

# Analyse et Mesure des Pertes en Commutation à Faible Courant des Semiconducteurs à Grand Gap

Gustavo S. ZAPPULLA<sup>1,2</sup>, Bernardo COUGO<sup>1</sup>, Lenin M. F. MORAIS<sup>3</sup>, Marco ANDRADE<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>IRT Saint Exupéry, Toulouse, France

<sup>2</sup>Graduate Program in Electrical Engineering, Federal University of Minas Gerais (UFMG), Brésil

<sup>3</sup>Department of Electronic Engineering, Federal University of Minas (UFMG), Brésil

**RESUME** – Cette étude présente une revue des principaux mécanismes de pertes en commutation à faible courant des semiconducteurs. Une revue des méthodes de mesure d'énergies de commutation (méthode de la double impulsion et de l'opposition modifiée) sera présentée dans le but de montrer les avantages et inconvénients de chacune. La méthode de mesure typiquement utilisée par les fabricants de semiconducteurs (la "double impulsion") présente des limitations, surtout en ce qui concerne les pertes au blocage. Un cas d'étude sera utilisé afin de mettre en évidence les écarts produits entre l'estimation de pertes basée sur les données fournies par les fabricants et les pertes obtenues par la caractérisation de composants selon ces deux méthodes. L'importance de ce sujet se justifie principalement sur les applications à très haut rendement, et celles qui utilisent des stratégies de "commutation douce".

**Mots-clés** – Interrupteur à grand gap, SiC, GaN, convertisseur haut rendement, double impulsion, faible courant, méthode d'opposition, énergie de commutation.

## 1. INTRODUCTION

La conception précise et l'optimisation de convertisseurs de puissance nécessitent d'informations fiables sur la performance des composants électroniques, surtout en ce qui concerne les pertes en commutation. Des modèles analytiques et des méthodes de mesure sont largement présentés dans la littérature scientifique [1]. Par contre, ces travaux se sont rarement concentrés dans le contexte de faibles courants.

Une amélioration importante des performances des convertisseurs passe par l'utilisation de semiconducteurs à grand gap, en raison de leurs meilleures caractéristiques par rapport aux dispositifs à base de silicium (Si) [2]. Pour une même résistance à l'état passant ( $R_{DS(on)}$ ), les dispositifs à grand gap ont une capacité d'entrée ( $C_{iss}$ ) plusieurs fois inférieures à celles des dispositifs Si, ce qui entraîne des transitions plus rapides et, par conséquent, des pertes en commutation réduites. En plus, cela permet l'utilisation de fréquences de commutation plus élevées, contribuant ainsi à la réduction des dimensions et poids des composants passifs et à une plus grande densité de puissance.

Dans le cadre de la conception orientée haut rendement, les dispositifs sont souvent utilisés dans des plages de courant considérablement inférieures à leurs valeurs nominales, afin de réduire autant que possible leurs pertes. Cependant, il est rare que les fiches techniques des fabricants fournissent des courbes d'énergie de commutation dans une plage inférieure à 20% du courant nominal du dispositif. Dans la plupart des cas, les concepteurs doivent estimer les énergies de commutation, les calculer à l'aide des modèles analytiques ou réaliser sa caractérisation dynamique utilisant généralement la méthode de la double impulsion (DPT), ou des méthodes indirectes comme la méthode de l'opposition modifiée (MOM) [3].

Les mécanismes de pertes à l'amorçage ( $E_{on}$ ) et au blocage ( $E_{off}$ ) des semiconducteurs sont présentés en détails en [1]. Les pertes à zéro courant sont provoquées principalement à cause

de l'énergie de charge et décharge de la capacité de sortie du composant ( $C_{oss}$ ), sur laquelle d'autres capacités parasites du circuit s'ajoutent en parallèle. Ces phénomènes sont revus dans la Section 2.

Le restant de l'article est organisé de la façon suivante : les méthodes de caractérisation dynamique de semiconducteurs sont présentées dans la Section 3 ; la Section 4 montre les principaux résultats, qui comprennent la comparaison entre les pertes obtenues expérimentalement par les méthodes DPT, MOM et les données de fiche technique (FT-DPT). Un cas d'étude d'une topologie en commutation douce est présenté dans la Section 5, afin de démontrer les écarts obtenus en considérant ces différentes données. Les conclusions sont finalement adressées dans la Section 6.

## 2. MÉCANISMES DE PERTES EN COMMUTATION

L'analyse suivante considère les mécanismes de commutation d'interrupteurs du type MOSFET en silicium (Si) ou carbure de silicium (SiC), et HEMT en nitrure de gallium (GaN). Dans ce contexte, les termes "canal" et "diode de corps" sont utilisés de façon générique même pour les HEMTs GaN (celui-ci n'a pas de diode de corps, mais il présente un comportement de diode en troisième quadrant). Les phénomènes typiques de IGBTs ne sont pas considérés.

Figure 1 montre une cellule de commutation avec les formes d'onde de l'interrupteur  $Q_2$  soumis à des transitions de blocage et d'amorçage, respectivement, à un courant constant. Lorsque l'interrupteur est commandé vers son état de blocage, le courant qui circule par son canal est partiellement transféré vers sa capacité de sortie  $C_{oss2}$  et vers la capacité de sortie du composant complémentaire  $C_{oss1}$ , de sorte à recharger  $C_{oss2}$  et décharger  $C_{oss1}$ .

À la fin de la recharge de  $C_{oss2}$ , le canal de  $Q_2$  est bloqué et son courant est interrompu. L'énergie totale transférée vers  $Q_2$ , désignée par  $E_{tr,off}$ , est composé par les termes :

$$E_{tr,off} = E_{oss} + E_{v \times i,off} \quad , \quad (1)$$

où  $E_{oss}$  est l'énergie stockée dans  $C_{oss2}$  et  $E_{tr,off}$  est l'énergie effectivement dissipée sur le canal de  $Q_2$  dû au croisement des courbes de tension et courant. Le premier terme est calculé par l'équation :

$$E_{oss} = \int_0^{V_{DD}} v_{ds} \cdot C_{oss}(v_{ds}) dv_{ds} \quad (2)$$

Le deuxième terme est le sujet de plusieurs études [1, 4], qui proposent des modèles analytiques ou de simulation pour le calcul des temps de montée/descente des courants et tensions. Bien que ce calcul soit en dehors du sujet de cette étude, sa mesure sera adressée par les méthodes de caractérisation dynamique qui seront présentées.

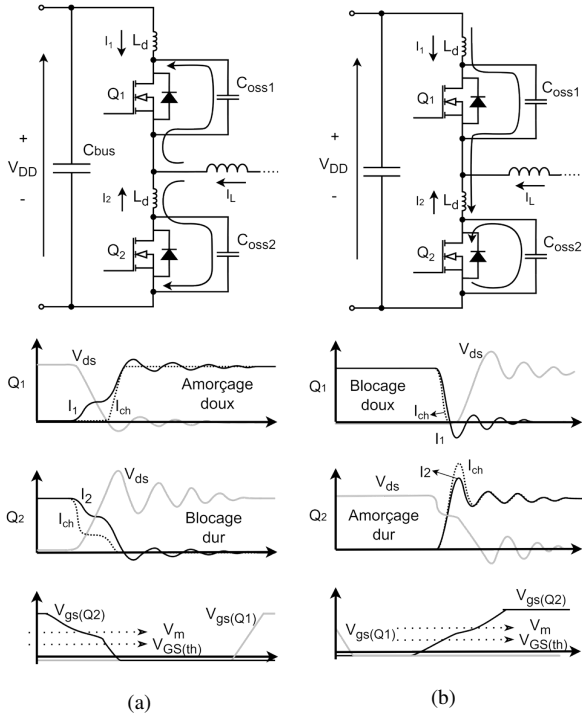


FIG. 1. Représentation des transitions au (a) blocage de  $Q_2$  et à (b) l'amorçage de  $Q_2$  dans une cellule de commutation. L'interrupteur  $Q_1$  commute en ZVS.

Par la suite, l'interrupteur  $Q_2$  est commandé vers son état amorcé. Le courant qui circule par la diode de corps de  $Q_1$  (pendant le temps mort) est transférée vers le canal de  $Q_2$ . Pendant cet intervalle, le croisement de la courbe de courant et tension produit un terme d'énergie dissipée  $E_{v \times i, on}$ .

Lorsque le courant de la diode devient zéro, trois phénomènes se produisent : le recouvrement inverse de la diode (à part pour les composants HEMTs GaN) ; La décharge de  $C_{oss1}$  sur le canal de  $Q_2$  ; la recharge de  $C_{oss2}$ .

Le recouvrement inverse produit un pic de courant qui circule par le canal de  $Q_2$  et dissipe l'énergie  $E'_{rr}$ <sup>1</sup>. À la fois, la décharge de  $C_{oss2}$  dissipe l'énergie  $E_{oss}$  stockée pendant le blocage précédent. C'est la raison pour laquelle l'énergie réelle de blocage  $E_{off}$  est donnée par :

$$E_{off} = E_{v \times i, off} = E_{tr, off} - E_{oss} \quad (3)$$

Finalement, le courant de recharge de  $C_{oss1}$  circule également par le canal de  $Q_2$ , ce qui cause un terme d'énergie dissipée  $E_{qoss}$  calculée par [5] :

$$E_{qoss} = \int_0^{V_{DD}} (V_{DD} - v_{ds}) \cdot C_{oss}(v_{ds}) dv_{ds} \quad (4)$$

L'énergie transférée à  $Q_2$  lors de l'amorçage ( $E_{tr, on}$ ) est donc la somme des quatre termes :

$$E_{tr, on} = E_{v \times i, on} + E_{oss} + E'_{rr} + E_{qoss} \quad (5)$$

Sachant que ces termes sont tous dissipés sur le canal du composant, l'énergie  $E_{tr, on}$  correspond à  $E_{on}$  réelle.

La somme  $E_{oss} + E_{qoss}$  caractérise l'énergie de commutation minimale (énergie à zéro courant) dans un cycle tel comme décrit (commutations "dures" ou *hard switching* - HS). Pour les composants grand gap qui sont opérés à des courants relativement faibles (<20%) par rapport à leur plage de courant nominal,

1. Le terme d'énergie " $E'_{rr}$ " n'est pas le même que " $E_{rr}$ " donné dans les fiches techniques, car celui-ci fait référence à l'énergie dissipée dans la propre diode à cause du recouvrement inverse, alors que  $E'_{rr}$  est défini comme l'énergie dissipée dans le canal du composant qui conduit ce courant.

ce terme est responsable pour la plupart des pertes en commutation des interrupteurs.

En plus, cette énergie minimale est dissipée seulement pendant l'amorçage du composant. C'est la raison pour laquelle les topologies de convertisseurs en commutation douce (ou *soft-switching* - SS) [6] permettent de réduire considérablement les pertes en commutation des convertisseurs.

## 2.1. Énergies dues au temps mort

Dans le cas de l'interrupteur  $Q_1$ , la conduction du courant par sa diode de corps est généralement limitée au temps mort ( $t_{dt}$ ), à la fin duquel  $Q_1$  est amorcé. Cela se fait surtout pour réduire les pertes en conduction de la diode de corps à cause de sa tension directe ( $V_F(I_D)$ ). Pour les composants grand gap, ces pertes ne sont pas négligeables, et le temps mort doit être réduit autant que possible.

Par conséquence, les énergies dissipées dans la diode de corps pendant le temps mort peuvent être considérées comme des pertes en commutation ( $E_{dt}$ ), étant donné que son nombre d'occurrences est proportionnel à la fréquence des transitions. Sa valeur est calculée par :

$$E_{dt}(I_D) = V_F(I_D) \times (t_{dt} - t_{tr}) \quad (6)$$

où  $t_{tr}$  est le temps de montée/descente du courant soit à l'amorçage, soit au blocage.

## 2.2. Conditions pour la commutation douce

En reprenant le schéma de commutation de la Fig. 1, lorsque  $Q_2$  est commandé vers son état bloqué, l'énergie  $E_{oss}$  stockée en  $C_{oss1}$  est absorbée par l'inductance principale, ce qui est considéré un transfert d'énergie sans pertes considérables<sup>2</sup>. Le taux de descente de la tension sur  $C_{oss1}$  est contrôlé par le courant de drain.

Cependant, si le courant de drain est faible de sorte que  $C_{oss1}$  n'est pas complètement déchargé avant la fin du temps mort, l'amorçage de  $Q_1$  se fera à une valeur partielle de tension. Cela peut être vérifié par la courbe bleue de la Fig. 2.

Par conséquence, une des conditions pour la commutation douce est d'assurer un courant minimal en fonction du temps mort défini, auquel l'interrupteur est commuté.

D'ailleurs, dans les topologies en commutation douce, lorsque l'inductance principale a une énergie inférieure à  $E_{oss}$ , une résonance est provoquée. Cela cause un inversedement du courant, qui à sa fois commencé à recharger la capacité, comme

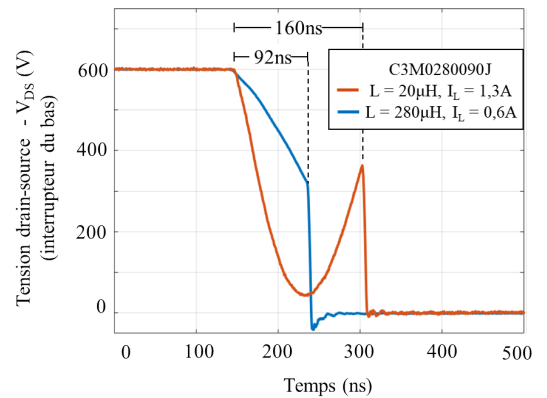


FIG. 2. Formes d'onde de tension drain-source obtenues de façon expérimentale, montrant des transitions en ZVS partielle causées par : 1) temps mort insuffisant pour décharger  $C_{oss}$  (bleu) ; 2) énergie de l'inductance insuffisante, qui résulte en résonance avec  $C_{oss}$  (rouge).

2. Des effets de hystérésis sur  $C_{oss}$  ont été identifiés en [7] pour des interrupteurs de différentes technologies. À cause de ce phénomène, une partie de l'énergie  $E_{oss}$  peut être dissipée lors de son stockage.

montré par la courbe rouge de Fig. 2. Les conditions pour assurer la commutation douce dans ce cas méritent d'autres considérations, qui sont présentées en détails en [8].

### 3. MÉTHODES DE MESURE

#### 3.1. Test à double impulsion

Le test à double impulsion (DPT) est l'approche la plus utilisée pour mesurer les énergies de commutation [9]. Il consiste à mesurer simultanément les formes d'onde de tension de commutation  $v_{DS}$  et de courant de commutation  $i_{DS}$  afin d'obtenir l'augmentation d'énergie sur les transitions. La référence [9] propose une analyse détaillée, incluant les facteurs les plus pertinents qui pourraient avoir un impact sur la cohérence des mesures.

Le circuit généralement utilisé pour mettre en œuvre ce test est présenté à la Fig. 3. En appliquant une première impulsion à la grille du dispositif en test (DUT), le courant de l'inductance  $L$  augmente. Le DUT est bloqué au courant nominal, pendant lequel le courant de l'inductance circule à travers le dispositif de roue libre avec une variation négligeable. Ensuite, le DUT est amorcé avec approximativement le même courant. Les formes d'onde de courant et de tension au courant nominal sont multipliées et intégrées afin d'obtenir les énergies de commutation.

Un avantage important de ce test est que les mesures des énergies de commutation sont effectuées avec une variation négligeable de la température de jonction, ce qui permet la caractérisation du dispositif à différentes températures spécifiques.

Cependant, étant donné que les énergies sont mesurées aux intervalles définis entre le début et la fin de chaque transition, l'énergie  $E_{off}$  mesurée est en réalité l'énergie  $E_{tr,off}$ , qui comprends  $E_{oss}$ . Cela affecte principalement le calcul de pertes des topologies en ZVS, entraînant une surestimation proportionnelle à la fréquence de commutation et par dispositif. À la fois, l'énergie  $E_{on}$  mesurée ne prends pas en compte le terme de  $E_{oss}$  qui se décharge à l'intérieur du dispositif.

La mise en œuvre réelle du DPT pour les dispositifs grand gap présente certains enjeux en raison des transitions rapides. Les principales difficultés [9] sont liées à : 1) la bande passante des capteurs ; 2) la sensibilité des résultats au décalage temporel entre la tension et le courant ; et 3) les effets de boucle de masse, qui sont également intensifiés par les sondes.

En plus, les sondes de mesure requises pour implémenter le DPT ont des impacts sur le banc d'essai. D'abord, il augmente l'inductance parasite du système, car il est nécessaire d'insérer une sonde de courant en série avec la boucle de puissance. Pour les modules de puissance récents avec des condensateurs de découplage intégrés, la mesure par DPT n'est pas possible dans la configuration réelle, car le courant  $i_{DS}$  devient inaccessible.

Le DPT augmente également la capacité en parallèle avec le

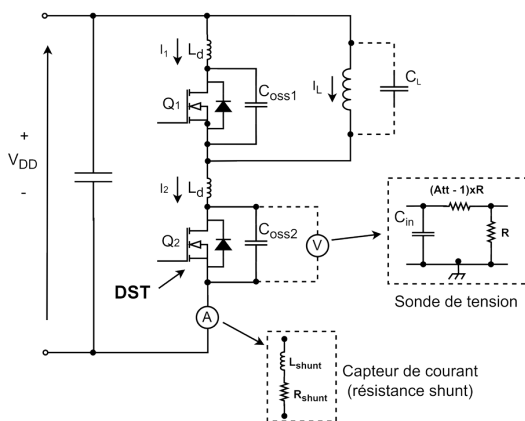


FIG. 3. Diagramme de circuit typique du DPT, sur lequel les sondes de tension et courant ajoutent des éléments parasites dans la boucle de puissance.

composant mesuré en raison de l'utilisation d'une sonde de tension pour la mesure de  $v_{DS}$ . Cette capacité se rajoute à la capacité de sortie du composant ( $C_{oss}$ ) et par conséquent, augmente l'énergie perdue à l'amorçage et réduit celle perdue au blocage. Bien que la capacité des sondes de tension rapides soit de l'ordre de 10pF, cette valeur peut être proche de  $C_{oss}$  des composants SiC et GaN haute tension et faible courant.

#### 3.2. Méthode d'opposition modifiée

La méthode d'opposition modifiée a été proposée dans [3] comme une méthode non invasive pour la caractérisation dynamique des semiconducteurs de puissance grand gap. Elle consiste en une mesure indirecte, dans laquelle quatre dispositifs similaires sont testés dans un pont complet à travers un banc d'essai comportant des éléments caractérisés avec précision. Le schéma du circuit est présenté à la Fig. 4.

Le test est réalisé en deux parties. Tout d'abord, un test avec un courant trapézoïdal, qui est implémenté par un décalage de phase entre la commande des deux bras de commutation. Cela entraîne la commutation en ZVS des quatre dispositifs à un niveau de courant approximativement identique et avec des pertes d'amorçage négligeables. L'amplitude du courant trapézoïdal est réglée par le niveau de déphasage entre les deux bras, et les énergies  $E_{off}$  peuvent être mesurées à différents niveaux de courant.

En dessous d'une limite de courant donnée, des transitions en ZVS partielle se produisent, en étant causées par une des conditions présentées précédemment. Bien que ce terme soit identifié par MOM comme une énergie de blocage, il se produit en réalité dans le dispositif complémentaire après le temps mort, pendant son amorçage. C'est la raison pour laquelle la courbe d'énergies de blocage ont un profil décroissant proche de zéro courant.

Le deuxième test est réalisé avec un courant continu, dans lequel les deux bras de commutation sont contrôlés avec un décalage de phase nul et des rapports cycliques réglables, ce qui permet d'ajuster le courant. La forme d'onde résultant présente un profil continu avec une ondulation négligeable. Les résultats présentent des pertes causées par les transitions d'amorçage et de blocage. Les énergies d'amorçage sont donc séparées des énergies de blocage obtenues par le test en courant trapézoïdal.

Dans les deux tests, les pertes causées par les énergies de commutation sont mesurées par la puissance d'entrée totale du système, en enlevant les pertes qui ne sont pas liées à la com-

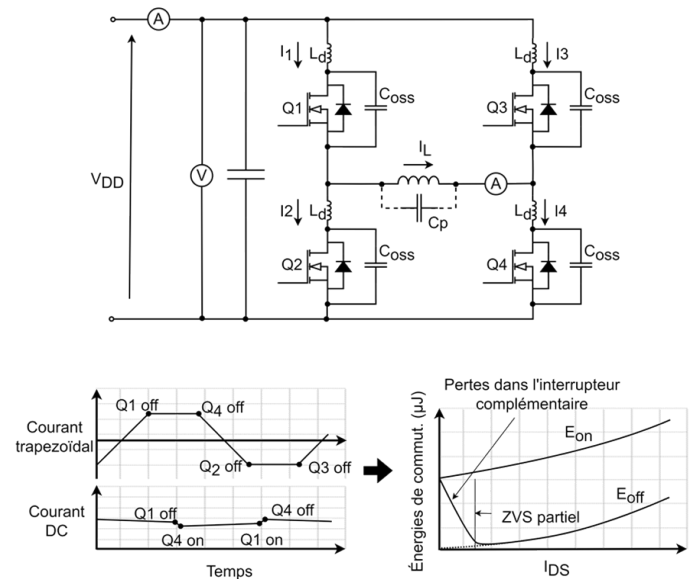


FIG. 4. Schéma de circuit et formes d'onde typiques de la méthode d'opposition modifiée.



mutation des dispositifs. Ces termes incluent les pertes sur les composants passifs, les pistes des PCB et les pertes en conduction des dispositifs eux-mêmes. Pour cette raison, cette méthode est susceptible à des erreurs de mesure en raison de la difficulté de prendre en compte tous les phénomènes qui produisent des pertes dans le banc d'essai. Une amélioration de la méthode est fournie dans [10], avec des directives plus précises pour une compensation adéquate des pertes.

En revanche, la MOM mesure les pertes en prenant en compte l'attribution correcte du terme  $E_{oss}$  sur les énergies  $E_{on}$  et  $E_{off}$ . Elle inclut également l'énergie  $E_{dt}$ , qui n'est pas négligeable dans les dispositifs grand gap.

Enfin, la MOM nécessite un temps plus long pour être effectuée en raison de la stabilisation du courant et des mesures en courant continu, contrairement au DPT qui est réalisé en quelques microsecondes. Par conséquent, les DUT et le banc d'essai sont soumis à des variations de température, ce qui modifie les performances de nombreux éléments, y compris la résistance à l'état passant des interrupteurs en test. Pour cette raison, les pertes du banc d'essai et des DUT doivent être compensées en fonction de leur température.

## 4. VÉRIFICATIONS EXPÉRIMENTALES

### 4.1. Énergies à zéro courant

La méthode utilisée pour mesurer les énergies de commutation à zéro courant consiste à faire commuter une cellule de commutation (demi-pont) sans aucune charge connectée au point milieu. La puissance moyenne d'entrée est mesurée par un wattmètre. Étant donnée qu'il n'y a pas de courant de sortie et en négligeant les pertes dans les capacités de découplage, les énergies sont obtenues en divisant la puissance d'entrée par le nombre d'interrupteurs (deux) et par la fréquence de découpage.

L'énergie  $E_{on}$  à zéro courant ( $E_{oss} + E_{qoss}$ ) a été mesurée sur plusieurs composants SiC et pour différents niveaux de tensions  $V_{DD}$ . Les résultats sont comparés à ceux calculés de façon analytique en prenant en compte les courbes  $C_{oss}$  vs.  $V_{ds}$  des composants, informées par le fabricant. Ils sont montrés Tableau 1. Une capacité d'environ 7pF a été estimée pour les sondes de tension HVP120 de Teledyne LeCroy, utilisées pour vérifier la tension de point milieu.

Les valeurs calculées fournissent une très bonne estimation des pertes minimales, avec des écarts de moins de 5% dans le pire cas. Ces résultats valident l'approche proposée en [5].

TABLEAU 1. Comparaisons des pertes en commutation à zéro courant ( $E_{on}(0)$ ) calculées et mesurées pour différents composants SiC ( $R_g = 2,5\Omega$ ).

Composant	$V_{DD}$ (V)	$E_{oss}$ calc. ( $\mu$ J)	$E_{qoss}$ calc. ( $\mu$ J)	" $E_{oss}$ " sondes ( $\mu$ J)	$E_{on}(0)$ calc. ( $\mu$ J)	$E_{on}(0)$ mes. ( $\mu$ J)	Err. (%)
C3M0045065J1	300V	6,60	11,98	0,32	<b>18,89</b>	<b>18,80</b>	-0,56
C3M0045065J1	400V	10,39	18,78	0,56	<b>29,73</b>	<b>29,65</b>	-0,27
C3M0045065J1	500V	15,06	26,63	0,88	<b>42,57</b>	<b>42,69</b>	0,29
C3M0060065J	300V	4,95	8,98	0,33	<b>14,25</b>	<b>14,94</b>	4,65
C3M0060065J	400V	7,88	14,10	0,56	<b>22,54</b>	<b>23,60</b>	4,49
C3M0060065J	500V	11,62	20,07	0,88	<b>32,57</b>	<b>34,13</b>	4,59
C3M0040120J1	400V	14,07	28,93	0,56	<b>43,56</b>	<b>44,80</b>	2,77
C3M0040120J1	600V	26,18	53,40	1,26	<b>80,84</b>	<b>83,40</b>	3,07
C3M0040120J1	800V	41,63	82,73	2,24	<b>126,60</b>	<b>130,60</b>	3,06

### 4.2. Comparaison entre les méthodes de caractérisation dynamique

Le banc de tests utilisé pour évaluer les méthodes est montré Fig. 5, dont la carte mère contient deux cellules de commutation identiques et symétriques. La DPT utilise une seule cellule de

commutation, avec une résistance shunt de 10,17m $\Omega$  placée en série avec le terminal de source du dispositif sous test (DST). La MOM est effectuée à une fréquence de commutation de 200kHz.

Le composant caractérisé est le MOSFET SiC C3M0040120J1. Les conditions de test et commande sont identiques pour les deux méthodes :  $V_{DD} = 600V$ ;  $R_{Gext} = 2,5\Omega$ ;  $V_{GS} = -4V(off)/+15V(on)$ . Les pilotes de grille ont un courant maximal de 11A, ce qui est suffisant pour ne pas limiter le profil de commande contrôlé par  $V_{GS}$  et  $R_{Gext}$ .

Les sondes de mesure utilisées sont identifiées Table 2. Figures 6-7 présentent les résultats d'énergies de commutation  $E_{off}$  et  $E_{on}$  respectivement, obtenus par les méthodes en étude, ainsi que les énergies informées par la fiche technique (FT-DPT) du composant (celle-ci utilise également la méthode DPT). Pour la MOM, les températures de jonction ont été estimées en prenant en compte le circuit thermique (résistance thermique jonction-boîtier données par la fiche technique) et en mesurant la température du boîtier obtenues à l'aide d'une caméra thermique.

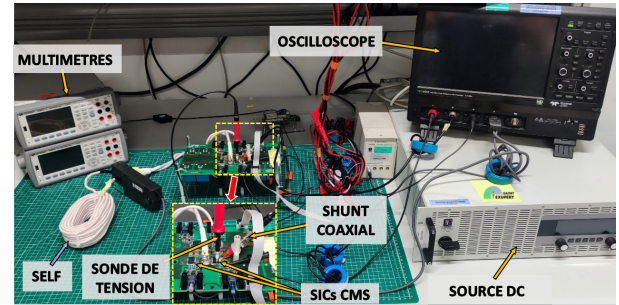


FIG. 5. Banc d'essai pour la caractérisation des composants. La sonde de tension affichée a été utilisée pour la mesure des énergies à zéro de courant. La sonde optique haute bande passante utilisée lors des tests par DPT n'est pas montrée.

TABLEAU 2. Sondes et instruments utilisés dans les tests de caractérisation dynamique.

	Type	Sonde/Instrument
DPT	Tension	Sonde TTIVP1 Tektronix 1kV 1GHz
	Courant	CVR SDN-414-01 T&M 10.17m $\Omega$ 400MHz
MOM	Tension	Multimètre Keysight 34461A
	Courant	Multimètre Keysight 34461A
		Sonde 3274 Hioki 150A 10MHz

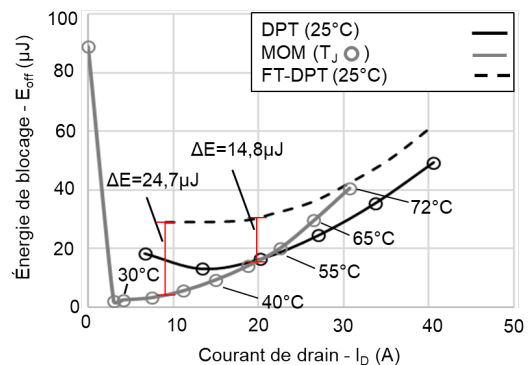


FIG. 6. Courbes des énergies de blocage obtenues de façon expérimentale par DPT et MOM, comparées à celles fournies par FT-DPT.

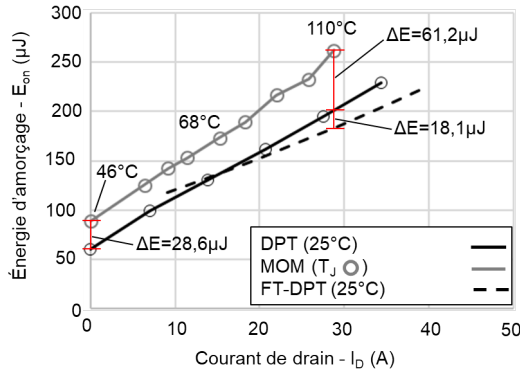


FIG. 7. Courbes des énergies d'amorçage obtenues de façon expérimentale par DPT et MOM, comparées à celles fournies par FT-DPT.

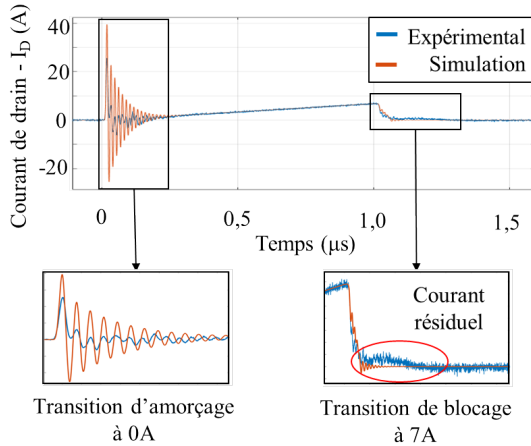


FIG. 8. Comparaison des formes d'onde de courant vérifiées par une simulation Spice (rouge) et expérimentalement (bleu) à 0A à l'amorçage et à 7A au blocage.

### Analyse des énergies au blocage

Comme indiqué Fig. 6, l'énergie au blocage correspondante au courant le plus faible informée par FT-DPT (9A) est de 28,9μJ, différemment de la valeur de 4,2μJ obtenue par MOM (celle-ci comprends également l'énergie  $E_{dt}$  à 9A). Cette différence (24,7μJ) est proche de la valeur de  $E_{oss}$  calculée par Eq. 2 (26,2μJ).

A un niveau de courant d'environ 30A, les courbes d'énergie de FT-DPT et MOM se croisent. Cela s'explique du fait que l'énergie  $E_{dt}$  comprise dans  $E_{off}$  obtenue par MOM s'approche de la valeur de l'énergie  $E_{oss}$  mesurée par FT-DPT.

En effet, en négligeant les temps de montée/descente du courant pendant le temps mort, les caractéristiques de conduction du composant en troisième quadrant informées par la fiche technique permettent de calculer les valeurs de  $E_{dt}$  en fonction des courants : 3,7μJ à 9A ; 10,0μJ à 20A ; 16,7μJ à 30A.

D'autres écarts à des niveaux de courant plus importants peuvent être expliqués par la variation de la température de jonction des composants par MOM. Cela démontre l'inconvénient de cette méthode.

Enfin, les résultats de  $E_{off}$  obtenus par DPT n'ont pas été concluants, étant donné le profil de la courbe d'énergie résultant. Afin de vérifier ces écarts, Fig. 8 présente les formes d'onde de courant obtenues à 7A par DPT implémentée expérimentalement et par une simulation Spice avec le modèle du composant donné par le fabricant. Il est possible d'observer un courant résiduel qui n'est pas compris dans les limites d'intégration pour le calcul de  $E_{off}$ .

Ce phénomène est censé être causé par des effet de boucle de masse ou d'autres éléments parasites couplés dans le banc de tests, mais son origine demande une analyse plus approfondie.

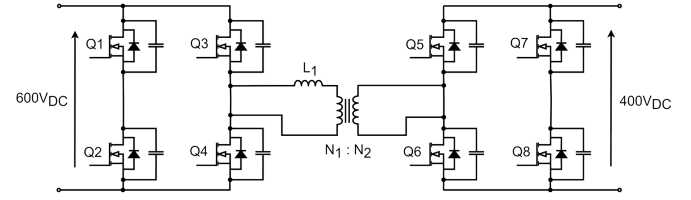


FIG. 9. Diagramme simplifiée de la topologie du convertisseur DAB.

die. Le profil anormal de la courbe d'énergie de blocage met en évidence une mesure inappropriée de courant et souligne les enjeux de se réaliser une caractérisation adéquate des énergies de commutation sur les composants haute vitesse.

### Analyse des énergies à l'amorçage

Pour les énergies à l'amorçage (Fig. 7), la courbe par FT-DPT a une inclinaison moins importante que celle par DPT et une valeur d'énergie à zéro de courant plus élevée (92,0μJ obtenu par extrapolation linéaire de FT-DPT contre 60,2μJ par DPT). Comme expliqué précédemment, cela suggère que le banc de tests utilisé par le fabricant a plus d'inductance parasite dans la boucle de puissance et plus de capacité parasite en parallèle avec l'inductance principale. Pour avoir une comparaison en mêmes conditions, les résultats par MOM sont comparés par la suite uniquement à ceux par DPT.

À zéro courant, les énergies d'amorçage mesurées par le MOM et la DPT sont respectivement de 88,8μJ et 60,2μJ. En décomptant les énergies dû aux capacités parasites du banc, estimées à 7,8μJ pour le MOM et 13,9μJ pour la DPT, il s'obtient respectivement 80,1μJ et 46,3μJ. Ces valeurs sont cohérentes avec les valeurs attendues de  $E_{qoss}$  et  $E_{oss} + E_{qoss}$  (respectivement 79,6μJ et 53,4μJ) calculées par les équations 2 et 4. La divergence entre le calcul et l'expérimentation était plus accentuée par DPT (13,3 %), ce qui est supposé être dû aux limites d'intégration de la DPT qui sous-estime les énergies.

À un courant de 29A, les énergies par MOM sont 61,2μJ plus élevées par rapport à celles par DPT. En décomptant les 28,6μJ de différence à 0A, la déviation nette à 29A devient 32,6μJ, ce qui est considérablement plus élevé que le maximum de  $E_{dt}$  (16,0μJ). Cette divergence peut également être expliquée par l'augmentation des températures de jonction par MOM.

## 5. CAS D'ÉTUDE

Un cas d'étude est présenté par la suite, dans lequel une analyse préliminaire d'un convertisseur haut rendement haute densité de puissance est réalisée. La topologie *Dual-Active Bridge* (DAB) dont le schéma de circuit est fourni dans la Fig. 9 a été évaluée. La technique de modulation assure une opération du convertisseur en ZVS en conditions nominales.

Le convertisseur a été spécifié pour une puissance de sortie nominale ( $P_{out}$ ) de 5000W et une tension d'entrée ( $V_{in}$ ) de 600Vdc. D'autres spécifications sont omises dans cette analyse. Le MOSFET SiC C3M0040120J1 a été considéré parmi les dispositifs évalués. Par simplicité, seules les cellules du côté primaire sont considérées.

Étant donné que la courbe  $E_{off}$  de la fiche technique (FT-DPT, Fig. 6) ne présente pas les énergies de commutation pour des valeurs inférieures à 9A, la valeur de 26,2μJ a été considérée dans la plage de 0A à 9A. Cette estimation est raisonnable, en prenant en compte le profil convergent de la courbe vers ce niveau d'énergie à un courant zéro. Figure 10 présente les pertes totales estimées sur le pont complet du côté primaire aux fréquences de découpage de 100 kHz et 300 kHz à partir des courbes par FT-DPT et par MOM.

Les résultats à 100 kHz et à la puissance nominale (5000W) montrent que les pertes estimées par les courbes FT-DPT sont supérieures de 72% par rapport aux pertes estimées par MOM (26,2W contre 15,3W). À 300 kHz, cette surestimation s'élève

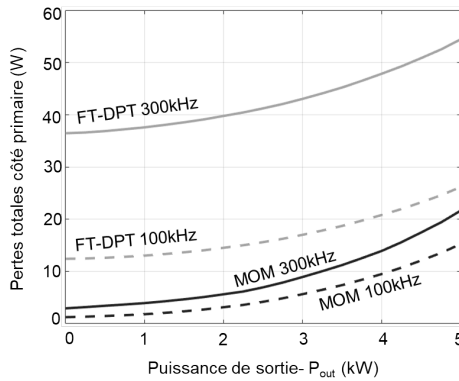


FIG. 10. Pertes totales sur les composants du côté primaire, estimées en utilisant les courbes d'énergie données par le fabricant et celles obtenues par MOM. L'estimation se fait aux fréquences de découpage de 100kHz et 300kHz.

à 151% (54,5W contre 21,7W).

En conclusion, ce cas d'étude met en évidence les écarts observés lors d'une estimation préliminaire des pertes d'un convertisseur. Surtout en ce qui concerne des convertisseurs haut rendement haute densité de puissance, il est primordial de comprendre les limitations des méthodes de caractérisation dynamique utilisées, afin d'éviter des surestimations et compromettre la fiabilité des résultats.

## 6. CONCLUSIONS

Ce travail a présenté une revue des mécanismes de pertes en commutation et des principales méthodes de caractérisation dynamiques en semiconducteurs. Différemment des travaux précédents, il se concentre sur les pertes à faible courant, étant donné son importance dans le contexte de convertisseurs de haut rendement et de topologies en commutation douce.

Une analyse de pertes à zéro courant a été adressée, afin de montrer que la méthode de la double impulsion (DPT) mesure incorrectement cette partie de pertes. L'approche d'estimation des énergies en commutation à zéro courant par les courbes " $C_{oss}$  vs.  $V_{ds}$ " a été validée par la mesure de ces énergies sur différents composants.

Des comparaisons entre les résultats obtenus par les deux méthodes et les données de fiche technique ont été également présentées. Les résultats démontrent que la DPT mesure moins de pertes à l'amorçage et plus de pertes au blocage. La méthode de l'opposition a l'avantage de prendre en compte cet effet, bien que la mesure à une température de jonction fixe ne puisse pas être effectuée.

Un cas d'étude sur une topologie ZVS a montré que les pertes en commutation sont surestimées lorsqu'elles sont basées sur des courbes fournies par les fiches techniques des fabricants. Les résultats démontrent que les erreurs d'estimation deviennent considérablement pertinentes aux niveaux de fréquence de commutation couramment utilisés dans les dispositifs à grand gap.

## 7. REMERCIEMENTS

Ce projet est financé par Clean Sky 2 Joint Undertaking (JU) aux termes de l'accord de subvention No 101007513. JU est supporté par le programme d'innovation et recherche "European Union's Horizon 2020" et les membres Clean Sky 2 JU autres que l'Union.

## 8. RÉFÉRENCES

- [1] D. Christen and J. Biela, "Analytical switching loss modeling based on datasheet parameters for mosfets in a half-bridge," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 4, pp. 3700–3710, 2019.
- [2] M. Meneghini, C. De Santi, I. Abid, M. Buffolo, M. Cioni, R. A. Khadar, L. Nela, N. Zagni, A. Chini, F. Medjdoub, *et al.*, "Gan-based power devices : Physics, reliability, and perspectives," *Journal of Applied Physics*, vol. 130, no. 18, p. 181101, 2021.
- [3] B. Cougo, H. Schneider, and T. Meynard, "Accurate switching energy estimation of wide bandgap devices used in converters for aircraft applications," in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1–10, 2013.
- [4] Y. Ren, M. Xu, J. Zhou, and F. Lee, "Analytical loss model of power mosfet," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 2, pp. 310–319, 2006.
- [5] R. Hou, J. Lu, and D. Chen, "Parasitic capacitance eqoss loss mechanism, calculation, and measurement in hard-switching for gan hemts," in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 919–924, 2018.
- [6] F. Krismer, *Modeling and optimization of bidirectional dual active bridge DC-DC converter topologies*. Doctoral thesis, ETH Zurich, Zürich, 2010. Diss., Eidgenössische Technische Hochschule ETH Zürich, Nr. 19177, 2010.
- [7] J. Fedison and M. Harrison, "Coss hysteresis in advanced superjunction mosfets," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 247–252, 2016.
- [8] M. Kasper, R. M. Burkart, G. Deboy, and J. W. Kolar, "Zvs of power mosfets revisited," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 12, pp. 8063–8067, 2016.
- [9] Z. Zhang, B. Guo, F. F. Wang, E. A. Jones, L. M. Tolbert, and B. J. Blalock, "Methodology for wide band-gap device dynamic characterization," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9307–9318, 2017.
- [10] H. Sathler and B. Cougo, "Improvement of the modified opposition method used for accurate switching energy estimation of wbg transistors," in *2017 IEEE 5th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, pp. 308–315, 2017.