



Prévision des pertes par conduction dans un onduleur à JFET Normally-Off et diodes SiC

Xavier Fonteneau, Florent Morel, Hervé Morel, Philippe Lahaye, Didier
Léonard

► **To cite this version:**

Xavier Fonteneau, Florent Morel, Hervé Morel, Philippe Lahaye, Didier Léonard. Prévision des pertes par conduction dans un onduleur à JFET Normally-Off et diodes SiC. 14ème EPF, Jul 2012, Bordeaux, France. pp.CD (ref 24). hal-00729345

HAL Id: hal-00729345

<https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00729345>

Submitted on 7 Sep 2012

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.

Prévision des pertes par conduction dans un onduleur à JFET Normally-Off et diodes SiC

Xavier FONTENEAU^{1,2}, Florent MOREL¹, Hervé MOREL¹,
Philippe LAHAYE², Didier LÉONARD²

¹ Laboratoire Ampère UMR CNRS 5005 - 21 avenue Jean Capelle - 69621 Villeurbanne

² ECA-EN - 332 Boulevard Marcel Paul - 44800 Saint Herblain

Résumé—Le calcul des pertes au sein des interrupteurs de puissance est une étape indispensable de la conception d'un convertisseur. Ce document présente une méthode de calcul des pertes par conduction pour un onduleur à JFET et diodes en carbure de silicium. Cette méthode prend en compte l'auto-échauffement des composants et les conditions de fonctionnement de l'onduleur (courant fourni, indice de modulation...). Deux stratégies de commande sont considérées et comparées.

I. INTRODUCTION

L'utilisation pour l'électronique de puissance de matériaux dits « grand gap » tels que le carbure de silicium (SiC) est l'objet de nombreux travaux de recherche. En effet, les caractéristiques de ces matériaux permettent par rapport au silicium d'espérer des fonctionnements à plus hautes températures, avec de plus fortes tensions ou encore avec des durées de commutations réduites [1].

Ces études ont conduit à la commercialisation de diodes en SiC dès le début des années 2000. Plus récemment, des composants commandables ont été rendus disponibles essentiellement sous forme de JFET « Normally-On ». Le canal passant en l'absence de polarisation confère à ces composants un comportement très différent de celui-ci des composants commandables habituellement utilisés dans les convertisseurs de puissance. Cette caractéristique a été un frein à leur intégration dans des applications industrielles.

Depuis 2009, la société Semisouth commercialise des JFET en SiC qui ont la particularité d'être « Normally-Off ». Ces composants ne comportent pas de diode de structure [2]. Pour la réalisation d'un bras d'onduleur, des diodes doivent donc être ajoutées en parallèle des JFET pour obtenir le fonctionnement normal d'une cellule de commutation (Fig. 1). Le but de cette étude est d'évaluer les avantages de l'utilisation de JFET « Normally-Off » en carbure de silicium au sein de convertisseurs de puissance fonctionnant à température ambiante. Les composants considérés sont des diodes Schottky SDP30S120 [3] ainsi que des JFET SJEP120R063 [4]. Les bénéfices attendus ici sont une réduction des pertes et une augmentation des fréquences de commutation. Pour ces raisons, les JFET et diodes sont testés pour des températures inférieures à 150°C. La limite thermique du packaging du boîtier ($T_{MAX} = 175^\circ\text{C}$) confirme ce choix.

Le canal des JFET pouvant conduire le courant dans les deux directions [5], il est possible d'envisager des modes de fonctionnement différents de ceux obtenus lorsqu'un IGBT

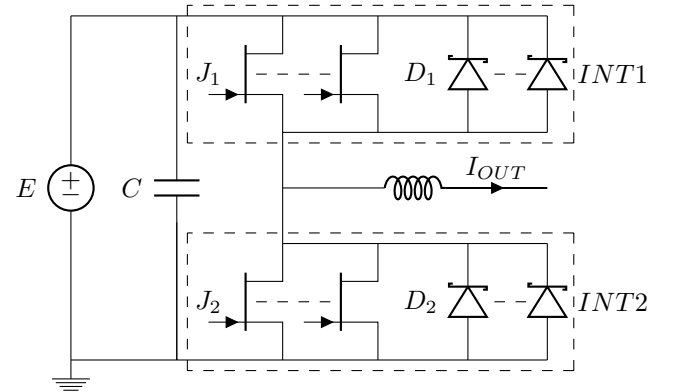


FIGURE 1: Bras d'onduleur considéré

est placé en parallèle d'une diode. Ces modes de fonctionnements impactent sur les pertes par conduction. Ainsi, les méthodes de calculs de pertes utilisées pour les convertisseurs en silicium [6], [7] ne sont pas applicables. Or ce calcul est indispensable pour la réalisation d'un convertisseur ou d'un module, notamment pour déterminer si des puces doivent être mises en parallèle ou pour déterminer un système de refroidissement pour un cahier des charges donné.

La section II de cet article est dédiée à la caractérisation et la modélisation de composants en vue de calculer les pertes statiques dans un convertisseur. L'impact de la température ambiante est pris en compte. La section III présente les stratégies envisageables pour piloter des interrupteurs réalisés par la mise en parallèle de JFET et de diodes en SiC. Dans la section IV une méthode itérative est élaborée afin de prévoir les températures de jonctions ainsi que les pertes en conduction des différentes puces. La section V présente les résultats obtenus. La dernière section clôt cet article et donne des perspectives.

II. CARACTÉRISATION ET MODÉLISATION DES COMPOSANTS

Afin de modéliser les pertes par conduction, les caractéristiques statiques de plusieurs échantillons de la diode et du JFET considérés sont tracées pour différentes températures. Un traceur de courbes Tektronix TEK 371A [8] est utilisé. Ce dernier génère des impulsions de tension de 50ms pour chaque valeur de V_{GS} testée, de même que des impulsions de puissance ($V_{DS} * I_D$) de 250 μs . Le rapport maximal entre les

durées de V_{DS} et de V_{GS} (assimilable au rapport cyclique) est de faible valeur ce qui limite l'auto-échauffement du composant sous test. La mesure des signaux de tension (V_{DS} et V_{GS}) est réalisée par la méthode 4 points ce qui évite les erreurs de mesures dues aux chutes de tension dans les câbles. La température extérieure de chaque puce est asservie par un conditionneur thermique. Pour le JFET, on fixe la tension V_{GS} à 2.6V.

Pour chaque échantillon et chaque température, un script d'optimisation est utilisé pour minimiser l'erreur entre la caractéristique mesurée et des modèles simples :

- Pour la diode : si $V_D \geq V_0$ alors $I_D = \frac{V_D - V_0}{R_D}$ sinon $I_D = 0$.
- Pour le JFET : $I_J = \frac{V_J}{R_J}$.

La figure 2 donne un exemple de comparaison entre la mesure et le modèle obtenu.

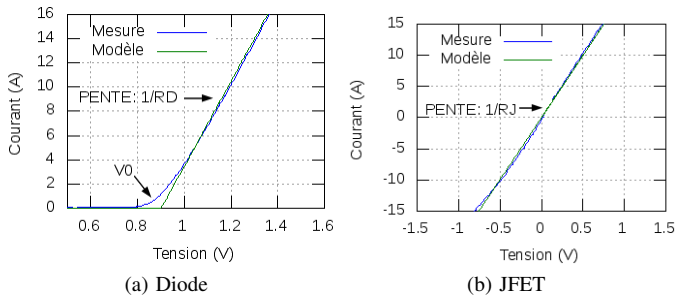


FIGURE 2: Mesure et modèle pour un échantillon de JFET et de diode pour une température de 50°C

Cette démarche permet d'obtenir l'évolution des paramètres du modèle (V_0 et R_D pour la diode, R_J pour le JFET) de chaque échantillon en fonction de sa température de jonction (Fig 3 et 4). Un polynôme du second ordre sera utilisé pour le calcul des pertes en conduction. Ce dernier retranscrit le comportement moyen de chaque élément des 5 échantillons testés.

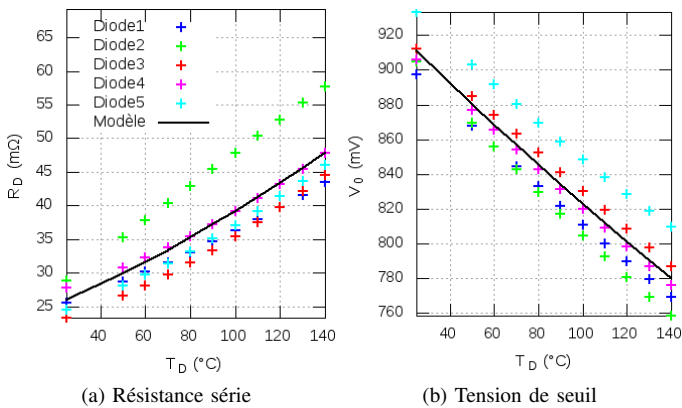


FIGURE 3: Évolution des paramètres du modèle de la diode en fonction de la température de jonction

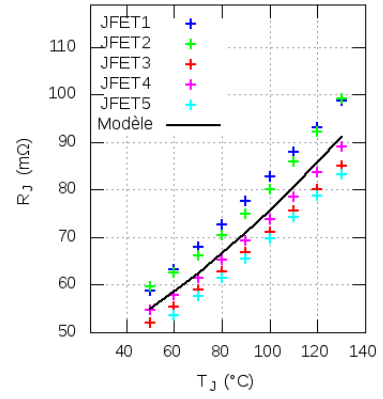
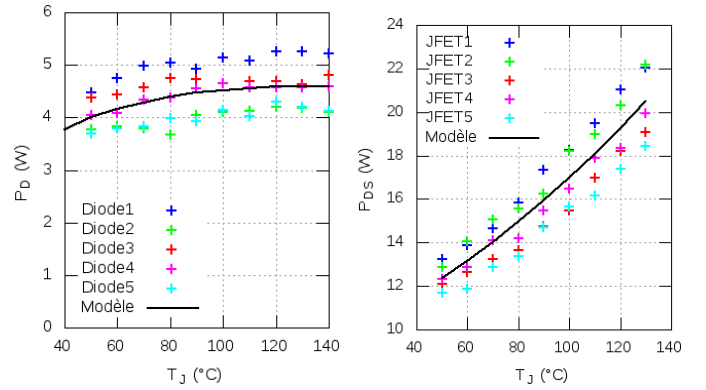


FIGURE 4: Évolution du paramètre du modèle du JFET en fonction de la température de jonction

La figure 5 montre l'évolution des pertes statiques de chaque composant en fonction de leur température de jonction. La différence entre le modèle et les mesures est inférieure à 1W pour la diode et à 2W pour le JFET même si les échantillons testés présentent des comportements légèrement différents.



(a) Pertes au sein de la diode à $V_D = 1V$ (b) Pertes au sein du JFET à $I_D = 15A$

FIGURE 5: Évolution des pertes statiques en fonction de la température de jonction de chaque composant

III. CALCUL DES PERTES PAR CONDUCTION AU SEIN D'UN BRAS D'ONDULEUR

Le calcul des pertes au sein d'un bras d'onduleur effectué ici suppose que :

- le courant de sortie est sinusoïdal : $I_{OUT} = I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \theta$;
- chaque interrupteur est constitué de N_j JFET en parallèle ainsi que de N_d diodes en anti-parallèle ;
- la durée pendant laquelle l'interrupteur 1 est passant divisée par la période de commutation est $\frac{1}{2}(1 + M \sin(\theta - \varphi))$ où M est l'indice de modulation.

L'étude qui suit traite du comportement d'une cellule de commutation lorsque le courant I_{OUT} est positif ($\theta \in [0; \pi]$).

A. Interrupteur 1 commandé

Lorsque l'interrupteur 1 est commandé et lorsque le courant dans la charge est positif, le courant circule dans les JFET (Fig. 6).

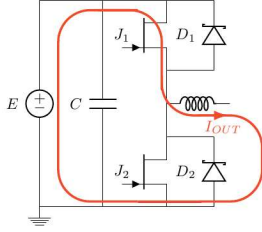


FIGURE 6: Circulation du courant I_{OUT} à travers INT1

Pendant une période du courant, la puissance dissipée en moyenne est alors donnée par (1).

$$PJ_1 = \frac{N_j}{2\pi} \int_0^\pi \frac{(1 + M \sin(\theta - \varphi))}{2} \cdot R_J(T_j) \cdot \left(\frac{I_{OUT}(\theta)}{N_j} \right)^2 \cdot d\theta \quad (1)$$

B. Interrupteur 1 non commandé

Lorsque l'interrupteur 1 n'est pas commandé et lorsque le courant dans la charge est positif, le courant circule dans l'interrupteur 2. Deux stratégies sont alors possibles.

1) *Interrupteur 2 non commandé*: Si l'interrupteur 2 n'est pas commandé, le courant circule dans les diodes (Fig. 7).

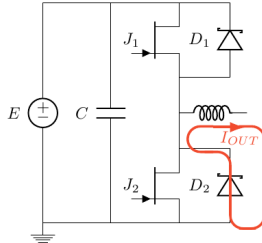


FIGURE 7: Circulation du courant I_{OUT} à travers INT2

La moyenne sur une période des pertes par conduction dans ces diodes est alors exprimée par (2).

$$PJ_2 = \frac{N_d}{2\pi} \int_0^\pi \frac{(1 - M \sin(\theta - \varphi))}{2} \cdot \left(\frac{I_{OUT}(\theta)}{N_d} \right) \cdot V_0(T_d) \cdot d\theta + \frac{N_d}{2\pi} \int_0^\pi \frac{(1 - M \sin(\theta - \varphi))}{2} \cdot \left(\frac{I_{OUT}(\theta)}{N_d} \right)^2 \cdot R_D(T_d) \cdot d\theta \quad (2)$$

2) *Interrupteur 2 commandé*: Si l'interrupteur 2 est commandé, pour les faibles valeurs de courant, on peut supposer que le courant de charge circule dans les JFET. Mais pour de fortes valeurs du courant, la tension aux bornes des JFET dépasse la tension de seuil des diodes et le courant de charge est donc réparti entre les JFET et les diodes (Fig. 8).

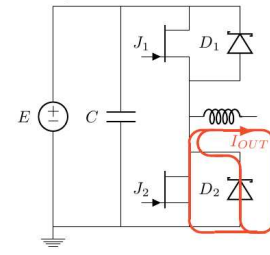


FIGURE 8: Circulation du courant I_{OUT} à travers INT2

Le calcul des pertes par conduction est alors plus complexe (eq. 3 avec θ_1 tel que $\frac{R_J(T_j)}{N_j} \cdot I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta_1) = V_0(T_d)$).

$$PJ_2 = \frac{N_j}{\pi} \int_0^{\theta_1} \frac{(1 - M \sin(\theta - \varphi))}{2} \cdot R_J(T_j) \cdot \left(\frac{I_{OUT}(\theta)}{N_j} \right)^2 \cdot d\theta + \frac{N_j}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\pi - \theta_1} \frac{(1 - M \sin(\theta - \varphi))}{2} \cdot R_J(T_j) \cdot I_J(\theta)^2 \cdot d\theta + \frac{N_d}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\pi - \theta_1} \frac{(1 - M \sin(\theta - \varphi))}{2} \cdot R_D(T_d) \cdot I_D(\theta)^2 \cdot d\theta + \frac{N_d}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\pi - \theta_1} \frac{(1 - M \sin(\theta - \varphi))}{2} \cdot V_0(T_d) \cdot I_D(\theta) \cdot d\theta$$

Avec :

$$I_J(\theta) = - \frac{N_d \cdot V_0(T_d) + R_D(T_d) \cdot I_{OUT}(\theta)}{N_d \cdot R_J(T_j) + N_j \cdot R_D(T_d)}$$

$$I_D(\theta) = \frac{-N_j \cdot V_0(T_d) + R_J(T_j) \cdot I_{OUT}(\theta)}{N_d \cdot R_J(T_j) + N_j \cdot R_D(T_d)} \quad (3)$$

IV. ESTIMATION DES PERTES PAR COMMUTATION AU SEIN D'UN BRAS D'ONDULEUR

Les pertes par commutation sont créées lors du changement d'état d'un interrupteur : passage d'un état de conduction à un état bloqué et inversement. On présente ici une méthode simple d'estimation de ces pertes basée sur les données fournies par le fabricant des composants.

Les interrupteurs constituant le bras d'onduleur fonctionnent de manière complémentaires. Afin d'éviter l'apparition d'un court-circuit lors des commutations, un temps mort est introduit entre les signaux de commande. Pour une période de commutation des interrupteurs et pour un courant de sortie positif, l'ouverture de l'interrupteur INT1 va provoquer des pertes au sein des JFET J1 et dans les diodes D2. Lors de la mise en conduction et de l'ouverture des JFET J2, on peut considérer qu'il existe une tension nulle aux bornes de INT2, les pertes en commutation au sein des transistors J2 sont donc nulles. En conséquence, pour un courant de sortie positif, les pertes en commutation sont localisées au sein des JFET J1 et des diodes D2.

A. Pertes par commutation dans les JFET

En regard des données fournies par le constructeur (Fig. 13 de la référence [4]), on peut faire l'hypothèse que l'énergie

d'une commutation est donnée par un polynôme du second ordre dont la variable est le courant commuté (4).

$$EJ_{TS}(\theta) = A_J \cdot \left(\frac{I_{MAX} \sin \theta}{N_j} \right)^2 + B_J \cdot \left(\frac{I_{MAX} \sin \theta}{N_j} \right) + C_J \quad (4)$$

Les pertes par commutation de l'interrupteur 1 peuvent donc être estimées grâce à (5), avec V_{DATA} qui correspond à la tension du bus continu du circuit de test du JFET.

$$PC_1 = N_j \cdot \frac{E}{V_{DATA}} \cdot \frac{f}{2\pi} \cdot \int_0^\pi EJ_{TS}(\theta) \cdot d\theta \quad (5)$$

B. Pertes par commutation dans les diodes

D'après les documents constructeur, les pertes par commutation d'une diode dépendent de la charge stockée, donc de la tension de blocage (eq. 6).

$$ED_{TS}(\theta) = A_D \cdot (E^2) + B_D \cdot (E) + C_D \quad (6)$$

Les pertes par commutation de l'interrupteur 2 peuvent donc être estimées grâce à (7).

$$PC_2 = N_d \cdot \frac{f}{2} \cdot ED_{TS}(E) \quad (7)$$

V. CALCUL DES TEMPÉRATURES DE JONCTION

Pour une augmentation du courant de charge, les pertes augmentent ce qui modifie les températures de jonction des puces ce qui change les caractéristiques des composants (Fig. 4). Il est donc indispensable de calculer les températures de jonction du JFET et de la diode pour connaître la puissance dissipée en régime permanent. La figure 9 présente le circuit thermique équivalent d'un JFET et d'une diode avec :

$\overline{RTH_{jc_JFET}}$: Résistance thermique entre la jonction et le boîtier d'un JFET [°C/W].

$\overline{RTH_{jc_DIODE}}$: Résistance thermique entre la jonction et le boîtier d'une diode [°C/W].

$\overline{RTH_{da_JFET}}$: Résistance thermique du dissipateur associée à un JFET [°C/W].

$\overline{RTH_{da_DIODE}}$: Résistance thermique du dissipateur associée à une diode [°C/W].

$\overline{RTH_{cd}}$: Résistance thermique du film isolant [°C/W].

$\overline{P_{JFET}(T'_j)}$: Pertes totales au sein d'un JFET sur une période de fonctionnement [W].

$\overline{P_{DIODE}(T'_d)}$: Pertes totales au sein d'une diode sur une période de fonctionnement [W].

T_a : Température ambiante maximale [°C].

T'_j : Température de jonction d'un JFET [°C].

T'_d : Température de jonction d'une diode [°C].

Afin de calculer les températures de jonction des composants, le programme itératif suivant a été développé (Fig. 10).

- 0) La température des puces est supposée égale à la température ambiante.

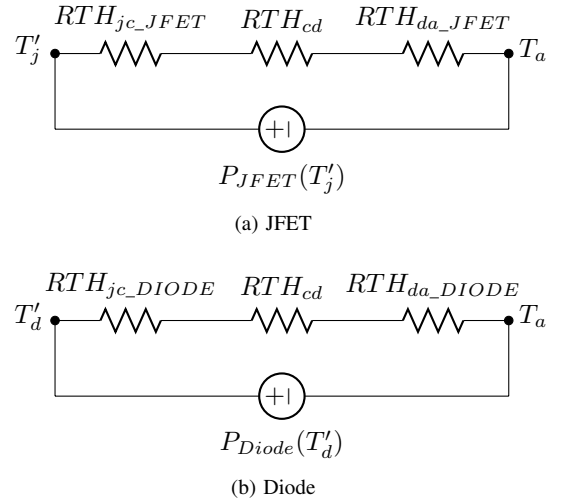


FIGURE 9: Modèle thermique

- 1) Les paramètres des modèles de composants qui dépendent de la température (R_D , V_0 et R_J) sont calculés (Résultat de la section II).
- 2) Les pertes sont calculées dans chaque composant (Résultat des équations intégrales données aux sections III et IV).
- 3) Connaissant, la résistance thermique entre les puces et l'air, les températures de jonction des JFET et des diodes sont calculées.
- 4) Si les nouvelles températures calculées sont différentes de celles calculées (à une erreur près ε) lors de l'itération précédente, le programme retourne à l'étape 1.

VI. RÉSULTATS

La figure 11 montre la comparaison entre le modèle proposé (section II) et les pertes statiques mesurées dans un interrupteur composé de quatre JFET et d'une diode pour différentes températures. L'erreur entre les pertes mesurées et calculées est faible, cependant pour une conduction inverse, l'erreur augmente en fonction de la température ce qui laisse supposer que le comportement de la diode testée s'éloigne de celui du modèle établi. Pour deux JFET de caractéristique $R_J(T_J)$ différentes (Fig. 4), les pertes tout comme les températures de jonction par transistor sont différentes. Néanmoins, le coefficient de température positif ($\frac{dR_J}{dT_J} > 0$) tend à équilibrer les résistances. On peut donc penser que la précision du modèle augmente avec le nombre de JFET mis en parallèle.

La méthode proposée (sections IV et V) a été appliquée à un onduleur triphasé afin d'évaluer la valeur ajoutée de l'utilisation de transistors JFET et diode en SiC en remplacement d'un module IGBT. La diminution de la surface de contact d'un composant discret par rapport à un module de puissance provoque une augmentation de la résistance thermique, cette dernière peut être supposée inversement proportionnelle aux rapport des surfaces. Le tableau I montre les caractéristiques techniques utilisées lors du calcul de pertes. Les données et les

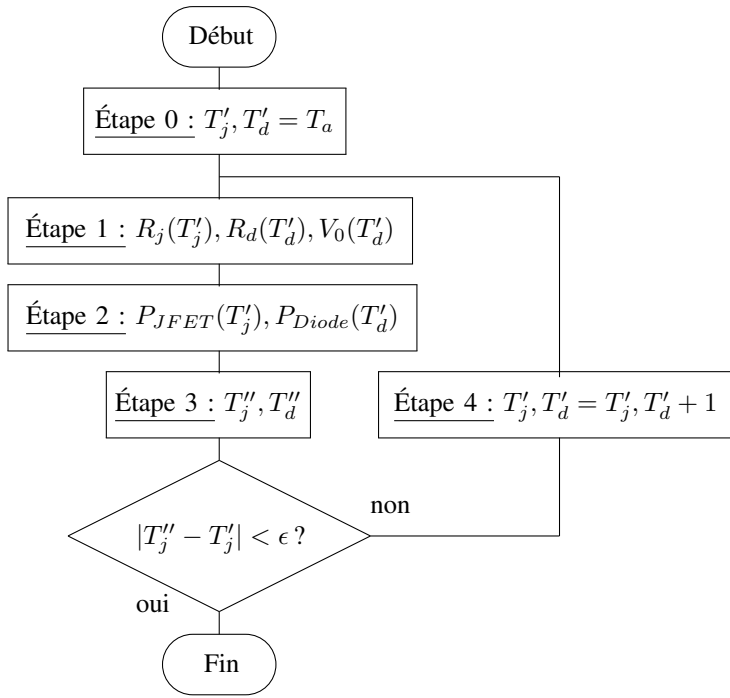


FIGURE 10: Organigramme du calcul des pertes et de la températures de jonction des différentes puces

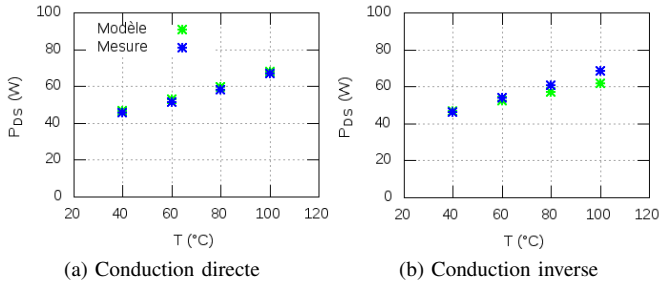


FIGURE 11: Pertes statiques dans un interrupteur composé de quatre JFET et d'une diode

valeurs indiquées pour les IGBT correspondent à un onduleur de la gamme ALECTIS fabriqué par ECA-EN.

La figure 12 montre la répartition des pertes au sein d'un onduleur triphasé 40 A dont le pont de puissance est constitué d'une part d'un module IGBT et d'autre part de composants discrets SiC et pour les deux stratégies de commande. Les résultats montrent que, dans ce cas, l'utilisation de quatre JFET et d'une diode à base de carbure de silicium par interrupteur conduit à une réduction significative des pertes par rapport à un module à IGBT et diodes en silicium. Par ailleurs, les résultats montrent que la stratégie présentée dans la section III-B2 conduit (par rapport à la stratégie présentée dans la section III-B1) à une légère augmentation des pertes dans les JFET et à une forte réduction des pertes dans les diodes si bien que les pertes totales sont réduites. De même, les températures de jonction dans les JFET sont légèrement

Mnémoniques	Valeur
E	450 VDC
I_{MAX}	$40\sqrt{2}$ A
U_{OUT}	180 VRMS
f	12 kHz
N_j	4
N_d	1
$\cos \varphi$	0.85
RTH_{cd}	0.3°C/W
RTH_{jc-J}	0.6°C/W
RTH_{jc-D}	0.5°C/W
RTH_{da}	0.05°C/W
T_a	55°C
$S_{DIODE} = S_{JFET}$	$15 * 21\text{mm}^2$
S_{module}	$137 * 162\text{mm}^2$

TABLE I: Tableau récapitulatif des données de calcul

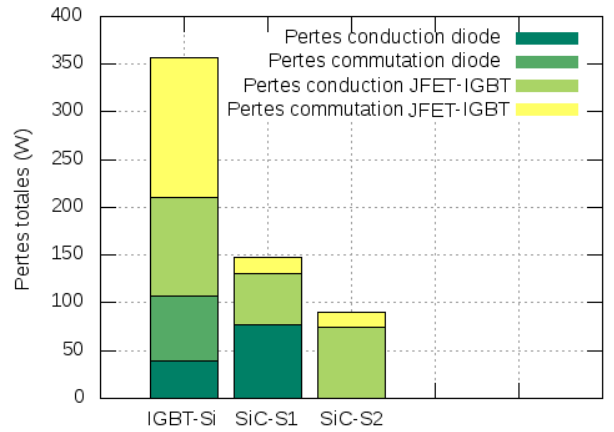


FIGURE 12: Répartition des pertes calculées au sein d'un onduleur triphasé 40 A

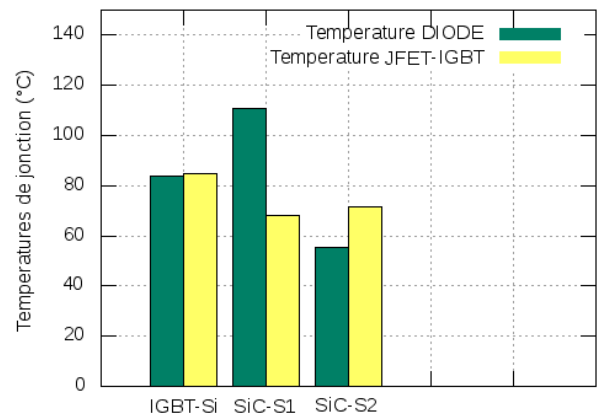
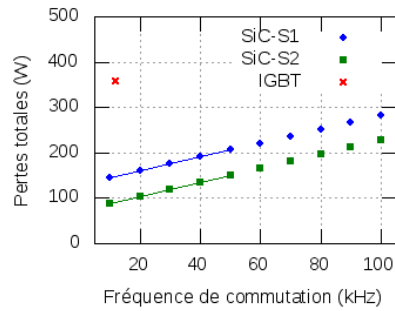


FIGURE 13: Températures de jonction atteintes par les semi conducteurs

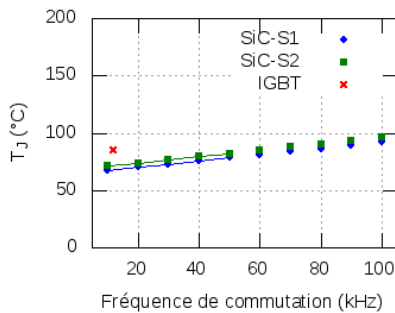
supérieures à celles constatées avec l'autre stratégie alors que la température de jonction des diodes est fortement réduite (Fig. 13).

Pour les composants en SiC, les pertes par conduction représentent une grande partie des pertes totales, environ 90% pour la première stratégie et 80% pour la deuxième stratégie. Contrairement aux composants en Si, on peut donc espérer une augmentation de la fréquence de commutation.

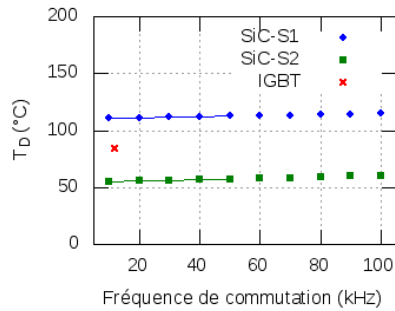
La figure 14 montre l'évolution des pertes totales du convertisseur en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs pour les différentes technologies et les deux stratégies de commande pour un courant de sortie de 40 ARMS.



(a) Pertes totales



(b) Température JFET-IGBT



(c) Température DIODE

FIGURE 14: Évolution des pertes et des températures de jonction de l'onduleur triphasé en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs

Pour une fréquence de commutation de 50 kHz, la puissance dissipée par le convertisseur utilisant des composants en SiC est plus faible qu'un convertisseur en Si à 12 kHz. Une réduction de 38 % et de 58 % est prévue pour les deux stratégies de commande présentées aux sections (III-B1 et

III-B2) par rapport aux pertes initiales du convertisseur en Si malgré l'augmentation de la fréquence de commutation. Cependant, la température de jonction atteinte par la diode avec la première stratégie est élevée ($T_D \approx 120^\circ C$). Il est donc souhaitable de privilégier l'utilisation de la conduction inverse du JFET afin de diminuer les contraintes thermiques sur la diode et augmenter sa durée de vie.

VII. CONCLUSION

Une méthode de prédiction de pertes pour un onduleur à base de composants en SiC a été développée. Elle permet de prévoir les pertes et les températures de jonction dans un interrupteur composé de plusieurs composants en parallèle. Les résultats montrent qu'une réduction significative des pertes est possible par rapport à un convertisseur en silicium. Ceci ouvre de nouvelles possibilités telles que la diminution du volume du système de refroidissement ou l'augmentation des fréquences de commutation.

La suite du travail sera consacrée à une modélisation des pertes par commutation afin de compléter et finaliser l'estimation des pertes dans un onduleur à interrupteurs SiC. De plus, la mesure des pertes par auto-échauffement dans un interrupteur composé de quatre JFET et une diode en carbure de silicium reste à confirmer notamment pour une conduction inverse.

RÉFÉRENCES

- [1] Rami MOUSA : *Caractérisation, modélisation et intégration de JFET de puissance en carbure de silicium dans des convertisseurs haute température, haute tension*. Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 2008.
- [2] SEMISOUTH : AN-SS1 Silicon carbide enhancement-mode Junction Field Effect Transistor and recommendations for use. Rapport technique, Semisouth, 2009.
- [3] SEMISOUTH : Silicon Carbide Power Schottky Diode : SDP30S120. Rapport technique, Semisouth, http://semisouth.com/wp-content/uploads/2011/05/DS_SDP30S120_rev1.2.pdf, 2011.
- [4] SEMISOUTH : Normally-OFF Trench Silicon Carbide Power JFET : SJEP120R063. Rapport technique, Semisouth, http://semisouth.com/wp-content/uploads/2011/05/DS_SJEP120R063_rev1.4.pdf, 2011.
- [5] D JIANG, R BURGOS et F WANG : Characterization and Loss Estimation of Bridge-based Converter with SiC JFET. In *CPES '10 : Center for Power Electronics Systems*, 2010.
- [6] M.H. BIERHOFF et F.W. FUCHS : Semiconductor Losses in Voltage Source and Current Source IGBT Converters based on analytical derivation. In *PESC'04 : IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, pages 2836 – 2842, Aachen, Allemagne, juin 2004.
- [7] BLAABJERG et U K JAEGER : Power losses in PWM-VSI Inverter Using NPT or PT IGBT Devices. In *IEEE Transactions on Power Electronics*, volume 10, pages 358–367, 1995.
- [8] TEKTRONIX : 370A and 371A Digital Storage Curve Tracers. Rapport technique, 1996.