



ETUDE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS FONCTIONNANT EN REDUCTION DE FLUX

Julio Carlos Teixeira

► To cite this version:

Julio Carlos Teixeira. ETUDE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS FONCTIONNANT EN REDUCTION DE FLUX. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1994. Français. NNT : . tel-01923472

HAL Id: tel-01923472

<https://hal.science/tel-01923472>

Submitted on 15 Nov 2018

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.

THESE

présentée par

Julio Carlos TEIXEIRA

M.Sc., Ingénieur de l'Ecole Polytechnique de l'Université de São Paulo (Brésil)

pour obtenir le grade de DOCTEUR

de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

(Spécialité : Génie Electrique)

ETUDE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS FONCTIONNANT EN REDUCTION DE FLUX

Date de soutenance : 07 Juillet 1994

Composition du jury :

Monsieur A. FOGGIA

Président

Messieurs C. CHILLET

Examineurs

M. LAJOIE-MAZENC

A. RAZEK

J. P. YONNET

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

A mes parents
A Thelma, co-auteur de cette thèse

Je remercie vivement:

Messieurs les Docteurs Michel LAJOIE-MAZENC et Adel RAZEK, rapporteurs, et Monsieur le Professeur Albert FOGGIA, président du jury, qui ont accepté de consacrer une part de leur temps à juger ce travail.

Monsieur le Docteur Jean Paul YONNET qui a suggéré le thème développé dans cette thèse et Monsieur le Docteur Christian CHILLET pour l'aide qu'il m'a apporté lors du développement du travail.

Messieurs les Professeurs R. PERRET et J. C. SABONNADIÈRE pour m'avoir accepté au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

Monsieur Claude BRUN , pour son sympathie et soin lors de la réalisation du prototype.

Messieurs les Docteurs Silvio NABETA et Said HARMIM pour leur complicité et pour de nombreuses discussions techniques.

Madame le Docteur Ilmasse SHEICK et Monsieur S. UDRISTE pour leur amitié et leur aide pour la réalisation de ce manuscrit.

Mesdames Josiane EVEN et Sylvie PELLETIER pour leur travail de frappe de ce mémoire.

La direction de l'IPT ("Instituto de Pesquisas Tecnológicas de São Paulo"), particulièrement a Monsieur Paulo CHAVES qui m'a toujours encouragé à entreprendre un travail de thèse et Monsieur le Docteur Henrique CUNHA Jr. qui m'a incité à le faire.

Monsieur le Docteur R. CARDOSO et Monsieur Luis Natal ROSSI pour les démarches, souvent très fastidieuses, qu'ils ont dûs entreprendre pour réussir à me trouver une bourse d'étude.

Le CNPq (Gouvernement du Brésil) pour la bourse qui m'a permis de mener ce travail.

L'ensemble de l'équipe du laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble pour leur soutien pendant la réalisation de cette thèse

TABLE DES MATIERES

Table des matières

INTRODUCTION	13
CHAPITRE 1	17
"REDUCTION DE FLUX DANS LES MACHINES A AIMANTS"	
1.1 PRESENTATION DU PROBLEME.....	19
1.2 MISE EN EQUATIONS DU PROBLEME	22
1.2.1 Effets des non-linéarités.....	25
1.2.2 Recherche des conditions de puissance maximale.....	28
1.3 ANALYSE DES LIMITATIONS D'UNE MACHINE LINEAIRE.....	30
1.4 CONCLUSIONS	41
CHAPITRE 2	43
"STRUCTURES DE MACHINES A AIMANTS POUR UN FONCTIONNEMENT EN REDUCTION DE FLUX"	
2.1 STRUCTURES DE MACHINES A AIMANTS	45
2.2 LE CONVERTISSEUR ET LA STRUCTURE DE LA MACHINE.....	47
2.2.1 Forme des courants.....	47
2.2.2 Commande du convertisseur.....	48
2.3 DEMAGNETISATION DES AIMANTS.....	49
2.4 PUISSANCE VOLUMIQUE ET PERTES	56
2.5 CONCLUSION	59

CHAPITRE 3	61
"PROJET D'UNE MACHINE A CONCENTRATION DE FLUX"	
3.1 METHODE DE CALCUL.....	63
3.1.1 Force électromotrice résultante.....	63
3.1.2 Couple électromagnétique.....	66
3.2 COMPLEMENT D'ETUDE DE LA STRUCTURE CHOISIE.....	67
3.2.1 Point de fonctionnement des aimants	67
3.2.2 Flux de fuite d'encoche.....	68
3.2.3 Pertes à la surface du rotor.....	71
3.3 CONCEPTION DU MOTEUR - ASPECTS QUALITATIFS.....	72
3.3.1 Choix du stator	72
3.3.2 Paramètres rotoriques	73
3.4 CONCEPTION DU MOTEUR-ASPECTS QUANTITATIFS	76
3.4.1 Influence de l'épaisseur des aimants.....	77
3.4.2 Influence de l'entrefer.....	81
3.4.3 Influence d'autres paramètres importants.....	83
3.4.4 Quelques modifications sur la structure choisie.....	86
3.5 CONCLUSIONS	91
 CHAPITRE 4	 93
"CARACTERISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE	
 A AIMANTS PERMANENTS"	
4.1 PRESENTATION ET MODELISATION DU PROTOTYPE.....	95
4.1.1 Simulation du prototype.....	97
4.2 DETERMINATION DE LA TENSION A VIDE DE LA MACHINE.....	101
4.2.1 Tension entre phases.....	101
4.2.2 Tension sur les bobines exploratrices.....	102

4.3 DETERMINATION DE LA TENSION EN CHARGE DE LA MACHINE.....	104
4.3.1 Influence du courant direct sur la f.e.m. résultante	105
4.3.2 Influence du courant en quadrature sur la f.e.m. résultante	106
4.3.3 Influence de l'angle du courant	109
4.4 DETERMINATION DE L'INDUCTANCE DIFFERENTIELLE	111
4.4.1 Aspects pratiques de la détermination des inductances du prototype	111
4.4.1.1 <u>Forme d'alimentation de la machine</u>	111
4.4.1.2 <u>Connexion des enroulements</u>	112
4.4.1.3 <u>Influence de la position rotorique</u>	113
4.4.1.4 <u>Influence de l'amplitude du courant</u>	115
4.4.2 Variation des inductances différentielles en fonction de la fréquence	117
4.4.3 Détermination des inductances différentielles	
par réponse à un échelon de tension	123
4.4.4 Détermination des inductances différentielles	
par essai en charge	125
4.4.5 Analyse des résultats et comparaison	
des méthodes de déterminations	127
4.4.5.1 <u>Analyse des inductances de la machine sans rotor</u>	127
4.4.5.2 <u>Analyse des inductances de la machine avec rotor sans aimants</u>	128
4.4.5.3 <u>Analyse des inductances de la machine complète</u>	129
4.5 COURANT DE COURT-CIRCUIT.....	131
4.5.1 Régime permanent	131
4.5.2 Régime transitoire	135
4.6 PERTES.....	137
4.6.1 Pertes mécaniques	137
4.6.2 Pertes dans le fer statorique et par courants induits	140
4.6.2.1 <u>Pertes à vide</u>	140
4.6.2.2 <u>Pertes en court-circuit</u>	142
4.7 RESULTATS ATTENDUS DU PROTOTYPE.....	145
4.8 CONCLUSION DES ESSAIS.....	147

CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES.....	149
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES ET BIBLIOGRAPHIE.....	153
TABLE DES FIGURES.....	165
ANNEXE	171

INTRODUCTION

11

INTRODUCTION

Depuis l'arrivée des aimants permanents "terres-rares" sur le marché, l'utilisation d'aimants dans les machines électriques n'a fait que croître. En effet, la haute valeur de leur polarisation rémanente ($J_r > 1\text{T}$) ainsi que les grands champs inverses qu'ils supportent ($\mu_0 H_{CI} > 1,5\text{T}$) en font des sources de flux magnétique quasiment idéales (si ce n'est leur prix), supplantant les excitations par bobinage pour tout pôle de machine dont les dimensions sont inférieures à un certain pas critique.

Cette possibilité de pouvoir réaliser des inductions élevées dans les machines, sans injecter de courant au rotor, permet d'éliminer les bagues d'alimentation dans les machines synchrones ainsi qu'une grande partie des pertes rotoriques. Parallèlement à ceci, l'évolution des convertisseurs électroniques et des techniques de contrôle a fait un bond considérable, tant en compacité (et fiabilité) qu'en coût. Le marché de la vitesse variable, jusqu'alors réservé aux machines à courant continu, se laisse peu à peu envahir par les machines à courants alternatifs (synchrones et asynchrones).

Les convertisseurs électroniques qui alimentent ces machines possèdent des limitations intrinsèques, en tension et courant de sortie notamment. Pour utiliser au mieux ces potentialités, il serait particulièrement intéressant de pouvoir obtenir un fonctionnement à puissance maximale ($V_{\max}$ et $I_{\max}$) sur la plage de vitesse la plus grande possible. Ceci nécessite un fonctionnement des machines synchrones à tension constante, donc de faire varier leur flux lorsque la vitesse augmente.

Un problème particulier se pose alors pour les machines à aimants permanents. En effet, si ces derniers produisent des champs magnétiques importants (utile pour de bonnes performances en puissance ou couple massique), ces mêmes champs sont malheureusement difficilement contrôlables.

Deux problèmes devront donc être résolus pour ces machines. Tout d'abord, leur structure devra être conçue pour permettre un tel contrôle de flux, sans dégradation de leurs performances, ensuite le système de commande aura à contrôler simultanément deux grandeurs, le couple et le flux résultant (la tension). Nous nous sommes fixés comme but pour ce travail de rechercher et tester une structure de machine à aimant permanent qui autorise un tel fonctionnement. Pour cela nous avons divisé ce travail en quatre parties.

Dans le chapitre 1, nous avons analysé les modèles nécessaires pour comprendre le problème à partir des caractéristiques externes de la machine (inductances, force électromotrice).

Cependant, la possibilité de réduire le flux et la façon de l'obtenir dépendent fortement de la structure interne de la machine. Nous présentons dans le chapitre 2 les contraintes que la réduction de flux impose sur quelques structures de machines à aimants, ce qui nous permettra de choisir l'une d'entre elles pour approfondir l'étude.

Le chapitre 3 est consacré au développement de la structure choisie et à la définition d'un prototype. Pour cela, nous détaillerons la méthode de calcul utilisée, ainsi que l'influence des grandeurs les plus importantes lors d'un fonctionnement en réduction de flux.

Dans le chapitre 4, nous présentons le prototype construit au laboratoire, ainsi que les méthodes expérimentales utilisées pour le caractériser. Une analyse des résultats permettra de conclure notre travail.

CHAPITRE 1

REDUCTION DE FLUX DANS LES MACHINES A AIMANTS

CHAPITRE 1

"REDUCTION DE FLUX DANS LES MACHINES A AIMANTS"

Nous trouvons dans la littérature deux cas de fonctionnement assez distincts où le contrôle de flux est nécessaire. Le premier cas est celui où un haut rendement est souhaité et où la machine fonctionne typiquement au-dessous de son couple nominal. Dans cette condition, un compromis doit être obtenu entre les pertes dans le cuivre et les pertes dans le fer. Pour chaque point de fonctionnement les pertes dans le fer sont fonction du flux résultant, celui-ci doit donc être contrôlé en utilisant un minimum d'énergie. Le deuxième cas de travail représente le sujet principal de notre étude. Il s'agit des applications où la puissance de la source d'alimentation est limitée (c'est typiquement le cas de tous les convertisseurs statiques et celui des batteries d'accumulateurs). En effet, si la tension de la source est limitée, la force électromotrice résultante l'est aussi puisqu'elle fixe la tension aux bornes de la machine (aux fuites et aux pertes près).

Pour étudier le fonctionnement de la machine en conditions de réduction de flux, nous allons présenter, tout d'abord, quelques solutions proposées dans la littérature, suivies des équations nécessaires pour les représenter. Nous terminerons le chapitre par une représentation graphique de la condition de réduction de flux dans une machine à pôles lisses.

1.1 PRESENTATION DU PROBLEME

Plusieurs méthodes de contrôle de flux résultant dans une machine à aimants sont proposées dans la littérature.

Pour contrôler le flux à vide de la machine, en fonction de la vitesse, une première solution pourrait consister à retirer partiellement, en fonction des besoins, le rotor du stator. La complexité mécanique d'une telle solution, ainsi que les faibles performances dynamiques attendues, nous ont poussé à l'écart.

Une deuxième solution peut être envisagée. Plutôt que changer le flux dans le bobinage, nous pouvons changer son nombre de spires en série ce qui change la "constante de f.e.m." (ou de couple). Cette méthode -passage de série à parallèle- crée des plages de vitesse discrètes : exactement comme le ferait une boîte de vitesse. Cette méthode ne peut s'envisager raisonnablement que pour un seul changement de couplage, au-delà le système devient trop complexe. Les plages limitées de variation de vitesse obtenues dans ces conditions nous ont fait abandonner cette solution.

Finalement, à l'induction produite par les aimants, nous pouvons ajouter un bobinage rotorique qui sert à contrôler le flux [Huang]. Néanmoins, cette solution annule un des avantages des machines à aimants, en l'occurrence, l'absence de courants dans le rotor et donc de pertes Joules.

Si la f.e.m. à vide n'est pas facilement contrôlable (c'est ce que nous venons de voir), il n'en est pas de même pour la f.e.m. résultante (en charge). Ce problème a déjà été débattu par de nombreux auteurs [Jahns, Ogasawara, Schiferl, Soua, Vas, Weh]. Leur proposition consiste à utiliser le champ produit par les courants statoriques. En effet, la partie du flux statorique qui passe dans l'axe direct se combine avec celle des aimants. On peut donc envisager de contrôler ce flux direct, voire même de l'annuler, en agissant sur les courants statoriques. Ce contrôle de flux se fait par déphasage des courants, c'est-à-dire par une modification de l'angle interne de la machine.

Pour pouvoir étudier le contrôle de flux dans les machines à aimants, nous allons tout d'abord présenter les courbes caractéristiques de ce régime de fonctionnement et définir les grandeurs les plus importantes pour notre travail. Pour simplifier cette première analyse qualitative du comportement des machines à aimants avec contrôle de flux, les conditions suivantes seront utilisées:

- les pertes dans la machine sont nulles,
- le circuit magnétique de la machine est composé de matériaux linéaires,
- les tensions et courants délivrés par le convertisseur sont sinusoïdaux et leurs valeurs maximales sont indépendantes de la fréquence,
- le contrôle de phase des courants peut se faire continûment sur toute la gamme nécessaire.

Nous allons, de plus, faire cette analyse uniquement pour le courant maximal de la machine et en régime permanent.

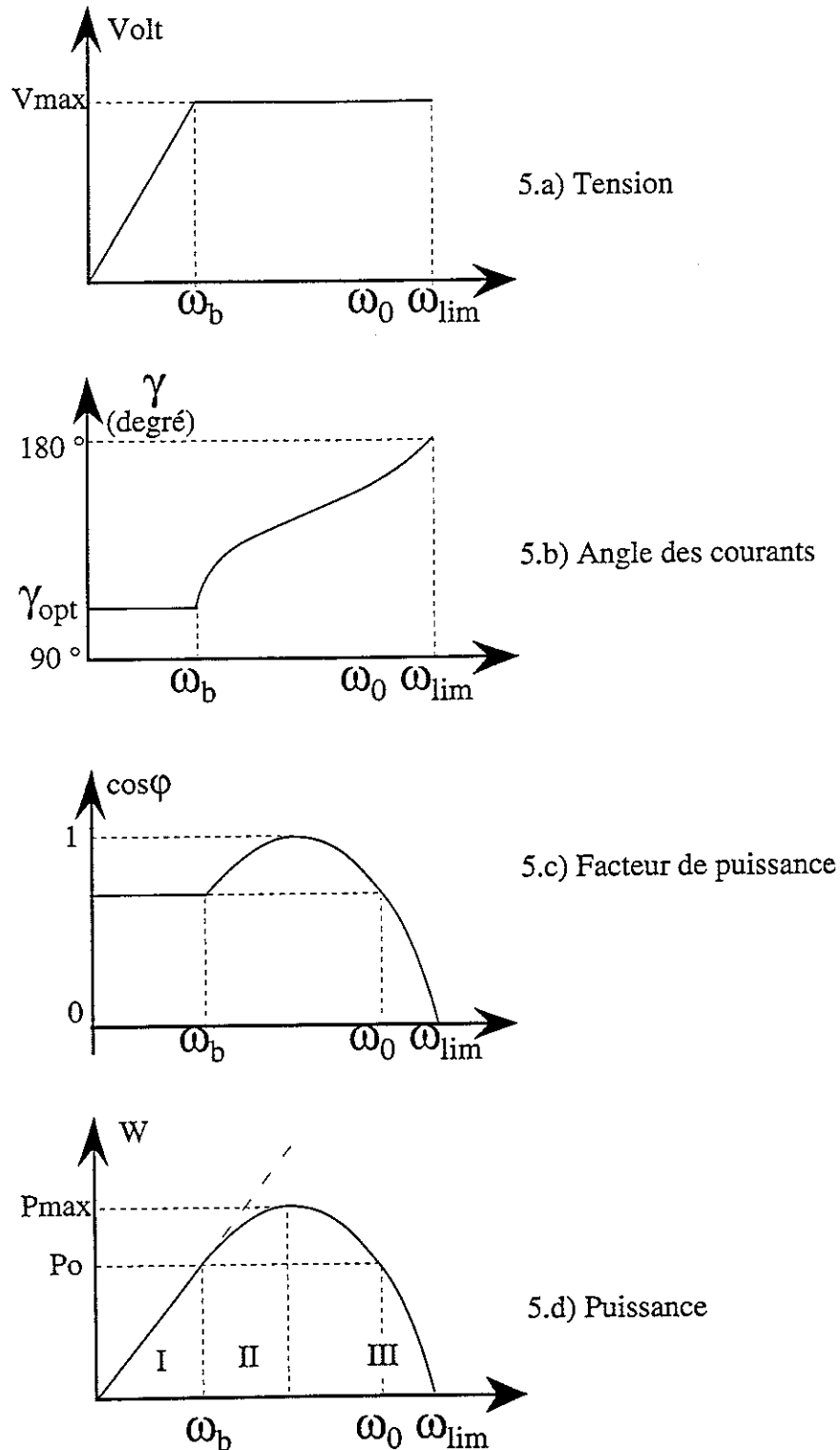


Figure 1.1 Courbes caractéristiques des machines à aimants en vitesse variable ($I=I_{max}$)

Dans la figure 1.1 nous pouvons distinguer trois régions différentes. La première région est caractérisée par un fonctionnement à couple maximum (pour obtenir le maximum de puissance). Dans ce cas, le courant maximal (I_{max}) est imposé dans la machine avec une phase qui maximise le couple (γ_{opt}) (fonction du rapport entre le couple de réductance et le couple d'interaction[Morimoto, Vas]).

Dans ces conditions le facteur de puissance du système est imposé par les paramètres de la machine et n'est pas nécessairement unitaire [Takeda].

La fin de la région I est définie par la vitesse ω_b , où la tension délivrée par le convertisseur atteint sa valeur maximale. La puissance P_o est associée à cette limite. Au-delà de cette vitesse, une augmentation de l'angle du courant (γ) est nécessaire pour réduire le flux produit par l'aimant.

Dans un premier temps (région II), l'augmentation de γ augmente le facteur de puissance. La puissance utile de la machine augmente donc ($P > P_o$), même si le couple se réduit.

La région III est caractérisée par le fait que l'augmentation de γ réduit le facteur de puissance de la machine jusqu'à la vitesse ω_{max} , où le courant maximal est placé complètement en opposition au flux imposé par l'aimant ($\gamma = 180^\circ$). Dans ce cas, le courant est entièrement réactif et la puissance active de la machine devient nulle.

Dans la région III, nous pouvons remarquer un autre point caractéristique, il s'agit de la vitesse pour laquelle la puissance atteint à nouveau la valeur P_o (cette vitesse sera appelée ω_o). Pour pouvoir introduire les équations qui régissent le fonctionnement de la machine, nous allons définir les valeurs des grandeurs de base (indice b), pour le calcul en valeurs relatives (p.u.). Par défaut, toutes les notations seront en valeurs relatives.

P_{max} : puissance maximale délivrée par le convertisseur

I_{max} : valeur efficace maximale du courant de la machine en régime permanent

V_{max} : valeur efficace maximale de la tension délivrée par le convertisseur

ω_b : vitesse de base caractéristique de l'interface de la région I et II

ϕ_b : rapport entre la tension V_{max} et ω_b

1.2 MISE EN EQUATIONS DU PROBLEME

Pour être précise et générale une analyse du fonctionnement des machines synchrones devrait utiliser des paramètres non linéaires, généralement fonction des courants statoriques. Cependant, un modèle linéaire où pertes et saturations ne sont pas prises en compte est plus simple, nous allons nous en servir pour comprendre ce qui se passe dans la machine. Les non-linéarités seront introduites plus loin. Le diagramme vectoriel correspondant est représenté dans la figure 1.2.

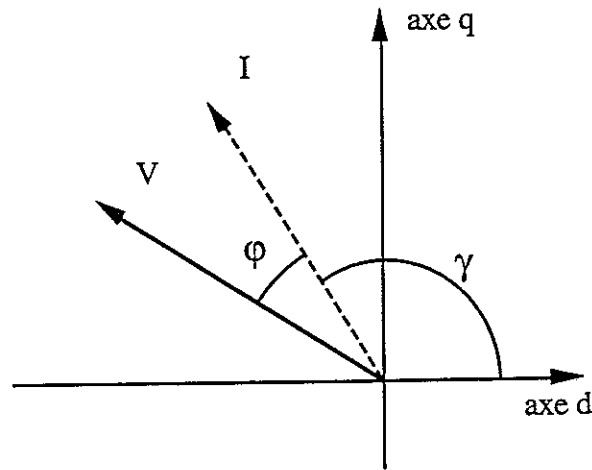


Figure 1.2 Représentation vectorielle de la machine en condition de réduction de flux

La tension de la machine peut alors s'écrire en valeurs réduites :

$$\begin{aligned} V_q &= \omega \cdot (E_o + X_d \cdot I_d) \\ V_d &= -j \cdot X_q \cdot I_q \\ V &= (V_d^2 + V_q^2)^{1/2} \end{aligned} \quad (1.1)$$

et la puissance

$$P = \omega \cdot (E_o \cdot I \cdot \cos \gamma + \frac{(X_q - X_d)}{2} \cdot I^2 \cdot \sin(2 \cdot \gamma)) \quad (1.2)$$

Pour la condition de réduction maximum de flux ($\gamma = 180^\circ$) nous avons [Schiferl] :

$$V_{\max} = V_q = \omega_{\max} \cdot (E_o - X_d \cdot I_{\max})$$

Donc :

$$|\omega_{\max}| = \frac{V_{\max}}{|E_o - X_d I_{\max}|} \quad (1.3)$$

D'après cette équation, si $E_o = X_d \cdot I_{\max}$ la machine peut atteindre des vitesses infinies.

Du point de vue physique, cette équation indique que la vitesse maximale est inversement proportionnelle au flux résultant sur l'axe direct. Cette affirmation reste valable pour des machines saturées, lorsque les pertes liées au flux sont considérées nulles.

R.F. Schiferl [Schiferl] a étudié le comportement des machines qui possèdent des valeurs de paramètres voisines de cette machine idéale ; il a conclu que l'effet de réluctance ($X_d \neq X_q$) pouvait être utilisé pour augmenter le couple à faibles vitesses.

W.L. Soong [Soong (2)], à partir des mêmes hypothèses a montré que la machine synchrone à aimants peut être étudiée à partir de seulement deux paramètres caractéristiques qui définissent l'allure de la courbe $P(\omega)$: le rapport $\xi = X_q/X_d$ et le flux à vide (ϕ_0).

Sur un plan défini par ces deux paramètres, nous pouvons tracer les isovalues de puissance à la vitesse de base ω_b (fig.1.3). Pour cela, il suffit de résoudre les équations 1.1 pour la tension V_{max} .

De même, nous pouvons tracer des courbes qui représentent le rapport entre les vitesses ω_0 et ω_b qui représentent la plage de vitesse à puissance égale ou supérieure à la puissance P_0 .

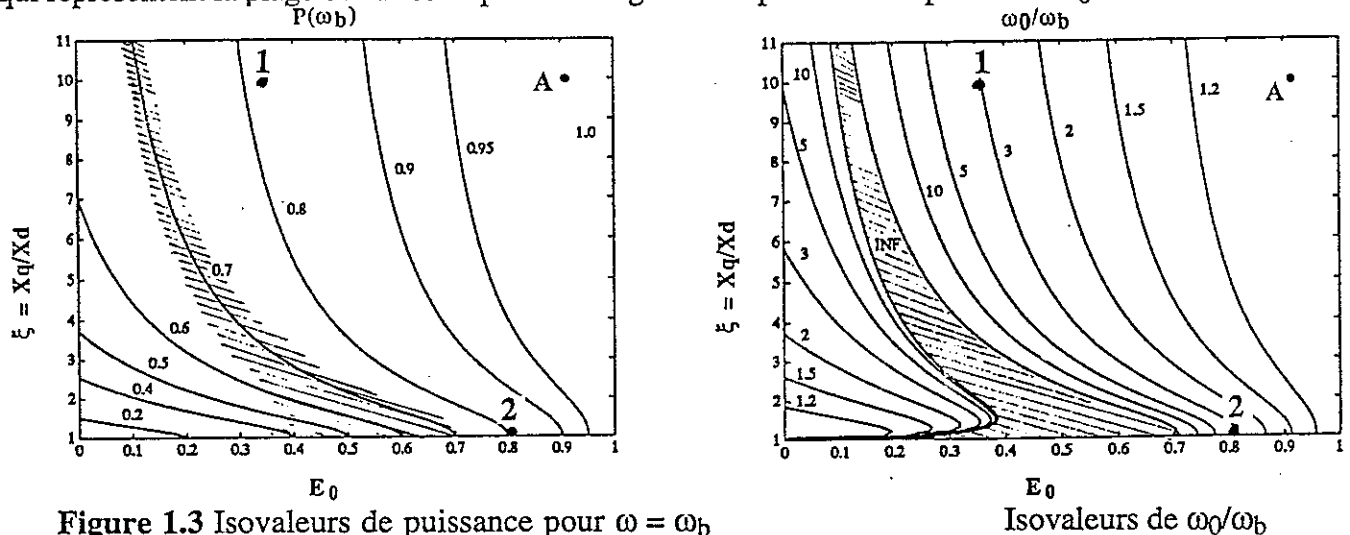


Figure 1.3 Isovalues de puissance pour $\omega = \omega_b$
[Soong(2)]

A partir de ces courbes, Soong a conclu qu'un compromis entre le couple maximum et la plage de vitesse était nécessaire, puisque la machine qui possède le maximum de puissance à la vitesse de base (donc maximum de couple) ne peut jamais avoir une plage de vitesse importante (ex : point A fig.1.3). Il suggère aussi que les machines les plus appropriées pour travailler en vitesse variable et tension limitée doivent être conçues pour qu'à la vitesse de base leur puissance P_0 soit de l'ordre de 70% de la puissance maximale (région hachurée sur la fig.1.3).

En plus, d'après la figure 1-3, plusieurs structures de machines posséderaient la même forme de courbe $P(\omega)$. Par exemple, le point 1 représente une machine plutôt à réluctance ($\xi \gg 1$ et faible E_0), tandis que le point 2 représente une machine à très forte induction à vide ($\xi \approx 1$ et $E_0 \approx 0,8$ p.u.). Ces deux machines auraient la courbe caractéristique $P(\omega)$ comme celle présentée dans la fig.1.4.

Le problème du choix de la structure et de son dimensionnement pour que ξ et E_0 soient ceux voulus sera présenté au deuxième chapitre.

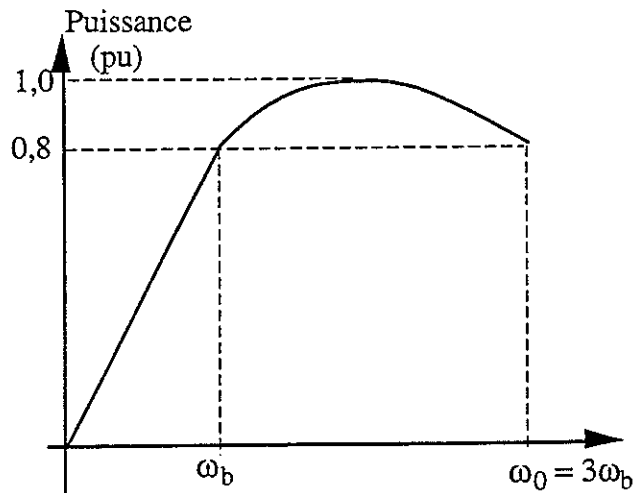


Figure 1.4 Courbe $P(\omega)$ pour les structures associées aux points 1 et 2 de la figure 1.3

1.2.1 Effets des non-linéarités

Dans une machine à aimants nous trouvons souvent des valeurs de champ élevées quiaturent les matériaux. Dans ces conditions, nous ne pouvons plus utiliser le principe de superposition pour étudier la machine. Ainsi, nous ne pouvons plus considérer que l'induction sur un axe n'est fonction que du champ sur ce même axe. En réalité, un effet d'interaction entre les deux axes apparaît, souvent appelé "effet croisé".

Les équations 1.1 ne considèrent pas la présence de saturation, ni cet effet croisé. Or, B. Sneyers [Sneyers] a montré que cet effet pouvait être important dans le cas des machines fonctionnant en conditions de réduction de flux. Pour l'étudier, elle a utilisé les équations suivantes pour représenter la machine à aimants :

$$\begin{aligned} V_q &= \omega.(E_0 - X_d.I_d - X_{dq}.I_q) \\ V_d &= -\omega.X_q.I_q \\ V &= (V_d^2 + V_q^2)^{1/2} \end{aligned} \tag{1.4}$$

Les paramètres utilisés sont constants, X_{dq} représente la réduction du flux suivant l'axe direct qui apparaît lorsqu'une partie de la machine sature sous l'effet d'un courant en quadrature.

En utilisant ces équations, B. Sneyers a déduit que l'inductance X_{dq} pouvait augmenter la plage de vitesse, avec la même puissance à vitesse de base (fig.1.5). Cependant, ce résultat a été obtenu pour un ensemble de paramètres qui ne semble pas tenir compte de la réalité physique.

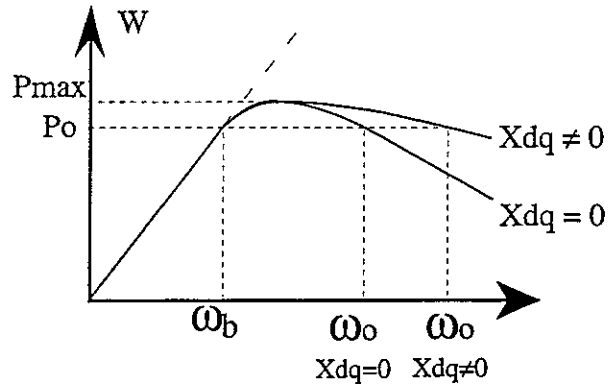


Figure 1.5 Influence de l'effet croisé sur la courbe $P(\omega)$. [Sneyers]

L'effet croisé, qui est caractéristique des machines à aimants enterrés, pourrait donc améliorer les performances des machines en condition de réduction de flux. Afin d'étudier l'influence des paramètres géométriques sur les performances d'une machine saturée, nous allons utiliser la f.e.m. résultante de l'interaction des deux sources de forces magnétomotrices : l'aimant et les courants.

Si la machine a une distribution d'enroulement adéquate et si les courants sont sinusoïdaux, les fondamentaux des grandeurs peuvent être utilisés pour calculer la puissance utile. Dans ces hypothèses, on peut écrire la relation suivante :

$$|\phi_{res}| = \frac{M}{\omega} \quad (1.5)$$

Cette équation nous montre que l'étude du fonctionnement à tension imposée et vitesse variable ($\omega > 1$) peut se transposer sur un diagramme vectoriel à vitesse fixe ($\omega = 1$) où la tension est variable ($V < 1$). A tout moment, il sera possible de calculer la vitesse effective puisque : $\omega = 1/V$.

Pour le maximum de tension et de courant, la puissance peut s'écrire :

$$P = \omega \cdot V \cdot I \cdot \cos \varphi = \cos \varphi \quad (\omega \cdot V = 1 \quad I = 1) \quad (1.6)$$

Sur le diagramme vectoriel tracé pour la fréquence de base, la puissance à la vitesse ω sera égale à $\cos \varphi$ et le couple à :

$$\Gamma = \frac{P}{\omega} = V \cdot \cos \varphi \quad (1.7)$$

Sur ce même diagramme les isovaleurs de vitesse sont des cercles de rayon $\frac{1}{\omega}$.

Pour étudier le comportement d'une machine en condition de réduction de flux, il suffit de tracer plusieurs paires de vecteurs V et I sur le diagramme vectoriel. Le lieu des extrémités du vecteur V permet d'apprécier les performances du moteur. La figure 1.6 montre un exemple pour une machine linéaire (cf. équations 1.1). Le point A représente le point de base ($C_{\max}$, ω_b , $V=1$), le point B représente le point à tension minimale, les courants sont complètement réactifs ($\gamma=180$) la puissance est nulle. Dans cet exemple en alimentation en tension unitaire, la vitesse maximale serait de $\frac{1}{V} = 2$.

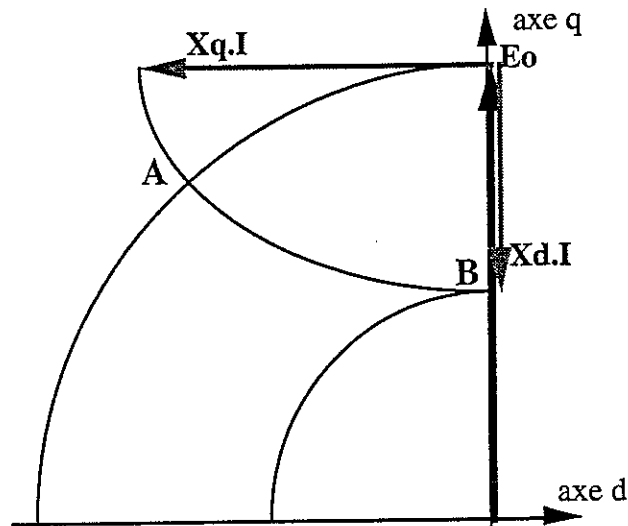


Figure 1.6 Lieu de points de la f.e.m.

Ainsi, nous pouvons conclure que les performances de la machine en condition de réduction de flux seront définies par les rapports XqI/E_0 et XdI/E_0 .

1.2.2 Recherche des conditions de puissance maximale

Supposons maintenant que pour une plage de vitesse fixée nous voulions le maximum de puissance disponible, soit $\cos\varphi=1$. Le diagramme vectoriel serait alors le suivant (fig.1.7).

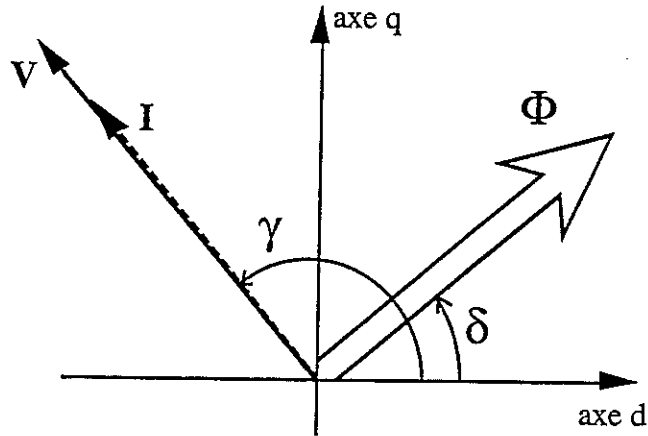


Figure 1.7 Diagramme vectoriel à $\cos\varphi=1$

Dans cette hypothèse nous avons :

$$\begin{aligned}\phi_d &= \phi_{res} \cdot \cos\delta \\ \phi_q &= \phi_{res} \cdot \sin\delta \\ I_d &= -I \cdot \sin\delta \\ I_q &= I \cdot \cos\delta\end{aligned}\quad (\gamma = \delta + 90)$$
(1.8)

D'où nous pouvons déduire:

$$\frac{\phi_d}{\phi_q} = -\frac{I_q}{I_d}$$
(1.9)

Ce résultat laisse entrevoir, d'une façon qualitative, que l'effet croisé peut être intéressant, puisque le rapport des composantes de flux est une fonction croisée des composantes du courant ($\cos\varphi=1$). Pour ce comportement idéal, nous pouvons encore développer les composantes de flux de la façon suivante ($I=1$) :

$$\begin{aligned}\phi_d &= \phi_0 - L_d \sin\delta \\ \phi_q &= \xi \cdot L_d \cos\delta \\ \xi &= \frac{L_q}{L_d}\end{aligned}$$
(1.10)

où ϕ_0 , L_d et ξ sont fonctions de δ .

En comparant les équations 1.8 et 1.10, nous obtenons :

$$\frac{\phi_d}{\phi_q} = \frac{\cos \delta}{\sin \delta} = \frac{\phi_0}{\xi \cdot L_d \cdot \cos \delta} - \frac{1}{\xi} \cdot \frac{\sin \delta}{\cos \delta} \quad (1.11)$$

D'où :

$$\left| \frac{L_d}{\phi_0} \right| = \frac{\sin \delta}{\sin^2 \delta + \xi \cdot \cos^2 \delta} \quad (1.12)$$

La loi de variation du rapport des sources de flux suivant l'axe direct (courant et aimant) qui donne $\cos \varphi = 1$ suivrait le comportement présenté dans la fig.1.8.

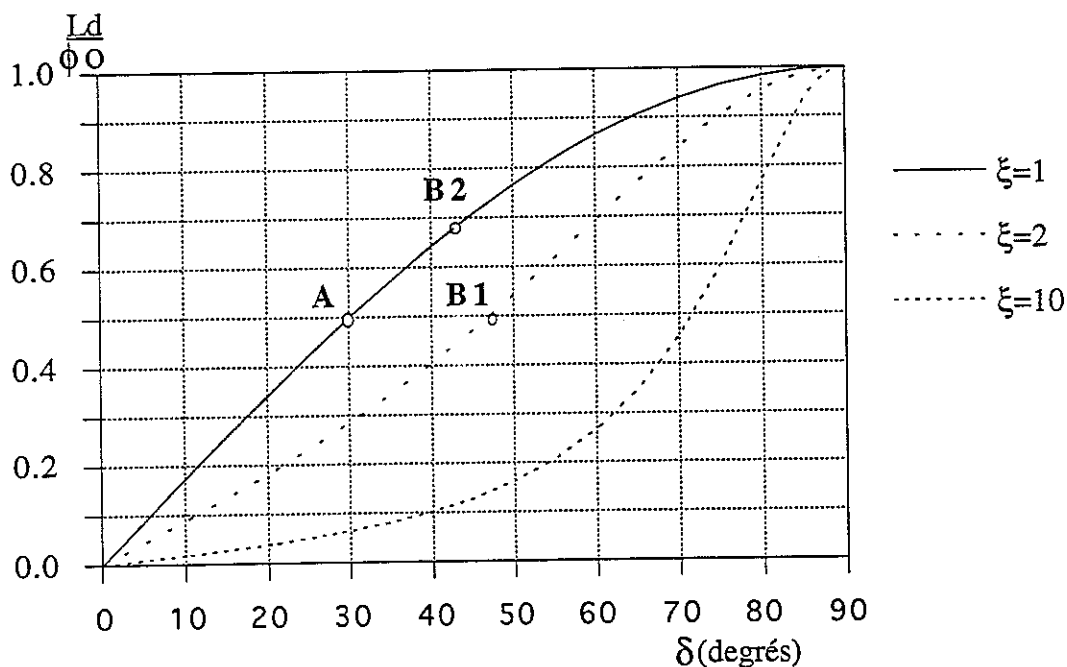


Figure 1.8 Rapport des flux produits par le courant et l'aimant pour un fonctionnement à $\cos \varphi = 1$

D'une façon qualitative, l'augmentation de γ (donc de δ) nécessaire pour atteindre des vitesses plus importantes à courant nominal, exige une augmentation soit de ξ (du point A vers le point B₁) soit de $\left| \frac{L_d}{\phi_0} \right|$ (du point A vers le point B₂). Cette caractéristique ne peut être atteinte que dans les machines saturées. En effet, dans la figure 1.9 nous observons que le courant suivant l'axe direct s'opposant au flux produit par les aimants, réduit le niveau de saturation de la machine, augmentant $\left| \frac{L_d}{\phi_0} \right|$ (fig.1.9 point A → point B). En plus, la désaturation des dents augmente ξ .

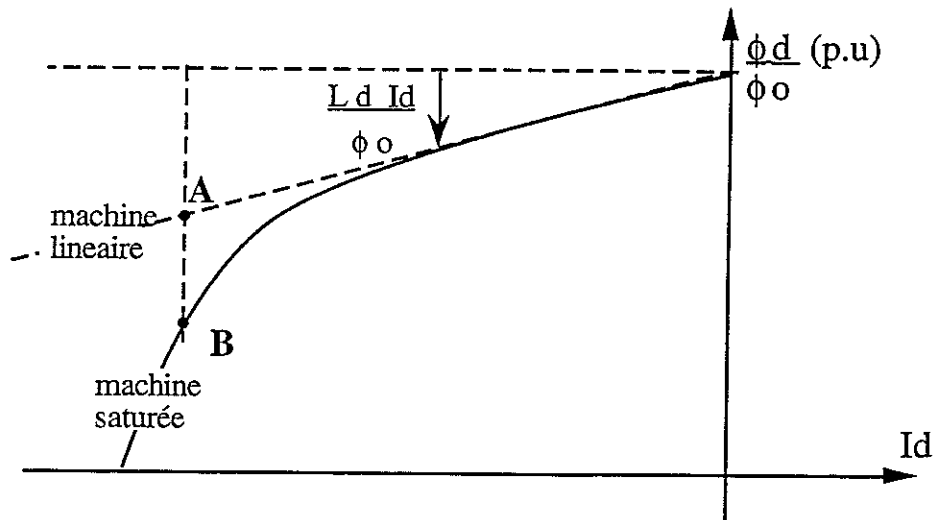


Figure 1.9 Effet de I_d sur ϕ_d

Pour conclure, l'analyse faite dans ce paragraphe nous indique qu'une machine saturée peut présenter des caractéristiques intéressantes pour le fonctionnement en puissance constante.

1.3 ANALYSE DES LIMITATIONS D'UNE MACHINE LINEAIRE

Dans ce paragraphe, nous allons étudier l'influence des paramètres de la machine synchrone à aimants en condition de réduction de flux. Les hypothèses considérées dans cette partie seront :

- les grandeurs sont sinusoïdales
- il n'y a pas de pertes dans la machine
- les paramètres de la machine sont constants et valent

E_0 - tension à vide en valeurs p.u.

$X_d = X_q = X$ réactance synchrone

Dans ces conditions :

$$V_q = \omega \cdot [E_0 + X I_d]$$

$$V_d = -\omega [X I_q]$$

$$V^2 = V_d^2 + V_q^2 = 1$$

$$I^2 = I_d^2 + I_q^2 = 1$$

(1.13)

Lorsque la machine fonctionne à sa tension maximale (1 pu) (flux résultant limité) nous avons :

$$1 = \omega^2 \cdot [E_0^2 + 2 E_0 \cdot X \cdot I_d + X \cdot (I_d^2 + I_q^2)]$$

(1.14)

Donc les valeurs des composantes du courant sont :

$$I_d = \frac{\left(\frac{1}{\omega}\right)^2 - E_0^2 - (X \cdot I)^2}{2 X E_0} \quad (1.15)$$

et

$$I_q = + \sqrt{\left(\frac{1}{\omega X}\right)^2 - \left(\frac{E_0}{X} + I_d\right)^2} \quad (\text{fonctionnement moteur}) \quad (1.16)$$

Comme la puissance dans cette machine est donnée par :

$$P = \omega E_0 I_q \quad (1.17)$$

nous obtenons :

$$P = \omega E_0 \sqrt{\left(\frac{1}{\omega X}\right)^2 - \left(\frac{E_0}{2X} + \left(\frac{1}{\omega}\right)^2 \frac{1}{2X E_0} - \frac{X I^2}{2 E_0}\right)^2} \quad (1.18)$$

en définissant :

$$x = \frac{X \cdot I}{E_0} \quad (1.19)$$

$$e = \omega E_0$$

on peut écrire :

$$P = \frac{E_0}{X} \sqrt{1 - \left(\frac{e}{2} (1 - x^2) + \frac{1}{2e}\right)^2} \quad (1.20)$$

Maintenant, nous allons calculer comment varie la puissance en fonction de la vitesse à partir de la dérivée de l'équation précédente.

Sachant que

$$\frac{\partial x}{\partial \omega} = 0 \quad (1.21)$$

$$\frac{\partial e}{\partial \omega} = E_0$$

nous pouvons mettre la dérivée de la puissance sous la forme suivante

$$\frac{\partial P}{\partial \omega} = F1.F2.F3 \quad (1.22)$$

avec

$$F1 = \frac{-E_0}{X} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{e}{2}(1-x^2) + \frac{1}{2e}\right)^2}}$$

$$F2 = \frac{e}{2}(1-x^2) + \frac{1}{2e}$$

$$F3 = \frac{E_0}{2} \left[(1-x^2) - \frac{1}{e^2} \right]$$

Dans ce cas :

a) F1 ne peut être que négative et son domaine de validité est

$$\left| \frac{e}{2}(1-x^2) + \frac{1}{2e} \right| < 1 \quad (1.23)$$

soit

$$x > 1 - \frac{1}{e}$$

$$x > -1 + \frac{1}{e}$$

$$x < 1 + \frac{1}{e}$$

Sur le plan défini par les variables x et $1/e$ (fig.1.10) nous aurons le domaine de validité représenté par la région hachurée.

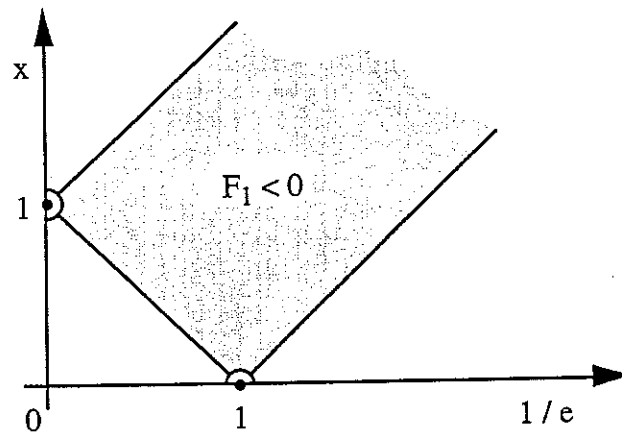


Figure 1.10 Limite de validité des paramètres x et $1/e$ en condition de puissance limitée

Les trois segments de droite qui limitent le domaine de validité des équations 1.22 correspondent aux trois conditions suivantes :

$$1) x = 1 - \frac{1}{e} \quad (1.24)$$

d'où

$$V = \omega(E_0 - X.I) \quad (I = 1 \text{ pu}, V = 1 \text{ pu})$$

Cette condition correspond au courant placé sur l'axe direct, dans le sens démagnétisant (fig.1.11.a), l'amplitude de $|X.I|$ étant inférieure à E_0 .

$$2) x = -1 + \frac{1}{e} \quad (1.25)$$

d'où

$$V = \omega(X.I - E_0) \quad (I = 1 \text{ p.u.}, V = 1 \text{ pu})$$

Cette condition, représentée sur la fig.1.11.b correspond à un courant placé sur l'axe direct, dans le sens magnétisant.

$$3) x = 1 + \frac{1}{e} \quad (1.26)$$

d'où

$$V = \omega(XI - E_0) \quad (I = 1 \text{ pu}, V = 1 \text{ pu})$$

Pour cette condition, représentée sur la fig.1.11.c, le courant démagnétisant est placé sur l'axe direct, l'amplitude de $|XI|$ étant supérieure à E_0 .

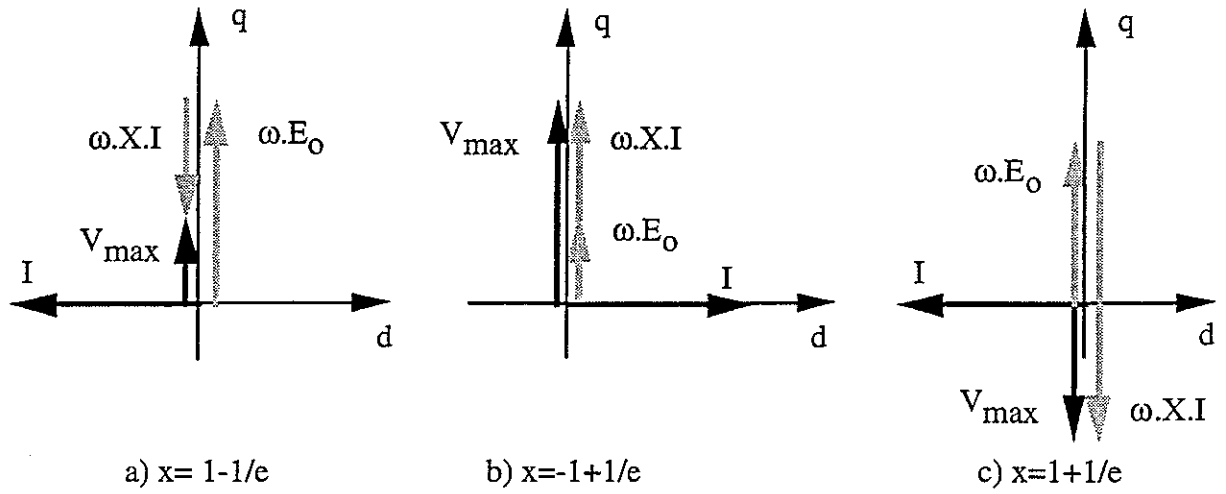
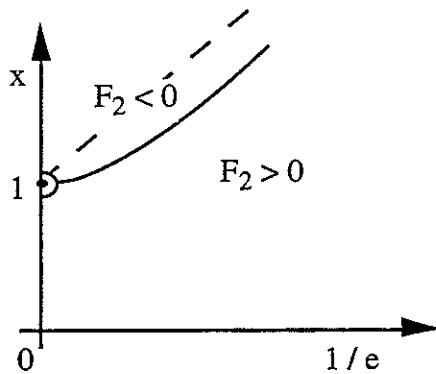
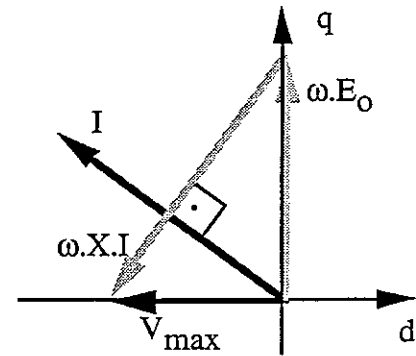


Figure 1.11 Représentation sur le diagramme vectoriel de la limite de validité des équations 1.23

b) F_2 définit deux régions distinctes : $F_2 < 0$ et $F_2 > 0$ (fig.1.12.a).



a) F_2 sur la plan $x=f(1/e)$



b) $F_2 = 0$ sur le diagramme vectoriel

Figure 1.12 Caractéristiques de la fonction F_2

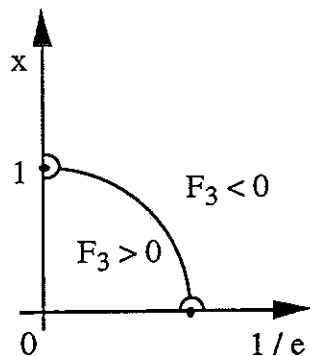
Pour $F_2=0$ nous avons

$$x^2 = 1 + \left(\frac{1}{e}\right)^2 \quad (1.27)$$

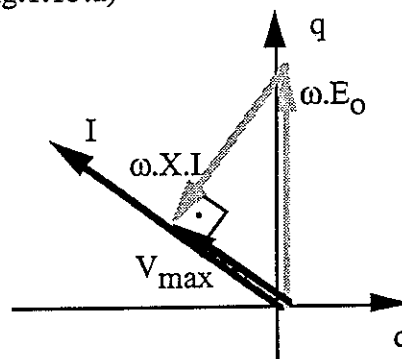
qui correspond à la condition

$$V^2 = \omega [(XI)^2 - (E_0)^2] \quad (V \text{ et } I = 1 \text{ pu})$$

c) F_3 définit deux autres régions : $F_3 < 0$ et $F_3 > 0$ (fig.1.13.a)



a) F_3 sur la plan $x=f(1/e)$



b) $F_3 = 0$ sur le diagramme vectoriel

Figure 1.13 Caractéristique de la fonction F_3

Pour $F_3=0$ nous avons :

$$\frac{1}{e^2} = 1 - x^2 \quad (1.28)$$

d'où

$$V^2 = \omega^2(E_0^2 - XI^2) \quad (V, I = 1 \text{ pu})$$

Dans cette condition, le courant et la tension étant en phase, le maximum de puissance est atteint ($\cos\gamma=1$) (fig.1.13.b).

Pour pouvoir déterminer les valeurs de $\frac{\partial P}{\partial \omega}$ sur le plan $x=f(1/e)$, nous allons nous reporter à la fig.1.14.

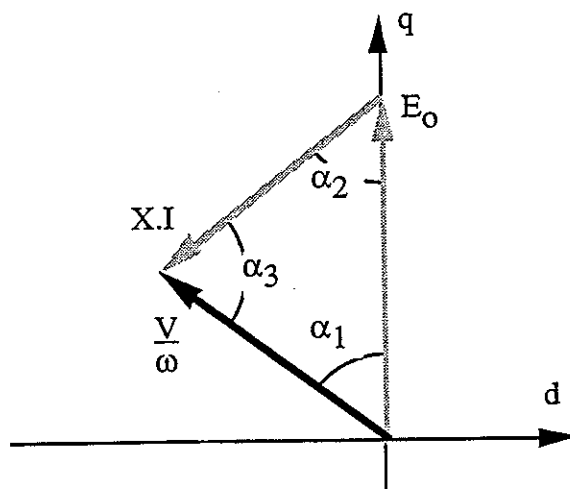


Figure 1.14 Représentation d'un point de fonctionnement de la machine

D'abord les équations qui définissent les limites de validité d'étude correspondent à (voir fig.1.11)

$$x = 1 - \frac{1}{e} \Rightarrow \alpha_3 = 180^\circ$$

$$x = -1 + \frac{1}{e} \Rightarrow \alpha_2 = 180^\circ$$

$$x = 1 + \frac{1}{e} \Rightarrow \alpha_1 = 180^\circ$$

Les zones de transition définies par $F_2=0$ et $F_3=0$ correspondent respectivement à $\alpha_1=90^\circ$ (fig.1.12.b) et $\alpha_3=90^\circ$ (fig.1.13.b).

A ces zones de transition nous allons ajouter celle du maximum de couple. Dans la machine que nous étudions dans ce paragraphe, la condition de couple maximal sera $\alpha_2=90^\circ$, soit courant en phase avec la tension à vide.

$$\frac{V^2}{\omega} = (XI)^2 + E_0^2 \quad (1.29)$$

d'où ($V, I = 1$ pu) pour le maximum de couple ($\alpha_2=90^\circ$)

$$x = \sqrt{\left(\frac{1}{e}\right)^2 - 1}$$

Si nous disposons tous ces résultats sur un même plan, nous obtenons celui représenté dans la figure 1.15 (rappelons nous que $\frac{\partial P}{\partial \omega} = F_1.F_2.F_3$, équation 1.22).

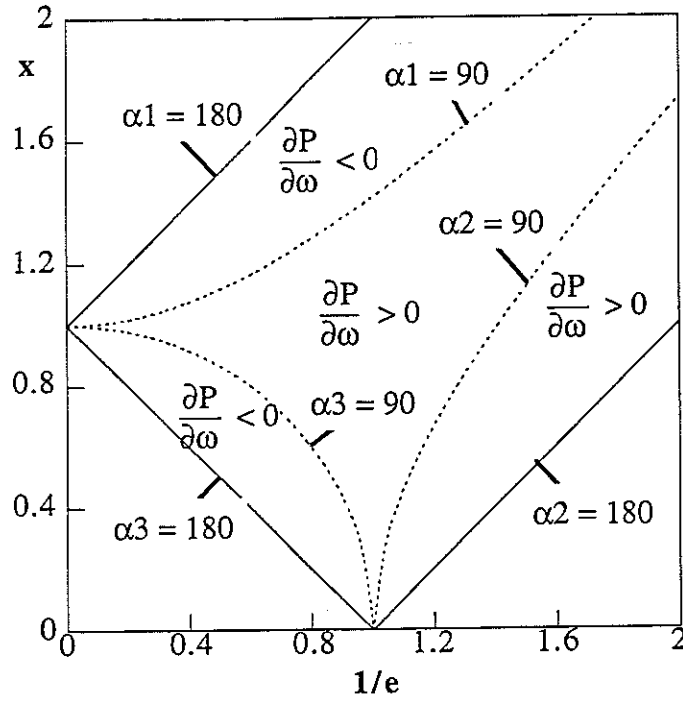


Figure 1.15 Plan $x=f(1/e)$

Sur le diagramme, la ligne $\alpha_2=90^\circ$ représente le maximum de couple. Or, c'est dans cette condition, pour n'importe quel E_0 que nous avons choisi de définir la vitesse de base ($\omega=1$).

Compte-tenu de la définition des régions caractéristiques d'une machine à aimant, (§1.1), la région I est représentée par un point sur la ligne $\alpha_2=90^\circ$. La région II est représentée par les points où $\frac{\partial P}{\partial \omega} > 0$ et la région III par $\frac{\partial P}{\partial \omega} < 0$.

La vitesse de fonctionnement de la machine sur la fig.1.15 peut facilement être obtenue. En effet, si les coordonnées d'un point sont $(x, \frac{1}{e_1})$ et d'un autre $(x, \frac{1}{e_2})$ le rapport de leur vitesse est donné par le rapport de leur ordonnée, puisque:

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\omega_2 \cdot E_0}{\omega_1 \cdot E_0} = \frac{\frac{1}{e_1}}{\frac{1}{e_2}} \quad (1.30)$$

Dans notre cas ($X_d=X_q=\text{constant}$), le lieu des vitesses unitaires est donné par l'équation 1.29 ($x = \sqrt{(\frac{1}{e})^2 - 1}$). Les autres lieux de vitesse seront obtenus en multipliant l'ordonnée par le facteur ω (lieu de vitesse $\omega \Rightarrow x = \sqrt{(\frac{\omega}{e})^2 - 1}$). Ainsi les isovaleurs de vitesse prendront l'allure représentée dans la fig.1.16.

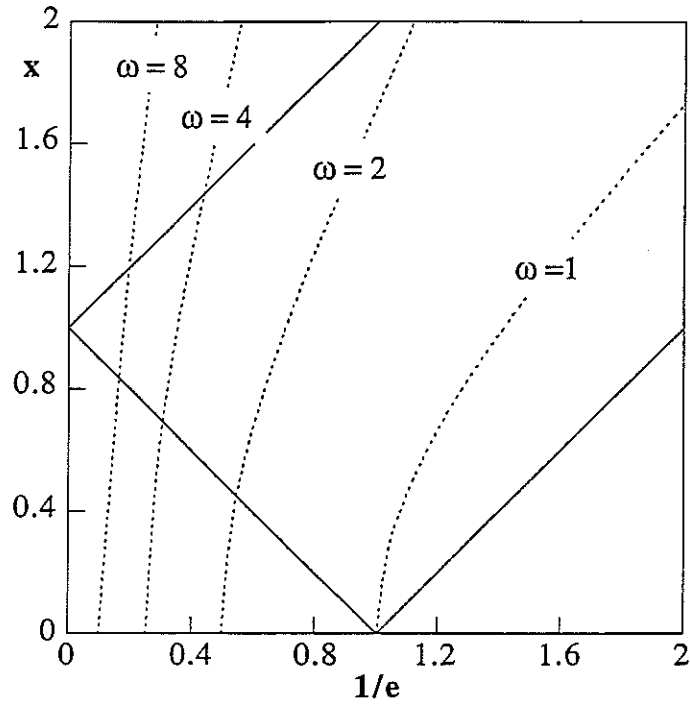


Figure 1.16 Lieu des isovaleurs de vitesse sur le plan $(x, \frac{1}{e})$

Nous allons calculer maintenant le lieu des isovaleurs de puissance sur ce plan. A partir du diagramme vectoriel présenté sur la fig.1.17 nous avons

$$a^2 = E_0^2 - \left(\frac{1}{\omega} \cos \varphi\right)^2 \quad a = XI - \frac{1}{\omega} \sin \varphi$$

d'où

$$x = \frac{XI}{E_0} = \frac{1}{e} \sin \varphi + \sqrt{1 - \left(\frac{1}{e} \cos \varphi\right)^2} \quad (1.31)$$

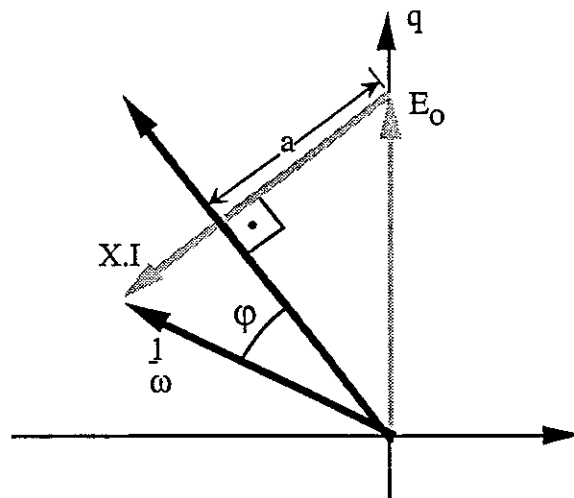


Figure 1.17 Diagramme vectoriel de la machine à $P = \cos \varphi$

Nous avons rassemblé toutes les informations obtenues jusqu'à présent sur la fig. 1.18, afin d'analyser le comportement d'une machine à paramètres fixés.

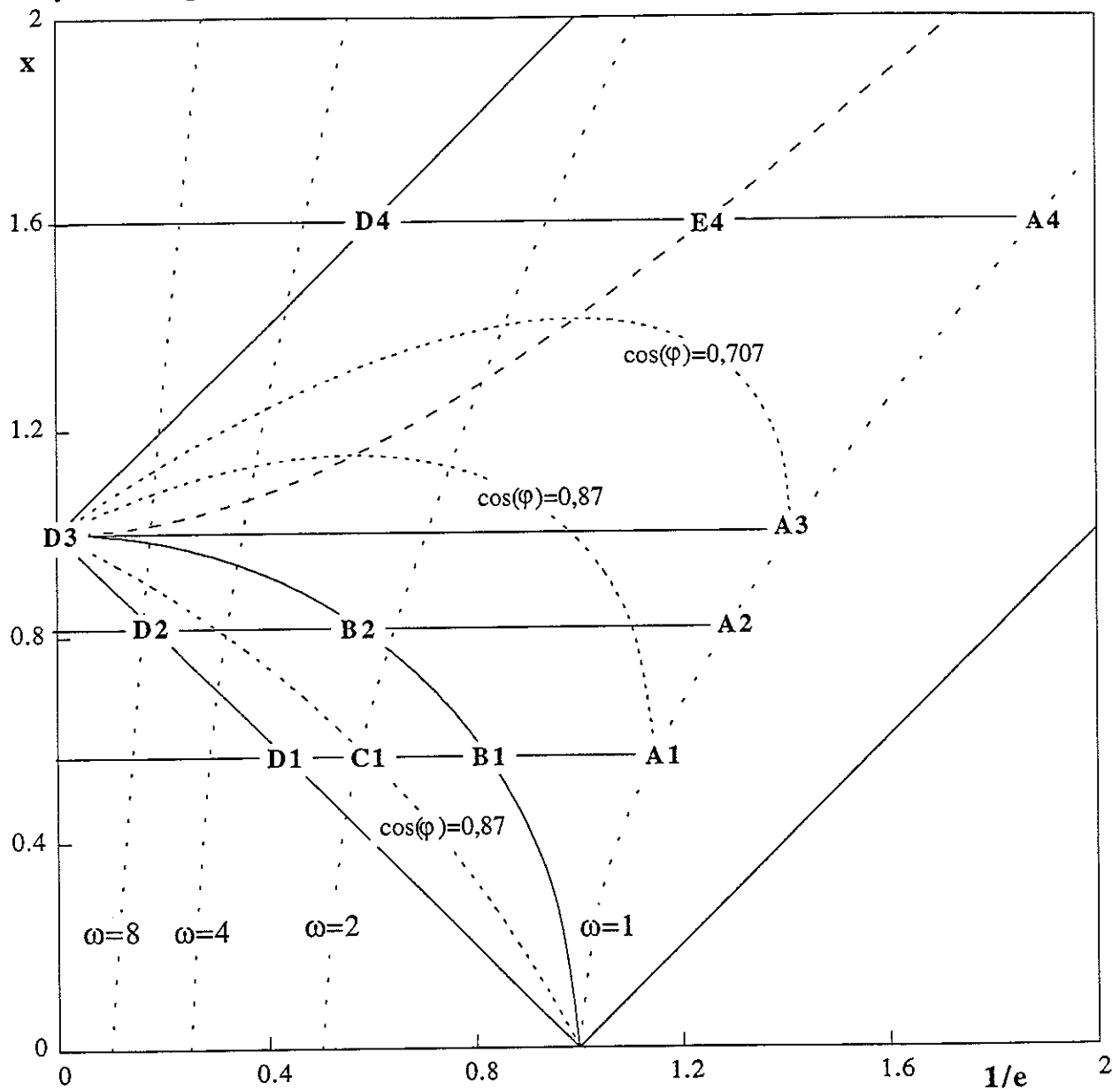


Figure 1.18 Utilisation du plan $x=f(1/e)$ pour une machine à paramètres fixés

Prenons, comme exemple, la machine qui, à ω_b (point A_1), possède une puissance de 0,87 pu. Elle doit avoir comme paramètres:

$$\frac{1}{e} = \frac{1}{1E_0} = 1,146 \Rightarrow E_0 = 0,87$$

$$x = \frac{XI}{E_0} \cong 0,56 \Rightarrow XI = 0,49$$

La vitesse pour laquelle la puissance est à nouveau égale à 0,87 pu est 2 ($\omega_o = 2$, point $C1$)

Ce graphique permet l'analyse qualitative du choix des paramètres de la machine en fonction des performances désirées. Si par exemple, nous voulons augmenter la vitesse maximale de la machine, nous observons que le point D doit se déplacer vers la gauche, ce qui nécessite une augmentation de x (point D₂).

Ce changement de paramètre provoque une réduction de la puissance à la vitesse de base (point A₂), et un décalage du maximum de puissance vers les vitesses plus importantes (point B₁ → B₂). Si nous continuons à augmenter x , nous allons trouver la machine pour laquelle la vitesse maximale est infinie (point A₃, D₃) ($x = 1 \Rightarrow XI = E_0 = 0,707$). Sur cette machine l'interface entre la région II et III se présente à l'infini (B₃ → D₃).

Une augmentation de x à partir de ce point réduira la vitesse maximale à courant nominal (ligne A₄-D₄). Le facteur de puissance unitaire ne pourra plus être atteint. Cette machine posséderait une inductance suivant l'axe direct trop importante, de sorte que le courant nominal placé sur cet axe provoquerait un flux plus important que le flux dû aux aimants. Si on veut augmenter la vitesse de cette machine dans la région E₄-D₄, l'amplitude de courant doit être réduite de façon à ce que le terme XI tende vers E_0 . Le point E₄ indique le maximum de puissance de cette machine.

Le transport des droites caractéristiques de chaque machine sur la courbe $P(\omega)$ peut se faire facilement (fig.1.19).

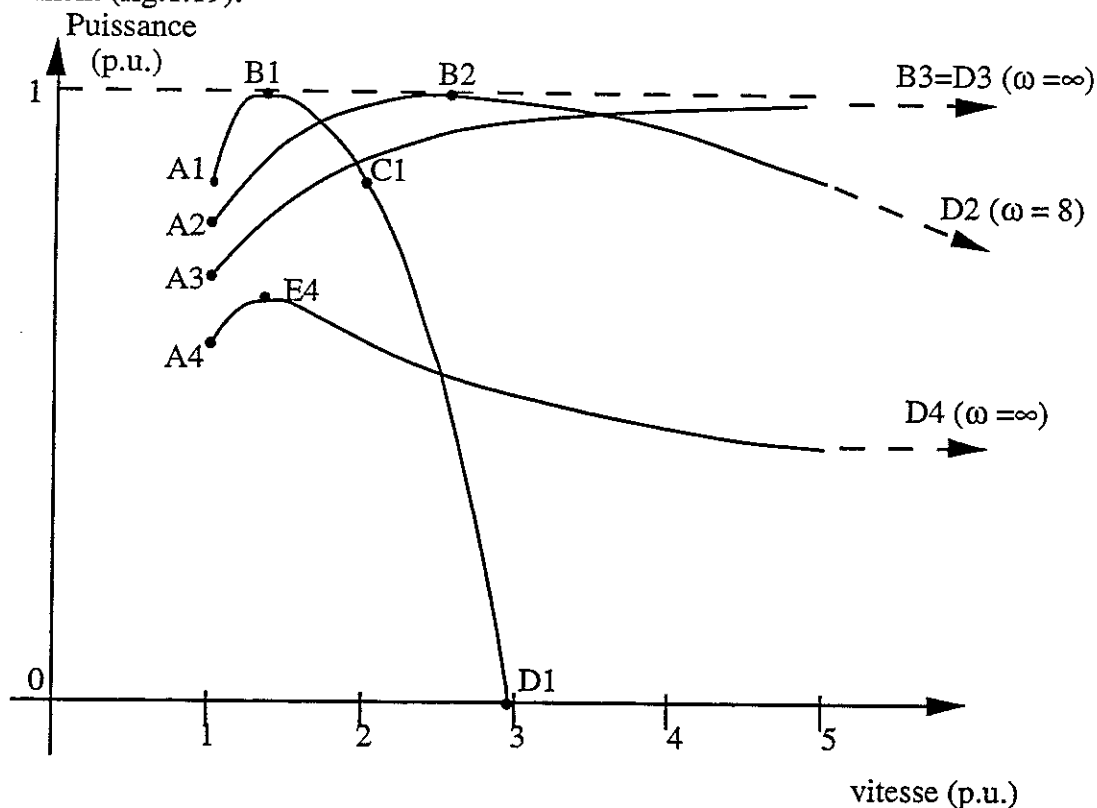


Figure 1.19 Courbes $P(\omega)$ des exemples étudiés

1.4 CONCLUSIONS

Dans ce premier chapitre, nous avons mis en évidence le fait que plusieurs ensembles de paramètres de machine à aimants peuvent aboutir à des courbes $P(\omega)$ semblables. Pour que la machine puisse fonctionner à des vitesses importantes, le flux résultant doit être contrôlé par le courant placé en opposition au flux de l'aimant. Ainsi, le flux produit par le courant sur l'axe direct doit être de l'ordre du flux de l'aimant.

Finalement, après avoir observé que les non-linéarités du circuit magnétique pouvaient améliorer la performance de la machine à aimants, nous avons décrit les limitations d'une machine linéaire ($X_d=X_q$), en condition de réduction de flux.

CHAPITRE 2

STRUCTURES DE MACHINES A AIMANTS POUR UN FONCTIONNEMENT EN REDUCTION DE FLUX

CHAPITRE 2

"STRUCTURES DE MACHINES A AIMANTS POUR UN FONCTIONNEMENT EN REDUCTION DE FLUX"

Ce chapitre a pour but de justifier le choix de structure que nous avons fait pour la machine. Pour cela nous allons analyser pour chaque type de structure, les contraintes apportées par le fonctionnement en réduction de flux (cas où la puissance de la source d'alimentation est fixée). Plusieurs aspects seront abordés ; tout d'abord, l'alimentation de la machine par convertisseur statique, ensuite les contraintes magnétiques supportées par les aimants ainsi que les répercussions de ce mode de fonctionnement sur la puissance volumique des machines et leurs pertes.

2.1 STRUCTURES DE MACHINES A AIMANTS

Plusieurs structures de machines à aimants peuvent convenir pour un fonctionnement en réduction de flux. Ces différentes machines peuvent se classer en deux groupes ; les structures avec aimants en surface du rotor (fig. 2.1) et les structures avec aimants enterrés dans le rotor (fig. 2.2).

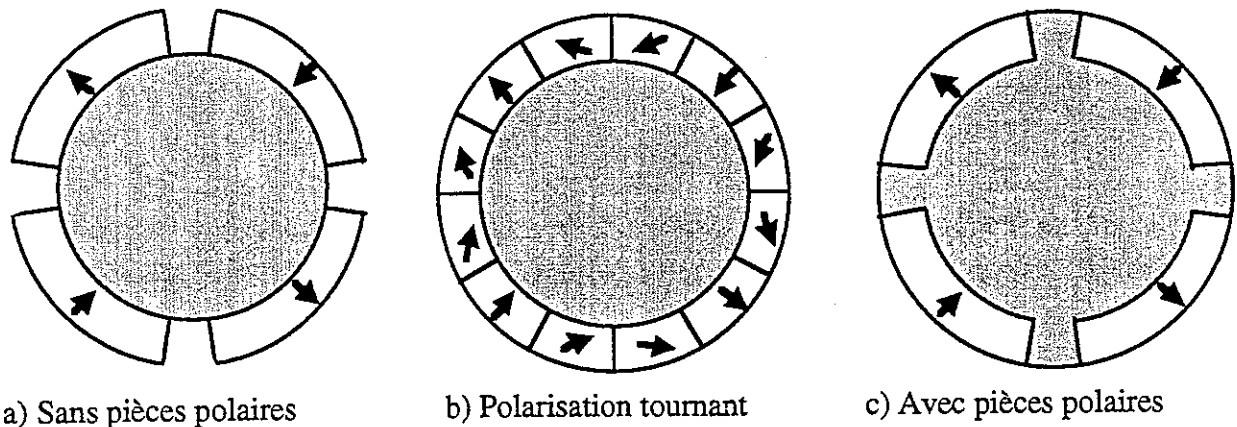


Figure 2.1 Structures avec aimants placés à la surface du rotor

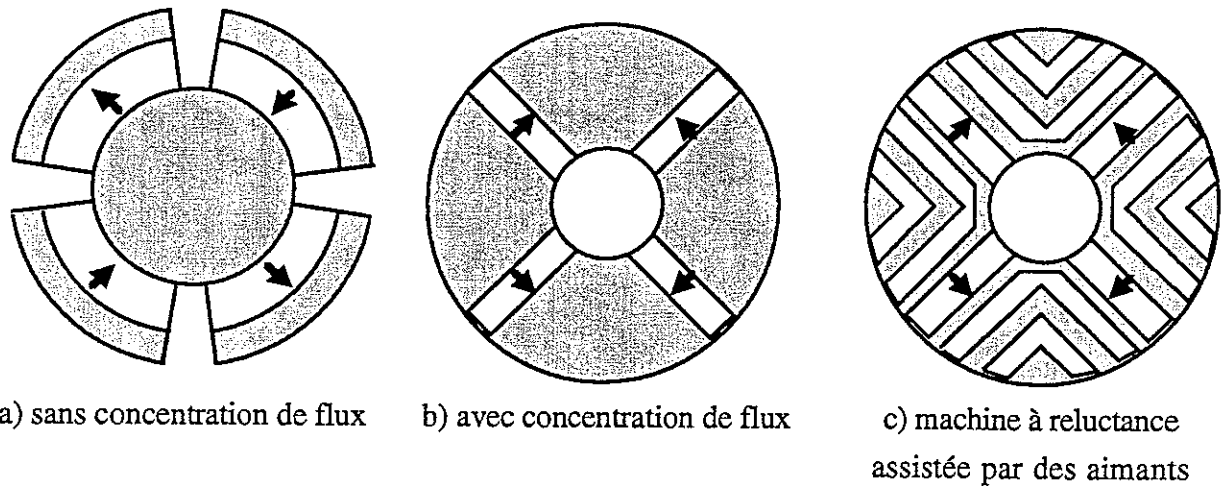


Figure 2.2 Structures avec aimants enterrés

L'aspect commun aux deux structures est évidemment la présence d'aimants sur l'axe direct des machines. Or, nous avons vu que la facilité de contrôle du flux résultant est liée aux valeurs des inductances de la machine, et pour obtenir une valeur de L_d importante, la réluctivité du circuit magnétique de l'axe direct doit être assez faible. (on rappelle que la vitesse limite dépend directement du rapport $L_d.I/\phi_0$). Comme la perméabilité des aimants est faible, ils représentent une partie importante de cette réluctivité. Leurs dimensions sont donc fondamentales lors de la conception de la machine. La réduction de leur épaisseur étant limitée par leur manipulation, la surface de ces aimants devient un paramètre prépondérant. Les structures à concentration de flux sont particulièrement intéressantes vis-à-vis de cette contrainte, puisque les aimants y trouvent la possibilité d'avoir des surfaces supérieures au pas polaire.

Dans le premier groupe, les aimants étant placés directement dans l'entrefer, ils sont soumis à des champs non homogènes. Dans le deuxième groupe, les aimants sont entourés par du matériau magnétique, ce qui permet de considérer que le champ auquel ils sont soumis est sensiblement uniforme. Ces structures permettent de faire fonctionner la totalité du volume d'aimant près de sa limite de réversibilité ce qui semble intéressant pour employer un minimum d'aimant.

2.2 LE CONVERTISSEUR ET LA STRUCTURE DE LA MACHINE

De nombreux auteurs ont analysé les performances des convertisseurs statiques alimentant des machines à aimants. En général pour les applications de puissance moyenne où les performances du système doivent être élevées sur une grande gamme de vitesse, le convertisseur de tension contrôlé en courant est la solution la plus utilisée.

2.2.1 Forme des courants

Une alimentation utilisant des courants trapézoïdaux peut être utilisée pour maximiser le couple massique [Weh]. Or, avec ce mode d'alimentation, les temps de commutation engendrent des oscillations de couple. Pour diminuer ce problème, la structure de la machine doit être conçue pour avoir de faibles inductances. H. Weh a ainsi étudié une structure à concentration de flux (fig. 2.3) où des fentes dans le rotor limitent la réactance X_q (X_d étant déjà restreint par la faible perméabilité des aimants). Il a été montré par ailleurs [Schofield] que ce type d'alimentation en condition de réduction de flux, produit plus d'oscillation de couple que dans le cas d'une alimentation sinusoïdale. Pour contourner ce problème, H. Weh a proposé une alimentation à cinq phases, au lieu de trois ; la discrétisation de position du flux statorique serait alors suffisante pour diminuer efficacement les harmoniques de couple.

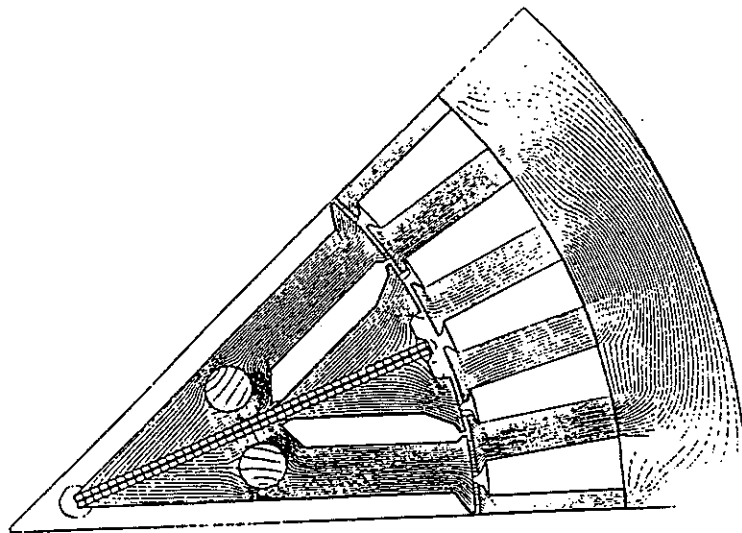


Figure 2.3 Structure de machine étudiée par H. Weh

La grande majorité des auteurs proposent plutôt d'alimenter les machines avec des courants triphasés sinusoïdaux [Fratta, Jahns, Morimoto, Norum, Ogasawara, Schofield, Soua, Takeda, Vas]. Ce type d'alimentation est beaucoup moins contraignant, de nombreuses structures de machines peuvent alors être utilisées pour fonctionner en réduction de flux. C'est pour cette raison que nous allons concentrer notre recherche sur des systèmes alimentés par courants sinusoïdaux.

De toutes façons, quel que soit le mode de contrôle des courants (MLI, hystérésis, ...) la fréquence de découpage devra être adaptée à la machine pour que les harmoniques ne gênent pas le fonctionnement de l'ensemble. De ce point de vue, une machine possédant une inductance assez élevée à ces fréquences de travail sera donc favorable.

2.2.2 Commande du convertisseur

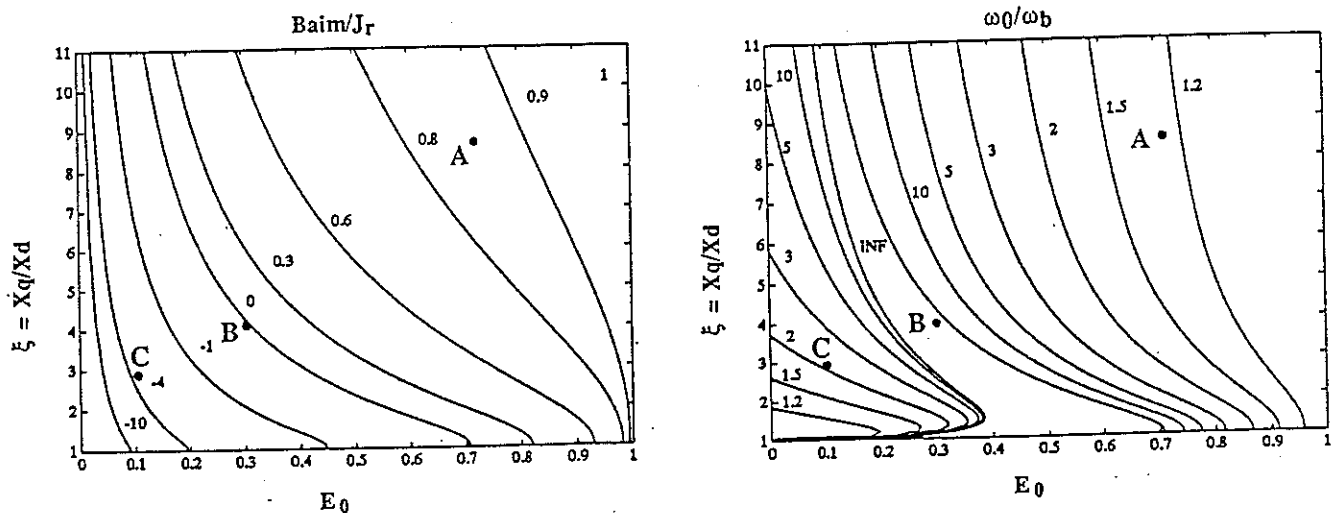
Les lois de commande imposent aussi des contraintes sur le choix de la structure de la machine. Parmi d'autres auteurs, P. Vas [Vas] a montré dans son chapitre 3 que les lois de commande devaient être différentes selon le type de pôle de la machine (saillant ou non). La présence de pièces polaires peut permettre alors une augmentation du couple massique dans la mesure où la commande est adaptée. Or, la commande nécessaire pour utiliser au mieux ce couple de réluctance exige une nette augmentation de la complexité du système de contrôle [Morimoto, Norum, Takeda] et particulièrement si on envisage un fonctionnement en réduction de flux. Cette complexité peut encore s'accroître si des saturations apparaissent dans la machine [Fratta, Maia].

Il semble important aussi de rappeler que le "fonctionnement en puissance constante" exige une réduction du flux de la machine par les courants. Or, en cas de brusque disparition de ce courant, la force électromotrice qui apparaît aux bornes de la machine peut être suffisamment importante pour endommager le convertisseur. Les structures du type à réluctance assistée par des aimants permanents (fig. 2.2.c) sont les plus favorables vis-à-vis de ce problème [Soong(3), Fratta]. Dans ces machines, le flux produit par les aimants est relativement réduit. Pour ce qui nous concerne, nous avons supposé que ce problème pouvait être traité par une protection appropriée. De cette façon, nous n'excluons, à priori, aucune structure.

2.3 DEMAGNETISATION DES AIMANTS

Le problème de la démagnétisation des aimants est particulièrement important en cas de défaut dans un système ou en cas de fonctionnement en réduction de flux (cas qui nous préoccupe ici). Dans ces deux cas le courant crée un champ magnétique inverse dans les aimants, qui doit impérativement rester en-dessous d'une valeur critique (H_K) pour ne pas les démagnétiser.

W.L. Soong et T.J.E. Miller se sont intéressés à ce problème. Ils ont déterminé le point de fonctionnement des aimants dans une machine fonctionnant en réduction de flux [Soong(2)], en prenant pour hypothèse l'absence d'entrefer et de flux de fuite. Ils ont pu tracer l'évolution de ce point de fonctionnement en fonction des paramètres de la machine (fig. 2.4). Ils ont constaté ainsi une certaine corrélation entre la plage de vitesse à puissance constante et les contraintes magnétiques supportées par les aimants.



a) Point critique de fonctionnement
des aimants

b) Plage de vitesse à puissance
supérieure à P_0

Figure 2.4 Condition de fonctionnement des aimants [Soong(2)]

Nous pouvons observer, qu'avec les hypothèses simplistes évoquées, les machines les plus protégées contre la démagnétisation (vers le point A) sont celles pour lesquelles la plage de vitesse est la plus réduite. Les machines qui doivent fonctionner dans une grande gamme de vitesse (point B) soumettent leurs aimants à des champs inverses importants. Nous constatons aussi que les machines à faible flux à vide sont les plus sujettes au risque de démagnétisation. De toute cette étude il ne faut

retenir que la tendance générale car l'hypothèse du couplage parfait est irréaliste et que d'autre part les fuites peuvent améliorer le fonctionnement, comme nous allons le montrer.

S. Morimoto a étudié ce problème à partir d'un circuit magnétique simplifié, représentant l'axe direct. Les hypothèses considérées ici sont plus acceptables. On suppose que les aimants sont parfaits (aimantation rigide), que la démagnétisation n'est liée qu'au flux direct créé par les courants et que le champ dans les aimants est uniforme. L'ensemble d'un pôle peut être représenté par le schéma de la fig. 2.5.

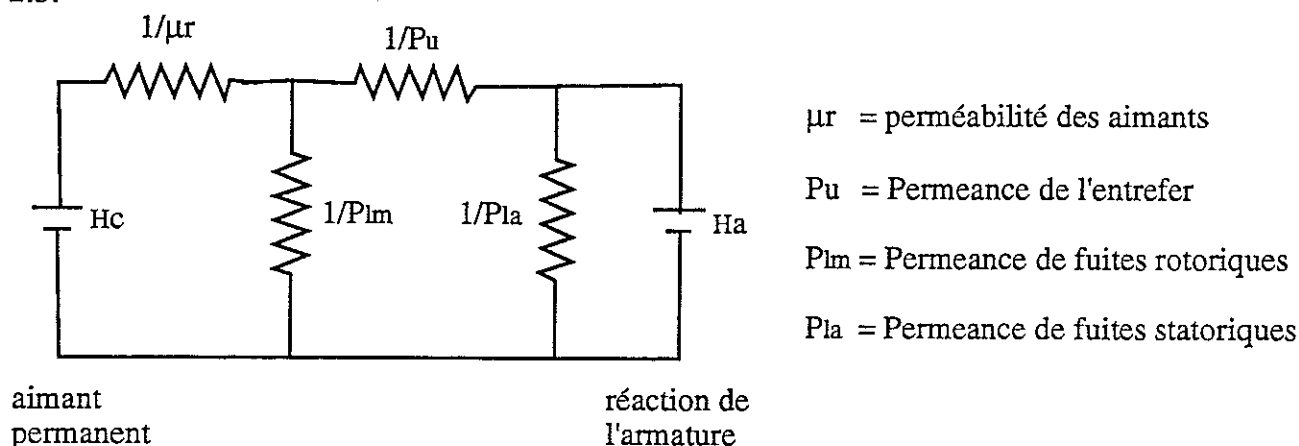


Figure 2.5 Circuit magnétique équivalent d'un pôle de machine [Morimoto]

Avec ces hypothèses, nous pouvons calculer l'effet du courant dans l'axe direct sur le point de fonctionnement de l'aimant (B_m , H_m) (fig. 2.6).

$$H_m = \frac{\mu_r H_c}{\mu_r + \sigma P_u} \left(1 + \frac{P_u}{\lambda(\mu_r + \sigma P_u) - P_u} \alpha \right) \quad (2.1)$$

$$B_m = \frac{\sigma P_u \mu_r H_c}{\mu_r + \sigma P_u} \left(1 + \frac{\mu_r / \sigma}{\lambda(\mu_r + \sigma P_u) - P_u} \alpha \right)$$

$$\alpha = - \frac{L_d I_d}{\Psi_o} \quad \text{facteur de réduction de flux}$$

$$\sigma = \frac{(P_u + P_{im})}{P_u} \quad \text{facteur de fuite rotorique}$$

$$\lambda = \frac{(P_u + P_{la})}{P_u} \quad \text{facteur de fuite statorique}$$

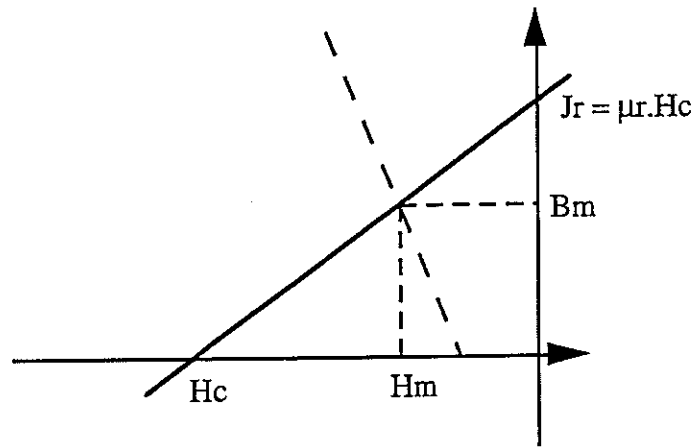


Figure 2.6 Courbe de recul des aimants

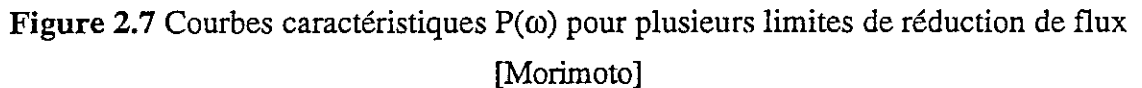
En considérant que le courant démagnétisant maximal que les aimants peuvent supporter est celui qui réduit l'induction B_m à zéro, S. Morimoto a fait apparaître une limite maximum du facteur de réduction de flux valant :

$$\alpha_{lim} = \sigma \lambda \left(1 + \left(\sigma - \frac{1}{\lambda} \right) \cdot \frac{P_u}{\mu_r} \right) = \frac{L_d I_d}{\Psi_o} \quad (2.2)$$

Etant donné que les facteurs de fuite σ et λ sont supérieurs à 1, il conclut que le flux critique produit par le courant dans l'axe direct ($L_d I_d$) sera supérieur au flux produit par les aimants (Ψ_o). Cependant, si pour un cas réel d'aimant l'induction limite à ne pas dépasser est supérieure à zéro, on peut se retrouver avec un flux critique plus faible que celui des aimants (si $\alpha_{lim} < 1$) ce qui en pratique limite le module au courant direct à la valeur suivante:

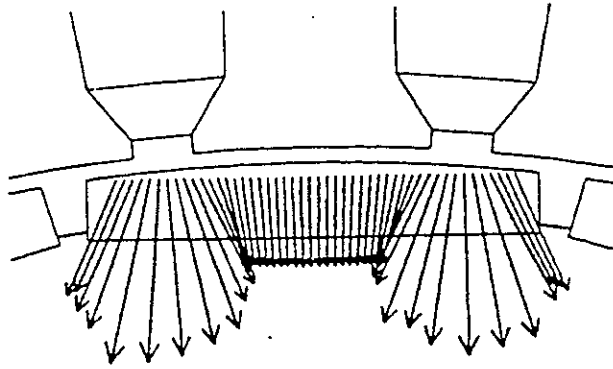
$$|I_d| \leq \frac{E_o \alpha_{lim}}{X_d} \quad (2.3)$$

Sur la figure 2.7 [Morimoto] nous pouvons voir que, la démagnétisation des aimants peut réduire les performances des machines en hautes vitesses (Point A $\rightarrow$ Points B).

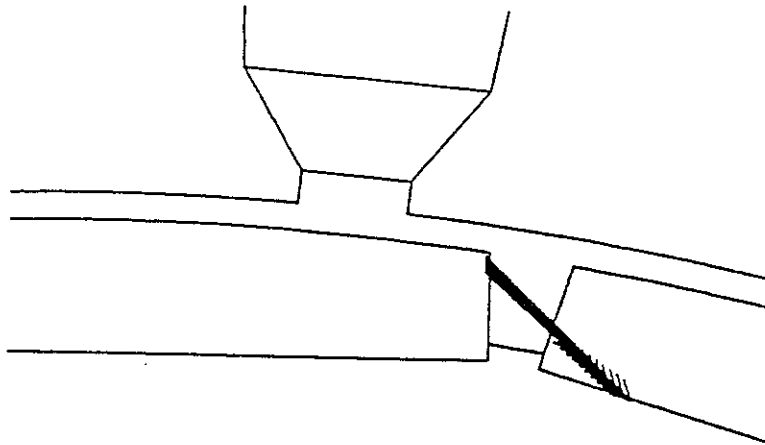


Or, R. Merle [Merle] montre que la disposition des aimants sur la surface rotorique provoque des phénomènes locaux dans les aimants assez importants pour être pris en compte lors de la détermination des limites de démagnétisation. Dans la figure 2.8 nous reproduisons deux de ces phénomènes. Le premier (fig.2.8.a) montre que, même à vide, le champ démagnétisant est plus intense dans la partie des aimants qui se trouve au droit de l'ouverture d'encoche. Le deuxième (fig.2.8.b) montre l'importance des effets de bords sur l'orientation du champ démagnétisant.

Pour les machines avec polarisation tournante des aimants (structure de la fig.2.1.b), R. Merle a mis en évidence le problème de l'augmentation du champ démagnétisant sur ces aimants placés radialement (produit par les aimants azimutaux) (fig. 2.9).



a) Champs démagnétisant à vide au bord de l'aimants ($\mu_r H_{d_{\max}} = 0,36T$)



b) Rotation du champ démagnétisant à vide sur le bord d'un aimants ($\mu_r H_{d_{\max}} = 0,45T$)

Figure 2.8 Phénomènes sources de démagnétisation localisée (machine S.P.P.) [Merle]

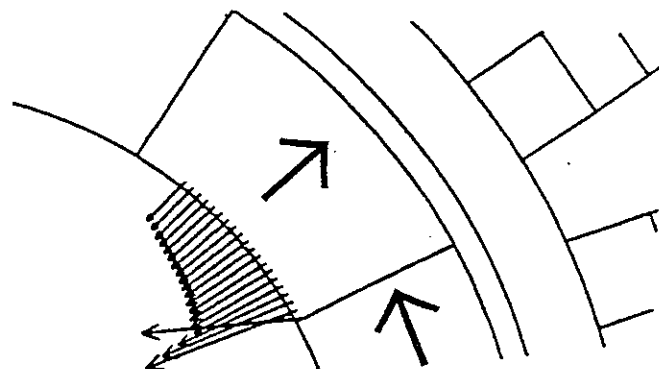


Figure 2.9 Influence de l'aimant azimuthal sur l'aimant radial ($\mu_r H_{d_{\max}} = 1$) [Merle]

R. Merle conclut en disant que pour les machines où les aimants sont enterrés dans le fer, les champs démagnétisants sont plus homogènes et d'orientation parallèle à la polarisation rémanente (fig. 2.10). Ces caractéristiques font que cette structure est particulièrement adaptée pour fonctionner en réduction de flux.



Figure 2.10 Champ magnétique observé pour $I=4I_{\text{nominal}}$ ($\mu_0 H_{\text{max}}=0,44$ T) [Merle]

Le problème de la démagnétisation locale des aimants placés en surface a été aussi étudié par d'autres auteurs. Ainsi, G. R. Slemon [Slemon] souligne que la non-homogénéité du champ dans l'entrefer peut endommager localement les aimants (figure 2.11 : pour le couple maximum).

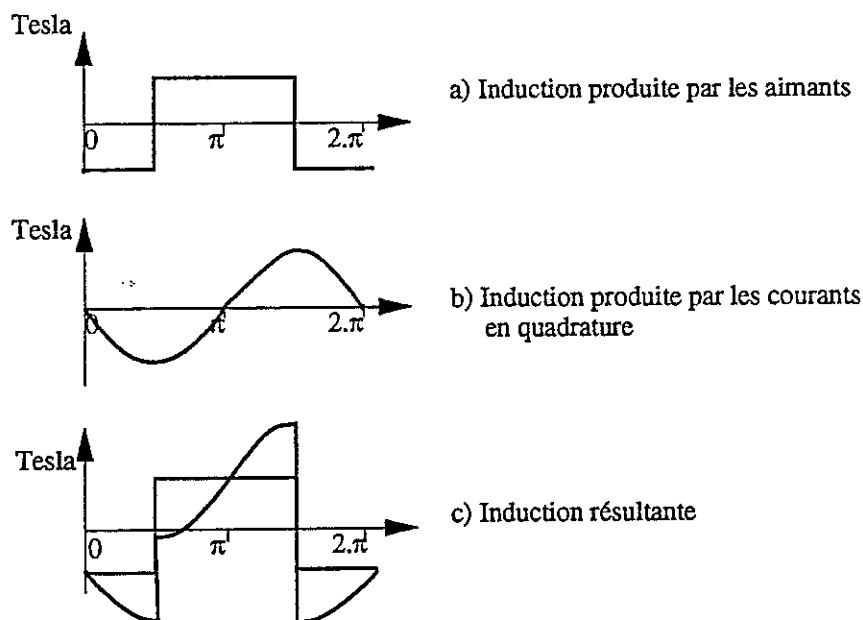


Figure 2.11 Effet d'une répartition sinusoïdale de courant sur l'induction résultante dans les aimants en surface (courant en quadrature) [Slemon]

Un autre aspect concernant la démagnétisation des aimants provient de l'utilisation d'aimants de faible épaisseur. En effet, le flux produit par les aimants devant être annulé (ou réduit) par les courants, la réluctance dans l'axe direct doit être de valeur faible. Cette faible épaisseur d'aimant pose non seulement des problèmes mécaniques de montage (fragilité) mais aussi des problèmes de démagnétisation, si on utilise de larges plaques aimantées (plasto-ferrite par ex.) [Soong(1)]. Dans ce cas une magnétisation après montage peut s'avérer nécessaire.

D'une façon générale, les flux de fuite rotoriques et statoriques sont des protections contre la démagnétisation des aimants. La partie du flux statorique qui se referme dans le stator, sans passer par les aimants, contribue quand même à la modification de la f.e.m. résultante. Le flux de tête de bobine produit le même effet. Le flux de fuite des aimants est aussi une protection contre leur démagnétisation seulement si les lignes de champ trouvent un chemin qui ne les traverse pas. C'est le cas généralement des structures à aimants enterrés, à l'inverse de la structure à aimantation tournante où les aimants interagissent les uns sur les autres (figure 2.9).

Dans la figure 2.12, nous pouvons voir un dernier point concernant la réduction du flux dans les machines. On peut constater qu'en cas d'une excitation rotorique rectangulaire, toutes les harmoniques d'induction créées par les aimants ne pourraient pas être annulées par un champ statorique supposé sinusoïdal. Ainsi, même en cas de réduction maximale de flux (flux fondamental nul) il resterait un flux moyen par pôle. Cela peut contribuer à la protection des aimants contre la démagnétisation dans les structures à aimants enterrés.

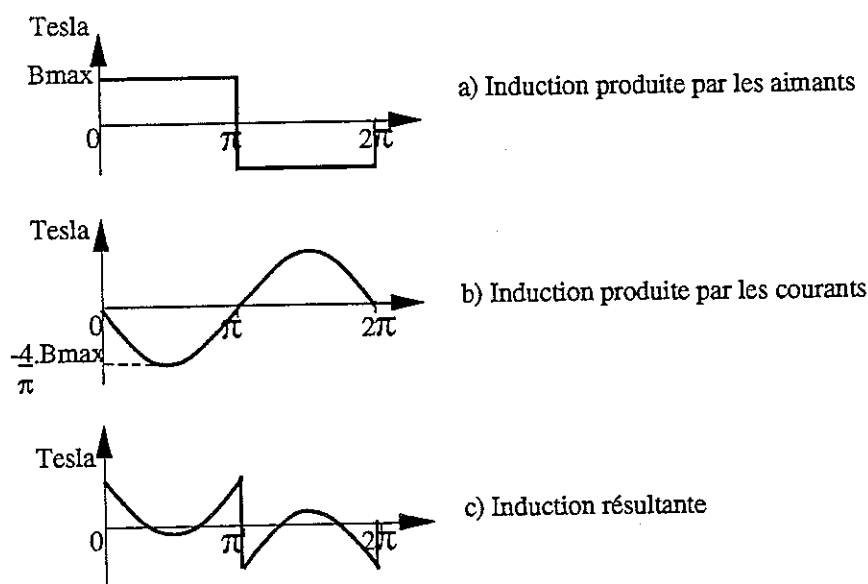


Figure 2.12 Forme de l'induction dans l'entrefer

2.4 PUISSANCE VOLUMIQUE ET PERTES

La recherche du maximum de puissance utile, en régime permanent et pour un volume de machine limité, est orientée par deux aspects antagonistes : le maximum de couple à une vitesse donnée et le minimum de pertes. Le poids de chaque aspect dans le projet de la machine dépend du cahier des charges et de la structure choisie. Dans cette partie, nous allons nous limiter à discuter les points pour lesquels le conflit est accentué dans le fonctionnement en réduction de flux et pour lesquels la structure de la machine joue un rôle important.

Plusieurs auteurs affirment que les structures avec aimants enterrés [Jahws, Schiferl], particulièrement celles où existe une concentration de flux [Binns, Jack, Kazdaghli, Lajoie-Mazenc, Miller, Schofield], possèdent un couple volumique important. Cela peut se justifier par la présence de deux sources de couples (réluctance et interaction avec les aimants) et par les hautes valeurs d'inductions réalisables dans l'entrefer.

Il faut noter que ces hautes valeurs d'induction produiront des pertes dans le matériau magnétique statorique. De plus dans notre application, à hautes vitesses, nous avons besoin de réduire cette induction et cela ne peut se faire que par le courant, qui, à son tour, produit des pertes joules. Ainsi, nous voyons que, dans une machine synchrone qui fonctionne en condition de flux réduit, plusieurs types de pertes doivent être maîtrisées pour conserver une valeur acceptable du rendement à haute vitesse.

Un autre point important pour les pertes dans la machine est la forme de l'induction sous un pôle. En effet, R. F. Schiferl [Schiferl] a montré que l'interaction entre l'induction produite par les aimants et par les courants peut produire des pertes élevées dans le fer, même en condition de flux réduit. Ce phénomène peut être visualisé qualitativement dans la figure 2.12, où l'induction résultante dans l'entrefer, pour un flux fondamental nul, peut être décomposée en harmoniques d'amplitudes élevées. Dans ces conditions pour déterminer les pertes dans le fer, il est impératif de prendre en compte les pertes dues aux harmoniques, principalement celles liées à la troisième harmonique du flux. Sa méthode de calcul était basée sur la détermination de l'évolution temporelle de B , en chaque point de la machine, par un logiciel de calcul de champ par éléments finis, suivie d'une décomposition en harmoniques de cette évolution. Des formules empiriques ont été utilisées en suite pour estimer les pertes en fonction de $B(t)$.

En utilisant la figure 2.13, R. F. Schiferl montre que les erreurs sur la détermination des pertes fer à partir du fondamental de l'induction sont particulièrement importantes en condition de réduction de flux (zone gauche du graphique 2.13).

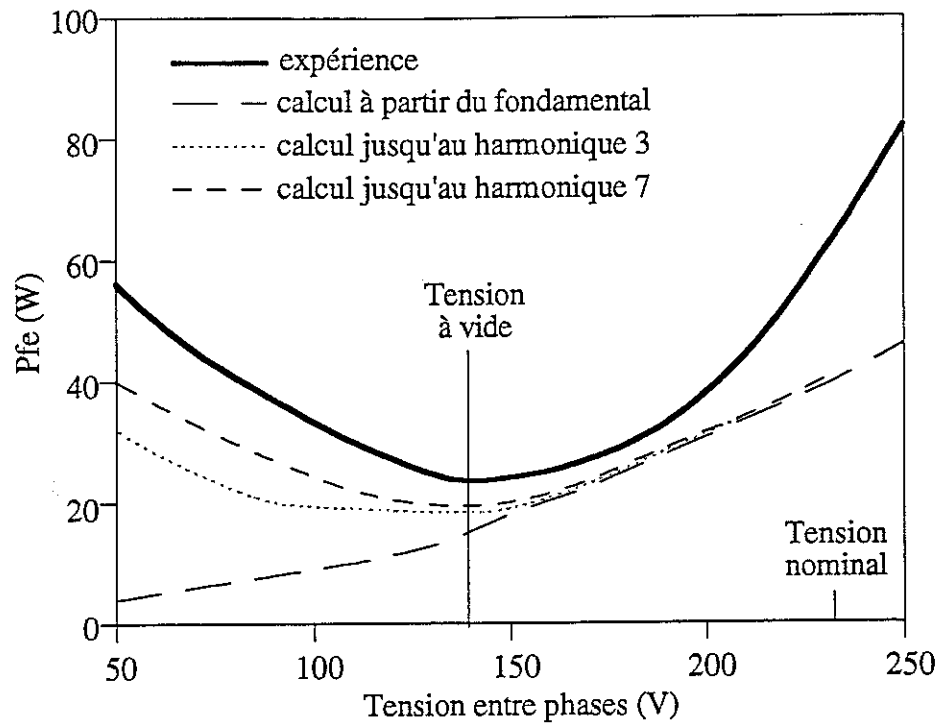


Figure 2.13 Evolution des P_{fe} d'une machine avec aimants enterrés à vide et à une vitesse constante [Schiferl]

Pour limiter les pertes harmoniques dans le fer, des structures avec polarisation tournante pourraient être envisageables (figure 2.1.b), puisque la forme d'induction dans l'entrefer serait plus sinusoïdale. Dans ce cas, il faut vérifier si les faibles épaisseurs d'aimant, nécessaires pour avoir un contrôle aisé du flux (L_d grand) produiraient encore un couple volumique important.

2.5 CONCLUSION

Nous avons vu que plusieurs structures de machines à aimants pouvaient être utilisées pour le fonctionnement en réduction de flux. Quelle que soit la structure, les aimants ne devront pas être trop épais pour que le contrôle du flux par les courants soit réalisable (réactance directe élevée).

En ce qui concerne l'alimentation de la machine, il ressort de notre étude qu'une alimentation sinusoïdale triphasée devrait être la plus intéressante, tant du point de vue des performances et des pertes harmoniques, qu'au niveau de la complexité de la commande.

L'étude de la démagnétisation des aimants nous a montré que les structures avec aimants enterrés semblent les plus adéquates pour travailler sous réaction d'induit élevée, caractéristique fondamentale du fonctionnement en réduction de flux. De plus, ces structures possèdent un couple volumique important, à condition toutes fois que le système de commande soit approprié.

Pour toutes ces raisons, la protection contre la démagnétisation et le couple volumique important, la simplicité de commande, nous avons retenu pour la suite de notre étude la structure à concentration de flux et une alimentation triphasée sinusoïdale.

CHAPITRE 3

PROJET D'UNE MACHINE A CONCENTRATION DE FLUX

CHAPITRE 3

"PROJET D'UNE MACHINE A CONCENTRATION DE FLUX"

Dans ce chapitre nous allons présenter la démarche adoptée pour l'étude et la définition de la machine à aimants permanents réalisée lors de cette thèse.

Tout d'abord, nous allons montrer la méthode de calcul utilisée. L'étude des caractéristiques de la structure choisie sera ensuite faite afin de définir d'une façon qualitative les paramètres qui serviront de base pour le développement du travail.

Finalement, après étude de l'influence des paramètres les plus importants de cette machine fonctionnant à vitesse variable et tension et courant limités, nous déterminerons les principales dimensions du prototype.

3.1 METHODE DE CALCUL

Dans le chapitre 1 (§1.2.1), nous avons avancé que l'étude de certaines machines pouvait se faire à partir de la connaissance des fondamentaux du courant et de la tension. Nous allons ici développer cette méthode de calcul et montrer l'intérêt qu'elle peut avoir lors d'une étude de machine par calcul numérique. Le logiciel qui a été employé [FLUX2D], utilise la méthode des éléments finis. Nous nous sommes limité à une étude en deux dimensions compte tenu de notre structure de machine, à entrefer faible.

3.1.1 Force électromotrice résultante

Pour une machine synchrone, on peut écrire l'équation suivante :

$$\vec{V} = (r + j\omega l_{tête}). \vec{I} + \vec{E}_r \quad (3.1)$$

r : résistance statorique

$l_{tête}$: inductance des têtes de bobines

$\vec{E}_r$: fondamental de la f.e.m résultante

Cette force-électromotrice résultante est fonction de la distribution du flux au niveau des encoches et de sa variation dans le temps.

Dans une machine électrique cylindrique, la densité instantanée du flux $B(t)$ est distribuée de façon périodique selon θ . Si nous ne considérons que le fondamental du flux, nous avons, par phase:

$$\phi(t) = \phi_1(t) \cdot \sin(\theta - \omega t + \beta_1(t)) \quad (3.2)$$

où :

$\phi_1(t)$ et $\beta_1(t)$ sont l'amplitude et la phase du fondamental du flux à l'instant t ;

θ est la position angulaire du rotor ;

ω est la vitesse angulaire des courants statoriques.

Si nous prenons comme hypothèse que, en régime permanent, l'amplitude du fondamental de $B(t)$ et sa phase par rapport à l'axe direct sont constants pour n'importe quelle position du rotor, nous pouvons calculer la f.e.m. résultante par:

$$|\vec{E}_r(t)| = \sqrt{2} \cdot E_{\text{eff}} \cdot \sin(\omega t - \beta_1) \quad (3.3)$$

avec

$$E_{\text{eff}} = 4,44 \cdot f \cdot N \cdot k_\omega \cdot \phi_1$$

où :

f = fréquence des courants statoriques ;

N = nombre de spires par pôle et par phase ;

k_ω = facteur d'enroulement du fondamental.

Pour calculer la f.e.m. résultante, il suffit donc de définir une surface sur laquelle on calculera le fondamental du flux. Sur une machine cylindrique modélisée en deux dimensions, cela revient à définir le rayon du cercle où le calcul sera fait.

Pour déterminer le fondamental du flux qui traverse cette surface, nous avons déterminé le fondamental de la distribution du vecteur potentiel magnétique que la ligne qui caractérise cette surface. Nous avons ainsi :

$$\phi_1 = 2 \cdot |\vec{A}_1| \quad (3.4)$$

Cette méthode a été utilisée pour calculer la machine représentée sur la figure 3.1. Il s'agit d'une machine industrialisée et commercialisée par la société Télémécanique (MASAP). Ce moteur a été développé par le laboratoire LEEI de Toulouse [Mathieu]

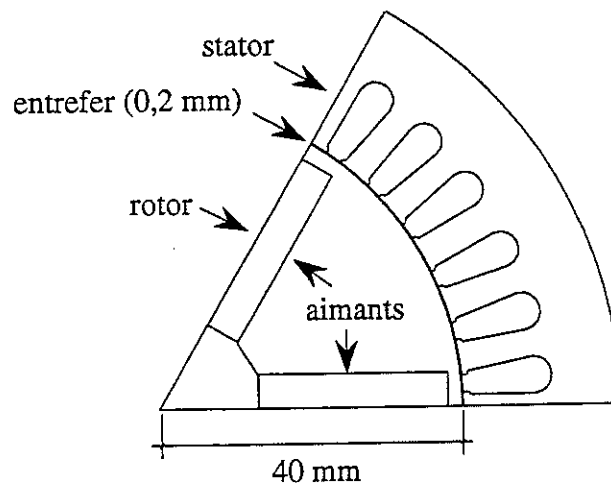


Figure 3.1 : Géométrie de la machine étudiée

La surface utilisée pour ce calcul passe par le centre géométrique des encoches ($R = 46 \text{ mm}$). Si on suppose que la variation du flux de fuite d'encoche varie de façon linéaire avec le rayon, ce choix est judicieux. Pour le vérifier (figure 3.2) nous avons déterminé la valeur de la f.e.m. pour différentes valeurs de rayon, pour la machine à vide ($I = 0$) et pour le courant nominal démagnétisant ($I_d = 14,5 \text{ A}$). Nous constatons sur cette figure que cette hypothèse se vérifie assez bien, et que la f.e.m. varie assez peu autour du rayon choisi.

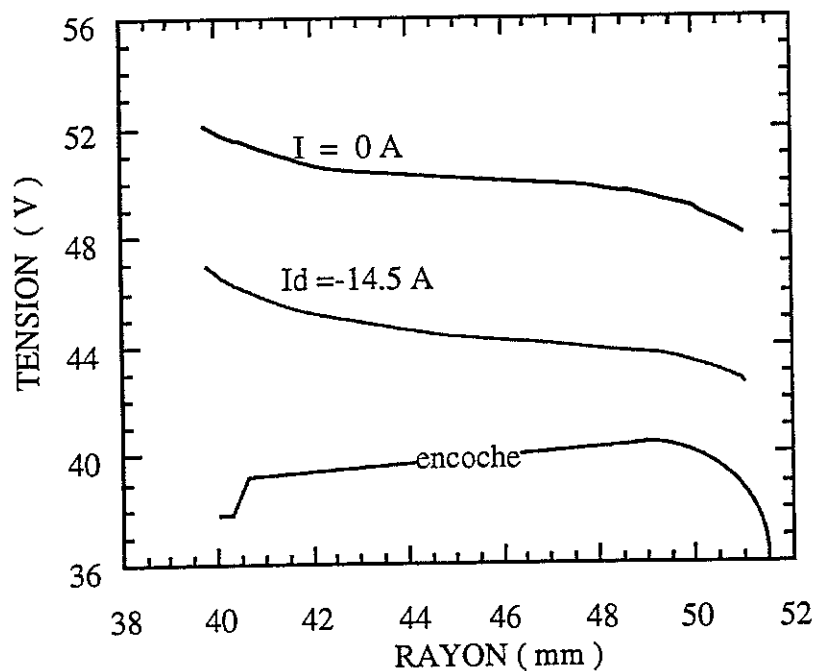


Figure 3.2 : Valeur efficace de la f.e.m. en fonction du rayon de calcul du flux
(tension entre phases)

Pour confirmer le choix du centre géométrique, nous avons procédé au calcul du vecteur potentiel moyen dans l'encoche (machine à vide). Nous avons fait ceci pour cinq positions différentes du rotor

par rapport au stator, chacune décalée de l'autre de 1/5 de pas d'encoche. La moyenne des cinq positions a été faite afin de considérer l'inclinaison de l'encoche. La différence entre la valeur obtenue par cette méthode et l'unique valeur du vecteur sur le centre géométrique a été de l'ordre de 1%. De ces résultats nous avons conclu que le centre géométrique de l'encoche pouvait être utilisée dans notre cas comme point de mesure du vecteur potentiel.

3.1.2 Couple électromagnétique

Le calcul du couple de la machine a été fait en supposant que la puissance utile en régime établi ne résulte que de l'interaction entre les fondamentaux du courant et de la f.e.m. résultante ($\vec{E}$). Ainsi nous avons :

$$C_{p/\omega} = (3 \cdot E_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \cos \varphi) / (\omega/p)$$

(p = nombre de paires de pôles) (3.5)

Afin de vérifier si le calcul du couple pouvait se faire sur une seule position du rotor par rapport au stator, et donc si la méthode de calcul était appropriée à notre structure de machine (figure 3.1), nous avons comparé les résultats de l'application de l'équation 3.5 à ceux obtenus par la méthode des travaux virtuels, implantée sur le logiciel FLUX2D.

Sur la figure 3.3 sont présentés les résultats des deux méthodes, appliquées sur plusieurs positions rotoriques, tout en gardant le courant (14,5 A) en quadrature avec le rotor. L'angle de rotation (ωt) a été pris à partir de la position indiquée sur la figure 3.1.

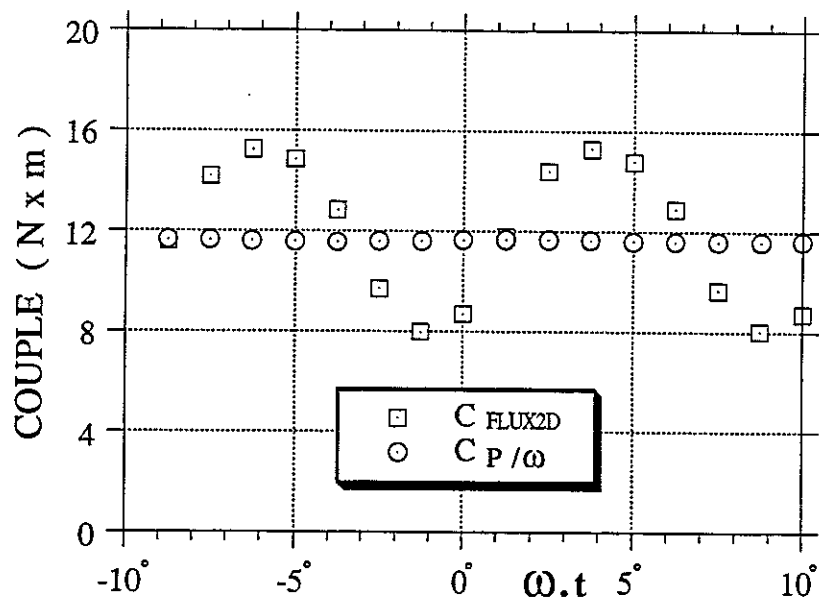


Figure 3.3 : Comparaison des deux méthodes de calcul de couple

Nous observons que les oscillations de couple obtenues par l'application de la méthode des travaux virtuels sont dues à l'effet du couple d'encoche [Benghezal]. Cependant, ce moteur a été conçu avec des encoches inclinées, de façon à éliminer ce couple parasite. De ce fait, nous avons défini le couple de la machine comme étant la moyenne du couple sur un pas d'encoche ($C_{0FLUX2D} = 11,9 \text{ N.m}$).

D'un autre côté la méthode de calcul proposée est presque insensible à la position rotorique (variation de couple inférieure à 0,5 %), sa valeur n'étant que 2 % inférieure à $C_{0FLUX2D}$ ($C_p/\omega = 11,7 \text{ N.m}$). En conclusion, la méthode de calcul qui a été choisie permet de gagner beaucoup de temps lors des simulations (une seule résolution), tout en gardant une bonne précision.

3.2 COMPLÉMENT D'ÉTUDE DE LA STRUCTURE CHOISIE

En utilisant la méthode décrite dans le paragraphe précédent, nous avons approfondi l'étude de la structure à concentration de flux de la figure 2.2 (structure en "V").

3.2.1 Point de fonctionnement des aimants

Pour pouvoir calculer la valeur de l'induction dans les aimants (B_{aim}), même avec la présence de courants, nous avons décidé de prendre en compte la saturation, ce qui nous amené à ne traiter ce problème que par simulation.

Ainsi, nous avons étudié la valeur de l'induction du centre de l'aimant, pour des courants placés suivant l'axe direct. La géométrie étudiée a été celle représenté sur la figure 3.1.

Dans la figure 3.4 nous pouvons voir l'effet de la variation de la polarisation des aimants (J_r) et des courants sur la valeur de B_{aim} . Si nous regardons la courbe $B_{aim}(J_r)$, nous pouvons noter que pour de faibles valeurs de J_r l'induction lui est proportionnelle. La saturation du circuit magnétique empêche la linéarité pour de valeurs de J_r supérieure à 0,6 T.

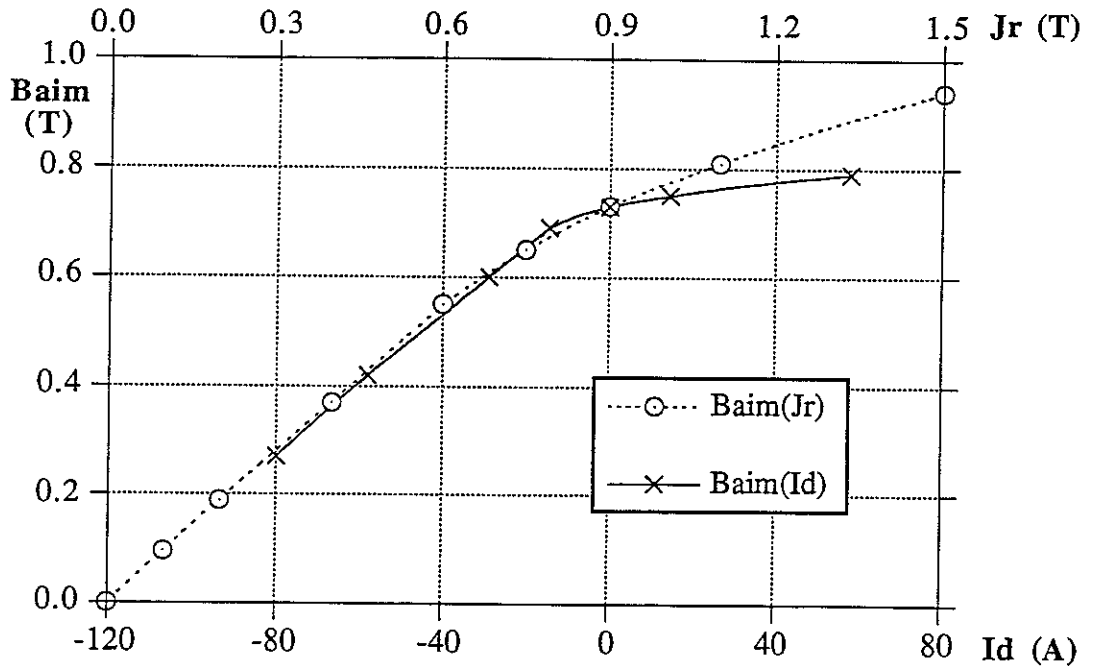


Figure 3.4 : Influence de J_r et des courants sur la valeur de B_{aim}

Les mêmes observations sont valables pour la courbe $B_{aim}(I_d)$. En plus nous pouvons constater que, pour I_d inférieur à zéro (ou $J_r < 0,9$) l'induction dans l'aimant évolue de la même façon, la source de champ étant au stator (I_d) ou au rotor (J_r). Cela s'explique par le fait que pour de faibles valeurs de champs le stator n'est pas particulièrement saturé, et les fuites sont réduites.

Le phénomène est différent pour des magnétisations supérieures à 0,9 T ou pour des courants magnétisants ($I_d > 0$). Dans ce cas, la saturation des dents devient importante et n'influence pas de la même façon l'augmentation de flux produit par les aimants ou par les courants. Le flux de fuite du stator varie alors beaucoup et modifie les valeurs de réactance du stator. Nous allons étudier ce phénomène plus en détail dans le paragraphe suivant.

3.2.2 Flux de fuite d'encoche

La détermination de l'inductance de fuite d'encoche (L_σ) s'est montrée particulièrement difficile dans la structure à concentration de flux utilisée, ceci à cause de la saturation des dents provoquée par les aimants.

En effet, même pour la machine à vide, le flux qui traverse l'entrefer n'est pas embrassé par toutes les spires statoriques, une partie du flux se renfermant dans les encoches. Or, ce flux produit par les aimants suit le même chemin que le flux de fuite produit par ses courants. Il n'est donc pas aisé de les séparer.

Pour quantifier l'influence de l'inductance de fuite (L_σ) sur cette partie du flux, nous avons d'abord déterminé L_σ non saturée avec l'aide du motif représenté sur la figure 3.5.

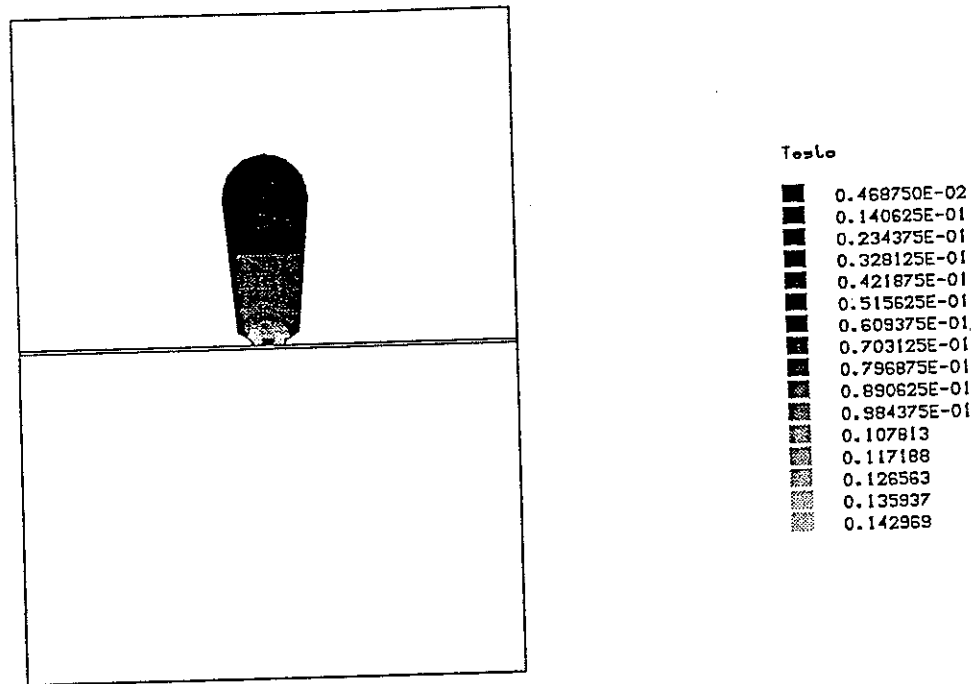


Figure 3.5 : Distribution de B dans une encoche étudiée

Nous avons mis dans l'encoche un courant quelconque et nous avons déterminé l'énergie stockée (w_σ) à l'intérieur, par le logiciel FLUX2D (méthode justifiée par la haute perméabilité du fer). L'inductance de fuite a été calculée par :

$$w_\sigma = \frac{1}{2} L_\sigma I^2 \quad (3.6)$$

La valeur trouvée est $L_\sigma = 0,19$ mH. Cette valeur est semblable à celle obtenue par des équations analytiques classiques [Liwshitz] à 5 % près.

Nous avons ensuite analysé le flux de fuite réel qui existe dans la machine. Ce flux de fuite a été défini comme étant la différence entre le flux qui passe par le centre géométrique de l'encoche ($R = 46$ mm) et celui qui traverse l'entrefer ($R = 39.9$ mm). Le résultat de ces simulations est rassemblé sur le graphique 3.6. Plusieurs valeurs de courant direct ont été testées.

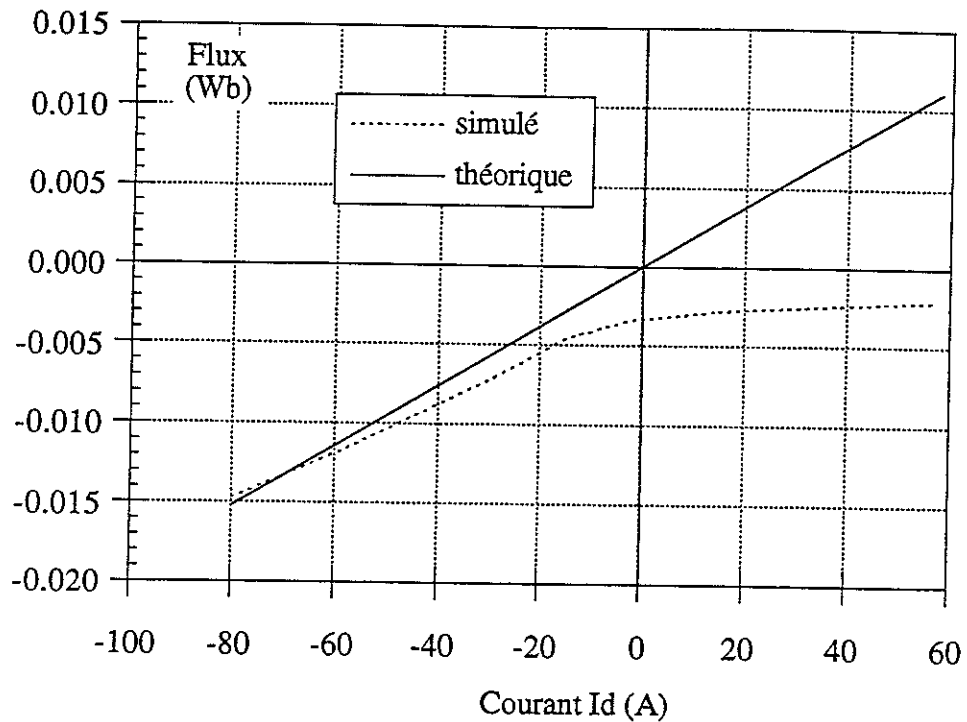


Figure 3.6 : Effet du courant sur le flux de dispersion

On observe un comportement très différent selon le signe du courant. Pour des courants (I_d) positifs, c'est à dire magnétisants, la différence de flux ne varie pratiquement pas. Dans ce cas, la saturation des dents est telle qu'elle limite le flux de fuite crée par les courants. Il faut remarquer qu'en cas de non-saturation des dents, la courbe aurait dû changer de signe et suivre la droite de pente L_σ .

Pour des courants démagnétisants (négatifs), la désaturation progressive des dents nous fait revenir à la caractéristique théorique que l'on trace avec la valeur de 0,19 mH. Une saturation peut, là aussi, intervenir pour des courants négatifs si ceux-ci sont trop importants (2 fois le courant de court-circuit). Son effet serait celui attendu: une réduction de l'inductance de fuite d'encoche.

Pour conclure sur cette détermination de l'inductance d'encoche, on peut dire que les méthodes classiques donnent de bons résultats pour des machines avec circuit magnétique non saturé. Si tel n'est pas le cas, une simulation globale, par éléments finis par exemple, reste la solution la plus sûre. C'est cette méthode qui sera utilisée par la suite avec le flux résultant (flux qui prend en compte tous ces phénomènes).

3.2.3 Pertes à la surface du rotor

La structure à concentration de flux permet de réaliser des machines avec un entrefer très réduit. Cette faible valeur d'entrefer, intéressant pour de bonnes performances, ne permet pas de "lisser" le flux qui provient du stator. Les variations de perméabilité de celui-ci (dents-encoches) induisent directement au rotor des variations d'induction magnétique. La figure 3.7 montre deux états du rotor à l'arrêt, pour un fonctionnement à vide et pour des courants démagnétisants de 14,5 A. Dans ces deux cas, ces variations d'induction provoqueront des pertes au rotor. L'amplitude de ces pertes sera fonction du matériau utilisé (tôle ou massif), de la forme des encoches, de la valeur des courant. La détermination de ces pertes n'est pas aisée. Par source de simplicité nous n'en tiendrons pas compte dans le pré-dimensionnement de la machine.

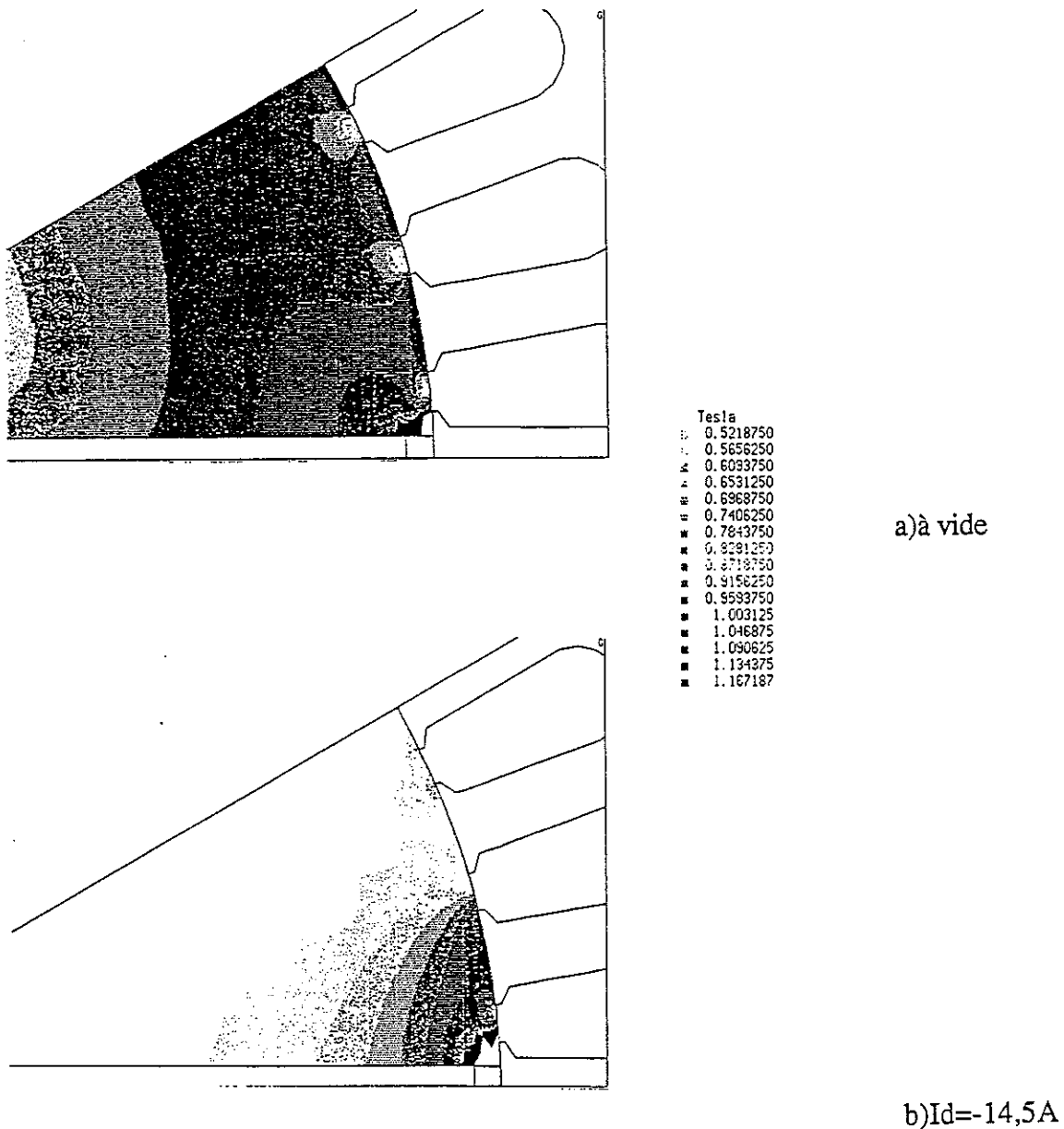


Figure 3.7 : Distribution de B dans le rotor

3.3 CONCEPTION DU MOTEUR - ASPECTS QUALITATIFS

Deux parties différentes sont importantes lors de la conception électromagnétique d'une machine: le stator et le rotor. Nous allons d'abord montrer qu'un stator que nous avons au laboratoire (machine MASAP- Annexe) est adapté à nos besoins. Ensuite, nous analyserons les paramètres rotoriques.

3.3.1 Choix du stator

La machine initiale possède 6 pôles (figure 3.1). Ce nombre de pôles est bien approprié, d'abord, parce qu'il permet d'obtenir des facteurs de concentration (rapport entre les surfaces des aimants et des pôles) qui sont favorables à l'obtention des couples massiques élevés. De plus, il permet d'obtenir des vitesses de fonctionnement importantes sans utiliser des fréquences d'excitation trop élevées.

Ce stator a un rapport entre sa longueur (60 mm) et son diamètre d'alésage (80 mm) de l'ordre de l'unité. Cela nous a paru suffisant pour permettre une étude des phénomènes les plus importants en deux dimensions.

En ce qui concerne les encoches, le volume de cuivre semblait suffisant, vis à vis de celui des dents, pour que les courants puissent jouer un rôle important dans le contrôle du flux (sans détruire les performances de la machine). La forme des encoches (demi-fermées) limite les pertes à la surface du rotor (§ 3.2.3) et de plus provoque des fuites d'encoche non négligeables (§3.2.2) qui augmentent la contrôlabilité du flux.

Un autre aspect important est le type de bobinage : incliné avec deux encoches par pôle et pas phase, liaison en étoile. Ceci est suffisant pour nous garantir une force électromotrice induite (f.e.m.) relativement sinusoïdale. Dans le tableau 3.1 nous voyons les amplitudes des harmoniques d'une f.e.m. à vide calculée en supposant une distribution rectangulaire de l'induction sur tout le pas polaire. Le faible taux d'harmoniques qui en résulte devrait par la suite nous permettre de n'étudier le fonctionnement de cette machine qu'à partir des fondamentaux des grandeurs.

Tableau 3.1 : Décomposition en harmoniques de la f.e.m. induite entre phase
(distribution de B supposé rectangulaire)

Ordre des harmoniques	f.e.m. (% du fondamental)
1	100
5	4
7	2
11	1
13	1

Finalement le nombre de spires permet le fonctionnement avec des tensions et courants compatibles avec des technologies classiques de convertisseurs.

3.3.2 Paramètres rotoriques

Après avoir fixé la valeur du diamètre de l'arbre, à l'intérieur du rotor, à 25 mm, à partir de considérations d'ordre mécanique et technologique, il ne reste plus à déterminer que la partie magnétique utile du rotor : la valeur de son diamètre extérieur (entrefer), les dimensions des aimants et les matériaux à utiliser.

Dans un premier temps, nous avons fait une analyse qualitative de l'influence de ces paramètres sur les caractéristiques du moteur, en utilisant des circuits magnétiques équivalents simplifiés pour déterminer les paramétriques électriques [Weh], [Rahman]. Nous pouvons dire que les rapports indiqués dans les équations 3.7 définissent l'allure de la courbe $P(\omega)$:

$$\begin{aligned} \frac{X_d}{E_0} &: \text{caractérise la condition de réduction de flux maximal } (\gamma \approx 180^\circ) \\ \frac{X_q}{E_0} &: \text{caractérise la condition de courant en quadrature } (\gamma \approx 90^\circ) \\ \frac{X_q - X_d}{E_0} &: \text{caractérise la condition de vitesse autour de } \omega b \end{aligned} \quad (3.7)$$

Pour déterminer ces rapports, les hypothèses de calcul seront, pour le circuit magnétique représenté sur la figure 3.8 :

- il n'y a pas de flux de fuites,
- l'induction dans l'aimant (B_{aim}) est uniforme,
- la perméabilité du fer est infinie,

- l'entrefer est constant (l_e),
- l'aimant est parfait ($B_{aim} = \mu_0 H_{aim} + J_r$).

Calculons d'abord la tension à vide (E_0), qui avec les hypothèses évoquées, est proportionnelle à l'induction dans l'entrefer (B_e supposée constante).

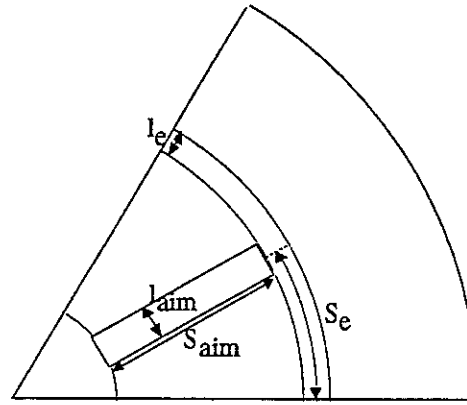


Figure 3.8 : Représentation de la machine sur un pas polaire

En considérant la conservation du flux et la loi d'Ampère, nous avons, à vide :

$$\begin{aligned} B_e \cdot S_e &= B_{aim} S_{aim} \\ H_{aim} \cdot l_{aim} + 2 H_e \cdot l_e &= 0 \end{aligned} \quad (3.8)$$

En ajoutant les caractéristiques des matériaux (air et aimant) :

$$\begin{aligned} B_{aim} &= \mu_0 H_{aim} + J_r \\ B_e &= \mu_0 H_e \end{aligned} \quad (3.9)$$

Nous obtenons :

$$E_0 = K_{E0} \cdot B_e = K_{E0} \cdot \frac{J_r \cdot l_{aim}}{R_{aim} + 2 R_e} \quad (3.10)$$

avec

$$R_{aim} = \frac{l_{aim}}{\mu_0 S_{aim}} \text{ (par mètre)}$$

$$R_e = \frac{l_e}{\mu_0 S_e} \text{ (par mètre)}$$

K_{E0} = coefficient de proportionnalité entre B_e et E_0 (fonction du bobinage statorique) [Weh], [Rahman].

Pour le calcul des inductances (ou réactance en valeur p.u.), nous supposons que la distribution de B dans l'entrefer produit par les courants est sinusoïdale. Ainsi ce flux est inversement proportionnel à la réluctivité du circuit magnétique qu'il parcourt:

$$\begin{aligned} X_d &= \frac{K_x}{R_{aim} + 2 R_e} \\ X_q &= \frac{K_x}{2 \cdot R_e} \end{aligned} \quad (3.11)$$

avec

K_x = coefficient lié au bobinage statorique [Weh], [Rahman]

Nous pouvons calculer les rapports :

$$\begin{aligned} \frac{X_d}{E_0} &= \frac{K_x}{K_{E0}} \cdot \frac{1}{J_r \cdot l_{aim}} \\ \frac{X_q}{E_0} &= \frac{K_x}{K_{E0}} \cdot \frac{\left(\frac{S_e}{S_{aim}} \cdot \frac{1}{2 l_e} + \frac{1}{l_{aim}} \right)}{J_r} \\ \frac{X_q - X_d}{E_0} &= \frac{K_x}{K_{E0}} \cdot \frac{1}{2 l_e J_r} \cdot \frac{S_e}{S_{aim}} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Ainsi, nous pouvons estimer que :

- la polarisation des aimants (J_r) aura une importance considérable sur les performances de la machine. Cependant, les paramètres géométriques devraient pouvoir compenser son influence, dans la limite de validité du modèle et sous réserve de faisabilité,
- l'épaisseur des aimants (l_{aim}) définira la vitesse maximale de la machine, celle-ci étant fortement fonction de X_d/E_0 ,
- l'épaisseur de l'entrefer jouera un rôle important dans la participation du couple de réluctance sur le couple total de la machine. Ainsi, cette épaisseur définira le comportement de la machine aux alentours de la vitesse de base,
- la surface des aimants (S_{aim}) aura le même type d'influence sur la machine que l'épaisseur de l'entrefer.

Cette analyse qualitative, basée sur un modèle très simplifié, nous a permis de focaliser notre attention sur seulement deux paramètres : l'épaisseur des aimants et l'épaisseur de l'entrefer.

Pour notre étude, nous avons choisi des aimants qui possèdent une valeur de J_r élevée de façon à avoir un couple volumique important. Ainsi, nous avons décidé entre SmCo_5 , $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ et NdFeB . Compte tenu les champs inverses que les aimants doivent supporter en condition de réduction de flux, nous avons utilisé SmCo_5 , J_r étant fixé à 0,9 T. Des polarisations plus importantes que cela ($\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ ou NdFeB , $J_r \approx 1,1\text{T}$) amèneraient à l'utilisation des épaisseurs des aimants plus réduites et à des problèmes de démagnétisation plus importants. D'un autre côté, des polarisations de 0,4 T (aimants en "ferrite") nécessitent des aimants avec épaisseurs plus grandes. Compte tenu le faible coût des aimants en ferrite, cette solution sera testée succinctement à la fin du chapitre.

La surface des aimants a été maximisée. Les aimants dans cette structure en "V" atteignent le rayon minimum imposé par l'arbre (amagnétique). Une autre structure avec une surface plus grande a été testée (structure en "W"), les résultats sont présentés en fin de chapitre.

Finalement, nous avons décidé de construire le prototype avec un rotor massif pour des raisons pratiques. Les problèmes dus à ce choix seront discutés dans le prochain chapitre. Les caractéristiques magnétiques demandées au matériau rotorique ne sont pas contraignantes, puisque l'induction y sera réduite par rapport aux inductions dans le stator.

3.4 CONCEPTION DU MOTEUR-ASPECTS QUANTITATIFS

Nous commencerons cette partie par une étude de l'influence de l'épaisseur de l'aimant, celle-ci étant très importante pour la définition de la plage de vitesse de la structure choisie (figure 3.9). Pour cela l'entrefer sera laissé à sa valeur initiale 0,2 mm .

Ensuite nous vérifierons l'influence de l'entrefer, en prenant l'épaisseur d'aimant qui nous semblait la plus appropriée pour le fonctionnement en condition de réduction de flux.

Pour conclure l'étude de cette structure, nous regarderons l'influence de la tension d'alimentation, de l'inductance de tête de bobine et de la résistance de la machine, paramètres qui n'avaient pas été pris en considération lors des simulations en deux dimensions.

Finalement, nous ferons quelques modifications importantes de la structure à concentration choisie, pour valider notre choix.

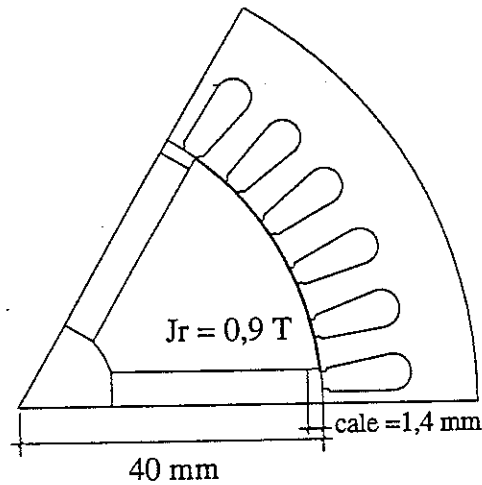


Figure 3.9 : Géométrie étudiée

3.4.1 Influence de l'épaisseur des aimants

Pour étudier l'influence de l'épaisseur des aimants sur les performances de la machine, nous allons tout d'abord tracer la courbe $E_0(l_{aim})$ en utilisant le modèle simplifié (éq. 3.10). Une comparaison avec ces résultats obtenus par éléments finis selon la méthode du premier harmonique (§3.1) montre que les hypothèses évoquées lors du développement de ce modèle ne sont pas appropriées à notre étude (figure 3.10). En effet, la valeur élevée de J_r , ainsi que la faible valeur d'entrefer utilisée font que cette machine atteint rapidement la saturation.

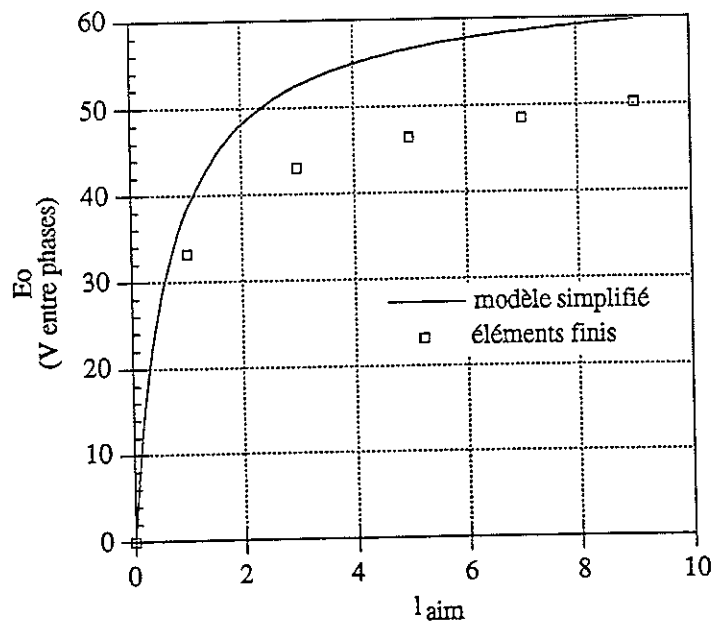


Figure 3.10 : Influence de l_{aim} sur E_0 (tension entre phases)

Afin de déterminer les performances du moteur en condition de réduction de flux, nous avons simulé son fonctionnement avec le courant nominal, la phase du courant par rapport au rotor (angle

interne: γ) variant entre 90° et 180° . Ainsi, pour chaque γ choisi, nous déterminons le vecteur de f.e.m. résultante ($\vec{E}_r$). Cette procédure nous permet de déterminer le lieu des extrémités du vecteur $\vec{E}_r$, tracé dans un diagramme de Fresnel à une fréquence fixe (50 Hz). La figure 3.11 montre les résultats pour trois épaisseurs d'aimants: 2,5 mm, 5 mm et 9 mm. Les pertes sont supposées nulles.

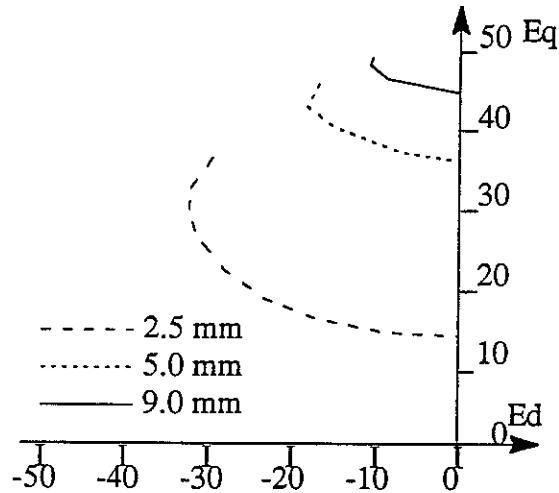


Figure 3.11: Trajectoire du vecteur $\vec{E}_r$ pour trois épaisseurs d'aimant différentes

Pour comprendre l'allure des courbes, de la figure 3.11, nous allons les comparer avec celle d'une machine linéaire sur la figure 3.12. Nous pouvons noter que l'arc d'ellipse de la machine linéaire (courbe 1), obtenu à partir des équations suivantes, est modifié en présence de la saturation (courbe 2) :

$$\begin{aligned} E_d &= -X_q I_q \\ E_q &= E_0 + X_d I_d \end{aligned} \quad (3.13)$$

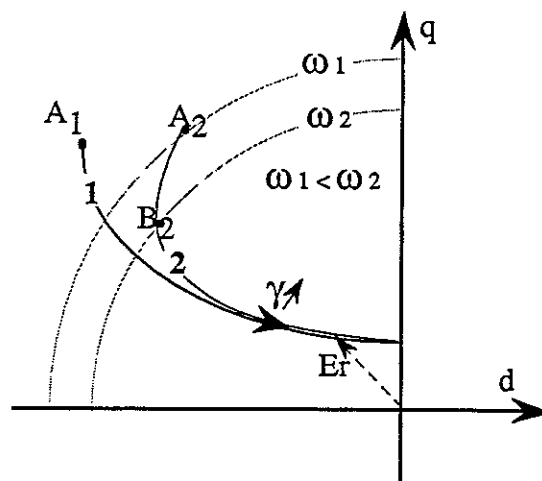


Figure 3.12 : Effet de la saturation sur $\vec{E}_r$ dans le diagramme de Fresnel

Ainsi, la saturation de la machine réduit l'amplitude du flux, avec un changement de sa phase (point A_1 vers point A_2). Sur la courbe 2, nous pouvons voir qu'une augmentation de l'angle γ ,

permet une augmentation de la vitesse (point $A_2 \rightarrow B_2$). Il est important de noter que cette réduction du flux ne peut pas être représentée par une variation des paramètres de l'équation 3.13. Il faut y ajouter une notion supplémentaire : l'interaction entre les deux axes (effet croisé). En effet, l'augmentation de γ à partir de 90° réduit le courant suivant l'axe de quadrature ($I_q = I \sin \gamma$). On constate pourtant que le module de la tension suivant l'axe direct, qui devait lui être proportionnel, augmente (point $A_2 \rightarrow B_2$). Ceci peut être expliqué par l'augmentation de la composante démagnétisante du courant (I_d) qui, tout en réduisant le flux suivant l'axe direct, permet une augmentation de celui circulant en quadrature.

Dans la figure 3.13 nous avons tracé l'évolution du déphasage du courant par rapport à la tension (angle ϕ). Nous constatons que celui-ci augmente au fur et à mesure que l'angle interne augmente. Les angles internes à qui correspond un déphasage nul ($\phi = 0$) sont ceux qui permettent un fonctionnement de la machine à puissance maximale. Nous voyons que, plus fins sont les aimants, plus grand doit être l'angle interne γ pour que la machine puisse fournir le maximum de puissance.

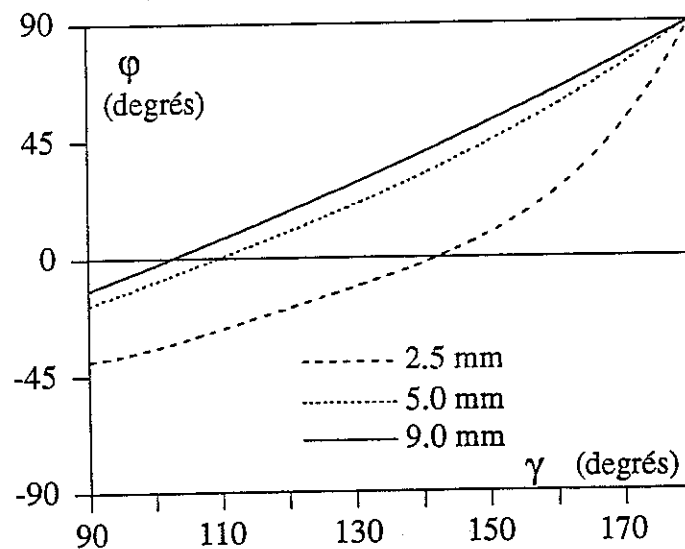


Figure 3.13 : Influence de l_{aim} sur le déphasage du courant/tension

Dans la figure 3.14 nous comparons les performances idéalisées des trois machines alimentées avec une source de courant de 14,5 A et tension de 60 V (entre phases). Les courbes ont été obtenues en utilisant les résultats des simulations présentées dans la figure 3.11 et en supposant qu'il n'y a pas de pertes dans la machine.

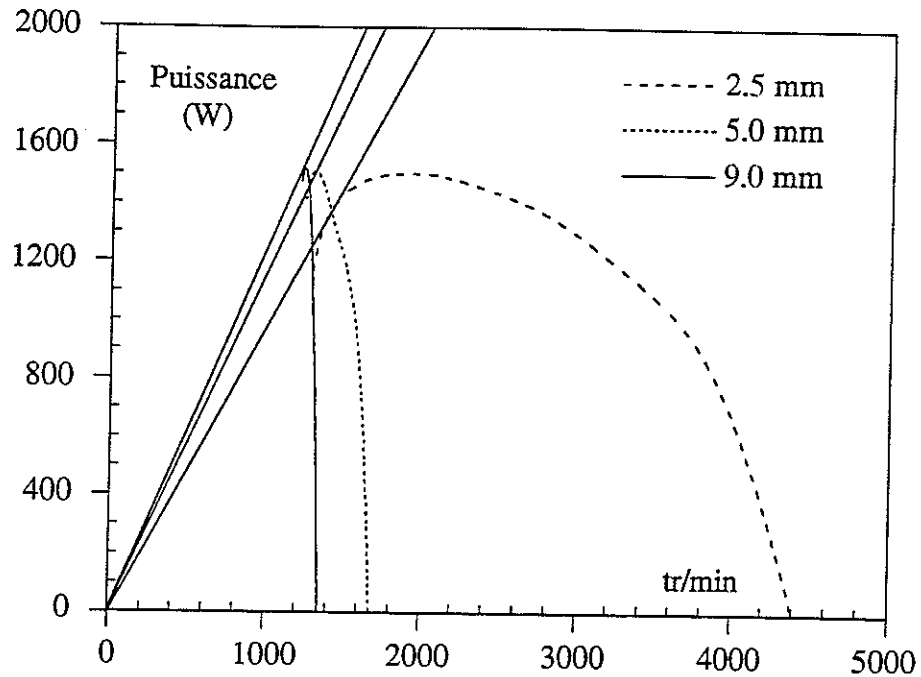


Figure 3.14 : Courbes $P(\omega)$ en fonction de l'épaisseur des aimants

Chaque point peut alors être obtenu par :

$$P(\gamma) = \sqrt{3} \cdot V_b \cdot I_b \cos \varphi(\gamma) \quad (3.14)$$

$$n(\gamma) = \frac{V_{\max}}{|\vec{E}_r(\gamma)|} \cdot n(f_{\text{ref}})$$

$f_{\text{ref}} = 50 \text{ Hz}$ (fréquence pour laquelle $\vec{E}_r$ a été calculé)

Sur les courbes de puissance en fonction de la vitesse (figure 3.14), le couple maximum de la machine est représenté par la tangente des courbes à l'origine (droites). Pour plus de clarté, nous avons rassemblé dans le tableau 3.2 les valeurs des couples à la vitesse de base (ω_b) et les valeurs maximales de vitesse (ω_{lim}).

Tableau 3.2 : Comparaison des performances des machines simulées
(sans pertes ni tête de bobine)

Epaisseur d'aimant (mm)	Couple (N.m)	ω_{lim} (tr/min)
9,0	11,7	1350
5,0	11,1	1700
2,5	9,4	4400

La réduction de l'épaisseur d'aimant entraîne un gain sur la vitesse limite, qui est compensé par une réduction du couple à basse vitesse. Dans notre cas les valeurs importantes d'induction dans les dents de la machine, en condition de couple maximum et pour les trois épaisseurs indiquées, font que la perte de couple avec la réduction des aimants n'est pas très importante comparativement à la réduction de volume de ces derniers (-20 % sur le couple, -72 % sur volume d'aimant).

Compte tenu des performances obtenues pour une épaisseur des aimants de 2,5 mm (gain de vitesse > 3) nous conserverons cette valeur dans la suite de notre travail.

3.4.2 Influence de l'entrefer

Pour étudier l'influence de l'entrefer sur les performances de la machine en conditions de réduction de flux, nous avons comparé par simulations plusieurs valeurs d'entrefer, l'épaisseur des aimants étant maintenue à 2,5 mm. Les trajectoires décrites par le vecteur de f.e.m. résultante $\vec{E}_r$ ($I = 14,5$ A), pour trois entrefers différents, sont présentées sur la figure 3.15. Dans cette figure nous nous apercevons que la valeur minimale de $\vec{E}_r$ est très peu sensible à la variation d'entrefer, ce qui permet de dire que les vitesses limite de ces machines seront semblables, nous pouvons voir aussi que les non-linéarités s'accroissent avec la réduction de l'entrefer, puisque la trajectoire s'éloigne d'une ellipse.

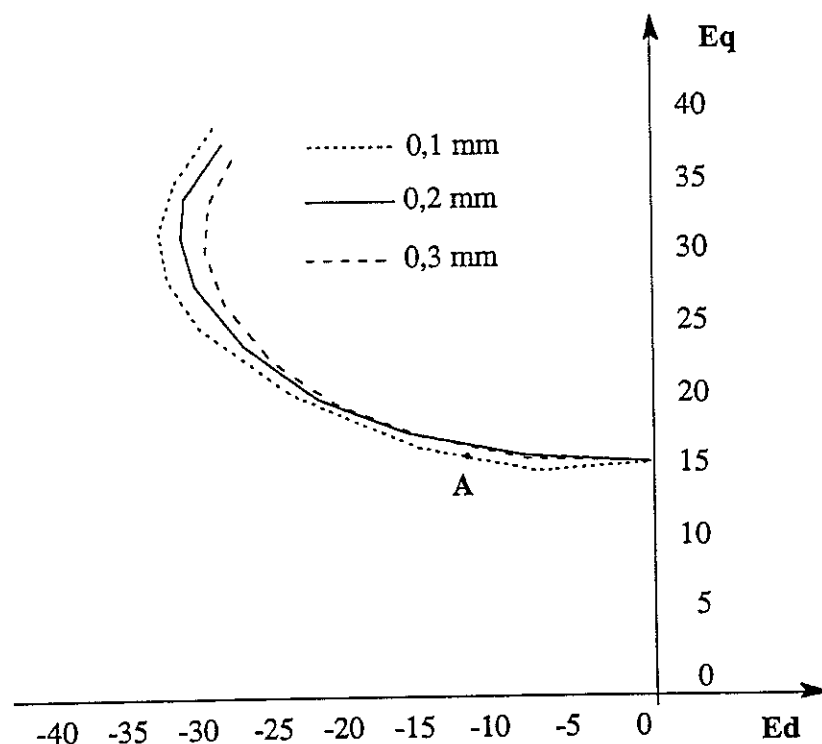


Figure 3.15 : Influence de l'entrefer sur la trajectoire de $\vec{E}_r$
($90^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ$ $I = 14,5$ A)

Dans la figure 3.16, nous présentons les courbes $P(\omega)$ tracées en absence de pertes et d'effets 3D et pour les mêmes valeurs d'entrefer.

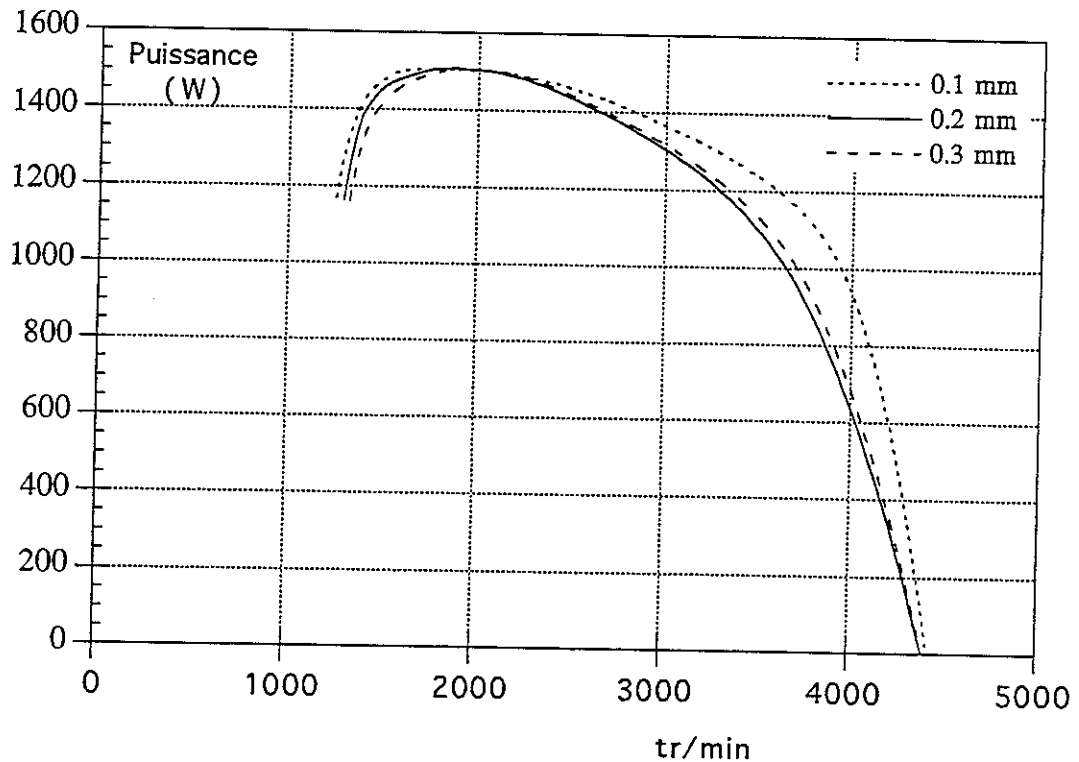


Figure 3.16 Courbe $P(\omega)$ pour trois valeurs d'entrefer

Nous pouvons observer que la réduction de l'entrefer augmente toujours la puissance à faibles vitesses. Cela était attendu; puisque le couple maximal de la machine augmente avec la réduction de l'entrefer. D'un autre côté, pour des vitesses supérieures à 2000 tr/min, la réduction de l'entrefer réduit d'abord la puissance (0,3 mm $\rightarrow$ 0,2 mm), puis l'augmente (0,2 mm $\rightarrow$ 0,1 mm). Nous pouvons justifier ce comportement par l'augmentation des non-linéarités pour des valeurs d'angle de courants (γ) proches de 180° . En effet, si la réduction de l'entrefer de 0,3 mm à 0,2 mm change la position du vecteur $\vec{E}_r$ plutôt pour des courants en quadrature (haut des courbes sur la figure 3.15), la réduction de 0,2 mm à 0,1 mm la change pour tous les angles de courants, particulièrement à proximité de $\gamma = 180^\circ$ (point A sur la figure 3.15). La réduction de l'entrefer réduit la f.e.m. résultante pour des courants de 14,5 A, améliorant ainsi la capacité de réduction de flux de la machine.

Pour conclure, le prototype a été construit avec un entrefer voisin de 0,2 mm, pour des raisons technologiques. Compte tenu des simulations présentées, une variation autour de cette valeur ne devrait pas changer considérablement les performances de la machine.

3.4.3 Influence d'autres paramètres importants

Nous avons étudié l'influence sur la courbe $P(\omega)$ de trois grandeurs non simulées par la méthode des éléments finis : la tension d'alimentation ($V_{\max}$), la résistance de phase de la machine (R), et l'inductance de tête de bobine ($L_{\text{tête}}$). Pour ce faire, nous avons choisi de calculer la puissance pour quatre vitesses caractéristiques du fonctionnement en condition de réduction de flux, soit celles où :

- le couple et la tension sont maximales (ω_b),
- la puissance est maximale ($\omega_{P_{\max}}$),
- la puissance est égale à la puissance à la vitesse base (ω_0),
- la réduction de flux est maximale (ω_{lim}).

Les f.e.m. résultantes simulées correspondantes à ces vitesses sont représentées sur la figure 3.17 (tous les diagrammes sont tracés à la même fréquence).

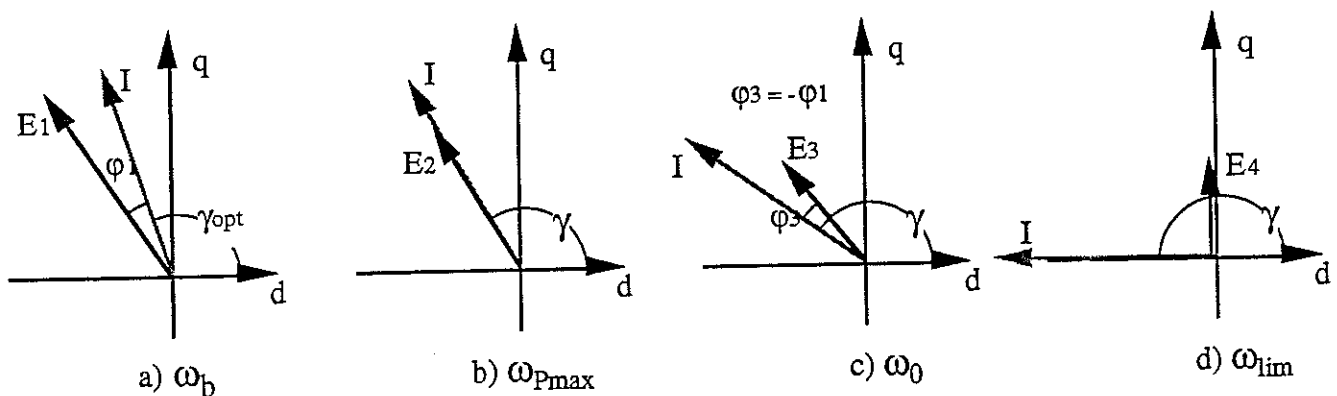


Figure 3.17 : Positions caractéristiques du vecteur f.e.m. résultante (machine idéalisée)

Analysons d'abord l'effet de la tension maximale. Dans ce cas nous devons avoir :

$$V_{\max} = \omega_b \cdot E_1 = \omega_{P_{\max}} \cdot E_2 = \omega_0 \cdot E_3 = \omega_{\text{lim}} \cdot E_4$$

Ce résultat nous rappelle que chaque vitesse peut être calculée par le rapport entre la tension et la f.e.m. résultante, si la machine n'a pas de pertes. Ainsi, nous pouvons affirmer que, dans ce cas, l'amplitude de $V_{\max}$ ne change pas les rapports entre chaque vitesse et la vitesse de base. Celle-ci sera en revanche d'autant plus importante que $V_{\max}$ le sera.

Maintenant, ajoutons aux vecteurs de la figure 3.17, la chute de tension provoquée par la résistance de la machine, et traçons chaque diagramme à sa propre vitesse, de sorte que la tension soit toujours égale à 1 (p.u.) (figure 3.18 condition de puissance maximisée).

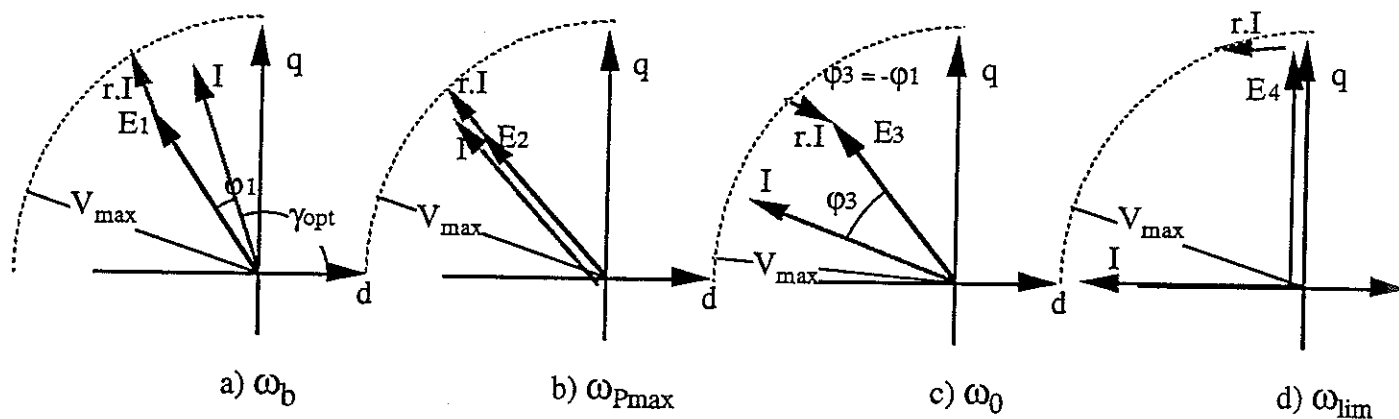


Figure 3.18 : Positions caractéristiques au vecteur tension (machine avec résistance)

A la vitesse de base, les positions du vecteur I et de la f.e.m. résultante (E_1) seront les mêmes que pour le cas de la machine idéalisée, puisque le couple maximal de la machine n'est pas fonction de la résistance (figure 3.18.a). De même pour la vitesse ω_0 (figure 3.18.c), puisqu'elle est définie de façon à ce que la puissance utile soit la même qu'à ω_b (même déphasage entre f.e.m. résultante et courant). Pour ces deux cas l'effet de la résistance sur les performances est sensiblement le même que celui provoqué par une réduction de la tension du convertisseur ($V'_{\max}$ figure 3.18.a,c): le rapport ω_0/ω_b est conservé et ω_b diminue. Pour la vitesse $\omega_{P_{\max}}$ le comportement est identique à une réduction de tension puisque toutes les grandeurs sont en phase.

En revanche, l'influence de la résistance sur la vitesse limite sera très peu sensible, puisque le déphasage entre la f.e.m. et le courant (donc chute sur la résistance) sera de 90° (figure 3.18.d).

Reprenons le cas de la machine idéalisée, et ajoutons l'effet de l'inductance de tête de bobine. Puisque dans ce cas tous les vecteurs sont proportionnels à la vitesse ($r = 0$), nous pouvons les analyser facilement à une seule fréquence (figure 3.19).

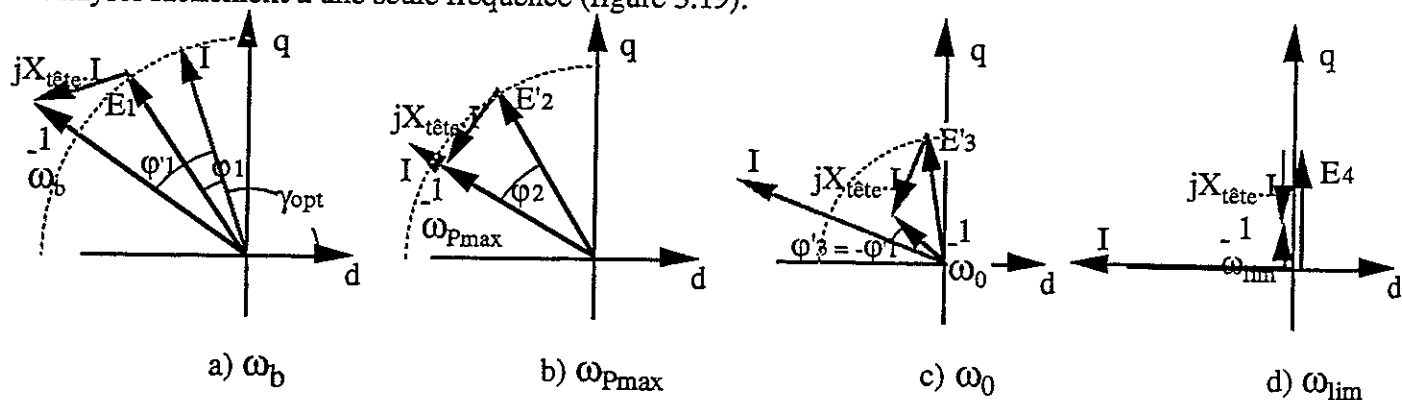


Figure 3.19: Positions de la f.e.m. résultante (machine avec $L_{\text{tête}}$)

Comme pour l'étude précédente ($R \neq 0$), la position du courant qui définit le maximum de couple reste inchangée (γ_{opt} à ω_b) et la chute de tension sur $L_{tête}$ réduit le module de la tension sur la partie active de la machine ($E_1 < V_{max}/\omega_b$). Par rapport à la machine idéalisée, ω_b sera donc réduite. Nous pouvons expliquer le même phénomène à partir de l'augmentation de l'angle ($\cos \phi'_1 < \cos \phi_1$) ce qui réduit la puissance (V et I constants). Puisque le couple est indépendant de $L_{tête}$, cette réduction de puissance se fait par réduction de la vitesse ω_b .

Pour tous les autres cas (ω_{Pmax} , ω_0 , ω_{lim}) l'angle interne de la machine est tel que toute chute de tension provoquée par l'inductance de tête de bobine diminue le vecteur de tension résultant. Toutes les vitesses pour ces zones là seront donc augmentées, et ce, d'autant plus que l'angle interne se rapprochera de 180° puisque alors cette chute de tension sera opposée à la f.e.m. résultante. Ce cas peut s'observer sur la figure 3.19.d (ω_{lim}).

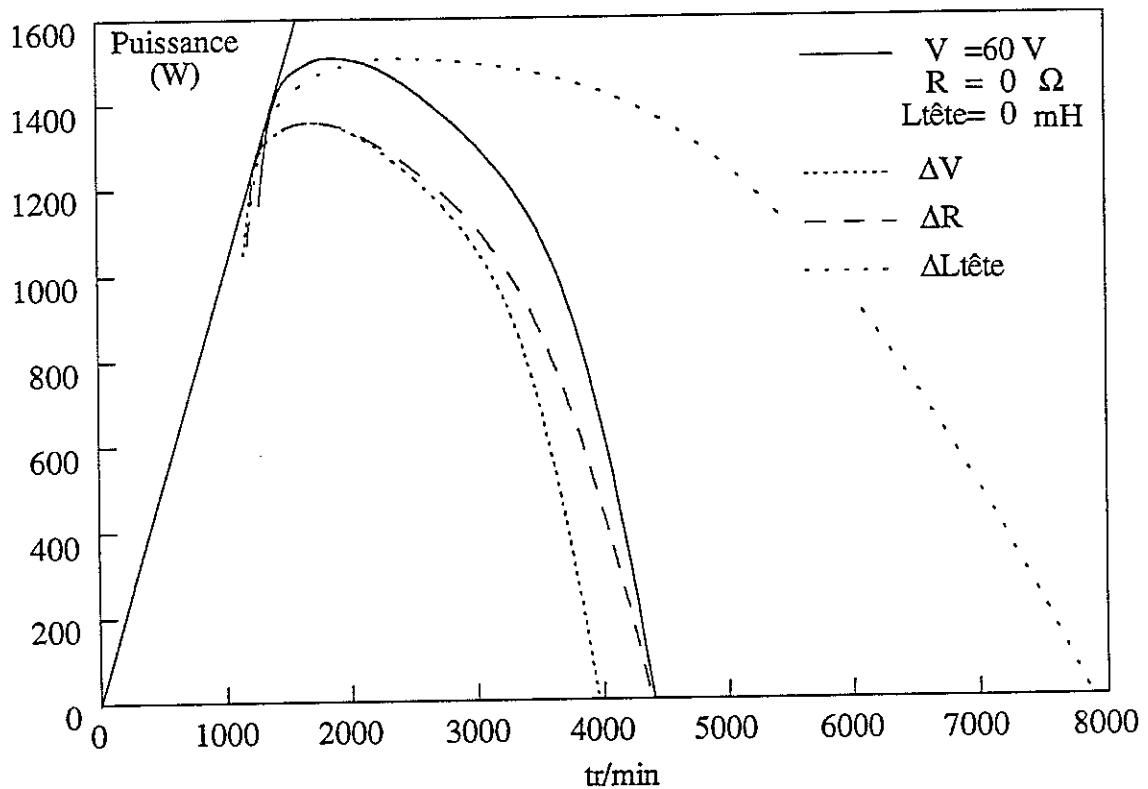


Figure 3.20 : Effet de la V_{max} , R et $L_{tête}$ sur la courbe $P(\omega)$

$$\Delta V_{max} = 6 \text{ V}, \Delta R = 0,239 \Omega, \Delta L_{tête} = 0,76 \text{ mH}$$

Dans la figure 3.20 nous montrons l'effet d'une variation de chacun des paramètres étudiés dans ce paragraphe sur la courbe $P(\omega)$. La courbe de référence est celle tracée pour une tension de 60 V entre phases, la machine n'ayant ni résistance ni inductance de tête de bobine. Les valeurs de $\vec{E}_r(\vec{I})$ utilisées pour le calcul des courbes sont celles correspondant à la figure 3.15 (épaisseur d'aimant de 2,5 mm et entrefer de 0,2 mm). Pour analyser l'influence des paramètres étudiés, nous avons fait le

calcul avec des paramètres qui provoquent une chute de tension de 6 Volts entre phases à 50 Hz (1000 tr/min) et avec un courant de 14,5 A ($V_{\max} = 54$ V ou $R = 0,239 \Omega$ ou $L_{\text{tête}} = 0,76$ mH).

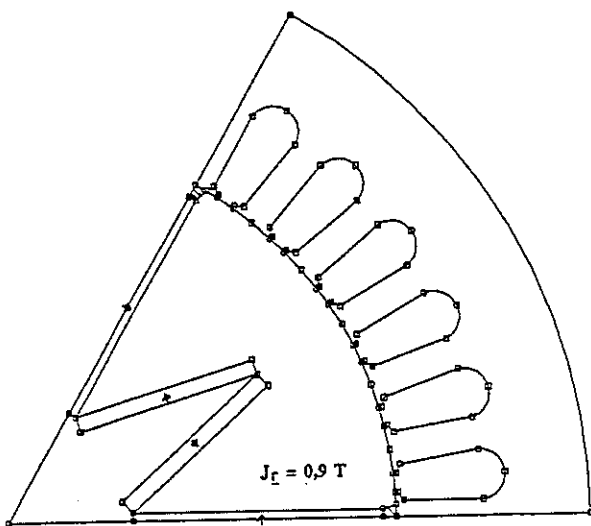
Nous pouvons observer que la réduction de la tension d'alimentation, réduit la puissance disponible sur la machine ainsi que sa vitesse maximale. Cependant, dans ce cas, le rapport entre les vitesses caractéristiques (ω/ω_b) est conservé.

L'influence de la résistance est très nette au voisinage du fonctionnement à puissance maximale ($\cos\phi_{\max}$) et comparable à une réduction de tension. Comme prévu, son influence diminue lorsque la vitesse augmente. Il n'y a aucune répercussion sur la vitesse limite.

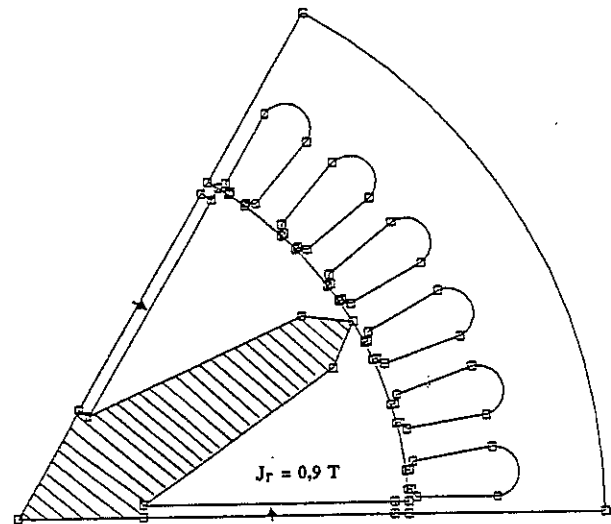
Le comportement obtenu en prenant en compte une inductance de tête de bobine est encore différent, mais conforme à ce qui avait été énoncé. La puissance maximale ne change pas, par contre elle s'obtient pour des vitesses supérieures. La vitesse maximale et la plage de contrôle sont toutes deux, augmentées.

3.4.4 Quelques modifications sur la structure choisie

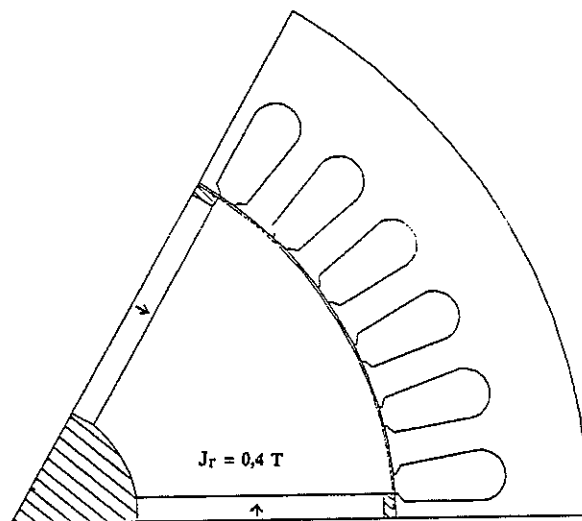
Dans cette partie nous allons étudier d'autres structures à concentration de flux, afin de faire varier les paramètres de la structure d'une façon significative (tout en restant réaliste). Nous avons choisi de simuler trois autres structures représentées figure 3.21.



a) structure en "W"



b) structure "avec barrières"



c) structure avec aimants "en ferrite"

Figure 3.21 : Structures à concentration de flux

Les dimensions des aimants des structures en "W" et avec barrières ont été choisies de telle sorte que la vitesse maximale, soit semblable à celle de la structure en "V" (entrefer de 0,2 mm et aimant de 2,5 mm). Cela a été fait pour comparer ces structures différentes avec un point commun sur leur caractéristique $P(\omega)$. Le stator des trois structures est toujours le même et l'entrefer est inchangé (0,2 mm).

Dans la structure de la figure 3.21.a, la disposition des aimants en "W" permet de disposer d'une surface d'aimant nettement supérieure à la structure initiale en "V" tout en restant dans le même encombrement. L'axe du moteur doit ici être magnétique.

La structure de la figure 3.21.b est obtenue à partir de la structure initiale ($l_{aim} = 2,5$ mm, $l_e = 0,2$ mm). Une rainure a été pratiquée au centre des pôles. Celle ci modifie peu le trajet du flux direct, par contre elle représente une barrière importante pour le trajet en quadrature, la réactance dans cet axe devrait donc être très fortement diminuée.

La troisième structure (figure 3.21.c) est de même conception que la structure initiale (en "V"). C'est la qualité des aimants ($J_r = 0,4T$) et leur épaisseur qui, ici, ont été modifiées. Leur épaisseur de 5 mm a été choisie pour que l'on puisse pratiquement annuler le flux dans la partie utile de la machine en utilisant la valeur nominale du courant. Avec cette épaisseur, la machine dite "en ferrite" possèdera la plus grande plage de vitesse ($E_0 - X_d I \approx 0$) de toutes les machines simulées.

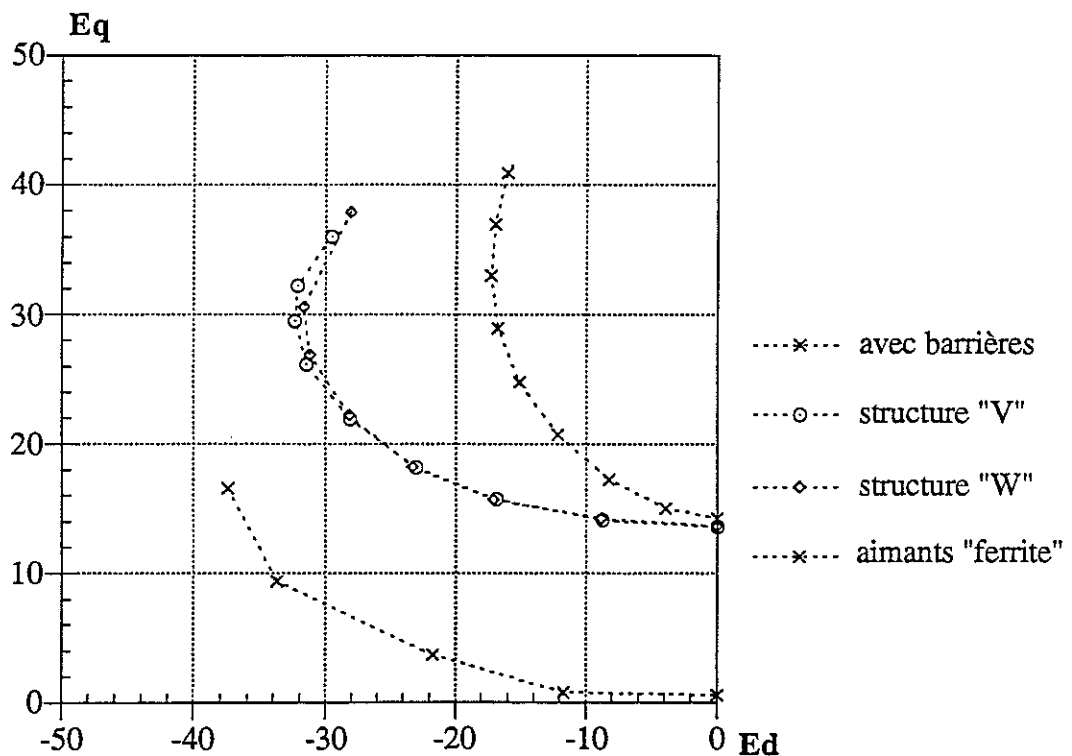


Figure 3.22 : Effet de la variation de géométrie sur le vecteur $\vec{E}_r$

Dans la figure 3.22, les trajectoires de l'extrémité du vecteur de f.e.m. résultante ($\vec{E}_r$) pour les trois structures, sont comparées à celle de la structure en "V" ($l_{aim} = 2,5$ mm et $l_e = 0,2$ mm). La comparaison entre la courbe 1 (en "V") et 2 (en "W") montre qu'une variation de l'épaisseur de l'aimant peut être compensée par une augmentation de sa surface, de manière à obtenir des performances en condition de réduction de flux identiques.

La courbe 3 montre que la barrière de flux utilisée réduit considérablement le flux suivant l'axe en quadrature (V_d) sans pour autant modifier la vitesse limite de la machine.

La structure avec aimants "ferrite" (courbe 4) permet d'obtenir une vitesse limite plus importante. On remarque une valeur du flux de quadrature plus grande que pour les autres structures qui s'explique par une saturation plus faible des dents (donc X_q plus grand).

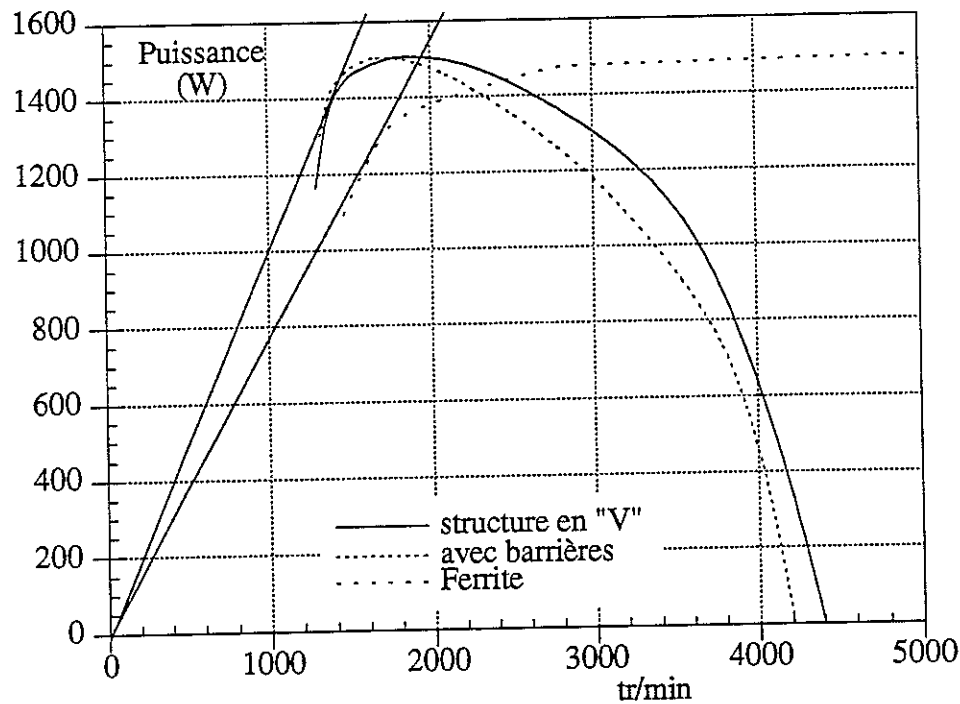


Figure 3.23 Effet de la variation de géométrie sur la courbe $P(\omega)$
($V = 60$ V, machine sans résistance ni inductance de tête de bobine)

Sur la figure 3.23 nous pouvons voir que la barrière de flux ne change pas d'une façon significative l'allure de la courbe $P(\omega)$. D'un autre côté, la machine en ferrite possède des caractéristiques idéales à haute vitesse ($E_r \approx 0$ pour $\gamma = 180$). La perte de couple est nette (75 % du couple des autres structures) et le gain de puissance de cette structure commence au-delà de deux fois la vitesse de base.

Afin d'illustrer l'effet qu'une augmentation de l'inductance de tête de bobine peut exercer sur cette structure ($E_r \approx 0$ pour $\gamma = 180$), nous avons comparé les courbes $P(\omega)$ pour deux valeurs d'inductances de tête de bobine. La tension maximale est de 60 V et la résistance par phase est de $0,265 \Omega$. La figure 3.24 montre que la valeur de l'inductance de tête de bobine, additionnée à celle de la partie active de la machine, réduit le facteur de puissance pour toute la plage de vitesse. Ainsi, la puissance maximale ne peut plus être atteinte.

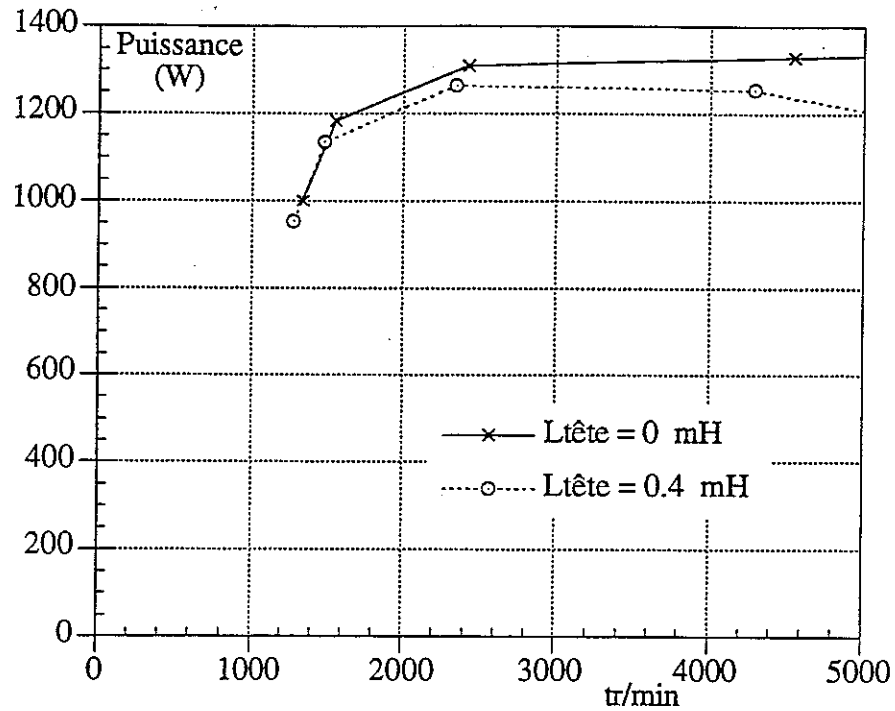


Figure 3.24: Effet de $L_{tête}$ sur la machine en ferrite

Pour conclure ce paragraphe, nous pouvons affirmer que d'autres structures que celle en "V" peuvent présenter des comportements appropriés au fonctionnement en réduction de flux. Cependant, l'augmentation de la complexité des structures de type "W" ou "avec barrières de flux" ne s'est pas avérée nécessaire pour améliorer les performances de la machine. D'un autre côté, la machine "en ferrite" a une caractéristique très intéressante à hautes vitesses, avec néanmoins une nette réduction du couple maximal. Si le cahier de charge le permet, cette solution peut être particulièrement intéressante, à cause de la réduction de coût des aimants.

3.5 CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, nous avons pu analyser les aspects les plus importants de la structure à concentration de flux, en utilisant un logiciel de calcul de champ en deux dimensions. Les calculs sont basés sur le fondamental du flux passant par le centre géométrique des encoches. Cette méthode permet d'estimer correctement les performances de la machine, tout en simplifiant sa modélisation.

Nous avons ensuite vérifié comment le fonctionnement en réduction de flux agit sur les contraintes supportées par les aimants. Nous avons pu constater que la structure à concentration de flux est particulièrement intéressante pour ce type de fonctionnement, puisque les fuites de flux protègent les aimants de la démagnétisation. De plus, l'homogénéisation de l'induction à l'intérieur des aimants permet d'utiliser le maximum de leur énergie volumique.

Le dimensionnement de la machine a été fait à partir d'un moteur disponible au laboratoire. Nous avons analysé les caractéristiques les plus importantes de son stator, pour vérifier son aptitude au fonctionnement en réduction de flux. A cette occasion une analyse du flux de fuite dans les encoches a permis de mettre en évidence les phénomènes de saturation (et désaturation) en condition de réduction de flux.

La partie la plus importante du travail a été l'étude du nouveau rotor. Dans un premier temps, nous avons fait une analyse qualitative de l'influence de ses paramètres sur les caractéristiques du moteur, ce qui nous a permis de focaliser notre attention sur seulement deux paramètres : l'épaisseur des aimants et l'épaisseur de l'entrefer.

Nous avons pu conclure que la réduction de l'épaisseur d'aimant entraîne un gain important sur la vitesse limite, ainsi qu'une réduction du couple à basse vitesse. Dans notre cas la saturation initiale des dents fait que la perte de couple avec l'amincissement des aimants n'est pas très importante comparativement à la réduction de volume de ces derniers. Nous avons décidé d'utiliser des aimants de SmCo_5 ($J_r = 0,9 \text{ T}$) de 2,5 mm d'épaisseur.

Nous avons pu observer que la sensibilité de la puissance de la machine avec l'entrefer n'est pas très importante dans des limites technologiques raisonnables. Cependant, l'augmentation des non-linéarités avec la réduction de l'entrefer s'est montrée intéressante pour le fonctionnement en réduction de flux, puisqu'un gain de puissance sur toute la plage de vitesse peut être obtenu. Nous avons décidé de construire le prototype avec un entrefer voisin de 0,2 mm pour des raisons technologiques. Compte tenu des simulations présentées, une variation autour de cette valeur ne devrait pas changer considérablement les performances de la machine.

Pour conclure l'étude de cette structure, nous avons vérifié l'influence des variations de la tension d'alimentation, de l'inductance de tête de bobine et de la résistance de la machine. Bien que la tension et la résistance soient des paramètres importants pour le fonctionnement en réduction de flux, c'est l'inductance de tête de bobine qui produit le plus d'effet sur la courbe $P(\omega)$ de notre machine, avec une augmentation importante de la plage de vitesse.

Finalement, nous pouvons affirmer que d'autres structures que celle en "V" peuvent présenter des comportements appropriés au fonctionnement en réduction de flux. L'augmentation de la complexité des structures du type "W" ou "avec barrières de flux" ne s'est pas avérée fondamentale pour améliorer les performances de la machine. Une machine avec des aimants "ferrite" a présenté des caractéristiques très intéressantes à hautes vitesses, avec néanmoins une réduction importante du couple maximal. Si le cahier de charge l'autorise, cette solution peut s'avérer particulièrement intéressante, à cause du coût réduit des aimants.

CHAPITRE 4

CARACTERISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

CHAPITRE 4

"CARACTERISATION DE LA MACHINE SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS"

Dans ce chapitre nous allons présenter le prototype construit au laboratoire et la détermination de ses principales caractéristiques.

Tout d'abord nous décrirons quelques aspects constructifs qui sont importants pour le fonctionnement de la machine. Ensuite, nous présenterons les performances espérées du prototype et analyserons, tant théoriquement qu'expérimentalement, tous les paramètres intéressants de la machine (force électromotrice, inductances, pertes...). Des comparaisons entre différentes méthodes de mesure et entre mesures et théorie seront systématiquement effectuées.

4.1 PRESENTATION ET MODELISATION DU PROTOTYPE

Le prototype construit au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble ré-utilise le stator d'une machine industrielle (MASAP - cf. annexe). Ainsi le rotor était la seule partie à modifier. Celui-ci a été conçu pour que les essais puissent être faits sans ou avec les aimants (figure 4.1). La mise en place des aimants se fait par côté, en les faisant glisser axialement entre les pièces polaires. Une cale amagnétique placée dans les rainures de pôles ferme l'encoche et retient les aimants. Avec cette méthode le collage des aimants ne s'est pas avéré nécessaire. Le rotor a été construit à partir d'un cylindre massif, découpé en six pièces polaires.

La nuance d'aimant que nous avons retenu est de type SmCo_5 qui possède une polarisation rémanente de 0,9T. Leurs dimensions ($12 \times 9 \times 2,5 \text{ mm}^3$) ont été choisies en fonction des tailles disponibles. De ce fait, la hauteur radiale des aimants est de 24 mm ($2 \times 12 \text{ mm}$) au lieu de 25,6 mm, comme simulé dans le chapitre précédent. La valeur de l'entrefer du prototype est de 0,24 mm.

Pour mesurer le flux qui traverse l'entrefer, quel que soit le mode de fonctionnement de la machine, de petites bobines réalisées à pas diamétral ont été placées dans les espaces libres entre les bords d'encoche. Ces bobines seront par la suite appelées "bobines exploratrices".

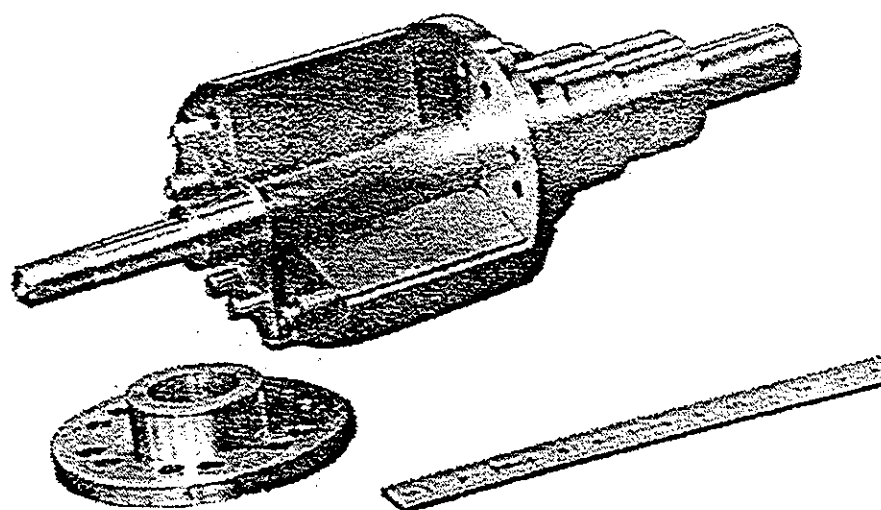
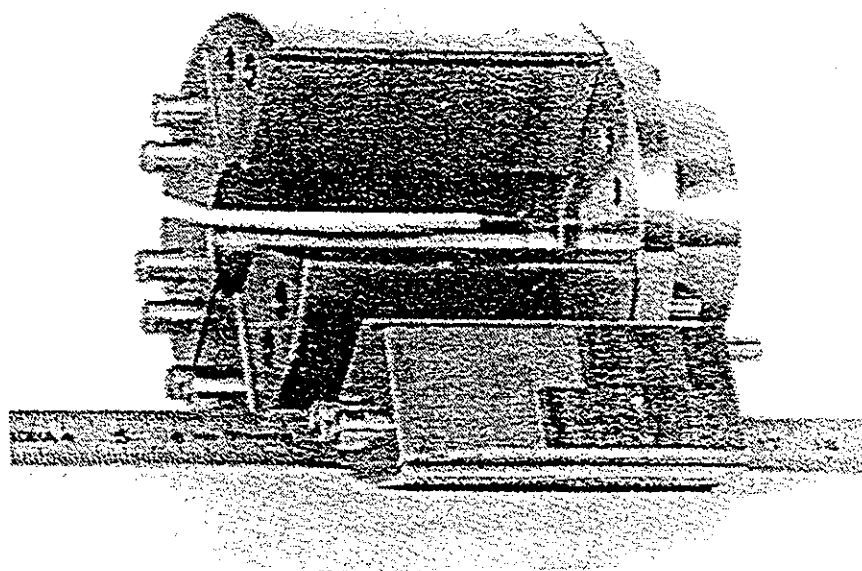


Figure 4.1 Vue éclatée du rotor prototype

4.1.1 Simulation du prototype

Dans la figure 4.2, nous présentons la courbe de puissance $P(\omega)$ du prototype, obtenue par simulation pour plusieurs valeurs de courant. La tension entre phases a pour valeur 60 V, la résistance et l'inductance de tête de bobine sont considérées nulles.

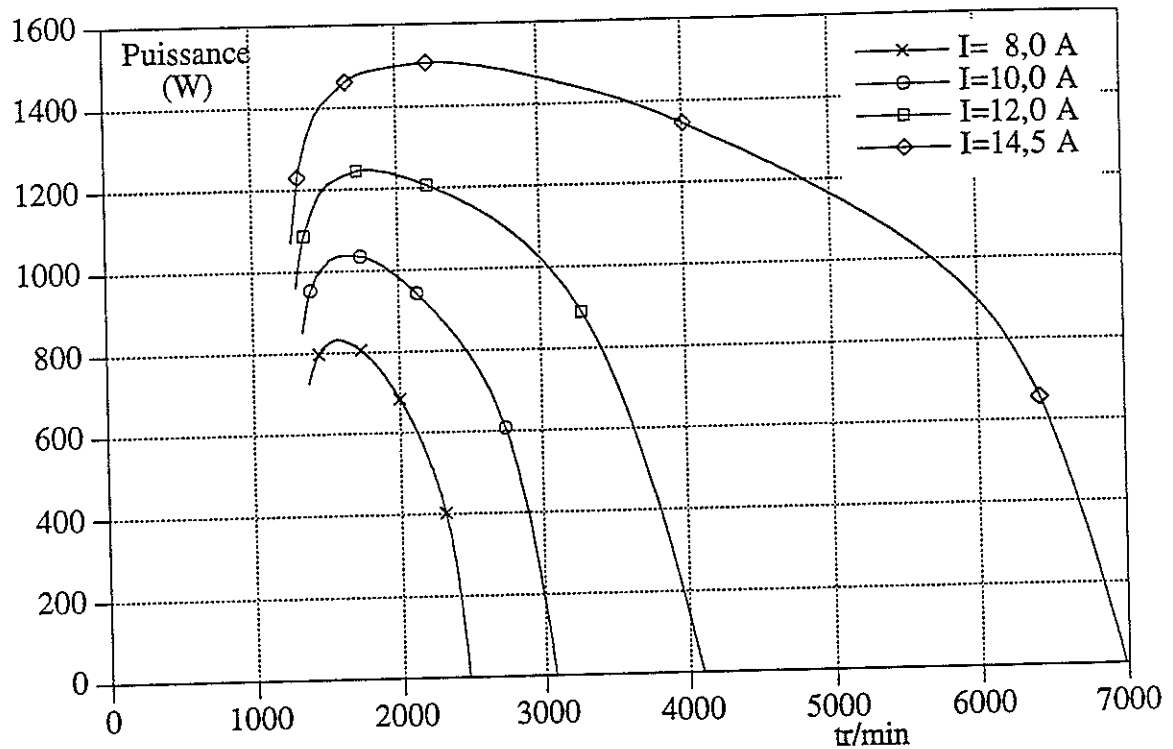


Figure 4.2 : Caractéristiques de puissance simulée en fonction de la vitesse

Les résultats montrent que le prototype est utilisable sur une grande plage de vitesse. Cependant, pour pouvoir faire tourner la machine à haute vitesse, le courant devra conserver sa valeur nominal (14,5 A) quelle que soit la puissance demandée. De plus, nous pouvons voir dans la figure 4.3, que le contrôle de la machine à haute vitesse exigera une grande précision sur le déphasage du courant. En effet, la sensibilité de la vitesse aux angles et amplitudes des courants est d'autant plus importante que la réduction de flux est faite.

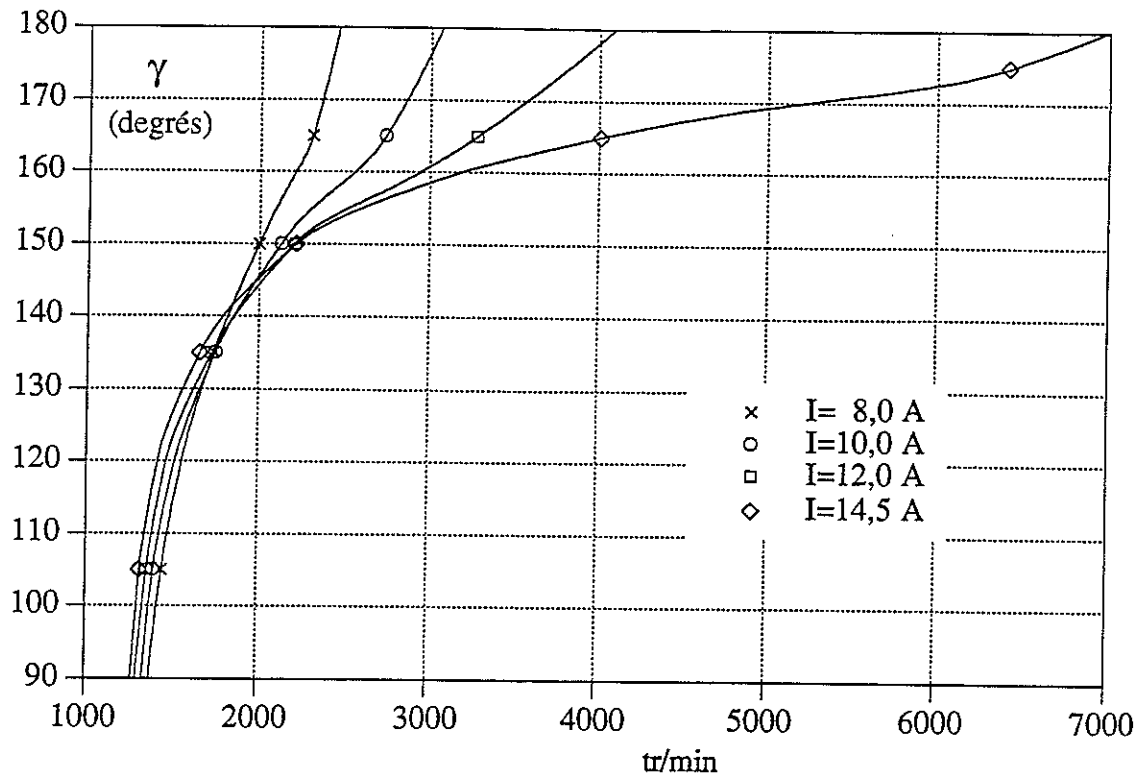


Figure 4.3 : Angle de commande des courants en fonction de la vitesse

A cause du principe de réalisation du rotor (pièces polaires massives), toute variation de champ dans les pôles induira des courants dans ceux-ci et donc produira des pertes. Nous avons conscience que ce problème aurait pu être atténué en réalisant les pôles par empilage de tôles, mais alors la complexité de réalisation aurait été trop grande. Deux sources de fluctuation de champ peuvent exister:

- alimentation par convertisseur de fréquence (MLI). Dans notre cas nous n'en tenons pas compte, tous nos essais seront fait avec des alimentations sinusoïdales.
- variations de champ provoquées par les encoches.

Pour quantifier cette dernière partie, nous avons simulé la rotation du rotor à l'aide du logiciel de calcul de champ par élément finis [FLUX2D]. Deux hypothèses ont été faites pour calculer ces pertes: premièrement, l'hystérésis du matériau (non pris en compte) ne modifie pas trop la distribution de l'induction dans la machine, deuxièmement, les courants induits ont un comportement représentable en 2 dimensions. Cette dernière hypothèse s'applique assez bien à notre cas, car le pas dentaire représente seulement 10% de la longueur de la machine. Les résultats obtenus ne fourniront qu'une estimation des pertes, d'autant plus que l'inclinaison des encoches n'est pas prise en compte. Sur la figure 4.4 nous présentons la densité de pertes dans un pôle, pour un instant quelconque, la machine tournant à vide à 1000 tr/min.

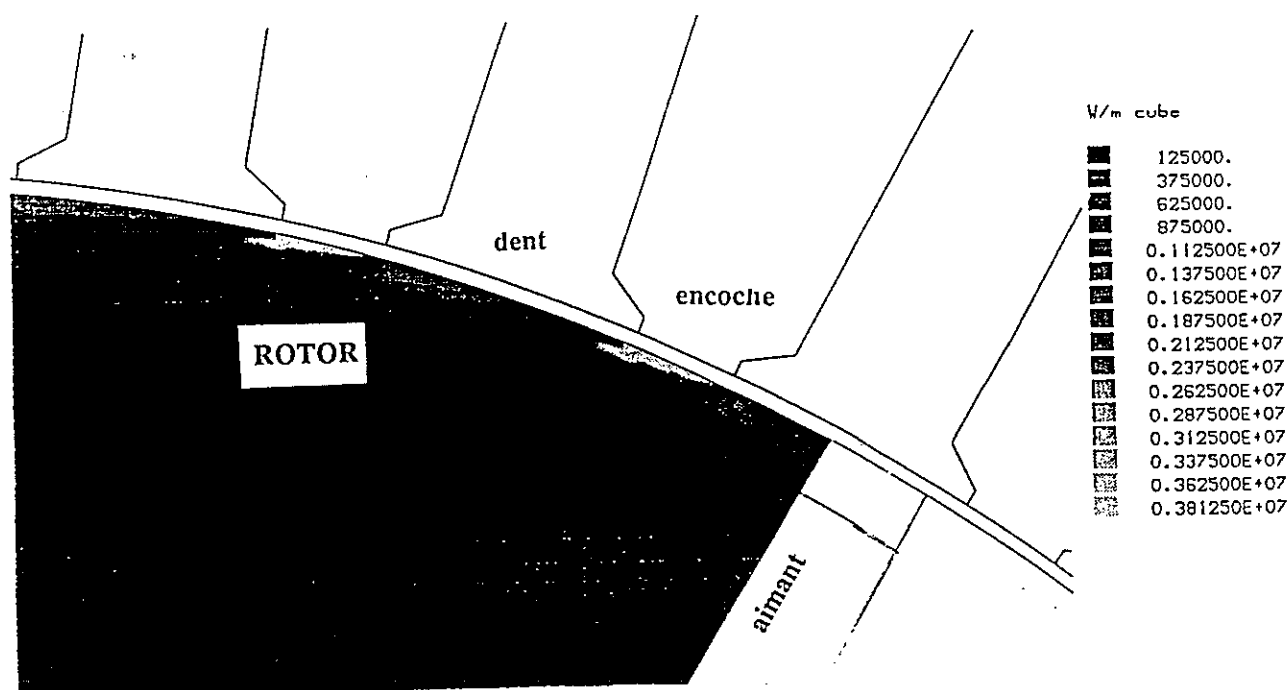


Figure 4.4 Densité de pertes dans les pièces polaires sur la surface rotorique (machine à vide).

Nous pouvons voir qu'à cette vitesse la dissipation de la puissance est très concentrée à la surface rotorique. L'intégrale de la densité de pertes dans un pôle, en fonction de la position rotorique, est tracée sur la figure 4.5. La fluctuation des pertes est due à la variation du chemin du flux en fonction de la position rotorique (probablement aussi à des incertitudes numériques). La valeur moyenne de la puissance dissipée pour les six pôles de la machine est d'environ 18W.

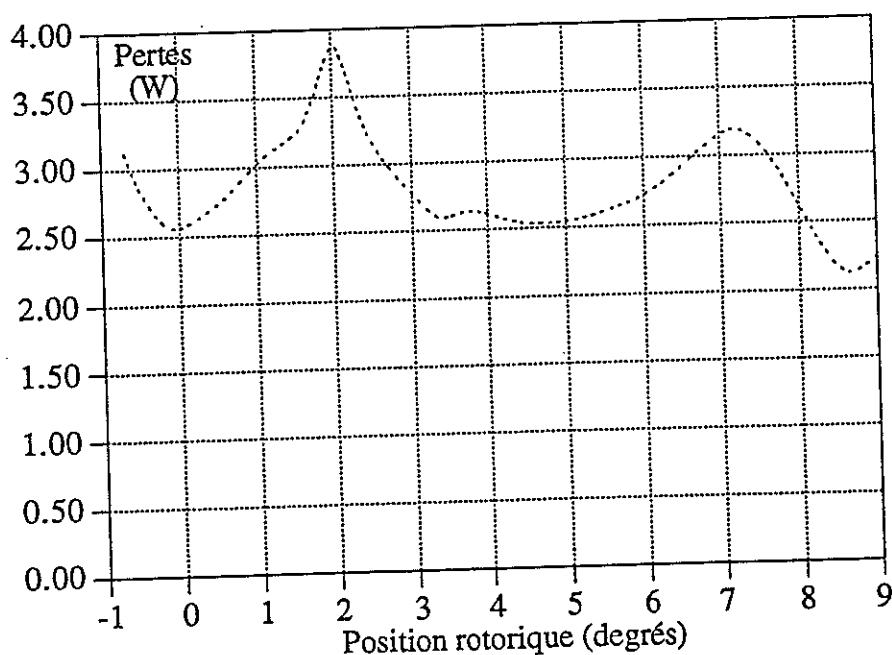


Figure 4.5 Pertes surfaciques par pôle (machine à vide 1000 tr/min.)

Nous avons profité de cette simulation pour calculer le couple d'encoche de cette machine. Celui-ci est représenté sur la figure 4.6. L'inclinaison du stator étant d'un pas d'encoche (10°), la fluctuation du couple indiquée sur la figure ne devrait pas se retrouver sur le prototype. Il est intéressant d'observer que cette ondulation possède une harmonique de rang deux nettement plus importante que le fondamental, dans ce cas une inclinaison d'un demi pas dentaire pourrait suffire pour atténuer notablement le couple d'encoche.

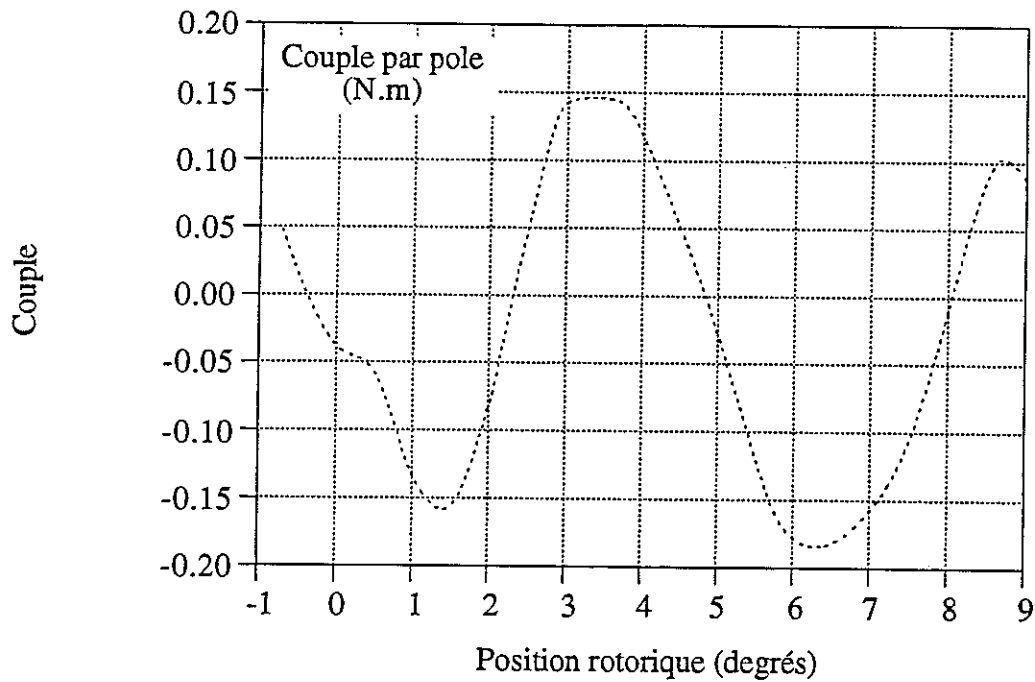


Figure 4.6 Couple d'encoche simulé (machine à vide).

4.2. DETERMINATION DE LA TENSION A VIDE DE LA MACHINE.

4.2.1 Tension entre phases

La vérification expérimentale de la tension à vide est fondamentale dans le projet d'une machine à aimants. Cela permet de vérifier les hypothèses de travail suivantes:

- f.e.m. supposée sinusoïdale (chapitre 1).
- calcul possible de la f.e.m. à partir du fondamental du flux qui traverse le centre géométrique des encoches (§3.1).
- les pertes (surfaciques et dans le fer) ne changent pas d'une façon importante la f.e.m. fondamentale.
- les caractéristiques des matériaux utilisés dans la simulation sont appropriés pour le calcul de la machine.

Regardons d'abord l'analyse harmonique de la tension à vide du prototype. Pour cela, nous avons utilisé un voltmètre à échantillonnage lié à un micro-ordinateur. L'analyse harmonique a été faite par une transformation rapide de Fourier sur les 1024 points acquis. Pour réaliser l'expérience nous avons entraîné le prototype par une machine à courant continu. Le tableau 4.1 nous montre que le fondamental est prépondérant dans la forme d'onde entre phases. La tension à vide mesurée était de 41V, la simulation donnant 40,7V. Ces résultats nous indiquent que la méthode de calcul présentée au §3.1 est appropriée pour l'étude de notre prototype.

Tableau 4.1 Analyse harmonique de la f.e.m. entre phases.

harmonique	%
1	100,0
3	0,0
5	4,3
7	2,0
9	0,0
11	0,6
13	1,4

4.2.2 Tension sur les bobines exploratrices

En utilisant une des bobines exploratrices nous avons pu comparer la tension induite à ses bornes pour trois différentes fréquences: 10, 50 et 75 Hz. Les amplitudes des harmoniques par rapport aux fondamentaux ont été tracées sur la figure 4.7. La valeur du fondamental à 50 Hz est de 5,01 V. A partir des résultats présentés, nous pouvons conclure que la forme de la tension induite est indépendante de la fréquence.

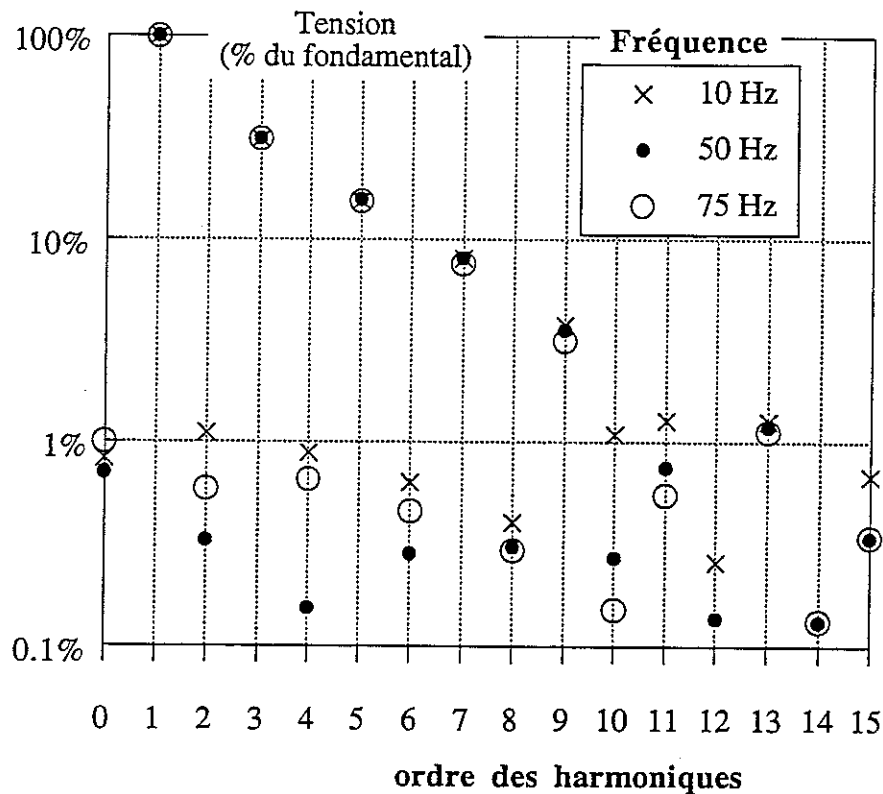


Figure 4.7 Harmoniques de la tension induits sur la bobine exploratrice (échelle logarithmique)

Nous avons aussi calculé par simulation la tension induite sur une bobine exploratrice placée au même endroit que dans le stator réel. Pour cela, nous avons calculé le flux qui passe au niveau de l'ouverture d'encoche pour plusieurs positions rotoriques. Ensuite nous avons calculé la tension induite par dérivée temporelle de ce flux [Kadded].

Dans la figure 4.8 nous présentons les erreurs, par rapport aux valeurs expérimentales, de trois calculs différents effectués pour diverses résistivités rotoriques et différentes inclinaisons d'encoches. Ces résultats indiquent qu'une incertitude sur l'inclinaison des encoches joue un rôle tout aussi important que la présence des courants induits sur les harmoniques de tension résultante. Des commentaires sur la valeur absolue des erreurs sont difficiles à faire puisque la tension induite expérimentale sur la bobine exploratrice présente une allure qui nous confirme que d'autres

incertitudes sont présentes dans le prototype construit, comme la distribution de B sur chaque pôle de la machine. La figure 4.9 indique que cette distribution est légèrement différente pour chaque pôle, le volume d'aimant et leur polarisation n'étant certainement pas toujours identique.

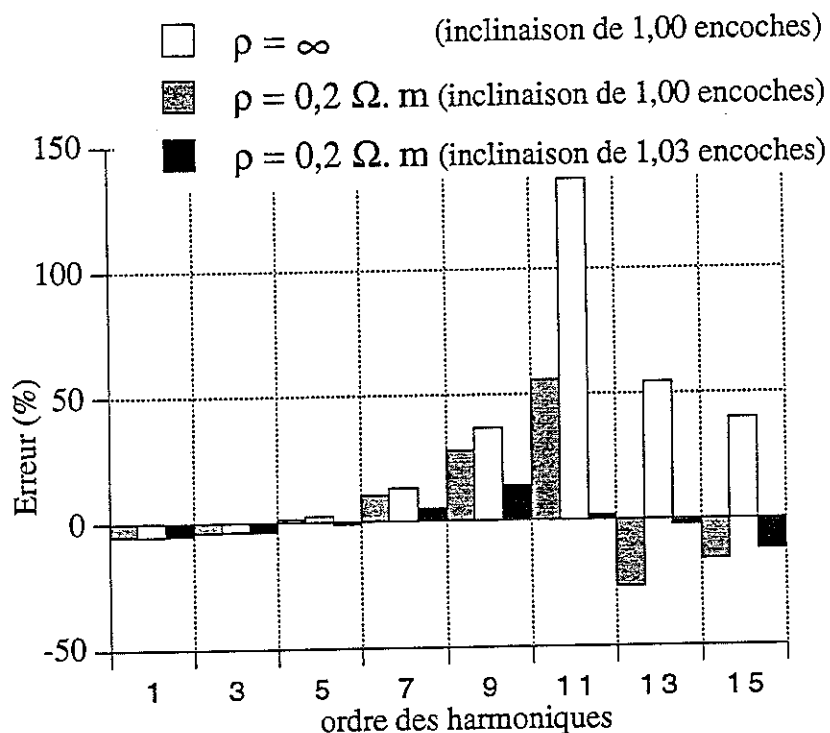


Figure 4.8 Effet de l'inclinaison d'encoche et de la résistivité rotorique sur l'erreur de la tension induite sur la bobine exploratrice calculée par simulation.

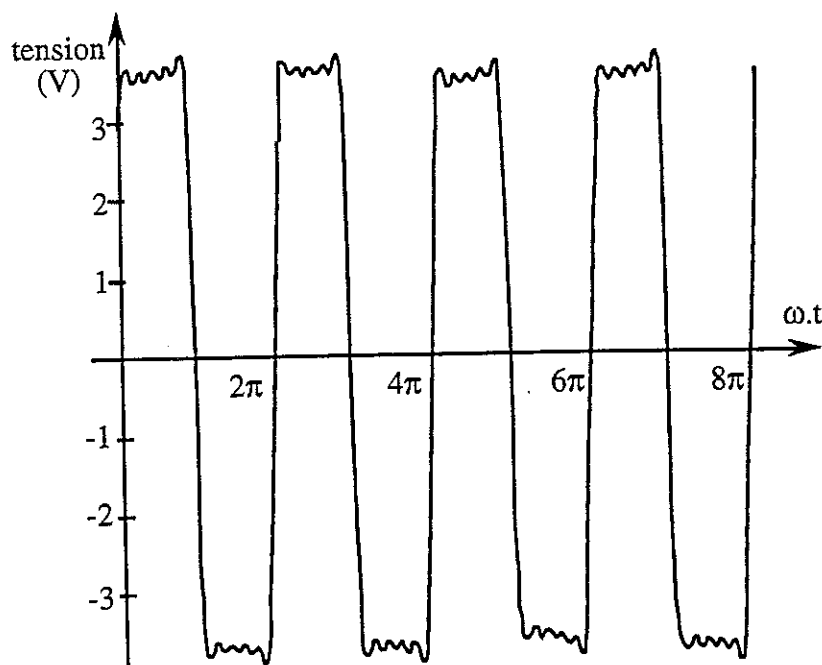


Figure 4.9 Tension induite sur la bobine exploratrice (machine à vide, 1000 tr/min.).

4.3. DETERMINATION DE LA TENSION EN CHARGE DE LA MACHINE

Les résultats expérimentaux présentés dans ce paragraphe ont été obtenus en utilisant le montage indiqué sur la figure 4.10.

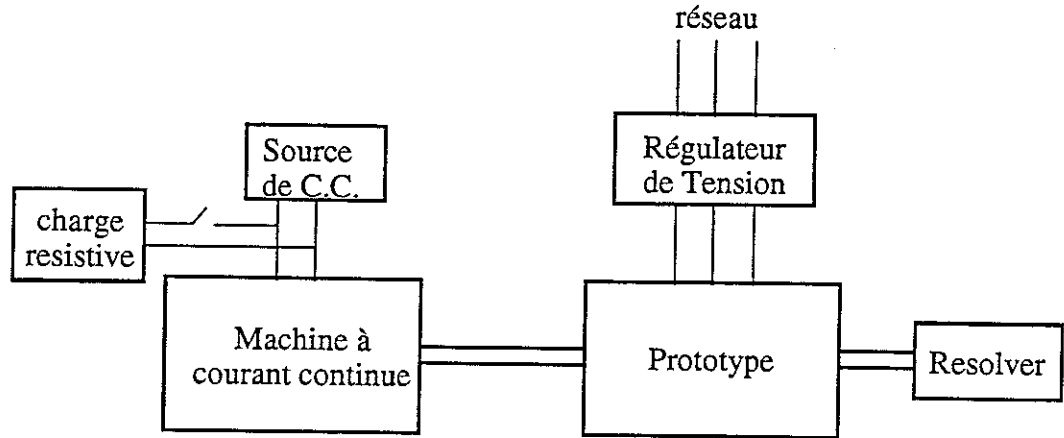


Figure 4.10 Montage expérimental.

La multiplication du signal de sortie du resolver V_{res} (sinusoïdal à vitesse constante) avec le courant d'une phase du prototype (I_p) permet d'obtenir l'angle du courant (α) à partir de la référence du resolver par

$$\alpha = \text{Arccos}\left(\frac{P_{act}}{V_{res} \cdot I_p}\right) \quad (4.1)$$

$$P_{act} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{res} \cdot I_p \, dt \quad (\text{mesuré par un wattmètre})$$

L'angle des courants (γ) est donc fourni par le resolver, celui des tensions (β) calculé à partir du facteur de puissance ($\beta = \gamma + \varphi$). Le facteur de puissance a été déterminé soit par le déphasage entre tension et courant soit par la méthode de deux wattmètres. Dans cette méthode nous avons

$$\varphi = \text{Arctg}\left(\sqrt{3} \frac{W_1 - W_2}{W_1 + W_2}\right) \quad (4.2)$$

4.3.1 Influence du courant direct sur la f.e.m. résultante

Dans cette expérience le courant a été maintenu sur l'axe direct ($I = I_d$). En mesurant et la tension (V), et en considérant les équations 4.3, nous pouvons déterminer le vecteur f.e.m. résultante ($\vec{E}_r$).

$$\begin{aligned}\vec{E}_r &= \vec{j}E_q \\ V_q &= \omega \cdot \phi_d(I_d) = E_q \\ V_d &= r \cdot I_d \quad (E_d = 0) \\ V &= \sqrt{V_d^2 + V_q^2}\end{aligned}\tag{4.3}$$

La machine à courant continu entraîne le prototype de façon à fournir la puissance nécessaire pour le fonctionnement à $I_q=0$, I_d variant entre -10 à +10 Ampères. Les valeurs de force électromotrice obtenues sont rassemblées sur la figure 4.11. Les simulations ont été réalisées en considérant $L_{tête} = 0,2$ mH et $r = 0,265 \Omega$ (valeur mesurée lors des essais).

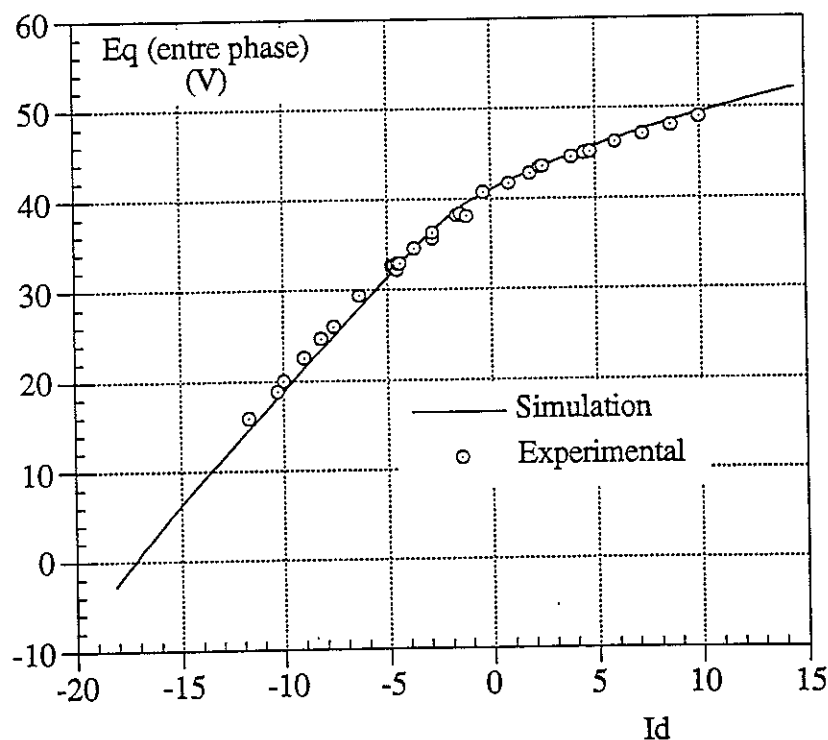


Figure 4.11 Résultats des simulations et expérimentaux $E_q(I_d)$ (valeurs entre phases).

Nous constatons que les résultats expérimentaux et les valeurs obtenues par simulations sont assez proches, même si pour des conditions de réduction de flux importantes la différence se situe entre 5 et 10% de la valeur absolue. Plusieurs sources d'erreurs, soit lors des essais soit lors de la

simulation, peuvent justifier cette différence. Nous pouvons voir aussi sur cette figure l'effet de la désaturation globale produite par les courants démagnétisants, utile pour le fonctionnement en réduction de flux (§1.2.2).

L'allure du courant démagnétisant obtenu lors de ces essais est représentée sur la figure 4.12. Nous constatons la présence d'une cinquième harmonique qui peut être due à deux phénomènes: la tension d'alimentation légèrement déformée et la f.e.m. qui contient cette harmonique. Nous l'avons admis constante pendant l'expérience et égale à 0,35 A. Le courant I_d a été calculé comme étant :

$$I_d = \sqrt{(I_{ef}^2 - 0,35^2)}.$$

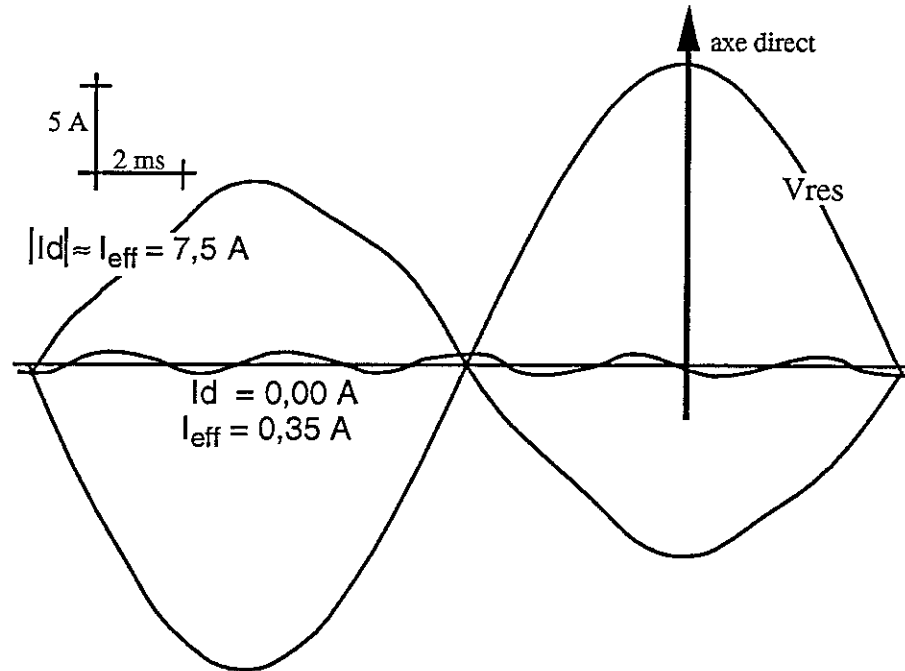


Figure 4.12 Forme d'onde du courant démagnétisant pour 1000 tr/min (50 Hz)
($I_d = 0$ et $I_d = -7,5$ A)

4.3.2 Influence du courant en quadrature sur la f.e.m résultante

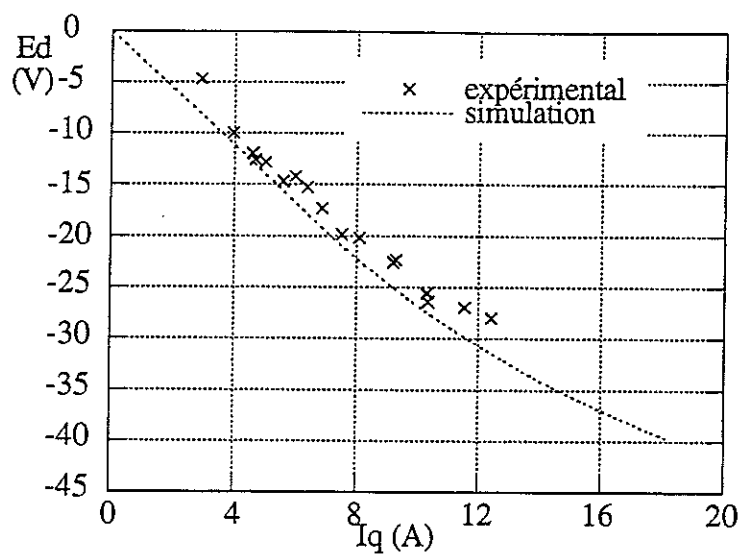
Pour cet essai nous avons utilisé le même montage que précédemment. Le courant I_q était réglé en modifiant la puissance fournie par la MCC. La valeur de la tension du prototype a été réglée de façon à fournir la puissance voulue avec le courant placé sur l'axe en quadrature. L'amplitude et la phase de V ont été mesurées, pour ensuite permettre le calcul de $\vec{E}_r$ par les équations suivantes:

$$\begin{aligned}\vec{E}_r &= E_d + \vec{j}.E_q \\ E_d &= V_d = -\omega.\phi_q \\ E_q &= V_q - r.I_q\end{aligned}\tag{4.4}$$

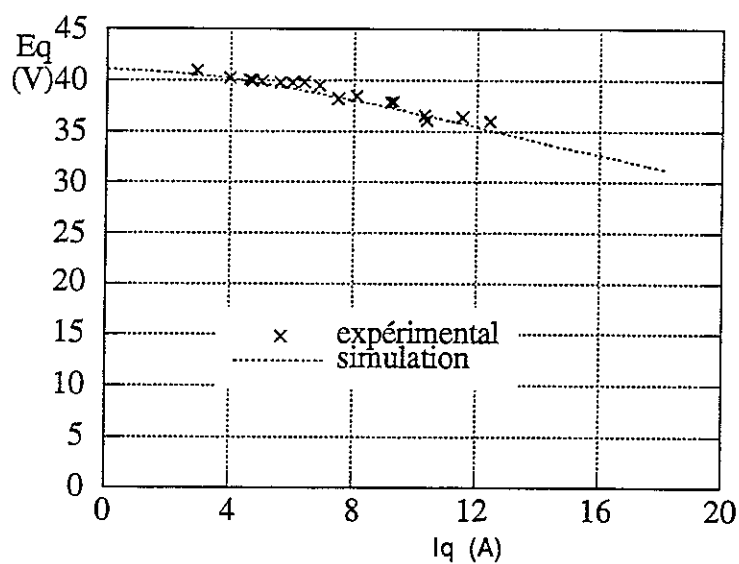
Pour ces mesures, il est important que la résistance du bobinage de la machine ne varie pas trop, car celle-ci intervient dans le calcul de la force électromotrice (E_q). Nous avons vérifié que cette source d'erreur restait très faible. C'est la détermination de la phase de la tension qui nous a posé plus de problèmes. L'imprécision des mesures effectuées par les wattmètres provoque une incertitude sur l'angle ϕ d'environ 1 à 3 degrés sur l'ensemble des valeurs mesurées. De plus, les petits déséquilibres de tension et les harmoniques (courant et tension) sont aussi des sources d'erreur sur l'angle ϕ . L'harmonique 5 du courant a été traité comme auparavant.

Les résultats des mesures et les valeurs obtenues par simulation sont rassemblés sur la figure 4.13. Les simulations ont été faites avec une phase alimentée par la valeur maximale du courant et les deux autres par la moitié et le signe opposé. La méthode de calcul de la f.e.m. par simulation a été celle indiquée au §3.1.

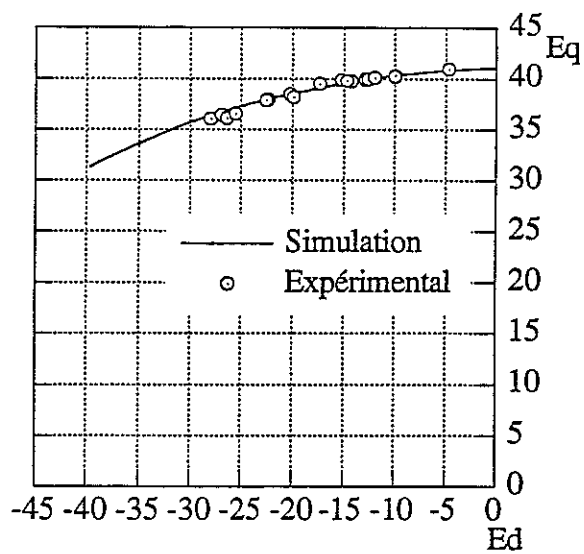
Dans la figure 4.13 nous voyons que les résultats expérimentaux et simulés sont assez semblables compte tenu de l'imprécision de la mesure de l'angle. L'hypothèse indiquant que le flux suivant l'axe direct est indépendant du courant I_q (machine sans effet croisé) n'est pas valable pour le prototype puisque E_q n'est pas constant. Cette réduction du flux produit par les aimants, la machine étant en charge, est particulièrement utile pour le fonctionnement en condition de réduction de flux.



a) $E_d(I_q)$



b) $E_q(I_q)$



c) $\vec{E}_r(I_q)$

Figure 4.13 Résultats de $E(I_q)$ (valeurs entre phase)

4.3.3. Influence de l'angle du courant

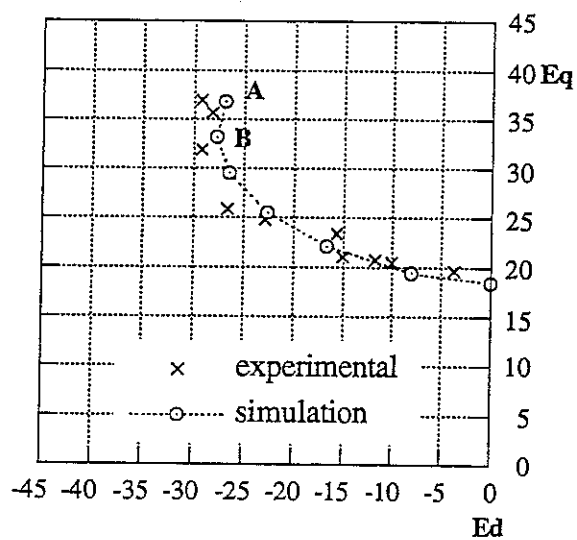
Le principe de cet essai a été de maintenir constante l'amplitude du courant et de faire varier sa phase. Pour obtenir cela, nous avons ajusté la valeur du vecteur de tension sur le prototype (V) et celle de la puissance fournie par la MCC. Le vecteur $\vec{E}_r$ est obtenu par

$$\vec{E}_r = \vec{V} - r \cdot \vec{I} \quad (4.5)$$

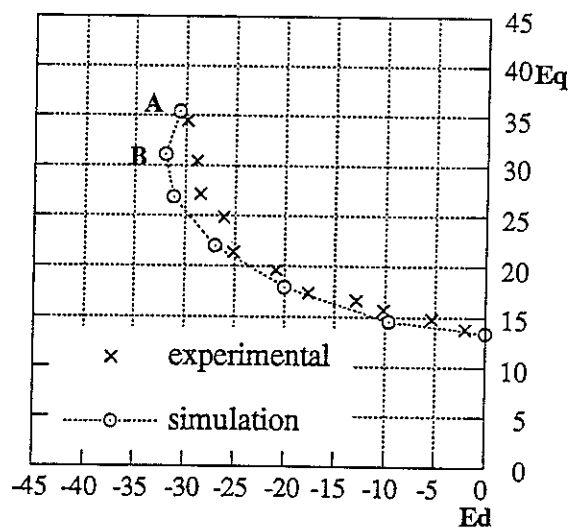
A part les incertitudes de mesure discutées dans les paragraphes antérieurs, l'incertitude sur la détermination des angles de courants est accrue. Dans les deux séries d'expériences précédentes, nous avons réglé la position du resolver de sorte à obtenir $\alpha=90^\circ$. Cette procédure permettait d'associer la position voulue du courant I à la détection d'une valeur nulle de puissance ($P_{act}=0$ - équation 4.1). Ici, cette série d'expérience exige la détermination de " P_{act} ", qui à son tour ajoute des incertitudes importantes sur la détermination de α , et donc de l'angle des courants.

Un autre problème a surgi, lors des essais réalisés à 14,5 A: le passage par le maximum de couple du prototype provoquait une instabilité de l'expérience, la machine perdant le synchronisme. Cela a limité le nombre de points obtenus expérimentalement. Les résultats de toutes ces mesures sont visibles sur la figure 4.14.

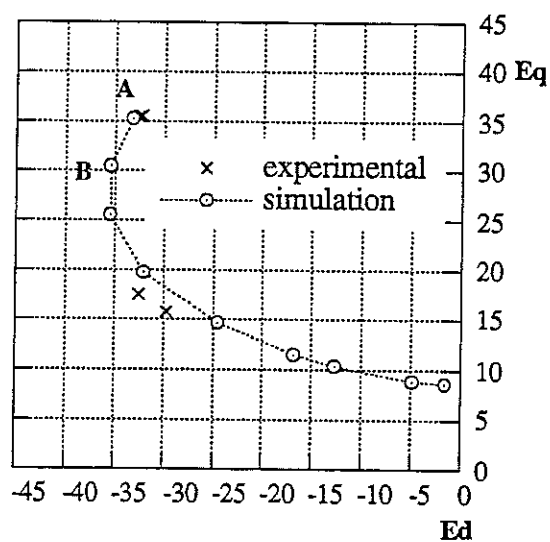
Pour conclure cette partie, nous pouvons affirmer que les simulations représentent bien le comportement du vecteur f.e.m. résultante en fonction du module et de la phase du courant. Cependant les résultats expérimentaux ne permettent pas de mettre en évidence l'augmentation du module de E_d avec l'angle du courant (point A $\Rightarrow$ point B sur les courbes simulées), cela peut s'expliquer par des erreurs de mesure.



a) $I = 10,0 \text{ A}$



b) $I = 12,0 \text{ A}$



c) $I = 14,5 \text{ A}$

Figure 4.14 $\vec{E}_T(\gamma, I)$, $90^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ$

4.4. DETERMINATION DE L'INDUCTANCE DIFFERENTIELLE

Pour calculer le comportement d'une machine en régime transitoire, il est indispensable de connaître les relations $\partial\phi/\partial i$ en fonction de la position rotorique et de l'amplitude du courant. Cette relation est appelée inductance différentielle (L_{diff}). Dans cette partie (4.4), nous allons analyser trois méthodes expérimentales permettant d'obtenir L_{diff} suivant les deux axes, la machine étant à vide. Ces résultats seront comparés avec ceux obtenus par simulations, dans de ces mêmes conditions.

4.4.1. Aspects pratiques de la détermination des inductances du prototype

4.4.1.1 Forme d'alimentation de la machine

Les équations nécessaires pour représenter la machine en conditions transitoires sont [Boldea].

$$\begin{aligned} V_d &= r.I_d + p\phi_d - \omega.\phi_q \\ V_q &= r.I_q + p\phi_q + \omega.\phi_d \end{aligned} \quad (4.6)$$

où

$$\begin{aligned} p &= d/dt \text{ (notation de Heaviside)} \\ \phi_d &= \phi_d(I_d, I_q, \phi_{aim}) \\ \phi_q &= \phi_q(I_d, I_q, \phi_{aim}) \\ \phi_{aim} &= \text{flux des aimants} \end{aligned}$$

$$p\phi = \frac{\partial\phi}{\partial I_d} . pI_d + \frac{\partial\phi}{\partial I_q} . pI_q$$

Dans une machine non saturée nous pouvons écrire (en valeur p.u.):

$$\begin{aligned} \phi_d &= L_d.I_d + \phi_{aim} \\ \phi_q &= L_q.I_q \end{aligned} \quad (4.7)$$

Cela nous permet de calculer L_d (et L_q) au moins de deux façons différentes, la machine en régime permanent ou la machine à l'arrêt.

→ Pour la machine en régime permanent, il suffit de résoudre les équations 4.6 simplifiées

$$\begin{aligned} V_d &= r.I_d - \omega. L_q.I_q \\ V_q &= r.I_q + \omega. L_d.I_d + E_o \end{aligned} \quad (4.8)$$

On obtient L_d et L_q en mesurant V_d , V_q , I_d et I_q pour deux conditions différentes de charge (ω et r étant connus).

→ La machine étant à l'arrêt nous pouvons simplifier les équations 4.6:

$$\begin{aligned} V_d &= r.I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \\ V_q &= r.I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Dans ce cas, il suffit de mesurer les tensions et les courants, ceux-ci variant dans le temps. Pour déterminer L_d et L_q deux formes de variation de tension peuvent être utilisées: une excitation sinusoïdale ou un échelon de tension.

Pour une machine saturée, les équations 4.6 à 4.9 seront encore valables, si une linéarisation est possible autour d'un point de travail [Consoli, Demerdash]. Dans ce cas, les inductances calculées par les deux méthodes (eq. 4.8 et 4.9) devraient être comparables si les états magnétiques de la machine dans les deux cas sont semblables. Pour comparer les résultats, l'amplitude des courants sera choisie assez petite pour que les méthodes expérimentales utilisées soient valables.

4.4.1.2 Connexion des enroulements

Que ce soit pour les mesures ou pour les simulations, deux modes de connexion des enroulements de la machine sont possibles:

- a) deux phases en série (fig. 4.15.a)
- b) deux phases en parallèle avec la troisième en série (figure 4.15.b)

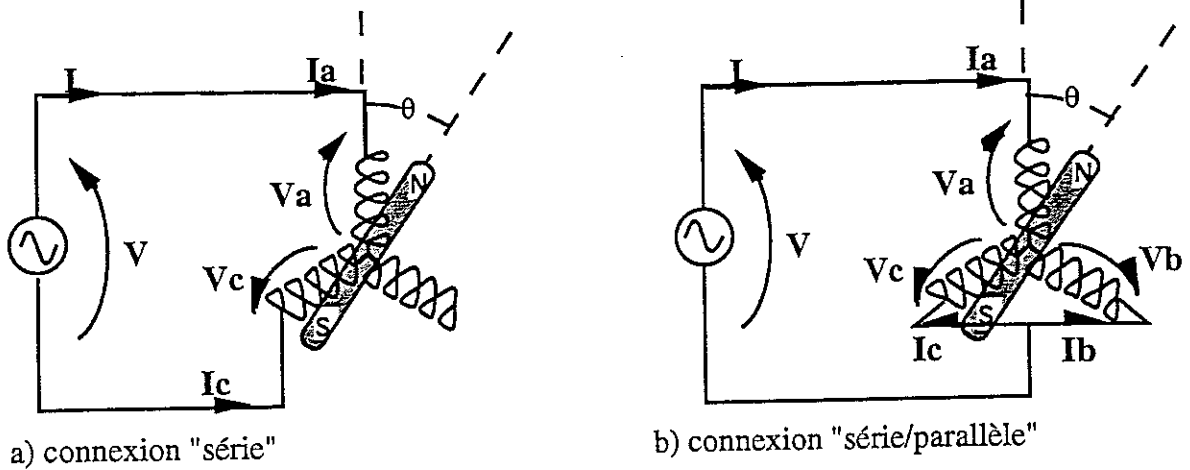


Figure 4.15. Connexion des phases pour la détermination des inductances.

Dans la connexion dite "série" (figure 4.15.a) la position de la force magnétomotrice (FMM) produite par les courants est constante (angle de 15°). Dans ce cas, nous pouvons obtenir l'inductance cyclique ($L(\theta)$) de la machine à courant constant ($\vec{I}$), simplement par l'utilisation de l'équation suivante:

$$L(\theta) = \frac{1}{2\omega} \text{Imag} \left[\frac{\vec{V}(\theta)}{\vec{I}(\theta)} \right] \quad r = \frac{1}{2} \text{Réal} \left[\frac{\vec{V}(\theta)}{\vec{I}(\theta)} \right] \quad (4.10)$$

Dans la connexion "série/parallèle" (fig. 4.15.b) les tensions V_b et V_c sont égales, mais l'impédance de chaque phase est fonction de la position de l'axe direct (si $L_d \neq L_q$). Avec ce couplage, la distribution des courants, et donc de la position de la FMM, est fonction de θ . Pour l'axe direct ($\theta=0$) et l'axe en quadrature ($\theta = 90^\circ$) les courants dans les phases "a" et "b" sont égaux et ont une amplitude égale à la moitié de celle de la phase "a". Dans ces deux cas nous pouvons calculer [CEI 34-4]:

$$L_d = \frac{2}{3\omega} \text{Imag} \left[\frac{\vec{V}(0^\circ)}{\vec{I}(0^\circ)} \right] \quad L_q = \frac{2}{3\omega} \text{Imag} \left[\frac{\vec{V}(90^\circ)}{\vec{I}(90^\circ)} \right] \quad (4.11)$$

4.4.1.3 Influence de la position rotorique

Nous allons supposer pour notre prototype que les inductances différentielles évoluent de façon sinusoïdale en fonction de la position du rotor. Ceci a été mesuré sur la machine initiale (MASAP) en utilisant une excitation sinusoïdale.

Sur la figure 4.16 nous voyons les résultats de mesure de la partie réelle et imaginaire de l'impédance par phase de la machine MASAP dans la connexion "série" sur les 360° (6 pôles) ($I=0,58 A_{eff}$, $f=50 Hz$).

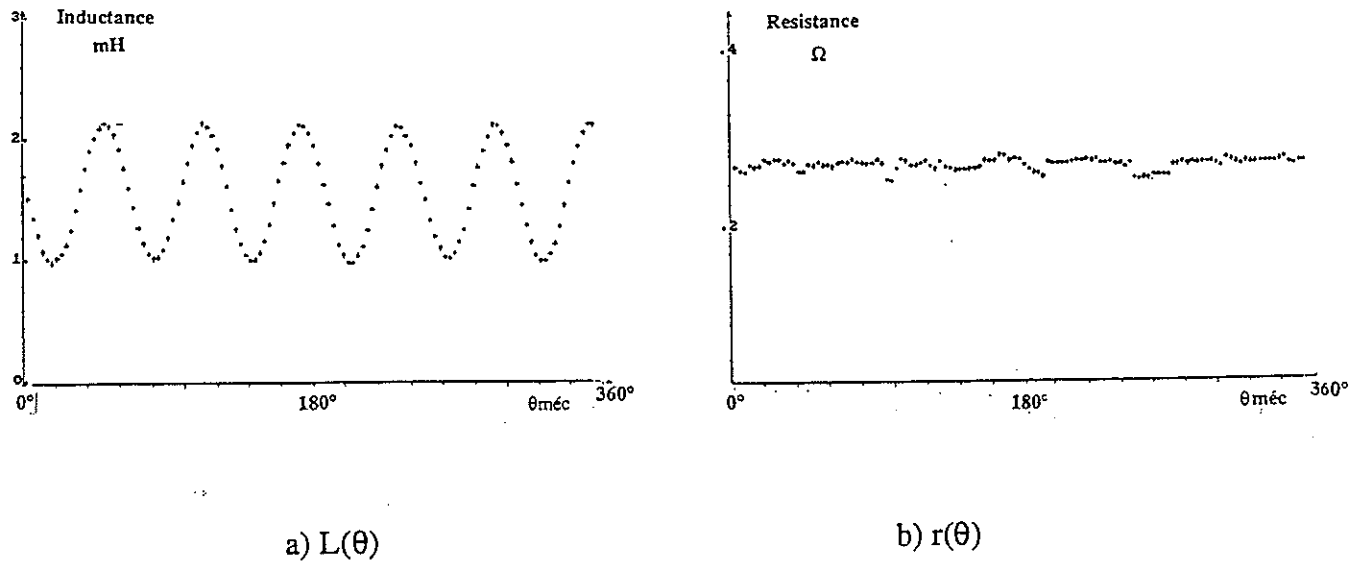


Figure 4.16 Impédance cyclique de la machine industrielle MASAP (connexion "série")

Une analyse de Fourier faite sur $L(\theta)$ a indiqué que

$$L(\theta) = 1,59 + 0,55 \cdot \sin(\theta_{elect}) \text{ mH} \quad (4.12)$$

$$\theta_{elect} = 6 \cdot \theta$$

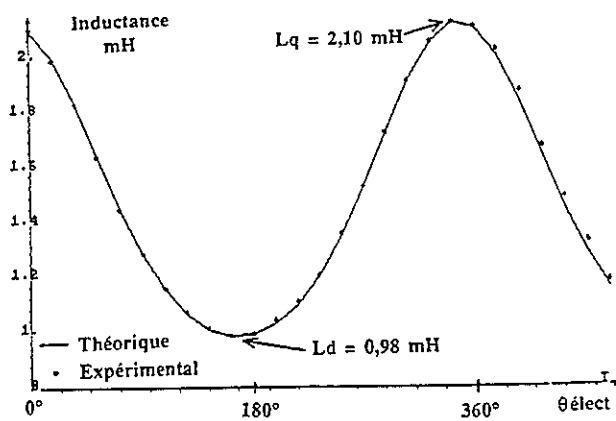
$$r = 0,261 \Omega$$

donc:

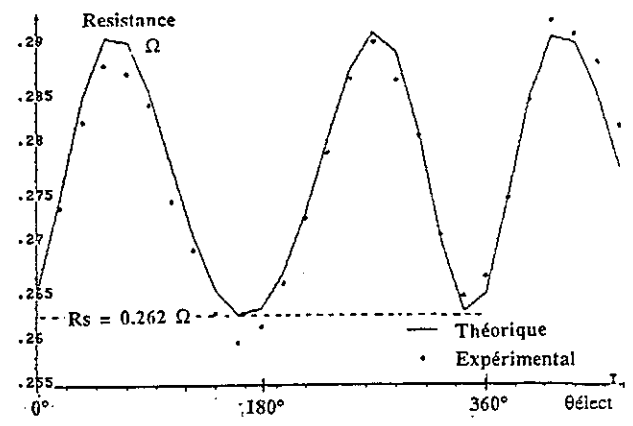
$$L_d = 1,04 \text{ mH}$$

$$L_q = 2,14 \text{ mH}$$

Nous avons fait aussi la mesure de l'impédance cyclique de la machine en connexion "série/parallèle". Les résultats expérimentaux sont comparés avec les théoriques dans la figure 4.17. Les théoriques ont été calculés en supposant les distributions des inductances propres et mutuelles sinusoïdales, avec $L_d = 0,98 \text{ mH}$, $L_q = 2,10 \text{ mH}$ et $r = 0,262 \Omega$. Les mesures ont été faites sur 480° électriques.



a) $L(\theta)$



b) $r(\theta)$

Figure 4.17 Impédance de la machine MASAP connectée en "série/parallèle"

Les résultats présentés dans les figures 4.16 et 4.17 montrent bien que la connaissance de L_d , L_q et r permet de déterminer l'inductance dans une position intermédiaire. Dorénavant, nous nous limiterons à l'étude de l'inductance L_d et L_q avec la connexion dite "série".

4.4.1.4 Influence de l'amplitude du courant

Un autre aspect pratique important apparaît lors de la détermination de l'inductance de la machine. Si nous fixons une amplitude de courant assez petite pour que les formes de tension et courant soient par exemple sinusoïdales et les pertes soient réduites, nous allons travailler avec des faibles champs dans les matériaux magnétiques. La courbe de première aimantation des matériaux étant comme celle indiquée dans la figure 4.18, nous allons avoir une inductance qui passera par un maximum.

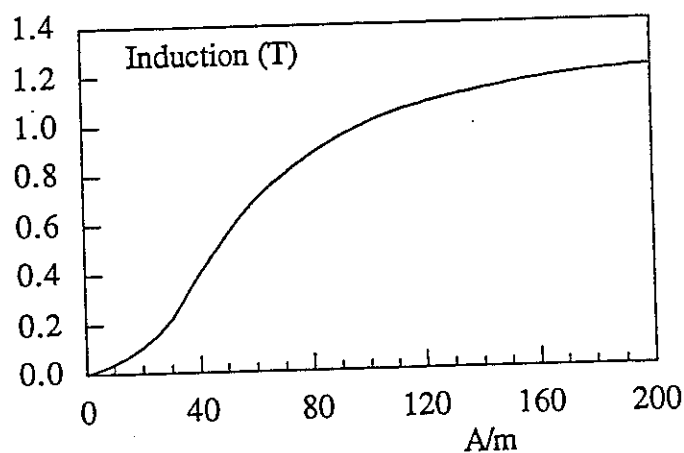


Figure 4.18 Courbe $B(H)$ typique (matériau commercialisé par la société UGINE)

Ce problème est typique dans les machines classiques. Dans les machines à aimants, ceux-ci produisent des champs assez importants, qui décalent le point de fonctionnement vers la droite. Cependant, les résultats présentés à propos de la machine sans aimants seront soumis à ce problème. Dans la figure 4.19 nous montrons les résultats de l'inductance différentielle mesurés sur le prototype sans aimants en fonction du courant ($f=2,15$ Hz).

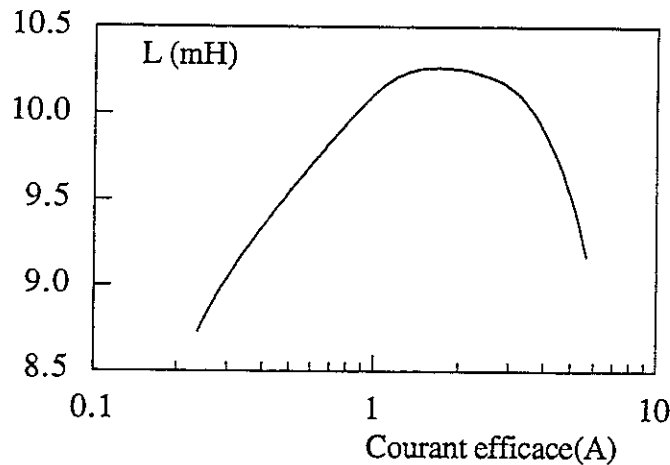


Figure 4.19 Inductance différentielle (machine sans aimants - $f = 2,15$ Hz)

De cette façon, aussi bien sur l'expérience que sur les simulations réalisées nous avons fixé une amplitude de courant constante (de l'ordre de 0,3A). Lors de la simulation, cela exige que la perméabilité du matériau puisse être représentée par une courbe qui possède un maximum ou que l'étude soit faite avec des courbes $B(H)$ représentatives des matériaux à faibles champs. C'est cette deuxième option que nous avons utilisé.

Pour étudier finement le prototype, nous avons fait des mesures sous différentes conditions:

- sans rotor: pour caractériser le stator
- avec rotor, sans aimants: pour vérifier le comportement de la machine non saturée et pour essayer d'appréhender les modifications de répartition des pertes dues à la présence des aimants
- machine complète pour obtenir les valeurs finales des paramètres

4.4.2. Variation des inductances différentielles en fonction de la fréquence

Dans cette méthode la machine est alimentée par un courant d'amplitude constante, les enroulements étant en série et le rotor sur l'axe voulu (figure 4.15). Les fréquences d'alimentation doivent être choisies dans une plage suffisamment large. Nous avons mesuré les déphasages entre tension et courant à l'aide d'un oscilloscope digital à mémoire, ce qui nous a permis de faire un nombre important de mesures pour les faibles fréquences, de façon à apprécier l'incertitude des mesures.

L'inductance différentielle en fonction de la fréquence a été déterminée comme l'inductance opérationnelle d'une machine synchrone [CEI 34-4], soit

$$L_{\text{diff}}(\omega) = \frac{\vec{Z} - r_s}{j\omega} \quad (4.13)$$

avec

$$\vec{Z} = \frac{\vec{V}}{\vec{I}}$$

r_s = résistance statorique en courant continu

La figure 4.20 montre que la valeur de l'inductance différentielle de la machine sans rotor (l_{s0}) est presque indépendante de la fréquence. Ce n'est qu'au environs du kHz que les pertes dans les tôles commencent à provoquer un déphasage sur L_{diff} . Ce résultat était attendu puisque le stator est feuilleté et le flux dans la machine très limité, l'air constituant une partie importante de son chemin. Nous pouvons dire donc que $\vec{Z} = r_s + j \cdot \omega \cdot l_{s0}$, avec r_s et l_{s0} indépendants de la fréquence (jusqu'au kHz). La valeur de l_{s0} est de 0,685 mH et sera utilisée dans le §4.4.3 pour la vérification de l'inductance de tête de bobine.

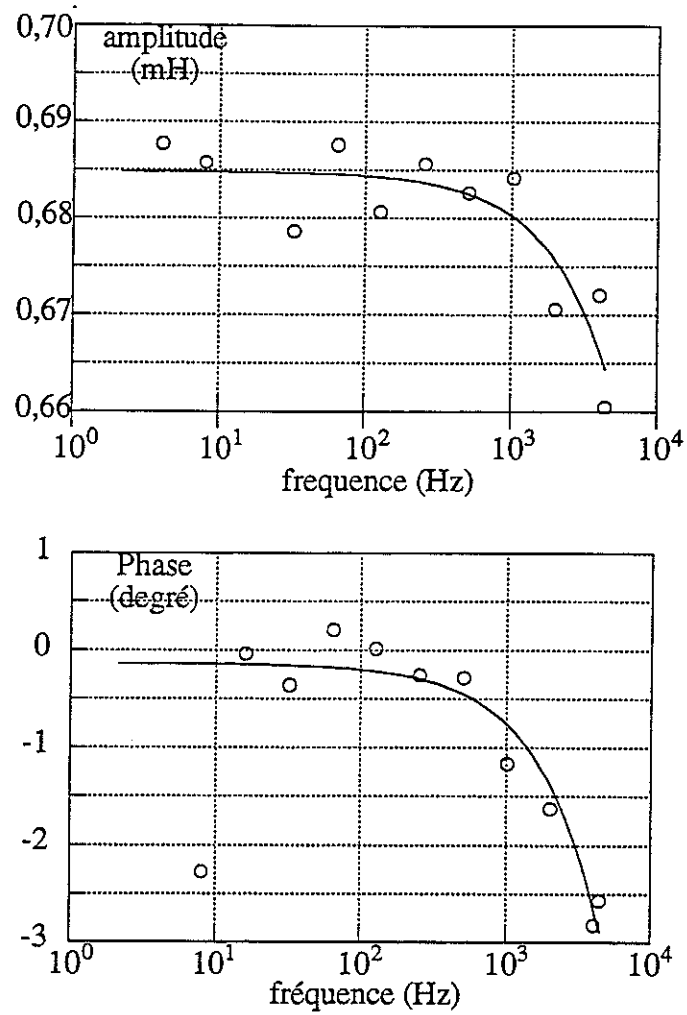


Figure 4.20 $L_{diff}(\omega)$ (machine sans rotor)

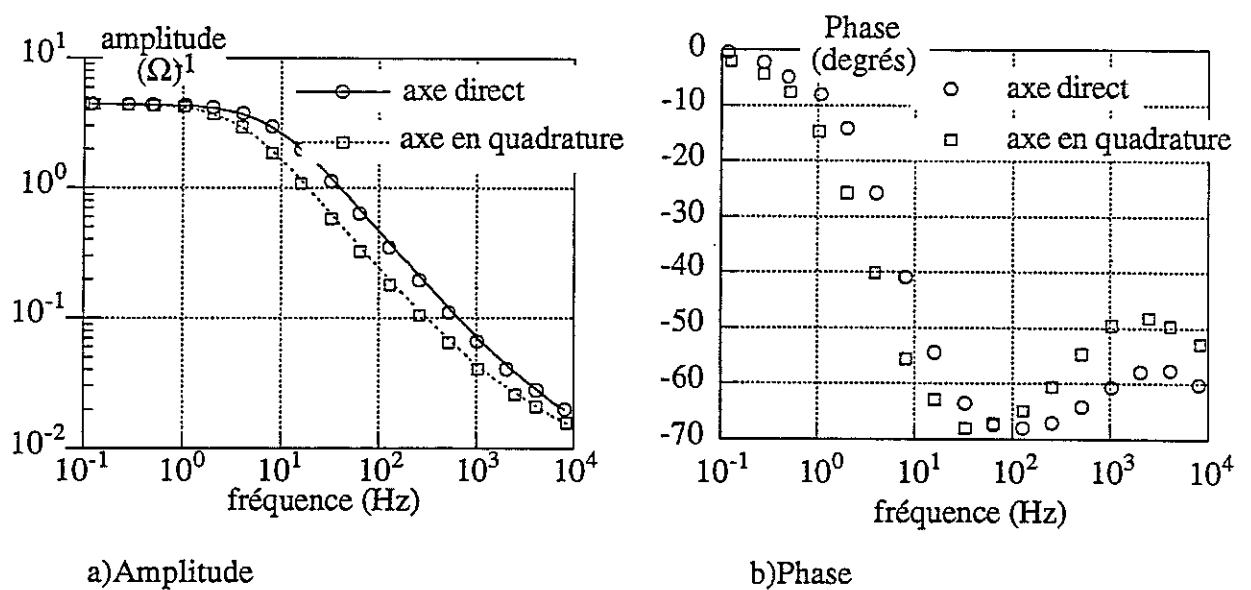
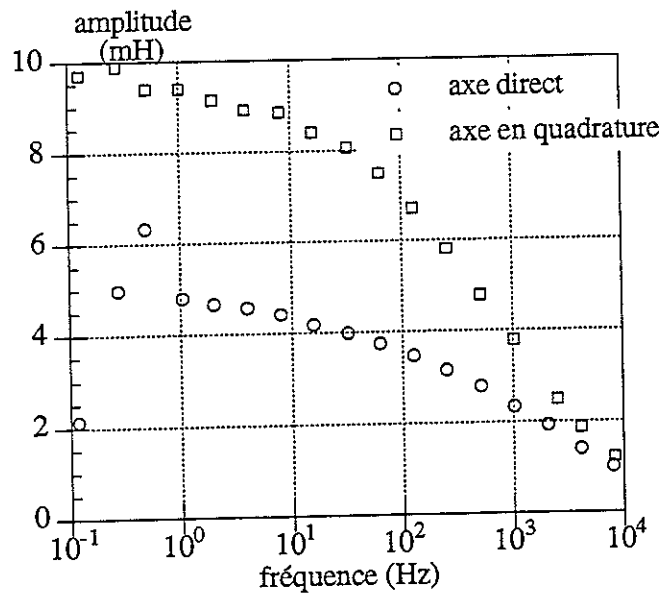
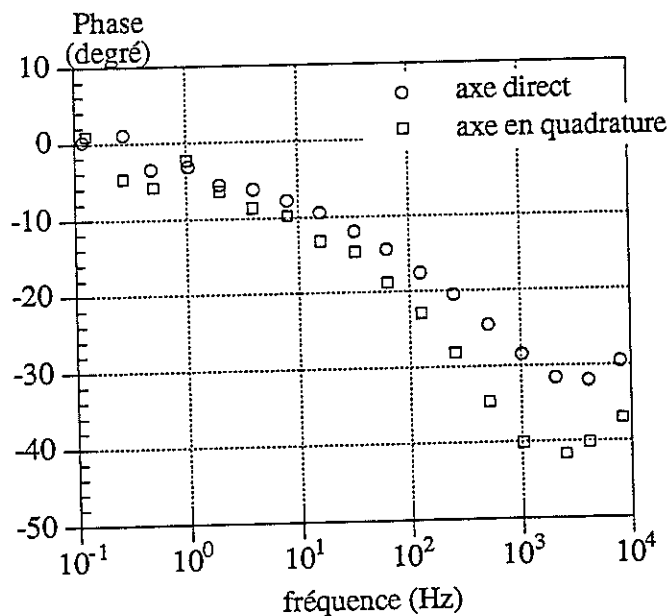


Figure 4.21 Admittance de la machine avec rotor sans aimants.

Dans la figure 4.21 nous présentons les valeurs de l'admittance par phase de la machine avec rotor sans aimants, calculé comme étant la moitié du rapport entre courant et tension expérimentaux. Les valeurs à faibles fréquences (inférieurs à 1 Hz) sont celles de la résistance mesurée en courant continu, à 2% près. Cependant, des erreurs de cet ordre de grandeur provoquent des incertitudes très importantes sur les inductances différentielles de la machine. Cela est observé sur la figure 4.22, où les inductances différentielles calculées par les équations 4.13 présentent des dispersions très importantes au-dessous du Hz.



a)



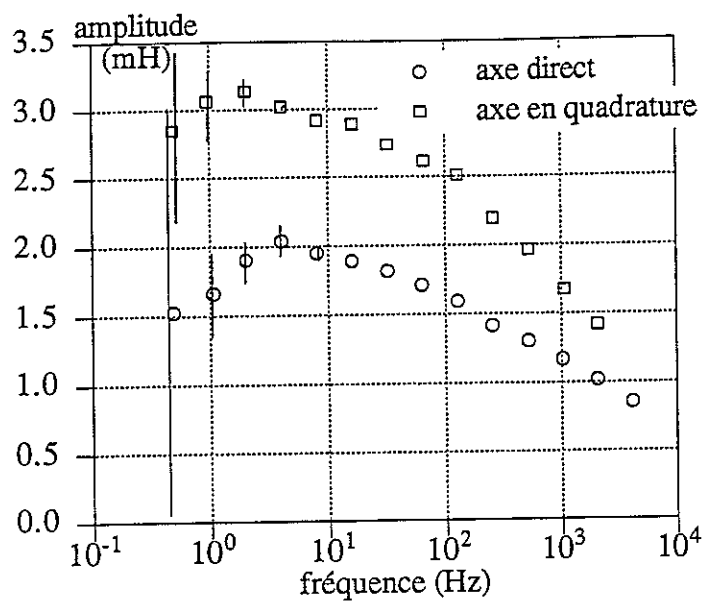
b)

Figure 4.22 $L_{diff}(\omega)$ machine avec rotor sans aimants.

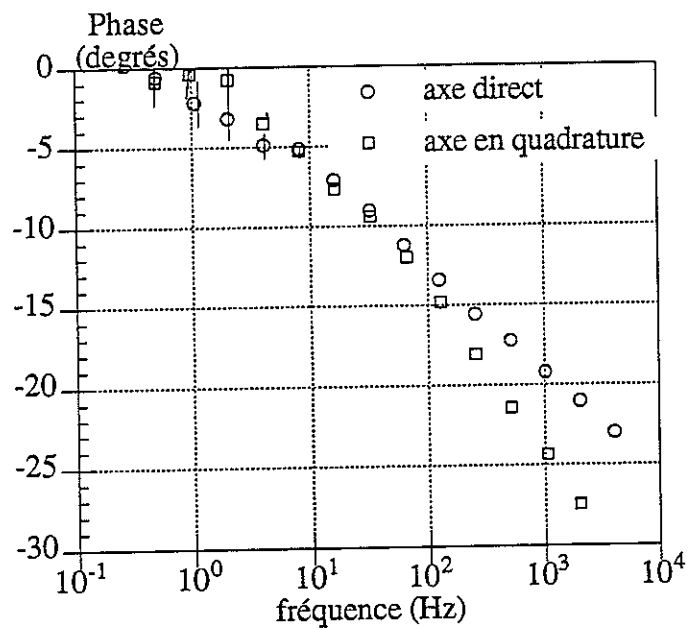
D'une façon générale nous voyons une réduction sur l'impédance différentielle avec l'augmentation de la fréquence de mesure. Cela s'explique en majorité par l'effet d'écran produit par le rotor massif qui empêche le passage du flux alternatif produit par le stator. Cet effet d'écran est visible sur les deux axes. Le rapport entre les deux inductances reste stable et égal à deux pour une grande plage de fréquence. En revanche, pour des fréquences assez élevées (10 kHz), les inductances atteignent la même valeur, de l'ordre de 1 mH. Cela peut s'expliquer par le fait que même si l'effet d'écran du rotor massif était parfait, il resterait l'inductance de fuite d'encoche et celle de tête de bobine. L'addition de ces deux inductances étant de 0,4 mH et indépendante de la position rotorique, ceci devrait être la limite théorique de la courbe $L(\omega)$ pour les deux axes. Cependant, les courants induits dans les tôles statoriques peuvent encore réduire cette inductance résiduelle (voir figure 4.20).

En observant la phase de l'inductance différentielle figure 4.22.b, nous pouvons conclure qu'il existe des pertes importantes dans la machine que l'on peut attribuer aux courants induits rotoriques. A des fréquences très élevées (> 1 kHz) nous pouvons dire (fig. 4.20) que les pertes dans les tôles statoriques s'ajouteront à celles-ci.

La figure 4.23 présente les valeurs expérimentales des inductances différentielles du prototype fini (avec aimants). Dans cette expérience, la présence des aimants provoque une source de bruits en plus dans la mesure: des couples assez importants pour faire osciller la machine, particulièrement quand le courant est placé sur l'axe en quadrature, même si le rotor a été bloqué. Cela se traduit par une incertitude dans la détermination du déphasage entre tension et courant assez important. Nous avons mesuré plusieurs fois ce déphasage, les différences entre mesures sur $L_{diff}(\omega)$ sont présentées sur les graphiques (module et phase) sous forme de barres d'erreurs. Cela n'indique pas l'intervalle de confiance de la mesure puisque d'autres sources d'erreurs interviennent, particulièrement l'indétermination de r_s (voir fig. 4.22), mais cela fait clairement apparaître l'importance des incertitudes sur les mesures réalisées à faibles fréquences.



a)



b)

Figure 4.23 $L_{diff}(\omega)$ - machine complète

Globalement, les conclusions sont les mêmes que pour la machine sans aimants. Cependant, le phénomène de saturation produit par les aimants agit sur les deux axes, en réduisant les inductances différentielles à moins de la moitié de celles obtenues sans aimants. Ce phénomène est légèrement plus important sur l'axe en quadrature, puisque les dents (saturées) deviennent d'importantes sources de chutes de FMM.

4.4.3. Détermination des inductances différentielles par réponse à un échelon de tension

Cet essai est fait en substituant la source de tension sinusoïdale représentée dans la figure 4.15.a par un échelon de tension (+V→-V). Le courant est enregistré par un oscilloscope digital. Les points expérimentaux sont ensuite interpolés par un modèle exponentiel. Les inductances différentielles sur les deux axes sont calculées par le rapport entre les variations de flux ($\Delta\phi$) et de courant. $\Delta\phi$ est obtenu par l'intégration de la f.e.m. produite pendant le transitoire (eq. 4.14).

$$\begin{aligned}
 I(t) &= I(0) + \Delta I_1 \cdot \exp(-t/T_1) + \Delta I_2 \cdot \exp(-t/T_2) + \dots + \Delta I_n \cdot \exp(-t/T_n) \\
 \text{f.e.m.} &= V_c(t) - r_s \cdot I(t) = \frac{d\Delta\phi}{dt} \\
 L_{\text{diff}} &= \frac{\Delta\phi}{I(\infty) - I(0)}
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

Afin d'obtenir des résultats comparables avec ceux de l'essai de réponse en fréquence, nous avons utilisé la même variation de courant dans les deux essais. En particulier, sur l'axe en quadrature, l'oscillation du couple a exigé que la machine soit maintenue sur une position fixe, à l'aide d'un système de blocage.

Les mesures dans l'axe "d" et l'axe "q" ont été effectuées sur la machine avec rotor sans aimants et sur la machine complète. Nous ne présentons ici que les résultats de l'évolution du courant suivant l'axe direct, pour le cas avec rotor sans aimants. La discussion des résultats qui va suivre est néanmoins applicable pour tous les essais.

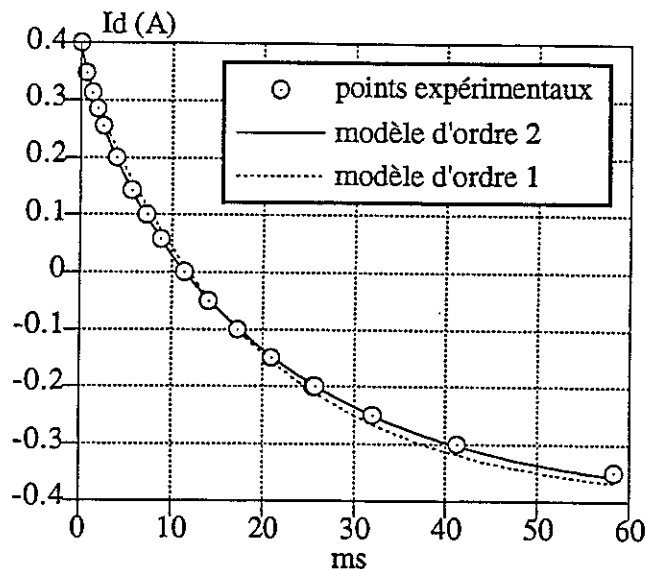


Figure 4.24 Evolution typique des courants pour l'essai de réponse au créneau (axe direct, machine sans aimants)

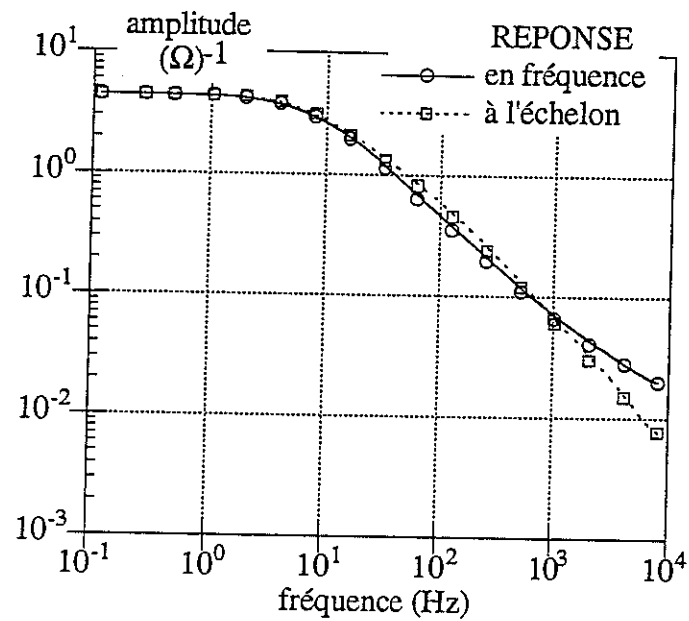
Pour interpoler les points expérimentaux, nous avons utilisé un logiciel [Kaleidagraph] qui utilise la méthode des moindres carrés. Nous avons testé un modèle d'ordre un ($n=1$, eq. 4.14) et un autre d'ordre deux ($n=2$). Ce dernier a été considéré nécessaire et suffisant pour représenter les points mesurés (figure 4.24). Le calcul de la variation de flux a été donc fait par l'intégration de la f.e.m. en considérant que le courant varie avec 2 constantes de temps (eq. 4.14). Les inductances différentielles obtenues par cette méthode seront présentées et comparées avec les autres méthodes de calcul dans le §4.4.5.

A partir du modèle d'ordre 2 établi à partir des données expérimentales, nous pouvons retrouver la réponse en fréquence du prototype en utilisant les équations 4.15.

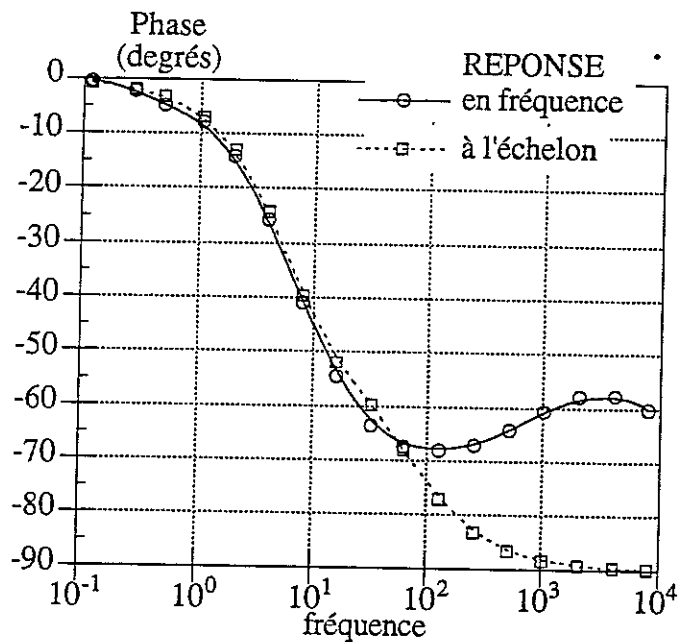
$$\frac{I}{V} = \frac{1}{r_s} \frac{(\tau_0 s + 1)}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad (4.15)$$

$$\tau_0 = \tau_1 - \frac{\Delta I_1}{I(\infty) - I(0)} \cdot (\tau_1 - \tau_2)$$

Dans la figure 4.25, nous comparons les résultats de cette méthode avec ceux obtenus expérimentalement et déjà présentés dans le paragraphe antérieur (machine avec rotor sans aimants).



a)



b)

Figure 4.25 Comparaison des admittances - machine avec rotor sans aimant
(méthode de réponse en fréquence et échelon)

Nous constatons que les valeurs d'admittance obtenues à partir de la réponse à l'échelon correspondent aux résultats expérimentaux pour des fréquences inférieures à la centaine de Hertz. Pour des fréquences supérieures, un modèle d'ordre deux n'est plus suffisant.

La correspondance des deux méthodes à faibles fréquences est justifiée par le fait que l'admittance dans cette condition est principalement dominée par l'inductance à fréquence nulle et par la résistance de la machine.

4.4.4 Détermination des inductances différentielles par essai en charge

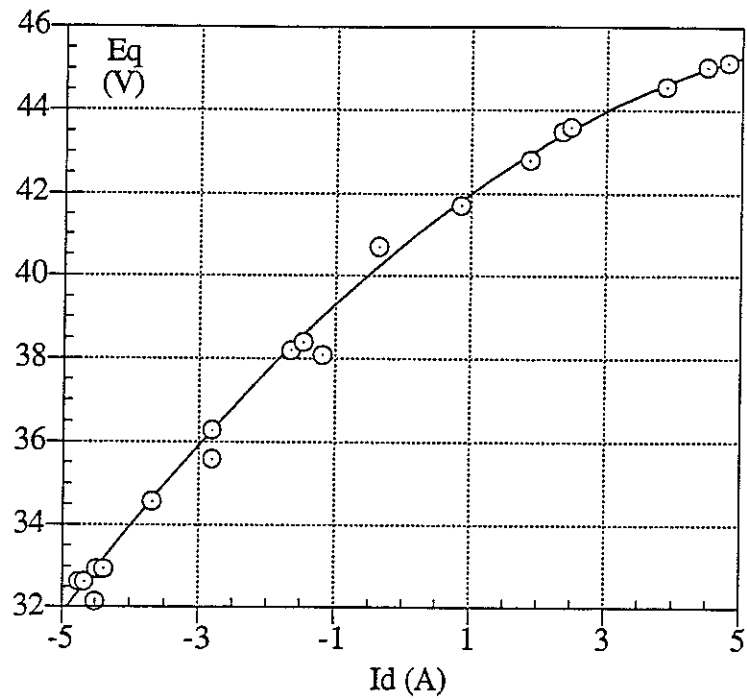
Dans ce paragraphe nous allons utiliser les équations 4.8 pour obtenir les inductances différentielles de la machine complète, avec les aimants. Les résultats expérimentaux nécessaires pour cela sont ceux présentés sur la figure 4.11 pour l'axe direct et 4.13.a, pour l'axe en quadrature.

Les erreurs expérimentales décrites dans le paragraphe 4.3 ont une influence importante sur la détermination de L_{diff} aux alentours du courant nul, puisque des mesures faites dans ces conditions sont particulièrement bruitées. Pour réduire ce problème nous avons interpolé les points expérimentaux autour de $I=0$ à l'aide d'une courbe polynomiale d'ordre 3 et nous avons calculé l'inductance différentielle dans les deux axes par:

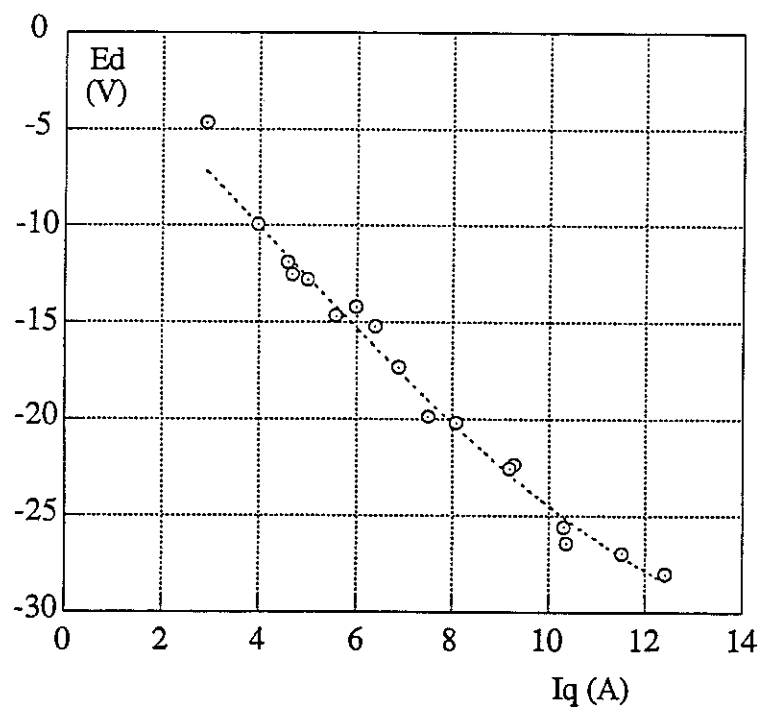
$$\begin{aligned} L_{diffq} &= - \frac{1}{\omega} \frac{dE_d}{dI_q} && \text{pour } I_q = 0 \\ L_{diffd} &= \frac{1}{\omega} \frac{dE_q}{dI_d} && \text{pour } I_d = 0 \end{aligned} \tag{4.16}$$

Dans la figure 4.26 a , nous observons que l'interpolation des points est nécessaire pour "lisser" la courbe aux alentours de courant de l'axe direct nul. Cependant, le coude de la courbe de saturation étant proche de cette région, l'inductance différentielle calculée par l'équation 4.16 est très sensible au nombre de points interpolés. La détermination de l'inductance différentielle sur l'axe en quadrature à partir de l'interpolation des points expérimentaux présentée sur la figure 4.26 b est très délicate, puisque les erreurs de détermination de E_d sont importantes pour des courants proches de zéro. Les valeurs des inductances différentielles obtenues par cette méthode seront présentées et comparées avec l'ensemble des résultats dans la partie suivante (§4.4.5).

Cette méthode de détermination peut être aussi appliquée pour des courants différents de zéro. Ainsi, pour les conditions de réduction de flux expérimentalement maximales nous pouvons appliquer la méthode décrite dans ce paragraphe et obtenir $L_{diffd} = 4,8 \text{ mH}$ ($I_d = -12\text{A}$). Cette valeur est notablement plus grande que la valeur obtenue autour de 0 (2,5 mH) ceci est la conséquence d'une désaturation partielle du circuit magnétique.



a) Courant sur l'axe direct (L_{diffd})



b) Courant sur l'axe en quadrature (L_{diffq})

Figure 4.26 Courbes interpolées pour le calcul de L_{diff} (machine en régime permanent).

4.4.5. Analyse des résultats et comparaison des méthodes de déterminations

4.4.5.1. Analyse des inductances de la machine sans rotor

L'unique méthode expérimentale que nous avons utilisée pour caractériser la machine sans rotor a été la réponse en fréquence (figure 4.20), la valeur de L_{diff} obtenue étant de 0,685 mH.

Une simulation a été faite pour cette configuration, sans rotor. La distribution des lignes de champ est représentée dans la figure 4.27. Dans ce cas, nous pouvons calculer l'inductance différentielle de la machine sans rotor par:

$$L_{diff} = \frac{V}{\omega \cdot I} = 0,48 \text{ mH} \quad (4.17)$$

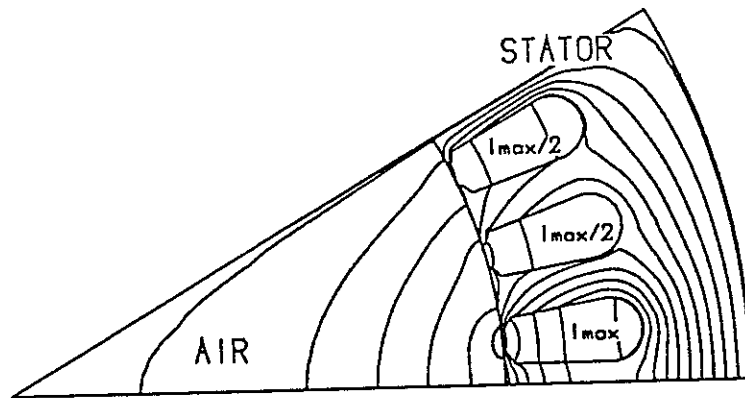


Figure 4.27 Distribution des lignes de champs pour la machine sans rotor.

La différence entre la valeur mesurée et celle calculée est de 0,2 mH. Cette valeur est égale à l'inductance de tête de bobine calculée à partir de l'équation 4.18 [Liwshitz], ce qui justifie son utilisation pour notre machine.

$$L_{tête} = \frac{2 \mu_0 N^2}{p} \cdot \lambda \quad (4.18)$$

$$\lambda = 0,6 d_{tête} - 0,3 \tau_p$$

avec N = nombre de spires en série
 p = nombre de paires de pôles
 $d_{tête}$ = longueur moyenne des conducteurs de tête de bobine
 τ_p = pas polaire de la machine

4.4.5.2. Analyse des inductances de la machine avec rotor sans aimants

Dans la figure 4.28 nous illustrons l'influence de la perméabilité du stator et du rotor sur la détermination de l'inductance en quadrature à partir de l'équation 4.17, la tension étant déterminée par une simulation où la distribution de courant et la position du rotor sont en quadrature (l'entrefer ici est de 0,2 mm).

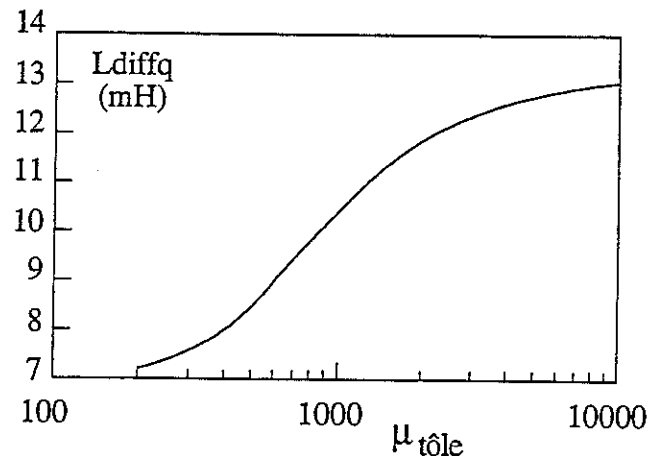


Figure 4.28 Influence de la perméabilité dans la détermination de L_{diffq} par simulation (machine avec rotor sans aimants)

Ce résultat met en évidence que la connaissance du comportement du matériau aux faibles champs est fondamentale ici pour pouvoir calculer l'inductance différentielle. Nous avons pour nos simulations pris en compte une caractéristique non linéaire du matériau magnétique représentative des faibles inductions ($<0,1$ T).

Le tableau 4.2 montre les résultats expérimentaux obtenus pour L_{diff} sur les deux axes, à partir de la réponse en fréquence (fréquence $\rightarrow 0$) et de la réponse à l'échelon de tension, ainsi que ceux obtenus par simulation.

Tableau 4.2 Comparaison des L_{diff} de la machine sans aimants

METHODE	axe direct (mH)	axe en quadrature (mH)
fréquence	4,8	9,7
échelon	4,4	9,0
simulation	4,9	10,4

La comparaison entre résultats expérimentaux montre que les deux méthodes sont comparables pour déterminer l'inductance différentielle de la machine sans aimants. Les simulations sont compatibles avec l'expérience. Ainsi, nous pouvons conclure que les inductances différentielles de la machine sans aimants sont de l'ordre de 5 mH pour l'axe direct et de 10 mH pour l'axe en quadrature. Ces valeurs seront les valeurs maximales pour chacun des axes, dans le cas de la machine fonctionnant en réduction du flux, puisque ce sont des valeurs où la saturation produite par les aimants est absente.

4.4.5.3. Analyse des inductances de la machine complète

Les simulations faites sur la machine complète avec de petites valeurs de courant, posent des problèmes numériques d'identification des variations de l'état magnétique des matériaux non-linéaires. Pour déterminer l'inductance différentielle, nous avons déterminé la f.e.m. résultante pour deux courants différents ($\pm \Delta I$) pour chaque axe. Le maillage a été maintenu constant. Le courant étant en quadrature, la variation de l'angle de la f.e.m. (β) a été de l'ordre du degré. Ces petites variations sont sources d'erreur importantes dans la détermination de L_{diff} . Nous avons déterminé β avec une résolution de $0,01^\circ$, mais l'incertitude n'a pas été estimée.

Dans le tableau 4.3 nous présentons les résultats des trois méthodes expérimentales utilisées, ainsi que ceux de la simulation. Nous pouvons conclure que les méthodes de réponse en fréquence ($f \rightarrow 0$) et à l'échelon donnent les mêmes valeurs pour L_{diff} . L'écart est nettement plus grand pour la méthode de détermination de L_{diff} en charge. Bien que les conditions de mesure ne soit pas les mêmes (machine tournant ou pas) nous pouvons dire que la différence entre les résultats d'essai doit être attribué principalement aux difficultés de mesure rencontrées dans les essais en charge

Tableau 4.3 Comparaison des L_{diff} de la machine avec aimants

METHODE	axe direct (mH)	axe en quadrature (mH)
fréquence	2,0	3,0
échelon	1,9	2,9
en charge	2,5	4,2
simulation	1,8	3,5

D'un autre côté, les résultats des simulations et les expérimentaux sont cohérents ce qui montre que l'inductance différentielle à faible fréquence peut être déterminée par des simulations en magnétostatique.

Pour conclure sur l'inductance différentielle, une comparaison entre les tableaux 4.2 et 4.3 (machine sans et avec aimants), nous permet de dire que la présence de ceux-ci réduit les inductances différentielles étudiées d'un facteur situé entre 2 et 3, l'axe en quadrature étant le plus sensible à la saturation.

Le dernier point abordé concerne l'état de la machine en condition de réduction de flux. Le tableau 4.4 nous rappelle les valeurs obtenues pour les essais de la machine avec rotor sans aimants. La mesure effectuée au voisinage de 12 A correspond tout à fait à ces valeurs, ce qui confirme l'état de désaturation de la machine.

Tableau 4.4 Comparaison des L_{diff} de la machine désaturé

METHODE	axe direct (mH)
en charge ($I_d = -12$ A)	4,8
machine avec rotor sans aimants	de 4,4 à 4,9

4.5 COURANT DE COURT-CIRCUIT

Dans cette partie nous allons nous intéresser à l'évolution du courant de court-circuit en régime permanent en fonction de la vitesse de la machine ainsi qu'au transitoire de courant apparaissant lors du court-circuit (vitesse constante). L'objectif de l'étude en régime permanent est de connaître le comportement de la machine pour la condition limite de réduction de flux où la tension à ses bornes est nulle. Le transitoire nous permettra de mieux comprendre la dynamique du flux dans le prototype.

4.5.1. Régime permanent

Le courant de court-circuit en régime permanent dans notre prototype doit respecter le diagramme vectoriel présenté dans la figure suivante (4.29) pour chaque vitesse étudiée conformément à l'équation 4.19.

$$\vec{E}_{T\omega}(\vec{I}) + (r + j\omega L_{tête}).\vec{I} = 0 \quad (4.19)$$

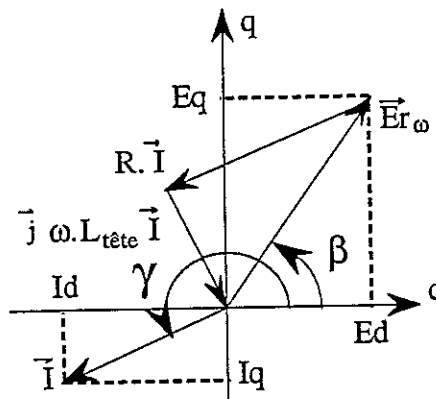


Figure 4.29 Diagramme vectoriel de la machine en court-circuit

Pour résoudre cette équation, il suffit de connaître le comportement de la force électromotrice résultante en fonction du courant ($\vec{E}_{T\omega}(\vec{I})$) qui peut être obtenu par simulation. Cependant la simulation du point exact de fonctionnement de la machine à une vitesse donnée n'est pas facile, puisque à chaque vitesse la position et l'amplitude du vecteur courant sont inconnus, et donc $\vec{E}_{T\omega}$ l'est aussi. Pour résoudre ce problème nous avons utilisé trois modèles pour représenter la machine en court-circuit, ces modèles ayant été obtenus à partir de quelques simulations où le module et/ou la phase du courant sont choisis a priori.

Dans le premier modèle le vecteur $\vec{E}_r$ est calculé par:

$$\begin{aligned} &\underline{\text{modèle 1}} & (4.20) \\ \vec{E}_r &= E_d + \vec{j}E_q \\ E_d &= f(I_q) \\ E_q &= g(I_d) \end{aligned}$$

La fonction "f" a été obtenue en simulant quelques valeurs de courant sur l'axe en quadrature ($I_d=0$) et en déterminant E_d . Une interpolation linéaire a été réalisée pour déterminer des points intermédiaires. La même procédure a été appliquée pour la détermination de la fonction "g", cette fois-ci les courants simulés étant placés sur l'axe direct ($I_q=0$).

Ce modèle considère que le flux sur un axe n'est fonction que du courant sur le même axe. Pour prendre en compte l'effet croisé (interaction d'un axe sur l'autre) nous avons établi un autre modèle [Sneyers]:

$$\begin{aligned} &\underline{\text{modèle 2}} & (4.21) \\ \vec{E}_r &= E_d + \vec{j}E_q \\ E_d &= f(I_q) \\ E_q &= g(I_d) + h(I_q) \end{aligned}$$

Les fonctions "f" et "g" sont les mêmes qu'auparavant, la fonction "h" est déterminée en simulant la machine avec des courants sur l'axe en quadrature ($I_d=0$) et en déterminant les variations sur E_q ($g(0) \neq 0$, puisque les aimants sont présents).

Cependant, si ce modèle représente bien l'effet croisé quand I_d (ou I_q) est nul, c'est ne pas le cas pour I_d et I_q quelconques. Dans l'essai en court-circuit, il n'y a qu'à la vitesse nulle ($\omega L_{tête} \ll r$) que I_d est nul et à la vitesse infinie ($r \ll \omega L_{tête}$) que I_q est nul. Pour toutes les vitesses intermédiaires, nous avons donc besoin d'un autre modèle prenant en compte plus finement la position du courant:

$$\begin{aligned} &\underline{\text{modèle 3}} & (4.22) \\ \vec{E}_r &= E_d + \vec{j}E_q \\ E_d &= F(\vec{I}) \\ E_q &= G(\vec{I}) \end{aligned}$$

Nous avons obtenu les fonctions "F" et "G" à partir des simulations faites à amplitude de courant constante et phase variable. Pour un point entre deux phases simulées, les amplitudes de E_d et E_q sont obtenues par interpolation linéaire des valeurs simulées.

Les simulations nécessaires pour l'obtention de la fonction "f" ont été celles utilisées pour tracer la courbe de la figure 4.11. Pour la fonction "g" nous avons repris les résultats utilisés pour obtenir la figure 4.13.a. La fonction "h" est obtenue par la soustraction de la tension à vide des résultats utilisés pour le tracé de la figure 4.13.b. Trois des modules de courant utilisés pour l'obtention des fonctions "F" et "G" sont présentés dans la figure 4.14 ($I = 10, 12$ et $14,5$ A).

Pour la mesure des valeurs expérimentales de courant de court-circuit, nous avons utilisé le même dispositif d'essai que précédemment (fig. 4.10). Le déphasage du courant a été mesuré en utilisant comme référence le signal du resolver (calé sur l'axe direct). La forme du courant à 1000 tr/min est présentée sur la figure 4.30, de même que son contenu harmonique. Nous observons la prédominance du fondamental sur tous les harmoniques, le cinquième étant l'unique qui dépasse 1% du fondamental (3,5%).

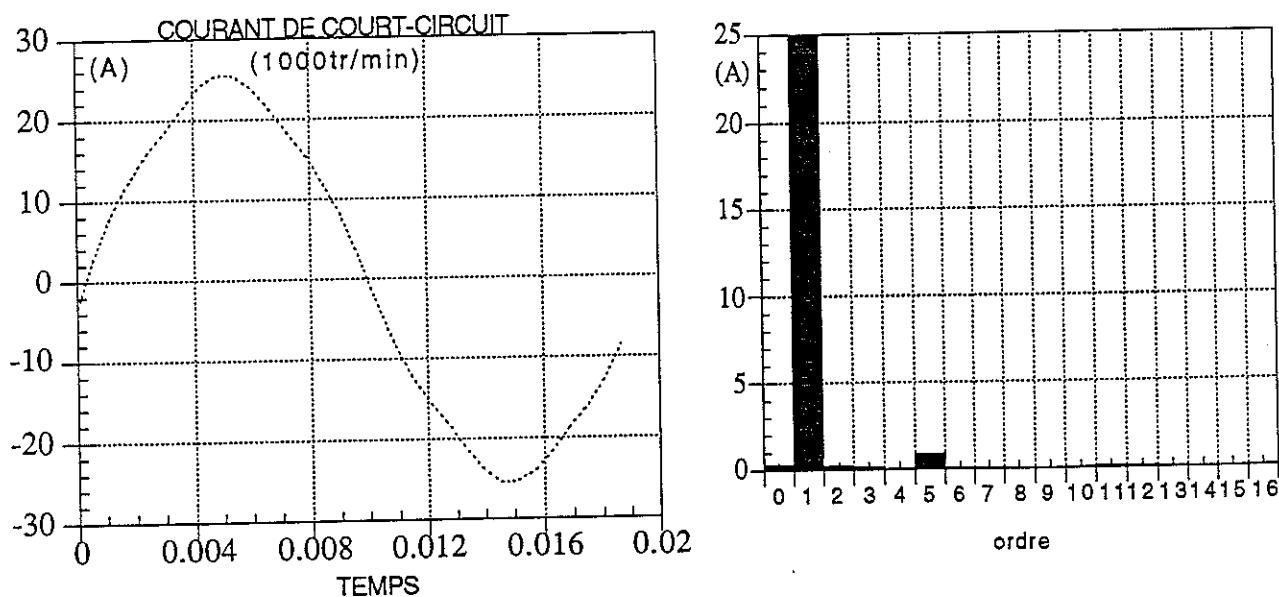


Figure 4.30 Forme de courant de court-circuit (1000 tr/min.).

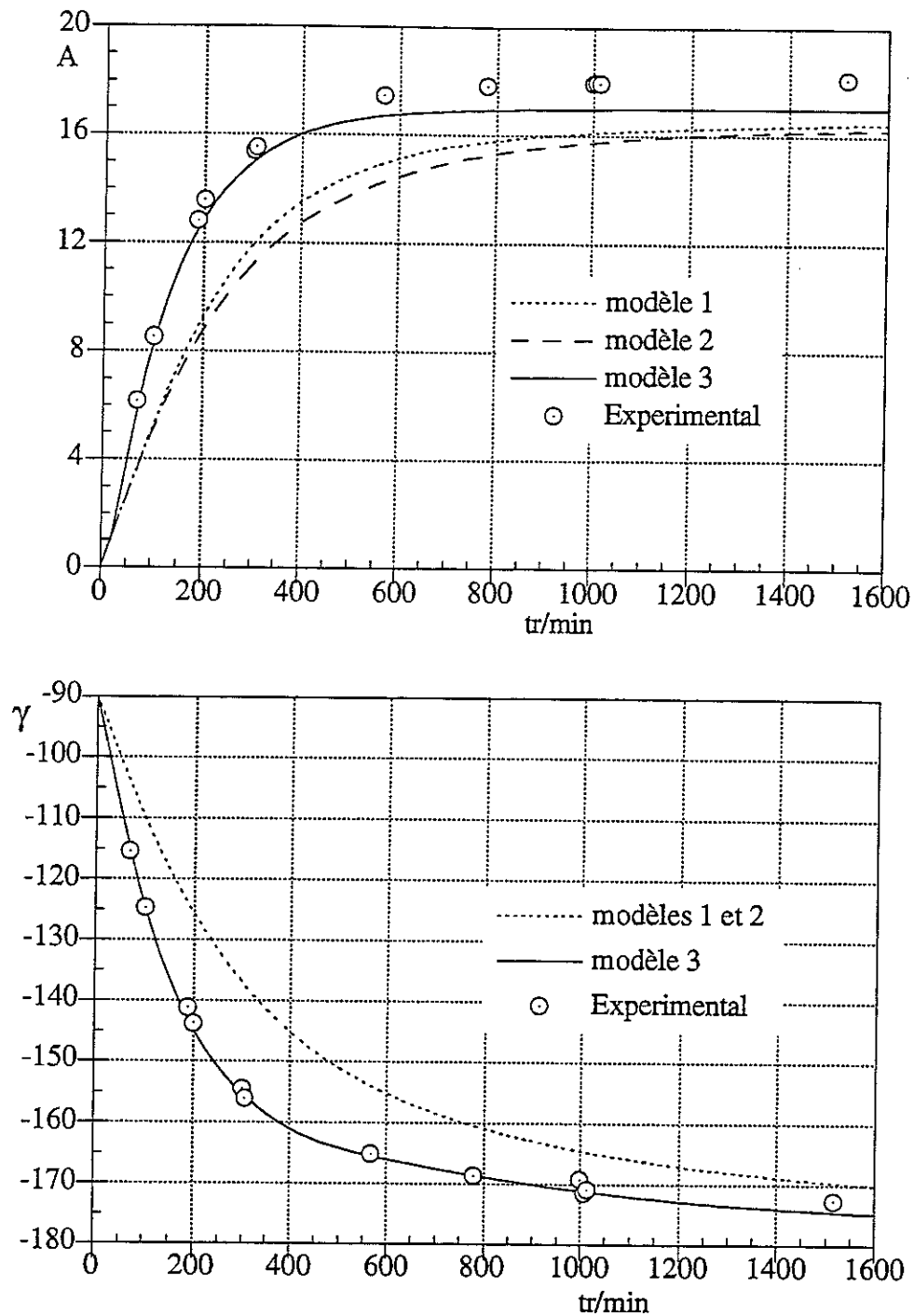


Figure 4.31 Courant de court-circuit en fonction de la vitesse.

Sur la figure 4.31 nous avons tracé l'amplitude et la phase du courant de court-circuit obtenues par les modèles 1,2 et 3, ainsi que les points expérimentaux. Nous observons que le modèle 1 donne des résultats éloignés des points expérimentaux pour presque toute la plage de vitesses mesurées. Ce n'est que pour des vitesses importantes (donc à la proximité de I_{cc} maximale) qu'il devient utile pour étudier le court-circuit, cela parce que dans cette condition les courants sont pratiquement sur l'axe direct de la machine.

Le modèle 2 n'apporte pas d'amélioration par rapport aux résultats du modèle 1. Cela parce que la fonction "h" telle qu'elle a été définie, n'est valable que pour les phases de courant voisines de 90° ou 270° ($I_d \approx 0$). Dans l'étude du court-circuit cette condition correspond à des vitesses trop faibles, où l'amplitude des courants n'est pas assez importante pour que l'effet croisé le soit.

D'un autre côté, le modèle 3 confirme que les simulations faites représentent bien l'état magnétique de la machine en court-circuit. Pour des courants proches de la valeur maximale l'erreur augmente mais reste inférieure à 6%.

Pour conclure cette étude du courant de court-circuit en régime permanent, nous pouvons dire qu'à très faibles vitesses la pente du courant de court-circuit est à peu près égale à la tension de phase suivant l'axe en quadrature divisée par la résistance de la machine ($\approx 0,09 \text{ A/tr/min.}$) et que le courant de court-circuit maximal peut être calculé par le modèle simplifié 1.

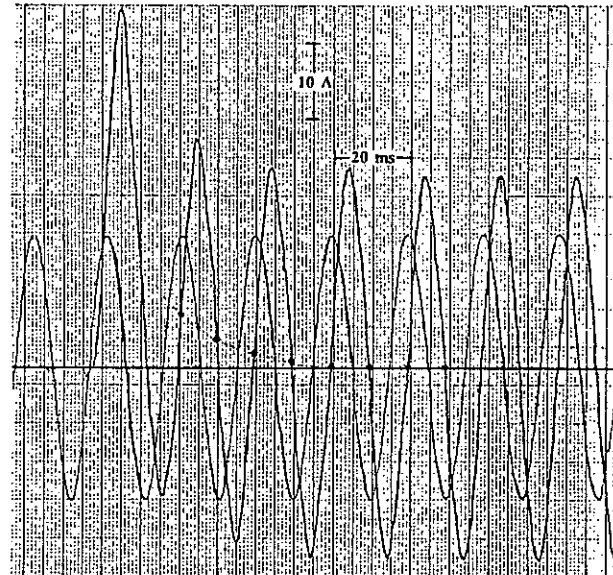
4.5.2. Régime transitoire

Dans la figure 4.32 nous montrons le comportement du courant de court-circuit à son apparition. Le signal du resolver (en phase avec la tension à vide de la phase étudiée) nous sert de référence pour l'instant de court-circuit.

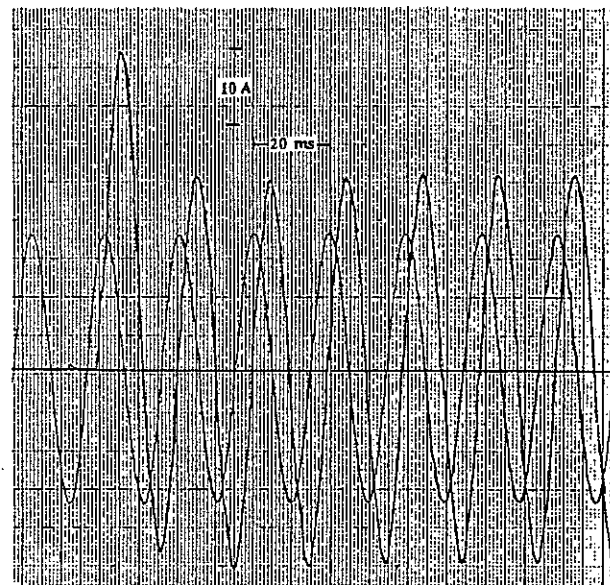
Nous pouvons observer que le transitoire peut se diviser en deux phénomènes, un qui est fonction de l'instant de court-circuit et l'autre, qui en est indépendant. Ces phénomènes sont connus dans les générateurs synchrones classiques [Adkins]. Le plus lent (prépondérant dans la figure 4.32.a) est lié à la composante continue du courant qui apparaît lorsque l'instant de court-circuit est très différent de l'instant où le courant devrait passer par zéro dans la phase étudiée. Une constante de temps dite de l'induit (T_a) est associée à ce transitoire. Dans la figure 4.32.b nous observons la prépondérance d'un autre phénomène, celui-ci directement fonction des courants induits dans le rotor massif, classiquement connu comme "subtransitoire".

Dans notre prototype, le courant subtransitoire s'atténue trop rapidement, pour que sa détermination, expérimentale ou théorique, puisse se faire à partir de méthodes classiques. Nous pouvons néanmoins estimer la constante de temps de l'induit (T_a) à partir des inductances non saturées de la machine à 10 Hz (ordre de grandeur de la fréquence caractéristique du résultat expérimental). Les résultats de la réponse en fréquence de la machine avec rotor sans aimants (figure 4.22) sont approximativement 4,5 mH dans l'axe direct et 8,5 mH dans l'axe en quadrature. Ainsi, nous pouvons dire que l'inductance qui caractérise le transitoire a pour valeur 2,9 mH (4,5 mH en parallèle avec 8,5 mH) [Adkins]. Avec une résistance de phase de $0,265 \Omega$, nous estimons la constante de temps à 11 ms, ce qui est cohérent avec les résultats présentés sur la figure 4.32.a (constante de temps expérimentale d'environ 12 ms). Nous voyons ainsi que la durée de la

composante continue du courant de court-circuit transitoire peut être estimée à partir des inductances déterminées dans l'essai de la machine avec rotor sans aimants. Pour conclure, les résultats obtenus pour plusieurs instants de court-circuit indiquent que le surcourant maximum est de l'ordre de 2 fois le courant de régime permanent (à 1000 tr/min).



a) avec composante continue



b) sans composante continue

Figure 4.32 Transitoire de court-circuit

4.6 PERTES

Plusieurs sources de pertes existent dans une machine électrique. Nous allons considérer que les plus importantes dans notre prototype sont:

- les pertes joules dans l'enroulement statorique (P_{cu})
- les pertes joules à la surface du rotor (P_{rot})
- les pertes dans les roulements et par ventilation (pertes "mécaniques") (P_{mec})
- les pertes dans les tôles statoriques (pertes "fer") (P_{fe})

La détermination des pertes joules dans l'enroulement statorique sera faite à partir de la connaissance de la résistance en courant continu. La séparation des autres pertes se fait beaucoup plus difficilement. Pour les pertes mécaniques, nous les avons déterminées dans la machine montée sans aimants. Ensuite, nous avons considéré que l'augmentation des efforts sur les roulements lorsqu'un flux important existe dans l'entrefer (présence des aimants) n'est pas considérable. Par soustraction des pertes mécaniques et pertes joules statoriques de l'ensemble des pertes de la machine, nous avons déterminé les pertes dans les tôles statoriques et celles dues aux courants induits à la surface rotorique. Ces dernières ont été évaluées par simulation dans un cas spécifique (machine fonctionnant comme générateur à 1000 tr/min) ce qui nous a permis de trouver la valeur (approchée) des pertes dans le fer dans cette condition.

4.6.1 Pertes mécaniques

Pour déterminer les pertes mécaniques, nous avons fait des essais sur la machine sans aimants. Dans cette situation, deux méthodes expérimentales ont été appliquées.

Dans la première, la machine est mise en synchronisme et est alimentée par un régulateur de tension à fréquence constante (50 Hz). Dans la deuxième méthode, la source d'alimentation est retirée brusquement et la décroissance de vitesse enregistrée.

Dans la figure 4.33, l'évolution des pertes à 50 Hz avec le temps est tracée. A partir de ces résultats nous pouvons conclure que plusieurs dizaines de minutes sont nécessaires pour que les pertes se stabilisent, à cause de l'influence de la température sur les pertes dans les roulements. La tension d'alimentation de la machine a été maintenue constante (16 V) pendant l'expérience. Cette faible valeur limite les pertes dans le fer ainsi que les pertes joules de la machine.

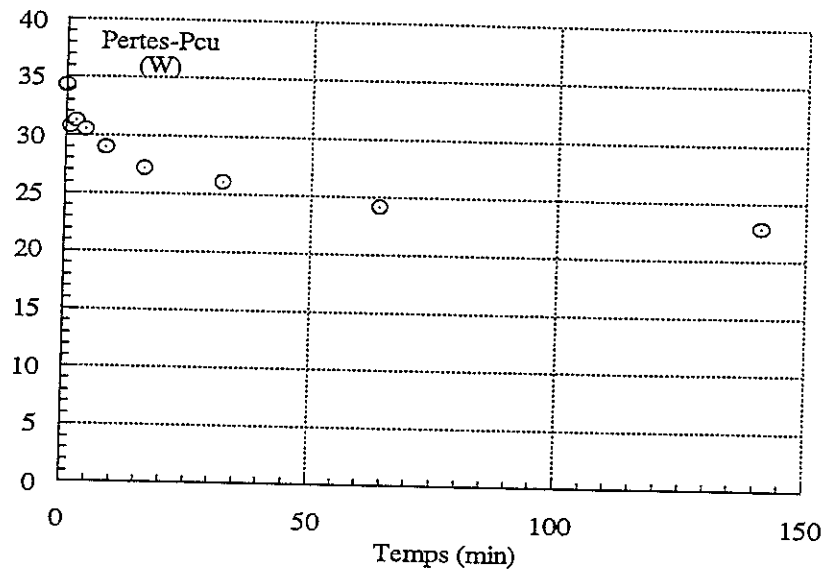


Figure 4.33 Evolution temporelle des pertes (machine avec rotor sans aimants à 1000 tr/min)

Dans la figure 4.34, nous présentons l'évolution des pertes (sans Pcu) avec la tension d'alimentation. Au-dessous de 12 V la machine perd le synchronisme. A partir d'une interpolation des points expérimentaux par une fonction "puissance" (eq. 4.23), nous pouvons extrapoler la courbe jusqu'à la tension nulle et ainsi obtenir les pertes mécaniques à 1000 tr/min. Nous trouvons une valeur de 17 W. Cette méthode normalisée a comme inconvénient l'extrapolation de données, ce qui est très sensible à la fonction d'interpolation choisie.

$$\text{Pertes} - \text{Pcu} = m_1 \cdot V^{m_2} + m_3 \quad (4.23)$$

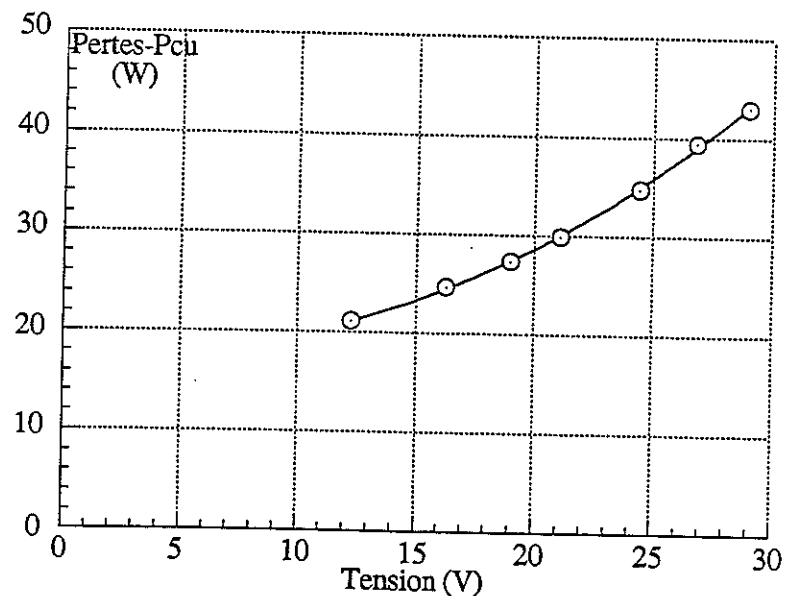


Figure 4.34 Evolution des pertes avec la tension (machine sans aimants)

Le résultat de l'essai de décroissance de vitesse est présenté dans la figure 4.35. Les points expérimentaux étant bien représentés par une loi du type exponentielle, nous avons considéré que le comportement de la machine à des vitesses supérieures à zéro peut s'exprimer ainsi:

$$\text{Couple} = J \frac{d\omega}{dt} + k_1 \omega + k_2 = 0 \quad (4.24)$$

avec:

$$\omega = (m_1 + m_2) \cdot \exp(-t/m_3) - m_2$$

$$m_1 = \omega(t=0) = 104,8 \text{ rd/s}$$

$$m_2 = k_2/k_1 = 66,7 \text{ rd/s}$$

$$m_3 = J/k_1 = 2,96 \text{ s}$$

J: inertie du moteur

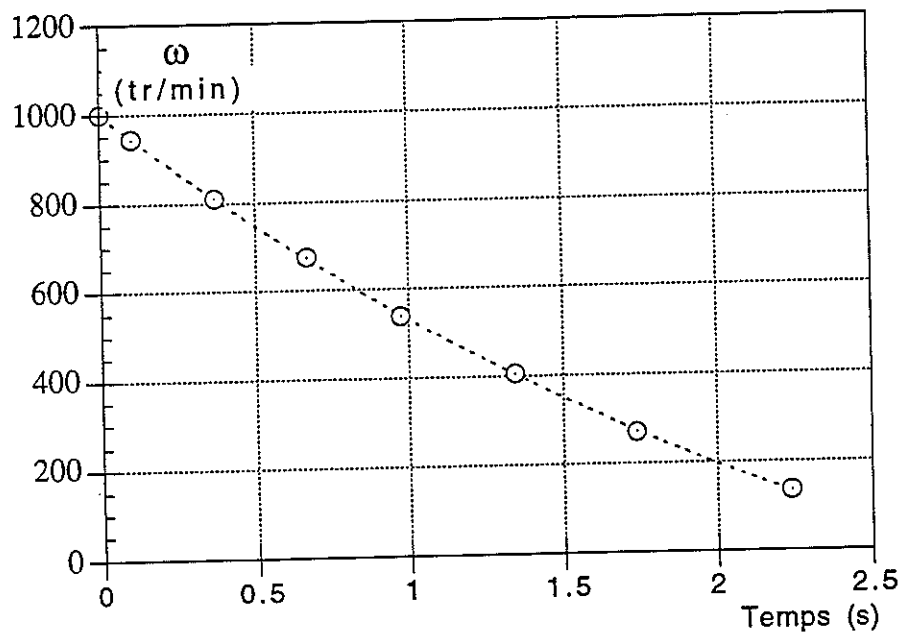


Figure 4.35 Essai de décroissance de vitesse

A partir de ces résultats, nous pouvons calculer les pertes mécaniques en fonction de la vitesse par:

$$P_{mec} = \omega \cdot (k_1 \omega + k_2) \quad (4.25)$$

L'inconvénient de cette méthode est qu'elle nécessite la valeur de l'inertie du rotor. Nous l'avons déterminé expérimentalement comme étant $2,4 \times 10^{-3} \text{ kgm}^2$ [CEI34-4]. Ainsi nous trouvons:

$$P_{mec} = \omega \cdot (0,81 \omega + 54) \times 10^{-3} \text{ W} \quad (4.26)$$

En appliquant cette équation pour la vitesse de 1000 tr/min (105 rd/s), nous obtenons des pertes mécaniques de 15 W, semblables à celles obtenues par l'application de l'équation 4.23 ($P_{mec} = 17$ W).

Nous avons conclu que l'équation 4.26 est valable pour déterminer les pertes mécaniques de la machine, après un pré-échauffement de quelques dizaines de minutes (dans la majeure partie des essais ≈ 40 mm).

4.6.2 Pertes dans le fer statorique et par courants induits

Dans ce paragraphe nous avons utilisé le montage décrit dans la figure 4.10. Le prototype étant déconnecté du réseau, nous avons comparé le comportement des pertes de la machine à vide et en court-circuit.

4.6.2.1 Pertes à vide

Les pertes à vide du prototype sont présentées dans la figure 4.36.

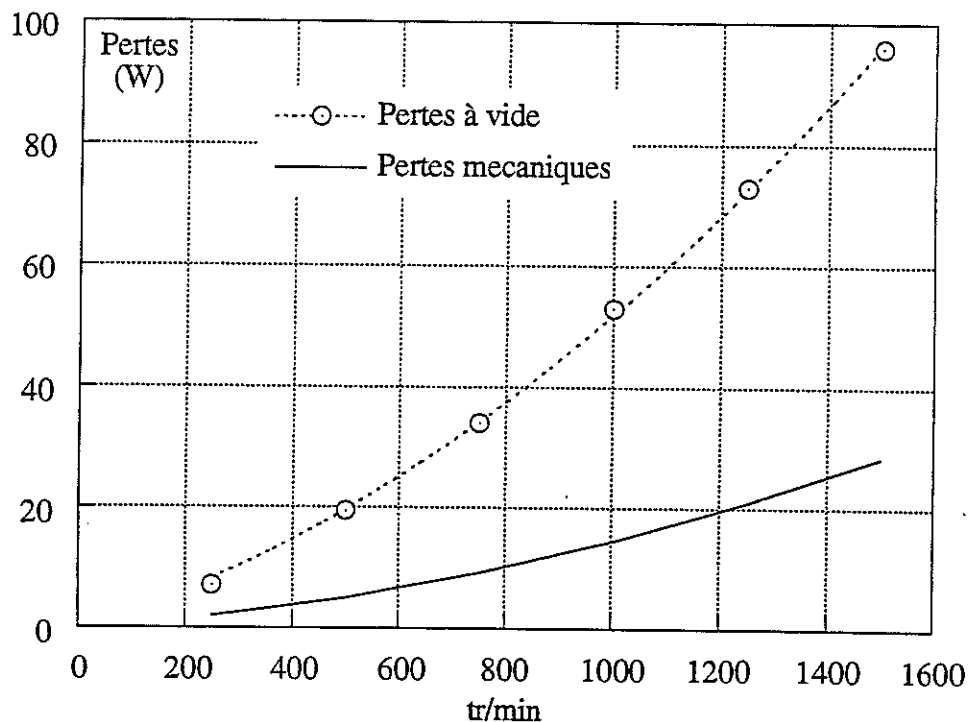


Figure 4.36 Evolution des pertes avec la vitesse (machine à vide)

A partir de ces résultats, nous avons décomposé les 52 W de pertes de la machine à 1000 tr/min, en utilisant l'équation 4.26 ($P_{mec} = 15$ W) et l'étude relative à la figure 4.3

($P_{\text{rot}} = 18 \text{ W}$). Cela attribue aux tôles statoriques 19 W de P_{fe} (figure 4.37). Nous allons essayer de les justifier à l'aide d'une méthode simplifiée, basée sur les hypothèses suivantes:

- Les pertes dans les matériaux magnétiques soumis à des variations temporelles d'induction trapézoïdales, apparaissent lors des montées et descentes du champ (durée τ secondes). Leur valeur est à peu près égale à celle obtenue en variations sinusoïdales de fréquence $1/(2\tau)$ [Errard].
- Les pertes sont calculées à partir de la connaissance de $B(t)$ en deux points de la machine: un sur le centre des dents et l'autre sur au milieu de la culasse
- Les pertes à une fréquence " f " et une induction crête de $1,55 \text{ T}$ peuvent être calculées par

$$P = (0,05.f + 0,00017.f^2) \text{ W/kg} \quad (4.27)$$
 Cette équation est obtenue par interpolation des données du fabricant.
- Les inductions dans les dents et dans la culasse sont unidirectionnelles (aucun champ tournant n'est considéré)
- L'induction sur les deux points choisis a été calculée par la méthode des éléments finis. Un trapèze est utilisé dans les deux cas pour représenter l'évolution de B dans le temps.

Avec ces hypothèses nous avons estimé les pertes dans la culasse comme étant de l'ordre de 5 W , calculée à 50 Hz pour $B_{\text{max}} = 1,55 \text{ T}$. Dans les dents, B_{max} est aussi de l'ordre de $1,55 \text{ T}$ et le front de montée de $B(t)$ équivaut à une fréquence de 320 Hz . Cela nous a donné 27 W pour l'ensemble du circuit magnétique.

Ce résultat ne nous permet pas de conclure sur la validité de la séparation des pertes indiquée dans la figure 4.37, mais nous confirme que les pertes dans les tôles statoriques sont assez importantes même pour le fonctionnement à vide.

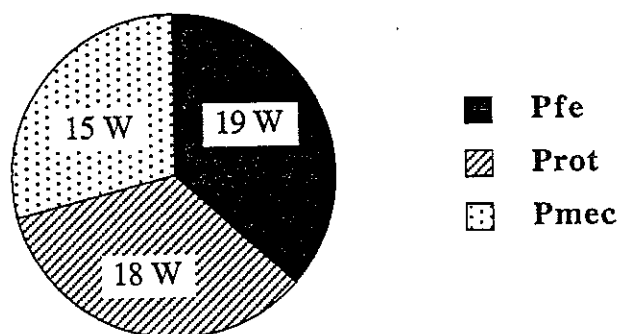


Figure 4.37 Répartition des pertes à 1000 tr/min (machine à vide)

4.6.2.2 Pertes en court-circuit

En déduisant les pertes mécaniques calculées par l'équation 4.26, ainsi que les pertes joules statoriques des pertes totales de la machine en court-circuit, nous avons tracé l'évolution des pertes "magnétiques" ($P_{fe} + P_{rot}$) de la machine figure 4.38. Pour comparaison, les pertes à vide sont aussi tracées.

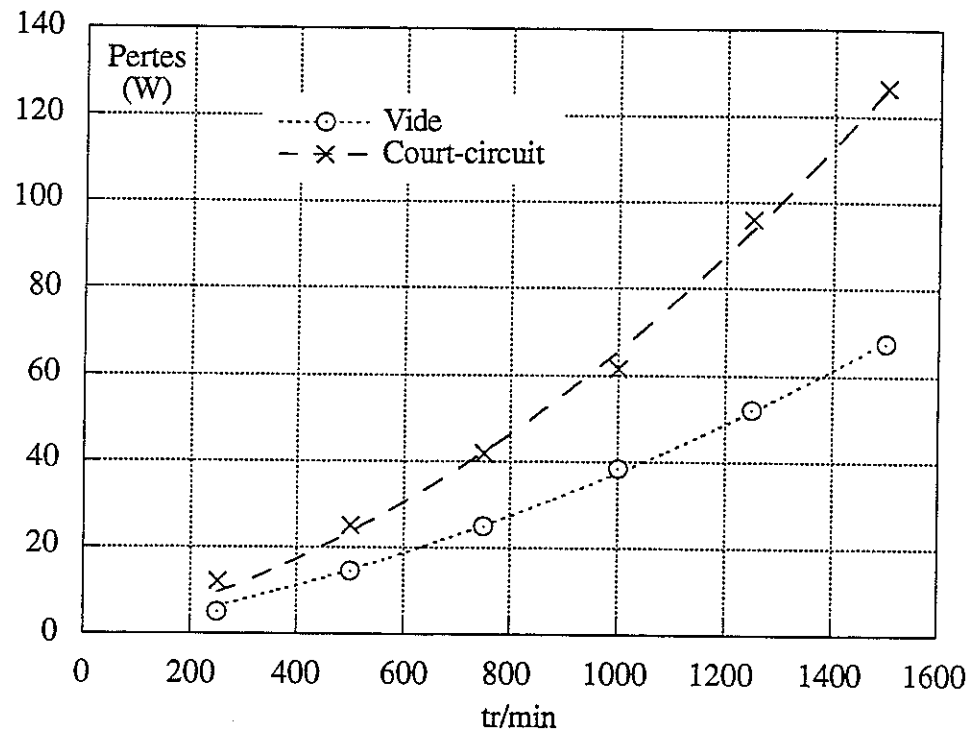


Figure 4.38 Evolution des $P_{fe} + P_{rot}$

Nous pouvons justifier l'augmentation des pertes de la machine en court-circuit par rapport au fonctionnement à vide à partir d'une augmentation des pertes dans le fer dans cette condition. En effet, même si le fondamental de l'induction est réduit en court-circuit, des harmoniques continuent à exister dans la machine (§2.4)

Pour nous en convaincre, nous pouvons observer la forme de tension obtenue aux bornes de la bobine exploratrice dans le cas de la machine à vide et dans le cas du court-circuit (figure 4.39). Cette mesure nous montre que des valeurs élevées d'induction dans l'entrefer subsistent en condition de réduction de flux. La richesse en harmoniques est ici importante.

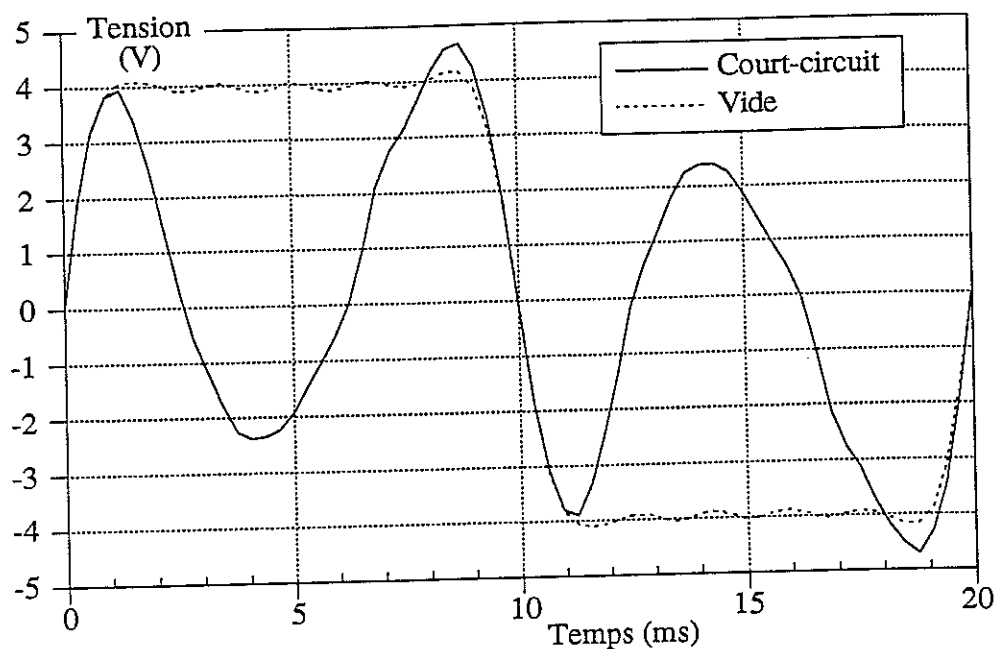


Figure 4.39 Comparaison des tensions de la bobine exploratrice: vide et court-circuit

L'analyse des harmoniques de la tension de la bobine exploratrice montre que la troisième harmonique est prépondérante (fig. 4.40), la machine étant à 1000 tr/min et en court-circuit. Compte tenu du couplage des phases (étoile) cette harmonique du champ ne se retrouve pas sur les tensions entre phases. Inversement, le courant de court-circuit qui en découle est incapable de s'opposer et donc d'atténuer cette composante. Sa valeur est ici plus importante que celle qui apparaît dans l'essai à vide. Cette variation s'explique par des désaturations localisées dans la machine.

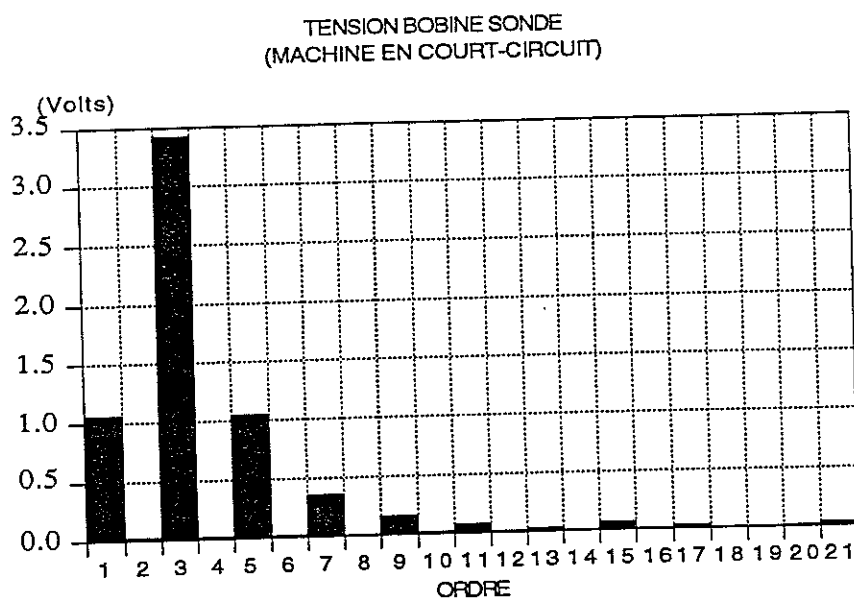


Figure 4.40 Décomposition harmonique de la tension de la bobine exploratrice (machine en court-circuit - 1000 tr/min.).

Dans la figure 4.41 nous avons superposé les tensions induites dans la bobine exploratrice pour la machine en court-circuit et pour deux vitesses différentes où les courants ont sensiblement la même amplitude: 750 et 1500 tr/min. Les échelles de temps et d'amplitude ont été modifiées dans le rapport des vitesses pour obtenir une image de l'induction dans la machine. Nous constatons que celle ci est presque indépendante de la vitesse. Elle reste, bien sûre, fonction du courant démagnétisant.

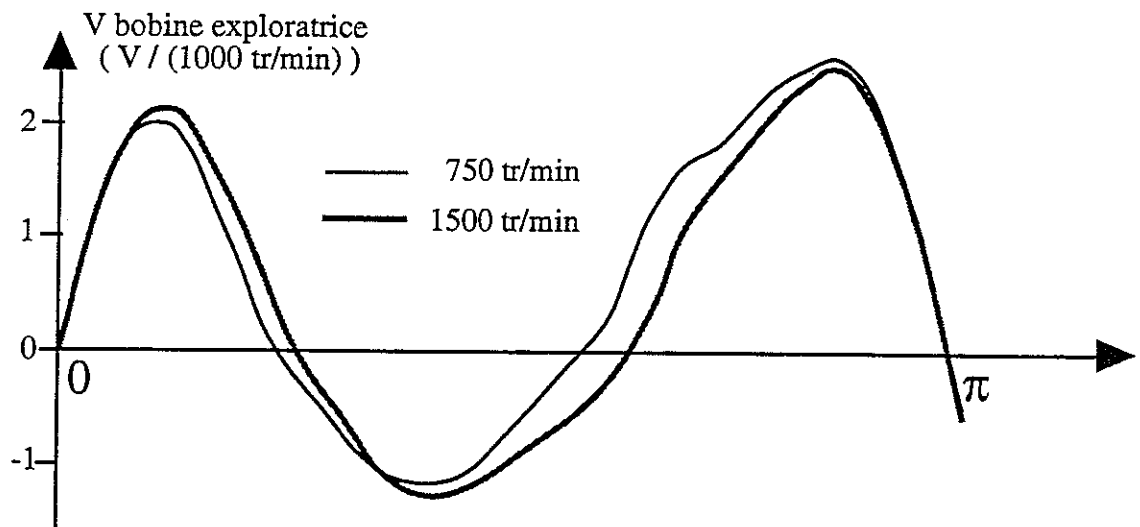


Figure 4.41 Tension sur la bobine exploratrice: machine en court-circuit (vitesse de 750 et 1500 tr/min.).

Tout ceci permet d'affirmer que si on veut établir un modèle qui représente le comportement de la machine avec ses pertes dans le fer, en condition de réduction de flux, il est indispensable de prendre en compte les harmoniques d'induction dans l'ensemble du moteur.

4.7 RESULTATS ATTENDUS POUR LE PROTOTYPE

A partir des résultats obtenus expérimentalement, nous pouvons calculer la courbe de $P(\omega)$ du prototype, en considérant sa résistance, égale à $0,265 \Omega$ (résistance à chaud), et son inductance de tête de bobine ($0,2 \text{ mH}$ - §4.4.5.1). Nous pouvons aussi calculer les pertes mécaniques à partir de l'équation 4.26 (§4.6.1). Dans la figure 4.42, nous comparons les courbes de puissance $P(\omega)$ du prototype pour trois conditions différentes, sans pertes et sans inductance de tête de bobine (machine "idéalisée"), et celles obtenues en considérant les grandeurs expérimentales (machine "réelle" avec et sans les pertes mécaniques). La tension entre phase est maintenue à 60 V .

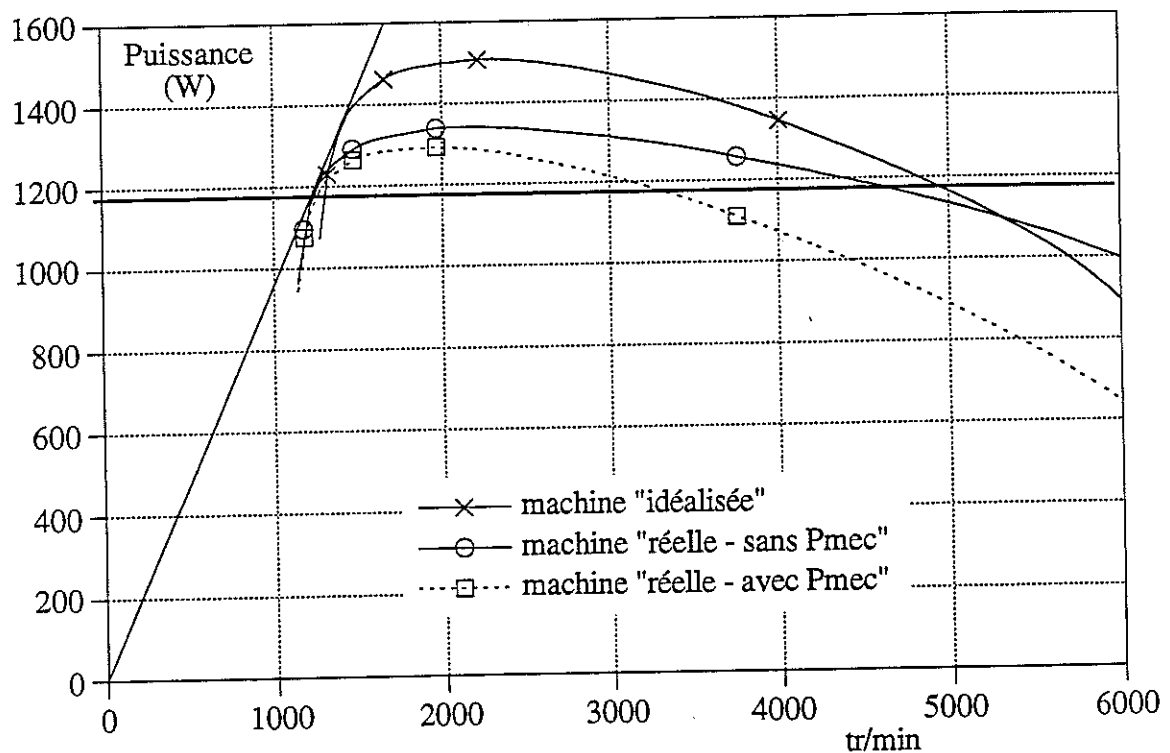


Figure 4.42 : Caractéristiques du prototype ($I = 14,5 \text{ A}$)

Ces résultats montrent que le prototype peut être contrôlé sur une plage de vitesse supérieure à 1:5, si les pertes magnétiques ne sont pas considérées. Nous pouvons voir que le gain de puissance à hautes vitesses, obtenu par la présence de l'inductance de tête de bobine, est annulé par les pertes mécaniques. La caractéristique de puissance aurait encore été atténuée si les pertes magnétiques avaient été prises en compte. Malgré tout, ce prototype semble avoir les caractéristiques nécessaires pour fonctionner en réduction de flux. Des essais à vitesse variable et puissance réelle devraient confirmer ces résultats.

4.8 CONCLUSION DES ESSAIS

Les résultats présentés dans ce chapitre nous ont montré que le prototype construit au laboratoire est utilisable sur une grande plage de vitesse. Cependant, pour pouvoir faire tourner la machine à haute vitesse, le courant devra être finement contrôlé et conserver une valeur importante quelle que soit la puissance demandée.

L'analyse de l'ensemble des résultats nous confirme que nous pouvons évaluer les phénomènes non linéaires d'une façon très précise à partir de la f.e.m. résultante obtenue par simulation.

Nous nous sommes aperçu que la détermination des inductances de la machine pouvait être faite par l'une ou l'autre des trois méthodes expérimentales présentées. Nous pouvons affirmer que les méthodes de réponse en fréquence et à un échelon de tension donnent les mêmes valeurs d'inductance différentielle. L'écart est nettement plus grand pour la méthode de détermination en charge. Les résultats des simulations et les résultats expérimentaux se sont avérés cohérents, ce qui montre que l'inductance différentielle à faible fréquence peut être déterminée par des simulations en magnétostatique.

A partir d'une analyse des inductances différentielles de la machine pour trois conditions différentes (sans rotor, avec rotor sans aimants et complète) nous avons pu constater que la présence des aimants réduisait les inductances différentielles étudiées d'un facteur situé entre 2 et 3, l'axe en quadrature étant le plus sensible à la saturation. Les mesures d'inductance nous ont confirmé que les courants démagnétisants, lors du fonctionnement en réduction de flux, pouvaient globalement désaturer la machine.

L'étude du courant de court-circuit en régime permanent nous a permis de vérifier que les modèles de machine qui ne prennent pas en considération l'interdépendance des deux axes de la machine, ne sont pas appropriés pour étudier notre prototype. Cependant, pour évaluer la valeur maximale du courant de court-circuit, il suffit de considérer correctement les non-linéarités de l'axe direct. Nous nous sommes aperçus que l'étude de la dynamique de notre machine ne pouvait pas se faire à partir des méthodes classiques, un modèle plus approprié doit être développé.

Les pertes à vide de la machine ont pu être séparées en trois parties du même ordre de grandeur: pertes par courants induits à la surface rotorique, pertes mécaniques et pertes dans le fer. Nous avons montré que les pertes dans le fer devenaient très importantes en condition de réduction de flux. Ceci nous permet d'affirmer que si on cherche à établir un modèle qui représente le comportement de la machine avec ses pertes dans le fer, en condition de réduction de flux, il est indispensable de prendre en compte les harmoniques d'induction dans l'ensemble du moteur.

CONCLUSIONS
ET
PERSPECTIVES

CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Pour pouvoir faire travailler une machine à aimants à vitesse variable et puissance constante, il est judicieux de réduire le flux résultant dans la machine à partir d'un contrôle des courants statoriques. Pour ce faire, nous avons analysé l'influence des valeurs de réactances et de force électromotrice sur les performances de la machine, et montré, dans le premier chapitre, que plusieurs types de moteurs peuvent fonctionner sur une large plage de vitesses, il suffit que l'ensemble de leurs paramètres soit cohérent. En plus, nous avons montré que les non-linéarités des matériaux magnétiques pouvaient être particulièrement utiles.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié quelques structures de machines à aimants, et vu que plusieurs d'entre elles pouvaient être appropriées au fonctionnement en réduction de flux. Quelle que soit la structure, les aimants ne devront pas être trop épais pour que le contrôle du flux par les courants soit réalisable (réactance directe élevée). Après avoir étudié les problèmes de démagnétisation des aimants et d'alimentation de la machine, nous avons conclu qu'une machine à concentration de flux alimentée par des courants sinusoïdaux possédait les caractéristiques nécessaires pour le fonctionnement en réduction de flux, tout en gardant un couple important à faibles vitesses.

Au troisième chapitre, nous avons développé l'étude d'une machine synchrone à aimants permanents en utilisant le fondamental des grandeurs. Pour cela nous avons utilisé un logiciel de calcul de champ, basé sur la méthode des éléments finis, qui nous a permis d'étudier l'influence des paramètres les plus importants sur les performances du moteur.

Nous avons vérifié comment le fonctionnement en réduction de flux agit sur les contraintes supportées par les aimants et nous avons pu constater que la structure à concentration de flux est particulièrement intéressante pour ce type de fonctionnement.

Après avoir vérifié qu'un stator d'une machine disponible au laboratoire était approprié à notre application, nous avons étudié l'influence de la géométrie rotorique sur les performances de la machine. Une analyse qualitative nous a permis de conclure que l'entrefer et l'épaisseur des aimants étaient les points les plus influents de cette structure lors d'un fonctionnement en réduction de flux. La saturation de la machine a réduit la sensibilité des performances aux modifications de l'entrefer. Cependant, les effets de non-linéarités ont amélioré légèrement les performances du moteur avec la réduction de l'entrefer. Dans la structure à concentration de flux, l'épaisseur des aimants s'est avéré être la dimension la plus importante sur le fonctionnement de la machine. Dans notre cas, le stator étant saturé à l'origine, la réduction de l'épaisseur des aimants a entraîné une augmentation de la plage de vitesse sans perte notable de couple. Finalement, bien que la tension et la résistance soient des paramètres importants pour le fonctionnement en réduction de flux, c'est l'inductance de tête de

bobine qui produit le plus d'effet sur la courbe $P(\omega)$ de notre machine, avec une nette augmentation de la plage de vitesses.

Finalement, au quatrième chapitre, nous avons montré que le prototype réalisé possède des caractéristiques compatibles avec un fonctionnement en réduction de flux. Nous avons aussi mis en évidence que des modèles non-linéaires, qui considèrent l'interdépendance entre les flux des deux axes pour tous les courants, étaient nécessaires pour représenter le prototype. A partir d'une analyse de la machine pour trois conditions différentes (sans rotor, avec rotor sans aimants et complète), nous avons pu constater que la présence des aimants réduisait les inductances différentielles d'un facteur situé entre 2 et 3, l'axe en quadrature étant le plus sensible à la saturation. Les mesures d'inductance nous ont confirmé que les courants démagnétisants, lors du fonctionnement en réduction de flux, pouvaient globalement désaturer la machine.

Les résultats présentés dans ce mémoire montrent que la structure à concentration de flux est appropriée pour fonctionner en réduction de flux. Les essais en puissance et vitesse réelle qui seront menés ultérieurement permettront de le démontrer. A cette occasion, il faudra s'attarder sur les derniers points à éclaircir, notamment le modèle de la machine (particulièrement en régime transitoire saturé) et l'évaluation des pertes. En effet, le contrôle d'une machine à partir d'un tableau de comportement n'est pas très satisfaisant, un modèle plus complet étant nécessaire pour éviter cette solution. En ce qui concerne les pertes, un modèle qui considère les harmoniques d'induction est indispensable pour améliorer la simulation du système "machine-convertisseur".

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES ET BIBLIOGRAPHIE

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- Adkins, B.; Hartley, R. G.. "The general theory of alternating current machines", Chapman and Hall Ltd., 1979.
- Benghezal, K.. "Contribution à l'étude d'actionneurs synchrones à aimants permanents", thèse INP Grenoble, 1991.
- Binns, K. J. ; Riley, C. P.. "The scope for development of permanent magnet machines in the light of new materials", ICEM, 1986, pp. 1060-1062.
- Boldea, I. ; Nasar, S. A.. "Electric machine dynamics", Macmillan Publishing Company, 1986.
- CEI 34-4 "Machines Electriques Tournantes. Quatrième partie: méthodes pour la détermination à partir d'essais des grandeurs des machines synchrones", CEI, 1985.
- Consoli A. ; Abela A.. "Transient performance of permanent magnet AC motor drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-22, Jan./Feb., 1986, pp. 32-41.
- Demerdash, N. A.; Fouad, F. A. ; Nehl T. W.. "Determination of winding inductances in ferrite type permanent magnet electric machinery by finite elements", IEEE Trans. on Magn., Vol. MAG-18, Nov., 1982, pp. 1051-54.
- Errard, S. "Détermination et analyse des pertes supplémentaires développées dans les tôles des machines alimentées par convertisseur statique" Thèse INP Grenoble 1992.
- FLUX2D "Analyse des dispositifs électriques, magnétiques et thermiques par la méthode des éléments finis", Notice d'utilisation version 7.0., Cédrat, 1994.
- Fratta, A., Vagati, A. ; Villata, F.. "Design criteria of an IPM machine suitable for field-weakened operation", ICEM, 1990, pp. 1059-1065.
- Huang, H.; Cambier, C.; Goubeau, A. ; Hershberger, T.. "High constant power density large speed range permanent magnet motor for electric vehicle applications", ICEM, 1992, 756-760.
- Jack, A. G., Mecrow, B. C. ; Mitcham, A. J.. "Design and initial test results from a permanent magnet synchronous motor for a vehicle drive", ICEM-1992, pp. 751-755.

- Jahns, T. M.. "Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive", IEEE Trans. on Ind. App., vol. IA-23, July/Aug., 1987, pp. 681-689.
- Kadded, K.. "Optimisation de forme de machines électriques à l'aide d'un logiciel éléments finis et de la méthode des pénalités intérieures étendues", thèse INPG Grenoble, 1993.
- KaleidaGraph™ data analysis/graphics application , version 2.0, Synergy software.
- Kazdaghli, A.; Razek, A. ; Faure, E. "Utilisation des aimants permanents dans les machines synchrones à vitesse variable et élevée", RGE mai-1983 pp 337-340
- Lajoie-Mazenc, M. ; Mathieu, P. ; Davat, B.. "Utilisation des aimants permanents dans les machines à commutation électronique", RGE, vol. 10, Oct., 1984, pp. 605-612.
- Liwshitz, M. "Calcul des Machines Electriques", Dunod, 1967
- Maia, J. H.; Esteves, J.; Costa Branco, P. J. ; Dente, J. A.. "Robust position sliding-mode control of a permanent-magnet motor using a load-torque observer", PESC 1993, pp. 465-9.
- Mathieu, P.. "Contribution à l'étude et à la conception des machines à aimants permanents destinées à la réalisation de servomoteurs à commutation électronique de puissance massique élevé", thèse INPG Toulouse, 1983.
- Merle, R.; Teixeira, J. C.; Diop, A.; Binesti, D.; Yonnet, J. P. "Permanent magnet operating conditions in different structures of electrical machines", sous presse dans Proc. of ICEM, 1994
- Miller, T. J. E.. "Transient performance of permanent magnet AC machines", IEEE-IAS, 1981, pp. 500-503.
- Morimoto, S.; Takeda, Y.; Hirasu, T. ; Tanigushi K.. "Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 26, Sep./Oct., 1990, pp. 866-871.
- Norum, L.; Adnanes, A. K.; Sulkowski, W. ; Aga, L. A.. "The realization of a permanent magnet synchronous motor drive with flux weakening, digital current control and voltage vector modulation", Modelling, Identification and control, vol. 13, 1992, pp. 51-63.

- Ogasawara, S.; Nishimura, M.; Akagi, F.; Nabae, A. ; Nakanishi Y.. "A high performance AC servo system with permanent magnet synchronous motors", IEEE Trans. on Ind. Elect., vol. IE-33, Feb., 1986, pp. 87-91.
- Rahman, M. A. ; Little, T. A. ; Slemon, G. R.. "Analytical models for interior-type permanent magnet synchronous motors", IEEE Trans. on Magn. Vol. MAG-21, Sep., 1985, pp. 1741-3.
- Schiferl, R.. "Design considerations for salient pole, permanent magnet synchronous motors in variable speed drive applications", Ph.D. thesis, University of Wisconsin, U.S.A., 1987.
- Schofield, N.; Mellor, P. H. ; Howe, D.. "Field-weakening of brushless permanent magnet motors", ICEM, 1990, pp. 269-272.
- Slemon, G. R.. "On the design of high performance PM motors", IA-1992, pp. 279-285.
- Sneyers, B.; Novotny, D. W. ; Lipo, T. A.. "Field weakening in buried permanent magnet AC motor drives", IEEE Trans. on Ind. App., vol. IA-21, March/Apr., 1985, pp. 398-407.
- Soong, W. L. ; Miller, T. J. E.. "Practical field-weakening performance of the five classes of brushless synchronous AC motor drive", EPE., 1993, pp. 303-310.
- Soong, W. L. ; Miller, T. J. E.. "Theoretical limitations to the field-weakening performance of the five classes of brushless synchronous AC motor drive", Proc. of EMD-Oxford, 1993, pp. 127-132.
- Soong, W. L.; Staton, D. A. ; Miller, T. J. E.. "Design of a new axially-laminated interior permanent magnet motor", IAS, vol. 1, 1993, pp. 27-36.
- Soua, S.. "Etude et développement de stratégies de contrôle des courants d'une machine synchrone à aimants permanents et commutation électronique", thèse INP Toulouse, 1991.
- Takeda, Y.; Morimoto, S.; Hirasu, T. ; Fuchi, K.. "Most suitable control method for permanent magnet synchronous motors", ICEM, vol. 3, Sep., 1988, pp. 53-58.
- Vas, P.. "Vector control of AC machines", Oxford University Press, 1990.
- Weh, H.; Mosebach, H.; Niemann, W. ; Tareeilus, A.. "Field control in synchronous machines with permanent magnet excitation in flux concentration mode", ICEM, vol. 1, Aug., 1990, pp. 13-15.

BIBLIOGRAPHIE

- Ackerman, B.; Bolte, E.; Howe, D.; Jenkins, M. K. ; Zhu, Z. Q.. "Frequency domain analysis of brushless DC motor performance", ETEP, vol. 2, Nov./ Dec. 1992, pp. 389-396.
- Adnanes, A. K. ; Undeland, T. M.. "Optimum torque performance in PMSM drives above rated speed", IAS-1991, pp. 169-175.
- Andresen, E. CH.; Heil, J. ; Russenschuck, S.. "Influence of magnet configurations and dimensions on the power output of large synchronous machines with rare earth magnet excitation", ICEM, vol. I, Sep., 1988, pp. 467-472.
- Barnes, E. C.. "An experimental study of induction machine end-turn leakage reactance", AIEE Trans., vol. 70, 1951, 671-679.
- Borisov, G. A.. "Determination of basic dimensions of electric machines with radial magnets", Elektrotehnika, vol. 62, 1991, pp. 40-42.
- Bose, B. K. ; Szczesny, P. M.. "A microcomputer-based control and simulation of an advanced IPM synchronous machine drive system for electric vehicle propulsion", IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol. 35, November, 1988, pp. 547-559.
- Boules, N.. "Design optimization of permanent magnet DC motors", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 26, July/Aug., 1990, pp.786-792.
- Boules, N.. "Field analysis of PM synchronous machines with buried magnet rotor", ICEM, 1986, pp. 1063-1066.
- Brass, M. A.. "The accommodation of saturation in the control of field orientated synchronous drives", ICEM, 1992, pp. 848-852.
- Carlson, R.. "Etude d'une nouvelle stucture de machine à commutation électronique excitée par des aimants en ferrite: analyse du fonctionnement de l'ensemble convertisseur-machine, caractérisation et étude de l'influence des principales dimensions à partir du calcul du champ magnétique", Thèse doctorat - Université Paul Sabatier de Toulouse, 1977.
- Chaaban, F. B.; Mellor, P. H. ; Binns, K. J.. "Practical modelling of permanent magnet synchronous machines with rare-earth magnets", IAS-Seattle, 1990, pp. 140-145.

- Chalmers, B. J. ; Devgan, S. K.. "Comparative performance of 7.5 KW permanent-magnet synchronous motors with SmCo₅ and Nd-Fe-B magnets", ICEM, vol. III, 1988, pp. 41-43.
- Chalmers, B. J.; Devgan, S. K.; Howe, D.; Fow, W. F.. "Synchronous performance predictions for high-field permanent magnet synchronous motors", ICEM, 1986, pp. 1067-1070.
- Chan, C. C.; Jiang, J. Z.; Chen, G.H.; Wang, X. Y. ; Chau K. T.. "A novel polyphase multipole square-wave permanent magnet motor drive for electric vehicles", IEEE, 1993, pp. 315-321.
- Chang, L.; Dawson, G. E. ; Easthan, T. B.. "Permanent magnet synchronous motor design: finite element and analytical methods", ICEM, 1990, pp. 1082-1088.
- Costa Branco, P. J.; Esteves, J. ; Dente, J. A.. "On-line fuzzy relational identification of a permanent-magnet drive system", PESC - 1993, pp. 1165-1178.
- Dandeno, P. L. ; Poray, A. T.. "Development of detailed turbogenerator equivalent circuits from standstill frequency response measurements", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-100, Ap., 1981, pp. 1646-1655.
- Dejaeger, E.. "Accounting for saturation in the synchronous machine modelling-Application to the steady-state stability studies", ICEM, 1990, pp. 83-87.
- El-Serafi, A. M. ; Abdallah, A. S.. "Effect of loading conditions on synchronous reactances of saturated synchronous machines", ICEM, 1992, pp. 44-48.
- El-Serafi, A. M. ; Wu, J.. "Determination of the saturation curves in various axes of salient-pole synchronous machines", ICEM, 1990, pp. 404-409.
- Fagundes, J. C.; Viarrouge, P.; Davat, B. ; Lajoie-Mazenc, M. "Influence of phase number on torque ripple in permanent-magnet electrical machines", ICEM, 1988, pp 71-75.
- Fiorillo, F. ; Novikov, A.. "An improved approach to power losses in magnetic laminations under nonsinusoidal induction waveform", IEEE Trans. on Magn., vol. 26, Sep., 1990, pp. 2904-2910.
- Fratta, A.; Vagati, A. ; Villata, F.. "Permanent magnet assisted synchronous reluctance drives for constant-power applications: comparative analysis of control requirements", Intelligent Motion, April, 1992, pp. 187-195.

- Fratta, A.; Vagati, A. ; Villata, F.. "Permanent magnet assisted synchronous reluctance drives for constant-power applications: drive power limits", Proc.of Intelligent Motion, Apr. 1992, pp. 197-203.
- Hippner, M. ; Harley, R. G.. "Looking for an optimal rotor for high speed permanent magnet synchronous machine", ICEM, vol. 1, Jan., 1992, pp. 265-270.
- Honsinger, V. B.. "Theory of end-winding leakage reactance", AIEE Trans., Aug., 1959, pp. 417-429.
- Hou, B. ; Qu, L.. "Identification of parameters for a synchronous machine using weighted-least squares method", ICEM, 1988, pp. 235-238.
- IEEE Standard procedures for obtaining synchronous machine parameters by standstill frequency response testing. IEEE Std 115A-1987
- Jahns, T. M.; Kliman, G. B. ; Neumann, T. W.. "Interior permanent-magnet synchronous motors for adjustable-speed drives", IEEE Trans. on Ind. App., vol. IA-22, July/Aug., 1986, pp. 738-747.
- Jufer, M. ; Poffet, P.. "Synchronous motor with permanent magnets and solid iron rotor", ICEM, 1986, 598-602.
- Kadded, K.; Teixeira, J.C.; Saldanha, R.R.; Coulomb, J.L.. "Mathematical optimization of cogging torque of a DC permanent magnet machine using a finite element method", First Inter. Workshop on Elect. and Magn. Fields, Liège, 1992.
- Kateb, H.; Chekou, S. ; Allano, S.. "A new approach for the parameter determination of the permanent-magnet synchronous machine", IMACS-TC1, July, 1993, pp. 625-630.
- Kazdaghli, A.; Razek, A. ; Faure, E.. "Utilisation des aimants permanents dans les machines synchrones à vitesse variable et élevée", RGE, vol. 5, 1983, pp; 337-342.
- Keyhani, A. "Synchronous machine parameter identification", Electric machines and power Systems., vol 20, 1992, pp. 45-69.
- Krishnan, R.. "Selection criteria for servo motor drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-23, March/April, 1987, pp. 270-275.

- Miller, T. J. E.. "Methods for testing permanent magnet polyphase AC motors", IEEE-IAS, 1981, pp. 494-499.
- Miller, T. J. E. "Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives", Oxford University Press, 1989
- Moon, S. I. ; Keyhani, A.. "Estimation of induction machine parameters from standstill time domain data", IEEE-IAS Annual Meeting, Toronto, oct 1993, pp. 336-342.
- Morimoto, S.; Hatanaka, K.; Tong, Y.; Takeda, Y. ; Hirasaka, T.. "High performance servo drive system of salient pole permanent magnet synchronous motor", IAS-1991, pp. 463-468.
- Morimoto, S.; Takeda, Y.; Hatanaka, K.; Tong, Y. ; Hirasaka, T.. "Design and control system of permanent magnet synchronous motor for high torque and high efficiency operation", IAS-1991, pp. 176-181.
- Mühlegger, W.; Teppan, W. ; Rentmeister, M.. "Working conditions of a permanent excited synchronous motor in flux-weakening mode", ICEM, Aug., 1990, pp. 1107-1110.
- Murphy, J. M. D. ; Turnbull, F. G.. "Power electronic control of AC motors", Pergamon Press, 1989.
- Osheba, S. M. ; Abdel-Kader, F. M.. "Performance analysis of permanent magnet synchronous motors. Part II: operation from variable source and transient characteristics", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 6, March, 1991, pp. 83-89.
- Ouriagli, M.; Meibody Tabar F. ; Sargos F. M.. "Influence of dampers on the dynamic behaviour of oriented-field controlled permanent magnet synchronous machines", IMACS-TCI, July, 1993, pp. 393-396.
- Pavlik, D.; Garg, V. K.; Repp, J. R. ; Weiss, J.. "A finite element technique for calculating the magnet sizes and inductances of permanent magnet machines", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 3, March, 1988, pp. 116-122.
- Rahman, M. A.. "Analytical models for exterior-type permanent magnet synchronous motors", IEEE Trans. on Magn., vol. MAG-23, Sep., 1987, pp. 3625-3627.
- Rahman, M. A.. "Permanent magnet synchronous motors - a review of the state of design art", ICEM, Sep., 1980, pp. 312-319.

- Reis Costa, J. C. H.; Saraiva, E. S.; Veiga, E. A. B.. "Estimation of machine parameters from transient behaviour data", ICEM, vol. III, Sep., 1988, pp. 303-307.
- Richter, E.; Neumann, T. W.. "Saturation effects in salient pole synchronous motors with permanent magnet excitation", ICEM, Sep., 1984, pp. 603-606.
- Ritter, C.; Stiebler, M.. "A comparative study of control concepts for high performance inverter fed synchronous machines", ICEM, 1986, pp. 884-887.
- Russenschuck, S.; Andresen, E. Ch.. "Comparison of different magnet configurations in the rotor of synchronous machines using numerical field calculation and vector-optimization methods", ICEM, 1990, pp.1027-1033.
- Russenschuck, S.. "Mathematical optimization techniques for the design of permanent magnet synchronous machines based on numerical field calculation", IEEE Trans. on Magn., vol. 26; May, 1990, pp. 252-255.
- Schiferl, R. F.; Lipo, T. A.. "Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motors in variable speed drive applications", IEEE Trans. Ind. App., vol. 26, Jan./Feb., 1990, pp. 115-123.
- Sebastien, T.; Slemon, G. R.; Rahman, M. A.. "Modelling of permanent magnet synchronous motors", IEEE Trans. on Magn., vol. MAG-22, Sep., 1986, pp. 1069-1071.
- Sebastien, T.; Slemon, G. R.. "Operating limits of inverter-driven permanent magnet motor drives", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-23, March/ Apr. 1987, pp. 327-333.
- Sebastien, T.; Slemon, G. R.. "Transient modeling and performance of variable-speed permanent-magnet motors", IEEE Trans. Ind. App., vol. 25, Jan./Feb., 1989, pp. 101-106.
- Sebastien, T.; Slemon, G. R.. "Transient torque and short circuit capabilities of variable speed permanent magnet motors" IEEE Trans. on Magn., vol. MAG-23, Sep., 1987, pp. 3619-3621.
- Sebastien, T.; Slemon, G. R.; Rahman, M. A.. "Design considerations for variable speed permanent magnet motors", ICEM, vol. 6, Sep., 1986, pp. 1099-1102.

- Teixeira, J. C.; Chillet, C. ; Yonnet, J. P.. "Machine synchrone à aimants: calcul par la méthode des éléments finis", RGE, vol. 7, Juillet, 1993, pp. 20-24.
- Teixeira, J. C.; Chillet C. ; Yonnet J.P.. "Determination of the differential inductance in a solid iron permanent magnet synchronous motor", sous presse dans Proc. of ICEM, 1994.
- Teixeira, J. C.; Chillet, C.; Yonnet, J. P.. "Structure comparison of buried permanent magnet synchronous motor for flux weakening operation", Proc. of EMD-Oxford, 1993, pp 365-370.
- Teppan, W.; Mühlegger, W. ; Rentmeister, M.. "Multiphase inverter for a permanent-magnet synchronous motor in flux-weakening mode", ICEM, 1990, pp. 315-318.
- Timo, A. ; Jokinen, T.. "Comparison of four different permanent magnet rotor constructions", ICEM, 1990, 1034-1039.
- Udriste, S.. "Machines électriques pour la traction". Rapport de DEA, juillet 1994
- Vasiliu, M.. "Eddy-current core losses of permanent magnet motors", ICEM, 1992, pp. 1216-1220.
- Viarouge, P.; Lajoie-Mazenc, M.; Andrieux, C.. Design and construction of a brushless permanent magnet servomotor for direct drive application", IAS-I, 1966, pp.781-785
- Wyss, W.; Gierse, H. ; Dupré-Latour, B.. "AC servo drives", EPE-1989, Aachen, pp. 1061-1066.
- Yamamura, S.. "AC motors for high-performance applications", Marcel Dekker Inc., 1986.
- Yao Shouyou, M. L.; Zhi Tong, C. ; Jing Hua, Z.. "Measurement on parameters of permanent magnet synchronous machine including the cross-saturation effect", ICEM 92, pp 805-808.
- Zhu, J. G.; Ramsden, V. S. ; Watterson, P. A.. "Finite element calculation of core losses in motors with non-sinusoidal fields", ICEM, 1992, pp. 1182-1186.
- Zhu, Z. Q. ; Howe, D.. "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors. Part II: armature-reaction field", IEEE Trans. on Magn., vol. 29, January, 1993, pp. 136-142.

TABLE DES FIGURES

TABLE DES FIGURES

Figure	page
1.1 Courbes caractéristiques des machines à aimants en vitesse variable ($I=I_{max}$).....	21
1.2 Représentation vectorielle de la machine en condition de réduction de flux.....	23
1.3 Isovaleurs de puissance pour $\omega = \omega_b$ et isovaleurs de ω/ω_b	24
1.4 Courbe $P(\omega)$ pour les structures associées aux points 1 et 2 de la figure 1.3.....	25
1.5 Influence de l'effet croisé sur la courbe $P(\omega)$	26
1.6 Lieu de points de la f.e.m.	27
1.7 Diagramme vectoriel à $\cos\varphi=1$	28
1.8 Rapport des flux produits par le courant et l'aimant pour un fonctionnement à $\cos\varphi=1$	29
1.9 Effet de I_d sur ϕ_d	30
1.10 Limite de validité des paramètres x et $1/e$ en condition de puissance limitée	33
1.11 Représentation sur le diagramme vectoriel de la limite de validité des équations 1.23.....	34
1.12 Caractéristiques de la fonction F_2	34
1.13 Caractéristique de la fonction F_3	35
1.14 Représentation d'un point de fonctionnement de la machine.....	35
1.15 Plan $x=f(1/e)$	37
1.16 Lieu des isovaleurs de vitesse sur le plan $(x, \frac{1}{e})$	38
1.17 Diagramme vectoriel de la machine à $P = \cos \varphi$	38
1.18 Utilisation du plan $x=f(1/e)$ pour une machine à paramètres fixés	39
1.19 Courbes $P(\omega)$ des exemples étudiés	40
2.1 Structures avec aimants placés à la surface du rotor	45
2.2 Structures avec aimants enterrés.....	46
2.3 Structure de machine étudiée par Weh.....	47
2.4 Condition de fonctionnement des aimants.....	49
2.5 Circuit magnétique équivalent d'un pôle de machine	50
2.6 Courbe de recul des aimants	51
2.7 Courbes caractéristiques $P=f(\omega)$ pour plusieurs limites de réduction de flux	52
2.8 Phénomènes sources de démagnétisation localisée (machine S.P.P.).....	53

2.9	Influence de l'aimant azimutal sur l'aimant radial	53
2.10	Champ magnétique observé pour $I=4I_{\text{nominal}}$	54
2.11	Effet d'une répartition sinusoïdale de courant sur l'induction résultante	54
	dans les aimants en surface (courant en quadrature)	
2.12	Forme de l'induction dans l'entrefer.....	55
2.13	Evolution des P_{fe} d'une machine avec aimants enterrés	57
	à vide et à une vitesse constante	
3.1	Géométrie de la machine étudiée	65
3.2	Valeur efficace de la f.e.m. en fonction du rayon de calcul du flux.....	65
3.3	Comparaison des deux méthodes de calcul de couple	66
3.4	Influence de J_r et des courants sur la valeur de B_{aim}	68
3.5	Distribution de B dans une encoche étudiée.....	69
3.6	Effet du courant sur le flux de dispersion.....	70
3.7	Distribution de B dans le rotor.....	71
3.8	Représentation de la machine sur un pas polaire	74
3.9	Géométrie étudiée	77
3.10	Influence de l_{aim} sur E_0 (tension entre phases).....	77
3.11	Trajectoire du vecteur $\vec{E}_r$	78
3.12	Effet de la saturation sur $\vec{E}_r$	78
3.13	Influence de l_{aim} sur le déphasage du courant/tension.....	79
3.14	Courbes $P(\omega)$ en fonction de l'épaisseur des aimants	80
3.15	Influence de l'entrefer sur la trajectoire de $\vec{E}_r$ ($90^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ$).....	81
3.16	Courbe $P(\omega)$ pour trois valeurs d'entrefers	82
3.17	Positions caractéristiques du vecteur f.e.m. résultante (machine idéalisée)	83
3.18	Positions caractéristiques au vecteur tension (machine avec résistance).....	84
3.19	Positions de la f.e.m. résultante (machine avec $L_{tête}$)	84
3.20	Effet de la V_{max} , R et $L_{tête}$ sur la courbe $P(\omega)$	85
3.21	Structures à concentration de flux.....	87
3.22	Effet de la variation de géométrie sur le vecteur $\vec{E}_r$	88
3.23	Effet de la variation de géométrie sur la courbe $P(\omega)$	89
3.24	Effet de $L_{tête}$ sur la machine en ferrite	90

4.1	Vue éclatée du prototype.	96
4.2	Caractéristiques de puissance en fonction de la vitesse.....	97
4.3	Angle de commande des courants en fonction de la vitesse.....	98
4.4	Densité de pertes sur la surface rotorique (machine à vide)	99
4.5	Pertes surfaciques par pôle (machine à vide 1000 tr/min.).....	99
4.6	Couple d'encoche simulé (machine à vide).	100
4.7	Harmoniques de la tension induits sur la bobine exploratrice.....	102
4.8	Effet de l'inclinaison d'encoche et de la résistivité rotorique sur l'erreur de la tension induite sur la bobine exploratrice calculée par simulation	103
4.9	Tension induite sur la bobine exploratrice (machine à vide, 1000 tr/min.).....	103
4.10	Montage expérimental.	104
4.11	Résultats des simulations et expérimentaux $E_q(I_d)$ (valeurs entre phases).....	105
4.12	Forme d'onde du courant démagnétisant pour 1000 tr/min ($I_d = 0$ et $I_d = -7,5$ A)	106
4.13	Résultats de $E(I_q)$ (valeurs entre phase)	108
4.14	$\vec{E}_r(\gamma, I)$, $90^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ$	110
4.15	Connexion des phases pour la détermination des inductances.....	113
4.16	Impédance cyclique de la machine MASAP (connexion "série").....	114
4.17	Impédance de la machine MASAP connectée en "série/parallèle"	115
4.18	Courbe B(H) typique [Ugine]	115
4.19	Inductance différentielle (machine sans aimants - $f = 2,15$ Hz)	116
4.20	$L_{diff}(\omega)$ (machine sans rotor)	118
4.21	Admittance de la machine avec rotor sans aimants.	118
4.22	$L_{diff}(\omega)$ machine avec rotor sans aimants.....	119
4.23	$L_{diff}(\omega)$ - machine complète.....	121
4.24	Evolution typique des courants pour l'essai de réponse au créneau..... (axe direct, machine sans aimants)	122
4.25	Comparaison des admittances - machine avec rotor sans aimant	124
	(méthode de réponse en fréquence et échelon)	
4.26	Courbes interpolées pour le calcul de L_{diff} (machine en régime permanent).	126
4.27	Distribution des lignes de champs pour la machine sans rotor.....	127
4.28	Influence de la perméabilité dans la détermination de L_{diff} par simulation	128
	(machine avec rotor sans aimants)	
4.29	Diagramme vectoriel de la machine en court-circuit.....	131
4.30	Forme de courant de court-circuit (1000 tr/min.).....	133

4.31	Courant de court-circuit en fonction de la vitesse.	134
4.32	Transitoire de court-circuit.....	136
4.33	Evolution temporelle des pertes (machine avec rotor sans aimants à 1000 tr/min)	138
4.34	Evolution des pertes avec la tension (machine sans aimants).....	138
4.35	Essai de décroissance de vitesse.....	139
4.36	Evolution des pertes avec la vitesse (machine à vide).....	140
4.37	Répartition des pertes à 1000 tr/min (machine à vide)	141
4.38	Evolution des $P_{fe} + P_{rot}$	142
4.39	Comparaison entre les tensions de la bobine exploratrice: vide et court-circuit.....	143
4.40	Décomposition harmonique de la tension de la bobine exploratrice..... (machine en court-circuit - 1000 tr/min.)	143
4.41	Tension sur la bobine exploratrice: machine en court-circuit..... (vitesse de 750 et 1500 tr/min.)	144
4.42	Caractéristiques du prototype.....	145

Tableau 3.1	Décomposition en harmoniques de la f.e.m. induite entre phase	73
Tableau 3.2	Comparaison des performances des machines simulées	80
Tableau 4.1	Analyse harmonique de la f.e.m. entre phases.....	101
Tableau 4.2	Comparaison des L_{diff} de la machine sans aimants	128
Tableau 4.3	Comparaison des L_{diff} de la machine avec aimants	129
Tableau 4.4	Comparaison des L_{diff} de la machine désaturé	130

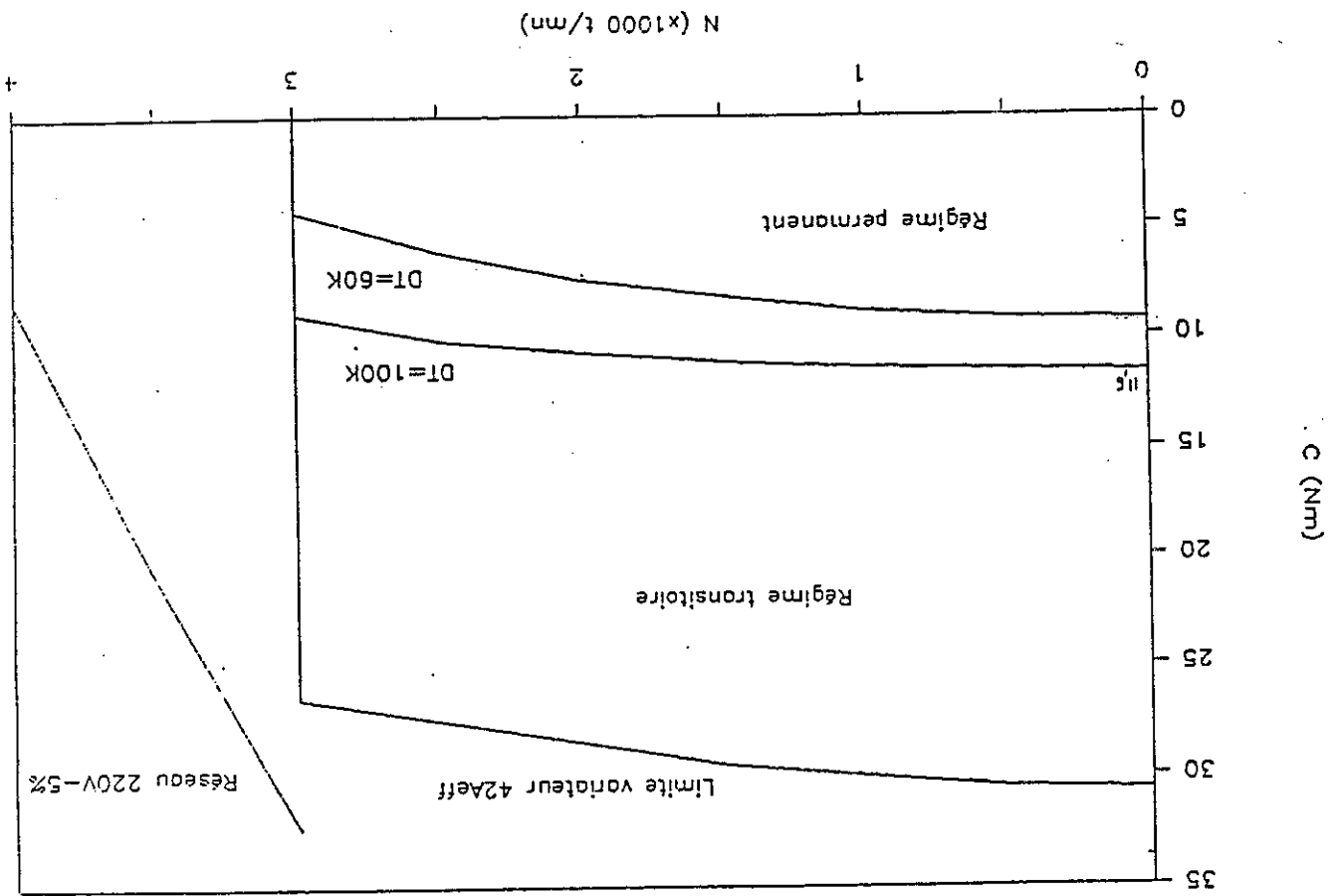
ANNEXE

MASAP 120T060 A3M10A n°01
=====

COUPLE ET VITESSE

Couple nominal, rotor bloqué à DT=60K	Cn60	9.3	Nm
Couple nominal, rotor bloqué à DT=100K	Cn100	11.6	Nm
Courant nominal à Cn100	In	14.5	A
Vitesse maximale	Nmax	3000	t/mn
Couple transitoire (voir diagramme)			

MASAP 120T060



RESUME

Dans ce travail, une machine synchrone à aimants permanents a été étudiée pour fonctionner lorsque les limitations de la source d'alimentation (en tension et en courant) imposent une réduction de flux résultant. Nous avons tout d'abord décrit les équations nécessaires à l'étude de la machine contrôlée par les courants afin de comprendre globalement les rapports nécessaires entre les paramètres caractéristiques de la machine. Nous nous sommes particulièrement intéressés au régime saturé. Nous avons ensuite étudié les contraintes imposées par le fonctionnement en réduction de flux dans quelques structures typiques de machine à aimants. Dans le troisième chapitre, une structure à concentration de flux a été développée à l'aide d'un logiciel de calcul de champs par la méthode des éléments finis, nous permettant de prendre correctement en compte la saturation du circuit magnétique. Finalement, un prototype a été construit et caractérisé dans le quatrième chapitre. Les mesures de tensions faites à vide et en charge (courant en quadrature ou en conditions de réduction de flux), ainsi que les mesures des inductances et des pertes, nous permettent d'affirmer que le prototype est approprié au fonctionnement en tension et courant limités.

ABSTRACT

In this work, permanent magnet synchronous motors are studied in the flux weakening mode imposed by voltage and current feed limitations. Firstly, mathematical models are presented to study this operation mode, with a special focus on saturated conditions. Secondly, motor structure constraints imposed to some permanent magnet machine structures and produced by the flux weakening mode are studied. In the third chapter, a flux concentration structure is developed by means of a finite element method package which allows a correct evaluation of the magnetic circuit saturation. Finally, a prototype was conceived and characterised in the fourth chapter. No-loaded and loaded voltage and currents results, as well as inductance and losses measurements confirm that the prototype is adapted for operation in voltage and current limited conditions.

MOTS CLEFS

Machine synchrone
Aimants permanents
Réduction de flux
Paramètres

Concentration de flux
Puissance constante
Elements finis

