

Approche préliminaire de la défaillance et des contraintes critiques associées d'une cellule d'onduleur 6 bras dans une chaîne de traction pour véhicule électrique

Abdelfatah KOLLI¹, Alexandre DE BERNARDINIS¹, Olivier BÉTHOUX², Richard LALLEMAND¹,
Gérard COQUERY¹ et Éric LABOURÉ²

1 IFSTTAR LTN 78000-Versailles Satory, 2 LGEP CNRS 91192-Gif s/Yvette

RESUME –La volonté de produire à grande échelle des véhicules tout électriques exige d'embarquer des solutions performantes du point de vue économique et technologique notamment en termes de fiabilité et de tolérance aux pannes. Dans le but de satisfaire ces exigences, il est nécessaire d'examiner tout risque de dysfonctionnement des éléments qui composent la chaîne de traction électrique. Au sein d'une telle chaîne électrique, les défauts les plus sévères proviennent du convertisseur de puissance et de la machine de traction. Dans ce document, nous proposons de donner une première synthèse des modes de défaillance liés à un ensemble convertisseur en pont en H et machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Une analyse de la criticité et des effets de chaque défaut sur le système est exposée. Nous présentons également les résultats des simulations et des séries de tests effectués sur des modules de puissance (IGBT) de dernière génération destinés à des applications véhicule électrique (VE).

ABSTRACT – The motivation to produce on a large scale Electric Vehicles (EVs) requires providing solutions which have high technological and economic efficiency, in particular in terms of reliability and fault-tolerant capability. In order to achieve these requirements, it is necessary to study any failure in each elements of the electric drive train. In such architecture, the most critical faults occur in the power converter and the electrical machine. In this paper, we propose to give a first synthesis of failure modes in an assembly 6-leg H-bridge converter and permanent magnets synchronous machine (PMSM). An exhaustive analysis of criticality and effects of these failures is discussed. This paper also describes simulation and experimental results from a power IGBT module under failure, which has been designed for electric vehicle applications.

MOTS-CLES – Défaillance, contraintes critiques, court-circuit, onduleur en pont H, IGBT, chaîne de traction, véhicule électrique, MSAP.

1. Introduction

Aujourd'hui, les convertisseurs de puissance éléments essentiels de conversion d'énergie sont de plus en plus nombreux dans les applications véhicules. Dans les véhicules électriques (VE) ils servent en particulier à la fonction principale : le contrôle/commande de la chaîne de propulsion de l'engin. Or, pour les applications automobiles, les éléments de la chaîne de traction fonctionnent très souvent sous des conditions sévères, telles que les contraintes thermiques, les vibrations, les chocs, les occurrences de fonctionnement marche/arrêt...etc. [1]. Cependant, tout défaut au sein de ces convertisseurs entraîne une rupture ou parfois une mise à l'écart irréversible de ces fonctions. -À titre d'exemple, une défaillance d'un IGBT ou d'un bras induit un mauvais contrôle du couple du moteur de propulsion, ce qui a un impact négatif sur la disponibilité du véhicule mais aussi sur sa stabilité allant même jusqu'à compromettre la sécurité des passagers.

Afin de résoudre cette problématique, plusieurs recherches ont été menées par les auteurs [2] [3] [4] [5]. Elles envisagent les possibilités de fonctionnement post-défaillance et pour cela proposent des structures redondantes permettant des actions palliatives en cas de défaut. Ces solutions génériques se montrent bien adaptées pour des domaines restreints (avionique, aérospatial et automobile) et ne considèrent pas les contraintes fonctionnelles et environnementales subies par les composants semi-conducteurs. Cette question a été traitée dans les travaux rapportés dans [6] [7] [8], ces auteurs mettent en évidence les stress auxquels les semi-conducteurs sont soumis.

L'arrivée de nouvelles technologies d'assemblage de semi-conducteurs a suscité plusieurs interrogations sur l'aptitude de ces composants à assurer leurs fonctions dans des environnements aussi sévères que celui de l'automobile électrique. D'autre part, les données de retour d'expérience ne sont pas toujours disponibles car l'industrie du VE est encore en phase

de développement [5]. Il est alors bien évident d'identifier au préalable tous les événements redoutés et de recenser et analyser les contraintes critiques ainsi que les conséquences induites.

Dans cette optique, nous présentons dans ce papier, une étude exhaustive des principaux modes de défaillance qui peuvent survenir dans un ensemble convertisseur-machine embarqué dans un véhicule électrique. Dans une première partie, nous nous intéressons aux défauts qui apparaissent au niveau d'un bras d'onduleur composé de deux interrupteurs IGBTs. Nous mettons en évidence les contraintes liées aux cas de fonctionnements critiques. Une validation expérimentale des premiers résultats de simulations sera exposée. Dans la deuxième partie de ce travail, nous considérons une cellule d'onduleur composée d'un pont en H et d'un bobinage statorique d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Nous analysons également, dans le cas d'une défaillance, les stress subis par les composants électroniques et le bobinage ainsi que leurs répercussions sur la propulsion du véhicule.

2. Contexte et problématique

La structure électrique étudiée s'inscrit dans le contexte du projet SOFRACI (**S**tructure d'**O**nduleur à **F**ort **R**endement **À** fonction de **C**harge **I**ntégrée) coordonnée par la société Valeo, et dont l'objectif est de définir une nouvelle structure d'électronique de puissance qui permet de réaliser la double fonctionnalité traction et recharges rapide et lente d'un véhicule électrique. La chaîne de traction est composée d'une source de stockage d'énergie (batterie Li-ion), d'un hacheur Boost entrelacé pour l'adaptation de la tension de la batterie à celle du réseau HT du véhicule, d'un onduleur réversible triphasé en pont en H et d'un actionneur synchrone à aimants permanents pour la traction du véhicule. La figure 1 donne une vue globale sur les éléments de cette topologie. Suivant cette configuration, chaque pont en H alimente un enroulement statorique de la machine à aimants. Un pont est composé de deux cellules de commutation à interrupteurs bidirectionnels (diode en anti-parallèle sur IGBT, *Transistor bipolaire à grille isolée*). L'intérêt majeur de cette structure est non seulement la double fonction traction-récupération d'énergie qu'on peut réaliser avec la même topologie bidirectionnelle en courant, mais aussi la possibilité de recharger la batterie à travers le bobinage moteur qui comporte structurellement un point milieu [9] [10]. De plus, les phases de la machine sont physiquement et électriquement indépendantes, ce qui permet d'éliminer d'emblée les défauts de courts-circuits couplés entre phases [4].

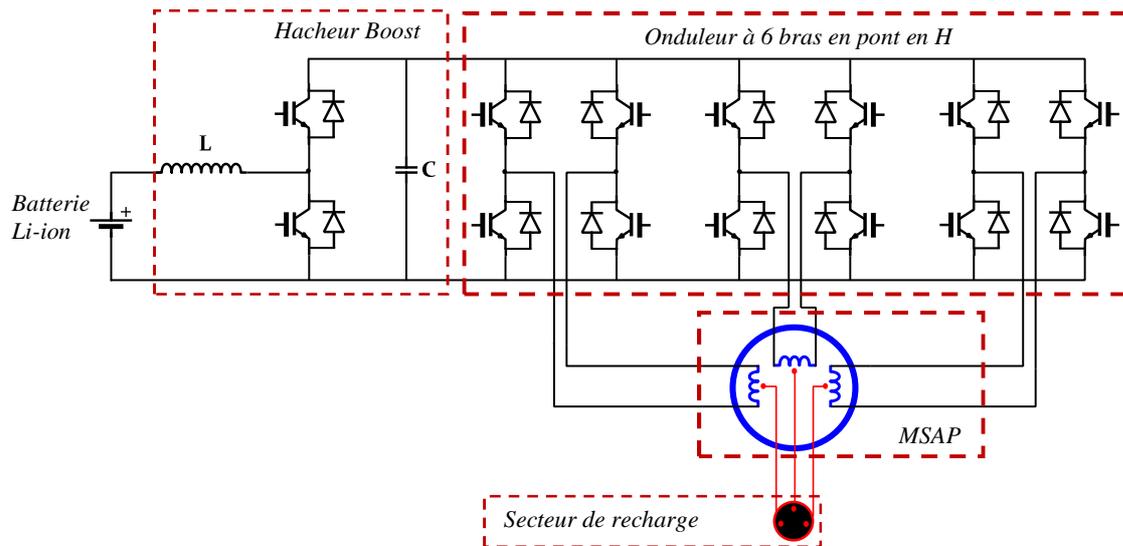


Figure 1 : Chaîne de traction proposée pour VE [9]

Au sein d'une telle application automobile, les composants semi-conducteurs de puissance sont soumis à des niveaux élevés de sollicitations fonctionnelles et environnementales hostiles (cyclage thermique, contraintes thermo-mécaniques...etc.). Ces dernières ne font qu'accélérer les mécanismes de dégradation. Plusieurs investigations ont été menées pour déterminer les origines principales des défauts provenant des modules de puissance [1] [7] [11]. Selon ces auteurs, des courts-circuits (C-C) au niveau de la grille, des déconnexions des faisceaux de bonding, des délaminages des brasures et des cassures des puces en silicium ont été observés pour des fonctionnements à des températures élevées (figure 2). Au niveau du convertisseur, ces défaillances apparaissent soit sous forme de circuits ouverts (C-O) soit de courts-circuits. Le Laboratoire des Technologies Nouvelles (LTN) de l'IFSTTAR partenaire de ce projet, intervient pour évaluer, analyser et contribuer à des solutions visant à augmenter les disponibilités des fonctions traction et recharge. Un travail important sera fourni afin d'envisager un fonctionnement tolérant aux modes dégradés, et cela en implantant des stratégies palliatives et des actions préventives et correctives.

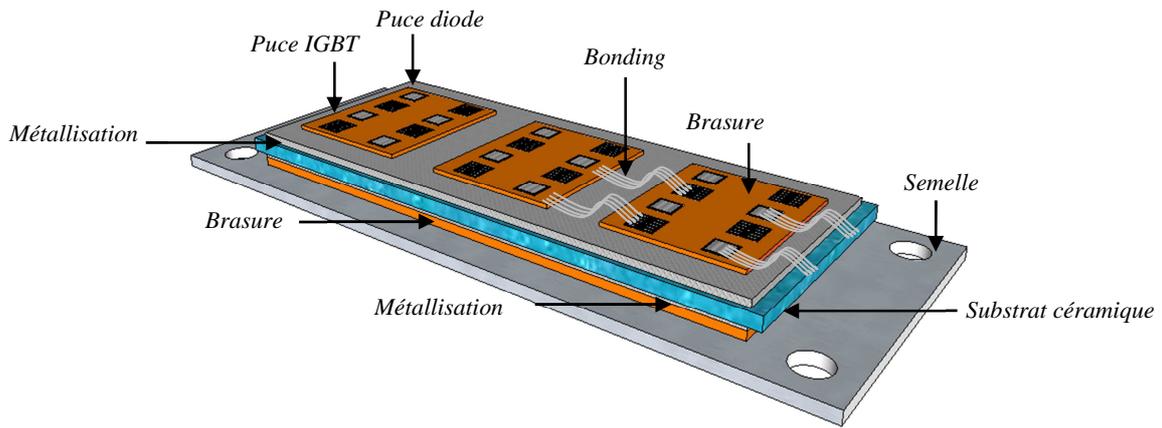


Figure 2 : Packaging d'un module IGBT de puissance 3 bras (représentation générique)

3. Défaillances liées au bras d'onduleur

Il existe deux types de mode de défaillance des IGBTs, le court-circuit ou le circuit ouvert. Au sein du bras d'onduleur, le défaut en circuit ouvert est moins contraignant que celui du court-circuit. En effet, les semi-conducteurs de puissance sont dimensionnés de façon à supporter, à l'état bloqué, des surtensions de commutation supérieures à la tension nominale du réseau de bord. Cependant, lorsque la tension à l'état bloqué dépasse une certaine valeur, dite *tension de claquage par avalanche*, le composant rentre dans sa phase de destruction. Ce mode de défaillance ne fera pas l'objet d'une étude précise dans notre article.

Par ailleurs, on peut définir deux types de court-circuit (type I et type II) au sein d'une cellule de commutation (figure 3). Le court-circuit de type I est lié à une possible commande erratique de l'interrupteur ; défaillance de l'allumeur (ou driver), perturbation de la tension de commande, problème de connectique, défaillance de la carte de commande [7]. Ce défaut intervient lorsque la complémentarité de conduction des IGBTs est interrompue suite aux défauts de commande. Le deuxième type de court-circuit correspond à la défaillance physique suite à des défauts apparaissant au niveau de l'assemblage de l'IGBT (fatigue des brasures, délaminage des puces...etc.), ou bien issus d'une défaillance de la charge.

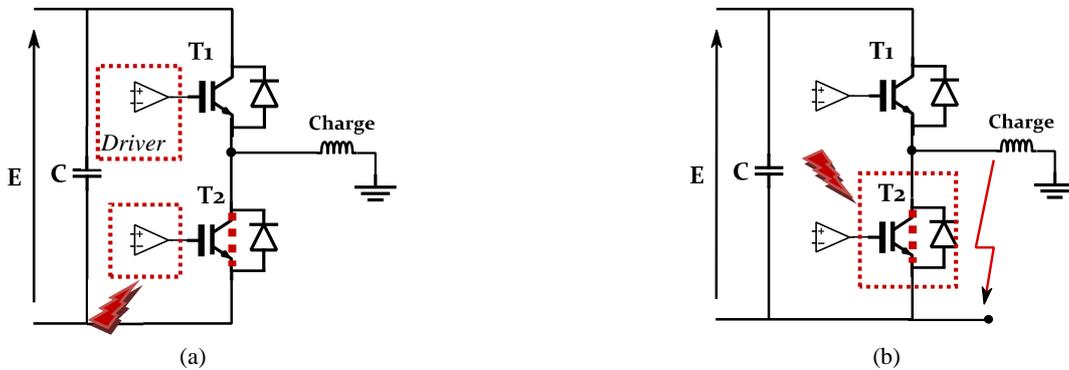


Figure 3 : Types de courts-circuits dans un bras d'onduleur, (a) C-C type I (défaut de commande), (b) C-C type II (défaut physique de l'IGBT)

3.1 Court-circuit type I

Le défaut de type I prend naissance lorsque la complémentarité de conduction est interrompue suite à un défaut de commande. Le circuit présenté en figure 4 a été réalisé au laboratoire dans le but de reproduire les mêmes contraintes subies par les semi-conducteurs durant ce type de court-circuit. Initialement, l'IGBT T1 est à l'état bloqué pendant que T2 passant. En appliquant une impulsion de +15V sur le transistor du bas, le bras est court-circuité pendant une durée fixée à 5 μ s.

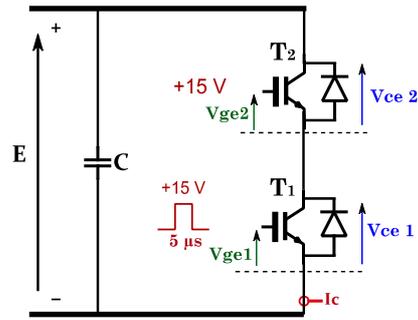


Figure 4: Circuit d'essai de la cellule onduleur en court-circuit type I

La figure 5 montre l'évolution des tensions et des courants obtenus (pour une température de semelle de 25 °C) par simulation et par l'expérience. A l'application du défaut, il apparaît un fort courant de court-circuit qui circule à travers les deux IGBTs. Sa dynamique est imposée par l'impédance équivalente du circuit (IGBTs, câblage...etc.). Par ailleurs, suivant les caractéristiques statiques $I_c=f(V_{ce})$ des IGBTs, pour différents seuils de V_{ge} et un courant de court-circuit I_{cc} donné, c'est l'IGBT ayant la plus faible tension de grille à l'instant du défaut qui rentre dans sa zone de désaturation, et donc limite le défaut. Dans notre cas, la tension de grille de T2 est préalablement imposée à +15V tandis que celle de T1, qui est initialement bloqué, est égale à la tension de seuil. Sur la figure 5, l'allure de la tension V_{ce1} montre que le transistor T1 se désature, et continue à limiter le courant et à supporter quasiment toute la tension du bus continu.

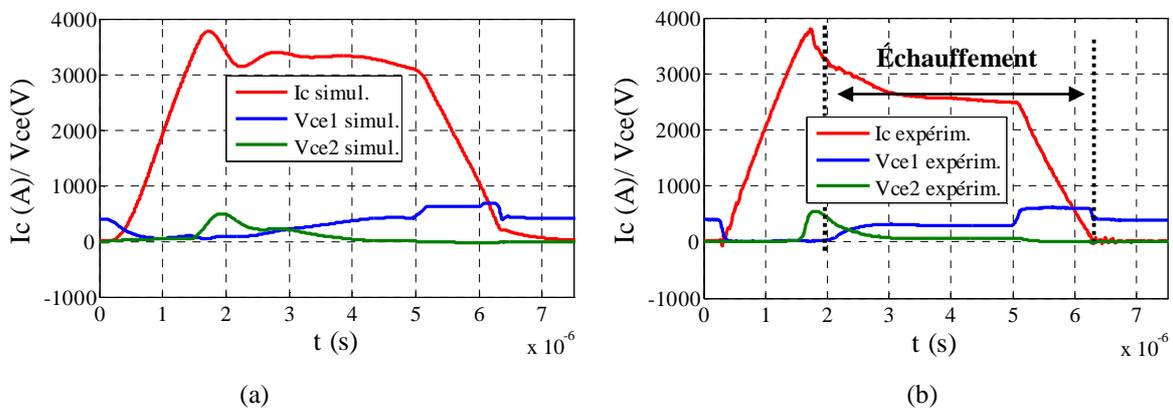


Figure 5 : Formes d'ondes dans le cas d'un court-circuit type I, (a) résultats de simulation, (b) résultats expérimentaux

Une fois le défaut établi, le semi-conducteur conduisant un fort courant voit sa température interne augmenter rapidement. Cette élévation de température provoque une diminution du courant I_c . Cela est dû à la corrélation entre l'élévation de température et la dégradation de la mobilité des porteurs de charges au niveau du dopage, ainsi la résistivité de la région tend à augmenter [12]. D'autre part, l'augmentation de la température peut être destructrice dans le cas où la température atteint les limites thermiques de la puce de silicium.

A noter que la phase d'échauffement du composant va jusqu'à la coupure du courant I_c , c'est-à-dire qu'elle est composée de 2 phases (une phase de conduction et une phase de coupure).

Pendant la phase de conduction en court-circuit le transistor IGBT désaturé T1 supporte alors une double contrainte : le courant de C-C et la tension du bus continu (environ 400V). Ce qui peut être critique pour la tenue électrothermique du composant.

L'énergie de court-circuit E_{cc} dissipée dans le silicium est calculée par l'équation (1).

$$E_{cc} = \int P_{cc}(t) \cdot dt = \int V_{ce_cc}(t) \cdot i_{cc}(t) \cdot dt \quad [J] \quad (1)$$

où P_{cc} [W] représente les pertes, V_{ce_cc} [V] est la tension collecteur-émetteur et I_{cc} [A] est le courant collecteur pendant le court-circuit.

Par ailleurs, chaque IGBT du bras est composé de deux puces de silicium montées en parallèle. La surface de chacune des puces est de 1cm². Durant le court-circuit, les deux puces de l'IGBT T1 désaturé absorbent une énergie de l'ordre de 1.58 J/cm², tandis que l'IGBT T2 n'absorbe que 0.82 J/cm².

La première approche par modélisation est effectuée en utilisant le logiciel Ansoft® Simplorer. Il s'agit d'un modèle dynamique d'IGBT en circuit équivalent dont les paramètres sont issus des données de la fiche technique constructeur des IGBTs. Ce modèle ne tient pas compte du comportement électrothermique du transistor au moment des défauts. C'est pourquoi le courant I_c , obtenu par simulation (Figure 5-a), reste quasiment constant pendant le court-circuit.

3.2 Court-circuit type II

Le court-circuit de type II correspond à la défaillance en C-C d'un interrupteur ou de la charge pendant que l'autre composant du même bras est en conduction. La réalisation expérimentale de ce type de court-circuit physique est très délicate vu qu'il faut au préalable entraîner l'IGBT dans des conditions qui provoquent sa défaillance. Néanmoins, le fait de remplacer l'interrupteur par un câble électrique permet de reproduire un court-circuit de charge, et donc d'appliquer seulement à un IGBT le stress associé. La figure 6 montre le circuit de test considéré. Notons que la durée de l'impulsion est fixée à $10\mu\text{s}$, la résistance et l'inductance du câble utilisé sont respectivement de l'ordre de $1\text{m}\Omega$ et $0.1\mu\text{H}$.

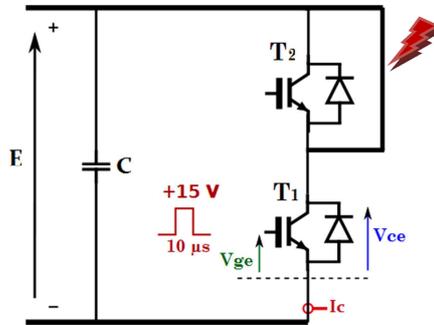


Figure 6: Circuit d'essai en court-circuit type II

La figure 7 donne les relevés des formes d'ondes des courants et des tensions pendant ce type de court-circuit. Dès que la tension de grille dépasse la valeur de seuil, le transistor se met à conduire le courant de court-circuit. Ce dernier augmente brusquement, provoquant une réponse en tension à l'allure parabolique aux bornes des éléments résistifs et inductifs du circuit (V_m).

Le transistor désaturé, à ce moment-là est sain, il peut donc limiter ce courant de court-circuit. Cependant, cette forte amplitude de courant de court-circuit induit une élévation de la température de la puce silicium qui peut parfois atteindre la température intrinsèque du silicium. Notons que l'énergie dissipée dans ce type de court-circuit de $10\mu\text{s}$ est de l'ordre de 4.16 J/cm^2 .

Par ailleurs, pour une puce IGBT 200A, la capacité d'absorption d'énergie du silicium est d'environ 4 J/cm^2 à 25°C . Dépasser cette limite engendre la détérioration de la puce en court-circuit. Une énergie plus importante, de l'ordre de 40 J/cm^2 provoque l'explosion de la puce, et sa destruction en circuit ouvert [7].

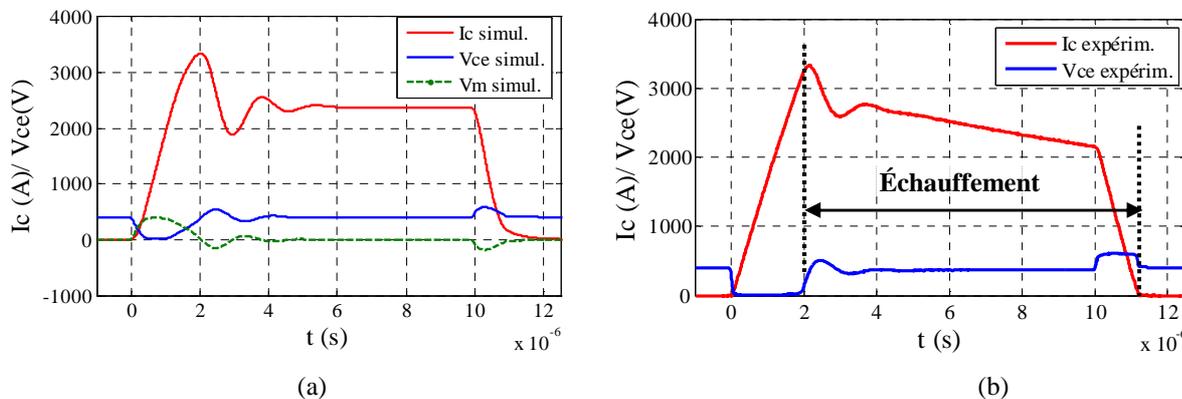


Figure 7 : Formes d'ondes dans le cas d'un court-circuit de type II, (a) résultats de simulation, (b) résultats expérimentaux

4. Défaillances liées à l'ensemble onduleur en pont en H – MSAP

On propose dans cette partie d'étudier le fonctionnement en mode dégradé d'une cellule d'onduleur à six bras. Le pont est piloté par une commande MLI standard (intersective) d'une fréquence de découpage de 8kHz . Cette modulation à trois (3) niveaux permet d'imposer une forme d'onde sinusoïdale au courant de charge. Suivant l'état des interrupteurs, la tension U aux bornes du bobinage prend les valeurs suivantes :

- $U = +V_{dc}$ quand $T1 = T4 = \text{on}$, et $T2 = T3 = \text{off}$
- $U = -V_{dc}$ quand $T1 = T4 = \text{off}$, et $T2 = T3 = \text{on}$
- $U = 0$ quand $T1 = T3 = \text{on}$, et $T2 = T4 = \text{off}$, ou bien $T1 = T3 = \text{off}$, et $T2 = T4 = \text{on}$. Cette permutation de conduction entre les IGBTs du haut et ceux du bas permet d'équilibrer les charges thermiques supportées pendant le fonctionnement.

La figure 8-a illustre les principaux modes de défaillances survenant au sein d'un ensemble onduleur en pont en H associé à une phase statorique de la MSAP. La figure 8-b donne l'allure du courant de charge pendant le fonctionnement sans défaut. Ce courant est donné pour une vitesse de rotation de 1500 tr/min.

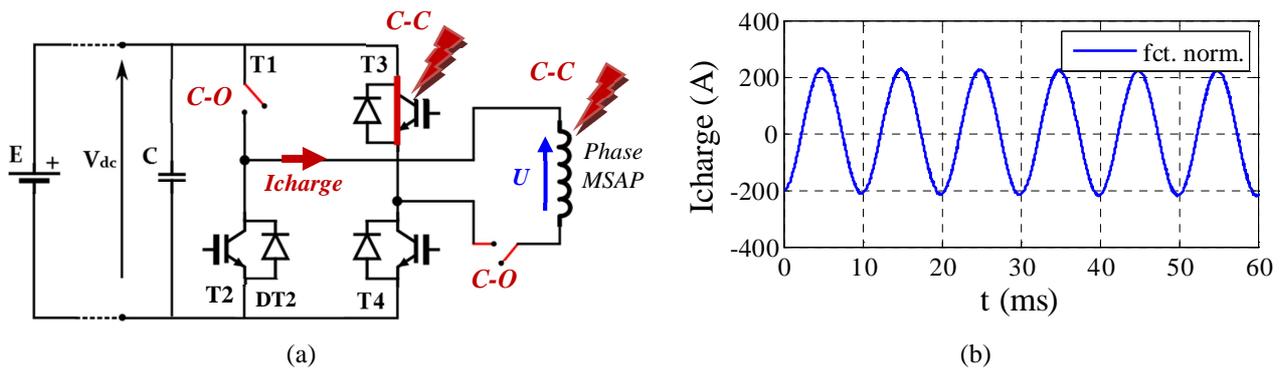


Figure 8 : Localisation des principaux défauts d'un ensemble onduleur pont en H –phase de la MSAP

4.1 Court-circuit d'un IGBT

L'impédance intrinsèque d'un composant IGBT en défaut physique est très faible par rapport à sa valeur à l'état normal, du fait de la fusion des matériaux. Lorsqu'un défaut de court-circuit survient, il y a plusieurs cas de figure qui se présentent. Un cas très critique apparaît lorsque l'IGBT complémentaire est commandé à la fermeture. La figure 9 montre l'allure du courant de phase dans le cas d'un court-circuit de l'interrupteur T2 et son IGBT complémentaire continue à commuter. Nous notons que l'impédance du court-circuit considérée est identique à celle obtenue dans le pire cas du court-circuit de type II (court-circuit de charge très proche du module de puissance).

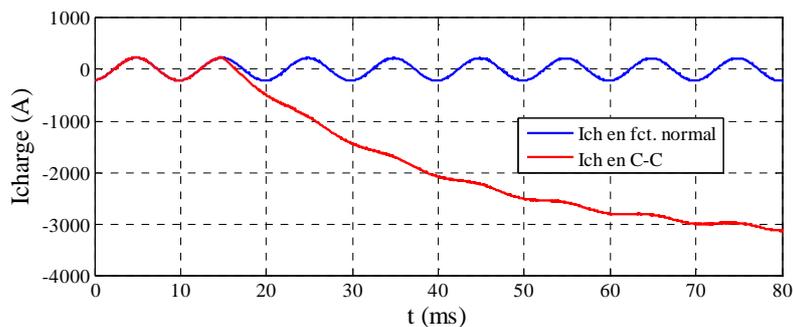


Figure 9: Formes d'ondes du courant de charge pendant un court-circuit d'IGBT

Dans cette opération, la phase est soumise au potentiel négatif de la source de tension E. Par conséquent, le courant de défaut garde sa forme sinusoïdale mais avec une forte composante continue négative. Ce type de défaut devient critique s'il dure très longtemps, dans le cas où l'on ne peut plus intervenir pour l'éliminer. La source de tension continue (batterie) sera alors court-circuitée et peut être fortement endommagée par le courant de défaut. Ce mode de défaillance devient plus critique s'il apparaît pendant les phases où l'appel du courant est important, telles qu'au démarrage du moteur, en fonctionnement surchargé (couple maximal) ou lorsque le véhicule roule à très faible vitesse en forte pente ascendante et/ou avec une charge embarquée importante. Du côté de la machine synchrone, la forte amplitude du courant de court-circuit peut provoquer la saturation du circuit magnétique, et donc des pertes fer supplémentaires. De plus, si le flux créé est important et opposé à celui créé par les aimants permanents, il y a un risque de désaimantation des aimants de la machine.

Une stratégie palliative permettant de corriger ce type de défaut consiste à reconfigurer la commande de sorte à ce que l'enroulement statorique soit court-circuité, et cela en agissant sur les signaux de commande des IGBTs. Par ailleurs, afin de mettre en œuvre cette commande corrective, nous avons supposé que le défaut du transistor est lié uniquement au circuit de commande et que nous pouvons agir pour ouvrir ou fermer l'interrupteur complémentaire à celui en défaut.

L'interrupteur T2 étant en court-circuit, il suffit donc d'amorcer T4 et d'ouvrir les interrupteurs T1 et T3 pour isoler la phase. A cause de l'existence d'une force électromotrice (FEM) dans le bobinage, il en résulte un courant qui circule à travers T2 et T4 (figure 10-a).

En fonctionnement sans défaut, le courant qui circule à travers la bobine statorique s'exprime en fonction de la tension d'alimentation V_{dc} , de la FEM e et de l'impédance Z de la phase.

$$I_{ch}(t) = \frac{V_{dc}(t) - e(t)}{Z} \quad [\text{A}] \quad (2)$$

La FEM de la MSAP considérée est de forme sinusoïdale, elle est dépendante (en fréquence et en amplitude) de la vitesse de rotation de la machine Ω (rad/s).

$$e(t) = p \cdot \Psi_f \cdot \Omega \cdot \sin(\omega t) \quad [\text{V}] \quad (3)$$

où p est le nombre de paires de pôle de la MSAP et Ψ_f désigne l'amplitude du flux total des aimants à travers les bobines statoriques.

L'impédance de la bobine statorique est en fonction de la vitesse de rotation de la machine, son expression et son module sont donnés respectivement par les équations (4) et (5).

$$Z = R + jL\omega = R + j(L \cdot p \cdot \Omega) \quad [\Omega] \quad (4)$$

$$\|Z\| = \sqrt{R^2 + (L \cdot p \cdot \Omega)^2} \approx L \cdot p \cdot \Omega \quad [\Omega] \quad (5)$$

où R et L sont respectivement la résistance et l'inductance propre de la phase. La résistance de phase est faible par rapport à la réactance de la phase ($L \cdot p \cdot \Omega$), par conséquent le module de l'impédance devient quasiment proportionnel à la vitesse de rotation Ω .

En appliquant la stratégie palliative, la phase statorique n'est soumise qu'à la FEM e induite dans le bobinage.

$$I_{ch_cc}(t) = \frac{-e(t)}{Z} \approx -\frac{\Psi_f}{L} \cdot \sin(\omega t) \quad [\text{A}] \quad (6)$$

La forme du courant de charge résultant après l'application de cette stratégie reste sinusoïdale. À couple de charge constant, et selon l'hypothèse formulée précédemment, l'amplitude de I_{ch_cc} est indépendante de la vitesse de rotation de la MSAP. La figure 10-b montre les formes d'ondes du courant de court-circuit obtenues en appliquant l'action palliative proposée pour deux vitesses de rotation de la machine (1500 tr/min et 3000 tr/min). Nous voyons bien sur cette figure que l'action permet de garder la forme sinusoïdale du courant, de minimiser les contraintes supportées par les composants et d'éviter la propagation du défaut. Cependant le fait que seuls deux IGBTs soient amorcés pour la suite de l'opération, induit un déséquilibre dans la répartition des charges thermiques entre les deux interrupteurs du bas qui conduisent, et ceux du haut qui sont au repos.

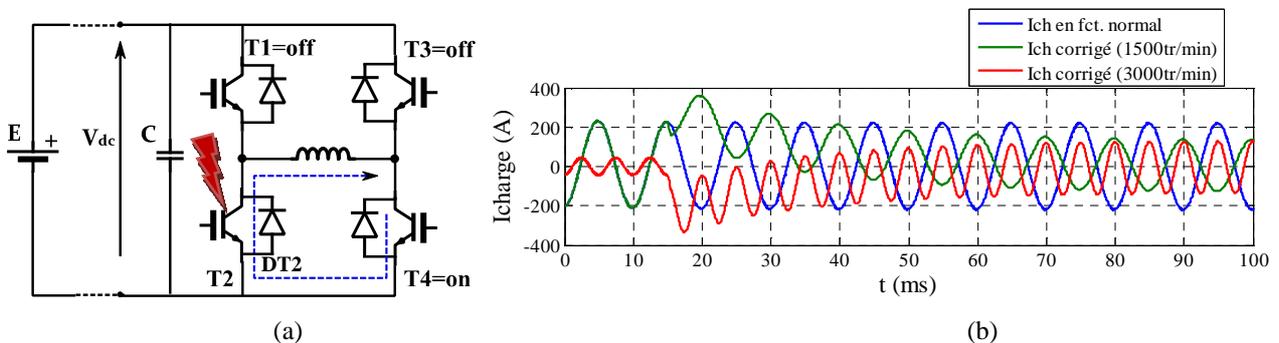


Figure 10 : (a) stratégie de correction d'un défaut de court-circuit d'IGBT, (b) formes d'ondes du courant

4.2 Circuit ouvert d'un IGBT

Lorsqu'un défaut de type circuit ouvert d'IGBT, il y a deux cas de figure qui se présentent. Le premier cas correspond à la défaillance en circuit ouvert de l'IGBT pendant que la diode en anti-parallèle reste saine et continue à conduire le courant. La figure 11-a illustre la forme d'onde du courant associée à ce type de défaut (ouverture de l'IGBT T2 et la diode DT2 est conductrice). Dans ce cas, l'onduleur fonctionne en mode de conduction unipolaire où l'on perd l'alternance négative du courant. L'amplitude du courant est quasiment le double de sa valeur en fonctionnement normal. Cette augmentation est due à la circulation d'un courant supplémentaire dans un seul sens à travers cette diode DT2.

Le deuxième cas de figure intervient lorsqu'un IGBT et sa diode associée sont en circuit ouvert. Ce mode de défaillance est également critique car il induit la perte du courant de phase, et crée des surtensions aux bornes de la bobine statorique. La figure 11-b donne l'allure du courant associée à ce type de défaut (ouverture de l'IGBT T2 et de la diode DT2).

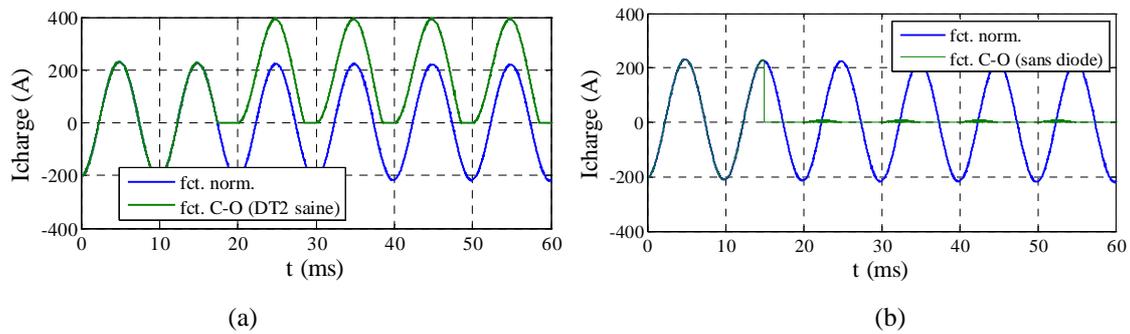


Figure 11: Formes d'ondes du courant pendant un circuit ouvert d'IGBT : (a) fonctionnement avec diode DT2 saine, (b) fonctionnement sans diode

Nous nous proposons d'adopter la même commande de soulagement que pour un court-circuit présentée en 4.1. Contrairement au cas précédent, nous avons supposé cette fois-ci que nous ne pouvons plus réarmer l'interrupteur en défaut, due par exemple à une rupture des faisceaux de bonding de T2. Donc seuls les IGBTs du haut (T1 et T3) peuvent réaliser cette action corrective. La figure 12 montre l'allure du courant obtenue pour deux vitesses de rotation de la machine (1500 tr/min et 3000 tr/min). Identiquement au cas du court-circuit, on arrive à retrouver la forme sinusoïdale du courant et de rétablir le défaut sans faire des modifications sur l'architecture de l'onduleur. Néanmoins, le déséquilibre thermique entre les interrupteurs du haut et ceux du bas est toujours présent.

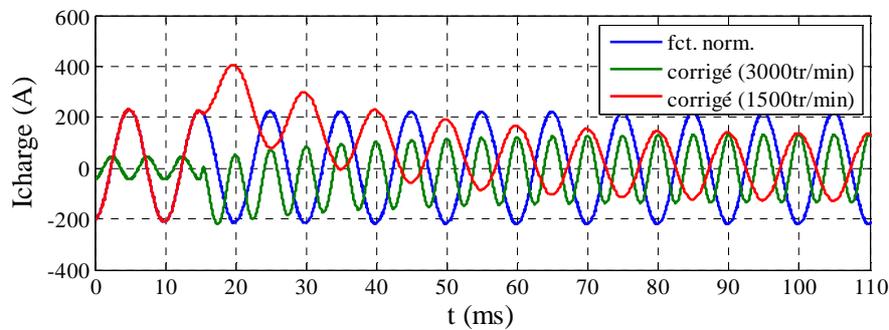


Figure 12 : Formes d'ondes du courant obtenues avec la stratégie de correction

4.3 Court-circuit d'une phase de la machine

Dans cette topologie, les phases de la machine sont physiquement isolées entre-elles [4] [9]. Chaque bobine statorique comprend un point milieu. La figure 13 donne un aperçu de la configuration d'une phase de la machine synchrone avec son point milieu.

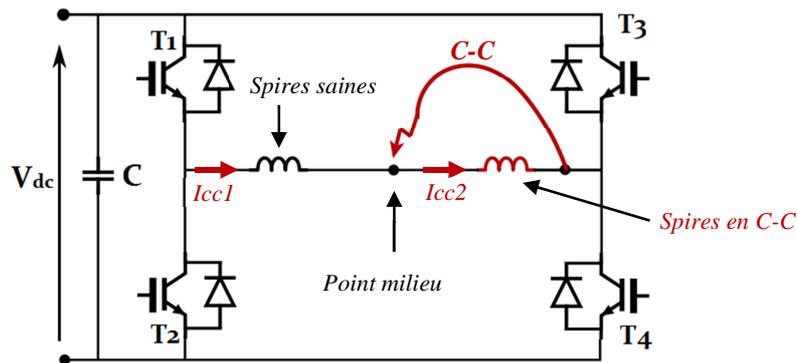


Figure 13: Configuration d'une phase statorique avec le point milieu

Suivant la configuration des phases, il n'apparaît que deux types de court-circuit; le court-circuit "partiel" et le court-circuit "complet". Un C-C partiel est celui qui intervient entre une ou plusieurs spires du bobinage, il peut se produire également entre le point milieu et l'une des extrémités de la bobine. Le C-C complet correspond à celui qui intervient entre les deux extrémités de la phase. En partant de l'hypothèse qu'un C-C complet peut être toléré par l'ensemble bobinage-IGBT, nous nous intéressons au C-C partiel formé au niveau du point milieu où l'on voit apparaître deux courants de court-circuit, à savoir I_{cc1} et I_{cc2} (Figure 13). Nous rapportons leurs allures sur la figure 14.

Nous voyons bien sur cette figure que seules les spires saines et les IGBTs supportent les contraintes associées au court-circuit. Autrement dit, le fort courant I_{cc1} circule à travers la faible impédance formée par le demi-bobinage sain et le chemin court-circuit. Par conséquent, les spires en C-C ne conduisent que le courant I_{cc2} qui est dû à la FEM induite dans les spires.

Ce mode de défaillance s'avère critique car il peut occasionner des scénarios désastreux tant sur la machine synchrone tels que la fusion des conducteurs ou la démagnétisation des aimants, que sur les composants de puissance tel que l'échauffement du silicium.

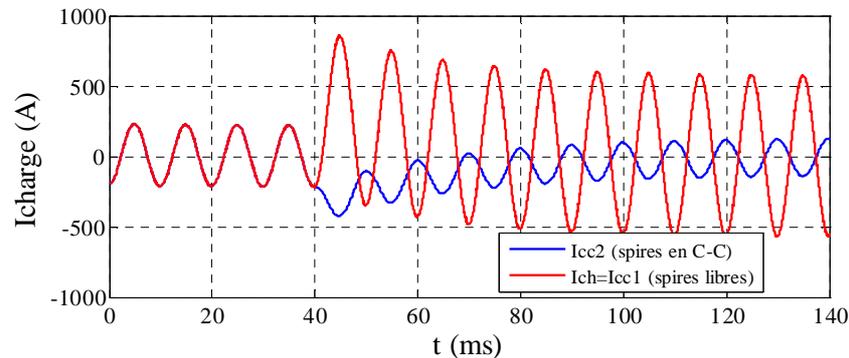


Figure 14 : Formes d'ondes des courants dans les bobines statoriques lors du C-C d'une phase de la MSAP

5. Conclusion

Cet article a permis de proposer une première approche d'identification et d'analyse des défaillances possibles d'une structure de traction électrique composée d'un onduleur à 6 bras en pont en H et de son moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) associé pour une application destinée au véhicule électrique. L'étude est menée selon une démarche graduée ; d'abord l'étude des défaillances d'un bras d'onduleur puis les défaillances liées au convertisseur en pont H associé à la MSAP.

Cette approche a permis de repenser les contraintes appliquées aux composants pendant les fonctionnements critiques ainsi que l'impact sur les performances de la chaîne de traction électrique. En revanche, la reconfiguration de la commande proposée permet d'éviter la propagation des défauts et d'envisager un fonctionnement en mode dégradé.

Néanmoins comme perspectives de travaux, il serait très intéressant d'évaluer l'intérêt et les limites de l'action corrective proposée en termes de performances de la chaîne de traction (ondulation du couple, fluctuation de la vitesse) tout en tenant compte des contraintes électrothermiques subies pas les composants ainsi que de l'interaction avec les boucles de contrôle-commande de bas niveau.

Références

- [1] L. Dupont, et M. Bouarroudj-Berkani, "Fatigue des composants électroniques de puissance: Physique de défaillance," *Technique de l'Ingénieur*, Vol. D3126, pp. 1-21, (2010).
- [2] F. Meibody-Tabar, and al., " Architectures segmentées d'alimentation à convertisseurs modulaires pour les actionneurs d'avion Fonctionnement en modes dégradés," *Journées de la section électrotechnique du club EEA*, (2004).
- [3] J. Mavier, and al., "Onduleur de tension reconfigurable à tolérance de pannes," *brevet Français, INPI. N°05.53116, Déposant CNRS/INPT/AIRBUS*, (2005).
- [4] B.C. Mecrow, and al., "Fault-tolerant Permanent Magnet Machine Drives," *IEEE Trans. Electrical Machines and Drives*, Vol. 143, (1996).
- [5] H. Schwab, and al., "Reliability Evaluation of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive for an Automotive Application," *EPE 2003 Toulouse*, (2003).
- [6] J. Lutz, and al., "Short Circuit III in High Power IGBTs," *13th European Conference on Power Electronics and Applications EPE '09*, Vol. 17, pp. 905 – 912, (2009).
- [7] F. Richardeau, and al., "Failures-Tolerance and Remedial Strategies of a PWM Multicell Inverter," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 17, pp. 905 – 912, (2003).
- [8] J. Vallon, and al., "Converter Topology for Reliability Test Bench Dedicated to PWM Inverters," *EPE 2003 Toulouse*, (2003).
- [9] L. De Sousa, and al., "A Combined Multiphase Electric Drive and Fast Battery Charger for Electric Vehicle," *IEEE International Conference on Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC-2010)*, pp. 1 – 6, (2010).
- [10] S. Lacroix, and al., "An Integrated Fast Battery Charger for Electric Vehicle," *IEEE International Conference on Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC-2010)*, pp. 1 – 6, (2010).

- [11] G. Coquery, and al., "High Temperature Reliability on Automotive Power Modules Verified by Power Cycling Tests up to 150°C," *14th European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis, Microelectronics Reliability Journal*, Vol. 43, pp. 1871 - 1876 (2003).
- [12] A. Benmansour, and al., "Failure mechanism of Trench IGBT under short-circuit after turn-off," *17th European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis, Microelectronics Reliability Journal*, Vol., 46, pp. 1778–1783 (2006).