



HAL
open science

Possibilités du moteur à réluctance variable à double saillance pour la motorisation de véhicules électriques.

Bilan des essais d'un prototype de 27 kW

Bernard Multon, François Camus, Emmanuel Hoang, Jean-Yves Le Chenadec,
Jean-Claude Mouchoux

► To cite this version:

Bernard Multon, François Camus, Emmanuel Hoang, Jean-Yves Le Chenadec, Jean-Claude Mouchoux. Possibilités du moteur à réluctance variable à double saillance pour la motorisation de véhicules électriques. Bilan des essais d'un prototype de 27 kW. Journées Véhicule Électrique C-VELEC, Feb 1995, GRENOBLE, France. 6p. hal-00674018

HAL Id: hal-00674018

<https://hal.science/hal-00674018>

Submitted on 24 Feb 2012

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Possibilités du moteur à réluctance variable à double saillance pour la motorisation de véhicules électriques. Bilan des essais d'un prototype de 27 kW.

Bernard MULTON, François CAMUS, Emmanuel HOANG, Jean-Yves LE CHENADEC, Jean-Claude MOUCHOUX
 LÉSIR URA CNRS D1375, École Normale Supérieure de Cachan, 61, Av. du Président Wilson 94235 CACHAN Cédex

RÉSUMÉ

Le moteur à réluctance variable à double saillance (MRVDS) à commutation électronique possède des qualités indéniables en termes d'économie et de robustesse. Ses performances sont comparables à celles des autres moteurs sans balais. Aussi, il a semblé intéressant d'étudier et de réaliser un tel moteur selon le cahier des charges d'un entraînement de véhicule urbain sans boîte de vitesses. Dans cette communication, nous rappelons d'abord les grands principes du MRVDS et ses modes d'alimentation puis nous présentons quelques résultats de l'expérimentation d'un moteur capable de délivrer un couple de 110 N.m de 0 à 2500 tr/mn et une puissance maximale de 27 kW de 2500 à 10 000 tr/mn. Une commande en courant optimisé a permis d'atteindre un taux d'ondulation du couple, relativement faible, dans la plage à couple maximal constant. Cependant, le couple reste intrinsèquement très pulsatoire dans la plage des hautes vitesses ce qui peut conduire à une fatigue du réducteur mécanique.

1- INTRODUCTION

Le véhicule "tout électrique" peut être motorisé de différentes façons selon le degré de simplification mécanique de la chaîne de traction [1, 2, 3]. Cette dernière peut être constituée, dans la version la plus archaïque, d'un moteur unique associé à un embrayage et une boîte de vitesses et, dans la version la plus avancée, de deux ou quatre moteurs intégrés dans les roues pour leur entraînement direct. Nous considérons ici une solution intermédiaire justifiée par des considérations économiques, elle comprend un moteur unique de traction associé à un réducteur de rapport fixe et un différentiel pour l'entraînement des roues avants. Dans ces conditions, pour satisfaire les besoins du véhicule (démarrage en côte, possibilités d'accélération et vitesse maximale), le moteur doit être capable de délivrer son couple maximal de l'arrêt à une vitesse dite de base, où il atteint sa puissance maximale, puis de maintenir cette puissance jusqu'à une vitesse maximale égale à 3 à 5 fois la vitesse de base. Pour remplir cette fonction, le moteur électromagnétique doit être contrôlable en couple et pouvoir être "défluxé" dans la plage dite "à puissance maximale constante". La plupart des moteurs sont capables d'un tel fonctionnement. Le classique moteur à courant continu (MCC) à collecteur mécanique et à excitation séparée alimenté par un hacheur réversible remplit bien cette fonction, c'est d'ailleurs la solution retenue pour les véhicules commercialisés actuellement ou en phase de l'être car elle offre, actuellement, le meilleur compromis performances/prix grâce à un convertisseur électronique simple. Cependant, le MCC a quelques limites intrinsèques liées à son collecteur et à

ses enroulements d'induit situés au rotor, principalement la fréquence de maintenance et la puissance massique. Pour le remplacer, plusieurs technologies dites "sans balais" (ou "brushless") à commutation ou alimentation électronique doivent être analysées et comparées dans le contexte de l'application au véhicule électrique. Ce sont le moteur asynchrone, les moteurs synchrones à excitation bobinée et à aimants permanents, le moteur synchrone à réluctance variable, le moteur à réluctance variable à double saillance [5] et d'autres comme le moteur synchrone à rotor à griffes [4]. Dans cet article, nous nous intéresserons au moteur à réluctance variable à double saillance (MRVDS) [6] dont la structure électromagnétique présente l'avantage d'une extrême simplicité et qui, en outre, est alimenté par un convertisseur électronique en demi-ponts asymétriques. Cette alimentation confère une grande robustesse au dispositif d'entraînement complet. Dans le cas du PREDIT (Programme de Recherche et de Développement des Industries du Transport), le LÉSIR et la société AUXILEC se sont associés pour concevoir un prototype de MRVDS, le réaliser et le tester [7], selon un cahier des charges de véhicule urbain donné à la figure 1. Un réducteur de rapport 10 a été retenu ce qui impose au moteur d'être capable de délivrer un couple moyen maximal de 110 N.m de l'arrêt à 2500 tr/mn puis une puissance maximale d'environ 27 kW de 2500 à 10 000 tr/mn.

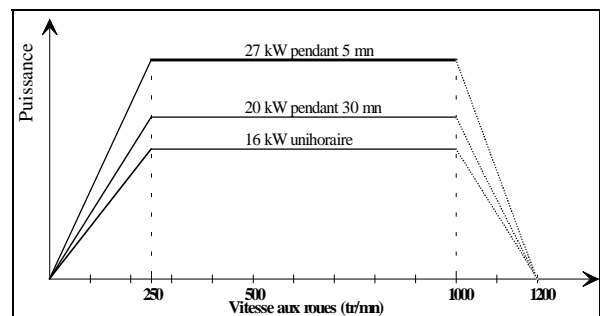


Figure -1- Cahier des charges d'un entraînement de véhicule urbain.

2- PRINCIPE DU MOTEUR À RÉLUCTANCE VARIABLE À DOUBLE SAILLANCE

La structure du MRVDS est composée d'un stator constitué d'un empilage de tôles présentant des pôles saillants bobinés et d'un rotor constitué lui aussi d'un simple empilage de tôles dentées sans aucun conducteur ni aimant. Les MRVDS auxquels nous nous intéressons ont des pôles statoriques ne comportant pas d'épanouissements polaires ce qui autorise la fabrication des bobinages à l'extérieur du moteur, avec un bon taux de remplissage. Les MRVDS sont définis par leurs nombres respectifs de pôles statoriques et rotoriques (N_s

et N_r) par exemple 6/4 comme celui de la figure 2. Chaque phase comprend p pôles saillants (ici : $p = 2$) constituant des électroaimants qui attirent simultanément p pôles rotoriques. Le nombre q de phases est donc égal à N_s/p .

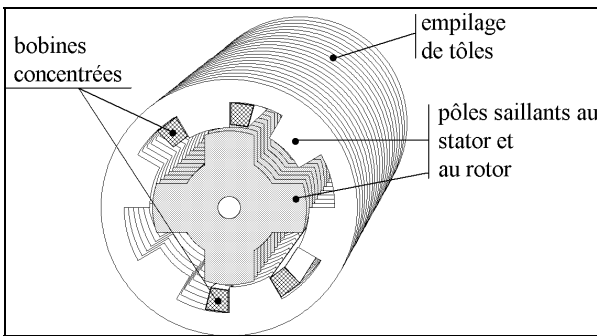


Figure -2- Moteur à réluctance variable à double saillance de type 6/4.

Le principe du fonctionnement [6, 8] de ce moteur se décrit à partir de la méthode des variations d'énergie. Les phases sont magnétiquement peu couplées et l'on peut écrire que le couple électromagnétique T est égal à :

$$T(I_o, \theta_m) = \sum_{k=1}^q \frac{\partial W'_{em_k}(I_k, \theta_m)}{\partial \theta_m}$$

où: $W'_{em_k} = \int_0^{I_o} \phi_k(I_k, \theta_m) \cdot dI_k$

W'_{em_k} est la coénergie magnétique de la phase k , ϕ_k est le flux total embrassé par le bobinage de la phase k et θ_m est l'angle mécanique entre l'axe de la phase et le rotor. Le signe de la coénergie ne dépend pas du signe du courant car le signe du flux est égal à celui du courant qui le produit. Aussi le signe du couple est-il indépendant de celui du courant. Les phases du MRVDS pourront être alimentés de façon indépendante (pas de couplage électrique) en courants unidirectionnels par des demi-ponts asymétriques. Le signe du couple est seulement fonction du signe de la dérivée de la coénergie par rapport à la position, c'est à dire positif lorsque les p dents rotoriques s'approchent des p dents statoriques excitées (croissance de l'inductance) et négatif (frein) dans le cas contraire. Le MRVDS est bien entendu réversible comme les autres moteurs électromagnétiques. Pour fonctionner en moteur, on injectera donc un courant de signe quelconque successivement dans les q phases durant les périodes de croissance de leur inductance c'est à dire entre l'opposition (position d'inductance minimale) et la conjonction (position d'inductance maximale : p pôles rotoriques alignés avec les p pôles statoriques de la phase). La figure 3 montre la structure de l'onduleur d'une phase et un type de modulation de la tension permettant de réguler le courant.

Le fonctionnement d'un tel moteur doit être autopiloté, les courants doivent en effet être injectés relativement à la position du rotor. La période électrique est égale à un tour mécanique divisé par N_r , le nombre de

dents rotoriques. La fréquence f d'alimentation s'exprime donc par :

$$f = N_r \cdot F_{rot} \quad \text{où } F_{rot} \text{ est la fréquence de rotation (mécanique).}$$

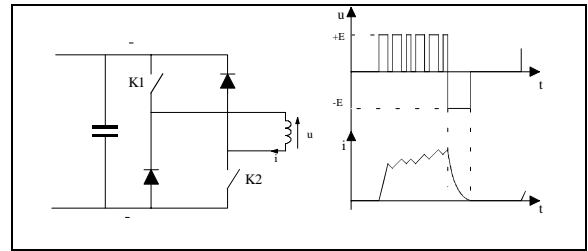


Figure -3- Chaque phase est alimentée par un demi-pont asymétrique.

Compte-tenu de ses caractéristiques fortement non linéaires (saturation magnétique et inductance non sinusoïdale) ainsi que de sa nature inductive, l'alimentation d'un tel moteur est spéciale et différents modes de contrôle existent. Pour le fonctionnement aux vitesses inférieures à la vitesse de base, nous avons choisi un mode de contrôle dit "en trapèzes de couple" permettant l'obtention d'un couple instantané constant [9]. Les phases fournissent successivement un couple constant sauf au moment des commutations où leur couple varie linéairement. Les formes de courant optimales sont précalculées pour minimiser, d'une part, l'ondulation du couple compte-tenu de la tension limitée de l'onduleur et, d'autre part, les pertes Joule [9]. Notons que les références de courant dépendent de la valeur de la consigne de couple (à cause de la saturation magnétique) et de la vitesse (à cause de la prise en compte des limites de tension continue de l'onduleur).

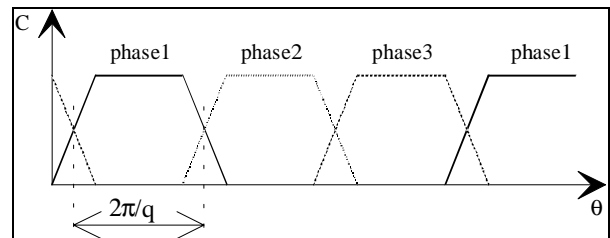


Figure -4a- Commande en trapèzes de couple monophasé au basses vitesses.

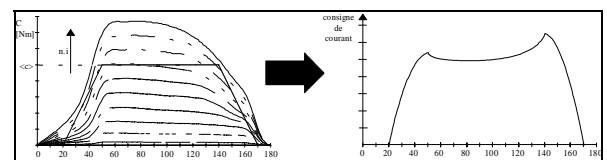


Figure -4b- Caractéristiques de couple à courant constant (sur une demi-période électrique) et forme de courant donnant un couple monophasé trapézoïdal.

Pour l'alimentation aux vitesses supérieures à la vitesse de base, on adopte une commande dite "en pleine onde de tension" dans laquelle le courant est naturellement limité par la tension induite de mouvement $(\frac{\partial \phi(i, \theta_m)}{\partial \theta_m}) \cdot \Omega$ où Ω est la vitesse angulaire de rotation). La limitation de courant par modulation de

largeur d'impulsion par l'onduleur reste bien sûr active, tout particulièrement dans la zone de transition entre les deux modes de contrôle. Ce mode de fonctionnement permet d'exploiter pleinement la puissance commutable par l'onduleur sans surdimensionnement par rapport aux machines classiques sans balais [10, 11]. Le contrôle en couple et vitesse s'effectue cette fois par action sur les angles (électriques) d'autopilotage qui sont, dans la version la plus élémentaire, ψ l'angle d'avance par rapport à l'opposition et θ_p l'angle de magnétisation (application de la tension continue aux bornes de la phase). La figure 5 montre le principe de l'alimentation en pleine onde de tension. C'est le contrôle de ces angles (essentiellement ψ) qui permettra de maintenir la puissance maximale constante sur une large plage de vitesse.

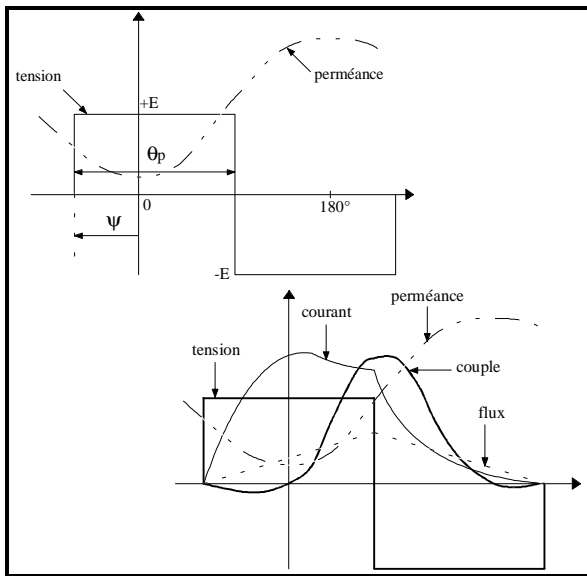


Figure -5- Commande en pleine onde de tension. Définition des angles (électriques) et des formes d'onde.

3- CARACTÉRISTIQUES DU PROTOTYPE RÉALISÉ

L'optimisation des dimensions d'un tel moteur est fondée sur une analyse paramétrique. Seuls le point de fonctionnement au couple maximal et l'obtention de la puissance maximale à une vitesse égale à quatre fois la vitesse de base ont été pris en compte pour cette optimisation. Notons que dans le cas du véhicule électrique, la recherche d'un rendement élevé est un aspect important du problème, il faudrait, dans ce cas, effectuer l'optimisation sur un cycle de fonctionnement typique et donc pour une multitude de points de fonctionnement. Nous avons montré [12] que les performances d'un tel moteur étaient comparables à celles des moteurs à aimants haute énergie grâce au bon coefficient de remplissage d'encoche (environ 50% dans le cas du MRVDS contre 35% dans les moteurs à encoches semi-fermées bobinés automatiquement) et à ses courtes têtes de bobines. En outre, l'optimisation des angles de denture statorique et rotorique [13, 14] est un problème fondamental pour la recherche d'un bon compromis faible ondulation de couple aux basses

vitesse et large plage à puissance maximale constante. Enfin, il est intéressant d'incliner légèrement (10° environ) les flancs des pôles statoriques pour améliorer les performances [15] (ondulations de couple, pertes Joule et pertes fer).

Les principales dimensions du moteur sont récapitulées à la figure 6 et au tableau 1. Le nombre de spires par phase est $n = 23$ pour une tension continue d'alimentation de 120 V. Chaque spire est constituée de 9 brins de cuivre de diamètre 1,9 mm. La résistance d'une phase à 20°C vaut 7,8 m Ω .

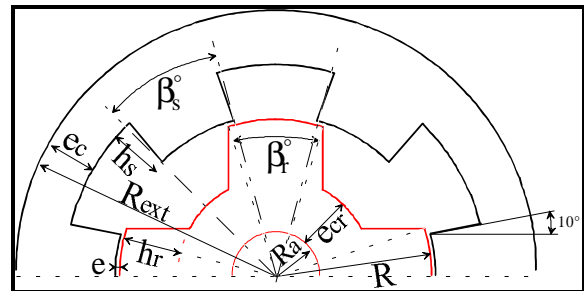


Figure -6- Définition des paramètres dimensionnels du prototype.

Intitulé	Notation	mm
Longueur active	L	150
Rayon extérieur	R_{ext}	125
Rayon rotorique	R	75
Hauteur des dents statoriques	h_s	25.6
Hauteur des dents rotoriques	h_r	28
Épaisseur d'entrefer	e	0.8
Épaisseur de culasse stator	ec	23.6

Tableau -1- Principales dimensions du prototype.

L'onduleur (Figure 7) est réalisé, comme nous l'avons dit précédemment, de 3 demi-ponts asymétriques. Sous 120 V, les courants commutés atteignent 400 A crêtes, aussi nous avons choisi une technologie IGBT (modules 500 V-400 A). En dessous de la vitesse de base, la modulation de largeur d'impulsion est effectuée à 16 kHz. Chaque demi-pont est découplé par un condensateur de 550 μF -200 V en technologie polyester métallisé à armatures.

La structure de commande est bâtie autour d'un processeur numérique de signal DSP56001 (Motorola) [16] permettant l'autopilotage (contrôle des angles à partir des signaux capteur de position) et la régulation numérique des courants des 3 phases. Le capteur de position utilisé pour les essais est un capteur optique incrémental 3 voies 1024 points par tour.

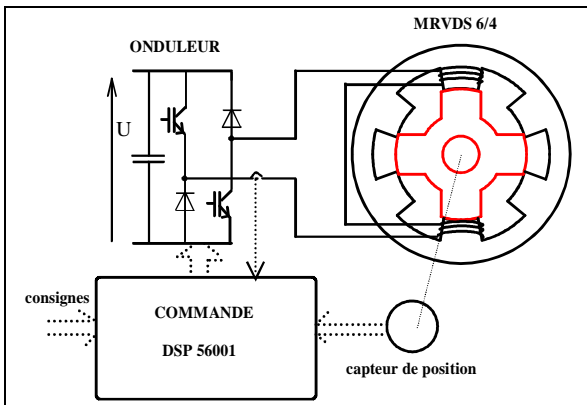


Figure -7- Onduleur (une seule phase représentée) à IGBT en demi-pont asymétrique.

4- RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Divers essais ont été réalisés dans le but de caractériser le moteur [17], ils ont permis de déterminer les caractéristiques de flux-courant à position fixe (figure 8) et de couple-position à courant constant (figure 9).

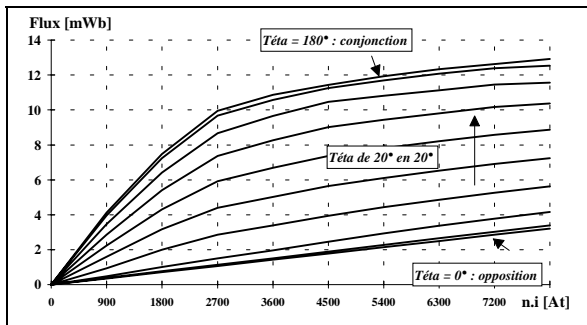


Figure -8- Caractéristiques flux-courant-position (électrique) d'une phase.

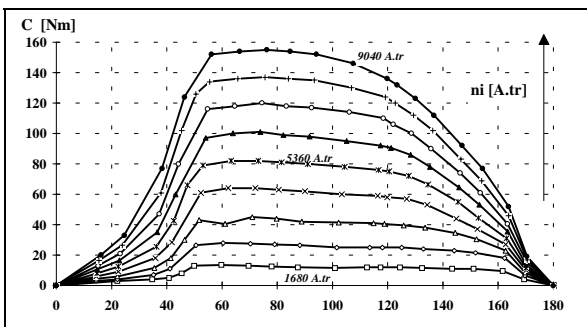


Figure -9- Caractéristiques de couple-position (électrique)-courant pour une seule phase alimentée.

Des essais en charge ont été effectués sur plusieurs bancs d'essais selon la zone de vitesses étudiée. L'ensemble moteur-convertisseur-commande a été testé sur la totalité de la caractéristique limite de régime 5 minutes. La figure 10 montre des oscillogrammes pour un point de fonctionnement à 94 N.m, 200 tr/mn. Pour cette vitesse, l'ondulation de couple crête à crête rapportée au couple moyen est inférieure à 10%.

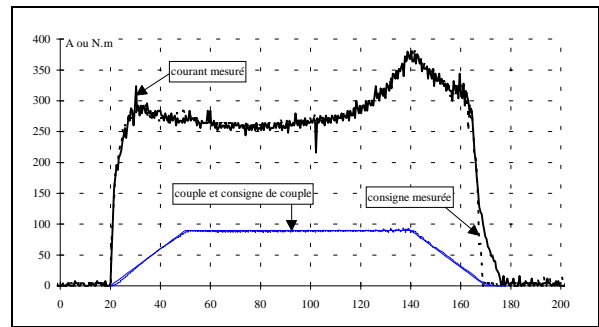


Figure -10- Oscillogrammes du courant (en ampères) et du couple (calculé par le modèle) ainsi que de leurs consignes pour un point de fonctionnement à 94 N.m et 200 tr/mn (Le courant efficace vaut 182 A).

À haute vitesse, dans le régime pleine onde de tension, nous avons obtenu des résultats meilleurs que ceux escomptés. En effet, pour atteindre une puissance élevée bien au delà de la vitesse de base, l'angle d'avance ainsi que l'angle de magnétisation sont élevés. Dans ce moteur fortement saturé, la culasse magnétique (circuit de passage de flux commun aux différentes phases) se trouve polarisée par une phase en cours de démagnétisation lorsque l'on commence à en magnétiser une autre. Il en résulte une diminution de l'inductance apparente de cette dernière phase qui permet au courant de monter plus rapidement et d'atteindre un couple sensiblement plus élevé que celui prévu sans prise en compte des couplages magnétiques. La figure 11 montre les oscillogrammes correspondant à un point de fonctionnement à haute vitesse (8240 tr/mn et 29,2 N.m mesurés). On a représenté sur cette figure le courant simulé avec le modèle "multimonphasé" qui montre la grande différence, le couple correspondant aurait été de 23,1 N.m soit 20% de moins. La saturation déjà favorable pour obtenir un bon facteur de dimensionnement du convertisseur électronique [10] est ici encore avantageuse pour étendre la plage à puissance maximale constante.

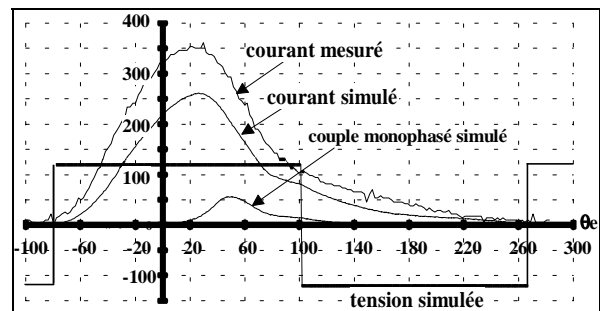


Figure -11- Influence de la saturation de la culasse par par les autres phases : oscillogrammes du courant mesuré et simulé pour un point de fonctionnement à 8240 tr/mn et 29,2 N.m ($\psi = 78^\circ$ et $\theta_p = 180^\circ$).

La figure 12 montre la puissance maximale et le couple maximal obtenu avec l'ensemble sous une tension continue de 120 V avec les différents points mesurés.

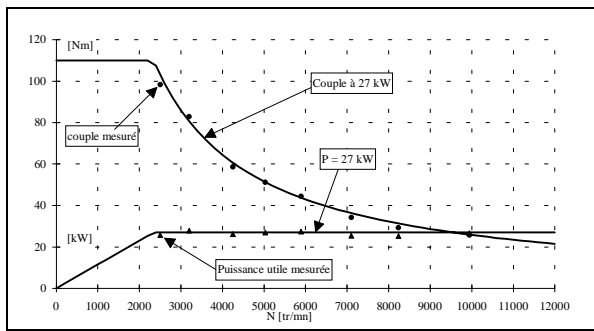


Figure -12- Puissance et couple obtenus avec le prototype sous une tension continue de 120 V.

Les pertes mécaniques, principalement aérodynamiques, valent environ 550 W à 10 000 tr/mn. À cette vitesse de rotation, la vitesse périphérique vaut environ 80 m/s et les pôles sont fortement saillants. Ces pertes pourraient aisément être divisées approximativement par 2 grâce à des flasques montés de chaque côté du rotor.

Nous avons calculés les différentes pertes (Joule et fer) ainsi que les pertes onduleur et nous avons mesuré les puissances à différents niveaux, côté continu (puissance totale électrique absorbée), entre le moteur et l'onduleur (puissance absorbée par le moteur seul) et sur l'arbre (puissance mécanique utile). Nous avons obtenu des écarts assez importants entre prévisions et mesures. Ceux-ci peuvent s'expliquer partiellement par l'imprécision de la méthode de mesure [18], en particulier les pertes dans l'onduleur sont bien supérieures à celles calculées (même en pleine onde où les pertes de commutation sont quasi inexistantes), nous avons alors remarqué que la puissance électrique absorbée était mesurée en amont des câbles d'amenée de courant et qu'il y avait plus de 500 W perdus dans ceux-ci à la puissance maximale.

En outre, nous avons sous estimé les pertes magnétiques dans le cuivre. En effet, dans un tel moteur avec des encoches complètement ouvertes et, qui plus est, avec des angles d'avance élevés (flux très élevé alors que les dents rotoriques sont sous une partie des bobinages), ces pertes peuvent prendre une valeur considérable. Ce point est actuellement examiné dans le cadre de la thèse [19]. Nous avons évalué l'ordre de grandeur de ces pertes à environ 1,5 kW, elles pourraient être fortement réduites en divisant plus les conducteurs (pour une section totale constante, les pertes par courants induits sont inversement proportionnelles au nombre de conducteurs en parallèle).

La Figure 13 montre les rendements mesurés obtenus dans ces conditions à une température moyenne d'environ 150°C. La chute de rendement à haute vitesse observée au delà de 5000 tr/mn s'explique essentiellement par l'accroissement des pertes magnétiques dans le cuivre (qui croissent avec la vitesse à cause de l'augmentation de l'angle d'avance en régime de défluxage). Les rendements corrigés estimés sont obtenus en enlevant 500 W de pertes dans les câbles et en divisant par 4 les pertes magnétiques dans les

bobinages c'est à dire en supposant des conducteurs à 36 brins au lieu de 9.

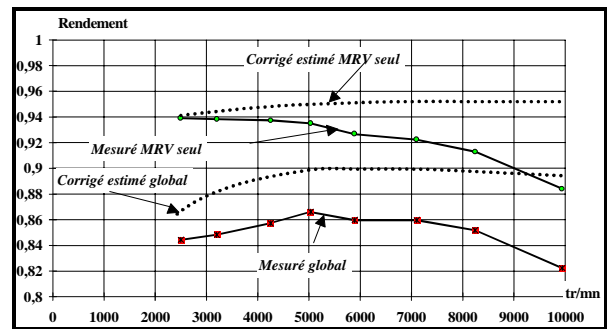


Figure -13- Rendements mesurés à chaud à 27 kW environ (pertes dans les câbles de puissance et pertes magnétiques dans le cuivre incluses) et rendements estimés corrigés.

Les ondulations de couple, l'un des inconvénients majeurs du MRVDS, ont été considérablement réduites à basse vitesse grâce à l'optimisation et à la régulation adaptative des ondes de courant d'alimentation. En revanche, à haute vitesse en régime de défluxage, le problème subsiste. Les figures 14a et 14b donnent respectivement les valeurs C_{ond} de l'ondulation du couple crête à crête relative au couple moyen, respectivement en mode "trapèze de couple" et en mode "pleine onde de tension".

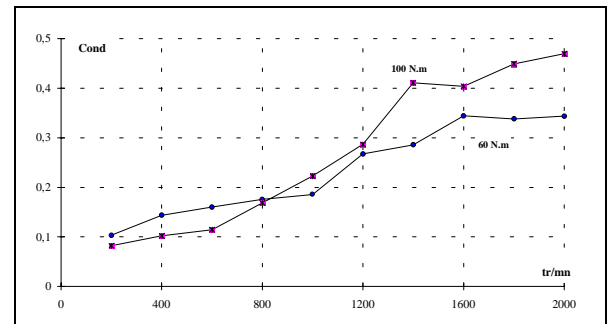


Figure -14a- Ondulation du couple crête à crête relative en commande "trapèze de couple".

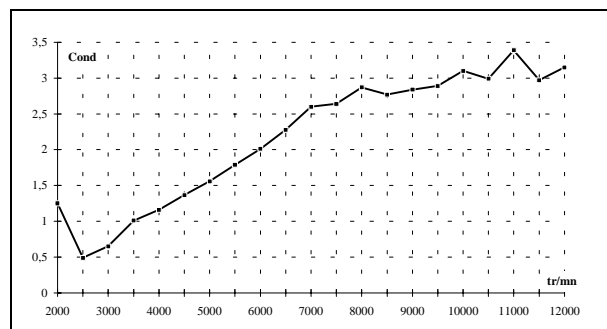


Figure -14b- Ondulation(calculée) du couple crête à crête relative en commande "pleine onde de tension".

5- CONCLUSION

Le moteur à réluctance variable à double saillance présente de sérieux atouts en termes de compromis économie / performances / sûreté de

fonctionnement. Pour cela nous avons conçu et réalisé un prototype triphasé selon un cahier des charges de véhicule urbain (environ 27 kW sur une plage de vitesse de 1 à 4). Nous avons atteint un niveau de performances très satisfaisant d'autant plus que les pertes peuvent encore être considérablement réduites. En effet les pertes magnétiques dans les bobinages se sont révélées prohibitives et nécessiteront une augmentation du nombre de brins par conducteur. Un rendement du moteur (à chaud) supérieur à 93% a été atteint sur la première moitié de la plage à puissance constante et le sera sur sa totalité en adoptant des conducteurs un peu plus divisés (36 brins). Les ondulations de couple à basse vitesse sont très réduites (sensiblement nulles en dessous de 100 tr/mn) mais elles restent très élevées à haute vitesse. Ceci est un problème inhérent au MRVDS, l'exploitation de la puissance maximale commutable par l'onduleur requiert un fonctionnement en pleine onde de tension avec réglage des angles d'autopilotage qui accroît fortement le couple pulsatoire en régime de "défluxage". Ce problème ne peut être atténué que par une augmentation du nombre de phases. Enfin, un problème de première importance qui n'apparaît pas dans les différentes mesures présentées est le problème du bruit acoustique qui reste trop important. Il faudrait cependant le mesurer dans une structure fermée et refroidie à l'eau comme cela est prévu dans une version plus industrielle.

Remerciements

Les auteurs adressent leurs remerciements, d'une part, à la société AUXILEC et, plus particulièrement aux personnes du département véhicule électrique pour la fabrication du prototype, la mise à disposition des bancs d'essais et pour leur aimable collaboration dans ce projet, d'autre part, les organismes de tutelle du PREDIT qui ont participé au financement.

6- BIBLIOGRAPHIE

[1] M.J. RIEZENMAN, "Electric Vehicles (special report)", IEEE spectrum, Nov.1992, pp.18-24, 93-101.
[2] J.P. YONNET, "Chaîne de traction du véhicule électrique : quelques exemples de réalisation", Journées électrotechniques du club EEA, 24 et 25 mars 1994, Cachan, 9 p.
[3] B. MULTON, L. HIRSINGER, "Problème de la motorisation d'un véhicule électrique", Journées électrotechniques du club EEA, 24 et 25 mars 1994, Cachan, 22 p.
[4] G. BARAKAT, A. FOGGIA, M. IVANÈS, A. MASSON, R. PERIOT, "Three Dimensional Computation of a Claw-Pole Synchronous Machine Performances", ICEM'94, 5-8 Sept. 1994, Vol 3, pp.116-121.
[5] N.N. FULTON, P.J. LAWRENSON, "Switched Reluctance Drives for Electric Vehicles : A Comparative Assessment", PCIM Conf., Nürnberg, June 1993, pp.562-579.
[6] T.J.E. MILLER, *Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives*, Oxford Science Publications, (1989).
[7] J.C. MOUCHOUX, "Étude et réalisation de l'alimentation électronique d'un moteur à réductance variable pour véhicule électrique. Expérimentation du moteur",

Mémoire de diplôme d'ingénieur CNAM de Paris, stage LÉSiR, 18 octobre 1994.

[8] B. MULTON, "Principe et éléments de dimensionnement des machines à réductance variable à double saillance autopilotées", Journées électrotech. du club EEA, 25 et 26 mars 1993, Belfort, 19 p.

[9] J.Y. LE CHENADEC, B. MULTON, S. HASSINE, "Current Feeding of Switched Reluctance Motor. Optimization of the Current Waveform to Minimize the Torque Ripple", IMACS TC1'93, Montréal, 7-9 July 1993, pp.267-272.

[10] B. MULTON, C. GLAIZE, "Optimisation du dimensionnement des alimentations des machines à réductance variable", Revue de physique appliquée, N° 22, mai 1987, pp. 339 à 357.

[11] B. MULTON, C. GLAIZE, "Size Power Ratio Optimization for the Converters of Switched Reluctance Motors", IMACS TC1, Nancy, Sept. 1990, pp.325-331.

[12] B. MULTON, C. JACQUES, "Comparaison de deux moteurs électriques autopilotés : le moteur synchrone à aimants permanents et le moteur à réductance variable à double saillance", Congrès Véhicules Propres, réalités et perspectives du véhicule électrique, La Rochelle, 15-19 nov. 1993, pp.295-302.

[13] B. MULTON, S. HASSINE, J.Y. LE CHENADEC, "Pole Arc Optimization of Vernier Reluctance Motors Supplied with Square Wave Current", Electric Machines and Power Systems, Vol.21, N°6, 1993, pp.695-709.

[14] J.Y. LE CHENADEC, M. GEOFFROY, B. MULTON, J.C. MOUCHOUX, "Torque Ripple Minimisation in Switched Reluctance Motors by Optimisation of Current Wave-Forms and of Teeth Shape with Copper Losses and V.A. Silicon Constraints", ICEM'94 (Paris), 5-7 Sept. 1994, Vol.3, pp.559-564.

[15] E. HOANG, M. GEOFFROY, B. MULTON, R. VIVES-FOS, "Influence of Stator Yoke Thickness and Stator Teeth Shape upon Ripple and Average Torque of Switched Reluctance Motors", SPEEDAM, 8-10 June 1994, Taormina (Italy), pp.145-149.

[16] D. GRENIER, J. BARRENSCHEEN, H. CAILLEUX, J.F. LIEBAUT, S. COURTINE, "Design of an Interactive DSP-Based Acquisition and Control System (ACS) for Numerical Control in Electrical Engineering Applications", EPE Symposium on Electric Drive Design and Applications, Lausanne, 19-20 October 1994, pp.385-390.

[17] H. CAILLEUX, J.C. MOUCHOUX, B. MULTON, E. HOANG, J.Y. LE CHENADEC, "Comparison of Measurement Methods to Determine the Electromagnetic Characteristics of Switched Reluctance Motors", Electric Drive Design and Applic., Lausanne, 19-20 October 1994, pp.639-644.

[18] E. HOANG, B. MULTON, M. GABSI, "Enhanced Accuracy Method for Magnetic Loss Measurement in Switched Reluctance Motors", ICEM'94 (Paris), 5-7 Sept. 1994, Vol.2, pp.437-442.

[19] E. HOANG, "Prédétermination et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à réductance variable à double saillance", Thèse de doctorat de l'ENS de Cachan, à soutenir en 1995.