HAL
open science

Conception d'un moteur à réluctance autocommuté alimenté en courant

Bernard Multon, Dominique Bonot, Jean-Michel Hube

To cite this version:

Bernard Multon, Dominique Bonot, Jean-Michel Hube. Conception d'un moteur à réluctance autocommuté alimenté en courant. 6ème colloque internat. sur les moteurs pas à pas, Jul 1990, LAUSANNE, Suisse. pp.215-226. hal-00673798

HAL Id: hal-00673798

https://hal.science/hal-00673798v1

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.

CONCEPTION D'UN MOTEUR A RELUCTANCE AUTOCOMMUTE ALIMENTE EN COURANT

B. MULTON, D. BONOT, J.M. HUBE
Laboratoire d'Electricité SIgnaux et Robotique URA CNRS D1375
Ecole Normale Supérieure de CACHAN 61, av. du Pdt Wilson
F 94235 CACHAN Cédex

RÉSUMÉ

Les moteurs à réluctance variable ont été beaucoup employés comme moteurs pas à pas. L' utilisation d'un capteur de position permet de les autopiloter, on peut alors obtenir ce que l'on appelle commercialement une machine à courant continu sans balais, comme le moteur synchrone à aimants.

Nous proposons, dans cet article, de mettre en évidence les éléments de dimensionnement d'une machine à réluctance triphasée autocommutée dans le cas particulier d'une alimentation en courant. Le courant sera régulé grâce à une modulation de largeur d'impulsions de la tension continue d'alimentation. Nous ne nous attacherons pas ici au choix de la structure du convertisseur qui peut, elle aussi, faire l'objet d'une étude de dimensionnement. Chaque phase du moteur est alimentée par un onduleur de tension en demi-pont asymétrique.

Dans un premier temps, nous rappelons la structure d'une machine à réluctance variable (MRV) vernier à "gosses dents" à entrefer radial ainsi que le principe de son alimentation en courant.

Ensuite, nous présentons les paramètres dimensionnels de la machine. Nous proposons une détermination analytique du couple convertible par la structure paramétrée. Nous déterminons la caractéristique $\psi(i\ ,\ \theta)$ permettant d'avoir le modèle de la machine utilisé pour le dimensionnement du convertisseur, l'étude du comportement de l'ensemble onduleur-machine et la conception de la commande.

Enfin, l'influence des paramètres dimensionnels est examinée. Nous proposons quelques uns des nombreux critères permettant de choisir les dimensions.

ABSTRACT

Reluctance motors have often been used as stepper motors.We can use it as a brushless D.C. motor in adding a shaft sensor to obtain a switched reluctance motor.

In this paper, we propose to determine design elements for a switched reluctance machine with current supply in which each coil is supplied by an asymetrical half bridge.

First of all, we remind you of vernier double salient with "large teeth" reluctance motor structure and current supply principle.

Then, we give design parameters and we propose an analytical calculation of average torque produced by this kind of structure. We determine the curves array $\Psi(i\ ,\ \theta)$ which is used for converter sizing and determination of control method.

Finally, we propose a few criteria to choose some of the machine design parameters.

1- INTRODUCTION

Rappelons les avantages essentiels des machines à réluctance qui sont, outre l'absence de collecteur mécanique :

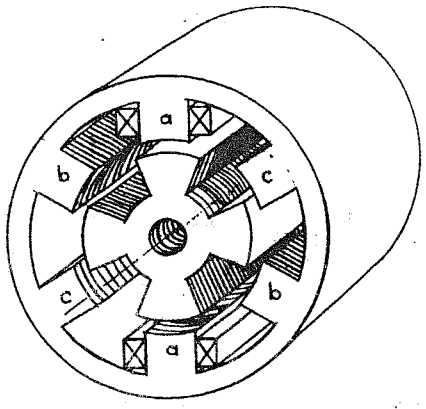
- en commun avec les moteurs synchrones à aimants : la localisation de la plus grande partie des pertes au stator donc une dissipation thermique plus aisée et un rotor sans bobinages à faible moment d'inertie;
- en particulier pour les MRV : - l'absence d'aimants donc un coût réduit ou, encore, des possibilités de fonctionnement à température élevée (en comparaison avec les aimants économiques);
- l'alimentation en courant unidirectionnel qui entraîne l'utilisation de convertisseurs plus simples et plus fiables;
- la plus grande facilité de montage des bobinages concentrés sur un nombre de dents réduit.

On notera cependant, en contrepartie des avantages cités, que le couple a une nature pulsatoire et que, selon les modes d'alimentation, la machine peut produire du bruit accoustique, ce qui peut être gênant dans certaines applications. On peut toutefois remédier à ces défauts au prix d'une plus grande complexité de la commande et d'un léger surdimensionnement de la machine.

2- PRINCIPE DE LA MACHINE A RÉLUCTANCE AUTOCOMMUTÉE ALIMENTÉE EN COURANT

2.1. PRINCIPE DE LA MACHINE A RELUCTANCE

La structure d'une machine à réluctance variable vernier cylindrique "à grosses dents" est donnée à la figure 1 /1/.



N_r dents rotoriques
N_s dents statoriques

Exemple de structure vernier "à grosses dents" : machine 6-4
Figure -1-

Le couple est produit par attraction des dents ferromagnétiques rotoriques par les dents statoriques excitées par injection de courant. Ainsi, on peut remarquer que le signe du couple :

- ne dépend pas du signe du courant;
- est positif si on injecte du courant lorsque les dents

rotoriques concernées s'approchent des dents statoriques excitées (moteur), et est négatif quand elles s'en éloignent (générateur ou frein).

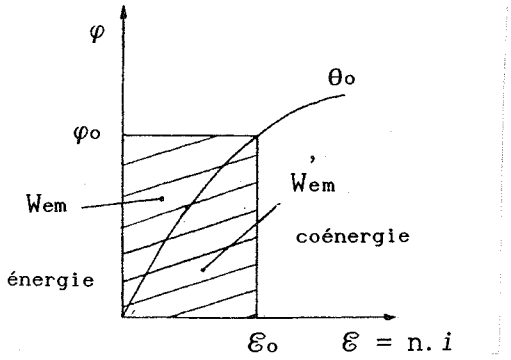
On peut déterminer l'expression mathématique du couple instantané converti par une phase en utilisant la notion de coénergie (en convention moteur) /1, 2/ :

$$c = \frac{\partial W'_{em}}{\partial \theta_m} \qquad [1.1]$$

où θ_m est l'angle mécanique entre l'axe polaire rotorique et l'axe interpolaire statorique de la phase concernée (figure 3).

Cette expression permet d'effectuer les calculs en régime saturé où la machine à réluctance travaille fréquemment. La définition de la coénergie est rappelée à la figure 2 :

$$W'_{em} = \int_0^{\mathcal{E}_o} \varphi . d\mathcal{E} \qquad [1.2]$$



Définition de la coénergie magnétique
Figure -2-

En régime linéaire, on peut définir l'inductance l d'une phase du moteur telle que la tension induite vaut :

$$u = l.\frac{di}{dt} = n.\frac{d\varphi}{dt} \qquad [1.3]$$

$$n.\varphi = l.i \qquad [1.4]$$

alors d'après **1.2, 1.3** et **1.4** :

$$W'_{em} = \int_0^{i} l.i'.di' = \frac{1}{2}\, l.i^2 \qquad [1.5]$$

le couple, en régime non saturé, vaut d'après **1.1** et **1.5** :

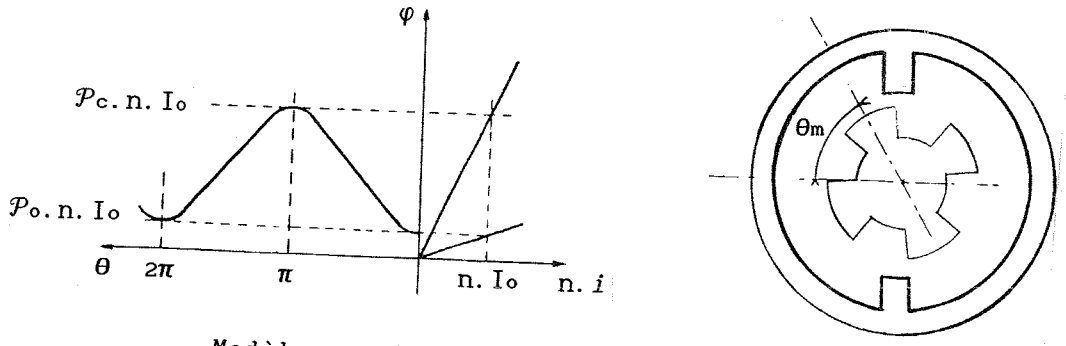
$$\boxed{c = \frac{1}{2}\, i^2 . \frac{dl}{d\theta_m}} \qquad [1.6]$$

Ainsi, on retrouve les propriétés données intuitivement précédemment. Si on représente la variation d'inductance d'une phase en fonction de la position mécanique θ_m, on remarque une périodicité de $\frac{2\pi}{N_r}$ alors on définit l'angle électrique θ par :

$$\theta = N_r . \theta_m \qquad [1.7]$$

$$c = \frac{1}{2}\, N_r . i^2 . \frac{dl}{d\theta} \qquad [1.8]$$

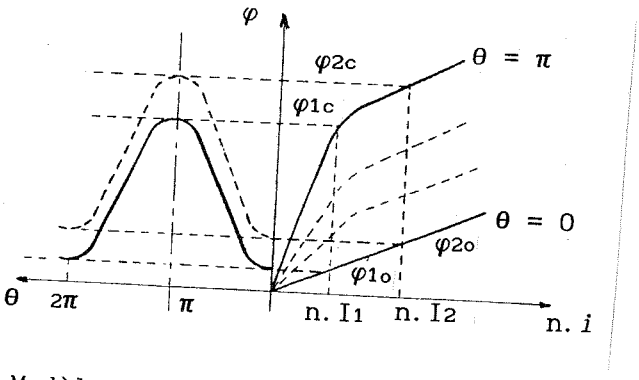
La figue 3 montre les caractéristiques magnétiques d'une machine à réluctance non saturée.



Modèle magnétique d'une MRV non saturée
Figure -3-

On appelle position de conjonction et d'opposition respectivement les positions d'alignement et de désalignement des dents rotoriques avec les dents statoriques. En conjonction, la perméance est maximale et vaut : $\mathcal{P}_c$; en opposition, elle est minimale et vaut : $\mathcal{P}_o$.

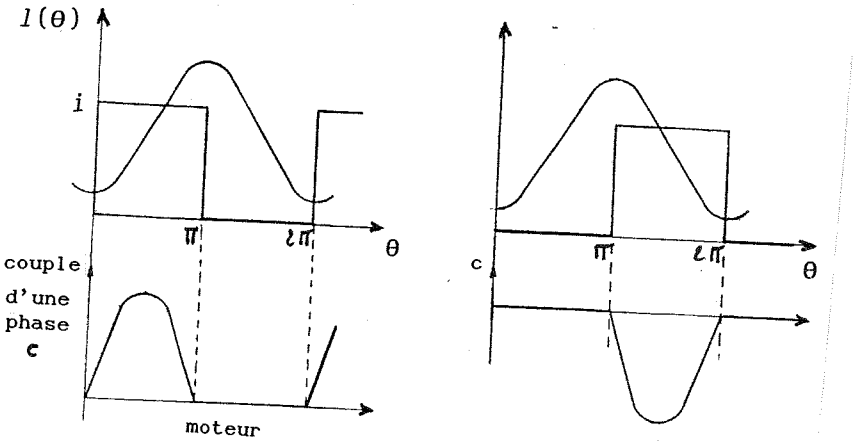
En régime saturé, on doit appliquer l'expression **1.1** pour le calcul du couple, la machine est alors représentée par son modèle électromagnétique $\varphi(ni,\theta)$ ainsi que le décrit la figure 4.



Modèle magnétique d'une MRV saturée
Figure -4-

2.2. ALIMENTATION IDEALE EN COURANT

Pour obtenir un fonctionnement autopiloté, la première idée est d'injecter du courant lorsque l'inductance est croissante ($dl/d\theta > 0$) pour un travail moteur et, lorsqu'elle est décroissante ($dl/d\theta > 0$) pour un travail générateur (figure 5).



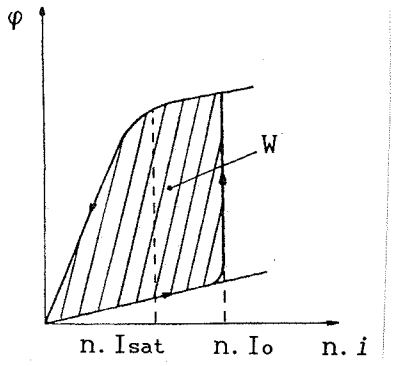
Alimentation en courant idéale. Couple monophasé
Figure -5-

D'après **1.7**, la fréquence d'alimentation vaut :

$$f = Nr.F \qquad [2.1]$$

où F est la fréquence de rotation.

Le couple moyen obtenu est proportionnel à l'énergie convertie par cycle W, celle-ci est égale à la surface du cycle décrit dans le plan $\varphi(ni)$ tel que le décrit la figure 6.



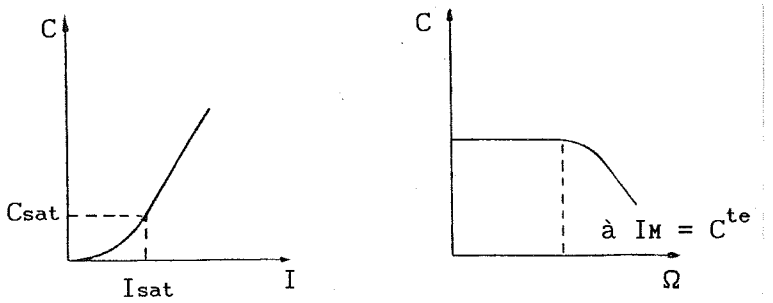
Energie convertie par cycle - Cycle énergétique
Figure -6-

Le couple moyen converti dans une machine à q phases, avec des couplages magnétiques d'influence négligeable, vaut :

$$\boxed{C = q.Nr\,\frac{W}{2\pi}} \qquad [2.2]$$

Ainsi, d'après les considérations précédentes et la représentation de la figure 6, avant saturation, le couple croît avec le carré du courant injecté, au delà, on a une croissance sensiblement linéaire (figure 7).

Des créneaux de courant idéaux (figure 5) ne peuvent être obtenu qu'avec des tensions infinies ou du moins très élevées à grande vitesse. Les limites de tension réelles conduiront à des temps de variation du courant non nuls et, par conséquent, le couple moyen diminue avec la vitesse. L'allure de telles caractéristiques est donnée à la figure 7.



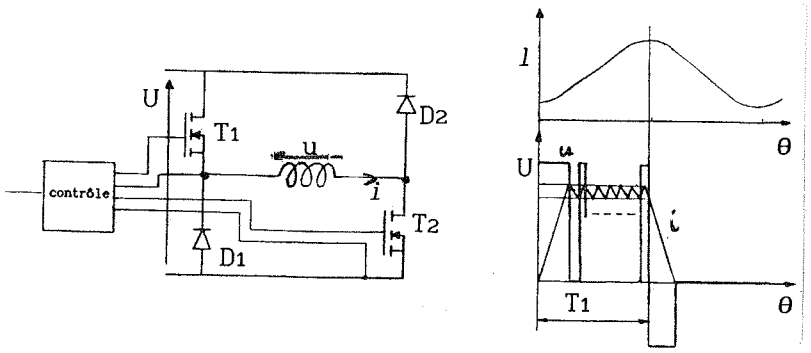
Caractéristiques couple-courant et couple-vitesse compte tenu des limites de tension
Figure -7-

On peut remarquer, d'après l'expression [2.2] et les figures 3 et 6, que le couple moyen en régime linéaire est proportionnel à la variation de perméance $\Delta\mathcal{P}$ et que, dans le cas d'une alimentation en

créneau de courant idéale :

$$C = q \frac{Nr}{2\pi} \frac{\Delta\mathcal{P}}{2} (n.I)^2 \qquad [2.3]$$

La machine ne nécessitant qu'un courant unidirectionnel, on peut utiliser, par phase, un onduleur en demi-pont asymétrique fonctionnant en découpage tel que le représente la figure 8. D'autres convertisseurs peuvent être utilisés /3/, nous ne les étudierons pas ici, ils sont généralement plus économiques mais possèdent de nombreux inconvénients, en particulier, celui de moins bien utiliser la machine.

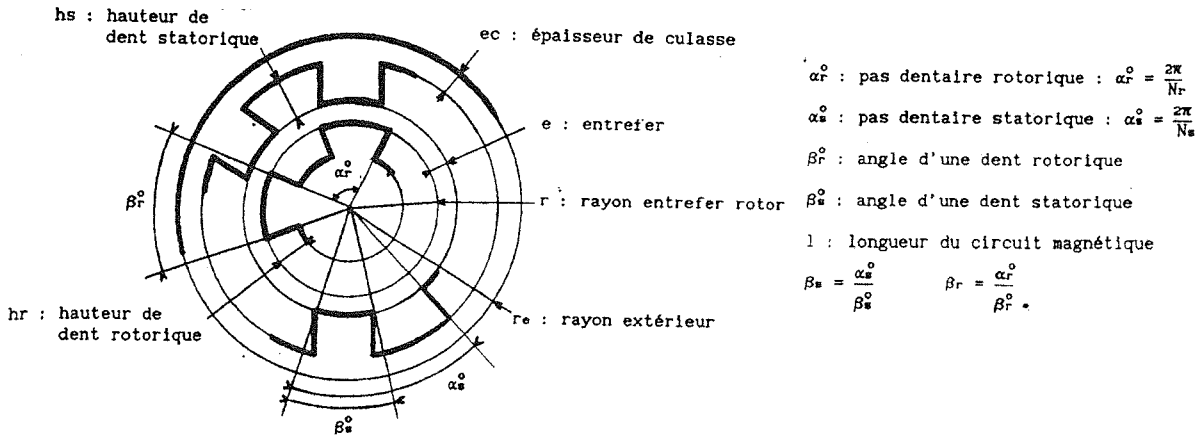


Alimentation en courant par onduleur en demi-pont asymétrique
Figure -8-

3- ÉLÉMENTS DE DIMENSIONNEMENT DE LA MACHINE

3.1 PARAMETRES DE CONSTRUCTION

La figure 9 précise les divers paramètres dimensionnels de la machine dans laquelle on a considéré des dents droites, on y définit les pas dentaires statorique et rotorique βs et βr.



Paramètres de dimensionnement de la machine
Figure -9-

Nous considérons que les calculs qui suivent s'appliquent à des machines à faible nombre de dents et à deux dents statoriques par phase, par exemple les moteurs 6-4, 8-6 et 6-8.

Caractéristiques électromagnétiques

La figure 10 montre la caractéristique $\varphi(ni,\ \theta)$ d'une phase. En conjonction, la perméance $\mathcal{P}_c$ est sensiblement définie par la largeur de la plus petite dent (rotor ou stator) si l'on néglige l'épanouissement des lignes de champ sur les bords, ce qui est réaliste avec les entrefers usuels. En général, $\beta_s^o < \beta_r^o$ pour des raisons de place bobinable. Alors, avant saturation et en négligeant la ciculation du champ dans le fer devant celle dans l'entrefer, on obtient :

$$\mathcal{P}_c \cong \mu_o \frac{\text{mini}(\beta_s^o, \beta_r^o).r.l}{2.e} \qquad [3.1]$$

Si $\beta_s^o < \beta_r^o$, alors :

$$\mathcal{P}_c \cong \mu_o \frac{\beta_s.\pi.r.l}{e.N_s} \qquad [3.2]$$

La perméance en opposition $\mathcal{P}_o$ dépend de l'ouverture des dents rotoriques, elle doit être minimisée pour maximiser l'énergie convertie et améliorer le fonctionnement du convertisseur /6/ alors il faut /**4**/ :

$$\alpha_r^o - \beta_r^o > \beta_s^o \qquad [3.3]$$

Avec les valeurs usuelles d'entrefer et si la condition **[3.3]** est remplie, on peut en première approximation, principalement pour le calcul du couple moyen, négliger $\mathcal{P}_o$ (moins de 10% de P_c) devant $\mathcal{P}_c$.

$$\mathcal{P}_o << \mathcal{P}_c \qquad [3.4]$$

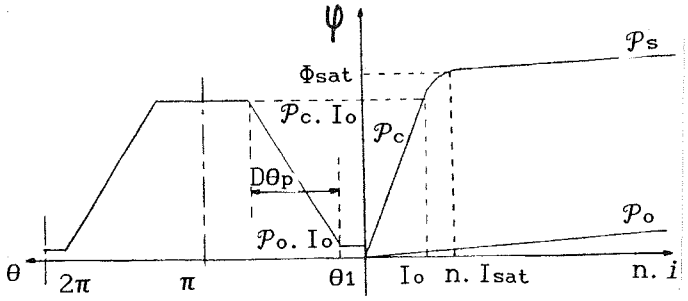
Cependant une valeur de $\mathcal{P}_o$ peut être obtenue soit par calculs de champs par éléments finis, soit par les règles de Forbes /**5**/ Nous avons obtenu une expression de $\mathcal{P}_o$ testée pour $0 \le \alpha_r^o - \beta_r^o - \beta_s^o \le 15$, compte-tenu de sa complexité et des limites de son domaine d'application, nous ne la donnons pas ici.

En conjonction, au delà d'un certain nombre d'ampères-tours $n.I_{sat}$, une région du circuit magnétique se sature, il s'agit de la zone à plus faible section : soit la culasse traversée par la moitié du flux, soit les dents; il faut alors comparer l'épaisseur de la culasse, avec la largeur des dents : $2.e_c$ avec $\beta_r \frac{2\pi}{N_r} r$ et $\beta_s \frac{2\pi}{N_s} r$

En considérant $\beta_s^o < \beta_r^o$:

$$n.I_{sat} \cong \frac{B_{sat}}{\mu_o} \frac{e.N_s}{\beta_s.\pi.r.l} \text{mini}\left[2.e_c.l\ ,\ \beta_s \frac{2.\pi.r}{N_s}\ l\right] \qquad [3.5]$$

La pente de perméance $\mathcal{P}_s$ en conjonction saturée est faible et de l'ordre de grandeur de $\mathcal{P}_o$. En opposition, on n'atteint pas la saturation compte-tenu des limites thermiques de la machine.



Modèle idéalisé calculé de la machine vernier "à grosses dents"
Figure -10-

La perméance spatiale $\mathcal{P}(\theta)$ d'une phase a une allure trapèzoïdale /**4**/, les "plats" correspondent :

- aux plages de θ où la totalité de la dent satorique considérée est en regard de la dent rotorique correspondante (conjonction) si $\beta_s^o < \beta_r^o$;

- aux plages où la dent statorique se trouve entre deux dents rotoriques (opposition);

Alors si la condition [3.3] est respectée, on peut calculer $D\theta_p$ et θ_1 définis sur la figure 10 :

$$D\theta_p = 2.\pi.\beta_s \frac{N_r}{N_s} \qquad [3.6]$$

$$\theta_1 = \pi.(1 - \beta_r - \beta_s \frac{N_r}{N_s}) \qquad [3.7]$$

Pratiquement, la saturation réduit sensiblement la durée de variation de perméance $D\theta_p$ en élargissant le "plat" de conjonction.

3.2- EXPRESSION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE DE LA MACHINE

Dans le cas d'une alimentation en courant idéale, on peut estimer assez précisément le couple convertible par la machine paramètrée au paragraphe précédent.

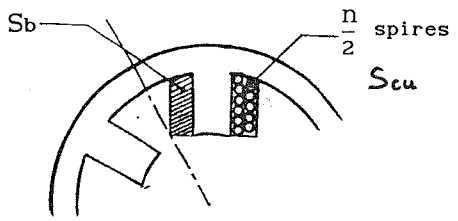
On supposera que la durée des "plats" de perméance (figure 11b) permettent la commutation du courant correspondant au couple nominal et à la vitesse nominale, autrement dit que la tension d'alimentation est suffisante. Alors, il est possible d'avoir un courant sensiblement constant et égal à I pendant les phases de croissance (moteur) ou de décroissance (générateur) de la perméance). Ainsi, d'après [2.2], [2.3] et la condition [3.4], le couple moyen vaut :

$$C \cong q \frac{N_r}{2\pi} \frac{\mathcal{P}_c}{2} (n.I)^2 \qquad [3.8]$$

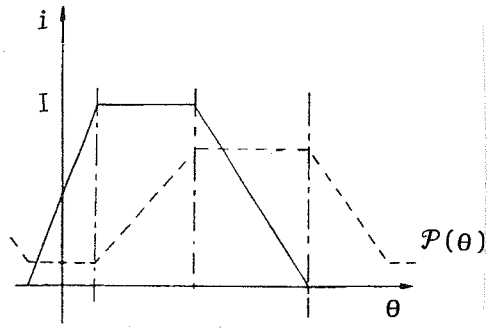
En prenant en compte la section bobinable S_b sur une dent (voir figure 11a), on peut calculer le nombre maximal d'ampères-tours efficaces, $n.I_{effMax}$. On appellera k_b le coefficient de remplissage de la bobine :

$k_b = \frac{S_{cu}}{S_b}$, où S_{cu} est la section utile de cuivre. Si δ est la densité de courant dans les conducteurs (définie selon des critères d'échauffement) alors :

$$\frac{n}{2} I_{eff} = k_b.S_b.\delta \qquad [3.9]$$



Section bobinable et section de cuivre
Figure -11a-



Alimentation en courant
Figure -11b-

avec : $S_b = (1 - \beta_s) \frac{\pi.r}{N_s} h_s$ **[3.10]**

Si l'on alimente chaque phase avec un onduleur tel que représenté à la figure 8 et que l'on régule le courant maximal comme le montre la

figure 11b, la forme de l'onde du courant dépend de la vitesse. On peut alors définir un rapport K_i entre la valeur maximale I, utile, et la valeur efficace qui échauffe les conducteurs :

$$I = k_i . I_{eff} \qquad [3.11]$$

Ainsi, à partir des expressions [3.2, 3.8, 3.9, 3.10, 3.11], on obtient :

$$\boxed{C \cong q \frac{N_r}{N_s^3} \pi^2 . \mu_0 . (k_b . k_i)^2 . \beta_s (1 - \beta_s)^2 \frac{r^3 . l . h_s^2}{e} \delta^2} \qquad [3.12]$$

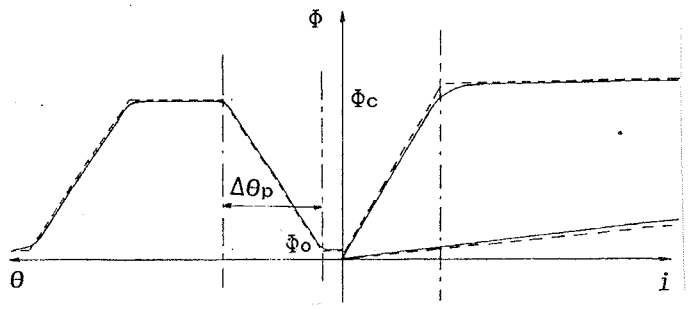
Lorsque ce sont les dents statoriques de la machine qui saturent d'abord et en supposant une saturation brutale et constante à Φ_{sat} ($\mathcal{P}_s = c^{te}$, voir la figure 10), si $I > I_{sat}$, le couple moyen vaut, d'après [3.5] :

$$C \cong q \frac{N_r}{2\pi} \left[\frac{1}{2} \mathcal{P}_c . (n . I_{sat})^2 + \mathcal{P}_c . n . I_{sat} . n . I \right]$$

$$\boxed{C \cong q \frac{N_r}{N_s} B_{sat} . \beta_s . r . l . \left[\frac{B_{sat} . e}{\mu_0} + \frac{2\pi . k_b . k_i}{N_s} (1 - \beta_s) . r . h_s . \delta \right]} \qquad [3.13]$$

Ces expressions ne prennent pas en compte les effets d'extrémité et le foisonnement des tôles, ceux ci ont pour conséquence une diminution de la longueur effective du circuit magnétique et donc une réduction du couple de l'ordre de 10 à 20% pour des longueurs de quelques fois le rayon d'entrefer.

Des calculs de champ par éléments finis "2D" (logiciel Maxwell de Ansoft) nous ont permis de déterminer plus précisément les caractéristiques de la figure 10. La figure 12 montre sur un exemple l'écart entre la caractéristique idéalisée par calculs analytiques et celle évaluée par le modèle éléments finis.



Comparaison des caractéristiques électromagnétiques $\varphi(ni, \theta)$
— — — calculs analytiques ——— calculs par éléments finis

Figure -12-

4- CRITÈRES DE CHOIX DES DIMENSIONS

Nous allons énoncer quelques uns des nombreux critères /6/ conduisant au choix des paramètres de construction définis au §3.1.

4.1 COUPLE MOYEN/ENTREFER

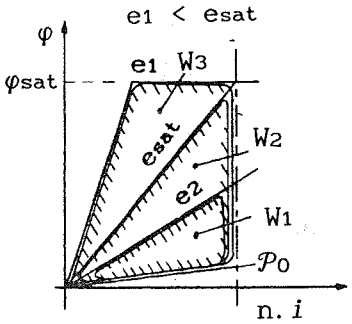
Pour une machine de dimensions données, à courant maximal I imposé et limité et si l'on considère que la saturation est brutale, le courant de saturation est inversement proportionnel à l'entrefer (expression [3.5]) et la perméance en conjonction est inversement proportionnelle à ce dernier (expression [3.2]) alors les caractéristiques $\varphi(ni)$ paramètrées en entrefer sont représentées à la figure 13a. Le couple moyen calculé par [2.2] évolue comme indiqué sur la figure 13b.

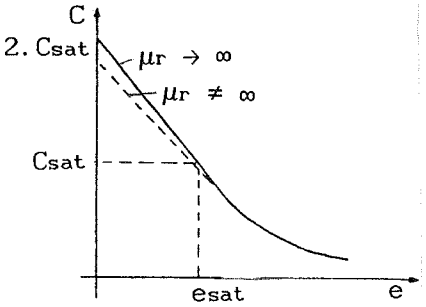
Soit e_{sat} l'entrefer conduisant à la saturation au courant I et C_{sat} le couple correspondant :

$$\text{si } e < e_{sat} : C \cong \left(2 - \frac{e}{e_{sat}}\right).C_{sat} \qquad [4.1]$$

$$\text{si } e > e_{sat} : C(e_1) \cong \frac{e_2}{e_1} C(e_2) \qquad [4.2]$$

Lorsque l'on réduit l'entrefer à des valeurs très faible la réluctance du circuit ferromagnétique n'est plus négligeable devant celle de l'air, aussi nous avons représenté de manière qualitative cette influence sur la courbe C = f(e) en traits interrompus.





Influence de l'entrefer sur le couple moyen

Figure -13a- **Figure -13b-**

Ainsi, la nécessité de réduire l'épaisseur d'entrefer apparaît-elle clairement, les limites pratiques sont d'ordre économique et mécanique.

4.2- ONDULATION DU COUPLE INSTANTANE

Chaque phase "produit" du couple lorsque sa perméance varie (figure 5). Si l'onde de perméance est trapèzoïdale (voir figure 10), chaque phase produit un quasi-créneau de couple de largeur $D\theta_p$, le couple instantané de la machine polyphasée à q phases définie précédemment pourra être constant si :

$$D\theta_p = \frac{2\pi}{q}$$

Compte-tenu de l'expression [3.6] et de ses conditions d'obtention, cela conduit à :

$$\boxed{\beta_s = \frac{D\theta_p}{2\pi}\frac{N_s}{N_r}} \qquad [4.3]$$

et, dans le cas d'une machine triphasée 6/4 on a : $\beta_s = 0.5$.

Un couple rigoureusement constant ne peut pas être obtenu avec une simple alimentation en créneaux de courant, de plus, la forme de perméance n'est pas tout à fait trapèzoïdale (angles arrondis) et se déforme avec la saturation.

4.3- TEMPS D'ETABLISSEMENT DU COURANT ET GEOMETRIE DE DENTURE

Les temps de montée et de descente du courant sont imposés par la tension maximale de l'alimentation, ils sont aussi dépendant du nombre de spires. Si l'on désire obtenir le couple nominal à la vitesse nominale Ω_N, il faut que le courant ait atteint sa valeur maximale au début de la croissance de $\mathcal{P}(\theta)$ et qu'il soit coupé avant sa décroissance (en fonctionnement moteur). Si on note θ_{po} et θ_{pc} les angles durant lesquels la perméance ne varie pas à l'opposition et à la conjonction, les temps disponibles pour la montée et la descente du courant sont respectivement, à Ω_N :

$$t_r = \frac{\theta_{po}}{N_r . \Omega_N} \qquad \text{et} \qquad t_f = \frac{\theta_{pc}}{N_r . \Omega_N} \qquad [4.4]$$

En utilisant l'onduleur en demi-pont asymétrique de la figure 8, la tension appliquée U à la croissance est la même qu'à la décroissance; en considérant, pour exemple, une machine non saturée, les inductances en opposition et en conjonction sont :

$$L_o = n^2 . \mathcal{P}_o \qquad \text{et} \qquad L_c = n^2 . \mathcal{P}_c \qquad [4.5]$$

Les conditions de commutation sont données par :

$$\frac{\theta_{pc}}{\theta_{po}} = \frac{\mathcal{P}_c}{\mathcal{P}_o} \qquad \text{et} \qquad n^2 = \frac{U . \theta_{pc}}{\mathcal{P}_c . I . N_r . \Omega_N} \qquad [4.6]$$

La figure 14 montre la commande en courant autopiloté à la vitesse nominale, les angles de commutation sont maximaux et correspondent aux angles θ_{po} et θ_{pc}.

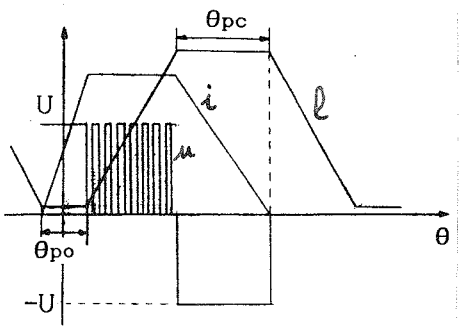
On remarque que le nombre de spires est inversement proportionnel à la vitesse. D'après les expressions [3.6, 3.7], on peut démontrer que :

$$\theta_{po} = 2\pi . \left[1 - \left(\beta_s \frac{N_r}{N_s} + \beta_r\right) \right] \qquad [4.7]$$

$$\theta_{pc} = 2\pi . \left[\beta_r - \beta_s \frac{N_r}{N_s} \right] \qquad [4.8]$$

Compte-tenu du fait que $D\theta_p$ est imposé (voir §4.2), cela donne une condition sur β_r :

$$\beta_r = \frac{D\theta_p + \theta_{pc}}{2\pi} \qquad [4.9]$$



Temps de montée et de descente du courant à la vitesse maximale
Figure -14-

5- CONCLUSION

Ce travail a permis de montrer qu'il était possible de déterminer, de façon analytique, la plupart des caractéristiques d'une machine à réluctance vernier "à grosses dents". Ceci permet de réaliser le coeur d'un programme de dimensionnement avec des contraintes diverses ,et ceci avec un temps de calcul raisonnable. Une estimation correcte des pertes fer est nécessaire, pour la réaliser, nous effectuons un découpage du circuit magnétique par morceaux traversés par les mêmes formes de flux. Le calcul de la machine étant très lié à celui du convertisseur, nous utilisons le modèle calculé pour simuler le fonctionnement de l'ensemble, ceci est très utile surtout dans le cas des machines alimentées en tension, cas que nous n'avons pas traité ici.

Grâce à cette méthode, nous avons réalisé un prototype d'une puissance de 100 watts à 5000 tours par minute pour une application spatiale. Afin de profiter au mieux des caractéristiques de robustesse de ce moteur, nous développons un capteur de position à réluctance intégré à la structure et permettant d'obtenir les signaux d'autopilotage nécessaires.

Remerciements : Nous tenons à remercier la société LPMI, spécialisée dans la fabrication de petits moteurs et de capteurs à applications spatiales et aéronautiques, pour la réalisation du prototype.

6- BIBLIOGRAPHIE

1 JUFER M. : "Electromécanique", Traité de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, Ed. Georgi (1979).

2 MEISEL J. : "Principles of electromechanical energy conversion", Mac Graw Hill, 1966.

3 Martyn R. HARRIS, John W. FINCH, John A. MALLICK, Timothy J E MILLER : "A review of the the integral-horsepower Switched Reluctance Drive", IEEE Vol. IA-22 n°4, july/august 1986.

4 LAWRENSON P.J., STEPHENSON J.M., BLENKINSON P.T., CORDA J. and FULTON N.N. : "Variable speed switched reluctance motors", IEE Proc. B, Elect. Power Appl., vol.127, pp.253-265, July 1980.

5 J. CORDA, J.M. STEPHENSON : "Analytical Estimation of the Minimum and Maximum Inductances of a Double-Salient Motor", proc. IEE, Vol.126, May 1979.

6 MULTON B., GLAIZE C. :"Optimisation du dimensionnement des alimentations des machines à réluctance variable", Rev. Phys. Appl. 22, pp. 339-357, May 1987.