



HAL
open science

Couplage de méthodes pour le calcul rapide des caractéristiques électromagnétiques des machines à réluctance variable à double saillance

Marc Geoffroy, Bernard Multon, Emmanuel Hoang, R. Neji

► To cite this version:

Marc Geoffroy, Bernard Multon, Emmanuel Hoang, R. Neji. Couplage de méthodes pour le calcul rapide des caractéristiques électromagnétiques des machines à réluctance variable à double saillance. Colloque " méthodes informatiques de la conception industrielle ", Jun 1993, MARSEILLE, France. pp.81-90. hal-00673977

HAL Id: hal-00673977

<https://hal.science/hal-00673977>

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.

COUPLAGE DE METHODE POUR LE CALCUL RAPIDE DES CARACTERISTIQUES
ELECTROMAGNETIQUES DES MACHINES A RELUCTANCE VARIABLE A DOUBLE SAILLANCE.

M.GEOFFROY, B MULTON, E HOANG, R NEJI (ENIS SFAX)

Laboratoire d'Electricité Signaux et Robotique (L.E.Si.R) URA CNRS D1375

Ecole Normale Supérieure de Cachan

61, Avenue du président WILSON

F 94 235 CACHAN Cédex

INTRODUCTION

La modélisation de processus complexes nécessite aujourd'hui la mise en oeuvre de modèles variés intégrant différentes approches du problème traité et permettant la simulation de plusieurs aspects du comportement des systèmes étudiés. La nécessité d'utiliser des mécanismes d'auto-adaptativité des modèles en fonction des résultats obtenus et de la prédiction de l'erreur pose le problème du coût humain et informatique souvent trop important pour permettre une optimisation structurelle du processus étudié. En conséquence, il existe un réel besoin de modèles simplifiés, capables de fournir des résultats approchés mais assez précis pour permettre une étude quantitative et pour fournir des résultats susceptibles d'être injectés dans des modèles de sensibilité plus fine.

Les outils de calculs de champs par éléments finis, associés à des mailleurs automatiques permettant la mise en oeuvre de méthodes de calcul auto-adaptatif, donnent aujourd'hui une prédétermination fiable des caractéristiques électromagnétiques des machines électriques. Par contre, les temps de calcul nécessaires à cette étude ne permettent pas une optimisation globale de la structure complète.

En ce qui concerne par exemple les machines cylindriques à réluctance variable à double saillance[1], des problèmes liés à l'utilisation d'entrefer faible, et au fonctionnement en régime saturé, ainsi que l'absence de symétries globales des sources et de la structure rendent la modélisation par des méthodes de calcul de champ par éléments finis particulièrement longue.

En conséquence, nous avons cherché des modèles simplifiés permettant une approche correcte des caractéristiques de fonctionnement de ces machines[2]. Ces méthodes basées sur un découpage élémentaire en tronçons de la structure donnent des résultats rapides permettant d'étudier l'influence des paramètres dimensionnels. Par contre, ces modèles simplifiés nécessitent ponctuellement la mise en oeuvre de calculs spécifiques par éléments finis. comme par exemple pour l'étude de l'inductance en opposition ou pour l'étude des phénomènes de saturation locale.

Le couplage de ces deux méthodes permet un bon compromis entre l'obtention de résultats fiables et une rapidité suffisante nécessaire à l'optimisation des paramètres géométriques de ces machines.

Après un rappel de la structure des machines cylindriques à réluctance variable à double saillance ainsi que de leur caractéristiques de fonctionnement, nous prédéterminerons les performances de ces machines à l'aide d'outils de calcul de champ par élément finis. Nous montrerons la nécessité de mettre en oeuvre des méthodes de maillage auto-adaptatives nécessitant des temps de

calcul importants pour obtenir des résultats corrects, mais rendant ce type d'outils inadaptés à une optimisation globale de la structure.

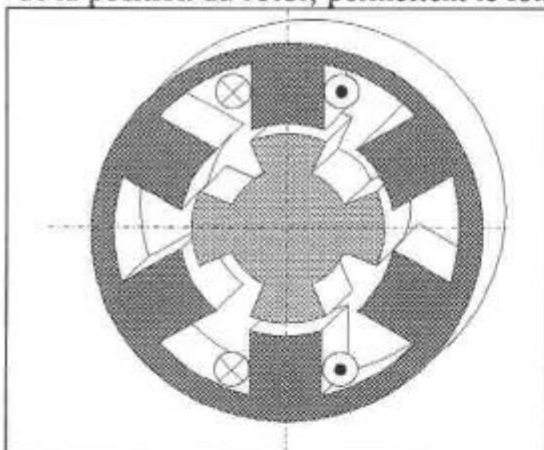
En conséquence, nous étudierons des modèles élémentaires basés sur le calcul de réluctance. Le principe consiste à "découper" la machine en éléments simples à l'intérieur desquels nous supposerons l'induction constante ou présentant une loi d'évolution connue. Nous calculerons les réluctances de tous ces éléments simples afin de déduire le flux dans chaque partie de la machine.

Après l'étude d'un modèle linéaire puis saturé, nous montrerons la nécessité de faire appel, dans un premier temps, à une base de donnée obtenue par éléments finis pour déterminer la perméance dans une position proche de l'opposition et, dans un second temps, à une série de calculs ponctuels par la méthode des éléments finis, pour prendre en compte le phénomène de saturation locale difficile à paramétrer avec les modèles simplifiés présentés.

1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE A DOUBLE SAILLANCE.

1.1. Production de couple par variation de réluctance.

La figure I.1 représente une machine à réluctance variable à double saillance constituée d'un stator et d'un rotor composés respectivement de N_s et N_r dents. Des bobines alimentées en fonction de la position du rotor, permettent le fonctionnement du dispositif.



- Figure I.1-Structure d'une machine à réluctance variable à double saillance

Les phases sont alimentées successivement pour décrire un cycle de fonctionnement. On obtient une révolution complète du rotor après qN_r cycles de fonctionnement, avec N_r le nombre de dents rotoriques et q le nombre de phases.

Si l'on note f la fréquence électrique et f_{rot} la fréquence rotorique, on a :

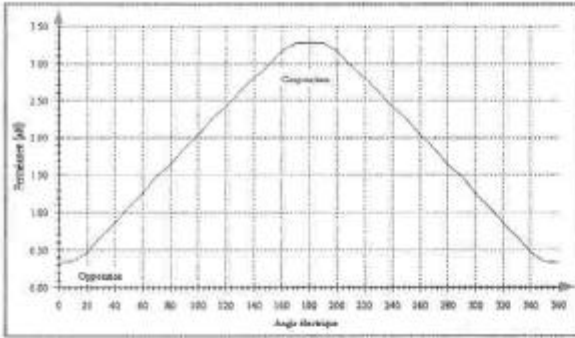
$$f = f_{rot} \cdot N_r \quad (I.1)$$

Dans une machine à réluctance variable, il y a production de couple par la tendance naturelle du dispositif à prendre la position de réluctance minimale, appelée position de

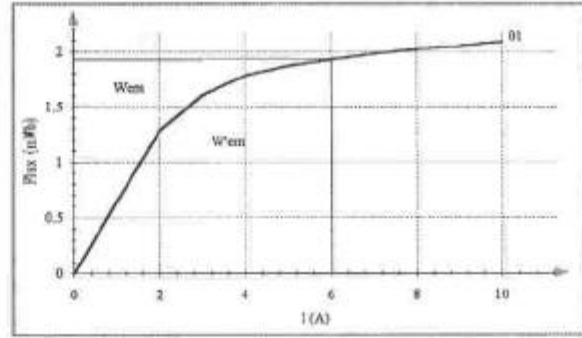
conjonction (figure I.1). Cette position particulière correspond à un alignement d'une dent rotorique avec le pôle statorique excité qui donne la valeur maximale de l'inductance vue par le bobinage d'excitation.

De même, on définit une position particulière correspondant à la valeur minimale de l'inductance vue par le bobinage d'excitation ou bien encore par un alignement d'une dent statorique avec l'espace interpolaire rotorique. Cette position est appelée position d'opposition.

La période électrique correspond à un cycle de fonctionnement défini comme le passage de la position d'opposition à la position de conjonction puis le retour à la position d'opposition (Figure I.2).



- Figure I.2 -Forme d'onde de perméance définissant l'opposition et la conjonction.



- Figure I.3 -Energie et co-énergie électromagnétiques

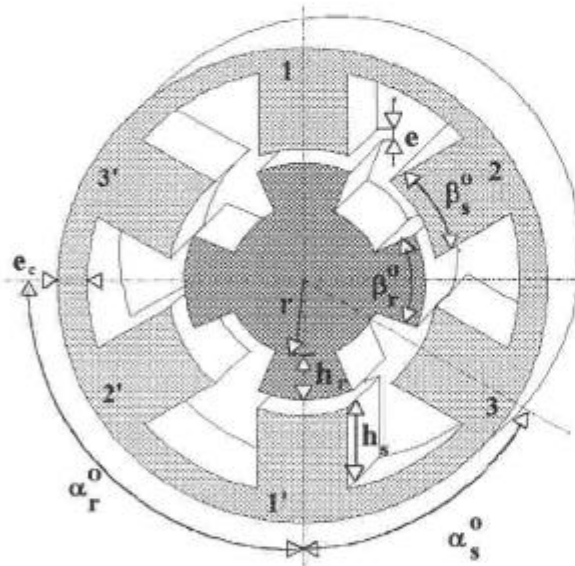
Soient W_{em} l'énergie électromagnétique et W'_{em} la co-énergie définies sur la caractéristique $\phi=f(I)$ du dispositif (Figure I.3). On peut exprimer le couple électromagnétique moteur par:

$$C(\theta, i) = \frac{-\partial W_{em}(\theta, i)}{\partial \theta} \quad \phi = Cte \quad (I.2)$$

La machine est ainsi complètement définie si l'on connaît son réseau de caractéristiques $\phi = f(I, \theta)$.

1.2. Structure électromagnétique et paramètres associés.

La figure I.4 présente un exemple de structure électromagnétique d'un moteur à réluctance variable Vernier. La structure est de type 6-4 (6 dents au stator et 3 phases, 4 dents au rotor). [3]



N_r, N_s : Nombre de dents au rotor et au stator

h_r, h_s : hauteur des dents rotoriques et statoriques

e : largeur d'entrefer r : rayon du rotor

e_c : épaisseur de la culasse

α_r^o, α_s^o : angle polaire rotorique et statorique

β_r^o, β_s^o : angle dentaire rotorique et statorique

β_s et β_r sont les angles réduits des dents par rapport au pas polaire correspondant.

$$\alpha_r^o = \frac{2\pi}{N_r} \quad \alpha_s^o = \frac{2\pi}{N_s}$$

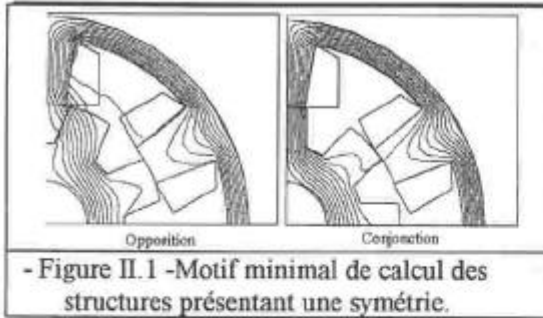
$$\beta_r^o = \beta_r \cdot \alpha_r^o \quad \beta_s^o = \beta_s \cdot \alpha_s^o$$

2. DETERMINATION DES CARACTERISTIQUES PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS.

Ces dix dernières années ont vu l'apparition de nombreux outils de calculs, basés sur le calcul de champ par éléments finis, et permettant l'étude de structures électromagnétiques.

Ces produits permettent le calcul de structures en deux ou trois dimensions et possèdent généralement des calculateurs associés qui déterminent les performances de la machine.

2.1. Définition de la structure.



Afin de minimiser l'étude, il est parfois possible d'utiliser les symétries naturelles de la structure et des sources. Or, pour une machine à réluctance variable à double saillance, seules les positions de conjonction et d'opposition présentent une symétrie à la fois des sources et de la structure. En conséquence, il ne sera pas possible d'étudier un modèle dentaire élémentaire de la machine.

Ceci représente un handicap important pour la mise en oeuvre du procédé d'optimisation des machines à réluctance variable à grosses dents.

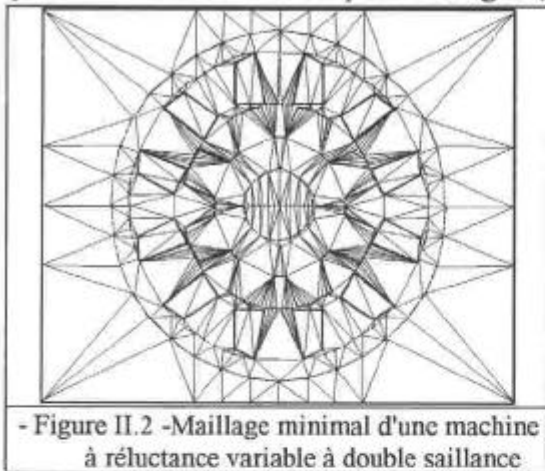
2.2. Validité et exploitation des résultats.

Lors de l'utilisation de techniques numériques, il est important d'évaluer les erreurs commises sur les résultats. Il est parfois possible, lorsque l'évaluation de l'erreur est permise, de mettre en oeuvre un processus d'affinage des résultats.

Dans le cas de résolution d'équations aux dérivées partielles par la méthode des éléments finis, plusieurs facteurs ont un rôle prépondérant sur la précision de la mesure.

❶ Quantification du domaine dans l'espace.

Le découpage du domaine en éléments finis est une étape essentielle dont dépend forcément la qualité de la solution. On peut distinguer, dans un premier temps, le maillage élémentaire qui peut



être obtenu à partir de la structure à étudier. Il est souvent utile de subdiviser les éléments afin d'améliorer la solution. Cette subdivision peut se réaliser de façon automatique en fonction de la localisation de l'erreur. Cette quantification dans l'espace et donc la résolution du système en un nombre fini de points engendre des erreurs sur la solution du fait même de la méconnaissance de l'évolution de la variable d'état autour des points calculés. Afin de résoudre le système d'équations en

chaque noeud du domaine, il est nécessaire d'imposer une loi d'évolution entre ces points. C'est une deuxième source d'approximation.

❷ Mise en équation du problème à étudier.

Lors de la mise en forme du système d'équations à résoudre sur le domaine discret, il est utile de lier le potentiel d'un noeud du triangle aux autres noeuds. Pour cela, il faut appliquer une loi de variation ou d'approximation entre les noeuds. Elle est généralement du premier ou du second ordre. Le choix de cette fonction d'approximation engendre des erreurs sur le calcul de la variable d'état sur les noeuds.

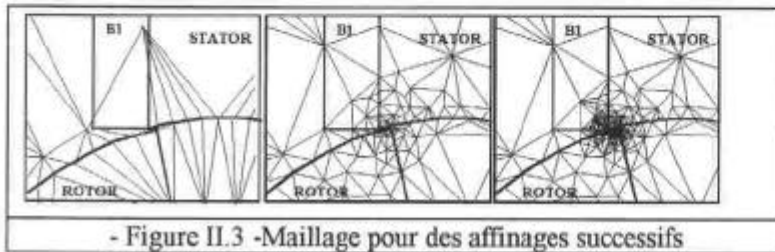
❸ Résolution du système d'équation.

La résolution du système d'équations par des méthodes numériques ne permet de trouver qu'une solution approchée au système d'équations. Les méthodes de résolution mises en oeuvre permettent généralement d'évaluer l'erreur sur la solution trouvée. En conséquence, on peut estimer que les erreurs dues à la résolution du système d'équations peuvent être négligées dans le cas où les critères de convergence ont été convenablement choisis.

2.3. Evaluation et localisation de l'erreur.

Lorsque le système d'équations est résolu, il est possible d'estimer l'erreur sur le résultat. Il existe de nombreux critères d'estimations d'erreurs[4]. L'un des critères utilisé est basé sur la dualité des équations de champs[5].

Dans la résolution d'un problème de champ magnétique, les deux formulations possibles pour la résolution des équations de Maxwell sont associées à une dualité énergétique, ce qui permet d'évaluer et de quantifier l'erreur. Cette erreur peut être estimée sur chaque élément du maillage et ainsi, il est possible de déterminer les éléments qu'il faudra subdiviser pour améliorer la solution.

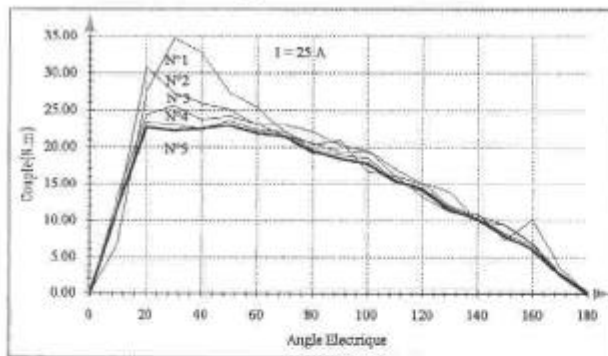


- Figure II.3 -Maillage pour des affinages successifs

Le maillage initial obtenu par triangulation de Delaunay permet cette subdivision tout en conservant un maillage correct.

Nous avons présenté à la figure II.7 les cartes de champ obtenues après trois itérations d'affinages successifs du maillage.

Nous avons représenté à la figure suivante, le tracé du couple à différentes étapes du processus de remaillage.



- Figure II.4-Calcul du couple en fonction du nombre d'affinages.

Le nombre de triangles est multiplié par 10 entre la première et la dernière itération.

Au final, 6000 triangles, dont une grande partie est localisée au voisinage de l'entrefer, dans la zone de champ élevé, auront été nécessaires pour obtenir une allure satisfaisante du couple. Le temps de calcul est important (≈ 1 heure par itération pour un point de fonctionnement (q, I) avec un

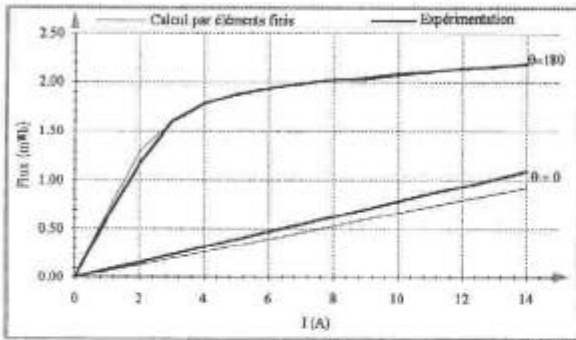
processeur 486 33MHz)

2.4. Comparaison avec l'expérimentation.

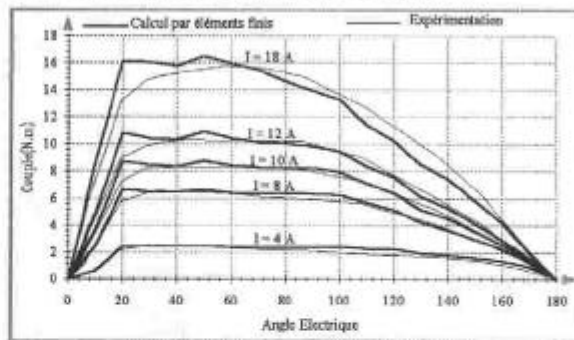
La structure étudiée est une machine à réluctance variable définie par : $N_r = 8$ et $N_s = 6$

r_r (mm)	e (mm)	r_c (mm)	r_a (mm)	h_r (mm)	h_s (mm)	β_s	β_r
41.2	0.2	71.5	15	13.82	22.1	0.318	0.5

La figure II.6 présente les allures du flux en fonction du courant pour l'opposition et la conjonction. On remarque une prédétermination correcte de l'allure en conjonction. Par contre, en opposition, on constate une erreur de 20% qui peut être expliquée par des effets 3D.



- Figure II.6 -Comparaison des caractéristiques $\phi=f(i)$.



- Figure II.7 -Comparaison des allures du couple.

La figure II.7 présente les résultats obtenus pour le calcul du couple. On observe, sur la comparaison des allures de couple la même difficulté que pour le flux au point de fonctionnement $\theta=20^\circ$ en régime de saturation élevée. Il faut noter que la prédétermination des caractéristiques complètes de couple nécessite des temps de calcul de l'ordre de plusieurs jours afin d'obtenir une précision acceptable.

3. MODELE ANALYTIQUE DE CALCULS DE PERMEANCE.

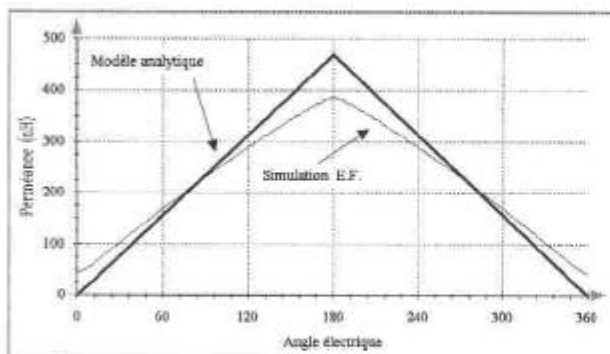
Une deuxième approche consiste à utiliser des modèles analytiques basés sur le calcul de réluctance. Le principe est fondé sur le "découpage" de la machine en éléments simples à l'intérieur desquels nous supposons l'induction constante ou présentant une loi d'évolution connue.

Nous calculerons les réluctances de tous ces éléments simples afin de déduire le flux dans chaque partie de la machine. C'est ce type de modèle que nous allons développer par la suite.

3.1. Modèle linéaire.

3.1.1. Forme d'onde de perméance idéalisée.

Lorsque le circuit magnétique n'est pas saturé et que les fuites magnétiques ainsi que les effets de bord sont négligeables, on peut calculer l'inductance propre de chaque phase à partir des



- Figure III.1 -Forme d'onde de perméance en fonction de l'angle électrique θ .

surfaces en regard des dents rotoriques et statoriques.[6] Ainsi pour une phase, l'inductance évolue linéairement avec l'angle de recouvrement des dents rotoriques et statoriques. Elle prend une valeur minimale L_o en position d'opposition et une valeur maximale L_c en position de conjonction. La forme d'onde de perméance représentée ci-contre est obtenue à partir de :

$$P(\theta) = \frac{P_c(\theta)}{2} = \mu_o \cdot \frac{\beta_s \cdot \theta}{N_s} \cdot \frac{r \cdot l}{2 \cdot e} \quad (\text{III.1})$$

On peut faire deux remarques :

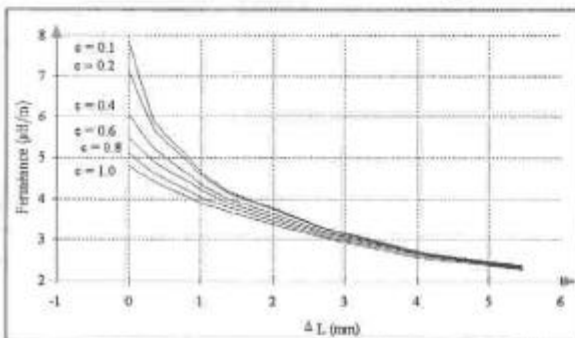
- - Le modèle choisi donne pour la position d'opposition une perméance nulle. En réalité, la réluctance de l'entrefer ainsi définie, ne peut avoir de sens que pour θ suffisamment grand.
 - - Pour la position de conjonction, la réluctance du fer ne peut pas être négligée.
- C'est en tenant compte de ces deux remarques, que nous allons développer, dans un premier temps, un modèle analytique linéaire.

3.1.2. Calcul de l'inductance en opposition.

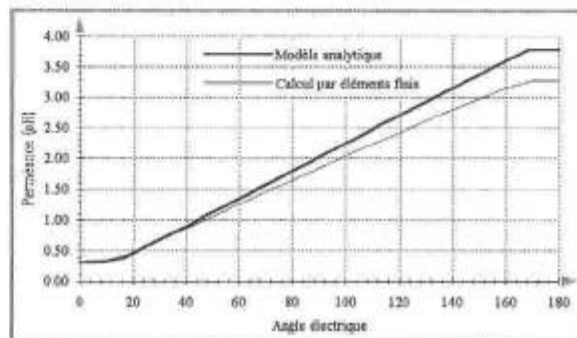
Pour le calcul de l'inductance en opposition, on a prédéterminé par la méthode de calcul de champ par éléments finis la valeur de l'inductance en opposition pour différents paramètres géométriques influents. Si l'on note $\Delta\theta$ l'angle interpolaire en opposition, on peut écrire :

$$\Delta\theta = \pi \cdot \left(\frac{1 - \beta_r}{N_r} - \frac{\beta_s}{N_s} \right) \quad (\text{III.2})$$

On a montré[2], lors d'une étude par éléments finis, que l'inductance en opposition est constante à $\Delta L = \text{cte}$. Les figures suivantes, présentent les résultats obtenus lors du calcul par éléments finis de la perméance en opposition ainsi que de la forme de perméance déduite.



- Figure III.2 -
Influence de ΔL sur l'inductance en opposition .



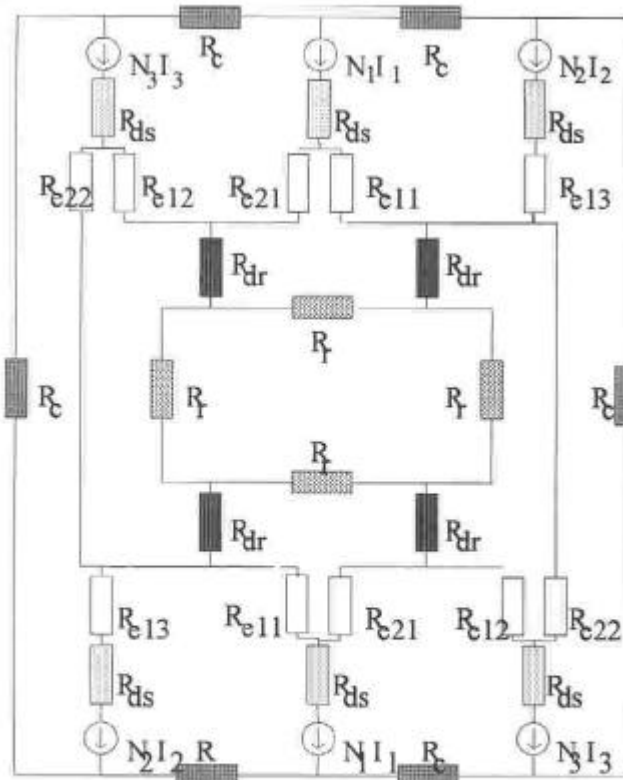
- Figure III.3 -Comparaison de forme de perméance du modèle et du calcul par éléments finis.

3.1.3. Prise en compte du circuit magnétique. Etude du couplage.

La réluctance du fer, même dans le cas d'un fonctionnement en linéaire, n'est pas négligeable pour une machine à réluctance variable dans laquelle l'entrefer est généralement faible. De plus, on néglige habituellement les couplages entre phases, or ceux-ci peuvent avoir une importance si plusieurs phases sont alimentées simultanément.

Nous avons donc, exploité un modèle de la machine en modélisant chaque tronçons du circuit magnétique par une réluctance équivalente, et en tenant compte de la réluctance d'entrefer préalablement défini.[7][2]

On a étudié[2], à la figure III.IV et III.V, l'influence de la perméabilité du fer sur les mutuelles car, pour de faibles niveaux d'excitation, et donc lorsque la perméabilité diminue, la perméance propre diminue alors que les perméances mutuelles augmentent. De ce fait, les phénomènes de couplage ne sont plus négligeables.



Avec

R_{ds} : Réluctance d'une dent statorique

R_{dr} : Réluctance d'une dent rotorique

R_r : Réluctance du rotor

R_c : Réluctance de la culasse.

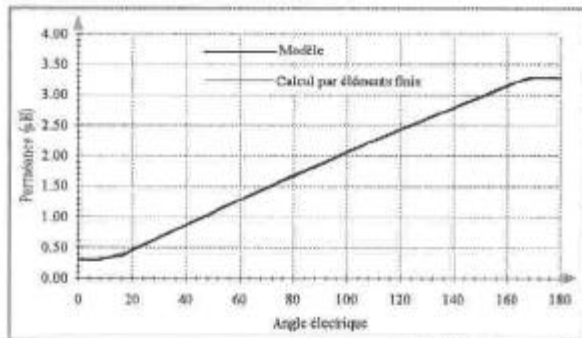
Les expressions des réluctances sont les suivantes:

$$R_{ds} = \frac{h_s}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot \beta_s}{N_s} \right) \cdot r \cdot l}$$

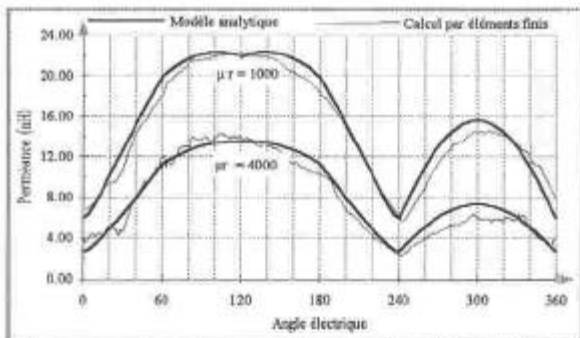
$$R_{dr} = \frac{h_r}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot \beta_r}{N_r} \right) \cdot r \cdot l}$$

$$R_c = \frac{\pi \cdot \left(r + h_s + \frac{e_c}{2} \right)}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot 2 e_c \cdot l} \quad R_r = \frac{\pi \cdot \left(\frac{r - h_r + r_a}{2} \right)}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot 2 \cdot (r - h_r - r_a) \cdot l}$$

Les résultats obtenus pour les perméances propre et mutuelle sont présentés ci-dessous.



- Figure III.4 - Comparaison de formes de perméances du modèle et du calcul par éléments finis.

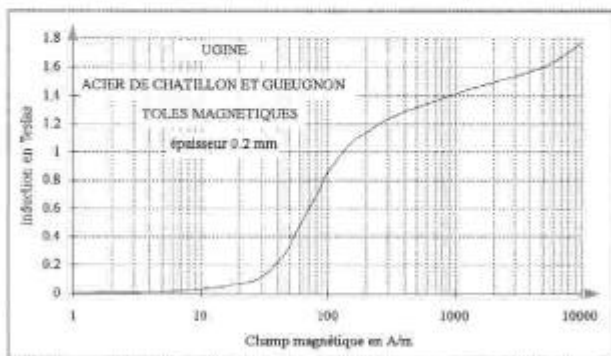


- Figure III.5 - Allure des perméances mutuelles en fonction de la perméabilité du fer

3.2. Modèle saturé.

En utilisant le modèle précédent, il est possible de faire varier la perméabilité relative du fer pour chaque élément, en fonction du niveau de saturation. La méthode consiste à calculer plusieurs fois le flux dans chaque élément en modifiant la perméabilité à chaque itération.

3.2.1. Caractéristique magnétique du fer.



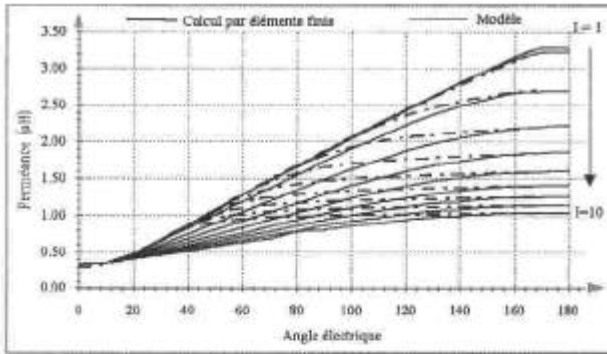
- Figure III.6 -Caractéristique magnétique des tôles.

La figure II.23 montre la caractéristique d'une tôle utilisée pour la construction d'un moteur.

Afin de simplifier le calcul numérique, on a choisi un modèle analytique de cette caractéristique :

$$H \leq H_0 \Rightarrow \mu_r = \mu_{r0} \cdot e^{\frac{0.998 H^2}{2 H_0^2}}$$

$$H \geq H_0 \Rightarrow \mu_r = 1 - \frac{1 - \mu_{r0} e^{\frac{0.998}{2}}}{H^2} \cdot H_0^\alpha$$



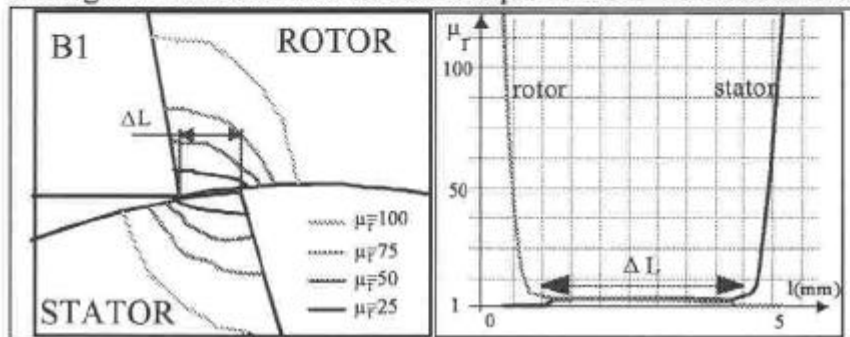
- Figure III.7 - Comparaison du modèle et du calcul de champ par éléments finis

On a tracé en régime saturé l'allure de la perméance pour différentes valeurs de saturation. On peut remarquer une grande différence pour des positions intermédiaires entre la position de conjonction et celle d'opposition.

En effet, lorsque la surface commune aux dents statoriques et rotoriques en vis-à-vis est faible, un phénomène de saturation locale au niveau de la denture se produit.

3.2.2. Prise en compte de la saturation locale.

Cette saturation locale intervient lorsqu'une dent statorique n'est pas saturée de façon homogène. On rencontre ce cas lorsque le vis-à-vis entre une dent statorique et une dent rotorique est faible.



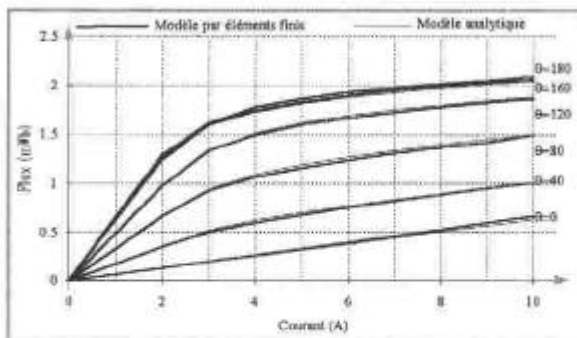
- Figure III.8 - Représentation locale des lignes de perméabilité constante.

En conséquence, la perméabilité du matériau n'est pas constante le long des dents statoriques et rotoriques.

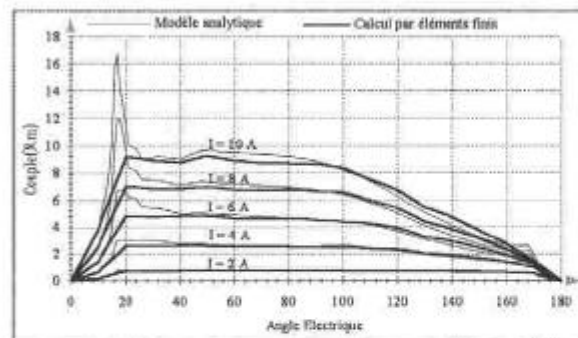
Une étude par la méthode des éléments finis montre que la largeur de saturation locale est égale à la largeur en vis-à-vis, notée ΔL . On a défini de façon

empirique la réductance équivalente de l'élément lié à la saturation locale.

Les figures suivantes comparent les résultats obtenus entre le calcul par éléments finis et le calcul à l'aide du modèle préalablement établi.



- Figure III.9 - Comparaison des caractéristiques $\phi=f(i)$.



- Figure III.10 - Comparaison des allures du couple.

On peut remarquer une bonne similitude des résultats pour toutes les positions et pour toutes les valeurs de courant. On remarque également, que le point de fonctionnement pour $\theta=20^\circ$ est aberrant, ceci étant dû à une mauvaise appréciation de la saturation locale.

CONCLUSION

Nous avons présenté deux méthodes classiques de prédétermination des caractéristiques électromagnétiques des machines à réductance variable à double saillance.

La première méthode utilise des outils spécifiques de calcul de champ par éléments finis, aujourd'hui largement développés dans le domaine de l'électromagnétisme. Ils nécessitent, dans notre cas, la mise en oeuvre de logiciels spécifiques permettant de réaliser les calculs automatiquement en fonction de l'erreur que l'on peut estimer.

Cependant, l'obtention des allures de couple en fonction de la position du rotor et paramétrées en fonction du courant, demande des temps de calcul prohibitifs de l'ordre de plusieurs dizaines d'heures. Il n'est pas concevable, dans ces conditions, de considérer ces outils comme une aide suffisante à l'optimisation du dimensionnement des machines à réductance variable.

En conséquence, nous avons étudié un autre type de modèle basé sur un découpage en tronçons du circuit magnétique. Le temps de calcul utile à la résolution est alors largement compatible avec une optimisation de la machine.

L'établissement de ces modèles nécessite cependant un couplage avec le calcul par éléments finis pour, d'une façon automatique, tenir compte de l'inductance en opposition ainsi que de la perméance autour de cette position. De plus pour tenir compte de la saturation locale, il est utile de calculer, pour chaque niveau d'excitation, le coefficient lié à la saturation locale.

En conclusion, la modélisation utilisera de plus en plus des mécanismes d'auto-adaptativité des modèles en fonction des résultats obtenus, ainsi que des couplages entre différentes études de sensibilités diverses. Nous avons montré, sur un exemple précis, l'intérêt d'utiliser des modèles simplifiés en les couplant ponctuellement avec des modèles plus fins pour obtenir une méthode performante et suffisamment rapide d'optimisation globale d'une structure complète.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] B.MULTON, "Principe et éléments de dimensionnement des machines à réductance variable à double saillance autopilotées" Journées Electrotechniques Club EEA 25, mars 1993 BELFORT.
- [2] M.GEOFFROY, "Etude de l'influence des paramètres géométriques du circuit magnétique sur les formes de perméances et de couple des machines cylindriques à réductance variable à double saillance" Thèse Université PARIS XI ORSAY 27/01/1993.
- [3] B.MULTON, D.BONOT, J.M.HUBE, "Conception d'un moteur à réductance autocommuté alimenté en courant", Congrès MOPP, EPFL Lausanne 4/5 Juillet 1990. pp 215-226.
- [4] A.RAIZER, "Maillage auto-adaptatif dans les logiciels de calcul de champ électromagnétique bidimensionnel et tridimensionnel", Thèse de Docteur de INPG(1991).
- [5] Z.J.CENDES, D.N.SHENTON, "Adaptive Mesh Refinement in the Finite Element Computation of Magnetic Fields Invited Paper ", IEEE Transactions on Magnetics, vol. MAG.21, NO.5 sept 1985.
- [6] P.J.LAWRENSON, J.M.STEPHENSON, P.T.BLENKINSOP, J.CORDA N.N. FULTON "Variable-Speed Switched Reluctance Motors". Proceedings IEE, Vol. 127, Pt. B, No. 4, pp.253-265, July 1980.
- [7] M.A.PRESTON, J.P.LYONS "A Switched Reluctance Motor Model with Mutual Coupling and Multi-Phase Excitation", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 27, NO.6 nov 1991.