

Conception et réalisation d'un entraînement électrique polyphasé tolérant aux défauts compatible avec la production en grande série

Antonin RIBIERE^{1,2}, Ngac-Ky NGUYEN¹, Eric SEMAIL¹, Christophe ESPANET²

1- Univ. Lille, Arts et Metiers Institute of Technology HESAM Université, Centrale Lille, Junia, ULR 2967 – L2EP, F-59000 Lille,

2- Moving Magnet Technologies, 1 rue Christiaan Huygens, F-25000 Besançon

Les actionneurs électriques présents dans des applications automobiles sécuritaires tels que le freinage ou la direction se doivent d'assurer une fiabilité fonctionnelle. Les entraînements électriques polyphasés répondent à ce critère car ils peuvent garantir le fonctionnement, même après l'apparition d'un défaut. Cet article présente le dimensionnement et le prototypage d'un actionneur polyphasé pour une direction électrohydraulique de camion. Des hypothèses de conception sont énoncées pour garantir la viabilité industrielle de la solution. Différentes solutions polyphasées sont modélisées et comparées selon des critères préalablement définis. A la suite de cette comparaison, une machine synchrone à aimants permanents 10 encoches 8 pôles a été réalisée et est présentée.

Mots-clés— *Entraînements électriques polyphasés, MSAP, tolérance aux défauts, contraintes industrielles, prototype*

1. INTRODUCTION

Dans les applications sécuritaires automobiles, il est nécessaire de développer des solutions d'entraînements électriques qui soient tolérantes aux défauts. C'est dans ce principal objectif que les entraînements électriques polyphasés ont été étudiés [1]. Grâce à des degrés de liberté supplémentaires, il est possible de tolérer par exemple un défaut de phase ouverte ou de transistor défectueux au niveau de l'onduleur [2]–[5]. Cependant il existe de nombreuses solutions possibles d'entraînements électriques polyphasés et il peut être difficile de savoir quelle solution retenir. Dans le domaine automobile, un des facteurs les plus importants est le coût de la solution.

Ce papier propose une approche de sélection de différentes solutions d'entraînements polyphasés pour des applications automobiles. Outre le critère de performance, le choix est également basé sur des notions de coûts et d'industrialisation. À l'issue de la comparaison des différents entraînements étudiés, une machine a été retenue. Cette machine a été prototypée et des résultats expérimentaux sont présentés dans ce papier.

2. APPROCHE ET HYPOTHESES DE CONCEPTION DE L'ENTRAINEMENT ELECTRIQUE

2.1. Cahier des charges de l'application

Nous avons choisi un cahier des charges relatif à une direction assistée électrohydraulique pour camion. Dans cette

application le moteur électrique n'applique pas directement un couple d'assistance sur la colonne direction. Il alimente une pompe qui permet de régler le débit et la pression du système hydraulique d'assistance. Néanmoins la contrainte normative relative à cette application est de ne pas avoir de perte soudaine d'assistance. Il est donc nécessaire d'assurer l'entraînement de la pompe même en défaut. Il s'agit également d'un système basse tension, fort courant comme l'illustre le Tableau 1.

Tableau 1. Cahier des charges de l'application

Paramètre	Symbole	Valeur
Tension du bus continu	U_{DC}	24V
Vitesse maximale du moteur	Ω_{max}	4500rpm
Couple maximal du moteur	T_{max}	15Nm
Hauteur axiale maximale du stator	H_{max}	90mm
Diamètre extérieur maximal du stator	D_{max}	180mm

2.2. Hypothèses de conception moteur

Seules les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont considérées dans cette étude. En effet, pour l'application choisie les MSAP sont de très bonnes candidates. De plus, seules des structures à flux radial sont envisagées. Les structures à flux axial requièrent généralement des solutions à double stator ou rotor pour équilibrer les forces sur les roulements, complexifiant le système et les coûts.

Pour la réalisation du rotor, une solution à aimants enterrés tangentiels est préférée. La forme parallélépipédique des aimants simplifie à la fois leur processus de fabrication ainsi que leur assemblage dans le paquet de tôles rotoriques.

Afin de simplifier la réalisation industrielle du stator, un bobinage concentrique dentaire est préféré à un bobinage distribué. De plus, une limite maximale du nombre de bobines est fixée, en partie pour limiter le nombre de connexions à réaliser. Elle est fixée à quinze pour cette application, en comparaison à des solutions triphasées déjà existantes comportant douze bobines. Cette limite industrielle a donc directement un impact sur les topologies de machines polyphasées qui seront étudiées (nombre de phases).

2.3. Hypothèses de conception de l'électronique de puissance

Concernant l'électronique de puissance, comme le bus de tension continu est relativement faible, des architectures multi-niveaux n'auraient que peu d'intérêt. C'est pourquoi seulement deux architectures sont retenues : un onduleur de tension standard deux niveaux et un onduleur à pont en H. Dans le premier cas, la machine comporte un neutre et chaque phase est pilotée par un demi-pont. Dans le second cas, chaque phase est pilotée par un pont complet : les phases sont alors électriquement indépendantes les unes des autres et alimentées par la pleine tension du bus continu.

3. COMPARAISON DES ENTRAÎNEMENTS ELECTRIQUES ET SELECTION DE LA SOLUTION À PROTOTYPER

3.1. Démarche de comparaison

La démarche proposée pour comparer différents entraînements polyphasés a été détaillé dans cet article [6] et est illustrée Fig. 1. Dans un premier temps, des simulations éléments finis sont réalisées en considérant différentes topologies machines, avant de sélectionner les plus prometteuses. Ensuite les machines présélectionnées sont couplées aux deux architectures d'onduleur retenues. Des simulations dynamiques des entraînements complets sont alors réalisées pour calculer différents paramètres tels que les pertes ou l'ondulations de couple. Une fois ces données obtenues, les solutions sont évaluées selon des critères préalablement définis.

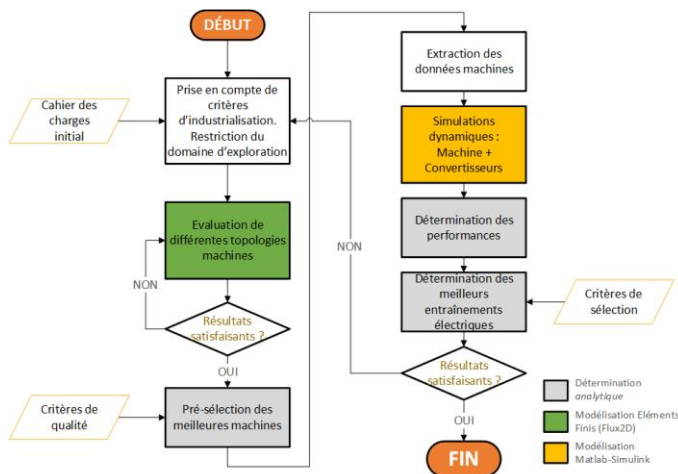


Fig. 1. Démarche de sélections entre différents entraînements polyphasés

3.2. Critères de sélection

Nous proposons de trouver le meilleur compromis d'un point de vue système, c'est pourquoi il est important de rendre compte à la fois des performances de la machine, de l'électronique de puissance et du contrôle mais également du coût de la solution. Ce dernier intervient à deux étapes dans l'étude : lors de la restriction des topologies machines à évaluer et lors de la comparaison finale avec des critères dédiés. Il est difficile d'avoir une image précise du coût de la solution lors d'une phase de prédimensionnement. Dans cette étude principalement trois critères ont été choisis pour le refléter.

Le premier critère est le nombre de transistors. Le pont de puissance est réalisé avec des transistors discrets qu'il faut mettre en parallèle pour des considérations thermiques. Le nombre total de transistors dépend donc logiquement du type d'électronique de puissance choisi, du nombre de phases de la machine, mais également de sa capacité inhérente à produire du

couple avec un minimum de courant réduisant ainsi le nombre de transistors à mettre en parallèle.

Le second critère est le coût des matières premières, qui est directement lié à la masse de la machine et plus particulièrement la répartition entre les trois principaux éléments constitutants : le fer des tôles, le cuivre des bobines et les aimants au rotor. En fonction des fournisseurs et des spécificités des matériaux les prix varient. Par retour d'expériences, les prix unitaires pour 1 kg sont de 1 pour le fer, 8 pour le cuivre et 100 pour les aimants.

Le dernier critère est lié au coût carbone. C'est un critère encore peu utilisé, mais qui risque de l'être de plus en plus au fur et mesure que les industries devront s'adapter aux conséquences du changement climatique. Par soucis de simplicité, seuls les impacts de l'extraction et du transport des matières premières sont considérés. Pour ce faire, les données fournies par la documentation Base Carbone de l'ADEME [7] sont utilisés. Des valeurs de coût en kgCO₂ équivalent par kg de matière sont données pour différents matériaux dont le fer, le cuivre et les aimants.

D'autres critères plus usuels tels que l'ondulation du couple ou les pertes sont utilisés pour rendre compte de l'efficacité de la machine et de l'électronique de puissance associée. Tous les critères de comparaison utilisés apparaissent dans le Tableau 2. Pour chaque critère, les résultats sont normalisés par rapport à la valeur moyenne obtenue sur les 156 entraînements évalués pour cette application.

3.3. Sélection de la solution à prototyper

Parmi toutes les solutions étudiées, le Tableau 2 en présente trois. La première est une solution avec une machine 7-ph 14 encoches 12 pôles pilotée par un onduleur deux-niveaux standard. Les deux autres solutions sont des machines pilotées par un pont en H : une machine 6-ph 12 encoches 10 pôles et une machine 5-ph 10-encoches 8-pôles. Pour le cahier des charges donné, les solutions pentaphasées et hexaphasées pilotées par un onduleur standard deux niveaux comportaient comme principal inconvénient un courant de phase élevé nécessitant la parallélisation d'un trop grand nombre de transistors. Quant aux entraînements heptaphasés avec pont en H, leurs bonnes performances ne permettaient pas de suffisamment compenser le nombre de transistors élevés inhérent à l'architecture.

Parmi les trois entraînements du Tableau 2, la solution 7-ph a été mise de côté du fait de pertes un peu trop élevées, notamment localisés aux niveaux des transistors. Les deux autres solutions ayant des performances relativement similaires, il a été décidé de prototyper la machine 5-ph car elle comportait moins de transistors et des ondulations de couple plus faibles après défaut.

4. REALISATION DU PROTOTYPE D'ENTRAÎNEMENT

4.1. Fabrication

Le rotor est constitué de 8 aimants NdFeB insérés en force dans un paquet de tôles comme illustré Fig. 2-a.

Le stator a été assemblé selon un procédé breveté, consistant dans l'insertion d'une étoile interne, où sont situées les bobines, dans une couronne externe correspondant à la culasse. Malgré la présence d'entrefer parasites, cette méthode a comme principal intérêt sa simplicité, permettant de réduire le coût du processus d'industrialisation sur de grandes séries.

Tableau 2. Résultats de comparaison des entraînements polyphasés – valeurs normalisées

ID solution	Architecture moteur et onduleur	Constante moteur	Pertes au stator	Pertes au rotor	Ondulation du couple Mode sain	Pertes de l'onduleur	Ondulation de couple Phase Ouverte	Nombre de transistors	Coût matières premières	Coût carbone
#74	7ph + demi-pont	1.11	1.06	0.90	1.07	1.09	0.92	0.82	1.00	1.04
#83	5ph + pont en H	1.04	0.79	1.01	1.27	0.51	0.49	0.59	1.05	1.00
#128	6ph + pont en H	1.03	0.94	1.00	0.81	0.58	0.95	0.70	0.92	0.98



Fig. 2. (a) : Rotor avec ses 8 aimants parallélépipédiques NdFeB ; (b) : Couronne (gauche) et étoile (droite) statoriques



Fig. 3. Une spire (haut) et bobine complète (bas)

Dans le cadre de ce prototype, un process expérimental de fabrication et d'assemblage des bobines a été testé. Chaque spire est constituée par une pièce en cuivre découpée et mise en forme. Les quatre spires constituant une bobine sont ensuite assemblées via des queues d'aronde qui sont ensuite soudées, comme illustré Fig. 3.

4.2. Comparaison aux simulations éléments finis

Dans le but de vérifier les paramètres de la machine, les données issues des simulations éléments finis et les mesures sur le prototype sont comparées. Concernant les forces électromotrices (FEMs), une très bonne corrélation est obtenue, notamment pour l'amplitude du fondamental comme l'illustre la Fig. 4. De légères différences sont toutefois à noter concernant les harmoniques de rangs supérieurs, ce qui explique que les courbes ne sont pas parfaitement confondues.

Le couple de détente est également comparé aux simulations éléments finis. Sur la Fig. 5 nous pouvons constater que le spectre harmonique est différent. En particulier l'harmonique huit « mécanique » est cinq fois plus élevé qu'en simulation. Cette différence notable peut probablement s'expliquer par un défaut au niveau du stator qui a pu survenir lors du montage en force de l'étoile dans la couronne statorique.

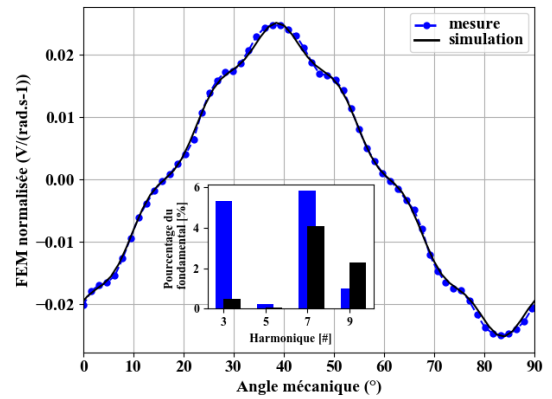


Fig. 4. FEM normalisée, comparaison entre simulation et mesures

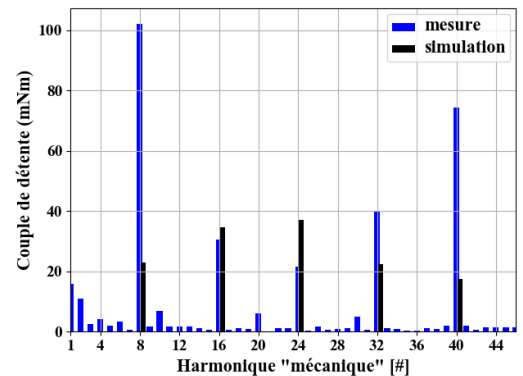


Fig. 5. Couple de détente sur un tour mécanique

5. TESTS EXPÉRIMENTAUX SUR LE PROTOTYPE

5.1. Banc de test

Le banc de test est constitué de la machine prototypée couplée mécaniquement à un frein à courants de Foucault. La machine est pilotée à travers plusieurs cartes d'électronique de puissance réalisées spécifiquement. Les phases de la machine et les électrodes de puissances sont reliées par des câbles de 35mm² de section. Chaque extrémité des bobines est accessible, permettant ainsi de câbler la machine comme on le désire. Il est par exemple possible de la piloter comme une machine double pentaphasée avec deux neutres isolés. Cependant et malgré un effort pour réduire les longueurs de câbles, celles-ci ont une grande influence sur les résistances de phases de la machine. L'ensemble du banc de test est présenté en Fig. 6. Les commandes des transistors sont transmises via un module dSPACE où le contrôle-commande de la machine est implémenté.

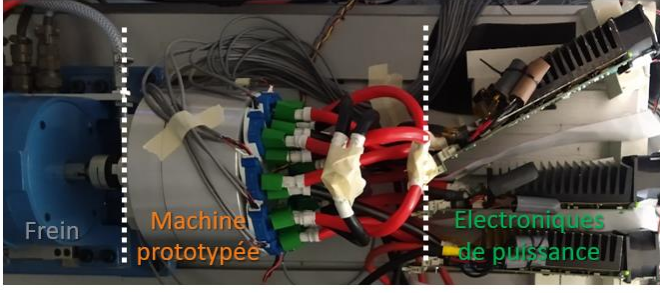


Fig. 6. Banc de test de la machine 10 encoches – 8 poles prototypée

5.2. Contrôle commande de la machine

Dans cet article, les auteurs ont souhaité illustrer les résultats du prototype avec un pilotage double pentaphasé. Cette configuration nécessite le même nombre de transistors qu'une solution pentaphasé avec pont en H et permet davantage de degré de liberté.

Afin de prendre en compte les couplages éventuelles entre les deux étoiles pentaphasées, les matrices de transformation de Concordia et Park généralisées [8] appliquées à une machine 10 phases sont utilisées. Le schéma de régulation des courants dans les différents sous espaces est illustré à la Fig. 7.

La machine est régulée en vitesse en utilisant un contrôleur PI qui va générer une référence de couple. À partir de cette référence, nous utilisons une méthode vectorielle de calcul des courants optimaux [9], [10] pour définir les références dans les différents sous-espaces. Cette méthode revient à appliquer la stratégie bien connue dite MTPA (Maximum Torque Per Ampere, en anglais). L'avantage de l'approche vectorielle est de pouvoir générer les références de courant en mode de défaut simplement en modifiant le vecteur des FEMs normalisées comme détaillé en [10]. L'équation (1) explicite le calcul des références :

$$[i]^{ref} = \frac{T^{ref}}{\|[\varepsilon]_{acc}\|^2} [\varepsilon]_{acc} \quad (1)$$

Avec $[i]^{ref}$ le vecteur des références de courant, T^{ref} le couple de référence en sortie du régulateur de vitesse et $[\varepsilon]_{acc}$ le vecteur des FEMs normalisées accessibles.

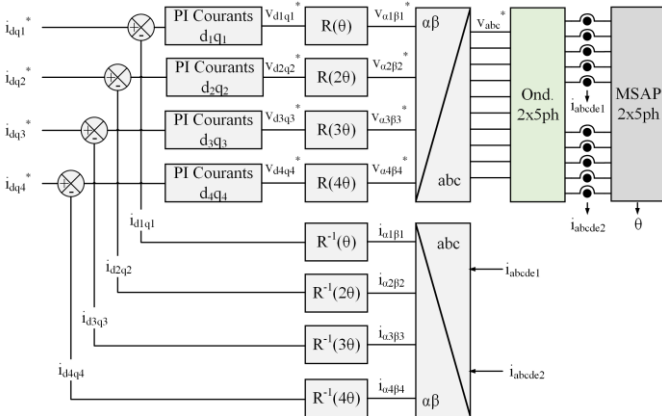


Fig. 7. Schéma de contrôle en courant de la machine (configuration « 10ph »)

5.3. Résultats expérimentaux en mode de défaut

Pour illustrer le comportement de la machine en défaut, cette dernière est contrôlée à une vitesse de 2000rpm avec l'application d'un couple frein de 2Nm. Le premier défaut

illustré est un défaut d'une phase ouverte (1OPF). En pratique il peut intervenir lors d'un défaut sur un bras d'onduleur ou éventuellement lors d'un défaut d'une connectique moteur. La Fig. 8 représente les dix courants de phase normalisés par la valeur du courant en mode sain, après l'ouverture de la phase « e1 ». Des sur-courants relativement importants apparaissent, car la machine produit le même couple moyen afin de préserver la vitesse de consigne.

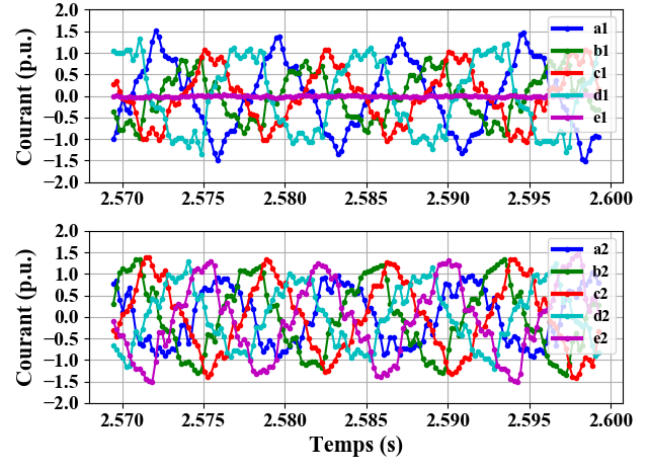


Fig. 8. Visualisation des courants après l'application d'un défaut d'une phase ouverte (1OPF) sur la phase « e1 »

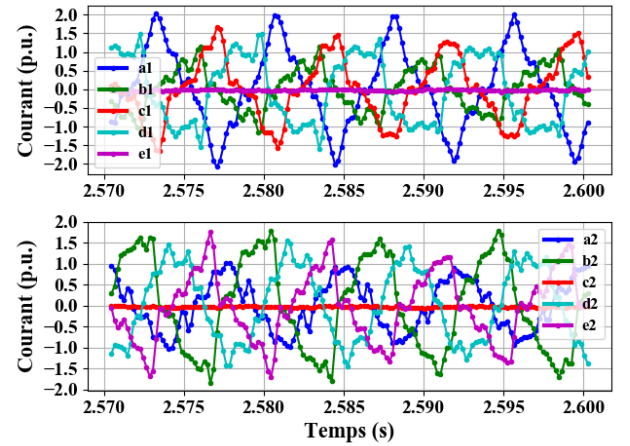


Fig. 9. Visualisation des courants après l'application d'un défaut de deux phases ouvertes (2OPF-A) sur les phase « e1 » et « c2 »

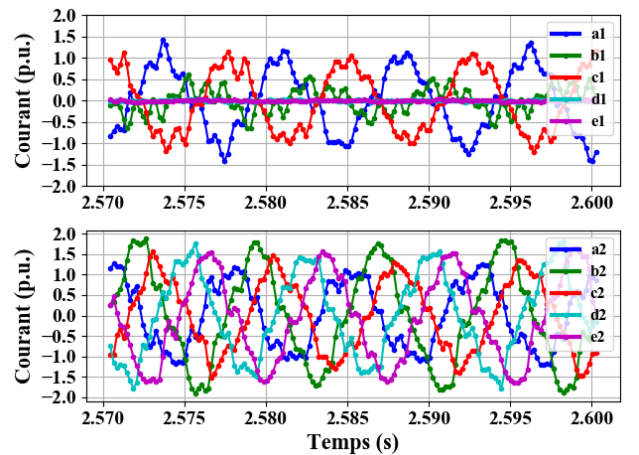


Fig. 10. Visualisation des courants après l'application d'un défaut de deux phases ouvertes (2OPF-NA) sur les phase « d1 » et « e1 »

Afin de répondre aux contraintes de sûreté fonctionnelle, la machine est également soumise aux défauts d'ouvertures de deux phases adjacentes (2OPF-A) ou non adjacentes (2OPF-NA). Les courants de phase sont tracés respectivement sur les Fig. 9 et Fig. 10. Les deux défauts n'ont pas la même influence sur la forme des courants. Néanmoins, dans ces cas nous pouvons constater qu'au moins l'un des courants atteint quasiment le double du courant en mode sain. Lorsque l'on souhaite dimensionner un entraînement tolérant aux défauts, il est donc nécessaire de prendre en compte ce surdimensionnement ou bien de pouvoir tolérer une dégradation des performances pour pouvoir résister à deux défauts consécutifs.

Nous rappelons que l'application cible est ici un moteur d'entraînement qui actionne la pompe d'une assistance de direction électrohydraulique. La Fig. 11 illustre le couple électromagnétique estimé et la vitesse mesurée. La vitesse est relativement stable. L'oscillation en vitesse est également présente en mode sain, probablement dû à la régulation et à un léger mauvais alignement entre la machine et le frein. En revanche, même si les oscillations de couple ne sont pas critiques pour une application de pompe comme c'est le cas ici, elles le sont davantage pour une assistance purement électrique.

Ces oscillations de couple sont explicables par une mauvaise régulation des courants en mode de défaut, comme l'illustre la Fig. 12. Après l'apparition d'un défaut, les références de courant deviennent non constantes afin de compenser la ou les phases manquantes. La bande passante des régulateurs permet de réguler la valeur moyenne des courants, mais pas nécessairement les harmoniques plus hautes fréquences. Des solutions existent dans la littérature, mais ne sont pas présentées dans l'article. Des régulateurs PI résonants [11], [12] peuvent par exemple être utilisés pour réguler les composantes harmoniques spécifiques. Une autre solution consiste à utiliser des réseaux de neurones simple couche ADALINE (ADaptive LINEar NEuron, en anglais) pour compenser automatiquement des harmoniques en particulier [13]–[15].

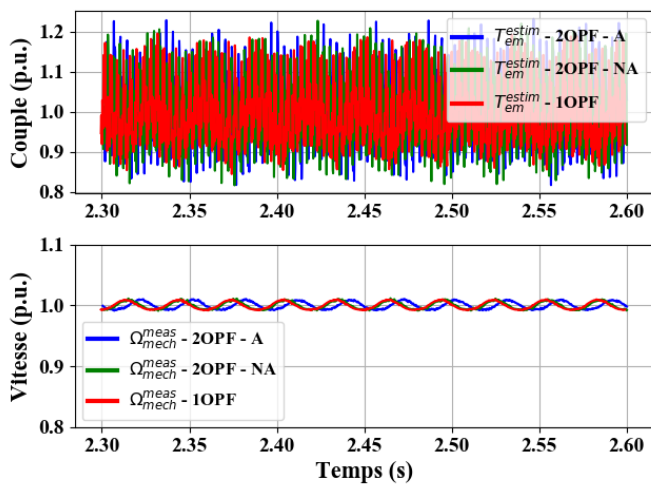


Fig. 11. Couple (haut) et vitesse (bas) après l'apparition de différents défauts : deux phases ouvertes adjacentes (2OPF-A), non adjacentes (2OPF-NA) et une phase ouverte (1OPF)

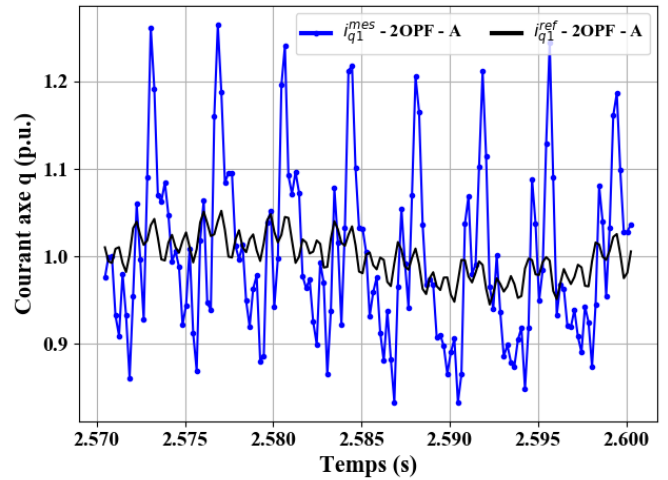


Fig. 12. Régulation du courant d'axe q de la machine principale lors d'un défaut de deux phases ouvertes adjacentes (2OPF-A)

6. CONCLUSIONS

Plusieurs solutions polyphasées ont été étudiées pour une application de direction électrohydraulique pour camion. Une méthode pour les comparer a été présentée. En particulier, les contraintes de coût et d'industrialisation ont été considérées dès le choix des solutions étudiées et lors de la sélection finale des meilleurs entraînements.

À l'issue de cette comparaison, une solution de machine 10 encoches – 8 pôles a été retenue et prototypée. Un banc de tests a été mis en place afin de pouvoir évaluer les performances de la machine après l'apparition d'un défaut. Pour l'application étudiée, il est possible d'assurer une vitesse stable même après l'apparition d'un second défaut. En revanche les sur-courants sont importants et doivent nécessiter une attention particulière lors de la phase de dimensionnement. Des problématiques relatives au contrôle de références de courant non constantes ont également été illustrées.

La réalisation du prototype n'a concerné que la machine, mais l'application réelle nécessite un travail d'intégration de l'électronique de puissance pour limiter l'empreinte finale de l'actionneur. En particulier, le filtrage d'entrée n'a pas fait l'objet de profondes investigations. De futurs travaux pourraient s'intéresser à cet aspect et plus particulièrement aux contraintes qui surviennent après l'apparition d'un défaut.

7. REMERCIEMENTS

Les auteurs tenaient à remercier Stéphane Tavernier pour son expertise dans les simulations éléments finis et la conception de la machine prototypée.

8. REFERENCES

- [1] E. Levi, « Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n° 5, p. 1893-1909, mai 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918488.
- [2] H.-M. Ryu, J.-H. Kim, et S.-K. Sul, « Analysis of Multiphase Space Vector Pulse-Width Modulation Based on Multiple d-q Spaces Concept », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, n° 6, p. 1364-1371, nov. 2005, doi: 10.1109/TPEL.2005.857551.
- [3] H. A. Toliyat, S. P. Waikar, et T. A. Lipo, « Analysis and simulation of five-phase synchronous reluctance machines including third harmonic of airgap MMF », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, n° 2, p. 332-339, mars 1998, doi: 10.1109/28.663476.
- [4] A. A. Gandomi, S. Saeidabadi, et L. Parsa, « A Fault Tolerant T-type Inverter for Five-phase PMSM Drives », in *IECON 2019 - 45th Annual*

Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Lisbon, Portugal: IEEE, oct. 2019, p. 834-839. doi: 10.1109/IECON.2019.8927164.

[5] F. Becker et F. Scuiller, « Fault-tolerant control of a 7-Phase Surface-mounted PM Machine with tooth-concentrated winding », in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Buenos Aires, Argentina: IEEE, févr. 2020, p. 1044-1049. doi: 10.1109/ICIT45562.2020.9067177.

[6] A. Ribiere, N.-K. Nguyen, E. Semail, et C. Espanet, « An approach to compare multiphase drives for automotive safety applications », in *2022 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, Anaheim, CA, USA: IEEE, juin 2022, p. 1-6. doi: 10.1109/ITEC53557.2022.9813812.

[7] ADEME (Agence De l'Environnement et de la Maitrise de l'Energie), « [Base Carbone] Documentation générale v11.5 ». 2 mars 2016.

[8] E. Semail, A. Bouscayrol, et J.-P. Hautier, « Vectorial formalism for analysis and design of polyphase synchronous machines », *Eur. Phys. J. AP*, vol. 22, n° 3, p. 207-220, juin 2003, doi: 10.1051/epjap:2003034.

[9] N. K. Nguyen, D. Flieller, X. Kestelyn, T. J. dos Santos Moraes, et E. Semail, « Analytical optimal currents for multiphase PMSMs under fault conditions and saturation », in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Dallas, TX, USA: IEEE, oct. 2014, p. 3197-3203. doi: 10.1109/IECON.2014.7048968.

[10] X. Kestelyn et E. Semail, « A Vectorial Approach for Generation of Optimal Current References for Multiphase Permanent-Magnet Synchronous

Machines in Real Time », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 11, p. 5057-5065, nov. 2011, doi: 10.1109/TIE.2011.2119454.

[11] H. S. Che, E. Levi, M. Jones, W.-P. Hew, et N. Abd. Rahim, « Current Control Methods for an Asymmetrical Six-Phase Induction Motor Drive », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 1, p. 407-417, janv. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2248170.

[12] H. Guzman *et al.*, « Comparative Study of Predictive and Resonant Controllers in Fault-Tolerant Five-Phase Induction Motor Drives », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, n° 1, p. 606-617, janv. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2418732.

[13] D. Flieller, N. K. Nguyen, P. Wira, G. Sturtzer, D. O. Abdeslam, et J. Merckle, « A Self-Learning Solution for Torque Ripple Reduction for Nonsinusoidal Permanent-Magnet Motor Drives Based on Artificial Neural Networks », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 2, p. 655-666, févr. 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2257136.

[14] Z. Wu, W. Gu, Y. Zhu, et K. Lu, « Current Control Methods for an Asymmetric Six-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor », *Electronics*, vol. 9, n° 1, p. 172, janv. 2020, doi: 10.3390/electronics9010172.

[15] L. Wang, Z. Q. Zhu, H. Bin, et L. M. Gong, « Current Harmonics Suppression Strategy for PMSM With Nonsinusoidal Back-EMF Based on Adaptive Linear Neuron Method », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, n° 11, p. 9164-9173, nov. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2955414.