



# Comparaison de deux moteurs électriques autopilotés : le moteur synchrone à aimants permanents et le moteur à réluctance variable à double saillance

Bernard Multon, Claude Jacques

## ► To cite this version:

Bernard Multon, Claude Jacques. Comparaison de deux moteurs électriques autopilotés : le moteur synchrone à aimants permanents et le moteur à réluctance variable à double saillance. Congrès réalités et perspectives du véhicule électrique, Nov 1993, LA ROCHELLE, France. pp.295-302. hal-00673969

**HAL Id: hal-00673969**

**<https://hal.science/hal-00673969>**

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.

# COMPARAISON DES PERFORMANCES DE DEUX MOTEURS ÉLECTRIQUES AUTOPILOTÉS : LE MOTEUR SYNCHRON À AIMANTS PERMANENTS LE MOTEUR À RÉLUCTANCE VARIABLE À DOUBLE SAILLANCE

## COMPARISON OF PERFORMANCES OF TWO SELF COMMUTATED ELECTRIC MOTORS : THE PERMANENT MAGNET BRUSHLESS DC MOTOR THE SWITCHED RELUCTANCE MOTOR

Bernard MULTON  
LÉSIR, Ecole Normale Supérieure  
61, Avenue du Président Wilson  
F 94 235 CACHAN Cédex

Claude JACQUES  
AUXILEC  
41, Boulevard de la République  
F 78 400 CHATOU

### RÉSUMÉ

Dans cet article, nous effectuons une analyse paramétrique dimensionnelle du couple moyen et des pertes Joule dans le cas de deux moteurs autopilotés. Ces moteurs sont, d'une part, le moteur synchrone, à aimants montés en surface de type ferrite ou à haute énergie, à force électromotrice quasi-trapézoïdale et alimenté en créneaux de courant et, d'autre part, le moteur à réluctance variable à double saillance alimenté en quasi-créniaux de courant à basse vitesse et en pleine onde de tension à haute vitesse. Ces machines sont comparables par leur simplicité de construction et d'assemblage pour des fabrications en série et, par leurs formes d'onde d'alimentation rudimentaires qui ne nécessitent qu'un capteur de position à faible résolution. L'étude proposée reste analytique de façon à permettre une comparaison élémentaire, les caractéristiques des matériaux magnétiques sont prises en compte et les dimensions de base sont le diamètre extérieur  $D$  du stator et la longueur de fer  $L$ . Pour faciliter la comparaison, on a pris soin de chercher un maximum d'analogies entre les deux moteurs. Dans le deuxième et le troisième chapitre, sont effectuées successivement les études paramétriques des deux moteurs. Pour illustrer les calculs, des exemples sont choisis sur la base d'un circuit magnétique de dimensions imposées ( $D = 250$  mm,  $L = 150$  mm) et les pertes Joule sont calculées pour un couple de 100 N.m. Ces valeurs correspondent au moteur d'un véhicule électrique léger urbain pouvant délivrer une puissance maximale d'environ 26 kW de 2500 à 10000 tr/mn. Dans le quatrième chapitre, une synthèse de la comparaison des deux moteurs est effectuée dans le cadre de l'exemple précédent. Dans le cas du moteur à aimants, des aimants ferrites et samarium-cobalt ont été envisagés. Les deux machines comparées sont triphasées, le moteur à réluctance est de type 6/4 et le moteur à aimants a deux paires de pôles et une seule encoche par pôle et par phase. Cette comparaison révèle que le moteur à réluctance variable peut présenter des performances supérieures ou égales à celles du moteur à aimants haute énergie, grâce à ses courtes têtes de bobines et à son bon coefficient de remplissage d'encoche, à condition d'accepter un entrefer faible compatible avec les exigences imposées dans le cas du véhicule électrique.

### ABSTRACT

In this paper, we carry out a dimensional parametric analysis of average torque and copper losses in the case of two synchronous brushless motors. These motors are, on one hand, the permanent-magnet brushless DC motor supplied by quasi-square currents, with magnets mounted at rotor surface and trapezoidal e.m.f. waveform, and, on the other hand, the doubly salient reluctance motor fed by quasi-square currents at low speed, and by full wave square voltage at high speed. Comparison of these machines is interesting because of their potentially easy building and assembling and because of their rudimentary supply waveforms that accept a low resolution and low cost position sensor. The proposed study is analytical so as to establish an elementary comparison. Magnetic material properties, however, are taken into account and basic sizes are external stator diameter  $D$  and stack length  $L$ . To make comparison easier, we tried to make as many analogies as possible between both motors, whose basic parameters are defined in chapters two and three. In chapters two and three, we carry out, successively, parametric studies for both motors. As an example, we choose dimensions  $D = 250$  mm,  $L = 150$  mm, and copper losses are computed for a torque value of 100 N.m. These values correspond to an electric city vehicle with a power of about 25 kW from 2,500 to 10,000 rpm. Both compared motors have three phases; the reluctance machine has a 6/4 structure and PM machines (Sm-Co and ferrite magnets) have two pole pairs and only one slot per pole and per phase. In chapter four, we present a synthesis of the comparison of the motors based on our example. In the case of the permanent magnet motor, ceramic and samarium-cobalt magnets are considered. This comparison shows that a switched reluctance motor is capable of performances higher than or equal to those of a high energy permanent-magnet motor thanks to its short winding ends and its good slot filling factor, provided that the airgap is sufficiently small, in accordance with the requirements of the electric vehicle.

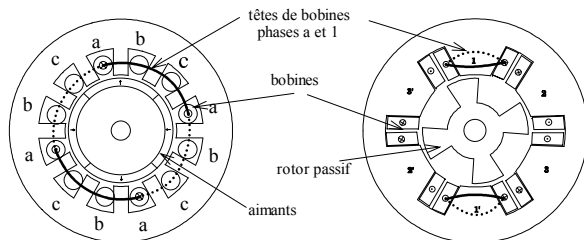
### 1- INTRODUCTION

Le choix d'un moteur d'entraînement pour véhicule électrique urbain reste un problème délicat. Il nécessite la prise en compte d'un grand nombre de paramètres. Par exemple, il faut d'abord déterminer si l'on veut ou non une boîte de vitesse, et dans la négative, définir la valeur du rapport unique de réduction de la transmission. Le moteur doit être économique, léger et peu encombrant, il doit aussi avoir un bon rendement. En cas d'utilisation d'un réducteur mécanique à rapport fixe, il est nécessaire de pouvoir fonctionner dans une large plage à puissance maximale constante, par exemple de 1 à 4. Dans tous les moteurs électromagnétiques, le couple est la grandeur "dimensionnante"; en effet, à pertes Joule données, le volume et la masse du moteur sont fortement liés au couple. L'accroissement du nombre de pôles conduit à une réduction du volume des circuits magnétiques de retour de flux ainsi qu'à une diminution de la taille

des têtes de bobines, aussi le couple massique peut être accru. Pour remplir sa fonction, le moteur doit, en réalité, convertir une certaine puissance : sa masse sera d'autant plus faible que sa vitesse de rotation sera élevée [12]. Ces remarques conduisent à penser que l'on minimisera la masse et l'encombrement en augmentant le nombre de pôles et la vitesse de rotation, donc en accroissant la fréquence d'alimentation. Le réducteur mécanique adaptera ainsi le moteur à sa charge. Précisons que si le moteur doit fournir sa puissance maximale dans une plage de vitesse de 1 à 4, cette puissance doit être atteinte dès le quart de la vitesse maximale. Cependant, il existe un optimum "technico-économique" dans le choix du rapport de réduction. Plusieurs éléments entrent en jeu dans ce choix. La fréquence électrique est limitée par les pertes magnétiques, avec des matériaux classiques comme le fer-silicium feuilleté, il semble que le kilo-hertz ne peut être difficilement dépassé sans une dégradation importante du rendement. Le coût élevé d'un réducteur à grande vitesse et les limites de bruit acoustique nous imposent une vitesse maximale d'environ 10000 tr/mn (12000 tr/mn en survitesse).

Nous nous intéressons ici, plus particulièrement, au véhicule électrique urbain monomoteur d'une puissance d'environ 26 kW pour une vitesse aux roues comprise entre 250 à 1000 tr/mn. Le rapport de réduction serait alors égal à 10 pour une vitesse maximale de 10000 tr/mn sur l'arbre moteur. A priori, aucun type de moteur électrique n'est à exclure et une comparaison détaillée de leurs performances énergétiques et de leur coût est nécessaire pour arriver à un choix optimal. Le convertisseur statique qui permet le réglage des caractéristiques mécaniques doit, bien entendu, être inclus dans cette comparaison. L'usure des balais et du collecteur qui nécessitent un entretien, la mauvaise dissipation thermique de l'induit tournant, la vitesse périphérique maximale du collecteur réduite (2 à 3 fois moindre que celle des moteurs sans collecteur) ainsi que les limites de commutation font du moteur à courant continu à collecteur est très probablement la solution économiquement optimale grâce à la simplicité de son convertisseur d'alimentation. Cependant, sa structure (induit tournant) et son collecteur limitent ses performances. Ajoutons que la surveillance de température des bobinages est grandement facilitée lorsqu'ils se trouvent au stator. Les moteurs potentiellement intéressants pour remplacer le traditionnel moteur à collecteur sont, premièrement, les moteurs synchrones à rotor bobiné, à aimants permanents ou encore à réluctance variable, deuxièmement les moteurs asynchrones à cage d'écureuil et, troisièmement les moteurs à réluctance variable à double saillance. Dans cet article, nous proposons l'étude paramétrique et la comparaison de deux de ces moteurs semblables, d'une part, par la simplicité de leurs rotors dépourvus de conducteurs (bobinage ou cage) et donc sans pertes Joule et, d'autre part par leur fonctionnement synchrone autopiloté. Ces deux moteurs sont le moteur synchrone à aimants permanents de type "tuiles", montés en surface du rotor (MAP) et le moteur à réluctance variable à double saillance (MRV) [1]. Leur construction simple et facile à automatiser est particulièrement attrayante pour une fabrication en série dans l'industrie automobile. Leurs courants d'alimentation doivent être commutés en synchronisme avec la position angulaire du rotor. Pour cela une connaissance de cette position est nécessaire, elle peut être obtenue par un capteur direct ou encore par une des diverses méthodes indirectes existantes [2].

Rappelons brièvement le principe de fonctionnement ainsi que les particularités de ces moteurs qui ont déjà fait l'objet d'une comparaison élémentaire fondée sur les lois de similitude [3]. Cette comparaison avait montré l'intérêt du MRV sur le MAP à condition d'avoir un couple suffisamment élevé.



MAP MRV  
Structures des deux moteurs comparés  
Figure -1-

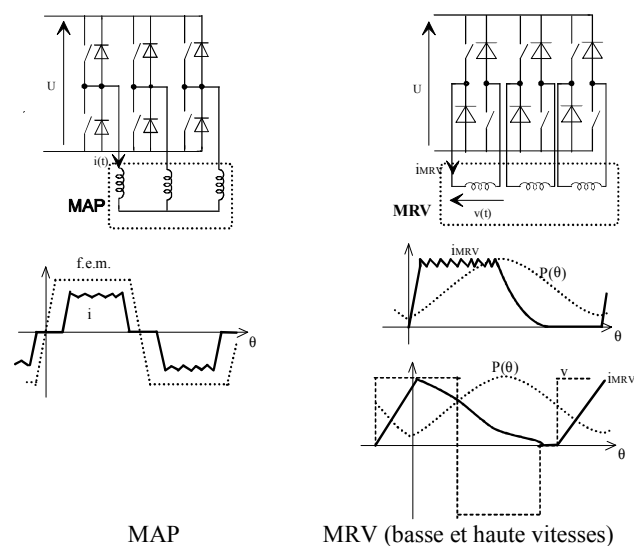
En ce qui concerne les MRV [1, 4, 5, 6, 7] et plus particulièrement les structures que nous appellerons "à grosses dents", c'est-à-dire dans lesquelles les dents statoriques constituent aussi les pôles qui supportent les bobinages concentrés, on peut considérer que le stator est composé d'une succession de  $p$  électroaimants par phase (ici :  $p=2$ ) disposés symétriquement par rapport à l'axe pour équilibrer les efforts radiaux. Si  $q$  est le nombre de phases, alors le nombre de dents statoriques vaut :  $N_s=p.q$ . Les groupes de  $p$  électroaimants de chaque phase attirent à tour de rôle  $p$  dents rotoriques parmi un nombre total  $N_r$ . Le principe même de conversion électromécanique ne requiert qu'une alimentation en courant unidirectionnel des bobinages. Cette particularité autorise l'utilisation d'onduleurs particuliers dits en "demi-ponts asymétriques" : ceux-ci présentent des avantages en terme de sûreté de fonctionnement par rapport aux onduleurs classiques des machines à courant alternatif. La structure de ces machines offre un grand nombre de possibilités de réalisation (couples  $N_s/N_r$  [7, 8, 9]), cependant, afin de garder des fréquences de fonctionnement et un nombre de phases raisonnables, nous nous restreindrons aux structures triphasées dont le nombre de dents rotoriques est inférieur à 8, par exemple les couples 6/4, 6/8 et 12/8 peuvent retenir

l'attention. La fréquence d'alimentation est égale à  $N_r$  fois la fréquence de rotation mais avec une induction unidirectionnelle dans une partie du circuit magnétique.

Quant aux machines synchrones à aimants, elles sont plus classiques et leur fonctionnement est plus largement connu [1]. Rappelons cependant que leur stator comprend des encoches dans lesquelles sont logés les conducteurs des phases. Le bobinage est agencé en  $q$  phases et  $p$  paires de pôles, un nombre  $m_e$  d'encoches par pôle et par phase qui permettent d'obtenir la répartition de force magnétomotrice ( $f.m.m.$ ) souhaitée. Une seule encoche par pôle et par phase ainsi qu'un bobinage à pas diamétral donnent une forme d'onde de la  $f.m.m.$  rectangulaire. Le rotor comprend 2  $p$  aimants tuiles à aimantation radiale constituant l'inducteur. Nous nous intéressons, ici, aux machines synchrones alimentées en quasi-créniaux de courant de durée angulaire électrique  $2\pi/3$ , le courant est bidirectionnel. La  $f.m.m.$  produite est sensiblement constante si l'on néglige les phénomènes de commutation du courant. Alors, le couple instantané obtenu est constant et directement proportionnel au courant. On retiendra, dans cette étude, les structures à une seule encoche par pôle et par phase dont le nombre de paires de pôles  $p$  est inférieur à 4. Ici, le rapport de la fréquence électrique d'alimentation à celle de rotation est égal à  $p$ .

Les structures de ces deux moteurs sont représentées schématiquement à la figure 1. Le moteur à réluctance variable à double saillance a une structure "6/4" comprenant, d'une part, 6 pôles (ou dents statoriques) entourés chacun d'un enroulement concentré et constituant 3 phases et, d'autre part, 4 dents rotoriques ; le circuit magnétique est réalisé avec un empilage de tôles. Le moteur à aimants représenté ici comporte un rotor qui peut être aussi feuilleté et sur lequel sont collés et frettés (frette non représentée) 4 aimants de polarités alternées (2 paires de pôles), son stator triphasé contient des bobinages logés dans des encoches semi-fermées (la représentation montre des encoches ouvertes). Nous avons choisi, ici, la structure la plus élémentaire, une seule encoche par pôle et par phase.

La figure 2 montre les formes d'onde idéales des deux moteurs ainsi que les structures de convertisseurs statiques utilisées. On notera, en abscisse, l'angle électrique  $\theta$  qui rappelle qu'il s'agit d'un autopilotage. La grandeur de référence de l'autopilotage est l'inductance dans le cas de la MRV et la force électromotrice dans le cas de la MAP. Au-delà de la vitesse de base, qui sépare la zone de fonctionnement à couple maximal constant de celle à puissance maximale constante, la MRV est alimentée en créniaux de tension (sans découpage) et les formes de courant s'éloignent alors considérablement de celles obtenues à basse vitesse. Pour réaliser un freinage avec récupération de l'énergie, dans la MRV, il faut injecter le courant lorsque l'inductance est décroissante, et dans la MAP, il suffit d'inverser le signe du courant.



MAP MRV (basse et haute vitesses)  
Convertisseurs statiques et formes d'onde d'alimentation.  
Figure -2-

Dans les deux chapitres suivants, nous proposons d'effectuer une analyse du fonctionnement basse vitesse des deux moteurs. Nous exprimerons le couple électromagnétique ainsi que les pertes Joule en fonction des paramètres dimensionnels principaux. Pour calculer le couple électromagnétique, nous utiliserons les notions de cycles énergétiques de

conversion car elles donnent une description concise du fonctionnement. Afin de faciliter la comparaison, nous utiliserons, autant que possible, des notations identiques pour chacune des machines. Pour illustrer, les expressions obtenues, nous travaillerons sur l'exemple d'un cahier des charges demandant un couple de 100 N.m avec des dimensions du circuit magnétique imposées : diamètre extérieur égal à 250 mm et longueur de fer égale à 150 mm, toutes les autres dimensions sont libres.

## 2- ANALYSE PARAMÉTRIQUE DES PERFORMANCES DU MOTEUR À RÉLUCTANCE VARIABLE

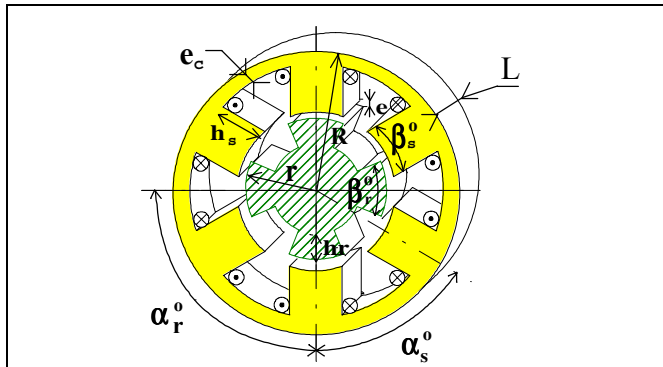
Les dimensions paramétriques du MRV sont définies à la figure 3. Les grandeurs caractéristiques sont :

$N_s$  et  $N_r$ , respectivement les nombres de dents statoriques et rotoriques et  $p$  le nombre de dents ou pôles statoriques par phase, remarquons que :  $N_s = p.q$ .

Les angles dentaires réduits  $\beta_s$  et  $\beta_r$  par rapport à l'angle polaire correspondant sont définis ci-après (les angles  $\beta^\circ$  et  $\alpha^\circ$  sont représentés à la figure 3) :

$$\beta_s = \frac{\beta_s^\circ}{\alpha_s^\circ} \text{ avec } \alpha_s^\circ = \frac{2\pi}{N_s} \quad (2.1)$$

$$\beta_r = \frac{\beta_r^\circ}{\alpha_r^\circ} \text{ avec } \alpha_r^\circ = \frac{2\pi}{N_r} \quad (2.2)$$



**Définition des principaux paramètres géométriques des MRV à double saillance**

**Figure -3-**

Les caractéristiques électromagnétiques fondamentales de la MRV sont définies par le réseau du flux  $\phi(ni, \theta)$  d'une seule phase. On peut, en effet, supposer en première approximation que le couplage magnétique entre les différentes phases est négligeable. Le couple électromagnétique instantané produit par chaque phase peut ainsi être calculé par la dérivée de la coénergie  $W'_{em}$  :

$$c_1(\theta) = \frac{\partial W'_{em1}}{\partial \theta_m} = N_r \cdot \frac{\partial W'_{em1}}{\partial \theta} \text{ à } ni = C^{te} \quad (2.3)$$

où  $\theta_m$  est l'angle mécanique entre le rotor et le stator et  $\theta$  est l'angle électrique avec :

$$W'_{em1} = \int_0^{ni0} \phi_1(ni, \theta) \cdot dni \quad (2.4)$$

Les ampères-tours valent  $ni$  par phase et  $\frac{ni}{p}$  par dent.

Le couple total vaut donc :

$$c(\theta) = \sum_{k=1}^q N_r \cdot \frac{\partial W'_{emk}}{\partial \theta}$$

Afin de simplifier l'étude, nous émettons l'hypothèse d'un matériau magnétique saturant brutalement à une induction  $B_{sat}$  dont la valeur doit être choisie, en pratique, selon le niveau de saturation. Dans l'exemple présent, une valeur de **1,6 T** est utilisée, la validité d'une telle hypothèse a été vérifiée a posteriori par un calcul de champ par éléments finis effectué avec la caractéristique magnétique réelle du matériau et avec les dimensions finales de la MRV proposée.

La figure 4 montre les caractéristiques idéalisées (trait fort), en trait fin on a représenté l'allure des caractéristiques réelles d'un tel moteur. On peut remarquer les formes d'onde de la perméance et du couple "naturel" (obtenu à courant constant). L'aire hachurée correspond à l'énergie  $W$  convertie pendant un cycle d'alimentation idéal, c'est-à-dire avec un créneau d'ampères-tours d'amplitude  $nIM$  de durée angulaire  $D\theta_p$  et centré sur la zone de production de couple. Le couple moyen est proportionnel à  $W$  et vaut :

$$C = q \cdot N_r \cdot \frac{W}{2 \cdot \pi} \quad (2.5)$$

Les angles idéalisés caractéristiques de la perméance peuvent être définis par les angles de denture statorique et rotorique [4, 7]. Signalons que la durée angulaire de production de couple est liée à l'angle dentaire statorique par l'expression suivante :

$$D\theta_p = N_r \cdot \beta_s^\circ \quad (2.6)$$

Ainsi, pour obtenir la durée de  $2\pi/3$ , nécessaire dans une machine triphasée pour assurer une continuité du couple polyphasé, l'angle réduit  $\beta_s$  doit être supérieur ou égal à 0.5 dans le cas des structures 6/4 et 12/8 (0.25 dans le cas de la structure 6/8). Les grandeurs caractéristiques  $\phi_{sat}$  (flux de saturation),  $nI_{sat}$  et  $P_o$  (perméance d'opposition) peuvent être déterminées à partir des dimensions définies à la figure 3 et valent :

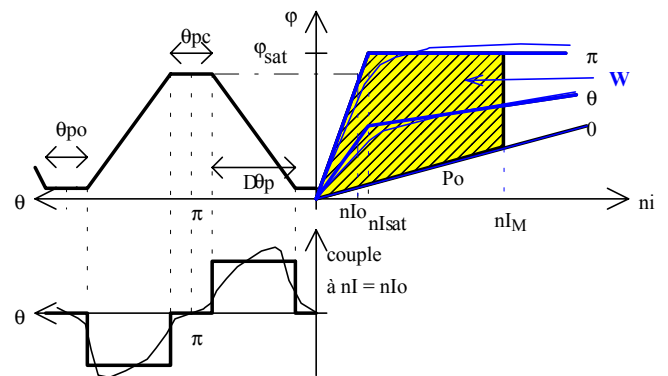
$$\phi_{sat} = B_{sat} \frac{2 \cdot \pi \cdot r \cdot L \cdot \beta_s}{N_s} \quad (2.7)$$

$$nI_{sat} = p \cdot \frac{B_{sat} \cdot e}{\mu_o} \quad (2.8)$$

Pour une géométrie de denture de proportions données, une étude par éléments finis [10] a montré que la perméance d'opposition  $P_o$  peut se calculer par :

$$P_o = \frac{P_o^* \cdot L}{p} \quad (2.9)$$

où  $P_o^*$  prend une valeur d'environ  $5 \mu H/m$  dans les MRV à grosses dents, si les dents rotoriques ont un angle dentaire minimal égal à celui des dents statoriques, ce qui est d'ailleurs nécessaire pour avoir une large plage de fonctionnement à puissance maximale constante. Le choix de l'angle dentaire rotorique s'effectue sur la base d'un compromis entre une puissance maximale élevée [15] et, une faible ondulation du couple instantané dans la plage à couple maximal constant.



**Modèle électromagnétique monophasé idéalisé linéarisé par parties. Énergie convertie par cycle**

**Figure -4-**

D'après la surface représentée à la figure 4 et l'expression (2.5), si le circuit magnétique est saturé, le couple peut s'exprimer par :

$$C = \frac{q \cdot N_r}{2\pi} \left[ \phi_{sat} \cdot nIM - \frac{1}{2} \phi_{sat} \cdot nI_{sat} - \frac{1}{2} P_o \cdot nIM^2 \right] \quad (2.10)$$

Notons que l'épaisseur de culasse  $e_c$  doit être suffisante afin que le niveau de saturation reste inférieur à celui des dents. Elle ne doit

cependant pas réduire exagérément la surface bobinable. On définit un coefficient  $k_c$  tel que :

$$e_c = k_c \cdot \beta_s \cdot r \cdot \frac{\pi}{N_s}$$

Il représente le rapport de l'induction moyenne dans les dents statoriques à l'induction dans les culasses. La valeur optimale de  $k_c$  est environ 1.1 pour un moteur assez fortement saturé.

Pour des bobines préfabriquées, nous définissons la surface bobinable  $S_b$  par le rectangle de hauteur  $h_s$  (hauteur des dents statoriques et hauteur bobinable) et de largeur, le demi-intervalle interdentaire statorique au niveau de l'entrefer :

$$S_b = h_s \cdot \frac{1 - \beta_s}{2} \cdot \frac{2\pi \cdot r}{N_s} \quad (2.11)$$

Soit :  $k_r = \frac{r}{R}$ , le rapport du rayon d'entrefer  $r$  sur le rayon extérieur  $R$  du circuit magnétique,  $S_b$  peut alors s'exprimer par :

$$S_b \approx \left[ 1 - k_r(1 + k_c \cdot \beta_s \cdot \frac{\pi}{N_s}) \right] (1 - \beta_s) \cdot k_r \cdot \frac{\pi}{N_s} \cdot R^2 \quad (2.12)$$

En définissant  $k_b$  [7] comme le rapport de la section utile de cuivre sur la surface bobinable (pour des enroulements bobinés sur gabarit et montés a posteriori, on peut obtenir une valeur de  $k_b$  égale à 0.6).

Dans le cas de l'alimentation à basse vitesse (inférieure à la vitesse de base) on peut considérer que le courant a une forme proche du créneau idéal. Pour calculer les ampères-tours efficaces, on définit un facteur de forme  $k_i$  tel que :

$k_i = \frac{nIM}{nI_{eff}}$ , la valeur de  $k_i$  est comprise entre 1,5 et 1,6 pour un moteur triphasé.

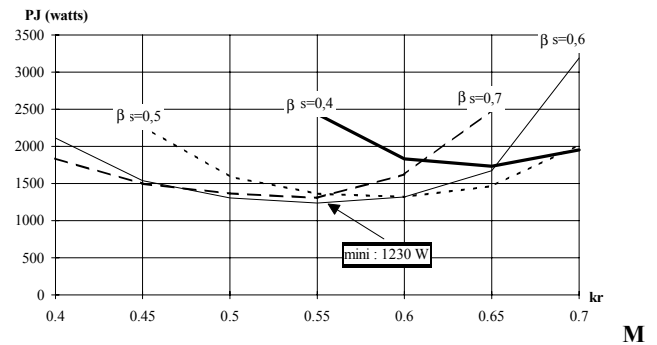
Les pertes Joule s'expriment alors par :

$$P_J = \rho \cdot \frac{2 \cdot q}{p} \cdot k_l \cdot L \cdot \frac{nIM^2}{k_i^2 \cdot k_b \cdot S_b} \quad (2.13)$$

où  $k_l$  est un coefficient de longueur variable (fonction de  $r$  et de  $\beta_s$ ), prenant en compte les têtes de bobines et supérieur à 1 [7].  $\rho$  est la résistivité des conducteurs.

Pour le couple souhaité, ici 100 N.m, on peut rechercher les valeurs optimales des paramètres. Il apparaît que l'entrefer doit être minimal ; dans le cas présent, compte tenu des dimensions générales et des contraintes économiques et d'environnement (vibrations), une valeur minimale de 0.8 mm est acceptable.

La figure 5 montre l'influence de  $k_r$  sur les pertes Joule à 150°C (la résistivité du cuivre vaut alors  $\rho = 2.5 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ ), pour plusieurs valeurs de  $\beta_s$ , avec un couple de 100 N.m, dans le cas d'une MRV de type 6/4, les valeurs de  $k_b$  et  $k_i$  valent respectivement 0.6 et 1.6, le coefficient d'épaisseur de culasse  $k_c$  vaut 1.1.



**RV triphasée 6/4. Influence du rapport rayon d'entrefer sur rayon extérieur sur les pertes Joule (C=100 N.m, R=125 mm, L=150 mm,  $k_b=60\%$ )**  
Figure -5-

Dans, le cas présent la valeur optimale de  $k_r$  est 0.57 et celle de  $\beta_s$  est 0.55, cette dernière est donc compatible avec les exigences de couple pulsatoire évoquées précédemment. Un doublement de la fréquence avec des structures 6/8 ou 12/8 conduit à des réductions respectives des pertes Joule d'environ 50% et 20%.

### 3- ANALYSE PARAMÉTRIQUE DES PERFORMANCES DU MOTEUR À AIMANTS PERMANENTS

Les paramètres dimensionnels du moteur à aimants sont sensiblement les mêmes que ceux du moteur à réductance hormis quelques particularités. Ils sont définis à la figure 6. En ce qui concerne les paramètres du stator, citons :

- le nombre de dents statoriques :  $N_s = 2 \cdot m_e \cdot q \cdot p$  où  $m_e$  est le nombre d'encoches par pôles et par phase,  $p$  le nombre de paires de pôles et  $q$  le nombre de phases;
- la largeur des dents :  $t$ , liée à l'induction dans les dents  $B_t$  ;
- la largeur des encoches :  $s$  ;
- la largeur de l'isthme d'encoche :  $i_s$ , proportionnelle à la largeur d'encoche  $i_s = k_{is} \cdot s$  ;
- l'épaisseur de culasse :  $e_c$ , liée à l'induction dans la culasse

**Bc.**

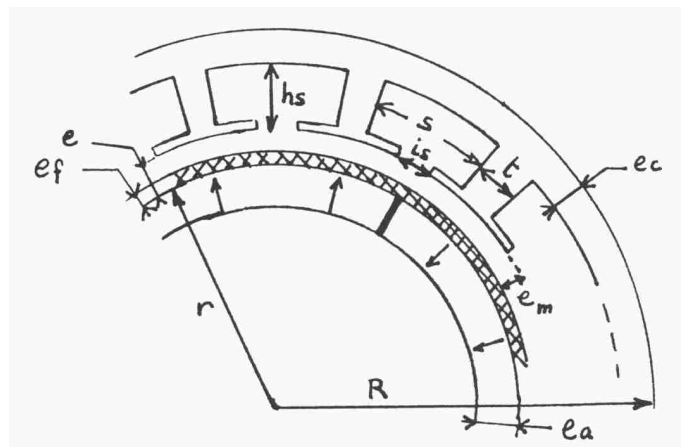
Pour ce qui est du rotor, ce sont :

- le rayon à la surface des aimants  $r$  ;
- l'épaisseur des aimants (mesurée radialement) :  $e_a$  (les aimants sont jointifs) ;
- l'épaisseur de la frette amagnétique assurant le maintien mécanique dynamique :  $e_f$  ;
- l'entrefer mécanique :  $e_m$  ;
- l'entrefer magnétique vaut alors :  $e = e_m + e_f$

Les caractéristiques des aimants sont idéalisées, nous les définissons à température constante, égale à 150°C, dans l'exemple choisi. On considère que leur aimantation reste constante et égale à  $B_a$ , que leur perméabilité relative vaut  $\mu_{ra}$  et, enfin, que leur champ démagnétisant vaut  $H_{dem}$ .

Deux types d'aimants sont envisagés, ce sont, d'une part, les "Samarium-Cobalt" Sm2Co17 que l'on notera simplement Sm-Co et, d'autre part, les ferrites de Strontium que l'on notera Fe. Les premiers sont

les plus performants des aimants à la température choisie mais ils sont aussi excessivement chers (environ 2000 FF/kg). On pourra préférer les nouvelles nuances Fer-Néodyme-Bore moins coûteuses mais dont la température maximale limite actuellement l'emploi. Leurs performances sont proches de celles des Sm-Co, ainsi les conclusions que nous tirerons de cette étude seront transposables à ce type d'aimants. Les ferrites, quant à eux, sont les plus économiques (environ 40 FF/kg) et sont particulièrement attrayants dans des fabrications en grande série.



**Figure -6- Paramètres dimensionnels du moteur à aimants permanents montés en surface**

Notons qu'il existe des aimants de performances intermédiaires entre les Sm-Co et les ferrites, ce sont par exemple les FeNdB avec liant plastique [3], mais eux aussi souffrent de limitation en température qui posent un problème lorsque l'on souhaite concevoir des moteurs à forte puissance massique qui, par conséquent, devront pouvoir travailler à température élevée.

Les caractéristiques des aimants utilisés dans le cadre de cette comparaison sont les suivantes (à 150°C) :

|         |             |                |                 |
|---------|-------------|----------------|-----------------|
| Ferrite | Ba = 0,29 T | $\mu_r = 1.1$  | Hdem = 300 kA/m |
| SmCo    | Ba = 1 T    | $\mu_r = 1.05$ | Hdem = 600 kA/m |

L'induction d'entrefer, si l'on ignore la modulation due aux encoches, reste constante sous un pôle, sa valeur est **Be** et peut se calculer par l'expression suivante :

$$Be = Ba \cdot \frac{ea}{ea + \mu_r \cdot Kc \cdot e} \cdot Kfa \quad (3.1)$$

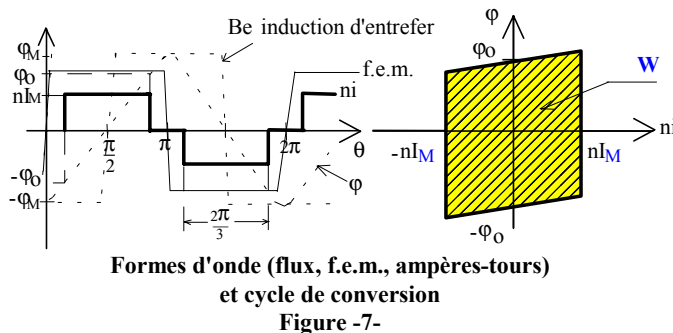
où **Kc** est le classique coefficient de Carter :

$$Kc = \left[ 1 - \frac{Ns \left( \frac{is}{e} \right)^2}{\left( 5 + \frac{is}{e} \right) 2 \cdot \pi \cdot r} \right]^{-1} \quad (3.2)$$

et où **Kfa** est un facteur de forme prenant en compte la forme non rectangulaire des aimants tuiles [11] :

$$Kfa = 1 - \frac{ea}{2 \cdot r} \quad (3.3)$$

Dans le cas défini (aimants jointifs,  $me=1$  ...), les formes d'onde de l'induction d'entrefer, celle du flux embrassé par une spire d'une phase, celle de la force électromotrice ainsi que celle des ampères-tours d'alimentation, sont données à la figure 7.



Dans le moteur à aimants, le couple peut se calculer de la même manière que pour le moteur à réluctance. Comme la perméance est sensiblement indépendante de la position angulaire, cela donne :

$$c(\theta) = \sum_{k=1}^q p \cdot \frac{d\phi_k}{d\theta} \cdot ni_k \quad (3.4)$$

La valeur de l'énergie convertie par cycle vaut :

$$W = 4 \cdot \phi_0 \cdot nIM \quad (3.5)$$

avec  $\phi_0$  la valeur du flux lors de la commutation du courant :

$$\phi_0 = \frac{2}{3} \cdot \phi M \quad (3.6)$$

$$\phi M = \frac{Be \cdot \pi \cdot r \cdot L}{p} \quad (3.7)$$

Le couple moyen peut être déterminé à partir de l'énergie convertie par cycle **W** :

$$C = \frac{4}{3} \cdot q \cdot Be \cdot r \cdot L \cdot nIM \quad (3.8)$$

Les pertes Joule peuvent être aussi déterminées par la méthode utilisée au chapitre précédent, les coefficients  $k_i$ ,  $k_b$  et  $k_l$  conservent les mêmes définitions. L'expression de  $k_l$  est, bien sûr différente de celle du

MRV, la valeur de  $k_i$  vaut environ  $\sqrt{\frac{3}{2}}$  si l'on considère des créneaux comme ceux définis à la figure 7.

Pour respecter la contrainte d'induction maximale **Bc** (ici : **1.6T**), l'épaisseur de culasse peut être calculée par :

$$ec = \frac{\pi \cdot r}{2 \cdot p} \cdot \frac{Be}{Bc} \quad (3.9)$$

De même, la largeur **t** d'une dent statorique, pour limiter l'induction à **Bt** (ici : **1.8T**), s'obtient par :

$$t = \frac{\pi \cdot r}{p \cdot q \cdot me} \cdot \frac{Be}{Bt} \quad (3.10)$$

La largeur d'une encoche s'obtient par l'expression suivante :

$$s = \frac{\pi \cdot r}{p \cdot q \cdot me} \cdot \left[ 1 - \frac{Be}{Bt} \right] \quad (3.11)$$

En négligeant la longueur de l'entrefer devant le rayon, la hauteur des dents vaut :

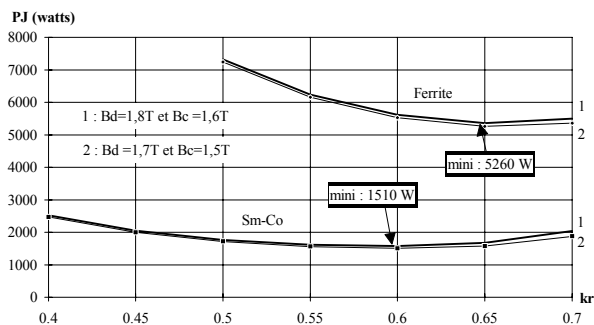
$$hs = R - r - ec - e$$

La section bobineable **Sb** est égale au produit **s.hs**. Ainsi les pertes Joule peuvent être calculées par :

$$PJ = p \cdot \frac{2 \cdot q}{p} \cdot kl \cdot L \cdot \frac{nIM^2}{ki^2 \cdot kb \cdot me \cdot Sb} \quad (3.12)$$

expression très proche de celle, (2.13), du MRV. De la même manière, on peut rechercher l'influence des nombreux paramètres sur les pertes Joule pour un couple donné. Il faut d'abord déterminer l'épaisseur d'aimants. Celle-ci doit être suffisante pour éviter la démagnétisation [13] au courant le plus élevé et doit cependant être minimale afin de limiter le coût. Lors de l'optimisation des dimensions, la valeur de **ea** est maintenue au-dessus de la valeur minimale correspondant à la démagnétisation. Nous obtenons pour valeurs de **ea** : **3 mm** et **20 mm**, respectivement pour le SmCo et pour la ferrite. Pour accepter une vitesse de rotation maximale de 12000 tr/mn (survitesse), sur un rotor d'environ 150 mm de diamètre, une frette en polyglass d'épaisseur **ef** égale à **1.5 mm** (Sm-Co) et **3 mm** (ferrite) est nécessaire. La valeur de l'entrefer mécanique étant ici moins critique que dans le cas de la MRV, une valeur de 1.5 mm a été retenue. L'entrefer magnétique **e** vaut ainsi **3 mm** (Sm-Co) et **4.5 mm** (ferrite).

Des encoches semi-fermées permettent de minimiser le coefficient de Carter et donc, de réduire l'entrefer équivalent. Ceci est particulièrement important lorsque l'épaisseur d'aimant **ea** est faible (coût minimal) devant celle de l'entrefer magnétique. L'induction d'entrefer **Be** peut ainsi être maximisée. Le coefficient de remplissage d'encoches semi-fermées est beaucoup moins bon que celui du MRV, raisonnablement, on peut prendre : **kb = 0.35**. La figure 8 montre, dans les conditions précédemment décrites (caractéristiques des aimants, diverses dimensions et température), l'évolution des pertes Joule en fonction du rapport **kr** (rayon d'entrefer sur rayon extérieur). Un accroissement de l'induction dans les dents et dans les culasses laisserait une place bobineable plus importante mais conduirait à des pertes fer prohibitives aux vitesses élevées. On remarque, ainsi qu'on pouvait le prévoir, que le moteur à aimants ferrites présente des pertes Joule beaucoup plus élevées que celui utilisant des aimants Sm-Co (environ 3.5 fois). Dans la publication [13], une comparaison à pertes égales entre un moteur Sm-Co et un moteur ferrite avait été menée. On avait montré, dans ce cas, que le moteur ferrite était 2 fois plus lourd que l'autre. Ici, pour les MAP Sm-Co et Ferrite respectivement, les coefficients de Carter **Kc** valent 1.23 et 1.26 et les inductions moyennes d'entrefer **Be** valent 0.43 T et 0.194 T.

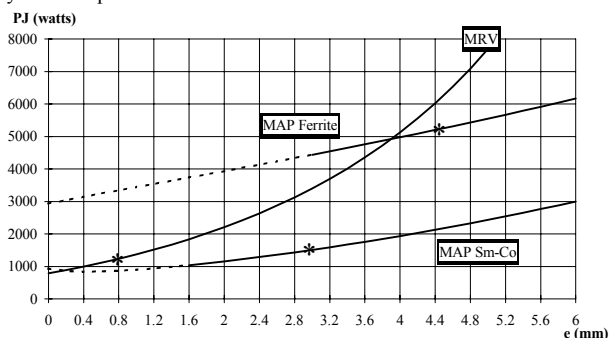


**MAP (p=2) Influence du rapport "rayon d'entrefer sur rayon extérieur" sur les pertes Joule  
(C=100 N.m, R=125 mm, L=150 mm, kb= 35%)**

**Figure -8-**

#### 4- COMPARAISON DES PERFORMANCES

Dans les deux chapitres précédents, nous avons effectué une étude paramétrique des deux moteurs fondée sur le calcul du couple moyen et des pertes Joule.



**Comparaison des pertes en fonction de la valeur de l'entrefer magnétique**  
**Figure -9-**

Il apparaît que les deux moteurs ont des caractéristiques comparables. Les expressions des pertes Joule montrent qu'elles sont proportionnelles au coefficient  $k_l$  rapport de la longueur totale d'un brin sur la longueur active, aussi pour des faibles nombres de pôles, le MRV

Dans le cas du MAP à aimants Sm-Co où l'épaisseur d'aimants n'est pas très élevée devant la longueur de l'entrefer magnétique, l'induction est assez faible, une valeur de 4 mm (au lieu de 3 mm) de cette épaisseur ferait passer les pertes Joule minimales de 1510 W à 1260 W (réduction de 17%), toutes les contraintes restant inchangées. Mais la masse d'aimants passe de 1.72 à 2.28 kg (densité 8.3) et leur prix (à 2000 FF/kg) croît d'environ 3500 à 4600 FF ! Pour comparaison, les aimants ferrites, avec 20 mm d'épaisseur) ont une masse de 6.7 kg (densité 5) et un prix d'environ 270 FF.

L'accroissement du nombre de paires de pôles conduit à une diminution sensible des pertes Joule. Ainsi avec 4 paires de pôles (au lieu de 2), dans le cas des aimants Sm-Co et ferrites, les pertes cuivre décroissent respectivement de 1510 à 790 W et de 5260 à 3100 W. Le gain est essentiellement dû à la forte réduction des longueurs de têtes de bobines (diminution de  $k_l$ ).

est avantagé par rapport au MAP grâce à ses bobinages concentrés. Dans les exemples choisis et avec les paramètres optimaux pour chaque moteur, les valeurs de  $k_l$  valent 1.6, 2.45, 2.62, respectivement pour le MRV, les MAP Sm-Co et Ferrites. La figure 9 montre la comparaison des pertes Joule des trois moteurs en fonction de l'entrefer magnétique. Pour les deux moteurs à aimants, on a représenté la courbe en pointillés lorsque l'entrefer devient inférieur à l'épaisseur de la frette nécessaire pour la vitesse maximale choisie. On peut remarquer que le moteur à aimants Sm-Co a des pertes plus faibles que le MRV à entrefer égal et que le moteur à aimants ferrites devient plus avantageux que le MRV si l'entrefer magnétique est supérieur à 4 mm environ. Remarquons aussi que si le coefficient de remplissage du bobinage de la MRV valait 50% au lieu de 60%, les pertes Joule seraient augmentées de 20% et l'intersection des courbes MRV et MAP ferrite se produirait pour une valeur de  $e$  égale à 3,2 au lieu de 4 mm. Avec un coefficient de remplissage d'encoche identique (0.6), le MRV et les MAP Sm-Co et ferrites auraient eu respectivement 1240, 880 et 3070 W de pertes Joule.

Le tableau T1 suivant récapitule les principales caractéristiques concernant les moteurs étudiés, au premier niveau d'optimisation, avec leurs contraintes d'entrefer propres (limites mécaniques ou frette) définies dans les chapitres 2 et 3. Rappelons que le couple de définition est 100 N.m et que le diamètre extérieur et la longueur active de fer valent respectivement : 250 et 150 mm.  $n_{IM}$  représente l'amplitude des ampères-tours par phase,  $AL$  est la densité linéique de courant,  $\delta$  est la densité de courant efficace dans les conducteurs et  $\sigma_T$  est la pression tangentielle d'entrefer.

|         | $k_i$ | $k_b$ | $k_l$ | $n_{IM}$ | $AL$       | $\delta$               | $B_c$   | $P_J$  | $\sigma_T$             |
|---------|-------|-------|-------|----------|------------|------------------------|---------|--------|------------------------|
| MRV     | 1.6   | 0.6   | 1.6   | 6940 A   | 60.2 kA/m  | 7.9 A/mm <sup>2</sup>  | -----   | 1240 W | 2.24 N/cm <sup>2</sup> |
| MAP S-C | 1.225 | 0.35  | 2.45  | 5180 A   | 53.8 kA/m  | 6.5 A/mm <sup>2</sup>  | 0.429 T | 1510 W | 1.89 N/cm <sup>2</sup> |
| MAP Fe  | 1.225 | 0.35  | 2.62  | 10574 A  | 101.5 kA/m | 10.3 A/mm <sup>2</sup> | 0.194 T | 5260 W | 1.6 N/cm <sup>2</sup>  |

**Tableau -T1-**

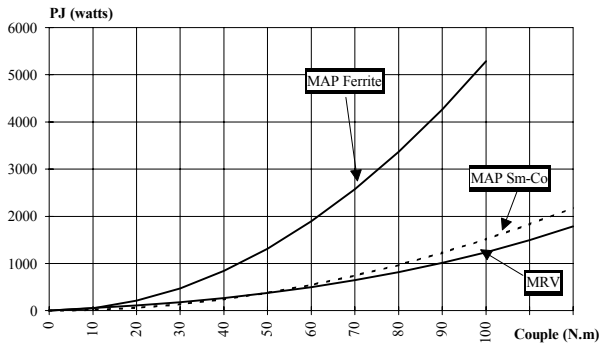
Si l'on s'intéresse au moment d'inertie, celui-ci est plus faible dans le cas du MRV pour deux raisons. La première est liée au fait que l'optimisation conduit à un rayon d'entrefer plus petit, la seconde est due à la denture rotorique qui, dans le cas de la structure 6/4, divise par plus de 2 le

"volume inertiel". Mais dans le cas de l'entraînement d'un véhicule, ce paramètre a peu d'importance.

Le tableau T2 donne un récapitulatif de l'influence de la structure (couple  $N_s/N_r$  pour le MRV et nombre  $p$  de paires de pôles pour le MAP).

| MRV  | PJ (watts) | MAP    | PJ (W) Sm-Co | PJ (W) Ferrite |
|------|------------|--------|--------------|----------------|
| 6/4  | 1240       | 2p = 4 | 1510         | 5260           |
| 6/8  | 470        | 2p = 6 | 1010         | 3780           |
| 12/8 | 990        | 2p = 8 | 790          | 3080           |

**Tableau -T2-**



**Pertes cuivre en fonction du couple**  
**Figure -10-**

A structure donnée, l'augmentation du nombre de pôles est plus favorable à la MAP dont les têtes de bobinages à pas diamétral se trouvent considérablement réduites. La MRV en bénéficie aussi mais dans une moindre mesure car ses bobines sont concentrées. On pourra aussi remarquer la très bonne efficacité de la structure 6/8.

## 5- CONCLUSION

Dans cet article, sur la base de modèles électromagnétiques simplifiés, nous avons calculé le couple moyen et les pertes Joule à basse vitesse du moteur à réluctance variable à double saillance (MRV) et du moteur synchrone à aimants permanents "tuiles" montés à la surface du rotor (MAP). Les aimants choisis étaient, d'une part, des ferrites économiques et, d'autre part, des samarium-cobalt (Sm-Co) ou encore des Fer-Néodyme-Bore dont les performances à température élevée (ici 150°C) sont légèrement inférieures. L'exemple d'un véhicule léger urbain a servi d'application à cette étude et les caractéristiques requises du moteur sont un couple maximal de 100 N.m de 0 à 2500 tr/mn et une plage de fonctionnement à puissance maximale constante de 2500 à 10000 tr/mn, avec une possibilité de survitesse à 12000 tr/mn. Des contraintes d'encombrement ont été imposées. Pour les MAP, l'épaisseur des aimants est conditionnée par la limite de démagnétisation, une frette est nécessaire pour assurer leur tenue mécanique à la vitesse maximale, celle-ci impose la valeur de l'entrefer magnétique. Quant au MRV, la valeur de son entrefer a été minimisée tout en respectant les contraintes liées à l'application. Compte tenu de la vitesse maximale relativement élevée, on a cherché à minimiser la fréquence électrique. Aussi une structure 6/4 a été retenue pour le MRV et les MAP ont été dotés de 2 paires de pôles. Nous avons montré l'influence de plusieurs paramètres importants comme le rayon d'entrefer ou encore la longueur de l'entrefer magnétique.

De cette comparaison, il ressort que le MRV a les pertes cuivre les plus faibles : 1240 W, alors que l'on obtient 1510 et 5260 W pour les MAP à aimants respectivement Sm-Co et ferrite. Les raisons essentielles des bonnes performances du MRV sont dues à ses courtes têtes de bobines et à son bon coefficient de remplissage d'encoche (0.6 au lieu de 0.35 pour les MAP à encoches semi-fermées). Nous avons aussi étudié l'influence d'un accroissement du nombre de pôles sur les pertes Joule, avec 4 paires de pôles, le MAP Sm-Co devient plus avantageux que le MRV. Le moteur à aimants ferrite conserve des performances très inférieures à celles du moteur à réluctance. Même à coefficient de remplissage d'encoche égal, ses pertes restent 2.5 fois plus élevées.

Nous n'avons malheureusement pas pu aborder la comparaison des pertes fer et de l'alimentation électronique. Au sujet des pertes fer, nous avons pris la précaution de comparer des structures dans lesquelles ces pertes sont du même ordre de grandeur. En ce qui concerne la puissance apparente silicium du convertisseur statique, celle du MRV est très légèrement

La figure 10 montre l'évolution des pertes cuivre en fonction du couple moyen pour les trois moteurs définis précédemment pour un véhicule urbain.

Nous avons, jusqu'ici, tenu un raisonnement fondé exclusivement sur les pertes cuivre, or la principale limite d'une machine électrique est thermique. En première approximation, à pertes égales, les bobinages de la MRV et de la MAP de mêmes dimensions devraient subir le même échauffement. En réalité, les bobines concentrées de taille importante de la MRV se trouvent défavorisées si l'échange de chaleur se fait à l'extérieur du stator. En revanche, si la dissipation thermique s'effectue par circulation de liquide à l'intérieur des bobines, des canaux peuvent être plus facilement aménagés dans ces dernières.

En résumé, la structure à réluctance variable à double saillance, a priori moins efficace, bénéficie de trois atouts qui lui permettent de rivaliser honorablement avec la structure synchrone à aimants en termes de performances. Ce sont ses courtes têtes de bobines, son bon coefficient de remplissage d'encoche et son induction qui lui permettent d'atteindre de tels résultats.

Quant aux moteurs à aimants, une disposition des aimants avec "concentration de flux" [14] augmenterait très sensiblement l'induction d'entrefer, surtout avec des ferrites. Cependant, il est nécessaire d'avoir un nombre de pôles suffisamment élevé (environ 6 à 8) pour pouvoir réaliser un tel rotor et ce nombre risquerait d'être incompatible avec les vitesses élevées de rotation requises ici.

supérieure à celle du MAP à f.e.m. trapézoïdales alimenté en quasi-créniaux de courant [16, 17]. En effet ces moteurs à réluctance bénéficient, grâce à leur structure à double saillance, d'un grand rapport d'inductances maximale sur minimale favorable à un bon "facteur de puissance".

Pour conclure, on peut résumer, comme suit, les avantages et inconvénients de chaque type de moteur :

Le moteur à aimants bénéficie d'une excitation gratuite qui lui confère de faibles pertes à faible couple à condition de disposer d'aimants performants, ses caractéristiques sont assez peu sensibles à la valeur de l'entrefer. Le couple instantané est relativement bien lissé et le fonctionnement est peu bruyant. En revanche, les aimants haute énergie ont un coût prohibitif dans des applications de grande diffusion et les aimants économiques, tels que les ferrites, conduisent à des performances médiocres. La démagnétisation des aimants limite le couple maximal. D'autre part, la tenue mécanique doit être assurée par une frette amagnétique qui augmente beaucoup la valeur de l'entrefer. Le rotor hétérogène nécessite un équilibrage plus difficile que celui du MRV. Le fonctionnement dans la zone à puissance maximale constante conduit à une forte dégradation du facteur de puissance et, ainsi, à un surdimensionnement du convertisseur. Des structures à aimants enterrés sont mieux adaptées à ce fonctionnement [19].

Le moteur à réluctance variable à double saillance est, sans doute, le moteur le plus économique grâce, aussi bien, aux matériaux utilisés, qu'à ses possibilités de fabrication automatique. Son convertisseur statique présente des avantages de simplicité et de sûreté de fonctionnement (demi-ponts asymétriques et phases indépendantes) [20]. Au-delà de la vitesse de base, la conversion statique peut s'opérer sans découpage. Les performances de ce moteur sont relativement sensibles à la valeur de l'entrefer mécanique qui doit être suffisamment faible : dans l'exemple, une valeur de 0.8 mm (pour un diamètre d'entrefer de 137 mm) permet d'obtenir des pertes Joule plus faibles que celles du moteur à aimants Sm-Co. En contre partie, le couple produit est naturellement pulsatoire. A basse vitesse, le problème peut être résolu par une commande appropriée [18] mais à vitesse élevée il subsiste. D'autre part, la structure et le principe de conversion rendent ce moteur plus bruyant que ses concurrents [21] surtout lorsque ses performances sont élevées. Des progrès restent à faire pour rendre le niveau de bruit acoustique compatible avec les exigences d'un véhicule électrique.

Il ressort de cette comparaison que le moteur à réluctance variable à double saillance mérite tout à fait d'être étudié dans le cadre du véhicule électrique alors que la plupart des efforts de recherche ne se portent actuellement que sur les moteurs asynchrone et synchrone [22].

## 6- BIBLIOGRAPHIE

- [1] T.J.E. MILLER  
"Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives"  
Oxford Science Publications, (1989).
- [2] P. LAURENT, M. GABSI, B. MULTON  
"Sensorless Rotor Position Analysis Using Resonant Method for Switched Reluctance Motor",  
IEEE Annual Meeting Industry Applications Society, Toronto, 1993.
- [3] M. JUFER, M. CRIVII, K. HAFETI  
"Switched Synchronous Motors"  
SM 100, Zürich, 27-29 August 1991, Part.II, pp. 455-459.
- [4] P.J. LAWRENSEN, J.M. STEPHENSON, P.T. BLENKINSOP, J. CORDA, N.N. FULTON,  
"Variable-Speed Switched Reluctance Motors",  
Proceedings IEE, Vol. 127, Pt. B, No. 4, July 1980, pp.253-265.
- [5] R.J. BLAKE, R.M. DAVIS, W.F. RAY, N.N. FULTON, P.J. LAWRENSEN, J.M. STEPHENSON  
"The Control of Switched Reluctance Motors for Battery Electric Road Vehicles",  
IEE Power Electronics and Variable Speed Drives, May 84, pp.361-364
- [6] P.J. LAWRENSEN, J.M. STEPHENSON, N.N. FULTON, J. CORDA  
"Switched Reluctance Motors for Traction Drives"  
I.C.E.M. 1980, RM/7, pp.410-417.
- [7] B. MULTON  
"Principe et éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées"  
Journées électrotechniques du club EEA, 25 et 26 mars 1993, Belfort, 19 p.
- [8] M. JUFER  
"Electromécanique", traité de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, Editions Georgi (1979).
- [9] M. KANT  
"Les actionneurs électriques pas à pas"  
Traité des nouvelles technologies, série automatique, Hermès.
- [10] D.P. TORMEY, D.A. TORREY, P.L. LEVIN  
"Minimum Airgap-Permeance Data for the Doubly-Slotted Pole Structures Common in Variable-Reluctance-Motors",  
Proc. IEEE, IAS annual meeting, Seattle Sept. 1990, pp.196-200.
- [11] N. BOULES  
"Two-Dimensional Field Analysis of Cylindrical Machines with Permanent Magnet Excitation",  
IEEE Trans. on I.A., Vol. 20, N°5, September-October 1984, pp. 1267-1277.
- [12] C. JACQUES  
"Moteur synchrone autopiloté à fort couple et haute compacité",  
Journées DRET électrotechnique avancée, octobre 1989, 13 p.
- [13] N.A. DEMERDASH, R.H. MILLER, T.W. NEHL, B.P. OVERTON, C.J. FORD  
"Comparison between Features and Performance Characteristics of Fifteen H.P. Samarium Cobalt and Ferrite Based Brushless DC Motors Operated by the Same Power Conditioner",  
IEEE Trans. on PAS, Vol. 102, N°1, January 1983, pp. 104-112.
- [14] M. LABRAGA, B. DAVAT, M. LAJOIE-MAZENC  
"Conception d'un servomoteur à aimants permanents ferrites à entraînement direct",  
5<sup>e</sup> Colloque sur les moteurs pas à pas, Nancy, juin 1988, pp. 125-134.
- [15] B. MULTON, S. HASSINE, J.Y. LE CHENADEC  
"Pole Arcs Optimization of Vernier Reluctance Motors Supplied with Square Wave Current".  
"Electric Machines and Power Systems", Vol.21, N°6, 1993.
- [16] B. MULTON, C. GLAIZE  
"Optimisation du dimensionnement des alimentations des machines à réluctance variable",  
Revue de physique appliquée, N° 22, Mai 1987, pp. 339 à 357.
- [17] B. MULTON, C. GLAIZE  
"Size Power Ratio Optimization for the Converters of Switched Reluctance Motors",  
IMACS TC1'90, Nancy, Septembre 1990.
- [18] 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.
- [19] T.M. JAHNS, G.B. KLIMAN, T.W. NEUMANN  
"Interior Permanent Magnet Synchronous Motors For Adjustable-Speed Drives"  
IAS Annual Meeting 1985, pp.814-823.
- [20] Ch. M. STEPHENS  
"Fault Detection and Management System for Fault-Tolerant Switched Reluctance Motor Drives",  
IEEE Trans. Industry Applications, Vol.27, n°6, Nov/Dec. 1991, pp.1098-1102.
- [21] D.E. CAMERON, J.H. LANG, S.D. UMANS  
"The Origin and Reduction of Acoustic Noise in Doubly Salient Variable Reluctance Motors",  
IEEE Trans. on IA, Vol.28, n°6, Nov/Dec. 1992, pp.1250-1255.
- [22] M.J. RIEZENMAN  
"Electric Vehicles (special report)"  
IEEE Spectrum, Nov.1992, pp.18-24, 93-101.