

Comparaison de deux machines alternatives pour actionneur électrique 42 volts

G. Aroquiadassou*, V. Lanfranchi**, H. Hénao*, F. Betin*, J.-M. Biedinger**, B. Nahidmobarakeh*, G.A. Capolino*, G. Friedrich**

*Université de Picardie Jules Verne d'Amiens
Centre de Robotique d'Électrotechnique et d'Automatique (UPRES-EA3299)
33, rue Saint Leu, 80039 Amiens Cedex, France
E-mail : Gerard.Aroquiadassou@u-picardie.fr

** Université de Technologie de Compiègne
Laboratoire d'Électromécanique (UPRES-EA1006)
BP 20529, 60205 Compiègne Cedex, France
E-mail : Vincent.Lanfranchi@utc.fr

Résumé — Cet article présente deux procédures de conception de deux machines alternatives pour actionneur électrique 42Volts applicable à l'automobile. En particulier, pour un système de direction à assistance électrique (DAE), une machine synchrone triphasée à aimants permanents (MSAP) et une machine asynchrone hexaphasée (MAS6) sont conçues pour le bus continu 42V des futur véhicules. Pour la MSAP, le circuit magnétique du rotor a été entièrement conçu en utilisant la méthode d'optimisation sous contrainte. Pour la MAS6, le circuit magnétique classique d'une machine à induction triphasée à cage d'écureuil de petite puissance a été retenu avec une conception adaptée au fonctionnement hexaphasé. Pour les deux machines, les résultats obtenus sont comparés sur la base du rapport de puissance massique avec une analyse des performances obtenues en terme d'ondulation de couple en mode normal et en mode dégradé.

Mots clés — Machine synchrone à aimants permanents – Machine à induction – Tolérance aux défauts.

I. INTRODUCTION

La tension continue disponible sur les véhicules automobiles a été normalisée à une valeur de 14V pendant une cinquantaine d'années et tous les équipements électriques de bord utilisent encore cette tension. Avec le développement de nouveaux actionneurs électriques sur les véhicules traditionnels et le souci d'améliorer le confort et l'ergonomie, les équipementiers et les constructeurs automobiles ont décidé de porter cette tension à 42V. Le simple fait d'augmenter la tension de batterie induit inévitablement la modification des équipements électriques et de leur alimentation. C'est dans ce contexte que de nombreuses études ont vu le jour ces dernières années [1].

Il est difficile de standardiser tous les systèmes d'un véhicule surtout quand on augmente le niveau de tension. A partir de 1955, les industries automobiles ont mis deux ans pour le passage du niveau de tension de 6V à 12V [2]. Ce changement a affecté certains systèmes des véhicules comme le alerno-demarreur, l'éclairage, le klaxon ou les indicateurs. Mais aujourd'hui le passage du niveau de tension de batterie de 14V à 42V peut être à l'origine de beaucoup de difficultés comme dans le passé. Ce changement peut néanmoins produire une révolution sur la

technologie des machines électriques et de nouveaux types d'actionneurs vont naître dans les années à venir. Ces systèmes "tout électriques" vont éliminer les pompes traditionnelles, les tuyaux, les fluides hydrauliques et les systèmes de transmissions pour améliorer l'économie de carburant de façon significative.

Dans la multiplicité des applications possibles, l'une d'elles a particulièrement retenu notre attention en raison de son intérêt scientifique et de sa potentialité industrielle. Cette application est définie par l'apport d'un actionneur électrique dans la fonction d'assistance de direction. La direction à assistance électrique (DAE) est en fait un amplificateur de couple sur la colonne de direction et le fait de garder un organe mécanique permet une sûreté de fonctionnement en cas de défaillance des organes électriques. De plus, il est possible d'imaginer une redondance des organes électriques pour palier le retrait des pièces mécaniques. La DAE est un système mécaniquement plus simple qu'un système hydraulique et elle devrait être plus fiable à l'aide de la redondance. Une des contraintes importantes est constituée par la sûreté de fonctionnement du système. En effet, il est peu concevable d'imaginer que la fonction assurée par la machine électrique "disparaisse" en cas de défaut. La fonction doit être maintenue, même de manière dégradée, afin d'autoriser le conducteur du véhicule à prendre les mesures qui s'imposent.

Cet article traite la comparaison de deux solutions pour un actionneur électrique 42V en fonction des critères du secteur automobile. L'encombrement, la masse et le coût sont des critères systématiques des actionneurs embarqués dans l'automobile. Pour la DAE, qui est une application sensible, il convient d'ajouter la possibilité d'un mode de fonctionnement dégradé [3], [4].

En premier lieu, l'article présente le cahier des charges commun qui sert de support à la comparaison. Ensuite, les deux solutions sont détaillées sur la structure de la machine. Les considérations de conception des machines (MSAP et MAS6) sont présentées avant de comparer les résultats obtenus. Des simulations ont été effectuées afin de valider le cahier des charges pour toutes les grandeurs moyennes et ainsi de vérifier leur comportement. Une attention plus

particulière sera portée sur les pulsations de couple en régime permanent en mode normal et en mode dégradé.

II. CAHIER DES CHARGES

Les actionneurs électriques utilisés dans le domaine automobile doivent répondre à des critères de masse et de volume drastiques. Ils doivent également posséder un mode de fonctionnement dégradé dans les cas où la sécurité des occupants est mise en jeu. Nous avons choisi ces critères de conception communs.

Une étude des besoins sur les véhicules de petite et moyenne gammes permet de déterminer le diagramme du couple en fonction de la vitesse de la DAE (Fig. 1).

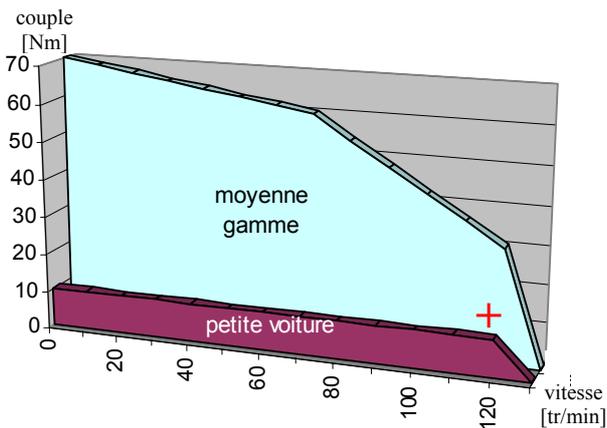


Figure 1. Diagramme couple/vitesse de l'assistance nécessaire à la colonne de direction.

Une vitesse de rotation élevée garantit un faible volume en général et un bobinage plus simple pour la MAS6. La vitesse synchrone sera fixée à $N_n=3000tr/min$. Dans la pratique, la vitesse maximale de rotation du volant est de $2tr/s$ ce qui correspond à $120tr/min$. Donc, pour atteindre la vitesse synchrone fixée, il faut un rapport de réduction de $R=25$. Pour un couple moteur nominal fixé à $C_n=0.3Nm$, que l'on multiplie par le rapport de réduction pour avoir le couple d'assistance ($7.5Nm$), on peut assurer une assistance suffisante pour les petits véhicules. Il est facile d'atteindre le double du couple nominal au démarrage sans contraintes thermiques ni saturation.

Pour la machine synchrone à aimants permanents, la vitesse synchrone peut être obtenue avec 4 pôles pour une fréquence d'alimentation à 100Hz. Pour la machine asynchrone hexaphasée, la solution retenue est de générer 2 pôles pour une fréquence d'alimentation à 50Hz. Le point de fonctionnement choisit correspond à un couple maximal d'assistance de $15Nm$ et à une vitesse de $120tr/min$. L'actionneur est accouplé à la colonne de direction via une transmission avec un rapport de réduction usuel pour ce type d'application ($R=25$). Le passage du régime intermittent (valeur maximale) au régime permanent et le rapport de réduction nous permettent d'aboutir aux grandeurs du cahier des charges.

III. DEUX STRATÉGIES DIFFÉRENTES

A. Machine synchrone triphasée à aimants permanents (MSAP)

Une première stratégie consiste à conserver une structure de machine traditionnelle à trois phases et à déporter la redondance pour améliorer la sûreté de fonctionnement sur le convertisseur statique. Ce choix est particulièrement motivé par le fait que la très grande majorité des pannes interviennent sur les composants semi-conducteurs [5].

Un choix possible de convertisseur est un onduleur constitué de trois ponts en H qui permet, dans le cas d'un défaut sur un interrupteur d'une phase, de garder la main sur les deux autres phases. Ceci permet de conserver le contrôle de la machine. D'autres solutions avec des topologies d'onduleur différentes seront étudiées dans un avenir proche afin de réduire le nombre de composants.

On peut désormais se concentrer sur la structure du moteur. Les choix pour le stator étant les mêmes que pour toutes les machines alternatives triphasées, il n'y aura pas d'explications particulières concernant la structure statorique qui comporte 24 encoches. Il existe de nombreuses possibilités d'implantation des aimants au rotor qui définissent les différentes structures de machines.

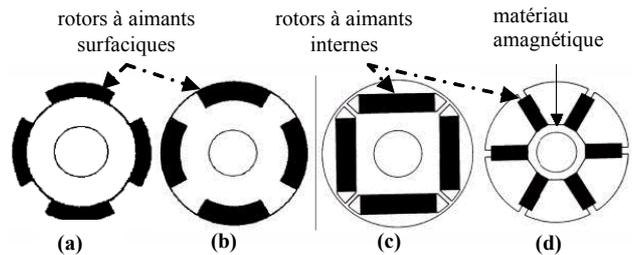


Figure 3. Dispositions des aimants au rotor.

La figure 3 montre les grandes familles de structure d'implantation, à aimants surfaciques ou enterrés, avec ou sans saillance [6]. De ces différentes structures vont émerger deux grandes familles en fonction de l'allure de la f_{em} sinusoïdale ou trapézoïdale.

La figure 4 montre les allures de la f_{em} associées à leurs courants d'allure sinusoïdale ou rectangulaire. Les problèmes récurrents de pulsation de couple rencontrés dans les « DC brushless » nous amènent à préférer une solution « AC brushless » sinusoïdale [7].

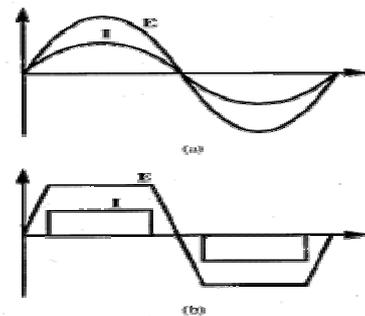


Figure 4. Allures des courants et des f_{em} selon le type de machine.

En ce qui concerne les structures de la figure 3 [8], [9] :

- Le rotor a) à aimants surfaciques collés peut nécessiter une frette amagnétique de maintien pour les hautes vitesses de rotation, ceci engendre un surcoût et une augmentation de l'entrefer magnétique (augmentation de la réluctance d'entrefer). Son aimantation est radiale, c'est le rotor typique des « DC brushless ».

- Le rotor b) est une évolution du précédent qui permet l'apparition d'un couple réluctant grâce au matériau magnétique en surface entre les aimants (axe en quadrature avec l'axe de l'aimant).

- Les rotors c) et d) avec leurs aimants enterrés peuvent atteindre sans problèmes des vitesses conséquentes et les aimants sont protégés des éventuelles poussières et des contraintes mécaniques. Un autre avantage réside dans la simplicité du processus de fabrication des aimants de forme parallélépipédique et une aimantation longitudinale plutôt que radiale. Les deux solutions à aimants internes utilisent un couple réluctant supplémentaire ce qui améliore le couple massique de la machine. Cependant le rotor c) est plus adaptée pour une faible épaisseur radiale disponible (faible diamètre de la machine) et génère plus de couple réluctant que le rotor d).

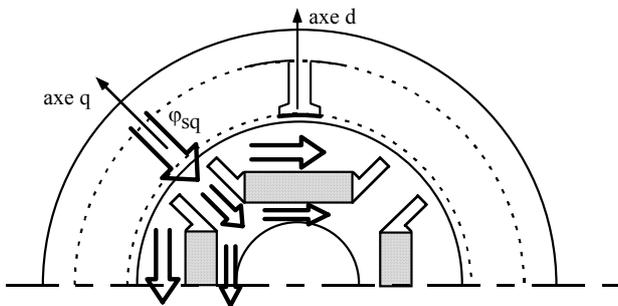


Figure 5. Canalisation du flux en quadrature.

Les formes et les dimensions des cavités amagnétiques autour des aimants peuvent être optimisées de manière à former des barrières de flux pour éviter les court-circuits magnétiques. Notons qu'en dimensionnant correctement la largeur du pont (passage de ϕ_{sq}) par rapport à la largeur l_a de l'aimant (Fig. 5), on favorisera la circulation du flux de réaction d'induit en quadrature en lui offrant le maximum de section de passage, ce qui est favorable à l'augmentation de l'inductance en quadrature L_q , donc de la composante de réluctance du couple.

En conclusion, au vu de toutes les remarques précédentes, la structure à aimants internes disposés perpendiculairement (Fig. 3.c) nous semble la plus appropriée pour notre application. C'est donc cette structure qui est retenue pour la suite de l'étude.

B. Conception de la machine synchrone

Étant donné le grand nombre de variables de conception et de fonctionnement qu'il faut déterminer pour répondre aux diverses spécifications du cahier des charges, la méthode retenue a été celle de l'optimisation sous contraintes, que l'on peut résumer comme suit.

Les variables sont classées en variables discrètes et en variables continues. Si les variables discrètes sont figées, la conception peut être formulée comme un problème général

de programmation mathématique non-linéaire, lequel consiste à sélectionner n variables d'optimisation continues, notées \mathbf{X} , parmi toutes les variables de conception, et à trouver les valeurs optimales \mathbf{X}^* telles que :

• \mathbf{X}^* minimise une fonction objectif f : $f(\mathbf{X}^*) = \text{Min}_{\mathbf{X}} f(\mathbf{X})$,

• \mathbf{X}^* situe la configuration à l'intérieur du domaine faisable défini par les $m+2n$ contraintes :

$$* h_i(\mathbf{X}^*) = 0 \quad i = 1 \dots m_e,$$

$$* g_j(\mathbf{X}^*) \geq 0 \quad j = m_e+1 \dots m,$$

$$* X_{l_i} \leq X^*_{i_1} \leq X_{u_i} \quad i = 1 \dots n,$$

Par exemple, dans le cas de l'actionneur de DAE, l'épaisseur de l'aimant constitue un paramètre important pour la diminution du coût. Donc, on pourra choisir :

$$\bullet \mathbf{X} : \begin{cases} \mathbf{X}_g = \text{paramètres géométriques} \\ \quad \quad \quad \text{définis par la suite} \\ \mathbf{X}_f = \text{paramètres de fonctionnement} \end{cases}$$

- $f(\mathbf{X})$ = épaisseur de l'aimant
- $g_1(\mathbf{X})$ = diamètre extérieur $\leq D_{\text{max}}$
- ...
- $g_j(\mathbf{X})$ = couple désiré $\geq C_{\text{min}}$

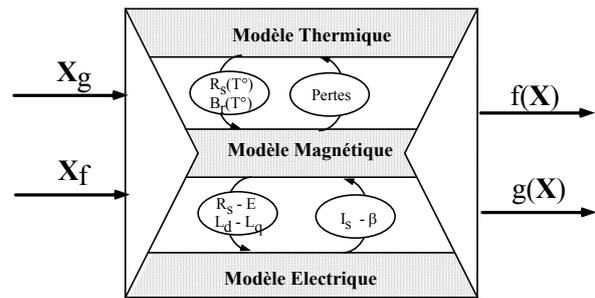


Figure 6. Modèles couplés.

La méthodologie repose sur le développement de deux modules : le module d'analyse et le module d'optimisation. Le module d'analyse devra s'appuyer sur un modèle paramétrique capable de s'adapter à tout jeu de paramètres \mathbf{X} pour pouvoir calculer toutes les grandeurs énergétiques caractérisant le fonctionnement, en particulier les éléments spécifiés par le cahier des charges. Le schéma de principe du module d'analyse intégrant les modèles couplés est présenté figure 6. Il reviendra ensuite au module d'optimisation de gérer les variables de conception \mathbf{X} sur la base des informations $f(\mathbf{X})$ et $g(\mathbf{X})$ délivrées par un tel module d'analyse.

Les résultats de conception ont permis la réalisation d'un modèle éléments fini afin de vérifier la validité des performances avec le cahier des charges. La figure 7 présente une visualisation des lignes équiflux ainsi que les densités de courant (proportionnelles à un gradient de couleur) obtenues pour la machine conçue à partir de la méthode proposée. Ces résultats ont été obtenus avec des tôles industrielles, des conducteurs en cuivre ($\rho=17,1 \cdot 10^{-9} \Omega \text{m}$) et des aimants en alliage Nd-Fe-B d'induction rémanente $B_r=1,2\text{T}$ et de perméabilité relative $\mu_a=1,05$ (Tableau I).

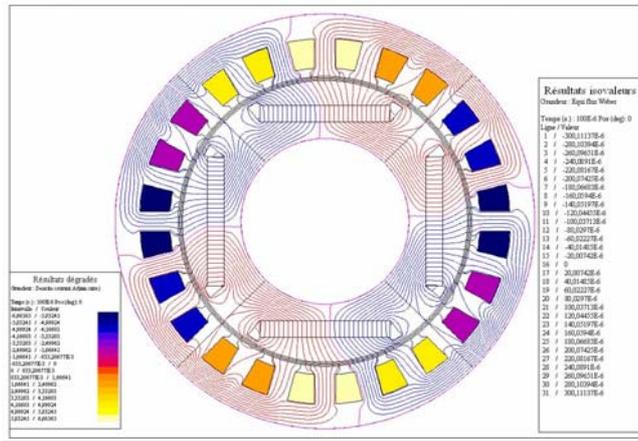


Figure 7. Lignes équiflux et densités de courant.

TABLEAU I
DIMENSIONS ET PROPRIETES DE LA MACHINE SYNCHRONE.

Paramètre	Valeur	Unité
Topologie		
Nombre de phases	3	
Nombre d'encoches stator	24	
Nombre de pôles rotor	4	
Géométrie		
Diamètre externe stator	50	mm
Diamètre interne rotor	34	mm
Entrefer (min)	0,5	mm
Longueur d'empilement	40	mm
Largeur d'aimant	15,5	mm
Hauteur d'aimant	2	mm
Matériaux		
Type de tôles magnétiques	700P65	
Type d'aimant	NdFeB (1.21 T)	

C. Machine asynchrone hexaphasée

L'idée de base est de concevoir une machine asynchrone simple de construction et fiable pour l'application de DAE. Cette machine sera alimentée à partir d'un bus continu 42V par l'intermédiaire d'un convertisseur statique. Il est donc nécessaire :

- de minimiser le nombre d'encoches au stator et au rotor
- de minimiser le nombre d'interrupteurs de puissance du convertisseur statique
- de minimiser le nombre de phases statoriques de la machine.

Une machine asynchrone traditionnelle comportant trois phases statoriques et six interrupteurs actifs n'est pas satisfaisante car elle ne remplit pas les objectifs fixés. Nous proposons d'augmenter le nombre de phases de la machine pour conserver son caractère symétrique, d'une part pour pouvoir utiliser un bus continu à point milieu capacitif et d'autre part pour garantir un fonctionnement correct de la machine même en cas de disparition de plusieurs phases. Cette fiabilité peut être assurée par une machine asynchrone hexaphasée (MAS6). La complexité introduite par ce type de machine est contrebalancée par une structure d'onduleur inspirée des travaux de Welchko et Lipo [10].

S'agissant d'une machine à six phases, le nombre

minimum d'encoches au stator est de 12 et nous pouvons envisager un dimensionnement électromagnétique relativement simple. Le dimensionnement mécanique peut être également simple dans la mesure où il s'agit d'actionneurs électriques de petite puissance. Le dimensionnement thermique a une certaine importance car il conditionne les économies dans la fabrication. Ce dernier devra être réalisé en étroite liaison avec le cahier de charges (fonctionnement permanent, fonctionnement intermittent, ventilation forcée).

Pour la conception de la machine asynchrone hexaphasée, nous avons décidé d'utiliser une structure magnétique existante, donnée par une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil de 90W. Les diamètres externes du stator et du rotor sont respectivement ($D_{ext_st_MAS6}=79,5mm$, $D_{ext_rt_MAS6}=41,5mm$) et la longueur axiale de la machine $L_{MAS6}=45mm$. Cette machine comporte 24 encoches au stator et 18 encoches au rotor (Fig. 9) et son entrefer a une hauteur de 0,1mm.

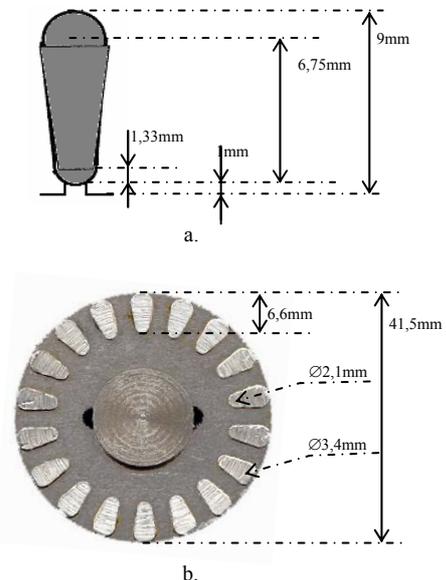


Figure 9. Structure magnétique de MAS6
a) Encoche du stator – b) Encoche du rotor.

D. Dimensionnement du stator de la machine asynchrone hexaphasée

Le dimensionnement a été réalisé à l'aide d'une méthode entièrement analytique décrite dans [11], qui propose une méthode de conception détaillée pour une machine à induction. À partir des caractéristiques fixées par le cahier des charges, le dimensionnement de la machine asynchrone hexaphasée peut être entièrement réalisé.

Pour la structure magnétique utilisée, la conception des enroulements statoriques est associée à la disposition de ceux-ci pour créer le système hexaphasée, au calcul du nombre de spires par phase et par encoche ainsi qu'au calcul de la section du fil conducteur.

La MAS6 est une structure qui forme un système équilibré, contrairement à une machine asynchrone double étoile classique, où les deux enroulements triphasés identiques sont décalés d'un angle électrique de 30° , avec deux neutres. La MAS6 correspond à deux étoiles décalées de 180° (abc , $a'b'c'$) avec un neutre commun N (Fig.10).

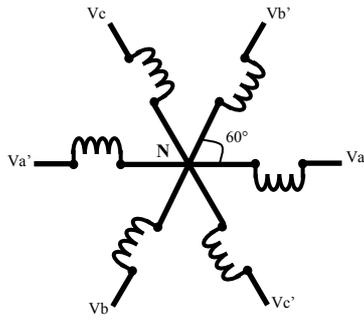


Figure 10. Diagramme de connexion du stator de la MAS6.

Pour assurer un couple électromagnétique quasi-constant en régime permanent avec un onduleur de tension, un raccordement original des enroulements statoriques est utilisé (Fig. 11). Dans ce plan de bobinage, les enroulements sont concentriques à simple couche, tels que ceux couramment utilisés pour les machines de faible puissance. Chaque bobine occupe deux encoches et chaque phase est composée de deux bobines, ce qui forme une machine à 2 pôles.

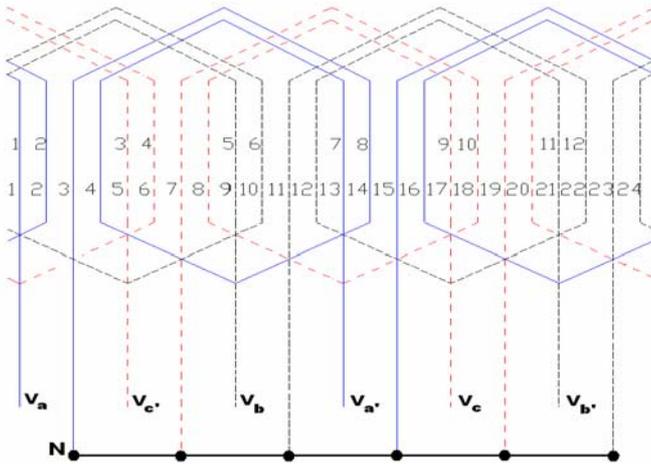


Figure 11. Plan de bobinage du stator de la MAS6.

Puisque l'alimentation est hexaphasée équilibrée, les six enroulements doivent présenter la même configuration physique et être décalés de 60° électriques, ce qui correspond à 4 encoches statoriques.

À partir des informations données par les figures 9.a et 11, on peut déterminer le flux total, le nombre de conducteurs par encoche ainsi que la section du fil conducteur en utilisant les formules analytiques qui décrivent le comportement électromagnétique de la machine [12].

Pour une tension d'alimentation continue de 42V, la tension d'alimentation simple obtenue à la sortie de l'onduleur avec une modulation de largeur d'impulsions (MLI) est de 14V pour un indice de modulation de 0,74. Pour la puissance utile imposée (90W), le flux total estimé est $\phi_t = 2,15mWb$. Avec ces dernières valeurs, on déduit le nombre de spires par encoches $N_{s/e}$ de la manière suivante :

$$N_{s/e} = \frac{2N_{s/p}qm}{N_{es}} \quad (1)$$

avec

$$N_{s/p} = \frac{0,97V}{n\phi_t k_d k_p f_d f_p} \quad (2)$$

V : tension d'alimentation (V)

n : vitesse synchrone (rad/s)

$N_{s/p}$: nombre de spires par phase

N_{es} : nombre d'encoches du stator

k_d : coefficient de distribution de l'enroulement du stator

k_p : facteur de pas

f_d : facteur de distribution

f_p : facteur de forme

m : nombre de phases

q : nombre de fils par conducteur

avec $k_d = 0,99$, $k_p = 0,97$, $f_d = 2/\pi$, $f_p = 1,11$ et $q = 1$, on obtient $N_{s/e} = 15$.

La section du conducteur a_s est déterminée à partir des informations données par le cahier des charges en supposant un facteur de puissance $\lambda = 0,5$, un rendement $\eta = 0,83$ et une densité de courant $J_s = 4 A/mm^2$:

$$a_s = \frac{P}{Vm\eta\lambda qJ_s} \quad (3)$$

Le dimensionnement des enroulements statoriques proposé conduit à l'utilisation d'un fil conducteur de cuivre de section 0,65mm².

IV. ÉTUDE COMPARATIVE DES DEUX SOLUTIONS

A. Comparaison des dimensions

Au terme de la phase de dimensionnement des deux machines sur la base d'un cahier des charges commun, les résultats obtenus peuvent être comparés en terme de couple massique et volumique. En considérant que les densités des matériaux utilisés sont relativement proches, le critère de comparaison le plus pertinent est le volume du rotor. En effet, les dimensions extérieures des stators seront liées aux conditions de refroidissement relativement comparables pour les deux machines. Le tableau III laisse apparaître un couple volumique et par extension massique nettement supérieur pour la machine synchrone. Cependant, l'étude doit se poursuivre sur la qualité du couple, la dynamique du système et la bonne tenue de ces deux aspects lors d'un fonctionnement en mode dégradé où le couple moyen devra rester suffisant pour assurer la fonction d'assistance.

TABLEAU III
COMPARAISON DE CONCEPTION DES PARAMÈTRES DU ROTOR

	MSAP	MAS6
Diamètre rotor extérieur (mm)	33,9	41,5
Longueur active (mm)	40	47
Volume rotor (cm ³)	36,1	63,5

B. Résultats de simulation

La machine synchrone issue du processus de conception

précédemment décrit a été modélisée par la méthode des éléments finis (FLUX2D) afin de vérifier le cahier des charges. Les simulations ont permis de valider le cahier des charges pour toutes les grandeurs moyennes. Cependant, les pulsations de couples ne nous conviennent pas. Il faudrait diminuer le couple pulsant en retouchant la conception et en intégrant un modèle qui prend en compte les pulsations de couple. Plusieurs pistes sont envisageables : modification de la longueur de l'aimant ou de la forme des cavités autour de l'aimant ou encore la création de dissymétries volontaires au rotor.

La machine asynchrone hexaphasée a été modélisée en utilisant la méthode des « circuits internes équivalents » (CIE) [12] afin de simuler son comportement et plus particulièrement l'ondulation du couple en régime permanent en mode normal et en mode dégradé. Initialement, cette simulation a été réalisée en supposant une alimentation sinusoïdale avant d'intégrer l'effet de l'onduleur hexaphasée proposé. Afin de simuler le mode dégradé pour les mêmes conditions de charge, la machine a été chargée à la moitié du couple nominal (0,15Nm). Dans ces conditions, et avec une alimentation hexaphasée normale, on peut constater (figure 12) que l'ondulation du couple à 100Hz est de 4,5%. Quand la machine a deux phases consécutives coupées (Vc et Vb' par exemple), cette ondulation est plus importante et de l'ordre de 48,4%. En particulier, ce dernier résultat nous montre la fiabilité que nous recherchons avec une machine asynchrone hexaphasée.

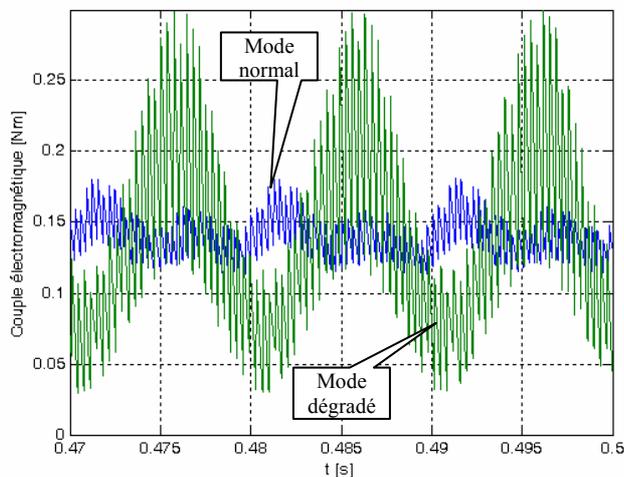


Figure 12. Couple électromagnétique en régime permanent en mode normal (courbe bleue) et en mode dégradé (courbe verte) de la MAS6.

V. CONCLUSION

L'article a présenté deux stratégies différentes d'actionneurs électriques embarqués pouvant posséder un mode de fonctionnement dégradé. Ces solutions ont été comparées en fonction des encombrements, des masses et des ondulations de couple respectifs.

En ce qui concerne les masses et encombrements la MSAP est, comme attendu, la plus avantageuse des deux machines.

Pour la MSAP, la structure adoptée n'assure pas, dans une première approche de conception, une performance

optimale du point de vue des ondulations du couple. Cette première approche doit être affinée afin de minimiser le couple pulsant.

Pour la MAS6, le résultat obtenu en mode dégradé permet une continuité dans l'assistance électrique avec une ondulation de couple qui peut être réduite à l'aide de la commande.

À ces critères, il faut ajouter la prise en compte des différents coûts (machine, onduleur, capteurs) et du comportement dynamique de manière à pouvoir choisir la solution adéquate en fonction de l'application désirée.

VI. REMERCIEMENTS

Les auteurs tiennent à remercier le Conseil Régional de Picardie qui finance ce projet à travers le pôle régional de recherche et de développement technologique « Modélisation en Sciences de l'Ingénieurs » (MSI).

VII. BIBLIOGRAPHIE

- [1] P.R. Nicastrì, H. Huang, "Jump starting 42V PowerNet vehicles," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, Vol. 15, Issue 8, Aug. 2000, pp.25-31.
- [2] J.M. Miller, D. Goel, D. Kaminski, H.-P. Schöner, T.M. Jahns, "Making the case for a next generation automotive electrical system," *International Congress on Transportation Electronics*, Convergence, Hyatt-Regency Hotel, Dearborn (USA), October 19-21 1998.
- [3] G. Aroquiadassou, H. Henao, V. Lanfranchi, F. Betin, B. Nahidmobarakeh, G.-A. Capolino, J.-M. Biedinger, G. Friedrich, "Design comparison of two rotating electrical machines for 42V electric power steering," *IEEE IEMDC Conf.*, CD Proceedings, San Antonio, may 2005, pp. 431-435.
- [4] T. Sebastian, S. Mir, M. Islam, "Electric Motors for Automotive Applications," *EPE Journal*, Vol.14, No.1, February 2004.
- [5] H. Schwab, A. Klönne, S. Reck, I. Ramesohl, G. Sturtzer, B. Keith, "Reliability evaluation of a permanent magnet motor drive for an automotive application," *EPE Conf.*, CD Proceedings, Toulouse, 2003.
- [6] T.A. Lipo, "Introduction to AC machine design", University of the Wisconsin press, 1996.
- [7] T.M. Jahns, W.L. Soong, "Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives – A review," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.43, No.2, April 1996, pp. 321 330.
- [8] D. Iles-Klumpner, I. Boldea, "Comparative Optimization Design of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for an Automotive Active Steering System", *Annual IEEE PESC Conf*, Aachen, 2004.
- [9] L. Chedot, G. Friedrich, "Comparisons of direct and adaptative optimal controls for interior permanent magnet synchronous integrated starter generator", *IEEE IEMDC Conf.*, CD Proceedings, Madison 2003.
- [10] B. A. Welchko, T. A. Lipo, "A novel variable-frequency three-phase induction motor drive system using only three controlled switches," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37 Issue 6, nov.-dec.2001, pp. 1739-1745.
- [11] P. Bouchard, G. Olivier; "Conception de moteurs asynchrones triphasés", Edition de l'école polytechnique, Montréal, 1997.
- [12] H. Henao, C. Martis, G.A. Capolino, "An equivalent internal circuit of the induction machine for advanced spectral analysis", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 3, May/June 2004, pp. 726-734.