

Comparaison d'une modélisation des pertes par commutation d'IGBT basée sur la datasheet à une étude expérimentale

Dounia Oustad^(1,2), Stéphane Lefebvre⁽¹⁾, Mickaël Petit⁽¹⁾, Dominique Lhotellier⁽²⁾, Menouar Ameziani⁽²⁾

¹SATIE, ENS Cachan - CNAM - CNRS UMR 8029, Université Paris-Saclay, Fr-94230 Cachan

²Institut Vedecom, 77 rue des chantiers Fr-78000 Versailles.

RESUME - La problématique de cet article est axée sur la prédiction et l'étude de la véracité d'un modèle de pertes (conduction et commutation) dans des modules de puissance IGBT dédiés à des applications de véhicules électriques. Cet article montre un cas d'étude basé sur l'estimation expérimentale des pertes par un circuit double pulse et une étude de modélisation basée sur l'utilisation du solveur circuit ANSYS - Simplorer[®]. Cette modélisation est basée sur la seule connaissance des caractéristiques issues des spécifications des constructeurs des modules. Elle est alors comparée à des mesures expérimentales. Nous avons pour but de vérifier la véracité de ces modèles, quantifier les erreurs et lorsque nécessaire, déterminer quelles caractérisations supplémentaires devront être effectuées pour enrichir les données issues des datasheets et obtenir une estimation des pertes avec une précision suffisante.

Mots-clés—Pertes par commutation, double pulse, modélisation comportementale, module IGBT, véhicules électriques.

1. INTRODUCTION

L'autonomie est, à l'heure actuelle, un des points les plus bloquants des véhicules électriques. Une optimisation du rendement de la chaîne de conversion est donc un objectif primordial. La topologie du convertisseur associé joue alors un rôle prépondérant. Afin de pouvoir comparer différentes structures entre elles, il est nécessaire, pour les concepteurs en électronique de puissance, de disposer d'outils de modélisation basés sur des solveurs circuits permettant d'estimer finement les pertes dans les composants actifs et notamment les pertes par commutation.

Certains fabricants de modules de puissance fournissent des modèles de type « SPICE » de leurs composants, permettant ainsi une estimation rapide des performances des composants. Mais la validité de ces modèles sur de larges plages de fonctionnement (courant, tension, température) est souvent limitée. Pour parer à l'absence de modèles de composants, des éditeurs de logiciels proposent des modules d'extraction permettant d'établir une modélisation compatible avec leurs solveurs et ainsi estimer relativement facilement l'ensemble des pertes (commutation et conduction) [1,2] en fonction de l'application et de la structure de conversion retenue, d'estimer le rendement du convertisseur, et de pré-dimensionner le refroidisseur qui doit y être associé.

Ces méthodes sont basées sur une lecture fine des datasheets mais n'assurent pas nécessairement la véracité du modèle qui en découle et doivent être également validées et éventuellement complétées par des caractérisations expérimentales. Un des objectifs de ces travaux est de déterminer quelles sont les caractérisations supplémentaires à effectuer dans la mesure où nous recherchons une estimation des pertes en fonction du courant, de la tension, de la température du cristal et de la résistance de grille.

Nous proposons alors d'étudier le même module en simulation et en pratique. Dans une première partie, nous présenterons le dispositif de test étudié, une seconde partie traitera du dispositif expérimental de caractérisation et décrira les résultats obtenus, et dans une troisième partie, nous discuterons de la modélisation des composants, de la méthode d'extraction des paramètres et des résultats que nous pourrions attendre du module retenu (pertes et température de jonction des différentes puces dans une application donnée) sur la base de cette modélisation. Enfin, nous comparerons dans une quatrième partie, les résultats expérimentaux aux simulations et aux spécifications du constructeur et montreront comment améliorer sur la base d'un minimum de caractérisations la précision du modèle.

2. BANC DE TEST

2.1. Principe, double pulse

Le module de test choisi est le FS100R07PE4 du fabricant INFINEON[®] [3]. Seul un bras sera caractérisé, en mode hacheur en utilisant la méthode du double pulse, cf figure 1.

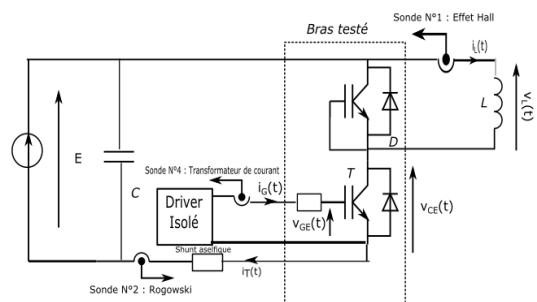


Fig. 1 Structure du banc de test

La caractérisation en double pulse effectuée permet d'étudier les phases de mise en conduction et de blocage à température de la puce proche de la température de la semelle.

Le courant de charge sera contrôlé par la durée t_1 de première conduction du transistor sous test. Le module est placé sur une plaque chauffante régulée en température. La température de semelle est mesurée par un thermocouple logé sous la puce dans une rainure usinée à l'interface entre la semelle et la plaque chauffante. Nous vérifierons la bonne concordance entre cette mesure de température et celle fournie par la thermistance intégrée au module.

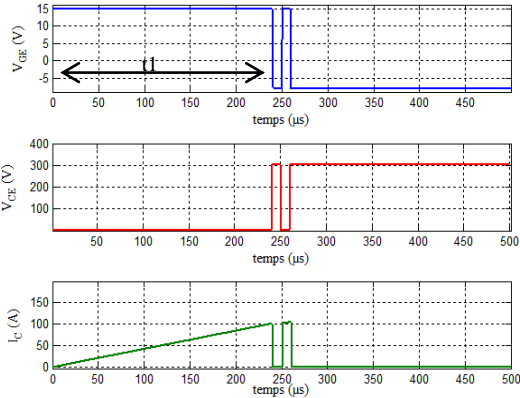


Fig. 2 Principe de la caractérisation en double pulse

Ce montage sert également de support aux simulations numériques présentées dans le paragraphe 4 ainsi qu'à l'étude expérimentale présentée dans le paragraphe 3.

2.2. Description du banc

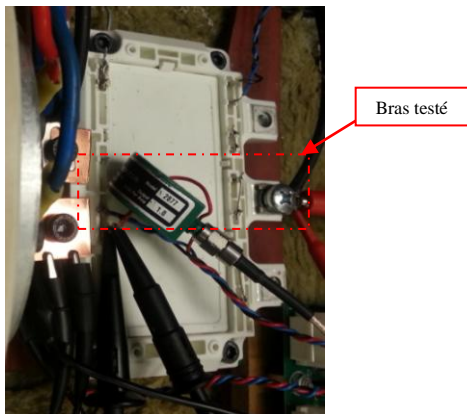


Fig. 3 Banc d'essai

Afin de valider les énergies des modèles simulés, un banc de test a été mis en place. Il est basé sur le schéma de la **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** Un soin particulier a été apporté à la connectique. Un bus faiblement inductif relie le condensateur et l'entrée DC du module. Ce dernier est ouvert sur son potentiel négatif afin d'insérer un shunt aselfique de 10 mΩ (T&M Research) permettant une mesure haute fréquence du courant dans le transistor. Cette mesure de courant est doublée par une sonde Rogowski (PEM CWT UM/06) afin de la qualifier.

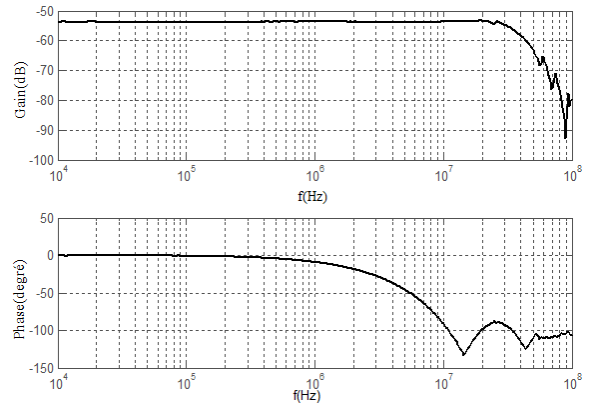


Fig. 4 Caractérisation fréquentielle de la sonde Rogowski

A partir de la caractérisation de la fonction de transfert de la sonde Rogowski Fig. 4, on remarque qu'à la fréquence du front de commutation (7MHz), la sonde applique un déphasage sur le courant visualisé. La mesure est donc corrigée par l'application de la fonction de transfert inverse, pour retrouver la véritable forme de courant. Pour la corriger, on effectue une convolution entre la fonction de transfert de la sonde et la transformée de fourrier du courant. La figure 5 représente le courant à l'amorçage et au blocage avant et après correction.

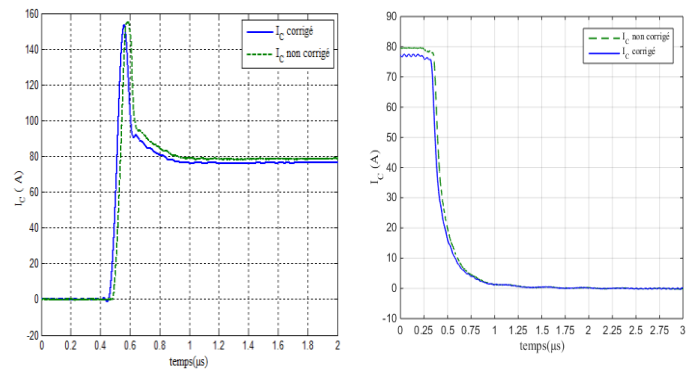


Fig. 5 Courant corrigé et non corrigé à l'amorçage et au blocage ($E=300V$, $R_{GON} = 3.9\Omega$, $R_{GOFF} = 3.9\Omega$)

Le courant dans l'inductance de charge est mesuré avec une sonde à effet Hall (TEKTRONIX TCP303). Le courant de grille est évalué par un transformateur d'intensité (Pearson Electronics). Les tensions $v_{CE}(t)$ (PMK) et $v_{GE}(t)$ (Tektronix) sont mesurées par des sondes de tension de 400MHz et 200MHz de bande passante respectivement. La semelle du module étant fixée à un système de chauffage régulé en température, la température sera également un des paramètres évalués lors des caractérisations.

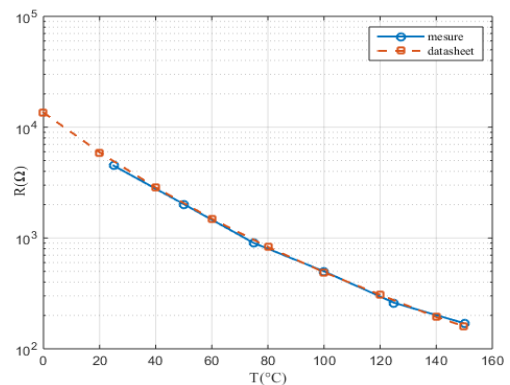


Fig. 6 Comparaison des valeurs de thermistance mesurée en fonction de la température du boîtier et des données issues du datasheet

La Fig.6 montre que la température fournie par la thermistance intégrée dans le module de puissance correspond à la température du thermocouple de la plaque chauffante. Nous pouvons donc raisonnablement assimiler la température du cristal à celle de la semelle [8,9].

3. CARACTERISATION EXPERIMENTALE DES PERTES PAR COMMUTATION

Nous allons ici mettre en évidence l'effet de différents paramètres électriques (courant de charge, température, résistance de grille, inductance de maille) sur les pertes par commutation.

3.1. Influence du courant et de la température sur les pertes par commutation

Le dispositif expérimental permet d'observer l'évolution des grandeurs électriques directement dans le transistor et indirectement dans la diode de roue libre. Nous en déduisons les énergies de commutation estimées selon le même protocole qu'en simulation. Nous pouvons ainsi comparer mesures, simulations et données des constructeurs.

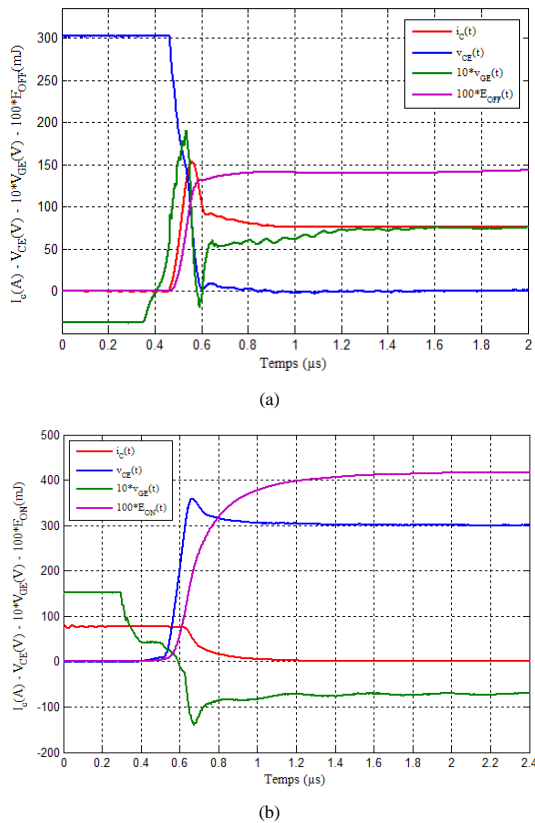


Fig. 7 Tensions , courant et énergies à l'amorçage (a) et au blocage (b) de l'IGBT (E = 300V, I_{CH} = 80A, T_J = 150°C ; R_{GON} = 3.9Ω ; R_{GOFF} = 3.9Ω)

A partir des tensions et courants de la Fig. 7, les énergies de commutations peuvent être déduites comme suit :

A l'amorçage :

$$E_{on}(t) = \int_{t_1}^{t_2} I_C(t) V_{CE}(t) \cdot dt$$

Au blocage :

$$E_{off}(t) = \int_{t_3}^{t_4} I_C(t) V_{CE}(t) \cdot dt$$

Avec I_c le courant dans le collecteur, V_{CE} la tension entre le collecteur et l'émetteur, [t₁, t₂] l'intervalle de temps sur lequel le courant I_c passe de 0 au courant de charge (80A) et [t₃, t₄] l'intervalle sur lequel ce même courant passe de 80A à 0A (une fois l'énergie de commutation « stabilisée »).

On peut par ailleurs s'intéresser à l'influence de la température sur ces énergies de commutations. Pour ce faire, les énergies au blocage et à l'amorçage mesurées sont tracées en fonction du courant et de la température (Fig.8).

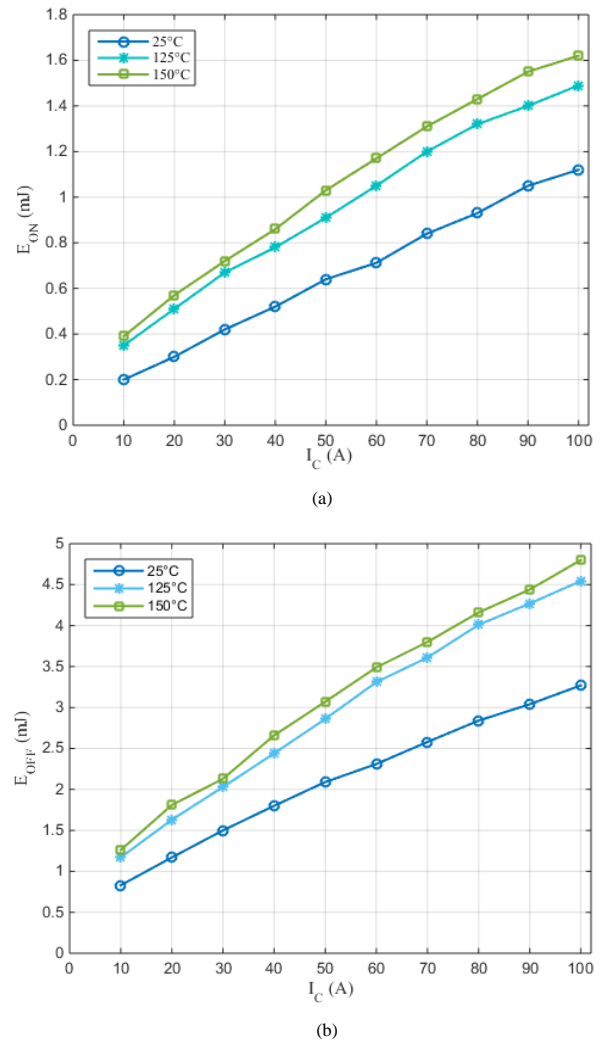
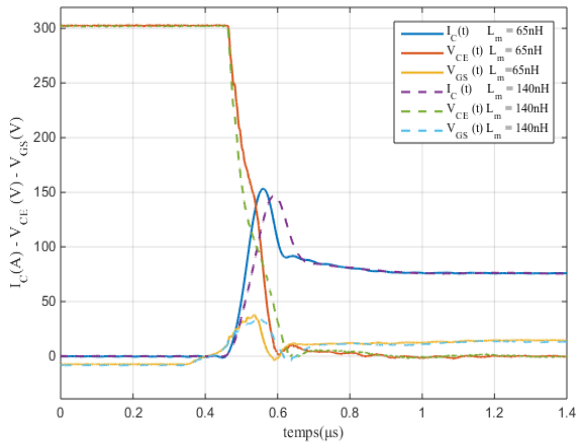


Fig. 8 Energies de commutations en fonction du courant et de la température (a) à l'amorçage (b) au blocage (E = 300V, R_{GON} = 3.9Ω, R_{GOFF} = 3.9Ω)

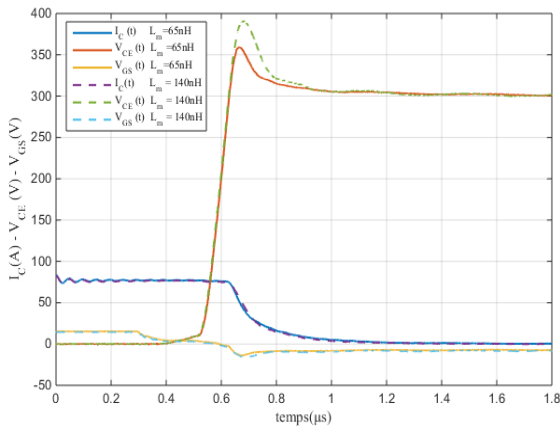
Il apparaît que l'énergie augmente avec la température d'où la nécessité de maîtriser ce paramètre au niveau de la jonction de l'IGBT lors des caractérisations.

3.2. Influence de l'inductance de maille sur les pertes par commutation

Selon la connectique retenue et les caractéristiques des condensateurs de filtrage DC, il est intéressant d'étudier l'influence de l'inductance de maille de commutation sur ces énergies de commutation. Pour cela, des mesures des formes d'ondes et énergies de commutations sont relevées pour deux valeurs distinctes d'inductance de maille (l'augmentation de l'inductance de ma maille est obtenue en rallongeant la connectique entre le condensateur de découplage et les module).



(a)

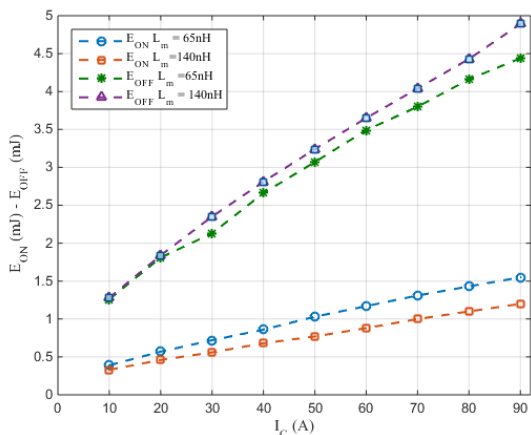


(b)

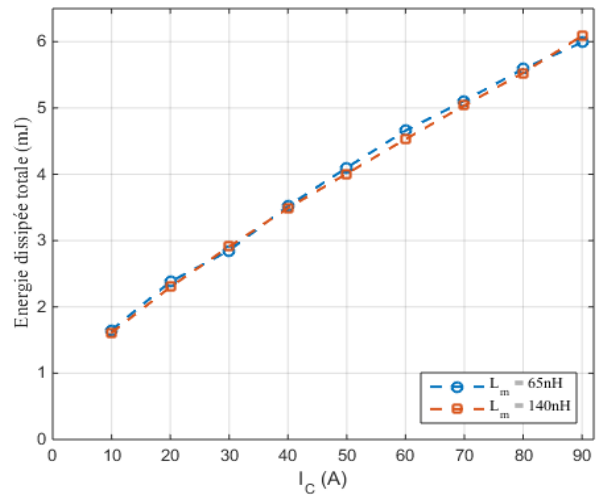
Fig. 9 Tensions et courant à l'amorçage (a) et au blocage (b) de l'IGBT pour différentes valeurs d'inductances de maille $L_m=[65-140]$ nH ($E = 300V$, $I_{CH} = 80A$, $T_J = 150^\circ C$; $R_{GON} = 3.9\Omega$; $R_{GOFF} = 3.9\Omega$)

Comme le montre la figure 9, l'inductance de maille variant entre 65nH et 140 nH n'a que très peu d'effet sur l'allure du courant dans le transistor au blocage (contrôle de l'ouverture du courant collecteur par le courant de grille et le courant de charge) et nous observons logiquement une augmentation de la surtension au blocage qui influe légèrement sur les pertes dissipées au blocage (figure 10).

À l'amorçage, on constate une diminution du di/dt (et une très légère diminution du courant de recouvrement dans la diode de roue libre) mais également une augmentation de la chute de tension dans l'inductance de maille lorsque cette inductance augmente. L'énergie dissipée à la mise en conduction varie ainsi considérablement avec l'inductance de maille, et lorsque l'inductance augmente, $E_{ON}(I_C)$ diminue (figure 10).



(a)



(b)

Fig. 10 Energies de commutation issues de la mesure pour $L_m=65$ & 140 nH ($E = 300V$, $I_{CH} = 80A$, $T_J = 150^\circ C$, $R_G = 3.9\Omega$) (a) amorçage & blocage (b) totale

D'après les figures 10 et 8, on peut observer que l'énergie de commutation est considérablement plus grande au blocage (d'un rapport d'environ 3) qu'à l'amorçage. Autrement dit, les pertes par commutation sont surtout dues au blocage de l'IGBT. L'augmentation de l'inductance de la maille de commutation entraîne une augmentation des pertes au blocage et un diminiution des pertes à la mise en conduction. On retrouve par contre une relative indépendance des pertes totales à la valeur de l'inductance de la maille de commutation comme cela est montré à la Fig.10.

3.3. Influence de la résistance de grille sur les pertes par commutation

Il est également intéressant de regarder l'évolution de ces énergies en fonction de la résistance de grille. La figure 11 compare ces énergies pour différentes résistances de grille variant entre 3,9 et 39 Ω à $125^\circ C$ de température de jonction. On constate une bonne concordance entre mesures et données issues du datasheet pour cette valeur particulière du courant (100A) au blocage. C'est un peu moins vrai à l'amorçage surtout pour de fortes valeurs de résistances de grille. On constate également une évolution modérée des pertes au blocage avec la résistance de grille, alors qu'elle est très significative à la mise en conduction.

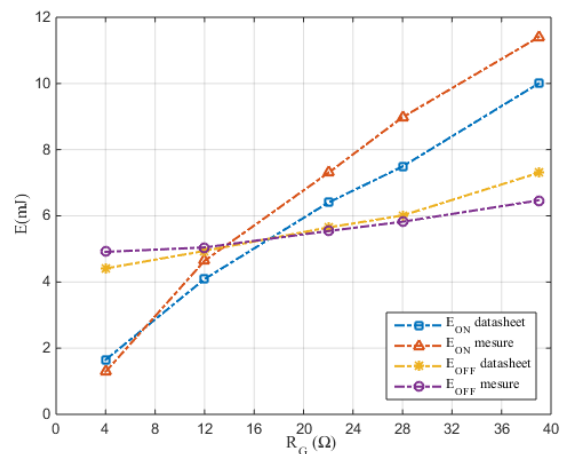


Fig. 11 Energies de commutation en fonction de la résistance de grille ($E=300V$, $I_{CH}=100A$, $T_J=125^\circ C$, $R_G=3.9\Omega$)

4. MODELISATION NUMERIQUE

4.1. Méthode d'extraction des paramètres

Le logiciel Simplorer[®] développé par Ansys[®] permet de modéliser les composants actifs par un modèle électrique équivalent qui tient compte de nombreuses données issues de la datasheet (caractéristiques statiques et énergies de commutation) mais aussi des capacités internes non linéaires variant avec la tension imposée au transistor. Un module d'extraction des paramètres permet de renseigner ce modèle [10]. Il est basé sur la lecture des documentations fournies par les constructeurs de composants. Cette extraction se fait en 12 étapes, les 4 premières étapes consistent à fournir les valeurs nominales de la tension V_{CE} , du courant I_C , de la température de jonction T_J , de la résistance de grille interne R_G , de la capacité d'entrée, des tensions V_{GE_on} et V_{GE_off} appliquées sur la grille de l'IGBT en conduction et au blocage, des inductances et résistances de connexions. Puis les étapes 5 et 6 renseignent les caractéristiques $I_C(V_{GE})$ pour deux valeurs de températures puis $I_C(V_{CE})$ pour 2 températures différentes et pour plusieurs tensions V_{GE} . Dans l'étape 7, on renseigne la caractéristique en direct de la diode antiparallèle $I_F(V_F)$. Enfin, les impédances thermiques de l'IGBT et de la diode sont renseignées dans les étapes 8 et 9. Le modèle thermique décrit à la figure 12 utilise ici un réseau de Cauer pour la modélisation pour la modélisation thermique entre jonction et ambiant pour les diodes et les IGBT sans considérer de couplage thermique entre les différentes puces du module.

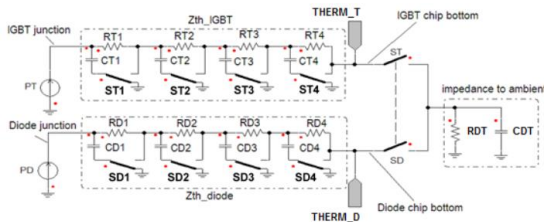


Fig. 12 Modèle thermique de l'IGBT et de la diode

L'étape 10 correspond enfin à la description des performances dynamique des IGBT et des diodes, où les valeurs de E_{on} , E_{off} , t_{on} , t_{off} pour l'IGBT et Q_{tr} pour la diode sont données pour les grandeurs V_{CE} et I_C nominales et pour deux températures différentes [1,6].

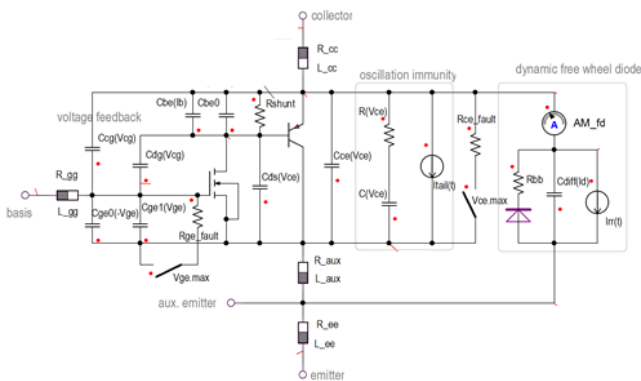


Fig. 13 : modèle d'IGBT/diode sous Simplorer

4.2. Application du modèle au circuit à double pulse

Le dispositif présenté en **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** a été simulé sous Simplorer [1]. Le circuit de commande du transistor délivre une tension qui varie de v_{GE} =

15V (conduction) à $v_{GE} = -8V$ (blocage). La résistance de grille R_g est un paramètre d'étude. Afin d'étudier les pertes, nous calculons les énergies de commutation à l'ouverture E_{on} et à la fermeture du composant E_{off} de la même façon qu'en expérimentation.

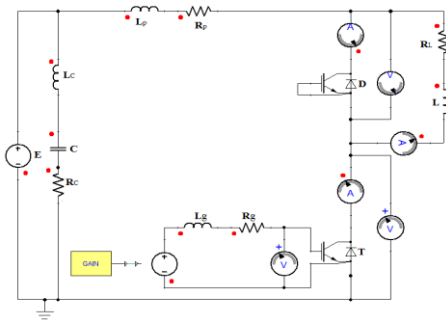


Fig. 14 Circuit simulé à l'aide du logiciel Simplorer

La simulation permet d'extraire les formes d'ondes de tension et de courant aux bornes du transistor et de la diode pour différents courants et différentes températures de puces. Les résultats font clairement apparaître la surtension et l'effet des capacités parasites de la diode et du transistor à l'ouverture. L'effet de l'inductance parasite est très clairement visible à la mise en conduction par la chute de tension observée aux bornes de l'IGBT. On observe également clairement le recouvrement de la diode à la mise en conduction de l'IGBT et le courant de traînage à son blocage.

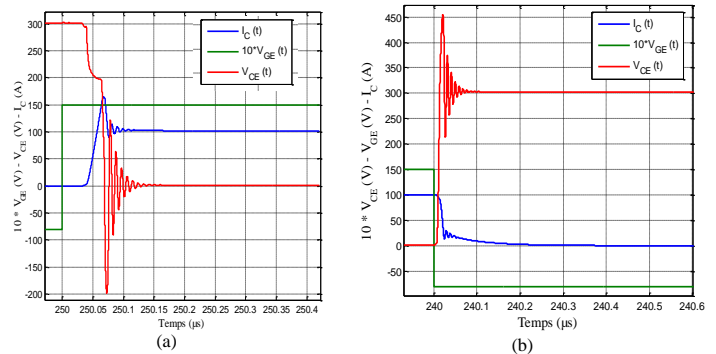


Fig. 15 Tensions et courant simulés à l'amorçage (a) et au blocage (b) de l'IGBT ($E=300V$, $I_{CH} = 100A$, $T_J = 150^{\circ}C$; $R_{GON} = 3.9\Omega$; $R_{GOFF} = 3.9\Omega$)

Ces résultats de simulation montrent clairement des commutations beaucoup plus rapides que celles observées en expérimentation. On observe également une surtension au blocage beaucoup plus importante, de l'ordre d'un facteur trois (environ 150V de surtension lors de la simulation contre 50V en expérimentation). Enfin, on note la présence d'oscillations faiblement amorties sur les tensions et le courant et qui peuvent correspondre à une mauvaise estimation de la résistance de la maille de commutation (effet de peau notamment).

Les comparaisons entre les mesures et la modélisation à partir des données simples de la datasheet du composant sont peu satisfaisantes. Nous proposons d'enrichir ces données par des mesures faites avec le banc et d'utiliser un modèle analytique pour l'estimation des pertes.

La Fig. 16 compare l'évolution des énergies dissipées à l'amorçage et au blocage en fonction du courant commuté (mesures, données issues de la datasheet et simulation Simplorer).

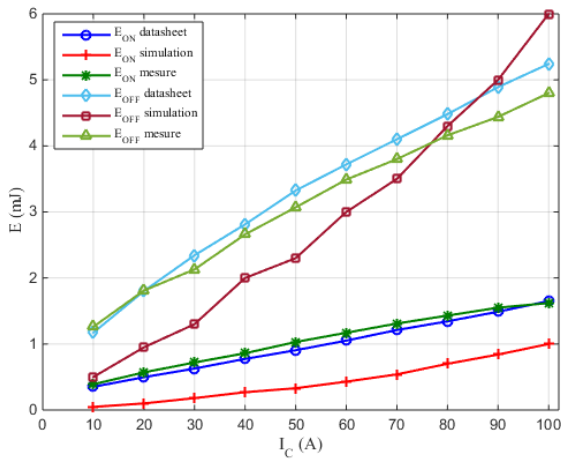


Fig. 16 Comparaison des énergies de commutations issues de la mesure, du datasheet et de la simulation ($E=300V$, $T_j=150^\circ C$, $R_G=3.9\Omega$)

Le tableau 1 compare les erreurs obtenues entre les données issues des mesures (prises comme référence) et celles issues du datasheet et des simulations sous Simplorer en ce qui concerne les énergies dissipées dans l'IGBT à l'amorçage et au blocage.

Tableau 1 Erreur entre les énergies de commutation (mesure, datasheet et simulation)

Ic(A)	erreur en %				
	Eon		Eoff		Energie totale
	data. simul.	- data. mesure	data. simul.	- data. mesure	
10	86,6	-11,1	57,3	-7,5	64,1
20	79,9	-14,7	47,3	-0,4	54,3
30	71,4	-14,6	44,5	9,1	50,2
40	65,1	-11,1	28,9	5,4	36,7
50	63,6	-13,8	30,8	7,7	37,8
60	59,1	-11,3	19,4	6,2	28,1
70	55,4	-8,1	14,6	7,3	24,0
80	47,9	-6,5	4,0	7,2	14,1
90	43,6	-4,1	-2,2	9,2	8,5
100	39,4	1,8	-14,5	8,4	1,6

Il semble que l'erreur par rapport à la simulation se réduise lorsque l'on se rapproche du point nominal (100A). Parmi les 12 étapes précédemment décrites de renseignement du modèle, les énergies à $25^\circ C$ et $150^\circ C$ ne sont renseignées que pour le courant nominal et sous une tension de 300V. C'est probablement la raison pour laquelle en ce point l'erreur est minimale. Le fabricant ne renseigne pas d'autres énergies de commutations que celles au point (300V, 100A considéré ici comme point nominal) et le modèle numérique n'est calibré que sur ce point particulier. Une solution serait donc d'avoir accès aux paramètres de réglage du modèle numérique et de les ajuster avec les mesures en fonction du point de fonctionnement considéré. Toutefois, il semble bien que le modèle numérique, que ce soit dans sa représentation des formes d'ondes ou dans son estimation des pertes par commutation soit aujourd'hui totalement inexploitable. C'est la raison pour laquelle nous présentons dans la suite de cet article un modèle comportemental des pertes par commutation.

5. DEVELOPPEMENT D'UN MODELE COMPORTEMENTAL

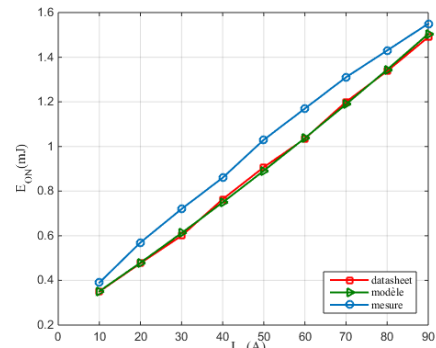
En utilisant les relevés des énergies en commutation fournis par les constructeurs et en faisant une approximation par un polynôme d'ordre 3 des courbes $E_{ON}(I_c)$ et $E_{OFF}(I_c)$, nous obtenons les expressions suivantes des énergies dissipées à la mise en conduction et au blocage comme suit :

$$E_{ON}(t) = \frac{V_{bus}}{V_{ref}} (E_a(T) \cdot i^3(t) + E_b(T) \cdot i^2(t) + E_c(T) \cdot i(t))$$

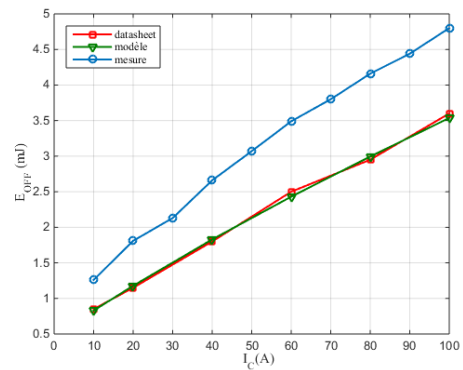
$$E_{OFF}(t) = \frac{V_{bus}}{V_{ref}} (E_d(T) \cdot i^3(t) + E_e(T) \cdot i^2(t) + E_f(T) \cdot i(t))$$

Avec V_{bus} la tension du bus DC, V_{ref} la tension de l'essai fourni par le constructeur et E_i les coefficients du polynôme en fonction de la température de jonction.

La figure 17 compare les énergies de commutations au blocage et à l'amorçage fournies par le constructeur et par le modèle et la mesure pour une tension de 300V et une résistance de grille de 3.9Ω.



(a)

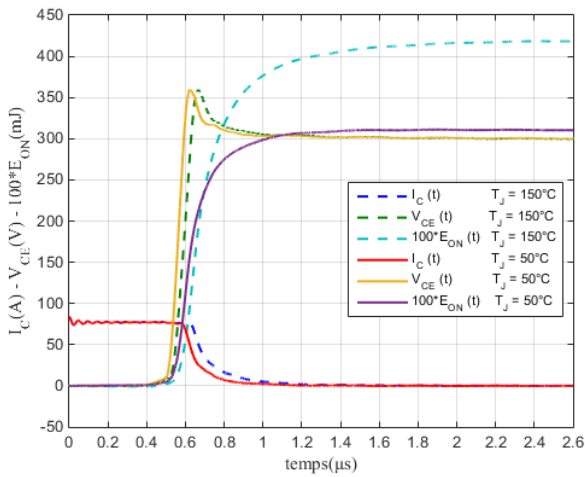


(b)

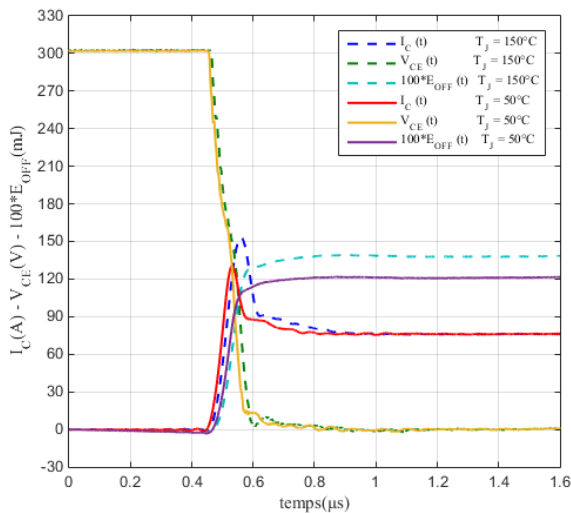
Fig. 17 Comparaison des énergies ON (a) et OFF (b) issues de la mesure, du datasheet et du modèle ($E=300V$, $T_j=150^\circ C$, $R_G=3.9\Omega$)

On constate qu'il y a un écart entre la mesure et le modèle, lié à l'erreur entre la mesure et les données du datasheet. L'erreur peut être liée ici au choix du driver par exemple qui présente sa propre impédance interne et des alimentations pouvant être différentes de celles utilisées par le fabricant. Comme on souhaite approcher par le modèle comportemental les mesures effectuées, au lieu de prendre comme référence les données fournies par le constructeur, on se basera sur les données issues de la mesure.

Les figures 19 et 20, représentent les énergies dissipées à la commutation lors du blocage et l'amorçage du transistor pour une tension du bus DC de 300V, un courant variant de 10 à 90A, une résistance de grille de 3.9Ω et une température de jonction de $150^\circ C$, $100^\circ C$ et $50^\circ C$. Certaines de ces caractérisations, notamment celles obtenues à 100 et $50^\circ C$ ne sont pas disponibles dans la datasheet, et ne peuvent être estimées que sur la base du modèle analytique ou des mesures effectuées.



(a)



(b)

Fig. 18 Tensions, courants et énergies au blocage (a) et à l'amorçage (b) de l'IGBT ($E = 300V$, $I_{CH} = 80A$, $T_j = 150^\circ C$ & $50^\circ C$; $R_G = 3$)

En augmentant la température de jonction de $50^\circ C$ à $150^\circ C$, au blocage le courant de traînage augmente et la surintensité à l'amorçage liée au recouvrement de la diode également (Figure 18).

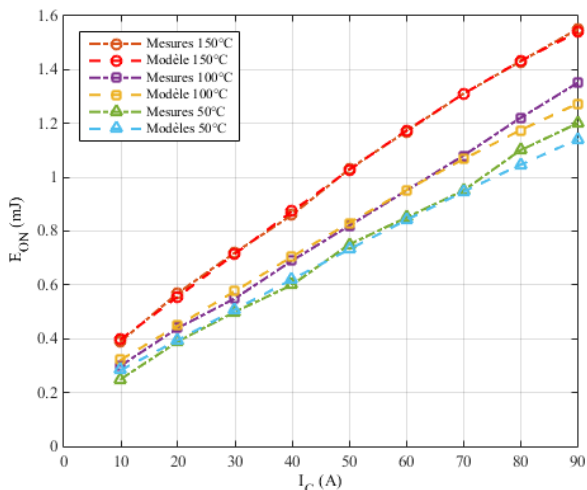


Fig. 19 Comparaison des énergies ON issues de la mesure et du modèle analytique ($E=300V$, $T_j=150^\circ C$, $100^\circ C$ et $50^\circ C$, $R_G = 3.9\Omega$)

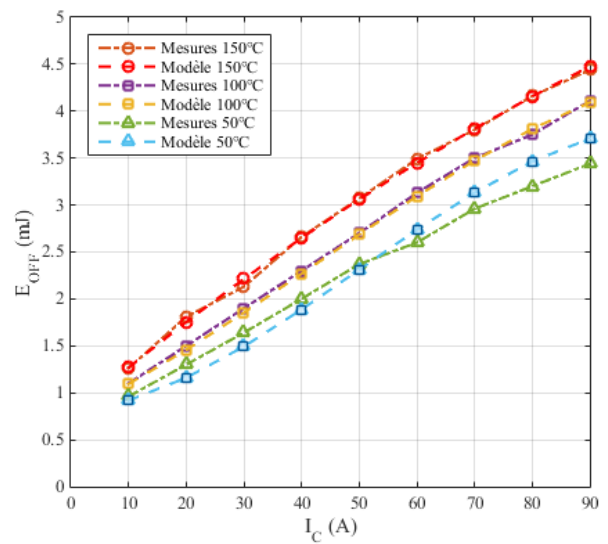


Fig. 20 Comparaison des énergies OFF issues de la mesure et du modèle analytique ($E=300V$, $T_j=150^\circ C$, $100^\circ C$ et $50^\circ C$, $R_G = 3.9\Omega$)

D'après les figures 19 et 20, on constate que l'écart entre la mesure et le modèle comportemental est très faible à 100 et $150^\circ C$ de température de jonction, ce dernier étant dû aux incertitudes de mesures ou aux limitations du modèle comportemental. L'erreur est un peu plus importante à $50^\circ C$ (de l'ordre de 7%), mais sans incidence, les puces du module n'étant pas dimensionnées pour fonctionner à des températures aussi faibles

6. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Cet article met en avant la difficulté à trouver une modélisation suffisamment fine et simple d'utilisation des commutations des éléments actifs à partir d'une documentation du constructeur dans l'optique de l'estimation des pertes sur de larges plages de fonctionnement.

Pour ce faire, un dispositif de test a été mis en place. Ce dispositif a d'abord été simulé, et les modèles sont alors extraits de la datasheet du composant. Simulations (Simplorer) et mesures sont alors comparées. Les résultats montrent des différences importantes entre simulation et mesures, et une inadaptation du modèle à de larges plages de fonctionnement.

Dans un second temps, la datasheet est enrichie par des expérimentations supplémentaires. Un second modèle, cette fois comportemental est extrait. Nous pouvons alors évaluer l'amélioration de la modélisation et mettre en avant les expérimentations justes nécessaires à l'amélioration du modèle.

Les caractérisations effectuées montrent que si l'inductance de maille a une influence sur les pertes à l'amorçage et au blocage, elle n'intervient pas dans les pertes totales.

D'après les essais effectués on conclue également que l'énergie dissipée au blocage varie en fonction du courant commuté, de la température de jonction mais très peu en fonction de la résistance de grille, alors que l'énergie dissipée à l'amorçage varie en fonction du courant commuté, de la température de jonction et de la résistance de grille.

Le modèle comportemental a permis de valider avec une relative bonne précision l'influence du courant et de la température sur les pertes. Il nous faut maintenant compléter ce modèle pour vérifier l'effet de la tension de bus et prendre également en compte celui de la résistance de grille.

7. REFERENCES

- [1] [Online] Simplorer manual , Modelling using the characterization tool, www.ansys.com
- [2] D. W. xu, "Power loss and junction temperature analysis of power semiconductor devices. " IEEE Trans. Industry Applications, vol. 38, no. 5, pp. 1426-1431, Sept. 2002
- [3] [Online] FS100R12PE4 datasheet www.infineon.com
- [4] T. Musikka "Improvement of IGBT Model Characterization with Experimental Tests" Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on
- [5] J. Fabre; P. Ladoux; M. Piton "Characterization and Implementation of Dual-SiC MOSFET Modules for Future Use in Traction Converters" IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 8, pp.4079 – 4090, 2015
- [6] H. Shim, H. Kim, Y. Kwack, "Inverter Modeling Including Non-ideal IGBT Characteristics in Hybrid Electric Vehicle for Accurate EMI Noise Prediction." IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), pp. 691-695, Aug. 2015.
- [7] B. J. Baliga, Fundamentals of Power Semiconductor Devices. Springer Science: 2008.
- [8] D. Xiao; I. Abuishmais; T. Undeland "Switching characteristics of NPT-IGBT power module at different temperatures" Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 14th International, 2010.
- [9] S.C. Das ,A. Tiwari, G. Narayanan, A.Kkumar "Experimental Study on IGBT Voltage and Current stresses during Switching Transitions" IEEE Innovative Smart Grid Technologies-Asia, 2013
- [10] F. Wang, S. Kher; T. Fichtner; J. Aurich "A new power mosfet model and an easy to use characterization tool using device datasheet" Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2013.