

Machines électriques avec alimentation par le neutre pour la traction électrique des véhicules

Jean-Yves Gauthier¹, Xiaokang Zhang², Xuefang Lin-Shi¹, Jean-François Tréguët¹

1 : Univ. Lyon, CNRS, INSA Lyon, Université Claude Bernard Lyon 1, Ecole Centrale de Lyon, Ampère, UMR5005

2 : School of Mechatronic Engineering and Automation, Shanghai University

RESUME – La traction électrique pour les véhicules électriques ou hybrides requiert un bon rendement énergétique et une certaine tolérance aux défauts des éléments (onduleur et machine). Pour ces chaînes de traction, le neutre de la machine électrique est rarement exploité. L'objectif de ce papier est de montrer qu'en alimentant le moteur par le neutre, la chaîne de traction offre structurellement, d'une part, une fonction d'élévation de la tension d'alimentation, ce qui peut remplacer la structure traditionnelle à deux étages de conversion et, d'autre part, une capacité de tolérance aux défauts. Ces fonctions sont réalisées sans ajouter de composants supplémentaires, ce qui permet de réduire le coût de l'ensemble du système. Les résultats expérimentaux obtenus sur un banc d'essai confirment les performances obtenues.

Mots-clés—Système de convertisseur multifonctionnel, machine électrique triphasée, point neutre, commande tolérante aux fautes.

1. INTRODUCTION

À l'heure actuelle, l'électrification des véhicules s'est imposée comme une solution pour réduire l'effet de serre et l'on prévoit une croissance importante de ce secteur d'activité au cours des prochaines décennies. Afin de répondre aux exigences de fonctionnement à grande vitesse et à haut rendement du moteur de traction, un niveau de tension relativement haut est requis sur le pack batterie. Cela complique la conception du pack batterie et engendre souvent une augmentation de la taille de celui-ci, car la haute tension est obtenue en connectant en série de nombreuses cellules élémentaires. Afin de limiter la taille du pack batterie, de nombreux véhicules du marché ont adopté une architecture à deux étages (Fig. 1) pour alimenter le système de traction électrique.

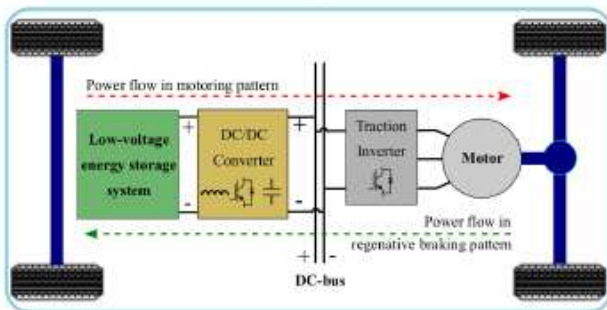


Fig. 1. Système de traction électrique avec deux étages de conversion en présence d'un convertisseur intermédiaire DC/DC boost.

L'utilisation du convertisseur DC/DC supplémentaire présente quelques inconvénients. D'une part, cela augmente le coût et le volume de l'ensemble du système de conversion et, d'autre part, la fiabilité du système peut être dégradée par l'augmentation du nombre de dispositifs électroniques de puissance utilisés.

Au début des années 2000, un système de conversion multifonctionnel (MFCS) intégrant les fonctionnalités d'un convertisseur élévateur DC/DC et d'un onduleur DC/AC a été proposé par Toyota et Fuji Electric Co., Ltd. au Japon pour les tractions électriques des véhicules électriques hybrides [1]. Ceci est rendu possible grâce à la connexion volontaire du point neutre du moteur électrique à la source d'alimentation DC (Fig. 2), contrairement aux systèmes conventionnels pour lesquels le point neutre n'est pas connecté. Cependant, dans la littérature scientifique, le MFCS n'a pas reçu une grande attention jusqu'à présent, engendrant certaines lacunes concernant les explications du mécanisme et du principe du MFCS.

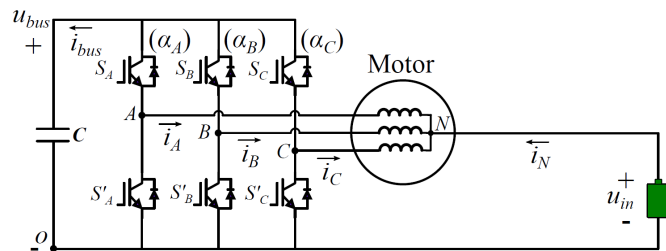


Fig. 2. Structure multifonctionnelle à alimentation par le neutre.

Cet article propose une stratégie de commande pour le MFCS. Cette loi exploite pleinement les possibilités offertes par ce système, en particulier du point de vue de la tolérance aux fautes comme un défaut en phase ouverte. Contrairement aux topologies utilisant le point neutre existantes dans la littérature [2], aucun composant supplémentaire (condensateur, transistors, TRIAC...) n'est nécessaire. A notre connaissance, cette capacité de tolérance aux fautes n'avait encore jamais été explorée pour le MFCS avant nos travaux.

Dans cet article, à travers un exemple de pilotage d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), une analyse approfondie est d'abord présentée afin de comprendre et de modéliser le MFCS. Ensuite, son potentiel de tolérance aux fautes vis-à-vis d'un défaut de phase ouverte sera exposé. Une étude théorique permet de définir des nouvelles trajectoires de référence de courant, générant un couple constant et une tension moyenne stable du bus continu après un défaut. Une stratégie de commande est enfin développée pour réguler les courants en

mode sain et en défaut. Pour finir, le concept présenté est validé expérimentalement sur un banc d'essai.

2. ANALYSE D'UN MFCS AVEC UN MSAP

Avec des hypothèses classiques de modélisation d'un MSAP à pôles lisses, nous pouvons écrire avec les notations de la Fig.2 :

$$\begin{bmatrix} U_{AN} \\ U_{BN} \\ U_{CN} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} - \psi_f \omega_e \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1)$$

où R est la résistance du moteur et ψ_f est le flux des aimants permanents. ω_e et θ_e sont respectivement la vitesse et la position électriques du moteur. L est la matrice d'inductance définie par :

$$L = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} L_0 + 2L_d & L_0 - L_d & L_0 - L_d \\ L_0 - L_d & L_0 + 2L_d & L_0 - L_d \\ L_0 - L_d & L_0 - L_d & L_0 + 2L_d \end{bmatrix}$$

L_d est l'inductance dans le repère de Park sur les axes d et q (ici nous considérons une machine à pôles lisses : $L_d = L_q$). L_0 est l'inductance homopolaire.

La transformation de Park appliquée au moteur donne ainsi :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_e & 0 \\ -\omega_e & -\frac{R}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{u_q - \psi_f \omega_e}{L_d} \\ \frac{u_0}{L_0} \end{bmatrix} \quad (2)$$

avec $[i_d \ i_q \ i_0]^T$ le vecteur des courants $[i_A \ i_B \ i_C]^T$ dans le repère de Park et $[u_d \ u_q \ u_0]^T$ le vecteur des tensions $[U_{AN} \ U_{BN} \ U_{CN}]^T$ dans le repère de Park.

Comme le point neutre est relié à la source, le courant sortant de la source est proportionnel au courant homopolaire : $i_N = -i_A - i_B - i_C = -3i_0$

En notant α_A , α_B et α_C les rapports cycliques de chaque bras, le modèle moyen du convertisseur donne :

$$\begin{bmatrix} U_{AO} \\ U_{BO} \\ U_{CO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_A \\ \alpha_B \\ \alpha_C \end{bmatrix} u_{bus} = \begin{bmatrix} U_{AN} \\ U_{BN} \\ U_{CN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{in} \\ u_{in} \\ u_{in} \end{bmatrix} \quad (3)$$

et avec la transformation de Park :

$$\begin{bmatrix} \alpha_d \\ \alpha_q \\ \alpha_0 \end{bmatrix} u_{bus} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 + u_{in} \end{bmatrix} \quad (4)$$

En régime établi, la 3^{ème} ligne de (2) combinée à la 3^{ème} ligne de (4), donne la relation suivante :

$$u_{bus} = \frac{u_{in} + Ri_0}{\alpha_0} \quad (5)$$

La figure 3 montre ainsi le ratio d'élévation en tension entre la source et le condensateur ($r_0 = u_{bus} / u_{in}$) en fonction du rapport cyclique homopolaire α_0 . Celui-ci étant compris entre 0 et 1, on retrouve bien un comportement élévateur de tension entre la source et la tension de bus.

En régime établi, un courant homopolaire constant et égal à $i_0 = -i_N / 3$ s'ajoute au courant sinusoïdal dans une phase du moteur et permet ainsi de maintenir la tension aux bornes du condensateur. Ce courant est directement proportionnel à la puissance consommée P par le système convertisseur+moteur, en régime établi :

$$i_0 = -\frac{P}{3u_{in}} \quad (6)$$

Le courant additionnel homopolaire est donc faible (en valeur absolue) au démarrage (faible vitesse), et en haute vitesse et à faible couple. En revanche, à pleine puissance, ce courant peut représenter une part non négligeable du courant total (23% dans [4]). Il s'agit clairement d'une des limitations de ce système, car cette composante continue va engendrer des pertes Joule supplémentaires dans le moteur ainsi que d'éventuels problèmes de saturation magnétique.

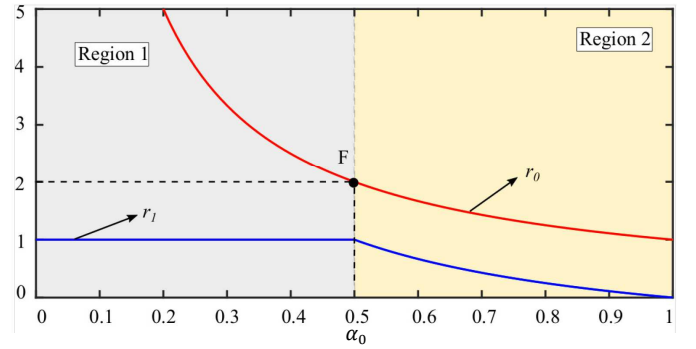


Fig. 3. Ratios d'élévation de tension atteignables en régime établi : $r_0 = u_{bus} / u_{in}$ et $r_1 = v_{an1} / u_{in}$, en fonction du rapport cyclique homopolaire α_0 et pour R négligée.

De plus, les limites physiques des rapports cycliques α_A , α_B et α_C font que les limites atteignables pour les rapports cycliques α_d , α_q sont dépendantes de α_0 . On obtient ainsi un ratio maximal atteignable entre la composante sinusoïdale appliquée sur une phase moteur et la tension d'entrée $r_1 = v_{an1} / u_{in}$. Ce ratio est tracé pour un régime permanent sur la figure 3 (voir [5] pour plus de détails). Le facteur d'augmentation maximal est ainsi atteint pour un rapport cyclique homopolaire $\alpha_0 = 0,5$, ce qui correspond à un facteur de 2 pour r_0 . Diminuer encore plus ce rapport cyclique permet d'augmenter la tension sur le bus DC mais ne permet pas d'appliquer une tension plus grande au moteur.

2. EXPLOITATION DE LA CAPACITE DE TOLERANCE AUX FAUTES DU MFCS

En plus de sa caractéristique multifonctionnelle boost+onduleur, ce système admet une propriété de résilience à certaines défaillances comme les défauts de type circuit ouvert. Ces défauts peuvent apparaître au niveau d'une phase machine ou au niveau du convertisseur. Des systèmes de fusibles peuvent également transformer un défaut de court-circuit en un défaut circuit ouvert. Nous étudierons ici l'exemple du cas d'un défaut de circuit ouvert sur la phase A, c'est-à-dire que $i_a = 0$.

Grâce au point neutre intrinsèquement connecté dans le MFCS, celui-ci fournit un chemin de circulation pour les courants homopolaire. Le moteur peut alors générer un champ magnétique tournant avec seulement deux phases actives. Pour rendre le MFCS tolérant à ce type de défaut, le point clé est de

savoir comment maintenir une sortie de couple constante ainsi qu'une tension de bus DC stable dans les conditions post-défaut.

2.1. Trajectoire des courants

En mode de fonctionnement sain, la transformation de Park donne les relations entre les courants dans le repère triphasé ABC et ceux dans le repère tournant $d-q-0$:

$$\begin{cases} i_A = i_{d,n} \cos(\theta_e) - i_{q,n} \sin(\theta_e) + i_{0,n} \\ i_B = i_{d,n} \cos(\theta_e - 2\pi/3) - i_{q,n} \sin(\theta_e - 2\pi/3) + i_{0,n} \\ i_C = i_{d,n} \cos(\theta_e + 2\pi/3) - i_{q,n} \sin(\theta_e + 2\pi/3) + i_{0,n} \end{cases} \quad (7)$$

En régime établi sans défluxage, les courants de consigne dans le repère $d-q-0$ sont constants et :

$$i_{d,n}^* = 0, \quad i_{q,n}^* = \frac{2}{3p\psi_f} T_e^*, \quad i_{0,n}^* = -\frac{1}{3u_{in}} P_{in}^* \quad (8)$$

où T_e est le couple électromagnétique, p le nombre de paires de pôles et P_{in} la puissance d'entrée moyenne. La notation $*$ indique une valeur de consigne.

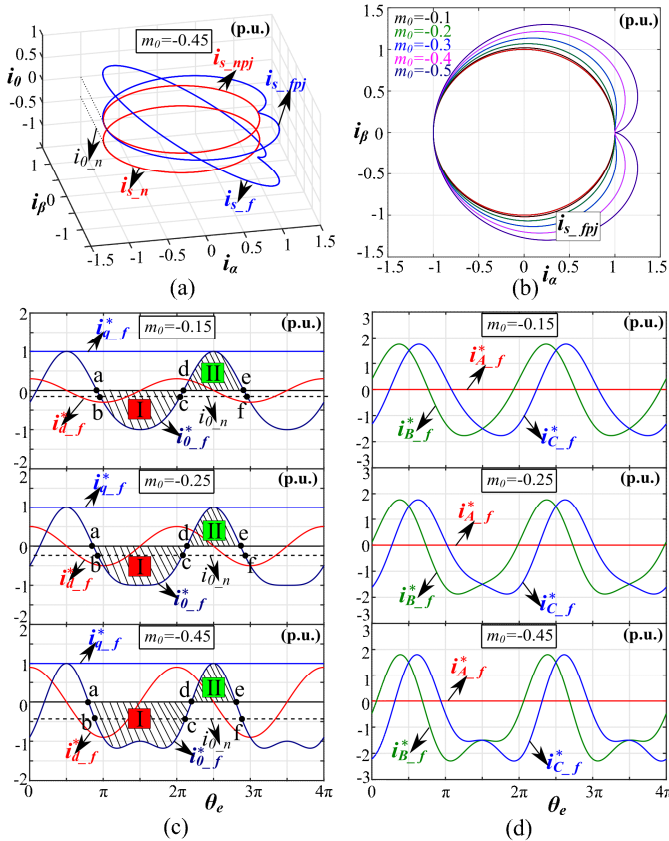


Fig. 4. Trajectoire théorique des courants à imposer après un défaut de circuit ouvert sur la phase A. (a) Représentation spatiale des courants et projection sur le plan $\alpha - \beta$ dans des conditions normales et après défaut. (b) Évolution de la projection des courants sur le plan $\alpha - \beta$ en fonction de m_0 (c) Chronogrammes des courants dans le repère $d-q-0$ après défaut pour différents m_0 . (d) Chronogrammes des courants dans le repère $a-b-c$ après défaut pour différents m_0 .

Si l'on conserve les mêmes consignes de courants après un défaut de la phase A ($i_A = 0$), on peut constater, d'après (7), que $i_{0n} = -i_{dn} \cos(\theta_e) + i_{qn} \sin(\theta_e)$ sera nul en moyenne sur une période électrique. Cela signifie que la puissance en entrée P_{in} est nulle en moyenne et donc qu'aucune conversion d'énergie n'est possible.

Pour maintenir le couple désiré T_e^* et fournir la puissance nécessaire après un défaut, nous avons proposé de nouvelles trajectoires pour les courants dans le repère $d-q-0$:

$$\begin{cases} i_{d,f}^* = i_{d,n}^* - 2i_{0,n}^* \cos(\theta_e) \\ i_{q,f}^* = i_{q,n}^* \\ i_{0,f}^* = i_{q,n}^* \sin(\theta_e) - i_{d,n}^* \cos(\theta_e) + i_{0,n}^* \cos(2\theta_e) \end{cases} \quad (9)$$

Ces trajectoires sont tracées sur la figure 4 dans différents repères et pour différentes conditions. m_0 est le ratio entre le courant $i_{0,n}^*$ et $i_{q,n}^*$. Une valeur de m_0 proche de 0 correspond à un fonctionnement à faible puissance et plus m_0 diminue, plus il s'agit d'un fonctionnement à forte puissance. La figure 4 (c) trace les fonctions données par le système d'équations (9). La figure 4 (d) trace les courants correspondant dans le repère ABC : $i_{A,f}^*$ est bien égal à zéro. Le graphe de la figure 4 (a) représente spatialement les courants et leurs projections (indiquées par l'indice pf) sur le plan $\alpha-\beta-0$ dans des conditions normales et après défaut avec $m_0 = -0.45$. Le graphe de la figure 4 (b) représente l'évolution de la projection des courants sur le plan $\alpha-\beta$ en fonction de m_0 .

2.2. Asservissement des courants

Ces trajectoires en $d-q-0$ n'étant pas constantes en régime dégradé, contrairement au fonctionnement en mode sain, des régulateurs de type PI sont inappropriés pour assurer l'asservissement des courants. Nous proposons ici d'utiliser le formalisme de la platitude différentielle [3] pour concevoir des régulateurs assurant ce suivi de trajectoire.

Les états du système considéré correspondent aux sorties : $y = x = [i_d, i_q, i_0]^T$, les commandes $u = [u_d, u_q, u_0]^T$ peuvent être alors mises sous la forme suivante :

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_d i_q \\ u_q = Ri_q + L_d \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \\ u_0 = Ri_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \end{cases} \quad (10)$$

Les états x et la commande u peuvent donc être décrits par une fonction des sorties et de leurs dérivées temporelles. Le système est donc plat. Pour assurer le suivi de trajectoire, une contre-réaction est appliquée de manière à imposer la dynamique de suivi :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{di_d^*}{dt} + 2\zeta_1 \omega_1 (i_d - i_d^*) + \omega_1^2 \int (i_d - i_d^*) dt \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{di_q^*}{dt} + 2\zeta_2 \omega_2 (i_q - i_q^*) + \omega_2^2 \int (i_q - i_q^*) dt \\ \frac{di_0}{dt} = \frac{di_0^*}{dt} + 2\zeta_3 \omega_3 (i_0 - i_0^*) + \omega_3^2 \int (i_0 - i_0^*) dt \end{cases} \quad (11)$$

Les paramètres $\zeta_1, \omega_1, \zeta_2, \omega_2, \zeta_3$ et ω_3 sont les facteurs d'amortissement et les pulsations propres désirées en boucle fermée.

2.3. Schéma de commande global

Le schéma de commande complet est présenté sur la Fig. 5. Le régulateur basé sur la platitude est présenté sur la droite du schéma : à partir des références de courant et des mesures, on en déduit les tensions u_d, u_q et u_0 que l'on convertit en rapports cycliques à partir de (4) et d'une transformée de Park inverse.

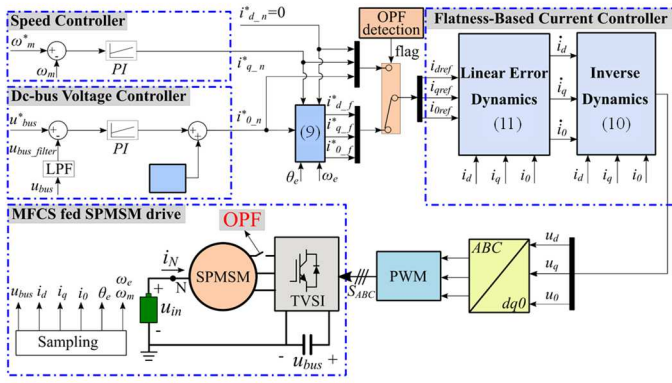


Fig. 5. Stratégie de commande globale pour un MFCS.

Les références de courant proviennent de l'équation (9) en cas de défaut ou directement des régulateurs de vitesse et de tension de bus, dans le cas sain. Deux régulateurs PI sont utilisés pour la vitesse (qui génère $i_{q,n}^*$) et pour la tension de bus (qui génère $i_{d,n}^*$). Une composante de feedforward peut être ajoutée sur ce dernier.

3. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Ce principe a été implémenté expérimentalement sur le banc présenté sur la figure 6 incluant un MSAP de 1,2kW avec 4 paires de pôles et une vitesse nominale de 3000 tr/min, un onduleur basé sur un module ON Semiconductor STK581U3C2D-E avec deux condensateurs de 470μF en parallèle et une source de 180VDC. La commande est gérée par un système de prototypage rapide dSPACE MicroLabBox et un disjoncteur est utilisé pour simuler un défaut de type circuit ouvert sur la phase A. Les paramètres de réglages pour la commande sont $\zeta_1 = \zeta_2 = \zeta_3 = 1$, $\omega_1 = 2500$ rad/s, $\omega_2 = \omega_3 = 5000$ rad/s.

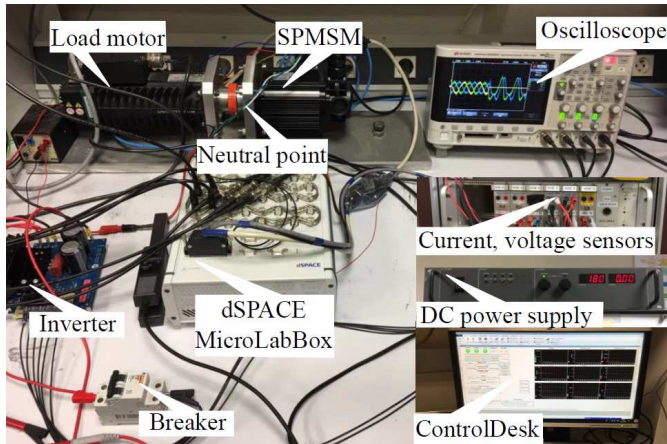


Fig. 6. Banc de test expérimental.

L'essai présenté est le suivant : la tension de bus est régulée à 360V, la vitesse est fixée d'abord à 104,7 rad/s puis augmentée à 209,4 rad/s à $t=2s$ puis descendue à sa valeur initiale à $t=6s$. Un couple de charge de 2N.m est appliqué à $t=10s$ puis retiré à $t=15s$. La figure 7 montre les résultats obtenus en mode sain. La figure 8 montre les résultats obtenus en mode dégradé. La tension de bus est bien maintenue autour des 360V pour une source de 180V. On observe bien le comportement élévateur de tension attendu. L'ondulation de tension est plus grande en cas de défaut, ce qui est logique, car le condensateur fait office de réservoir d'énergie dans ce cas (voir [6] pour plus de détails). Globalement, la vitesse est bien asservie et l'on note peu

d'ondulation de couple, aussi bien en mode sain qu'en mode dégradé : le principe de commande proposé permet donc de bien maintenir un courant i_q (image de couple) constant.

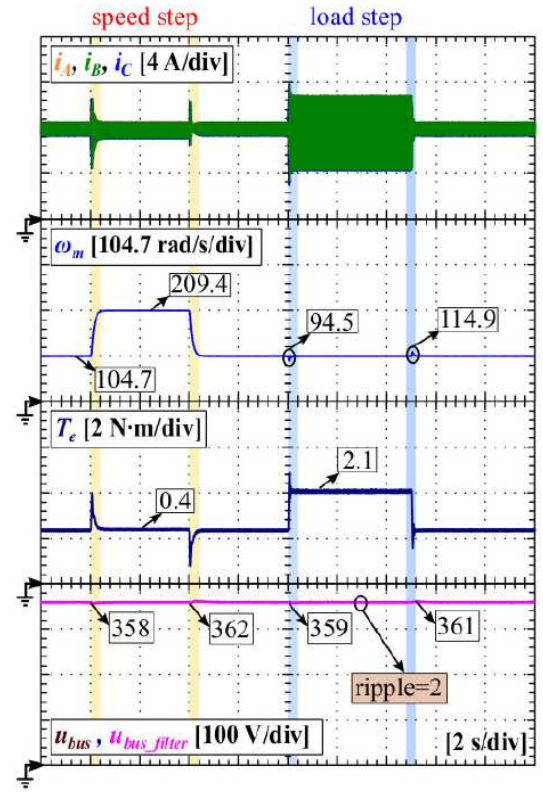


Fig. 7. Résultats expérimentaux en mode sain.

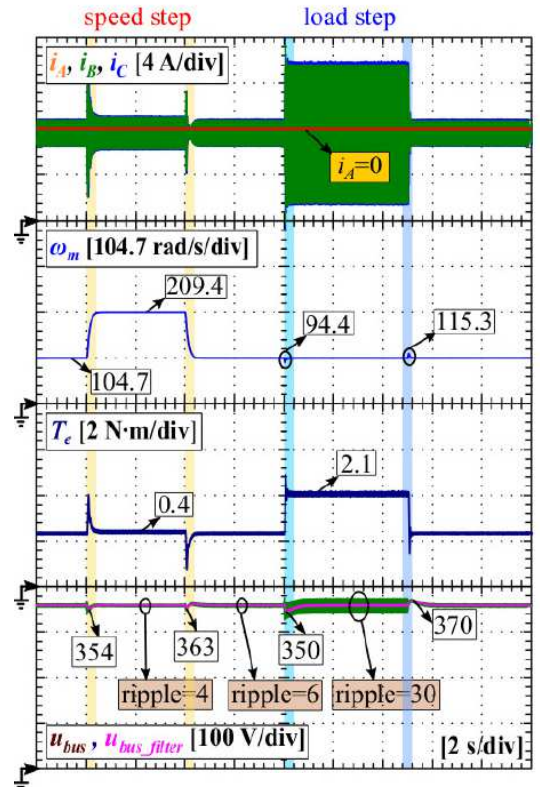


Fig. 8. Résultats expérimentaux en mode dégradé (phase A ouverte).

Les figures 9 et 10 montrent l'allure des courants de phase, du courant de neutre (sortant de l'alimentation) et l'image du couple dans les modes sain et dégradé, respectivement. On observe clairement une composante continue sur les courants de phase qui correspond à moins un tiers du courant de neutre constant dans le cas sain. Dans le cas de défaut, le couple est bien maintenu constant et l'on retrouve les formes de courant de la figure 4.

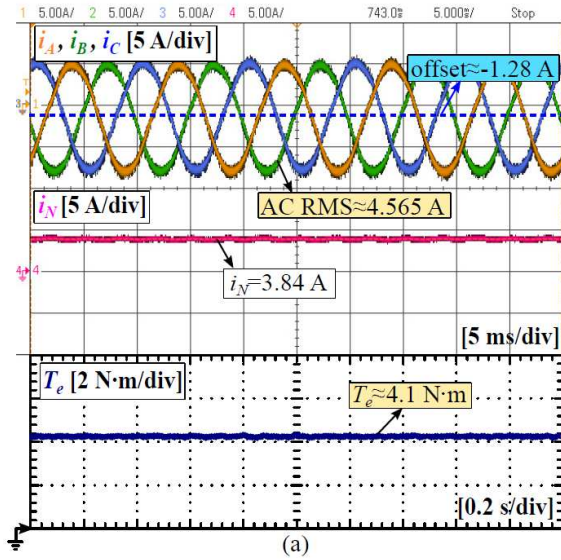


Fig. 9. Résultats expérimentaux en régime permanent et en mode sain (157,1 rad/s et 4,1 Nm).

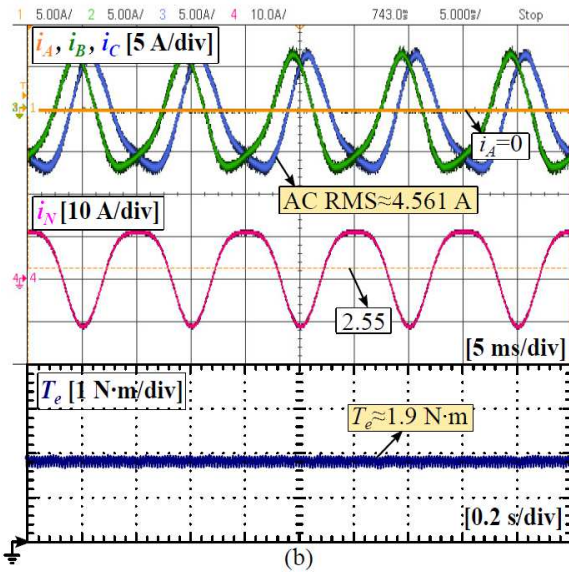


Fig. 10. Résultats expérimentaux en régime permanent et en mode dégradé avec la phase A ouverte (157,1 rad/s et 1,9 Nm).

4. CONCLUSION

Dans cet article, à travers un MSAP, nous avons montré que le MFCS permet d'offrir des possibilités d'élévation de tension d'alimentation et un fonctionnement en mode dégradé avec une phase ouverte grâce à la définition des nouvelles trajectoires de référence des courants et à une stratégie de commande adaptée. Le concept peut s'étendre à d'autres types de moteurs (asynchrone, à réluctance variable...) offrant un système de traction électrique à faible coût et résilient aux défauts.

5. REFERENCES

- [1] H. Nakai, K. Moriya, H. Ohtani, H. Fuma, and Y. Inaguma, "Overview of multi-functional converter systems," in R&D Review of Toyota CRDL, vol. 39, no. 3, pp. 27–32, 2004.
- [2] X. Zhou, J. Sun, H. Li, M. Lu and F. Zeng, "PMSM Open-Phase Fault Tolerant Control Strategy Based on Four-Leg Inverter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 3, pp. 2799-2808, March 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2925823.
- [3] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, and P. Rouchon, "Flatness and defect of non-linear systems: introductory theory and examples," International Journal of Control, vol. 61, no. 6, pp. 1327–1361, Jun. 1995.
- [4] J.-Y. Gauthier and X. Lin-Shi, "Voltage boost by neutral point supply of AC machine", ELECTRIMACS, May 2019, Salerno, Italy, doi:10.1007/978-3-030-37161-6
- [5] X. Zhang, J.-Y. Gauthier, X. Lin-Shi, R. Delpoux and J.-F. Tréguët, "Modeling, Control, and Experimental Evaluation of Multifunctional Converter System," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 68, no. 9, pp. 7747-7756, Sept. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3013779
- [6] X. Zhang, J.-Y. Gauthier and X. Lin-Shi, "Cost-Efficient Fault-Tolerant Scheme for Three-Phase Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Machines Fed by Multifunctional Converter System Under Open-Phase Faults," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 69, no. 6, pp. 5502-5513, June 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3094478