

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[®][1]. Cette modélisation est basée sur la seule connaissance des caractéristiques issues des datasheets 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 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) [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 et dans une seconde 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) sur la base de cette modélisation. Une troisième partie traitera du dispositif expérimental de caractérisation et décrira les résultats obtenus. 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. PRINCIPE DU DISPOSITIF D'ETUDE

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.

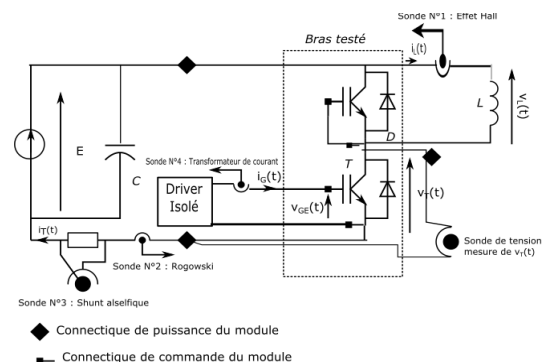


Figure 1 Structure du banc de test

La caractérisation en double pulse effectuée permet d'étudier les phases de mise en conduction et de blocage à température du cristal 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.

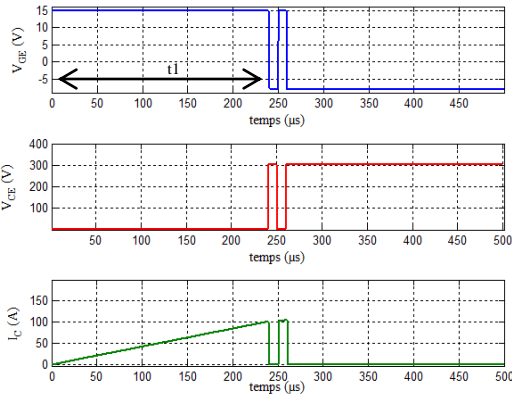


Figure 2 Principe de la caractérisation en double pulse

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

3. MODELISATION NUMERIQUE

3.1. 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 l'ensemble des données issues de la datasheet (caractéristiques statiques et énergies de commutation) mais aussi des capacités non linéaires variant avec la tension imposée au transistor. Un module d'extraction des paramètres permet de renseigner ce modèle. Il est basé sur la lecture des documentations fournies par les constructeurs de composants et sera présenté en détail dans l'article final

3.2. Application du modèle au circuit à double pulse

Le dispositif présenté en Figure 1 a été simulé sous Simplorer. Le circuit de commande du transistor est supposé idéal et la tension qu'il délivre varie instantanément 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} . Leurs définitions, les limitations d'interprétation de ces énergies et la méthodologie d'estimation seront explicitées dans l'article final.

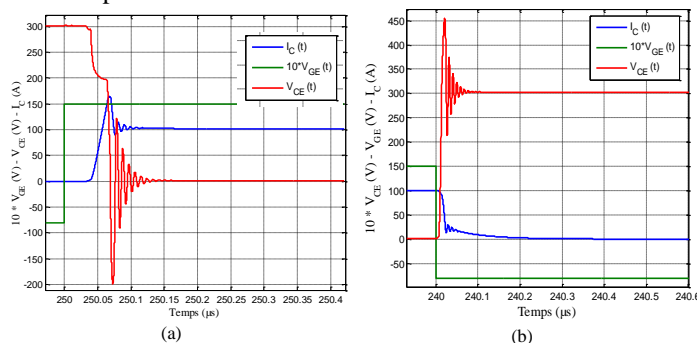


Figure 3 Tensions et courant simulées à l'amorçage (a) et au blocage (b) de l'IGBT ($E=300V$, $I_{CH} = 100A$, $T_J=150^\circ C$; $R_{GON}=3.9\Omega$; $R_{GOFF}=3.9\Omega$)

La simulation permet d'extraire les formes d'ondes de tension et de courant aux bornes du transistor et de la diode pour différents courant et différentes température de puces. Les résultats font clairement apparaître la surtension et l'effet des capacités parasites de la diode et du transistor à l'ouverture du transistor, l'effet de l'inductance parasite à la mise en conduction, le recouvrement de la diode et le courant de traînage de l'IGBT. L'article final analysera dans le détail les formes d'ondes obtenues en simulation sur la base des données renseignées à l'aide de la datasheet et des caractéristiques du circuit simulé.

4. DISPOSITIF EXPERIMENTAL

4.1. Description du banc

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 Figure 1. Un soin particulier a été apporté à la connectique. Un bus, très 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 $10\text{ m}\Omega$ (T&M Research) permettant une mesure haute fréquence du courant dans le transistor. Cette mesure de courant est doublée par une sonde Rogowski qui pourrait être moins invasive (PEM CWT UM/06) afin de la qualifier. 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 respectivement 200MHz de bande passante. Un soin particulier a été apporté à la caractérisation fréquentielle des sondes de courant et au recalage des différentes sondes. Ce point sera explicité dans l'article final. 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.

4.2. Résultats expérimentaux

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.

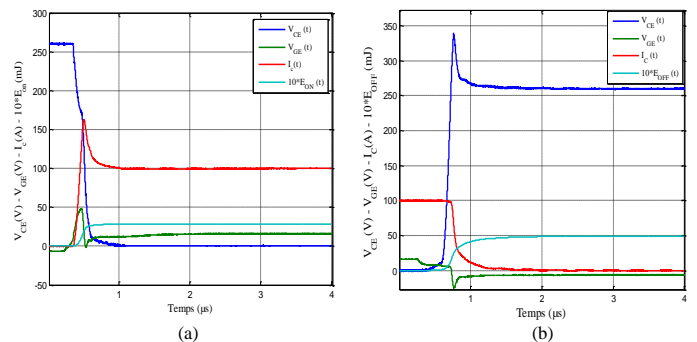


Figure 4 Tensions, courant et énergies à l'amorçage (a) et au blocage (b) de l'IGBT ($E=300V$, $I_{CH} = 100A$, $T_J=150^\circ C$; $R_{GON}=3.9\Omega$; $R_{GOFF}=3.9\Omega$)

La chute de tension observée sur $V_{ce}(t)$ est due à l'ESR et ESL de la capacité du bus DC qui va être corrigée et les résultats seront présentés dans l'article final.

5. COMPARAISON ENTRE RESULTAT DE MESURES, SIMULATIONS ET DONNEES ISSUES DU DATASHEET

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 datasheets par

des mesures faites avec le banc. Une seconde simulation est réalisée avec cette nouvelle documentation. L'article final permettra alors de trancher sur la validité des modèles commerciaux et de mettre en évidence les caractérisations manquantes permettant une estimation fine des pertes sur de larges plages de variation du courant, de tension, de température et de résistance de grille.

A titre d'exemple, la Fig.5 montre l'évolution des énergies dissipées à l'amorçage et au blocage en fonction du courant commuté. Si l'énergie dissipée au blocage est correctement modélisée pour cette tension et cette résistance de grille particulières, une erreur importante est constatée à l'amorçage. L'article final montrera des comparaisons étendues aux effets de la variation de la résistance de grille et de la température et précisera les limitations du modèle et la méthodologie retenue pour l'améliorer.

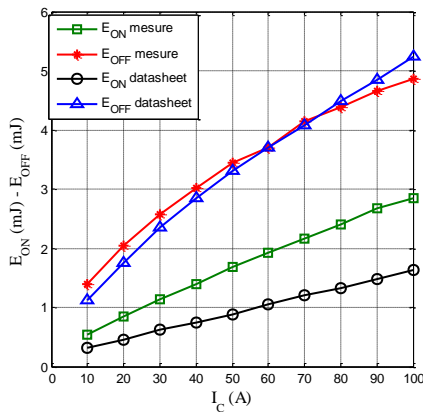


Figure 5 Comparaison des énergies de commutation issues de la mesure et du datasheet ($E=300V$, $I_{CH} = 100A$, $T_J = 150^{\circ}C$; $R_{GON}=3.9\Omega$; $R_{GOFF}=3.9\Omega$)

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. Les modèles sont alors extraits de la datasheet du composant. Simulations et mesures sont alors comparées.

Dans un second temps, la datasheet est enrichie par des expérimentations supplémentaires. Un second modèle est extrait. Nous pouvons alors évaluer l'amélioration de la modélisation et mettre en avant les expérimentations juste nécessaires à l'amélioration du modèle. Toutes ces comparaisons seront plus amplement explicitées dans l'article final.

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