



HAL
open science

Détermination des Paramètres d'une machine à Griffes. Application au domaine automobile

Yolande Tamto

► **To cite this version:**

Yolande Tamto. Détermination des Paramètres d'une machine à Griffes. Application au domaine automobile. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2008. Français. NNT: . tel-00624711

HAL Id: tel-00624711

<https://theses.hal.science/tel-00624711>

Submitted on 19 Sep 2011

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.

INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque

□□□□□□□□□□

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'Institut polytechnique de Grenoble

Spécialité : « Génie Electrique »

préparée au laboratoire Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble G2ELAB

dans le cadre de **l'Ecole Doctorale** « Electronique, Electrotechnique, Automatique & Traitement du
Signal de grenoble »

présentée et soutenue publiquement

par

TAMTO MEDAM Yolande

le 19 Décembre 2008

TITRE

Détermination des Paramètres d'une machine à Griffes. Application au domaine automobile automobile

DIRECTEUR DE THESE

Albert FOGGIA

JURY

M. Guy FRIEDRICH,
Mme. Afef LeBOUC,
M. Stephane CLENET,
M. Mohamed BENBOUZID.

SOMMAIRE

| | |
|---|----|
| Remerciements ----- | |
| Introduction générale ----- | |
| | |
| Chapitre I: Présentation de l'alternateur à griffes | |
| I-1 Structure----- | 11 |
| I-2 Principe de fonctionnement ----- | 13 |
| I-3 Les modèles électriques équivalents----- | 14 |
| I-3-1 Le modèle de Behn-Eschenburg----- | 15 |
| I-3-2 Le modèle de Potier----- | 17 |
| I-4 Etat de l'art----- | 21 |
| I-5 Bilan de puissance----- | 24 |
| I-6 Conclusion----- | 26 |
| | |
| Chapitre II: Méthodologie de détermination des modèles électriques équivalents en régime permanent | |
| II-1 Les essais----- | 29 |
| II-1-1 L'essai à vide----- | 29 |
| II-1-2 L'essai en court-circuit----- | 29 |
| II-1-3 L'essai en débit inductif----- | 29 |
| II-1-4 L'essai en charge----- | 29 |
| II-1-4 L'essai à rotor enlevé----- | 30 |
| II-2 Application : machine M1, les essais----- | 30 |
| II-2-1 Le stator----- | 30 |
| II-2-2 Le rotor----- | 30 |
| II-2-3 Essai à vide----- | 30 |
| II-2-4 Essai en court-circuit----- | 34 |
| II-2-5 Essai inductif via l'électronique----- | 36 |
| II-2-6 Principe de construction du diagramme de Potier----- | 37 |
| II-2-7 Détermination des paramètres par l'essai en charge----- | 38 |
| II-2-8 Détermination des paramètres par l'essai à rotor enlevé----- | 45 |
| II-2-9 Synthèse des résultats----- | 47 |
| II-3 Application : machine M1, les simulations----- | 48 |
| II-3-1 La géométrie----- | 48 |
| II-3-2 Caractéristiques des matériaux----- | 49 |
| II-3-3 Simulation du fonctionnement à vide----- | 50 |
| II-3-3-a Etude de l'induction dans l'entrefer----- | 51 |
| II-3-3-b Caractéristique à vide----- | 56 |
| II-3-4 Simulation du fonctionnement en court-circuit----- | 58 |
| II-3-5 Calcul de l'inductance synchrone : Modèle de Behn -Eschenburg----- | 60 |
| II-3-6 Simulation du fonctionnement en débit inductif----- | 60 |
| II-3-7 Calcul de l'inductance de fuites : Diagramme de Potier----- | 62 |
| II-3-8 Simulation du fonctionnement en charge----- | 62 |

| | | |
|--|---|-----|
| II-3-8-a | <i>Etude de l'induction en charge</i> | 63 |
| II-3-8-b | <i>Calcul des paramètres de Potier</i> | 68 |
| II-3-9 | <i>Simulation du fonctionnement à rotor enlevé</i> | 68 |
| II-3-10 | <i>Synthèse des résultats</i> | 72 |
| II-4 | <i>Application modélisation numérique VHDL-AMS</i> | 74 |
| II-5 | <i>Conclusion</i> | 76 |
| | | |
| Chapitre III: Etude fréquentielle de la machine à griffes | | |
| III-1 | <i>La méthode SSFR : Rappels théoriques</i> | 77 |
| III-2 | <i>Application de la méthode SSFR par essais</i> | 79 |
| III-2-1 | <i>Essais avec le rotor en court-circuit</i> | 80 |
| III-2-2 | <i>Essais avec le rotor en circuit ouvert</i> | 85 |
| III-2-3 | <i>Méthode SSFR avec une seule phase alimentée</i> | 86 |
| III-2-4 | <i>Exploitation des résultats</i> | 87 |
| III-2-5 | <i>Détermination de la résistance supplémentaire</i> | 88 |
| III-3 | <i>Application de la méthode SSFR par simulations</i> | 90 |
| III-3-1 | <i>Utilisation de l'impédance de surface</i> | 92 |
| III-3-2 | <i>Etude de sensibilité sur la résistivité</i> | 96 |
| III-3-3 | <i>Etude de sensibilité sur la saturation</i> | 97 |
| | | |
| Chapitre IV: Vers une tentative de compensation de la réaction magnétique de l'induit | | |
| IV-1 | <i>Les fentes rotoriques</i> | 106 |
| IV-1-1 | <i>Description géométrique</i> | 106 |
| IV-1-2 | <i>Fonctionnement à vide</i> | 107 |
| IV-1-2 | <i>Fonctionnement en charge</i> | 109 |
| IV-1-2 | <i>Etude fréquentielle et acoustique</i> | 111 |
| IV-3 | <i>Conclusion</i> | 107 |
| | | |
| Conclusion Générale | | 118 |
| Bibliographie | | 120 |
| Annexes | | 124 |

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier ici l'ensemble des personnes qui ont contribué à la réussite de ce travail et au plaisir que j'ai pris à effectuer cette thèse au sein du G2ELAB à Grenoble et au centre de R&D de VALEO à Créteil

Je remercie le Professeur Albert Foggia pour m'avoir accueilli au sein du G2ELAB et avoir dirigé ce travail

Je tiens à exprimer ma gratitude envers mon Encadrant, M. Jean-Claude Mipo, pour la confiance qu'il m'a témoignée tout au long de ces travaux de

Recherche au sein de Valeo équipements électriques et moteurs, ainsi qu'à Mr Luc Kobylanski mon co-encadrant.

J'adresse également mes sincères remerciements à mon jury de soutenance : M. Guy FRIEDRICH, qui a accepté de présider ce jury. Je remercie Mme. Afef LeBOUC, M. Stephane CLENET, M. Mohamed BENBOUZID pour m'avoir fait l'honneur d'être les rapporteurs de ce travail.

Je remercie également M. Jean-Louis Coulomb, pour ses remarques et son support scientifique durant cette thèse

M. Christophe Guérin de Cedrat à Meylan

Je pense également à tous mes collègues de Valeo systèmes Electriques et Moteurs et tous les doctorants du G2ELAB.

Je dédie ce travail à la famille TAMTO.

INTRODUCTION

Les alternateurs à griffes constituent de nos jours les seules sources électromécaniques d'énergie électrique à bord des véhicules automobiles. Entraînés par le moteur thermique, ils fournissent l'énergie nécessaire à l'alimentation des auxiliaires de plus en plus nombreux dans l'automobile. La simplicité de leur structure les rend particulièrement attractifs pour leur réalisation à coût réduit. Cependant, pour satisfaire l'industrie automobile, leur puissance croît sans cesse. Les utilisateurs imposent de nouvelles contraintes relatives à leur puissance mais également à leur rendement, la figure 1 montre un exemple d'évolution, sur une douzaine d'années, du débit d'alternateurs à griffes dans un même encombrement. En outre, pour assurer un plus grand confort aux usagers, des contraintes de bruits très exigeantes, leur sont imposés.

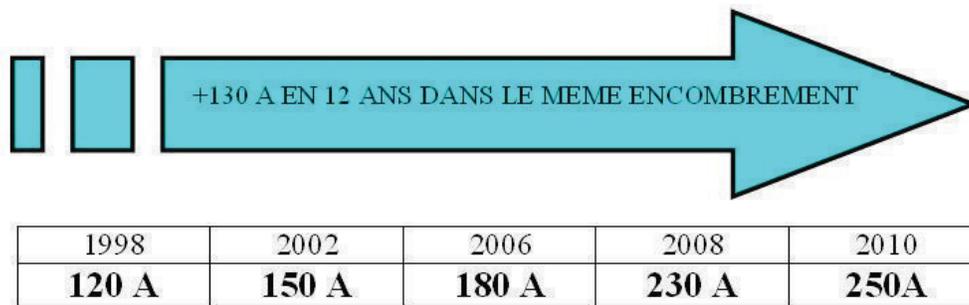


Figure1 : Evolution du débit en 12 ans dans le même packaging

De nombreuses études ont fait l'objet de publications récentes notamment dans le domaine de la modélisation de cette machine et de l'amélioration des performances énergétiques de l'alternateur : [CEI-85], [IEE-85], [DOS-94].

Des études complémentaires sont nécessaires afin de satisfaire aux demandes des constructeurs automobiles. Ces demandes concernent une amélioration des machines actuelles et surtout la recherche de modèles électriques équivalents pour réaliser des simulations fines du comportement de l'alternateur dans son environnement. Il existe aujourd'hui des méthodes de détermination des paramètres des alternateurs de puissance élevée comme ceux utilisés dans les centrales électriques. Ces méthodes font l'objet de normes connues et reconnues sur le plan international. Seulement, leur application aux alternateurs à griffes ne peut pas se faire sans une adaptation préalable. Car si le principe est convenable il faut adapter cette méthodologie aux cas qui nous concernent, notamment les régimes fortement saturés et à vitesse de rotation variable.

La demande principale des constructeurs automobiles est l'augmentation du rendement en vue de diminuer la consommation de carburant et aussi pour satisfaire les nouvelles contraintes en matière d'émission de CO₂. L'union européenne prévoit la limitation de

ces émissions pour les véhicules à 120g CO₂/km d'ici 2012 et 95g CO₂/km en 2020. Dès janvier 2008, la France a mis en place un système de bonus malus pour encourager l'achat de véhicules moins polluants. Enfin, les fonctions STOP and GO et le FREINAGE RECUPERATIF, qui sont maintenant associées à cette machine nous obligent à mettre en place une commande optimisée de la machine et, pour y parvenir, il faut déterminer avec précision les différents paramètres de la machine.

Il nous apparaît très important de mettre en place des :

- Méthodologies de détermination des paramètres pour les machines de l'automobile, en s'inspirant de ce que l'on connaît.
- Méthodologies de séparation des pertes en sachant que les machines étudiées ont des rotors massifs. On pourra ensuite relier les différents paramètres aux dimensions géométriques, ce qui nous permettra par la suite d'optimiser les pertes et donc le rendement de ces machines.
- Structures de machines qui allient rendement élevé, discrétion acoustique ainsi qu'un débit avec un taux d'harmoniques réduit.

Le travail présenté ici comportera plusieurs étapes :

Tout d'abord une description de l'alternateur à griffes et de son principe de fonctionnement sera présentée dans le premier chapitre. Nous y ferons aussi quelques rappels théoriques sur la mise en équations des machines synchrones en régime permanent.

Ensuite, dans le deuxième chapitre, une analyse fine sera réalisée sur les méthodes d'identification actuellement en vigueur sur les alternateurs de grande puissance en régime permanent. A l'issue de cette analyse, on adaptera ces méthodes aux alternateurs à griffes. Si pour les grands alternateurs, ces méthodes sont bien connues et maîtrisées, leur adaptation aux alternateurs à griffes n'est pas évidente. Cela nécessitera un travail à la fois théorique et expérimental. Enfin, nous envisageons de mettre au point une méthodologie systématique et rapide, éventuellement automatique, d'identification des paramètres des machines à griffes. Les paramètres obtenus devront rendre compte du mode de fonctionnement imposé.

Le troisième chapitre consistera en l'étude de la machine en régime transitoire dans le but essentiel de pouvoir évaluer les pertes fer notamment dans le rotor massif. Ceci permettra d'élaborer une méthodologie de séparations des pertes tant en essais qu'en simulations par éléments finis. En effet, à cause de la faible valeur de l'épaisseur de peau il est difficile d'évaluer les courants de Foucault par éléments finis car il faut un maillage excessivement fin.

Dans un quatrième chapitre nous développerons des axes d'améliorations des performances de la machine à griffes, notamment sur la réduction de la réaction magnétique de l'induit.

Enfin, on évaluera les perspectives qui peuvent être abordées et les améliorations à apporter à cette étude.

Chapitre I
La machine à griffes

Introduction

La machine à griffes fonctionne suivant le même principe que les machines synchrones traditionnelles. Entraînée par le moteur à combustion interne du véhicule, en mode alternateur, elle a pour rôle d'alimenter en courant continu tous les récepteurs reliés au réseau de bord, et plus particulièrement de charger la batterie. Le développement des alimentations, des convertisseurs à fréquence variable et l'utilisation des aimants au rotor permettent d'étendre son utilisation au mode moteur.

Ce chapitre, fait un rappel sur la structure des machines à griffes, les différents modèles en régime permanent des machines synchrones et l'état de l'art sur les modes de détermination des paramètres de ces modèles. Le premier point décrit les principaux éléments constitutifs des machines à griffes, le deuxième donne le fonctionnement général de ces structures. Le troisième point présentera les modèles électriques équivalents en régime permanent: le modèle de Potier et celui de Behn-Eschenburg, dont l'évaluation est décrite dans les normes [IEE-95] et [CEI -85] et certains auteurs [EL-91].

I-1 Structure

L'alternateur est principalement constitué de deux armatures: le stator et le rotor séparés par un entrefer, d'un redresseur, d'une paire de paliers et d'un régulateur. La figure 1.1 montre la vue éclatée d'un alternateur à griffes fabriqué par la société Valeo Equipements Electriques et Moteurs.

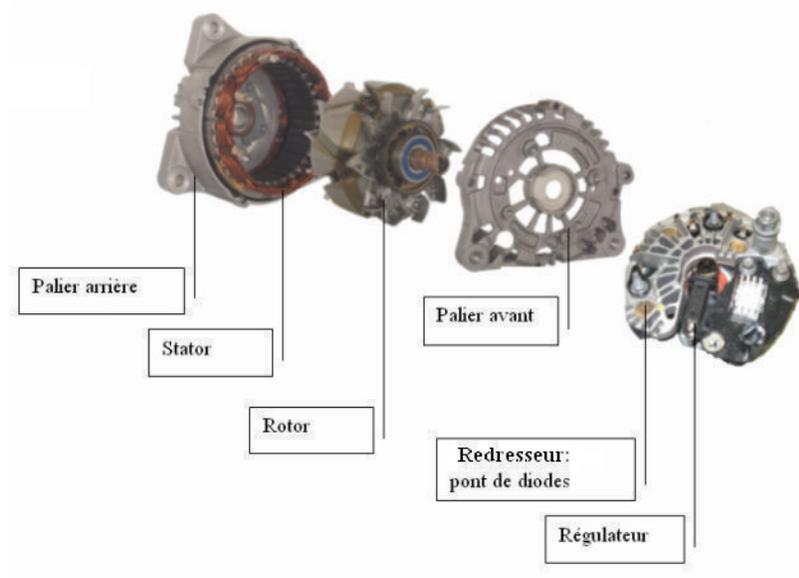


Fig1.1-Vue éclatée d'un alternateur à griffes

Le stator est constitué d'un empilement de tôles magnétiques comportant des encoches pour contenir un bobinage à n phases comme sur la figure 1.2. On trouve dans le commerce, plusieurs types de bobinage: triphasé triangle ou étoile, des doubles triangles etc.



Fig1.2- Vues d'un stator bobiné

Le rotor de la figure 1.3 comprend deux plateaux à griffes en fer massif entre lesquels est placé l'enroulement inducteur. La disposition particulière des griffes intercalées permet de créer une alternance de p pôles nord et p pôles sud, chaque machine a donc p paires de pôles. La bobine excitatrice est alimentée par des bagues tournantes sur lesquels frottent des balais. Ces contacts glissants posent des problèmes: la variation permanente de l'aire réelle de contact entraîne une variation de la résistance électrique de contact et donc des instabilités de courant en sortie. Ce phénomène est appelé chattering.

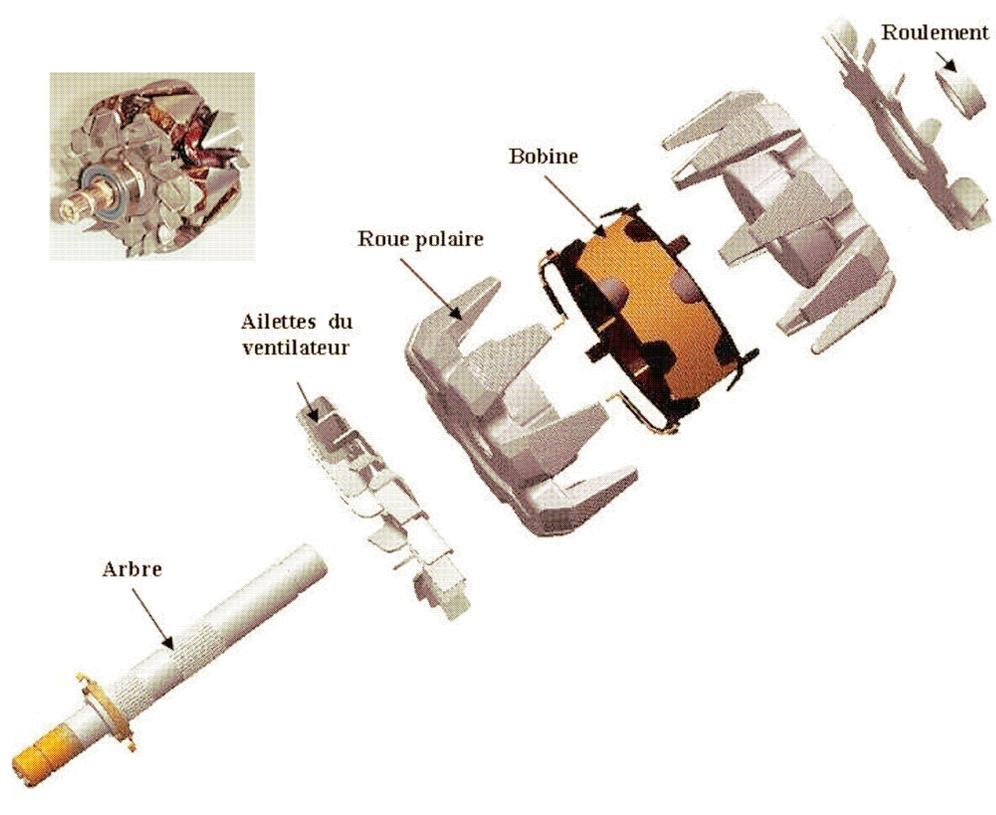


Fig1.3-Vue éclatée d'un rotor à griffes

Plusieurs variantes existent: aimants intercalés entre les griffes, griffes carrées, machines à double rotor etc.

I-2 Principe de fonctionnement

En mode alternateur, l'excitation imposée aux bornes de l'enroulement rotorique et l'entraînement du rotor par le moteur thermique, au moyen d'une courroie, vont engendrer un champ tournant dans l'entrefer. Ce champ crée aux bornes des phases statoriques une force électromotrice proportionnelle à la vitesse de rotation du rotor et au flux embrassé par chaque phase. Il apparaît ainsi aux bornes de l'induit un système polyphasé de tensions. Ensuite, le pont de diodes va transformer le système de courants alternatifs débités en aval de l'alternateur en courant continu qui permet d'alimenter le réseau de bord et de charger la batterie. Le régulateur détecte les baisses de tensions dans le circuit électrique et adapte l'excitation aux bornes de l'enroulement rotorique en fonction de la charge et de la vitesse.

En mode moteur, le stator est alimenté par une source polyphasée équilibrée de fréquence donnée, le rotor est excité en continu : dans l'entrefer, apparaît un champ

tournant qui suit le champ statorique avec un déphasage. Un couple électromagnétique est ainsi créé et qui va entraîner la rotation du rotor.

Les demandes croissantes de confort et de sécurité dans les véhicules induisent l'augmentation des récepteurs. Ce qui fait des voitures de véritables réseaux électriques embarqués comme on peut le voir à la figure 1.4.

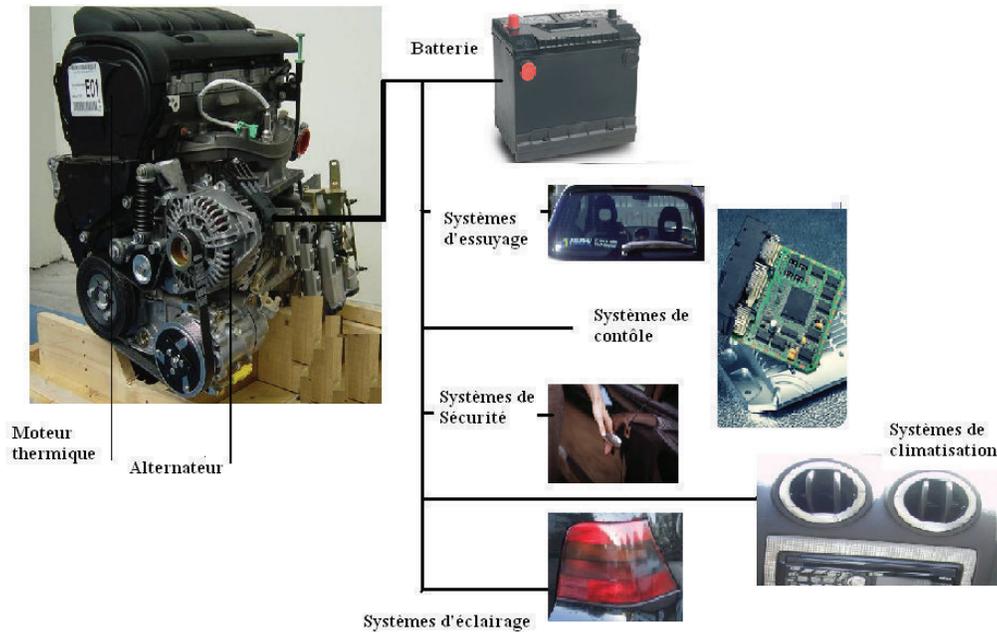


Fig1.4-Réseau de bord du véhicule

La présence de la batterie impose un fonctionnement de l'alternateur à tension imposée, ce qui permet de rapprocher sa modélisation de celle des réseaux électriques. Cependant la vitesse de l'alternateur est variable puisque imposée par le moteur thermique. Les modèles classiques des alternateurs doivent donc être adaptés à ce mode de fonctionnement particulier.

I-3 Les modèles électriques équivalents

L'objectif est ici de pouvoir mettre en place une méthodologie d'obtention rapide des paramètres des modèles électriques équivalents de la machine à griffes. Pour le régime permanent, nous nous sommes limités aux modèles de Behn-Eschenburg et de Potier. Le modèle de Behn-Eschenburg est intéressant car sa simplicité permet une bonne compréhension du fonctionnement de la machine, mais il n'est valable qu'en régime très faiblement saturé. Le modèle de Potier ou diagramme des normes suisses qui fait

l'hypothèse de grandeurs sinusoïdales prend en compte la saturation et donne une meilleure prédétermination des caractéristiques de la machine à griffes.

I-3-1 Le Modèle de Behn-Eschenburg

Ce modèle est valable sous certaines hypothèses :

- L'alternateur est à pôles lisses : les inductances relatives à chaque armature sont indépendantes de la position angulaire.
- L'alternateur n'est pas saturé : de ce fait, les relations entre flux et courants sont linéaires. De plus il est possible d'additionner les flux produits par les différents courants.

Dans le repère lié au rotor, l'axe d est l'axe des pôles, l'axe q celui en quadrature avec l'axe d. Le rapport de saillance est défini comme le rapport de l'inductance d'axe d par celle d'axe q. Ce rapport est de 1 pour les machines à pôles lisses. Le rapport de saillance des alternateurs à griffes est proche de l'unité comme le montre la figure 1.5, on peut donc considérer que ces alternateurs se comportent comme des machines à pôles lisses.

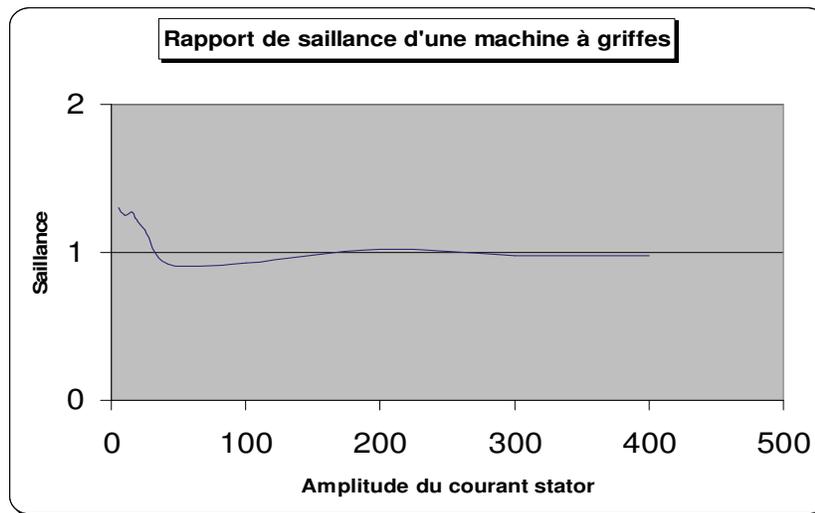
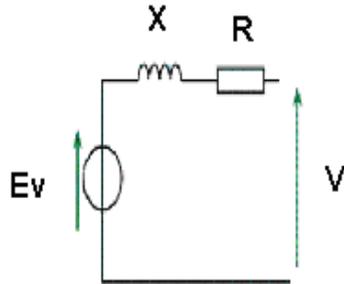


Fig1.5-Saillance proche de l'unité pour une machine à griffes

Ce modèle suppose alors que le flux en charge dans l'induit, pour une excitation donnée, est la somme du flux à vide créé par l'inducteur pour cette excitation et du flux propre de l'induit. Le flux à vide est lié à la force électromotrice à vide E_v et le flux de l'induit à l'inductance synchrone de l'induit L .

La force électromotrice en charge dans une phase, en appliquant la loi d'Ohm, est égale à la somme de la tension simple V et de la chute ohmique et inductive aux bornes de la phase considérée.

Chaque phase peut alors être représentée par une source de tension ayant une impédance interne comme représenté aux figures 1.6 et 1.7.



- E_v : Fem à vide
- V : Tension aux bornes d'un enroulement
- R : Résistance de l'enroulement
- $X = L \omega$: Réactance synchrone.
- L : Inductance synchrone
- ω : Pulsation électrique

Fig1.6-Modèle électrique équivalent de Behn-Eschenburg

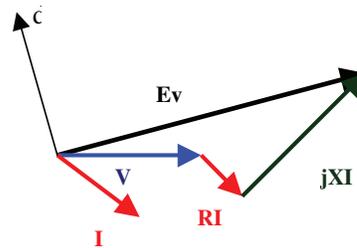


Fig1.7-Diagramme des tensions du modèle électrique de Behn-Eschenburg

Lors d'un court-circuit symétrique et permanent de l'induit et en considérant qu'à grande vitesse, R est négligeable devant X , le système d'équations (1.1) permet de calculer l'inductance synchrone.

$$\left\{ \begin{array}{l} V=0 \\ \sqrt{X^2 + R^2} = \frac{E_v}{I_{cc}} \\ X \approx \frac{E_v}{I_{cc}} \Rightarrow L = \frac{E_v}{I_{cc}\omega} \end{array} \right. \quad (1.1)$$

L'inductance synchrone du diagramme de Behn-Eschenburg est entièrement déterminée par le fonctionnement à vide et en court-circuit de la machine.

Critique du modèle

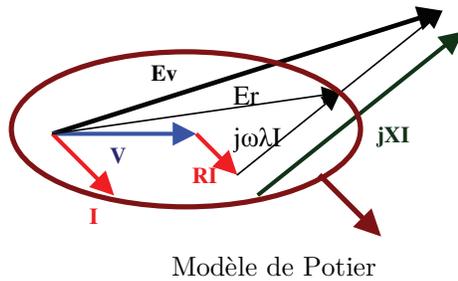
Même si ce modèle donne une explication simplifiée du fonctionnement en charge de la machine à griffes et une idée des performances. Le circuit magnétique est très fortement saturé en fonctionnement normal et la propriété d'additivité des flux n'est plus valable car on ne peut séparer ainsi l'action de l'induit et celle de l'inducteur. Toutefois il est toujours possible de sommer les ampères-tours dans la machine, ce que fait le modèle de Potier qui permet alors la prise en compte de la saturation.

I-3-2 Le modèle de Potier

Les hypothèses qui définissent ce modèle sont les suivantes :

- Le circuit magnétique est saturé : les flux de fuites et le flux correspondant aux lignes d'induction traversant l'entrefer sont séparés.
- La machine est à pôles lisses.

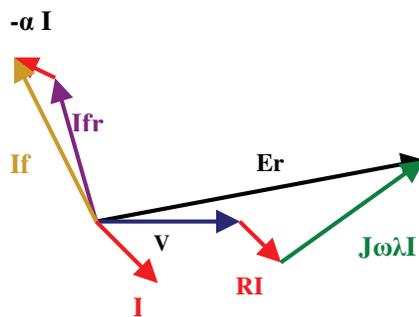
Le modèle de Potier suppose que le flux résultant en charge est la somme du flux dû à l'action commune du stator et du rotor d'une part dans l'entrefer et des flux de fuites du stator d'autre part. Ces fuites qui traversent le stator sans se refermer dans le rotor comprennent les fuites d'encoches, les fuites dans les têtes de bobines et les fuites différentielles. Contrairement à Behn-Eschenburg, cette méthode considère que la force électromotrice résultante est due à la somme vectorielle des ampères-tours stator, dont on ne considère que le premier harmonique, et des ampères-tours rotor ramenés au stator. Les fuites étant caractérisées par une inductance de fuites appelée aussi inductance de Potier, compte tenu des trajets aériens des fuites, on peut estimer que cette inductance est constante en première approximation. Le diagramme des tensions par phase est représenté par la figure 1.8.



Er représente la Fem résultante dans l'entrefer
 λ est l'inductance de fuites ou inductance de Potier.

Fig1.8-Diagramme des tensions du modèle électrique de Potier

Le diagramme de Potier des tensions et des courants de la machine est représenté à la figure 1.9.



Er: Fem résultante dans l'entrefer
 λ : Inductance de fuites
 α : Coefficient d'équivalence de Potier
 I_{fr} : Courant d'excitation correspondant à Er
 I_f : Courant d'excitation à vide
V: Tension aux bornes d'un enroulement
I: Valeur efficace du courant dans une phase

Fig1.9-Diagramme vectoriel du modèle de Potier

Les relations vectorielles du système (1.2) caractérisant le fonctionnement de la machine sont :

$$\begin{cases} \bar{I}_{fr} = \bar{I}_f + \alpha \bar{I} \\ \bar{E}_r = \bar{V} + \bar{R}I + J\omega\lambda\bar{I} \end{cases} \quad (1.2)$$

α , le coefficient d'équivalence de Potier est défini de telle sorte que I ampères alternatifs dans le stator produisent la même force magnétomotrice que αI continus dans le rotor: c'est le courant du stator ramené au rotor. On peut aussi lui donner une représentation analytique [SEG-94] :

$$\alpha = \frac{3\sqrt{2}N_{Stator}}{\pi N_{Rotor}} \quad |(N_{Stator} : \text{nombres de spires stator}, \quad N_{Rotor} : \text{nombres de spires rotor})$$

En court-circuit et en débit inductif (l'alternateur débite sur une charge inductive ou capacitive pure), les équations vectorielles deviennent des équations algébriques comme l'illustre les figures 1.10 a et b.

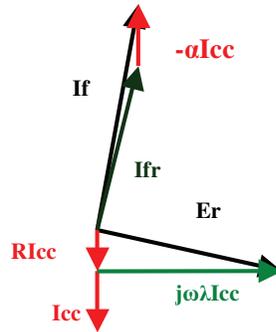


Fig1.10a-Diagramme vectoriel de Potier en court-circuit

A partir de la figure 1.9a, le système vectoriel (1.2) donne alors le système algébrique (1.3):

$$\begin{cases} I_{fr} = I_f + \alpha I_{cc} \\ E_r \approx \omega \lambda I_{cc} \end{cases} \quad (1.3)$$

De la même manière en débit inductif, le diagramme représenté à la figure 1.10b permet de simplifier les relations entre les différentes grandeurs.

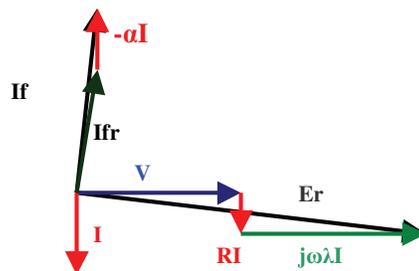


Fig1.10b-Diagramme vectoriel de Potier débit inductif

Le système d'équations (1.2) donne en faisant des approximations le système d'équations (1.4):

$$\begin{cases} I_{fr} = I_f + \alpha I \\ E_r \approx V + \omega \lambda I \end{cases} \quad (1.4)$$

Les équations algébriques (1.3) et (1.4) permettent de déterminer les paramètres du modèle de Potier à partir du court-circuit, de l'essai à facteur de puissance nul et l'essai à vide.

Nous allons utiliser une autre méthode pour le calcul de l'inductance de fuites : le fonctionnement à pleine charge de la machine.

Fonctionnement en charge

Dans le cas particulier des alternateurs automobiles, la machine débite sur un pont de diodes. Le déphasage entre le courant et la tension est alors nul. Le diagramme vectoriel de Potier de la machine est représenté à la figure 1.11:

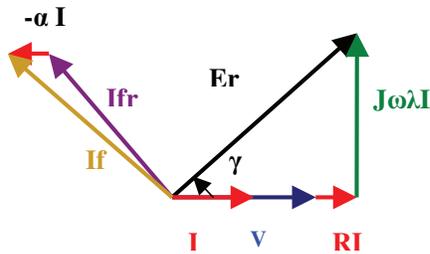


Fig1.11-Diagramme vectoriel de Potier en charge pour les alternateurs automobiles

A partir de la figure 1.10, on déduit le système algébrique (1.5)

$$\begin{cases} I_f^2 = I_{fr}^2 + (\alpha I)^2 - 2\alpha I I_{fr} \cos(\gamma + \frac{\pi}{2}) \\ E_r^2 = (V + RI)^2 + (J\omega\lambda I)^2 \\ \tan(\gamma) = \frac{\lambda\omega I}{(V + RI)} \end{cases} \quad (1.5)$$

Cette configuration permet, à partir de l'essai à vide et de l'essai en charge de déterminer les paramètres de Potier en résolvant le système ci-dessus.

Critique du Modèle

On pourrait poser un bémol à l'utilisation de ce modèle pour les machines à griffes dont les pôles ne sont pas complètement lisses mais en fait le champ produit dans l'induit ne se trouve jamais dans l'espace l'interpolaire et donc le flux statorique voit toujours un entrefer constant. Cependant, l'hypothèse des grandeurs sinusoïdales n'est pas toujours représentative du fonctionnement réel comme nous le verrons par la suite.

I-4 Etat de l'art

Les normes [IEE-95] et [CEI-85] présentent différentes méthodes pour caractériser les machines synchrones en régime permanent. La norme CEI, n'est valable que pour les machines synchrones triphasées dont la valeur minimale de la puissance assignée est de 1kVA au moins et dont la plage de fonctionnement va de 15 Hz à 400 Hz. Cette norme n'est pas valable pour des machines synchrones spéciales : inducteurs à aimants permanents etc.

Les paramètres à déterminer pour le régime permanent sont :

- La réactance longitudinale X_d C'est le quotient du fondamental de la force électromotrice de l'induit produit par le flux longitudinal total dû au courant longitudinal, par la valeur du terme fondamental de ce courant.
- Le rapport de court circuit K_{cc} : C'est le rapport de l'intensité du courant d'excitation qui permet d'avoir la tension nominale à vide par le courant d'excitation qui permet d'avoir le courant nominal en court-circuit.

Ces deux paramètres sont déterminés à partir de l'essai à vide et de l'essai en court-circuit.

- L'inductance de fuites, est calculée par la méthode de Potier ou la méthode à rotor enlevé. Le principe de la méthode à rotor enlevé est d'utiliser uniquement le stator, le rotor étant sorti de l'alésage afin de déterminer l'inductance de fuites. Le stator est alimenté par une source de courant symétrique dont on fait varier le module d'une valeur très faible à une valeur proche du courant nominal. Même si cette méthode fait l'objet d'une norme et est citée dans plusieurs articles [DOS-94], peu d'auteurs présentent des résultats de mises en œuvres expérimentales. Selon la norme [CEI-60034-4 85] pour les machines triphasées l'induit est alimenté par une source de tension triphasée symétrique. On place une bobine exploratrice près de l'entrefer de façon à ne pas prendre en compte les fuites supplémentaires. La longueur

de cette bobine est celle du circuit magnétique de l'induit qui comprend le stator et les têtes de bobine. Sa largeur est égale au pas polaire si le nombre d'encoches par pôle et par phase est un entier, sinon elle est prise égale à l'entier directement inférieur au pas polaire. Les extrémités de la bobine exploratrice sont repliées vers l'intérieur afin de la soustraire à l'influence des têtes de bobines statoriques. Pour chaque point, on relève U la tension composée, I le courant de ligne, P la puissance absorbée et Ub la tension aux bornes de la bobine exploratrice, ces grandeurs permettent de calculer la réactance de fuites avec les relations ci-dessous.

- Dans le cas d'un nombre entier d'encoches par pôle et par phase est donné par le système 1.6:

$$\begin{cases} X = X_a - X_b \\ X_a = \sqrt{Z^2 - R^2} \\ X_b = \frac{U_b}{I} \frac{N_s \cdot K_{bs}}{N_b} \end{cases} \text{ avec } Z = \frac{U}{I\sqrt{3}} \text{ et } R = \frac{P}{3I^2} \quad (1.6)$$

Z : Impédance d'une phase
 U : Tension simple par phase (V)
 I : Courant de ligne (A)
 Ns : Nombre de spires par phase
 Kbs : Coefficient de raccourcissement de l'induit
 Ns : Nombre de spires de la bobine exploratrice

X : Réactance de fuites (Ω)
 Xa : Réactance totale dans le circuit magnétique de l'induit (Ω)
 Xb : Réactance due au flux à travers la surface active de l'induit créée par l'induit à travers la surface normalement occupée par le rotor (Ω)

- Dans le cas contraire c'est l'équation 1.7 qui définit la réactance de fuites :

$$X_b = \frac{U_b}{I} \frac{N_s \cdot K_{bs}}{N_b \sin(\frac{q}{3q} \frac{\pi}{2})} \quad (1.7)$$

q': entier directement inférieur au pas polaire

En l'absence de bobine exploratrice, on peut utiliser une valeur empirique de Xb

$$X_b = \frac{15(N_s \cdot K_{bs})^2 (L + \tau_p / 6) f}{p} 10^{-8} \quad (1.8)$$

f : fréquence de la source d'alimentation (Hz)
 L : longueur du circuit magnétique(cm)
 τ_p : Pas polaire (cm)

La norme préconise d'utiliser la valeur de X_b obtenue par essais, toutefois elle propose aussi de remplacer l'inductance de fuites par $a.X_a$, où a est un coefficient empirique.

[TAIEB-06] calcule l'inductance de fuites en combinant une résolution par éléments finis en 2D et 3D. Le stator est alimenté en courant et les calculs de l'énergie électromagnétique avec la géométrie distribuée en 2D et 3D comme le montre la figure 1. 12, donnent respectivement les inductances L_{2D} et L_{3D} .

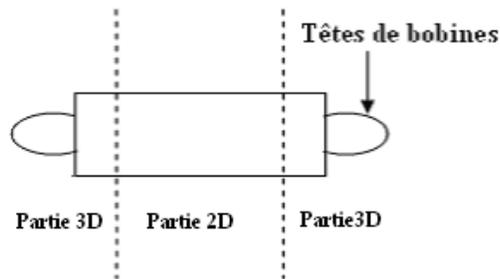


Fig1.12-Distribution des domaines pour le calcul par éléments finis [TAIEB-06]

En faisant l'hypothèse d'une variation linéaire de l'inductance de fuites dans la machine en fonction de la longueur du circuit magnétique, les parties 2D et 3D étant respectivement de longueurs l_{2D} et l_{3D} , l'inductance de fuites des têtes de bobine étant la valeur à l'origine en faisant une extrapolation comme indiqué à la figure 1.13.

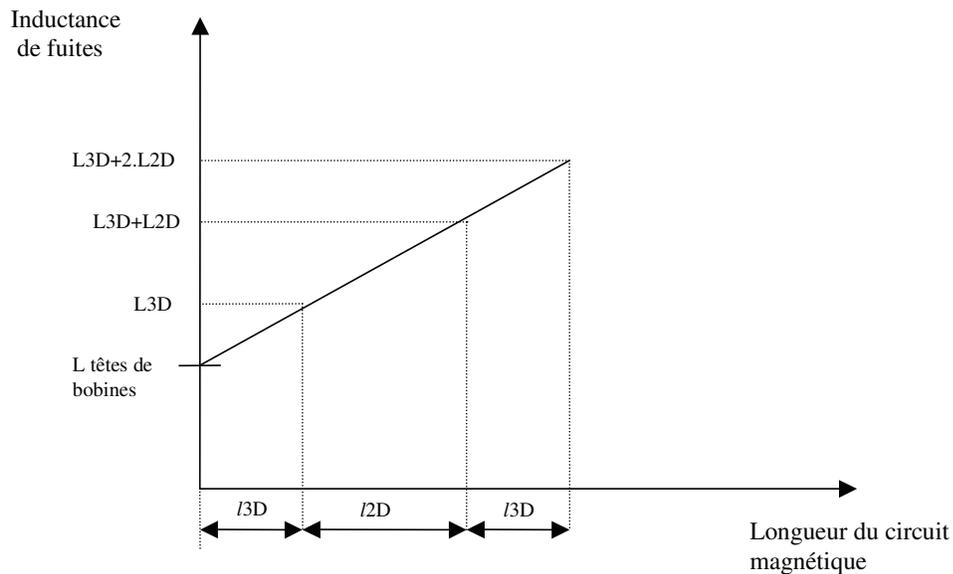


Fig1.13-Inductance de fuites en fonction de la longueur du stator

Dans sa thèse portant sur la modélisation électromagnétique et thermique des moteurs à induction en tenant compte des harmoniques d'espace, S.Mezani, [MEZ-04] propose une méthode alliant essais et calculs pour la détermination des fuites de têtes de bobine des machines asynchrones.

L'essai consiste à alimenter une phase au stator par un courant sinusoïdal, et de déterminer l'inductance totale. En utilisant des simulations éléments finis 2D, le stator alimenté en monophasé, on détermine l'inductance de fuites d'encoches en calculant l'énergie totale du système.

L'inductance de fuite des têtes de bobines est calculée en faisant la différence des deux grandeurs précédentes.

I-5 Bilan de puissance

La transformation de la puissance mécanique fournie au rotor en puissance électrique utilisable par le réseau de bord, se fait avec des pertes, le détail de ce transfert de puissance en mode alternateur est représenté par le graphe de la figure 1.14.

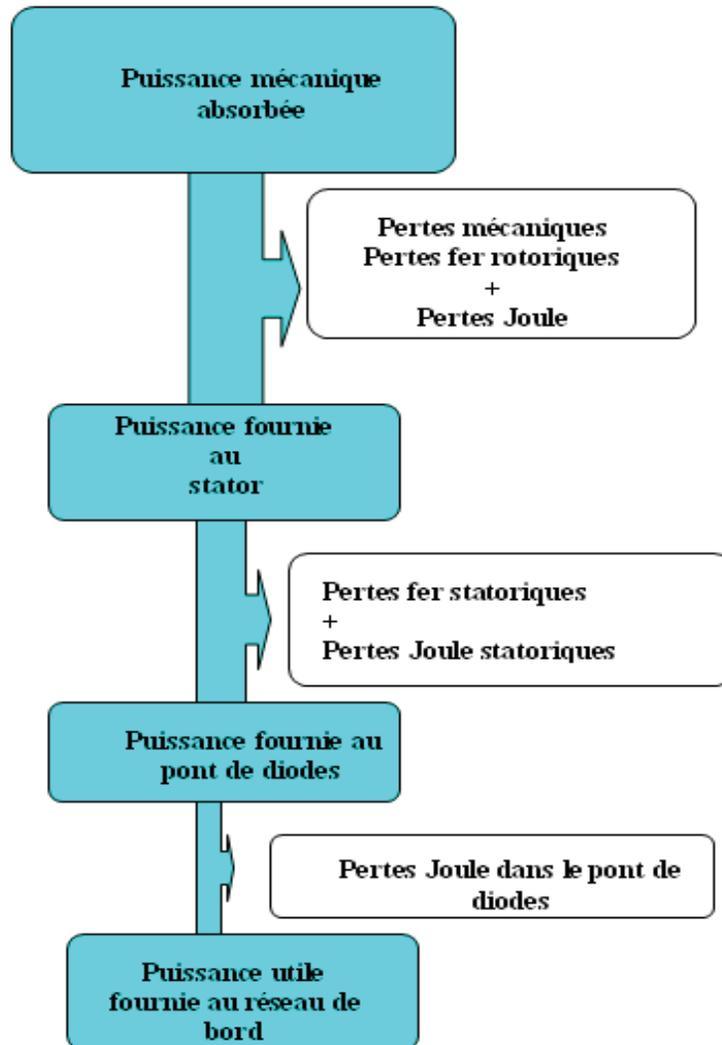


Fig1.14-Bilan de puissance en mode alternateur

Les pertes mécaniques et aérauliques proviennent respectivement des frottements et de la rotation du rotor. Elles sont évaluées en mesurant le couple sur l'arbre du rotor celui-ci ayant préalablement été démagnétisé, sans excitation, les phases du stator étant déconnectées.

N'ayant pas de moyen de mesurer la température du cuivre du rotor, on évalue les pertes joules rotor par le produit de l'excitation par la tension aux bornes des balais ce qui permet de tenir compte des pertes occasionnées par ceux-ci.

Les pertes fers Rotor et Stator sont difficiles à séparer et à évaluer, Bouarroudj [BOUA-05] propose une méthode de séparation de pertes qui permet de mesurer les pertes fer totales de la machine à griffes, en retranchant à la puissance absorbée la

puissance utile et toutes les autres pertes. Les pertes fer sont composées des pertes par hystérésis, des pertes par courant de Foucault et des pertes supplémentaires.

Bertotti a présenté un modèle d'évaluation de ces pertes basé sur une étude statistique [BER-88]. Il a introduit la notion d'objet magnétique correspondant à un groupement de parois liées entre elles. Ce modèle a été amélioré par d'autres auteurs [SLE-90]. La formule des pertes fer résultant de cette méthode étant :

$$P_{fer} = K_h B_m^\alpha f + \frac{d^2}{12} \frac{1}{T} \int_0^T \sigma \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt + K_e \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^{3/2} dt$$

σ : Conductivité du matériau

B : Induction

B_m : Induction Crête

K_h, K_e : Coefficient du matériau

d : Epaisseur propre du matériau

D'autres auteurs présentent une modélisation des pertes fer par le modèle Loss Surface. Ce modèle suppose que le comportement du matériau est parfaitement défini connaissant la valeur instantanée de l'induction B(t) et de sa dérivée temporelle dB/dt. Le modèle initial de Cester a été successivement amélioré par Chevalier et Gautreau, [CES-96], [CHE-99], [GAU-05],.

Les pertes Joules stator sont mesurées expérimentalement grâce à la température du cuivre au stator et la résistance de chaque phase.

Les pertes Joule dans le pont de diodes ou dans un autre système de redressement sont dues à la chute de tension aux bornes du système de redressement

I.6-Conclusion :

Le modèle de Behn-Eschenburg est assez simple à déterminer, mais n'apporte pas suffisamment de précision. Le Modèle de Potier, plus réaliste, est essentiellement défini par la résistance par phase, l'inductance de fuites et le coefficient d'équivalence de Potier. Afin de pouvoir établir une méthodologie adaptée aux alternateurs et alternos - démarreurs automobiles, nous mettons en pratique les essais et simulations des modes de fonctionnement présentés dans ce chapitre.

CHAPITRE II :
*Méthodologie de détermination des
paramètres en régime permanent*

Introduction

Nous avons vu dans le chapitre précédent les fondements théoriques des modèles en régime permanent des machines synchrones. La mise en pratique des différents essais normalisés pour la détermination des modèles électriques des machines synchrones sera présentée dans ce chapitre. Le but ici étant de décrire un canevas pour la caractérisation des alternateurs à griffes.

Les essais sur banc seront d'abord réalisés sur un prototype de machine à griffes. Ensuite, la même démarche sera adoptée pour des simulations éléments finis avec le logiciel FLUX en 3D. Enfin, les paramètres de ces modèles seront utilisés afin de bâtir un modèle numérique VHDL-AMS.

VHDL : Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language, est un langage qui sert à décrire les systèmes matériels à un haut niveau d'abstraction. VHDL-AMS permet de construire des modèles multi physiques, en utilisant les équations différentielles temporelles, la modélisation en Laplace, les sémantiques de connexions comme des lois de Kirchoff généralisées par exemple.

Nous allons obtenir un prototype virtuel de l'alternateur en décrivant physiquement le modèle de Potier : les lois de Kirchhoff du circuit électrique équivalent, les relations liant les flux et un modèle mathématique de la caractéristique à vide.

II-1 Les Essais

II-1-1 L'essai à vide

L'induit est en circuit ouvert: les phases sont déconnectées de toute charge. Le rotor est démagnétisé en appliquant un courant croissant puis décroissant à ses bornes. Il est recommandé de mesurer la tension composée et la tension simple, afin d'observer d'éventuelles composantes homopolaires. Le relevé à vitesse constante de la tension de l'induit et du courant d'excitation donne la caractéristique à vide. La mesure du couple sur l'arbre permet d'obtenir les pertes à vide.

II-1-2 L'essai en court-circuit

Le court-circuit doit être réalisé aussi près que possible de la machine et l'excitation imposée après la mise en court-circuit. On mesure alors le courant dans la phase et l'excitation.

II-1-3 L'essai en débit inductif ou à facteur de puissance nul

La machine doit avoir une charge purement inductive ou capacitive. Or il est très difficile de trouver les inductances ou capacités de puissance adaptées à cette machine. On peut alors utiliser comme charge un alternateur de plus grande puissance qui fonctionnera en compensateur synchrone. Cet essai est peu concluant comme l'a montré Rambosson [RAM-04]. Nous avons alors piloté électroniquement le déphasage du courant et de la tension pour qu'il soit de 90° .

II-1-4 Essai en charge

Cet essai est réalisé avec le pont de diodes ou un redressement synchrone et avec le régulateur (sur l'inducteur). La charge est une batterie branchée en parallèle avec une charge résistive modélisant le réseau de bord, la tension étant maintenue constante à ces bornes durant l'essai.

Il suffit de relever pour différentes vitesses de rotation le courant moyen débité dans la charge, les grandeurs électriques aux bornes des phases, l'excitation, les températures des tôles et des bobines statoriques, le couple mécanique.

II-1-5 L'essai à rotor enlevé

Sans rotor, le stator est alimenté par une source de courant triphasé, dont on fait varier le module d'une valeur très faible à une valeur proche du courant nominal : le flux principal est ainsi supprimé et on ne mesure que les flux de fuites.

L'inductance de fuites est ainsi déduite des grandeurs électriques aux bornes de chaque phase comme suit :

$$X_a = \sqrt{Z^2 - R^2} \quad (2.1)$$
$$Z = \frac{V}{I}$$

| | |
|---------|--------------------------|
| X_a : | Réactance de fuites |
| Z : | Impédance d'une phase |
| V : | Tension simple par phase |
| I : | Courant de ligne |

Ces essais vont être réalisés avec une machine M1, sans aimants au rotor. Les caractéristiques de cette machine sont présentées dans le paragraphe II-2.

II-2 Machine M1 : Essais

C'est une machine synchrone à six paires de pôles, bobinée en triphasé étoile.

II-2-1 Le stator

Le paquet de tôles d'une masse de 460 grammes est constitué de tôles M800 -100A (voir courbe B (H)) de 1mm d'épaisseur. L'enroulement de chaque phase est réalisé avec deux fils en main de 0,145 mm de diamètre en 6 spires et réparti dans les 36 encoches. La résistance par phase est de 27 milli Ohms à température ambiante.

II-2-2 Le Rotor

Il est composé de deux plateaux en acier doux de six griffes chacune. Un fil de 0,8 mm de diamètre enroulé en 380 spires sur le noyau forme la bobine excitatrice montée sur l'arbre entre les deux plateaux. La résistance de cette bobine est de 2,65 Ohms. Le tableau 1 ci-dessous présente un récapitulatif des principales caractéristiques de cette machine.

| | |
|-------------------------------------|----------------|
| Couplage | Etoile |
| Nombre de paires de pôles | 6 |
| Nombres de spires au rotor | 380 |
| Résistance bobinage rotor | 2,66 ohms |
| Matériau Rotor | Acier SAE-1002 |
| Nombre de phases statoriques | 3 |
| Nombre de spires par phase | 6 |
| Résistance par phase | 27milliohms |
| Nombre d'encoches statoriques | 36 |
| Diamètre intérieur/extérieur stator | 99/127 mm |
| Epaisseur entrefer | 0.365 mm |
| Matériau stator | M800-50A |

Tableau 1

II-2-3 Essai à vide

Le schéma de câblage pour cet essai est celui de la figure 2.1. Une alimentation stabilisée permet d'imposer un courant continu au rotor. Un oscilloscope quatre fils, permet de visualiser les formes de d'ondes des tensions simple et composé.

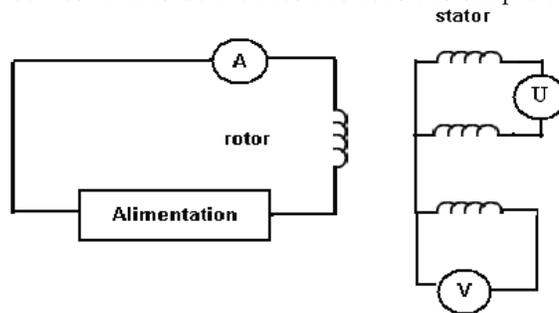


Fig. 2.1-Câblage pour l'essai à vide

On relève la tension entre deux phases et la tension simple, pour chaque courant d'excitation. La figure 2.2a montre la forme d'onde de la tension simple pour une

excitation de 4 A et une vitesse imposée de 1800 tours/mn. La transformée en séries de Fourier de cette tension, sur la figure 2.2b, montre une prépondérance du fondamental à 180 HZ et un faible harmonique 3, ce qui valide l'hypothèse des grandeurs sinusoïdales.

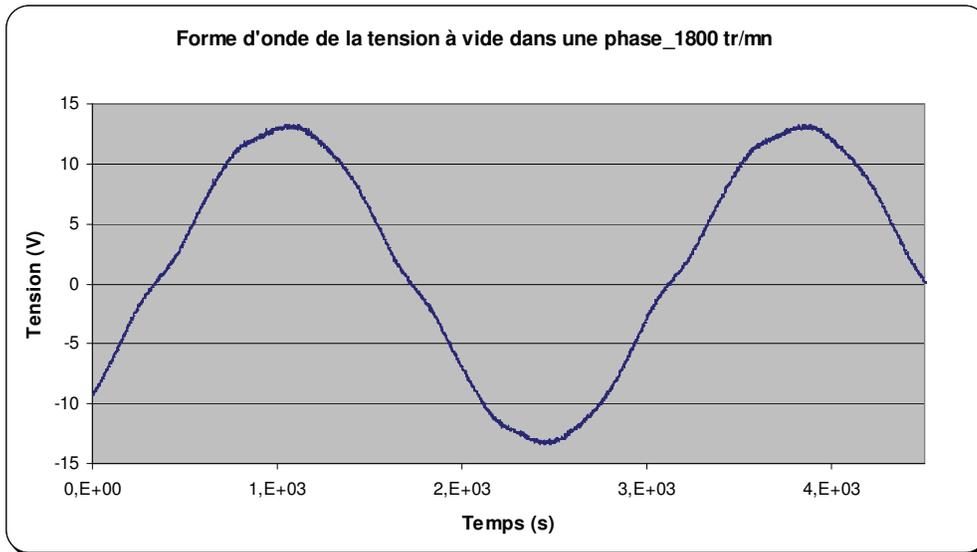


Fig. 2.2a-Tension simple à vide pour une excitation de 4A

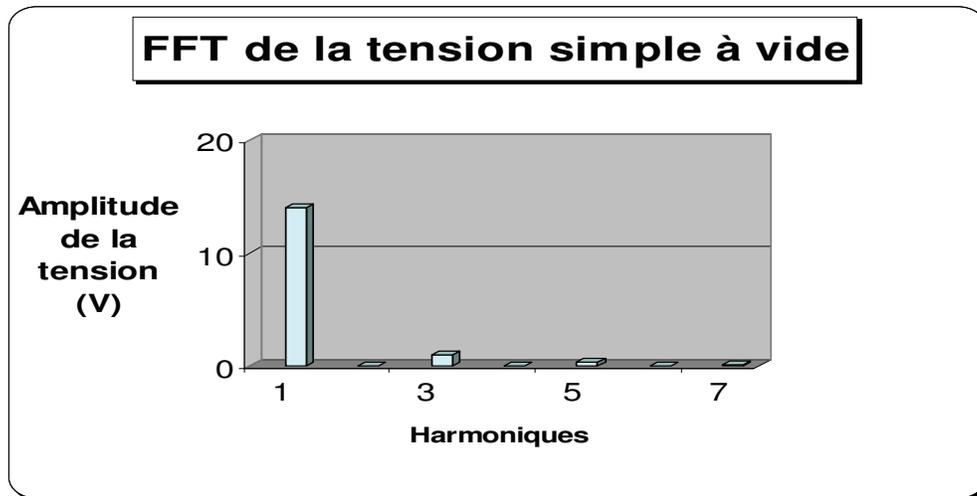


Fig 2.2b-Transformée de Fourier de la tension simple à vide

La forme d'onde et l'analyse spectrale de la tension composée (figures 2.3 a et b), montre la disparition de l'harmonique 3.

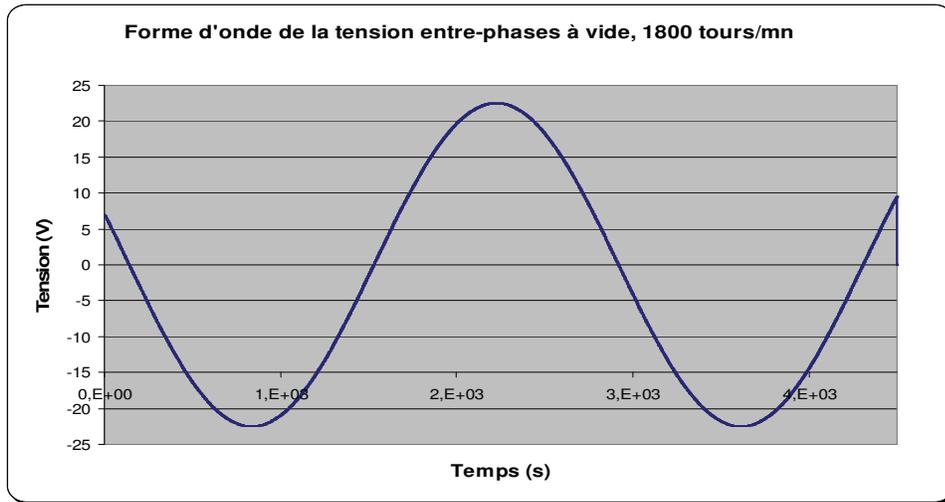


Fig. 2.3a-Tension composée à vide pour une excitation de 4A

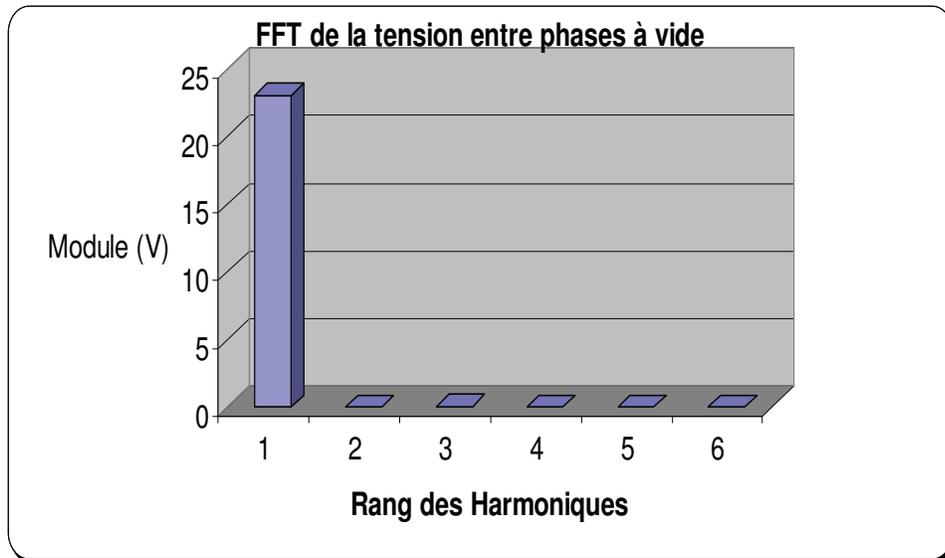


Fig 2.3b-Analyse spectrale de la tension composée à vide

Pour une meilleure précision, il faut prendre la valeur de la tension composée et en déduire la valeur efficace de la tension simple. La figure 2.4 montre la caractéristique obtenue par cet essai.

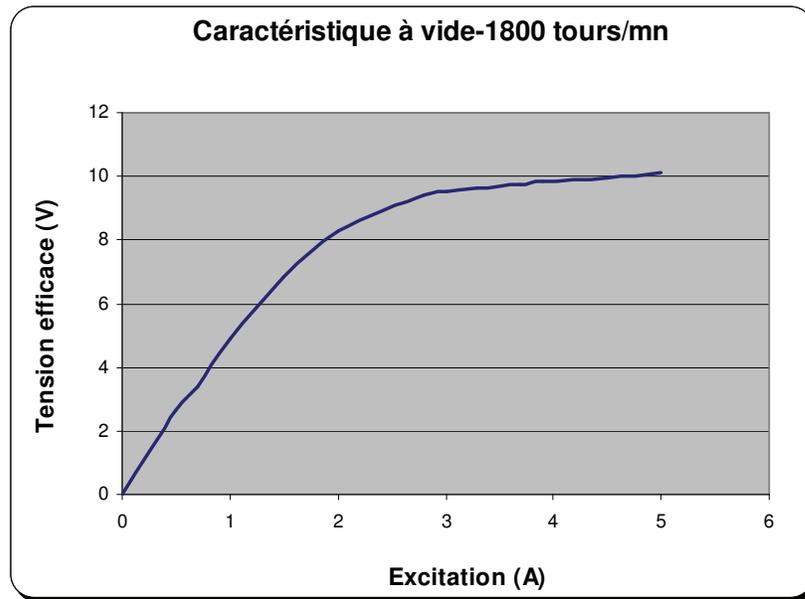


Fig 2.4-Caractéristique à vide à 1800 tours/mn

Cet essai est aussi utilisé pour évaluer la puissance mécanique à vide en relevant le couple sur l'arbre. Cette puissance est la somme des pertes fer dans la machine et des pertes mécaniques sans excitation.

II-2-4 Essai en court-circuit

On câble les phases de la machine comme sur la figure 2.5.

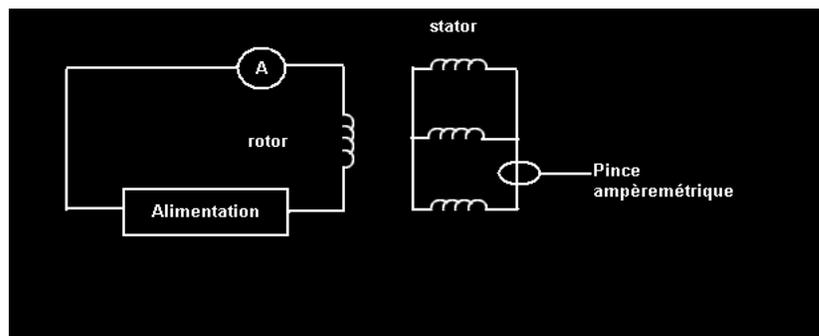
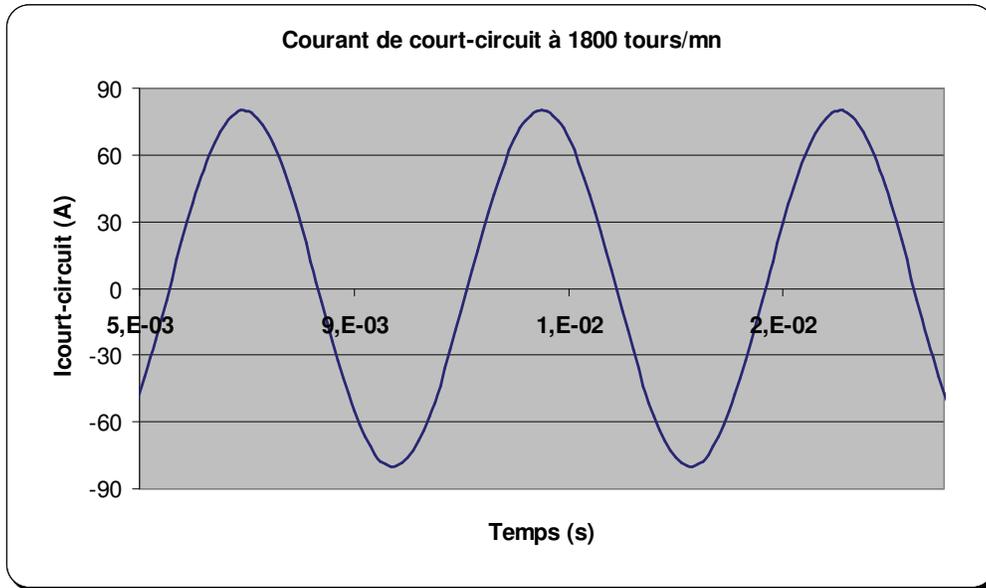


Fig 2.5-Câblage pour l'essai en court-circuit

La caractéristique en court-circuit (figure 2.7) de la machine est obtenue en imposant une vitesse de 1800 tours/mn. La caractéristique obtenue est pratiquement une droite :

le courant statorique en court-circuit est proportionnel à l'excitation. Le courant de court-circuit, dont la forme d'onde est représentée à la figure 2.6 est sinusoïdal.



s

Fig 2.6-Forme d'onde du courant de ligne en court-circuit

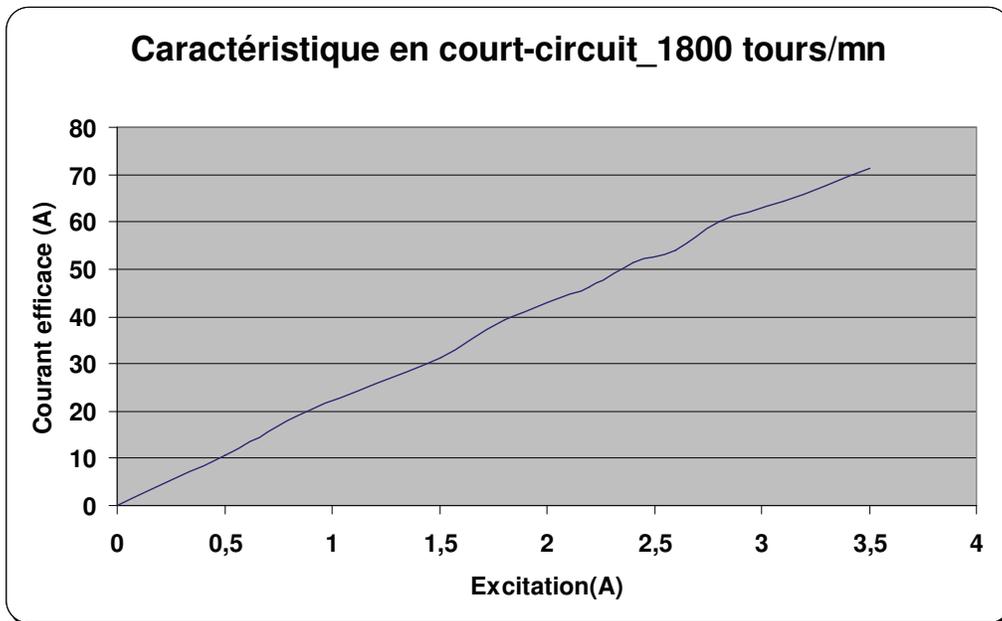


Fig. 2.7-Caractéristique de court-circuit

II-2-5 Essai inductif via l'électronique

Cet essai a pour but de « simuler » l'essai à facteur de puissance nul en imposant aux bornes du stator un courant en quadrature avec la tension.

Cet essai se fait en plusieurs étapes :

Tout d'abord on va choisir une origine des phases pour la tension et le courant, ici ce sera l'axe de pôles. Pour définir cette origine, on fait un essai à vide, à 1000 tours/mn.

Une phase est prise comme référence, on choisit l'origine des phases des grandeurs électriques imposées par l'onduleur lorsque la tension à vide de cette phase est nulle.

Ensuite avec le câblage de la figure 2.8 on va faire un essai à débit inductif. Grâce à l'onduleur, on va imposer en consigne aux bornes du stator un système de courants triphasé déphasé de 90° par rapport à l'origine définie précédemment. Un correcteur proportionnel intégral permet de corriger l'erreur entre la consigne et les mesures et d'imposer via la MLI un système quasiment sinusoïdal aux bornes de la machine.

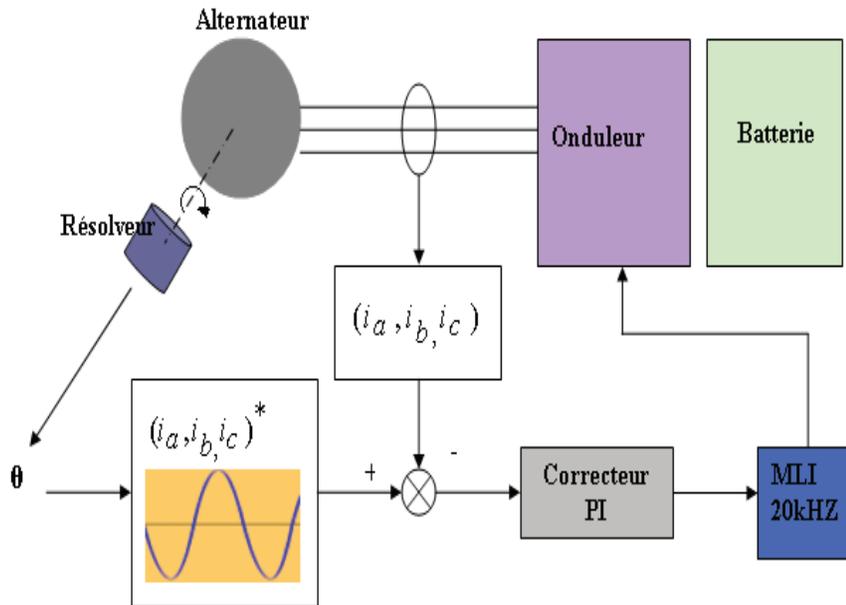


Fig 2.8- Principe de l'essai inductif

On vérifie que le déphasage entre courant et tension est proche de 90° , valeur que nous n'avons pas pu atteindre. Nous avons réalisé un balayage en excitation (0 à 4A) et en amplitude de courant statorique (-180 A à 140 A) ce qui permet d'obtenir plusieurs points de mesures. Le courant et la tension mesurés aux bornes d'une phase pour une excitation de 3 A et une amplitude de 20 A au stator sont représentés sur la figure 2.9. Nous avons dû nous limiter à une vitesse de 1000 tours/mn, à cause des bruits engendrés sur la mesure par la montée en fréquence, car au-delà, les erreurs de mesures étaient trop élevées.

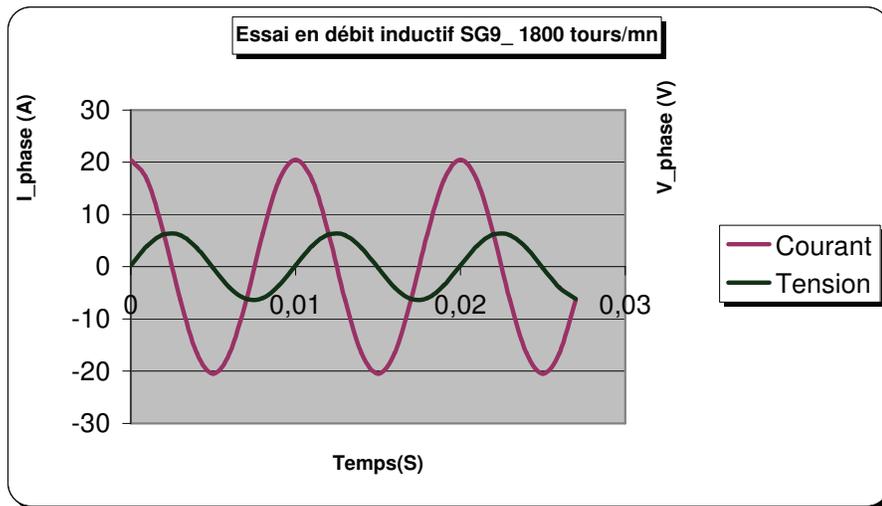


Fig. 2.9- Principe de l'essai inductif

On peut alors avec les résultats d'essais obtenus tracer le diagramme de Potier de la machine.

II-2-6 Principe de construction du diagramme.

La méthode de Potier utilisée pour déterminer les paramètres du modèle électrique en régime permanent consiste en une résolution graphique. Sur la figure 2.10 le diagramme à été tracé à 1000 tours/mn comme suit :

On trace la caractéristique à vide, puis on place sur cette courbe le point P donc les coordonnées correspondent à une excitation et une tension de phase en débit inductif. Ensuite on place le point Po qui est obtenu en mesurant l'excitation en court-circuit qui donnerait le courant de ligne obtenu en essai inductif.

La Translation de P de vecteur PoO donne le point N. A partir de la parallèle à la tangente de la caractéristique à vide en court-circuit, on mesure λ l'inductance de fuites et α le coefficient d'équivalence de Potier.

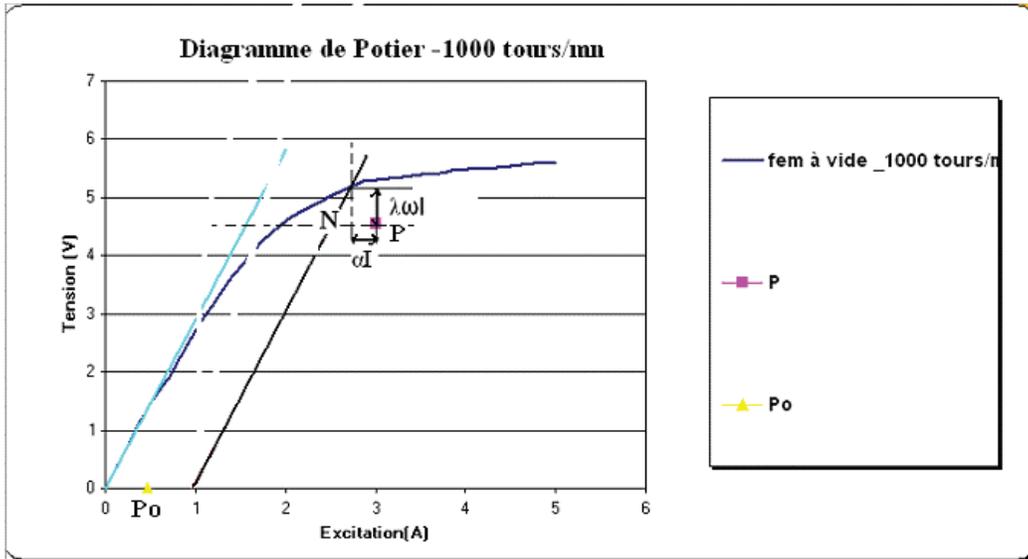


Fig. 2.10- Diagramme de Potier tracé pour la machine M1

Le tableau 2 présente les valeurs obtenues à partir de la figure 2.10

| Vitesse (tours/mn) | Excitation (A) | Tension simple efficace (V) | Courant de ligne efficace (A) | α | λ (mH) |
|--------------------|----------------|-----------------------------|-------------------------------|----------|----------------|
| 1000 | 3 | 4,54 | 14,5 | 0,019 | 71,5 |

Table 2. Résultats du diagramme de Potier

Devant la difficulté rencontrée pour le fonctionnement à puissance active nulle, nous allons utiliser l'essai en charge pour trouver l'inductance de fuites du modèle de Potier et aussi pour valider la valeur d'inductance de fuites trouvée.

II-2-7 Essai en charge

En plein champ, la machine fournit le maximum de courant nécessaire pour alimenter la charge et le rotor, l'excitation moyenne pour chaque vitesse est de 3,4 A. La tension imposée aux bornes de la batterie est de 13,5 V.

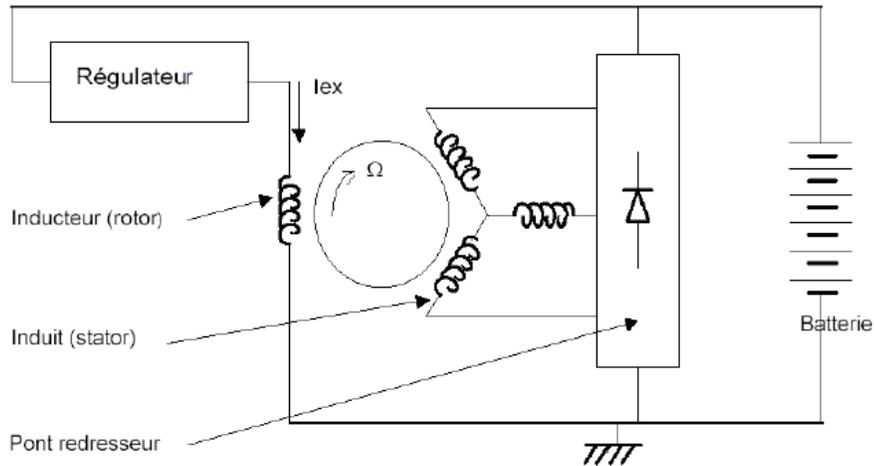


Fig 2.11- Câblage pour l'essai en charge

Les points de mesure sont stabilisés en température. Le débit de la machine en fonction de vitesse est représenté sur la figure 2.12. A faible tension, la machine ne débite pas, il faut atteindre une vitesse dite vitesse d'amorçage pour qu'elle fournisse du courant, ce courant va croître avec la vitesse jusqu'à atteindre un zone de saturation pour des vitesses élevées.

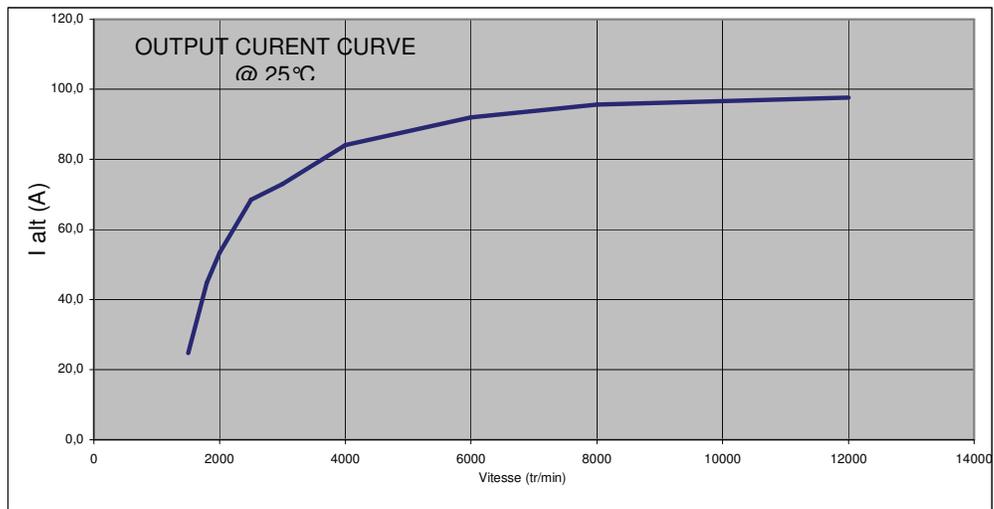


Fig. 2.12-Courant en sortie de l'alternateur en plein champ

Le rendement de la machine qui est le rapport de la puissance électrique de sortie par la puissance mécanique absorbée, est inférieur à 56% comme le montre la figure 2.13. Ce rendement est meilleur à faible vitesse : la séparation des pertes de la figure 2.14

ChapII : Méthodologie de détermination des paramètres en régime permanent

montre que principalement les pertes Joule stator et les pertes fer sont plus faibles. Les pertes Joule rotor et dans le pont de diodes sont pratiquement constantes.

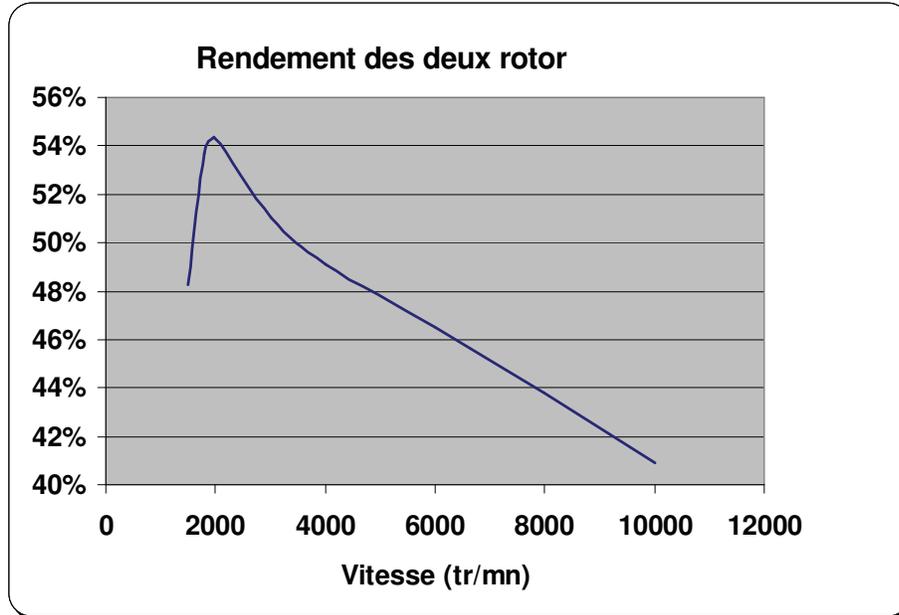


Fig 2.13- Rendement de la machine en plein champ

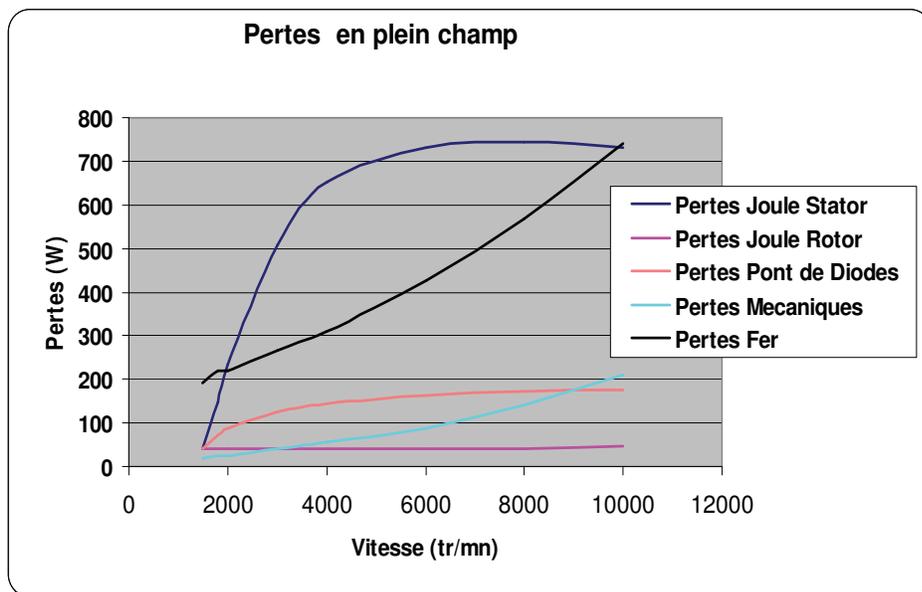


Fig 2.14- Pertes dans la machine en plein champ

Une sonde de courant permet de visualiser à l'oscilloscope la forme d'onde du courant de ligne. Les Figures 2.15 et 2.16 montrent le courant à 1800 tours/mn ainsi que sa transformée de Fourier. On voit apparaître des harmoniques qui vont engendrer des pertes supplémentaires dans la machine.

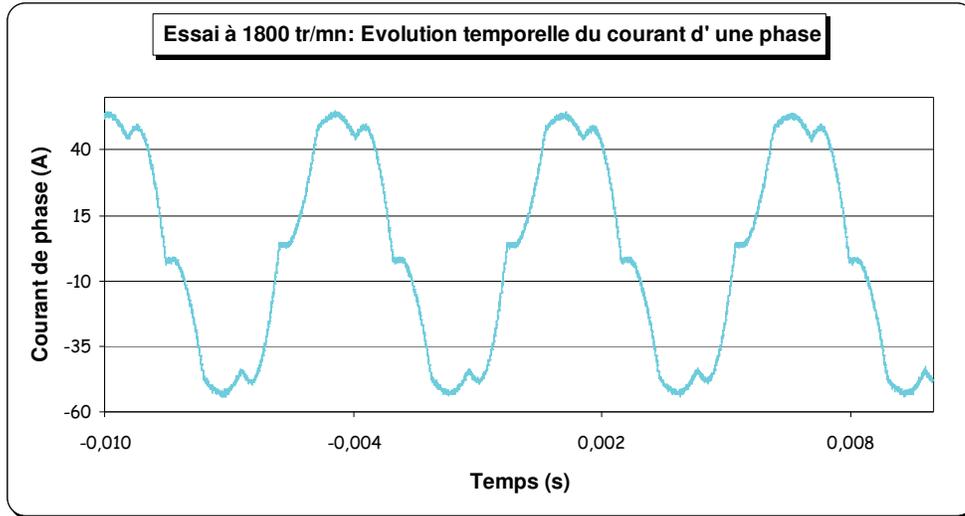


Fig 2.15 Courant mesuré dans une phase à 1800 tours/mn

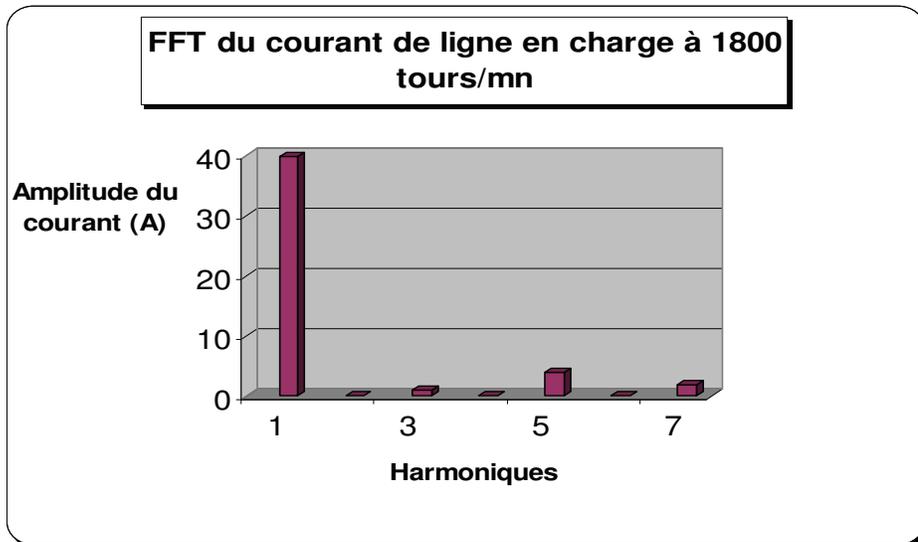


Fig 2.16 Transformée de Fourier du Courant dans une phase à 1800 tours/mn

Le courant de ligne n'est visiblement pas sinusoïdal et ses différentes harmoniques vont engendrer des pertes supplémentaires.

Dans la même configuration on relève la tension simple représentée à la figure 2.17 et sa transformée de Fourier à la figure 2.18 montre la présence d'harmoniques de rang impairs.

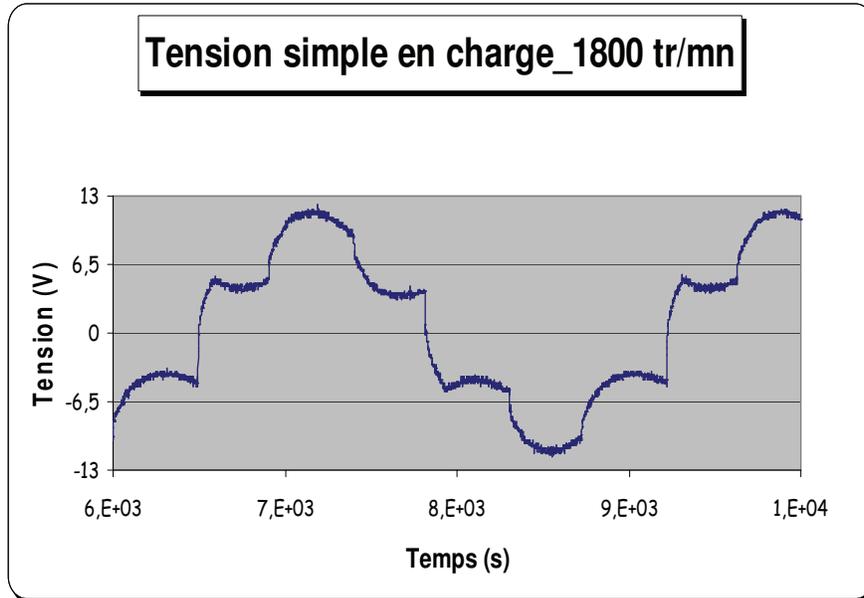


Fig 2.17 Tension simple mesurée à 1800 tours/mn

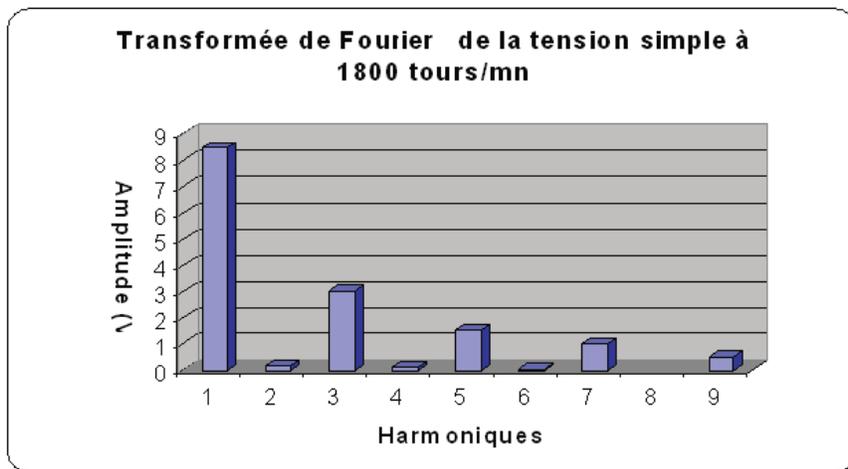


Fig 2.18-Transformée de Fourier de la tension simple à 1800 tours/mn

Les formes d'ondes de courant et de tension changent avec la vitesse. Pour des vitesses plus élevées, on observe moins de distorsions sur le courant de ligne. Les figures 2.19 et 2. 20 montrent la forme d'onde du courant à 6000 tours/mn, et son analyse spectrale.

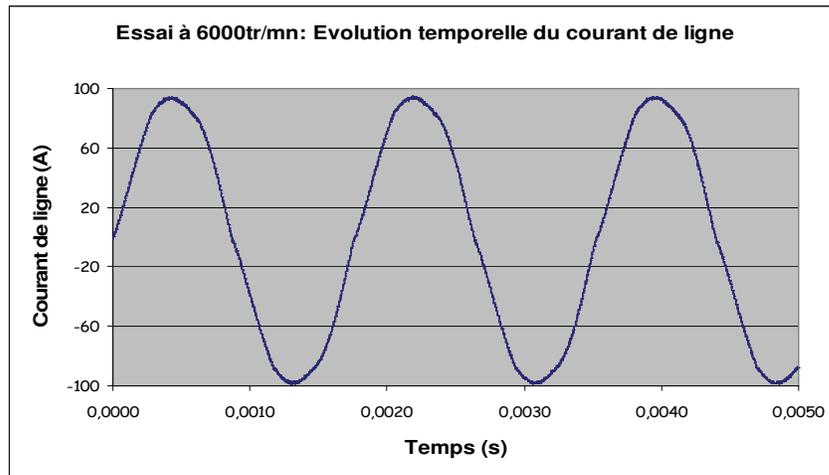


Fig 2.19-Courant de ligne à 6000 tours/mn

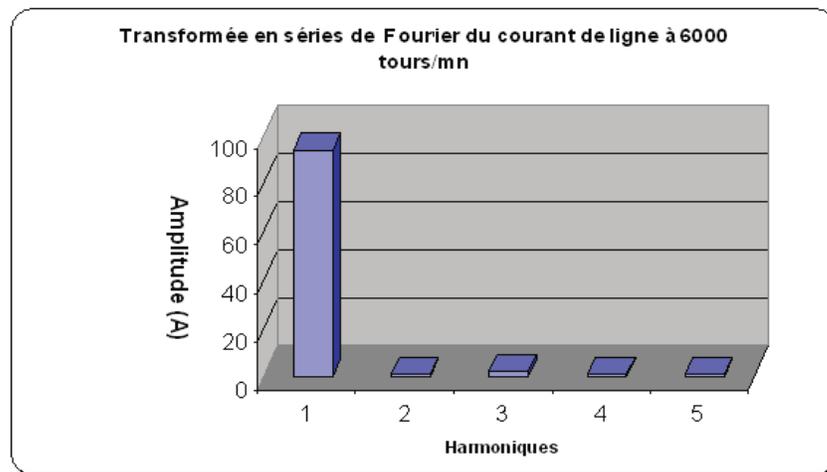


Fig 2.20-Transformée en séries de Fourier du courant de ligne à 6000 tours/mn

La tension simple est représentée à la figure 2.21 et sa transformée de Fourier à la figure 2.22. L'harmonique 3 est plus importante que le fondamental à 6000 tours/mn, ce qui explique comme il a été dit plus haut les pertes plus importantes à haute vitesse.

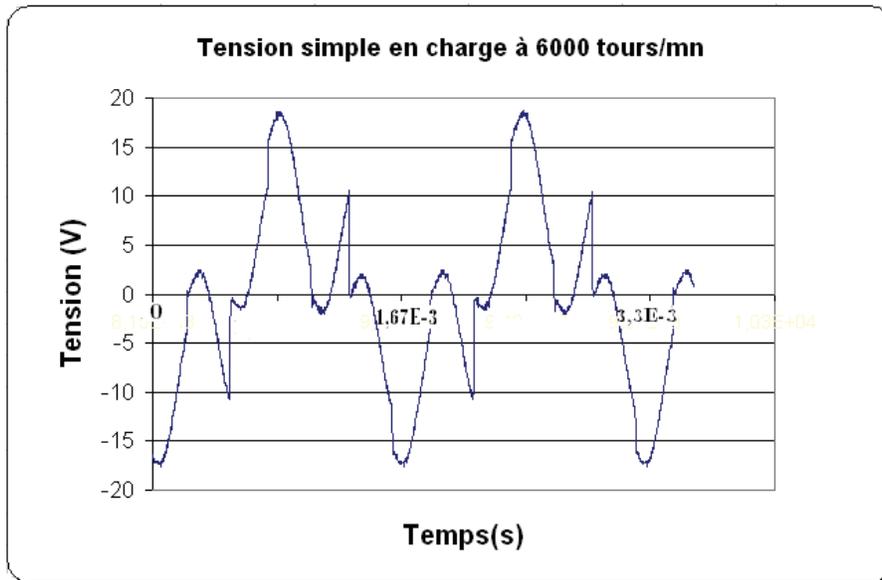


Fig 2.21- Tension simple à 6000 tours/mn

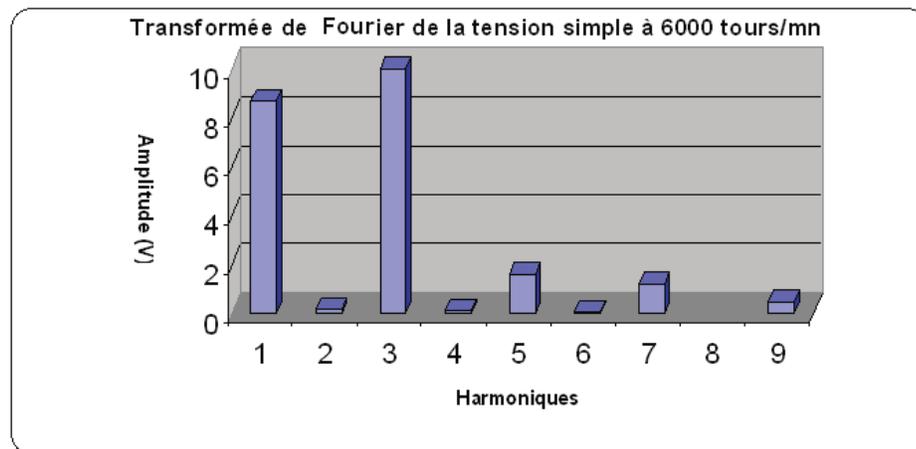


Fig 2.22- Transformée de Fourier de la tension simple à 6000 tours/mn

Les grandeurs de lignes vont nous permettre d'évaluer l'inductance de fuites en Charge. En mesurant les valeurs efficaces en plein champ de la tension d'une phase V , du courant de ligne I . Des thermocouples placés dans les chignons donnent la température du cuivre et donc de la valeur de la résistance d'une phase.

Pour chaque vitesse, le système d'équation (2.2) est résolu et par itération on trouve l'inductance de fuites.

$$\begin{cases} I_f^2 = I_{fr}^2 + (\alpha I)^2 - 2\alpha I I_{fr} \cos(\gamma + \frac{\pi}{2}) \\ E_r^2 = (V + RI)^2 + (J\omega\lambda I)^2 \\ \tan(\gamma) = \frac{\lambda\omega I}{(V + RI)} \end{cases} \quad (2.2)$$

On trouve alors l'inductance de fuites $\lambda=48\mu\text{H}$ et $\alpha=0,33$. Le tableau 3 montre le niveau d'erreur sur l'excitation entre la mesure et le calcul en utilisant le modèle électrique de Potier.

| Vitesse | Excitation mesurée | Excitation calculée | Ecart |
|--------------|---------------------|-----------------------------|-------|
| N (tours/mn) | I _{ex} (A) | I _{exc_potier} (A) | (%) |
| 1500 | 3,44 | 3,14 | 8,7 |
| 1800 | 3,40 | 2,90 | 8 |
| 2000 | 3,32 | 2,75 | 11 |
| 2500 | 3,31 | 2,93 | 7,4 |
| 3000 | 3,28 | 3,29 | -0,2 |
| 4000 | 3,40 | 3,15 | 7,3 |
| 6000 | 3,43 | 3,37 | 1,8 |
| 8000 | 3,48 | 3,43 | 1,4 |
| 12000 | 3,49 | 3,48 | 0,2 |

Tableau 3: Prédétermination de l'excitation en charge à partir du modèle de Potier

Les résultats montrent que les paramètres du modèle de Potier ainsi obtenus donnent une représentation satisfaisante de la machine électrique. L'écart relatif trouvé sur l'inductance de fuites par cette méthode et l'utilisation du diagramme de Potier avec essais inductif est de 47%. Etant donné que l'essai en charge est mieux maîtrisé et plus rigoureux que l'essai inductif, nous pouvons donner plus de crédit à ses résultats. La méthode à rotor enlevé va permettre de vérifier les résultats.

II-2-8 Essai à rotor enlevé

Ne disposant pas de source triphasée symétrique, nous avons utilisé comme alimentation du stator un alternateur triphasé tournant à vitesse constante et dont les phases alimentent le stator de la machine M1. Ses phases sont connectées selon le schéma 2.23. Les variations de l'excitation et de la vitesse de la machine en rotation,

ChapII : Méthodologie de détermination des paramètres en régime permanent

entraînent les variations de l'amplitude et de la fréquence d'alimentation. On mesure la température des bobinages afin de calculer la résistance statorique correspondante. Cet essai est fait au vol, car les élévations de températures sont rapides.

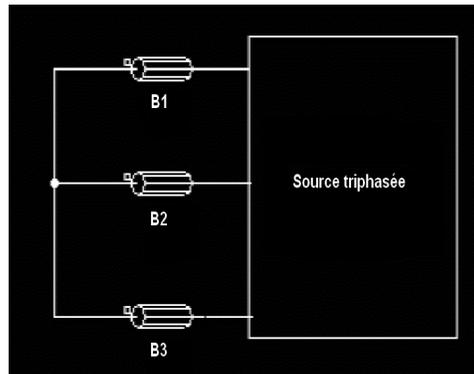


Fig 2.23-shéma de câblage pour l'essai à rotor

On obtient la courbe de la figure 2.24 qui montre l'évolution de l'inductance de fuites avec la fréquence.

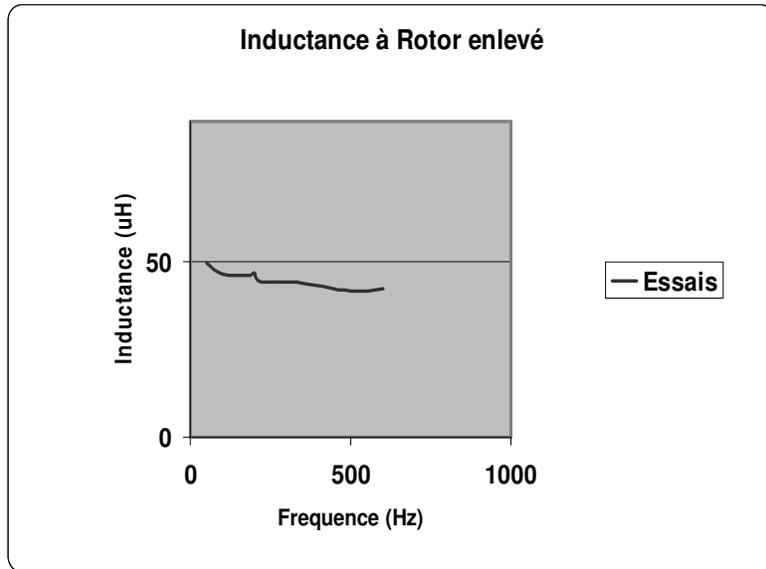


Fig 2.24-Calcul de l'inductance de fuites avec l'essai à rotor enlevé

Sur la plage de fréquence utilisée, l'inductance de fuites varie de 49 à 42 μH , cette variation pourrait être due aux courants induits dans le plan des tôles même si le stator est feuilleté et à l'élévation de température du cuivre. Les résultats sont assez

ChapII : Méthodologie de détermination des paramètres en régime permanent

proches de la détermination par l'essai en charge. Il faut toutefois noté ici que l'épaisseur de peau est de 1mm et que les fréquences varient de 50Hz à 600Hz.

II-2-9 Synthèse des essais

La détermination de l'inductance synchrone pour le modèle de Behn-Eschenburg est assez simple et aisée, mais comme nous l'avons vu en charge, les hypothèses du premier harmonique et de l'absence de saturation ne sont pas toujours vraies.

L'essai en débit inductif n'est pas adapté pour ces alternateurs, nous recommandons donc de le remplacer par l'essai en charge, ou de calculer l'inductance de fuites par l'inductance à rotor enlevé.

Il reste à retrouver ces résultats par simulations, c'est ce que nous présentons dans les paragraphes suivants.

II-3 Machine M1 : Simulations

Les simulations sont réalisées avec le logiciel éléments finis Flux3D, qui peut prendre en compte le mouvement, la saturation, le couplage avec un circuit électrique.

II-3-1 Géométrie

Les propriétés de symétries géométriques et physiques permettent de ne représenter qu'un sixième de la géométrie. Le flux tridimensionnel des machines à griffes impose une modélisation en 3D. La figure 2.25 montre la représentation géométrique du stator, du rotor, le bobinage inducteur, et une bobine statorique.

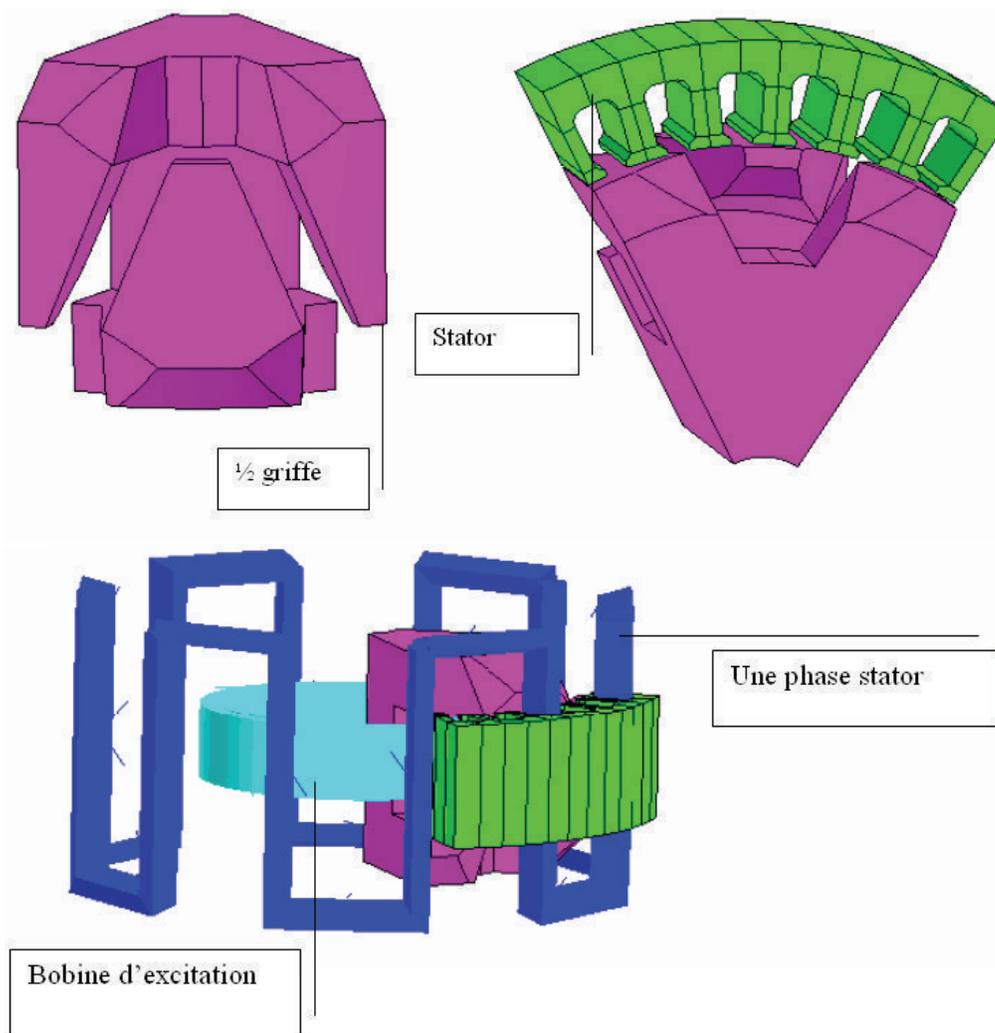


Fig 2.25 Représentation géométrique de l'alternateur

Pour prendre en compte la rotation du rotor, il faut définir un cylindre de glissement. La figure 2.26 indique les différentes régions volumiques construites.

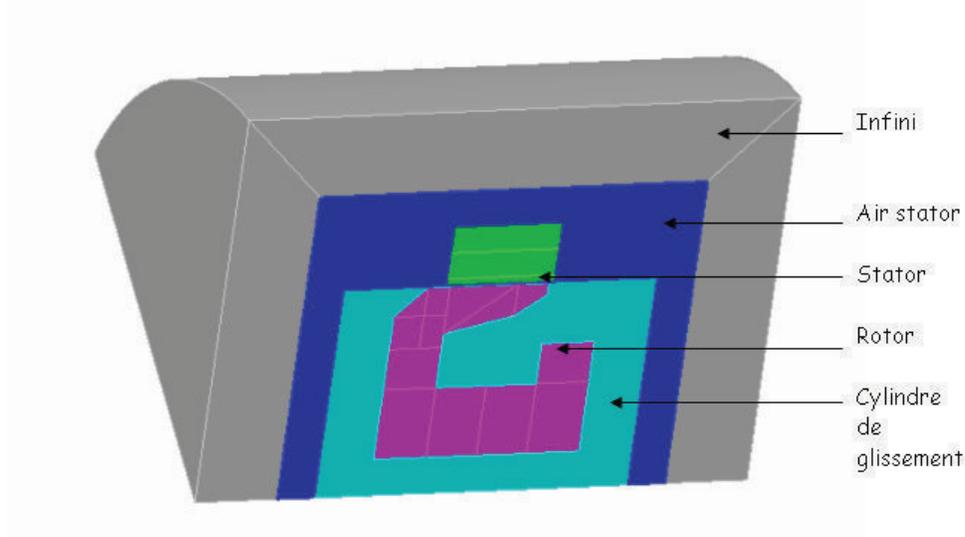


Fig 2.26 Représentation géométrique de l'alternateur

II-3-2 Caractéristiques Magnétiques des matériaux

Les matériaux sont affectés aux régions volumiques de la figure 2.26. Les régions magnétiques sont le rotor et le stator :

Au rotor on la courbe $B(H)$ de l'acier SAE-1002 donnée par les fournisseurs est utilisée.

Pour la région stator, le matériau est anisotrope. Afin de prendre en compte le feuilletage axial des tôles statoriques, il faut choisir le module « LAMINATION » de FLUX. Lors de la définition de la tôle M800-50A, on caractérise la courbe $B(H)$ qui est lié à la perméabilité relative, l'induction à saturation selon la relation (2.3):

$$B(H) = \mu_o H + J_s \frac{H_a + 1 - \sqrt{(H_a + 1)^2 - 4H_a(1-a)}}{2(1-a)}, \text{ avec } H_a = \mu_o H \frac{\mu_r - 1}{J_s} \quad (2.3)$$

Où $\mu_o = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m, est la perméabilité du vide

μ_r est la perméabilité relative du matériau à l'origine,

J_s (Tesla) est l'induction à saturation

a est un coefficient de réglage de la courbe, ici $a=0,5$

Le feuilletage est pris en compte en introduisant le coefficient de foisonnement qui est défini par la relation (2.4): Coefficient de foisonnement = $\frac{L1 - L2}{L1}$ (2.4).

Où L_1 est la longueur du stator, L_2 est le produit de l'épaisseur d'une tôle par le nombre de tôles.

II-3-3 Simulation du fonctionnement à vide

La résolution est faite en magnétique évolutif, un courant est imposé au rotor et les bobines du stator sont reliées au circuit électrique de la figure 2.27. Pour représenter l'ouverture du circuit de l'induit, on relie les phases représentées par les bobines B1, B2 et B3 à des résistances infinies R1, R2 et R3 valant 10^7 Ohms.

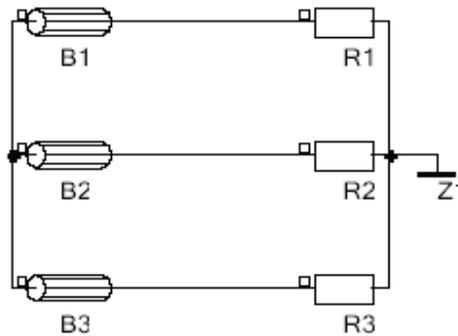


Fig 2.27-Essai à vide : circuit électrique

Le tracé des niveaux d'induction dans la machine révèle un fonctionnement en régime saturé avec des zones où l'induction prend des valeurs supérieures à 1,8 Tesla. C'est pour quoi dans le paragraphe suivant nous allons nous attacher à l'étude de l'induction dans l'entrefer.

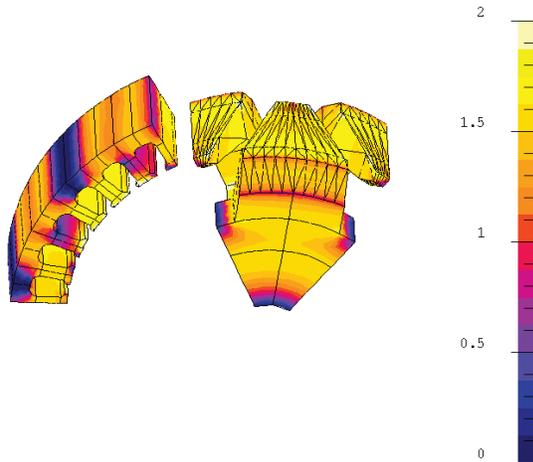


Fig 2.28-Niveaux d'induction dans la Machine à Vide à 1800 tours/mn

II-3-3-a-Etude de l'induction dans l'entrefer

On choisi le support ponctuel P de la figure 2.29 pour calculer l'induction dans l'entrefer, dans un repère cylindrique comme représenté sur la figure 2.30.

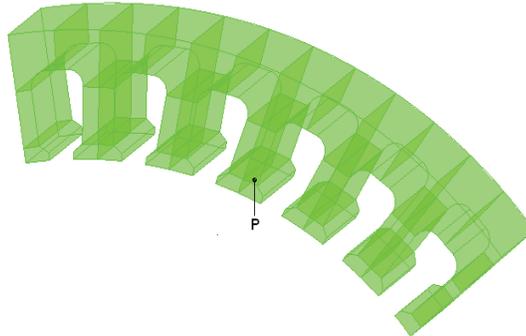


Fig 2.29-support ponctuel

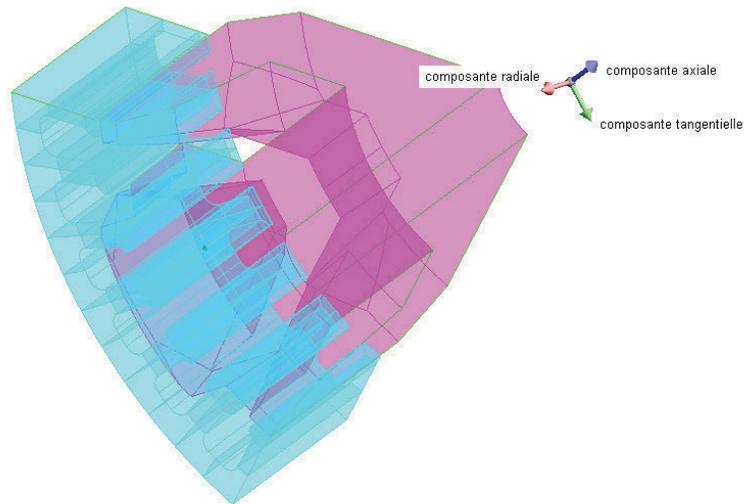


Fig 2.30-Repère cylindrique

L'évolution temporelle des composantes radiale, tangentielle et axiale de l'induction (figure 2.31) permet de retrouver les résultats de L.Bouarroudj, [BOUA-05] : l'induction magnétique radiale et tangentielle sont à la fréquence de synchronisme. Alors que la composante axiale, varie à deux fois la fréquence de synchronisme car elle est due à la variation de la reluctance du rotor. Cette composante axiale crée des pertes par courants de Foucault dans le plan des tôles statoriques qui sont proportionnelles au

carré de la fréquence. L'induction axiale a une composante continue et une composante alternative ; son module est faible pour cette machine (valeurs inférieures à 0,1 Tesla).

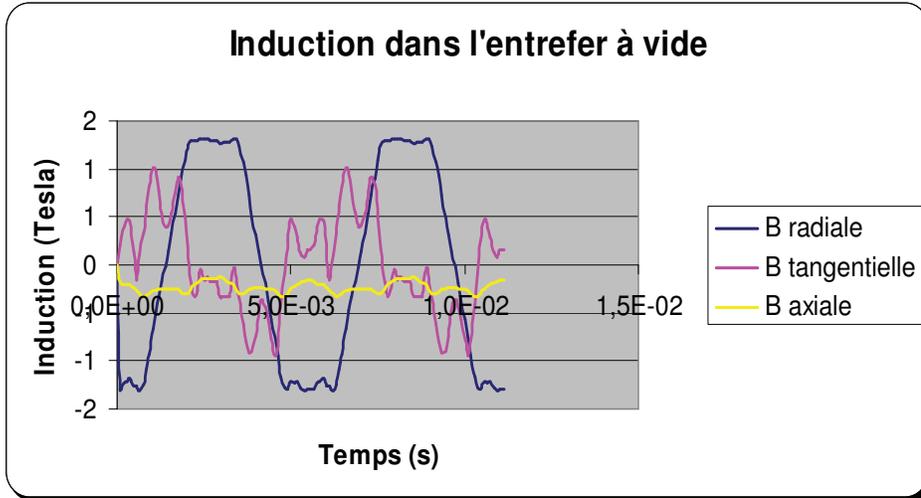


Fig. 2.31-Composantes de l'induction dans l'entrefer à vide

La composante radiale a une forme trapézoïdale, son analyse spectrale (figure 2.32 a) montre la prépondérance du fondamental, l'harmonique 3 représente environ 20% de ce fondamental. On retrouve cette présence de l'harmonique 3 en faisant la décomposition en séries de Fourier de la tension simple en charge (Figure 2.3).

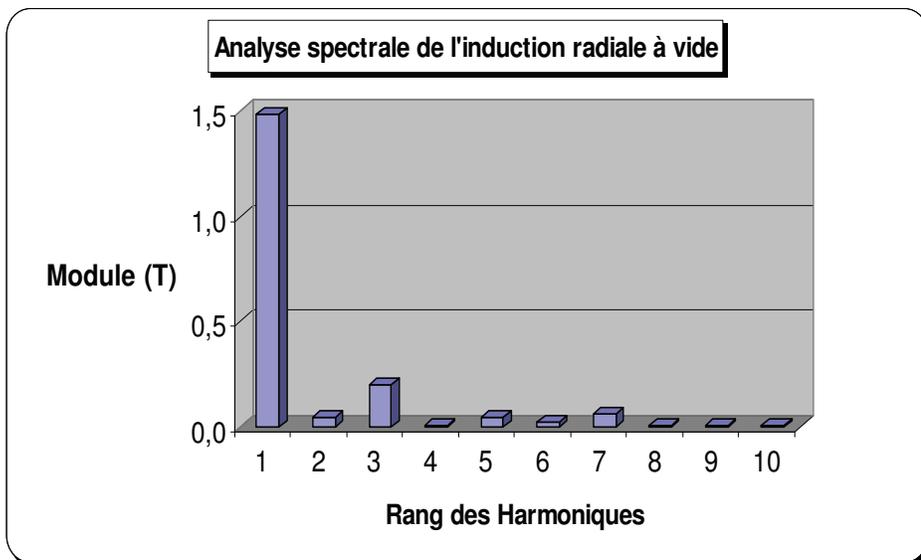


Fig. 2.32-Transformée de Fourier de l'induction radiale dans l'entrefer à vide

Le spectre de l'induction tangentielle de la figure 2.32b indique la présence des harmoniques de rangs paires, l'harmonique 2 étant la plus élevée.

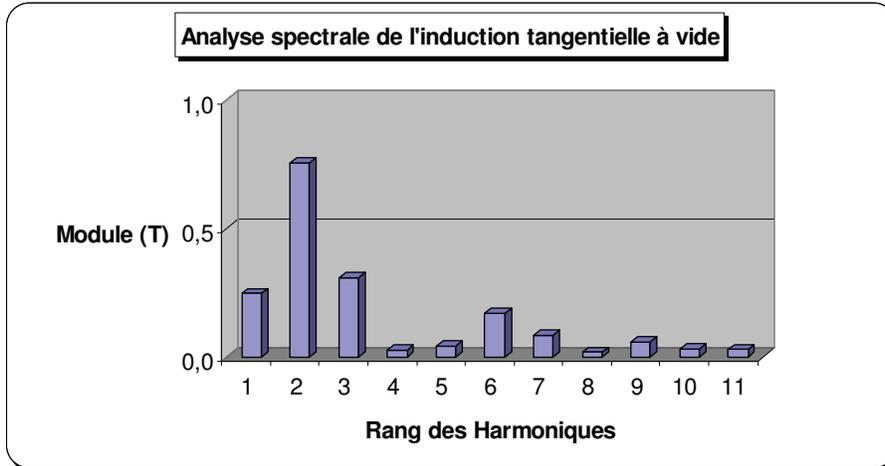


Fig. 2.32 b - Transformée en séries de Fourier de l'induction tangentielle dans l'entrefer à vide

On retrouve la composante continue de l'induction axiale à la figure 2.32c.

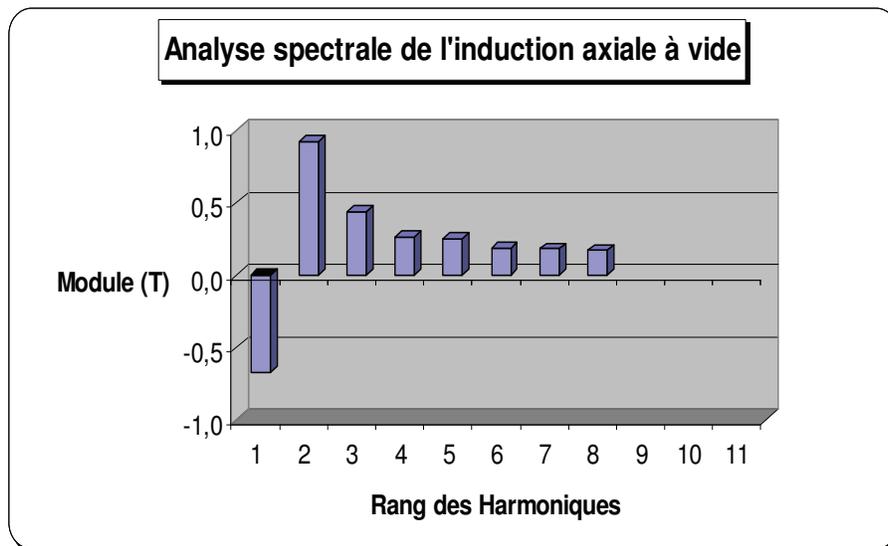


Fig. 2.32 c - Transformée de Fourier de l'induction axiale dans l'entrefer à vide

Afin de mieux comprendre l'effet des composantes de l'induction dans le plan des tôles, nous avons utilisé les supports ponctuels de la figure 2.33, qui permettent par des capteurs de visualiser l'induction à l'intérieur d'une dent statorique.

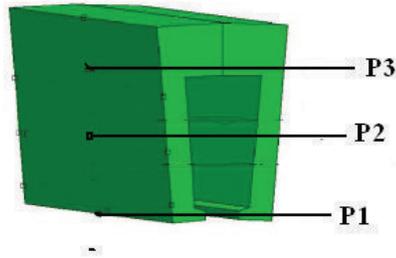


Fig 2.33 –Supports Ponctuels dans une dent du stator

On remarque alors sur la figure 2.33 que l'induction radiale augmente dans la dent (point P2) où le flux inducteur est alors très important. Cette induction diminue au niveau de la culasse (point P3).

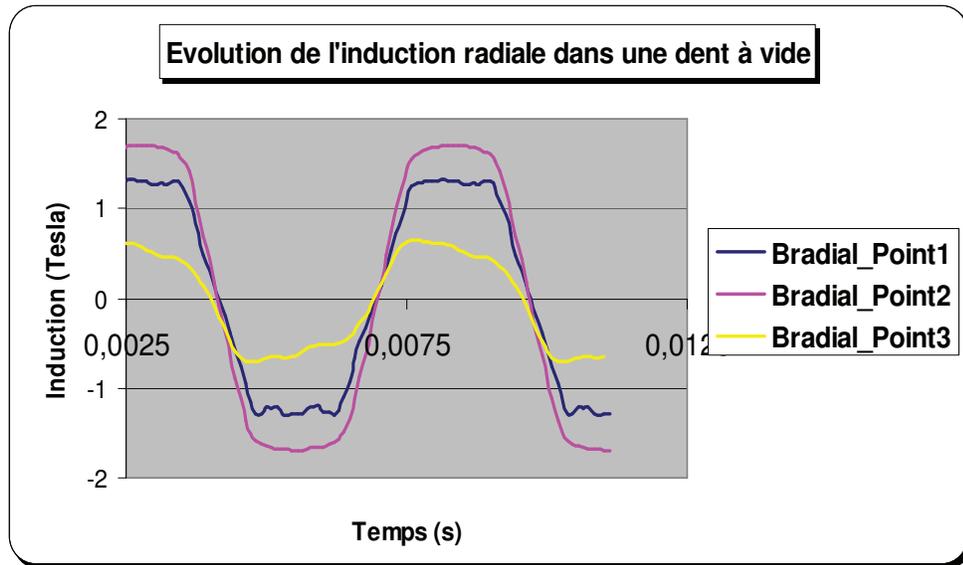


Fig. 2.33-Evolution de l'induction radiale dans une dent

La composante tangentielle présente de moins en moins de fluctuations lorsqu'on se rapproche de la culasse, son tracé au niveau du point P3 sur la figure 2.34 sa forme d'onde se rapproche d'une sinusoïde.

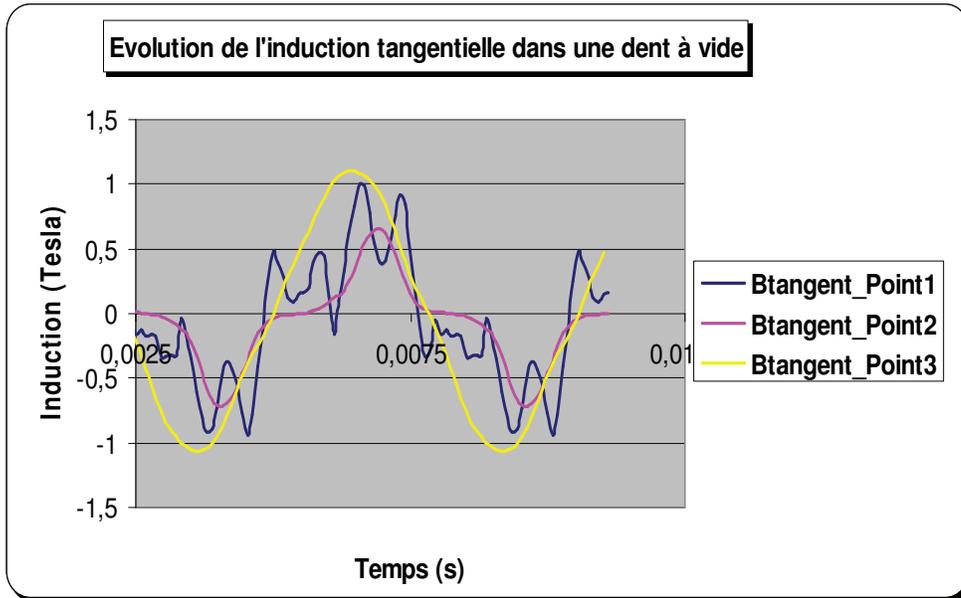


Fig 2.34-Evolution de l'induction tangentielle dans une dent

La composante axiale (Figure 2.35) subit elle aussi des fluctuations dans le plan des tôles où sa composante alternative tend à s'atténuer.

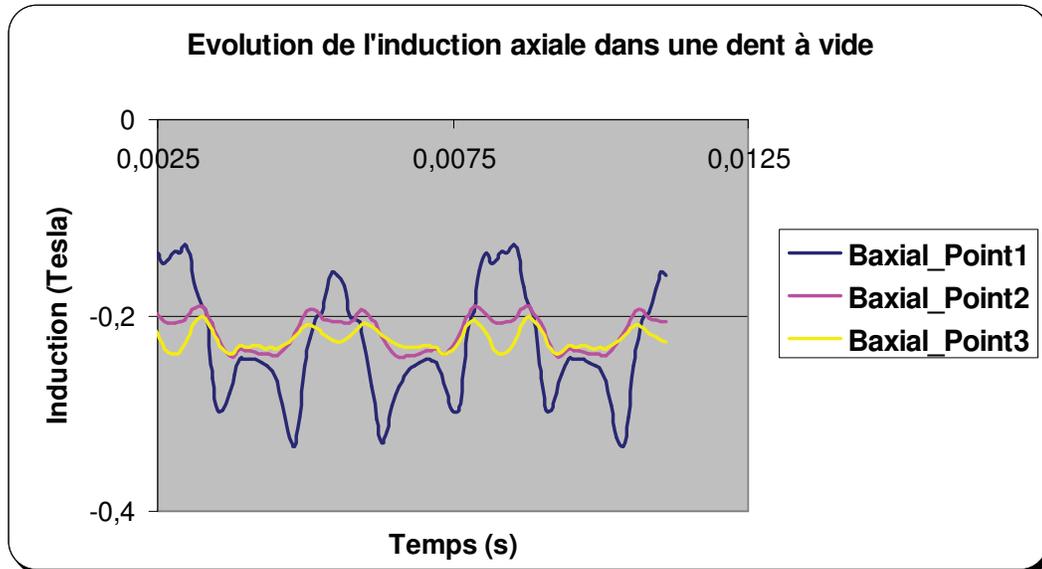


Fig. 2.35-Evolution de l'induction axiale dans une dent

Toutes les composantes de l'induction subissent de nombreuses variations, dans le plan des tôles. Ces différentes variations vont engendrer des pertes par courant de Foucault et des pertes supplémentaires.

II-3-3-b Caractéristique à vide

Pour différentes valeurs de l'excitation, on mesure la tension simple au stator. On trace ainsi la caractéristique donnant la tension simple à vide en fonction de l'excitation.

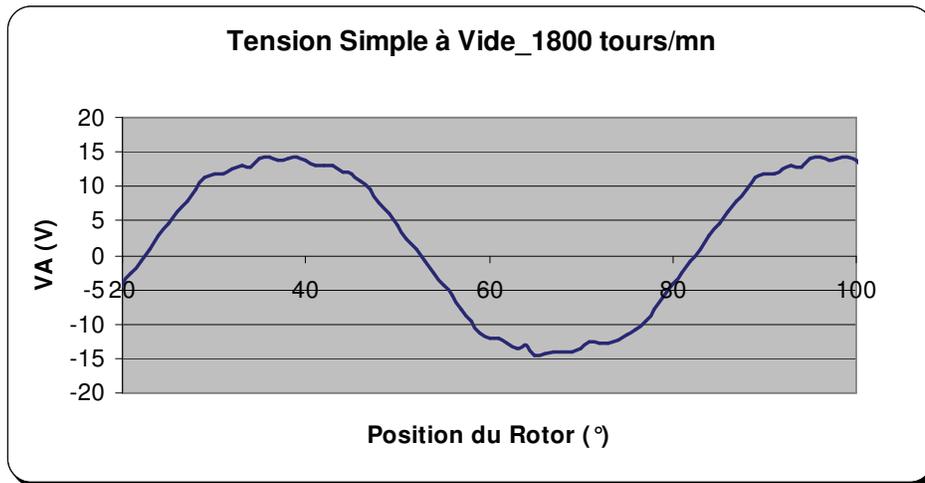


Fig. 2.36-Tension simple à vide

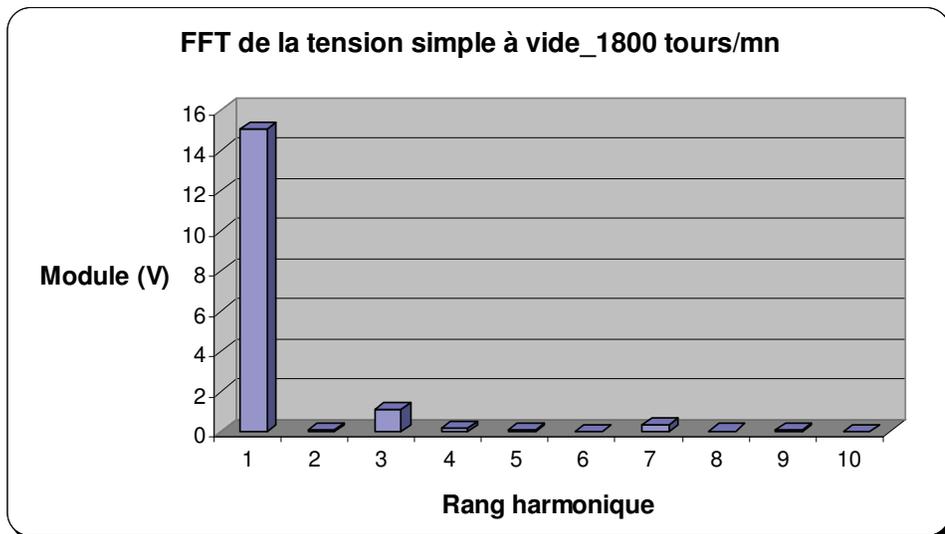


Fig. 2.37. Décomposition spectrale de la tension simple à vide

On retrouve les résultats obtenus par essais. La décomposition en série de Fourier de la tension à vide montre la prépondérance du fondamental, l'harmonique 3 est légèrement élevée, on peut donc considérer la f.e.m comme sinusoïdale et ne prendre en compte que son fondamental. La caractéristique à vide permet de voir que la zone de linéarité des matériaux magnétiques est très restreinte. Dans la plage de fonctionnement usuelle (3A-4A), le circuit magnétique est saturé.

Ce premier essai nous permet de valider le modèle éléments finis car on retrouve bien les résultats des essais, en tenant compte des imprécisions de mesures, comme le montre la figure 2.38.

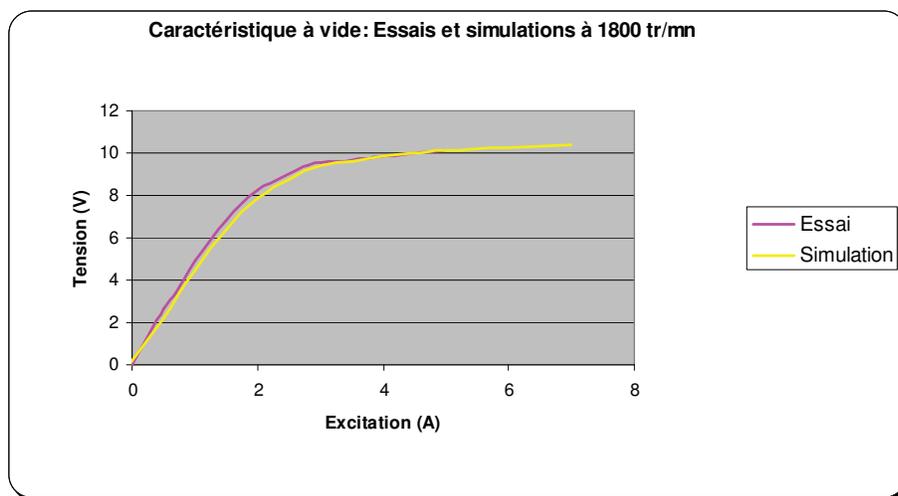


Fig. 2.38-Caractéristiques à vide par essai et simulation

II-3-4 Simulation du Court-circuit

Les enroulements des 3 phases du stator sont affectés aux conducteurs bobinés B1, B2 et B3, qui sont mis en série avec des résistances très faibles pour simuler le court-circuit, le circuit associé est le même qu'indiqué à la figure 2.27, R1, R2 et R3 valant 10^{-6} Ohm.

La mesure du courant de court-circuit dans chaque phase, pour différentes valeurs de courant imposé au bobinage rotor, donne la caractéristique de court circuit représentée à la figure 2.39.

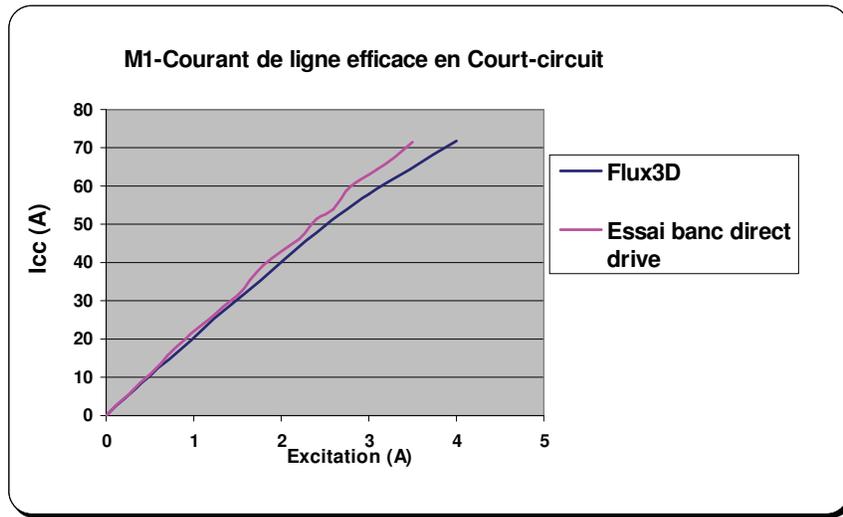


Fig. 2.39- Caractéristiques en court-circuit par essai et simulation

On obtient la courbe donnant le courant de court-circuit en fonction de l'excitation par cette simulation. Les essais et simulations de ce fonctionnement sont assez proches aux erreurs de mesures près.

II-3-5 Calcul de l'inductance synchrone : Modèle de Behn-Eschenburg

En zone linéaire, on calcule l'inductance synchrone à partir de la tension à vide et du courant de court-circuit. Ce calcul peut être extrapolé en zone de saturation. La caractéristique à vide montre qu'à partir de 2A d'excitation, le circuit magnétique est saturé, il y a donc augmentation des reluctances et donc diminution de l'inductance synchrone, on peut retrouver ceci sur la courbe de la figure 2.40 qui montre l'évolution de l'inductance synchrone en fonction de l'excitation de la machine.

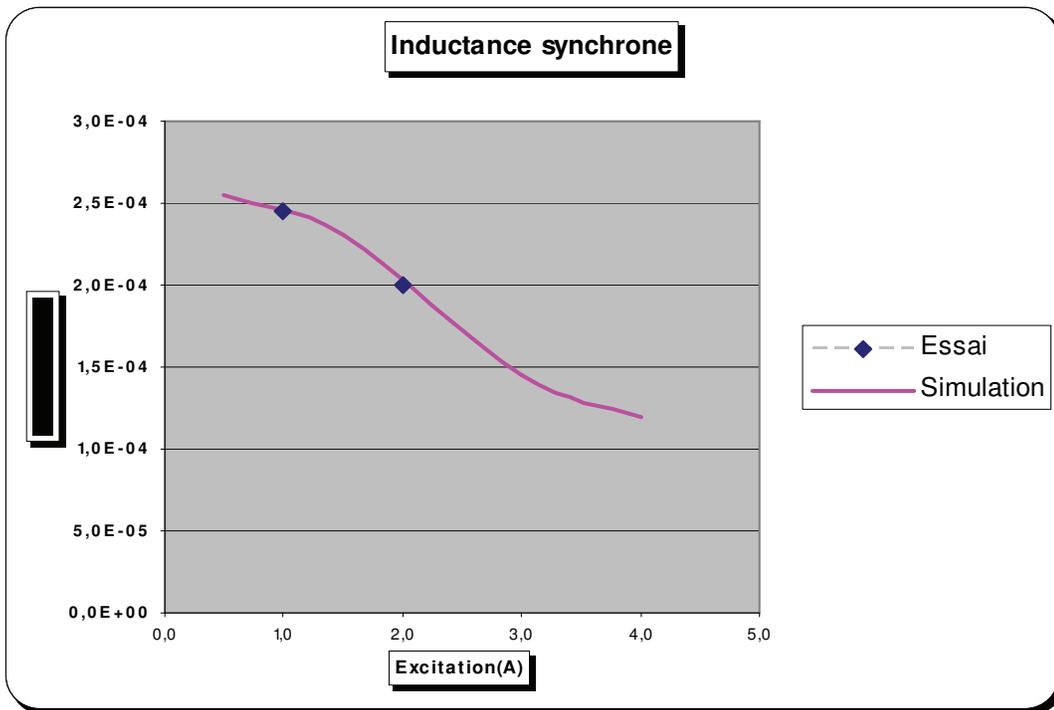


Fig. 2.40-Cacul de l'inductance synchrone à partir des essais à vide et en court-circuit

Par calcul, cette induction peut être aussi évaluée par l'énergie électromagnétique. Pour calculer l'énergie électromagnétique E , un triplet de courant dans les phases [A, B, C] comme suit $[I_A, -I_A/2, -I_A/2]$, et un courant nul au rotor. L'inductance est déduite selon l'équation (5).

L'énergie est définie par, $E = \frac{1}{2} I_A^2 + \frac{1}{2} I_B^2 + \frac{1}{2} I_C^2$ cette relation n'étant valable qu'en zone de non saturation

$$L = \frac{(4/3) * E}{I_A^2} \quad (2.5)$$

La résolution est faite en magnétostatique autour de l'axe d, qui correspond à la position où le flux à vide est maximal dans la phase A. L'énergie électromagnétique est donnée par une fonctionnalité du logiciel. Le tableau 4 montre le calcul de l'inductance synchrone par cette méthode.

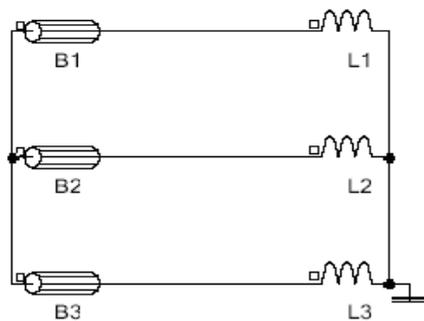
| IA (A) | Energie (J) | Ld (mH) |
|--------|-------------|---------|
| 5 | 4,16E-03 | 0,22 |
| 15 | 0,03756 | 0,22 |
| 25 | 0,10356 | 0,22 |
| 35 | 0,1998 | 0,22 |
| 45 | 0,3126 | 0,21 |

Tableau 4- Calcul de l'inductance par l'énergie

Nous nous sommes limités à des faibles courants imposés pour rester dans une zone de faible saturation du circuit magnétique, où on peut ainsi constater que les deux méthodes de calcul de l'inductance synchrone se rejoignent.

II-3-6 Simulation du fonctionnement en débit inductif

⊖
Pour cet essai, le circuit de charge est composé d'inductances pures. La figure 2.41 indique le circuit utilisé.



Le circuit électrique associé au stator débite sur une charge symétrique purement inductive, représentée par des inductances choisies telles que $L1=L2=L3$ et de l'ordre du milli Henry.

Fig 2.41-Circuit électrique couplé pour le débit inductif

Les simulations à vide, en court-circuit et en débit inductif permettent de tracer le diagramme de Potier pour déterminer la réactance de fuites, et le coefficient de Potier.

II-3-7 Calculs de l'inductance de fuites : diagramme de Potier

Comme cela a été fait par essais, on trace le diagramme de Potier, cette fois ci à 1800 tours/mn (Figure 2.42) et à 6000 tours/mn.

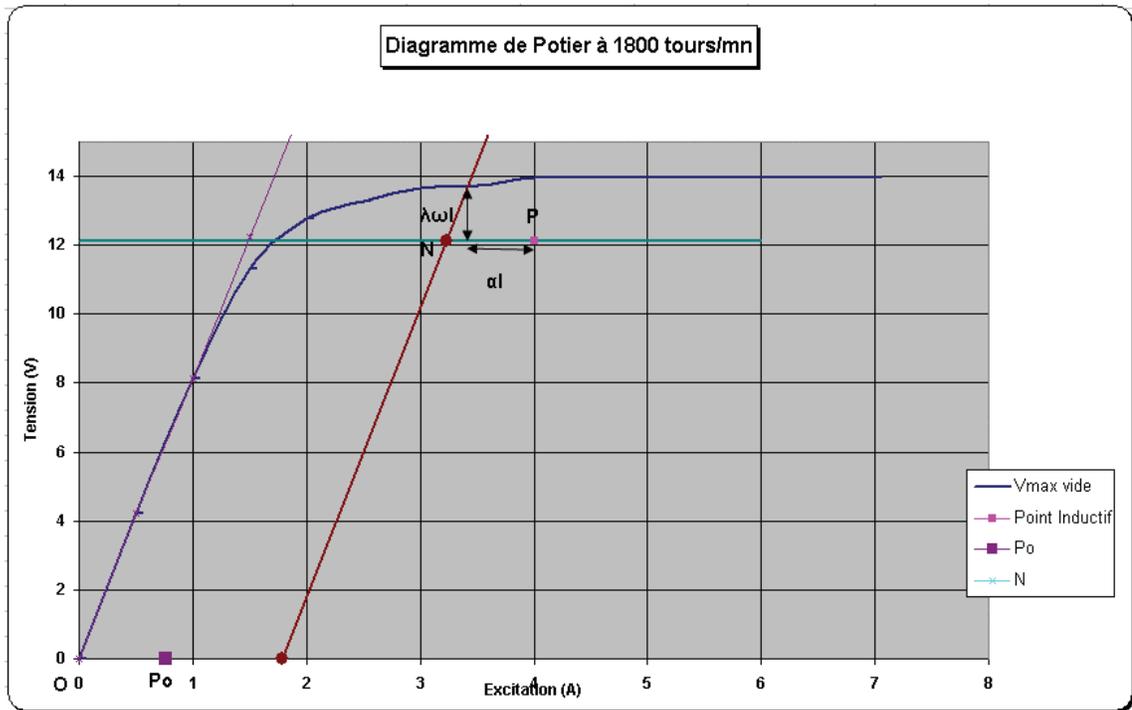


Fig 2.42-Diagramme de Potier par simulations à 1800 tours/mn

La méthode de calcul de Potier utilisant une résolution graphique, il est nécessaire de faire plusieurs points de mesure pour avoir une meilleure précision et faire la moyenne des résultats. Le tableau 5 présente quelques valeurs obtenues à 1800 tours/mn et 6000 tours/mn et pour différentes excitations.

| Vitesse (tours/mn) | Excitation (A) | Tension simple (V) | Courant de ligne (A) | Coefficient d'équivalence | λ (μ H) |
|--------------------|----------------|--------------------|----------------------|---------------------------|----------------------|
| 1800 | 3 | 12 | 13 | 0,026 | 46,5 |
| 1800 | 3 | 12,8 | 11,6 | 0,029 | 50 |
| 1800 | 4 | 12,1 | 22,3 | 0,025 | 50 |
| 1800 | 4 | 13,4 | 12,3 | 0,025 | 45,6 |
| 6000 | 2 | 38,2 | 10,4 | 0,026 | 62 |
| 6000 | 4 | 40,6 | 23 | 0,0284 | 60,6 |

Tableau 5- Calcul de l'inductance de fuites par le diagramme de Potier

NB : Le coefficient d'équivalence théorique est de 0,021.

En faisant la moyenne des résultats du tableau 6, on retrouve l'inductance de fuites de $48\mu\text{H}$ trouvés en essais par la méthode en rotor enlevé ou l'essai en charge. Le coefficient d'équivalence est de l'ordre de 0,03 comme on l'a trouvé par essai en charge, cette valeur est équivalente au coefficient de court-circuit de la machine.

II-3-8 Simulation du fonctionnement en charge

C'est le mode de fonctionnement le plus lourd en terme de temps de calculs à cause du circuit électrique associée : figure 2.43. Le système redresseur est un pont de 6 diodes. La batterie est représentée par une source de tension de 13,5 V, qui va imposer la tension aux bornes des phases. Une inductance L ($0,6\ \mu\text{H}$) de représenter les câbles.

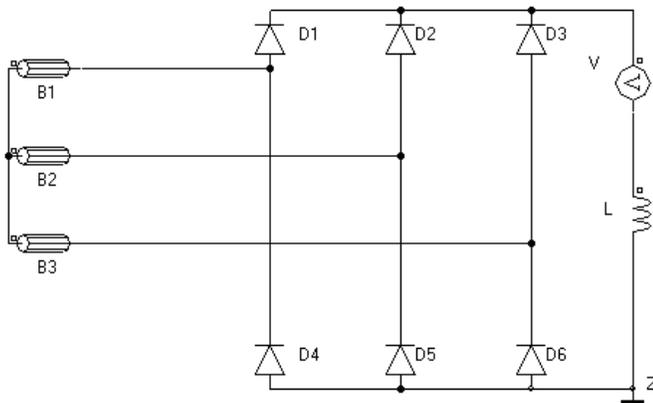


Fig 2.43 -Circuit électrique en charge

On peut voir que la machine est fortement saturée à faible vitesse à la figure de 2.44

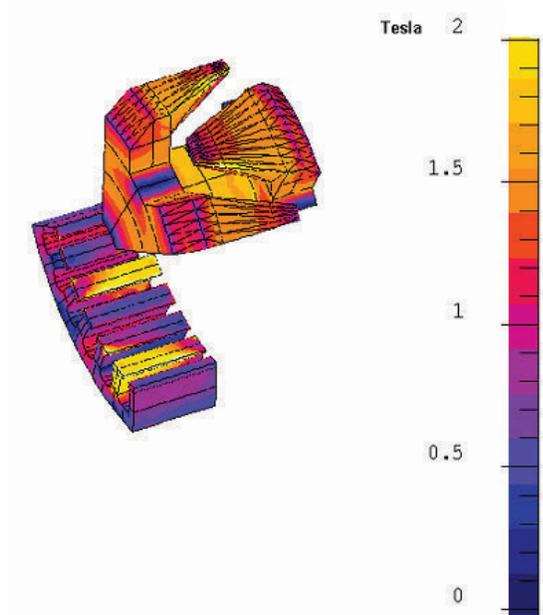


Fig. 2. 44- Niveau d'induction dans la machine à 1800 tours/mn

II-3-8-a Etude de l'induction en charge

L'induction dans l'entrefer est tracée sur le support ponctuel de la figure 2.45. L'induction tangentielle comprend une composante continue et une composante alternative qui est plus faible que lors du fonctionnement à vide. Le fondamental de l'induction radiale représentée par la courbe de la figure 2.46 montre la prépondérance du fondamental, avec une harmonique 3 qui représente environ 25 % du fondamental.

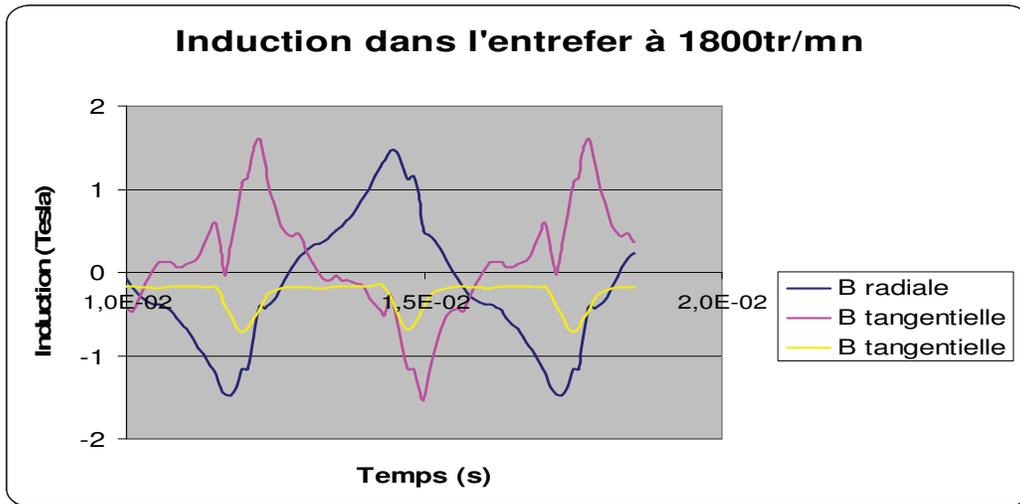


Fig. 2. 45- Composantes de l'induction sur le support ponctuel P

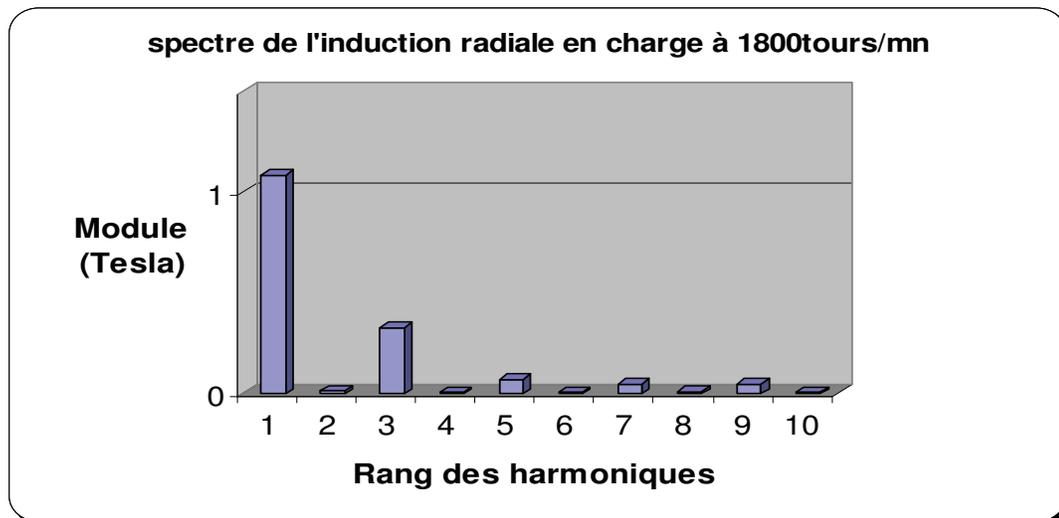


Fig. 2. 46-Spectre de l'induction radiale sur le support ponctuel P

Les Points P1, P2 et P3 de la figure 2.39 sont utilisés pour visualiser l'évolution de l'induction dans le plan des tôles. L'induction radiale (figure 2.47) comme nous l'avons remarquer avec la simulation à vide va croître dans la dent puis va se mettre à diminuer lorsqu'on se rapproche de la culasse.

Les inductions tangentielle et axiale de l'induction varient elles aussi le long de la dent (figure 2.48 et 2.49)

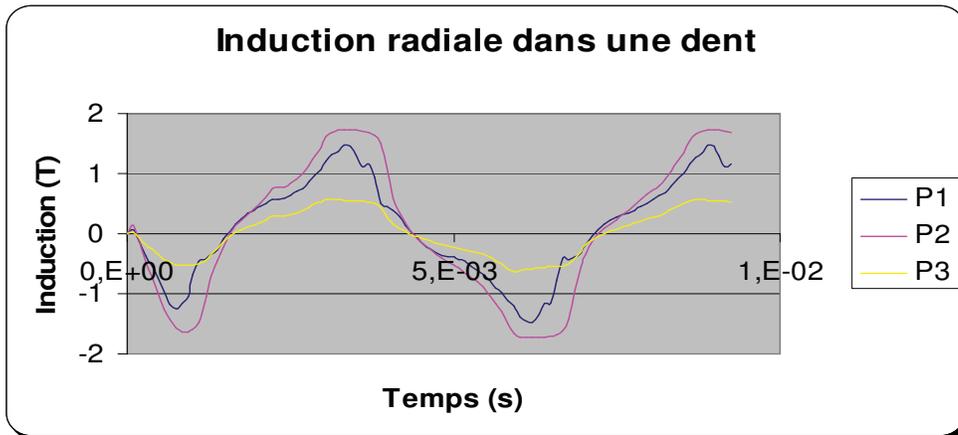


Fig. 2.47-Evolution de l'induction radiale dans une dent en charge, 1800tours/mn

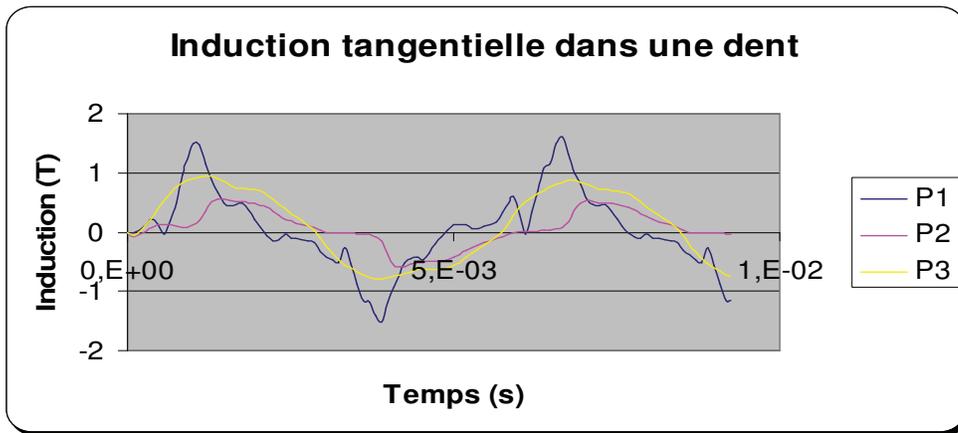


Fig. 2.48-Evolution de l'induction tangentielle dans une dent en charge, 1800tours/mn

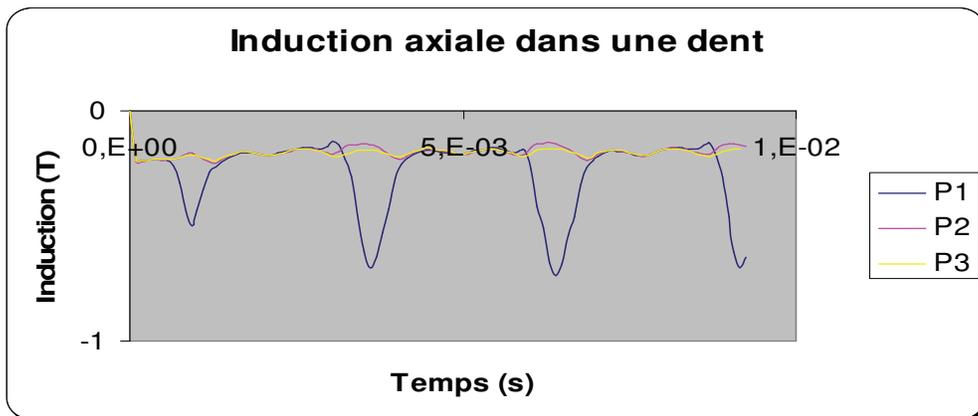


Fig. 2.49-Evolution de l'induction axiale dans une dent en charge, 1800tours/mn

ChapII : Méthodologie de détermination des paramètres en régime permanent

On visualise sur la figure 2.50 l'induction sur le support ponctuel P. La déformation de l'induction radiale est plus importante à grande vitesse. L'analyse spectrale de la figure 2.51 montre que l'harmonique 3 est plus importante que le fondamental. De façon générale, les harmoniques de rang impair deviennent plus importantes, ce qui explique les pertes plus élevées à haute vitesse.

La composante tangentielle est la plus importante et l'induction axiale est pratiquement continue.

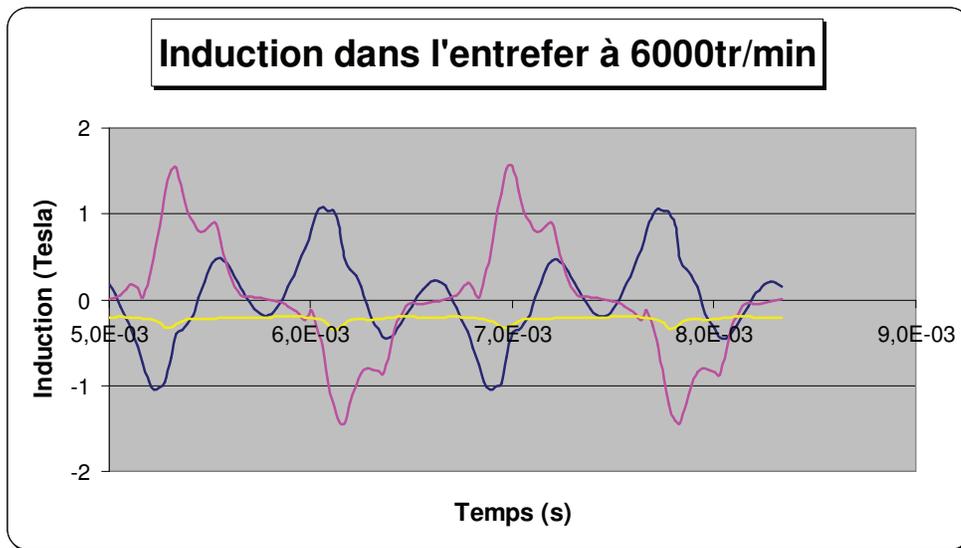


Fig 2.50-Induction dans l'entrefer, en charge à 6000tours/mn

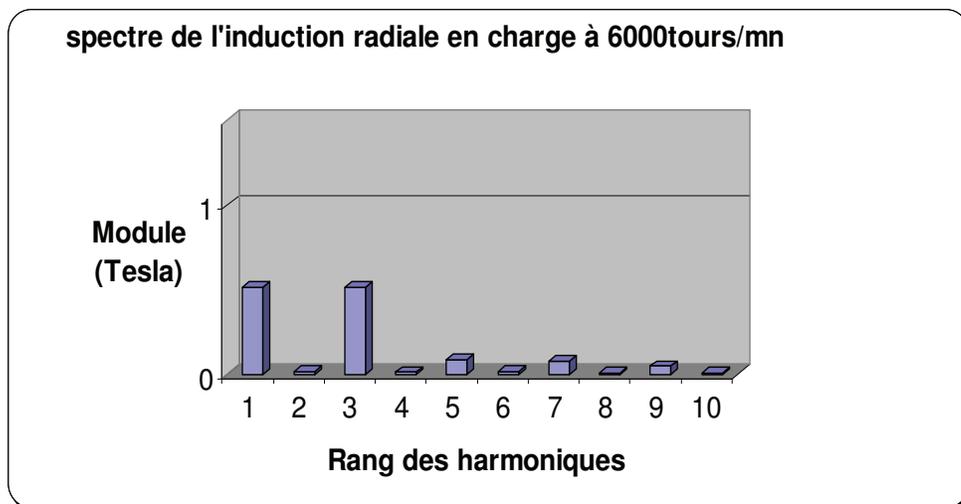


Fig. 2.51-FFT de l'induction radiale, en charge à 6000tours/mn

ChapII : Méthodologie de détermination des paramètres en régime permanent

Lors du fonctionnement en charge on observe une déformation de la composante radiale de l'induction dans l'entrefer, cette déformation qui augmente avec la vitesse est due à la réaction magnétique de l'induit. La composante tangentielle devient importante en charge, elle est même prépondérante à grande vitesse. La composante axiale devient très faible en charge et tend à s'annuler complètement à grande vitesse.

Pour mieux visualiser l'évolution de l'induction dans l'entrefer, nous allons créer un arc de cercle dans l'entrefer et nous allons visualiser l'induction radiale le long du stator et sur l'ouverture angulaire de la géométrie.

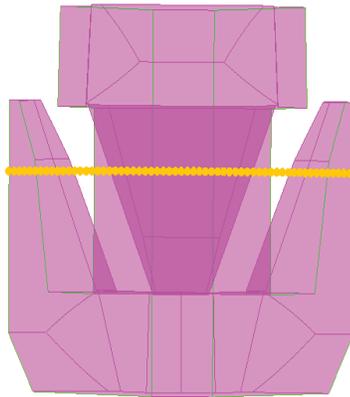


Fig 2.52-Chemin pour le tracé de l'induction

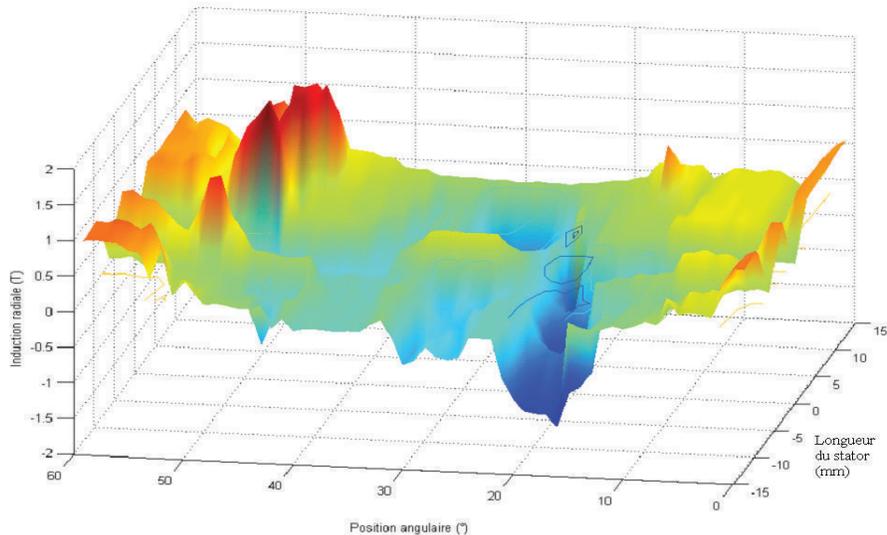


Fig 2.53-Induction radiale le long de l'entrefer en charge à 1800 tours/mn

II-3-8-b Calcul des paramètres de Potier.

Comme nous l'avons présenté au paragraphe II-2-7, les grandeurs électriques en charge et à vide vont permettre de calculer l'inductance de fuites de la machine. On retrouve les valeurs d'inductances et le coefficient d'équivalence obtenus par essais. Car comme on peut le voir dans les paragraphes précédents le modèle éléments finis est suffisamment précis et comme le montre la figure 2.54, on retrouve par simulations le courant continu en sortie mesuré à 6000 tours /mn (94A) et à 1800 (44A).

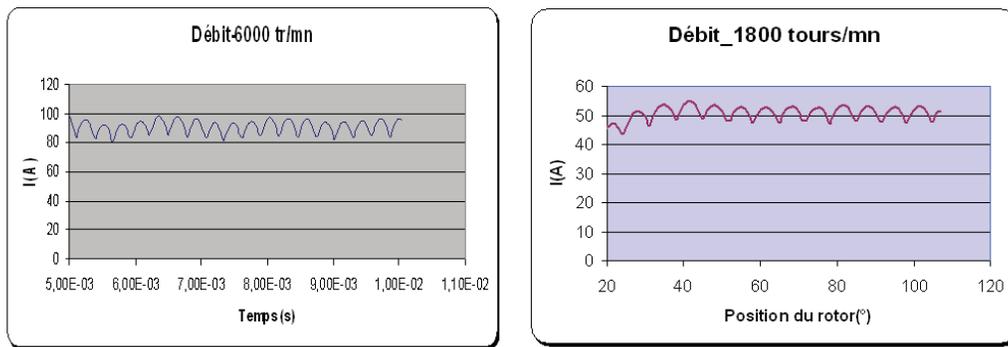
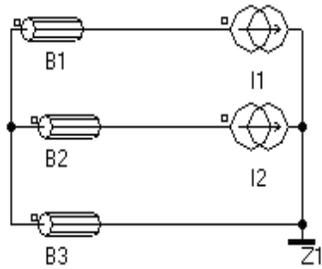


Fig 2.54-Débits en charge à 1800 tours/mn et 6000 tours/mn

II-3-9 Simulation du fonctionnement à rotor enlevé

Cette simulation peut-être faite en 2D ou en 3D car le rotor à griffes est supprimé, on peut se limiter à un problème plan, qui présente l'avantage de pouvoir mailler les bobines et donc de mieux évaluer les fuites dans les encoches, mais une configuration en 3D est préférable afin de pouvoir comparer les différentes méthodes de Calcul des inductances de fuites.

Un système triphasé de courant est imposé aux bornes des phases statoriques. La simulation doit être réalisée pour différentes valeurs de courants. On peut choisir d'utiliser un circuit électrique que nous allons décrire ci-dessous ou imposer un triplet de courants continus dans le stator ou encore utiliser des conducteurs maillés. Les commandes de Flux permettent d'avoir accès aux grandeurs électriques si on utilise le circuit, ou à calculer l'énergie magnétique dans toutes les régions volumiques pour avoir l'inductance de fuites. En 3D, le circuit électrique est représenté par la figure 2.55.



Pour l'alimentation d'un bobinage triphasé étoile, Flux3D préconise le circuit ci-contre : I2 est en retard de $2/3$ par rapport à I1, la bobine B3 est alimentée par $-(I1+I2)=I3$.

Fig 2.55-Alimentation des bobines pour la simulation à rotor enlevé

Etant donné l'égalité des résultats du couplage au circuit électrique et des courants imposés dans les inducteurs nous avons choisi cette dernière configuration qui nous permet de réduire les temps de simulation, le seul inconvénient est dans ce cas que l'on n'a pas un accès direct aux tensions statoriques.

Par exemple, pour $I_A=40A$, $I_B=I_C=-20A$, l'énergie emmagasinée calculée est de $0,0582J$ et l'inductance de fuites vaut alors :

$$\lambda = \frac{(4/3) * E}{I^2_A} = 48,5 \mu H$$

Pour $I_A=40A$, $I_B= -40 A$ et $I_C=0A$, $E =0,0775J$

$$\lambda = \frac{E}{I^2_A} = 48,5 \mu H$$

La figure 2.56 montre les lignes de champ qui se rebouclent dans le stator en passant d'une encoche à l'autre

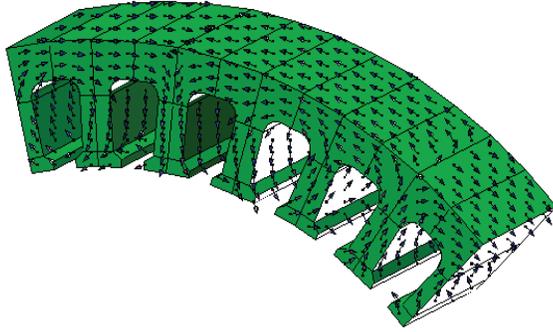


Fig 2.56-Trajet du flux Magnétique dans la machine à rotor enlevé

Le stator n'est que très faiblement saturé, toutefois la saturation augmente avec la valeur de courant qui est imposée au stator (Figure 2.57).

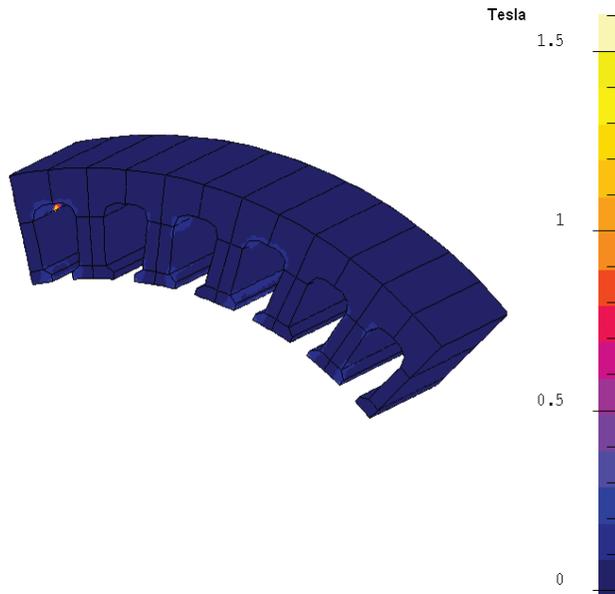


Fig 2.57a- Niveaux d'induction pour $I_A=10A$

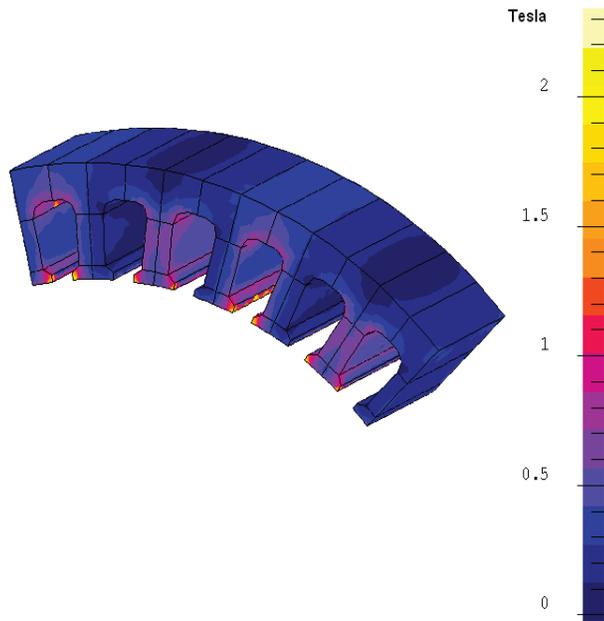


Fig 2.57b- Niveaux d'induction pour IA=90A

Le tableau 6 montre les valeurs d'inductances de fuites calculées pour différents courants imposés au stator.

| IA (A) | Energie (J) | Inductances de fuites (H) |
|--------|-------------|----------------------------|
| 5 | 9,01E-04 | 48,1 |
| 10 | 3,61E-03 | 48,2 |
| 20 | 1,45E-02 | 48,3 |
| 30 | 3,26E-02 | 48,3 |
| 40 | 5,80E-02 | 48,4 |
| 50 | 9,07E-02 | 48,4 |
| 60 | 1,31E-01 | 48,4 |
| 70 | 1,78E-01 | 48,4 |
| 80 | 2,32E-01 | 48,4 |
| 90 | 2,94E-01 | 48,4 |

Tableau 6 –Calcul de l'inductance de fuite à partir de l'énergie électromagnétique

Les simulations effectuées sont assez simples et nécessitent peu de temps de calculs : environ une journée pour avoir une caractéristique à vide en 3D, 20mn pour un fonctionnement à rotor enlevé en 3D. Pour pouvoir comparer les différentes méthodes de calculs, il faut veiller à ce que la machine à griffes soit dans le même état

ChapII : Méthodologie de détermination des paramètres en régime permanent

magnétique. On peut se contenter du calcul à rotor enlevé pour une évaluation de l'inductance de fuites, de la formule théorique pour le coefficient d'équivalence de Potier ou alors du coefficient de court-circuit. Les paramètres ainsi obtenus prédétermineront les caractéristiques (débit et couple) en charge de la machine à griffes.

III-4- Récapitulatif des résultats

Le tableau 7 fait un bilan de la détermination par le diagramme de Potier par des essais et des simulations : par essais on n'obtient pas de bonnes valeurs car l'essai à débit inductif ou capacitif nécessaire pour cette méthode est difficile à réaliser. On peut en simulations obtenir les paramètres du modèle par cette méthode.

| | Inductance de fuites | Coefficient d'équivalence calculé | Coefficient d'équivalence théorique |
|-------------|----------------------|-----------------------------------|-------------------------------------|
| Essais | 70 H | 0,01 | 0,021 |
| Simulations | 49,3 H | 0,023 | 0,021 |

Tableau 7- Bilan des résultats obtenus en utilisant le diagramme de Potier

Le tableau 8 montre un bilan des résultats obtenus en utilisant le fonctionnement en charge, les essais et simulation permettent de trouver par résolution d'équations de fonctionnement du modèle de Potier. Toutefois il est nécessaire de faire différents types d'essais ou de simulation pour obtenir ces résultats.

| | Inductance de fuites | Coefficient d'équivalence calculé | Coefficient d'équivalence théorique |
|-------------|----------------------|-----------------------------------|-------------------------------------|
| Essais | 48 H | 0,03 | 0,021 |
| Simulations | 48 H | 0,033 | 0,021 |

Tableau 8- Bilan des résultats obtenus en utilisant le fonctionnement en charge

La méthode à rotor enlevé donne les mêmes résultats (voir Tableau 9) que la méthode du diagramme de Potier et celle de la résolution avec l'essai en charge:

ChapII : Méthodologie de détermination des paramètres en régime permanent

| | Inductance de fuites | Coefficient de Court- Circuit |
|--------------|----------------------|-------------------------------|
| Rotor enlevé | 48 H | 0,033 |

Tableau 9- Bilan des résultats obtenus en utilisant la méthode à rotor enlevé

La méthodologie la mieux adaptée et la plus simple à mettre en œuvre pour déterminer les paramètres de la machine à griffes est celle à rotor enlevé, elle peut être complétée par une détermination par le fonctionnement en charge.

II-4- Application : modélisation numérique avec VHDL AMS : Machine M2

L'idée est de créer un modèle numérique de la machine en utilisant le modèle de Potier et les résultats obtenus qui vont permettre de définir un programme qui va représenter la machine (entrée, sorties, équations de fonctionnement) et de réaliser des essais virtuels sur le prototype choisi.

Dans ce paragraphe la méthodologie a été appliquée sur une machine M2 à sept phases étoile, avec aimants intergriffes comme l'indique la figure 2.59. Pour des raisons de confidentialités, nous ne donnons pas ici les détails sur cette machine.

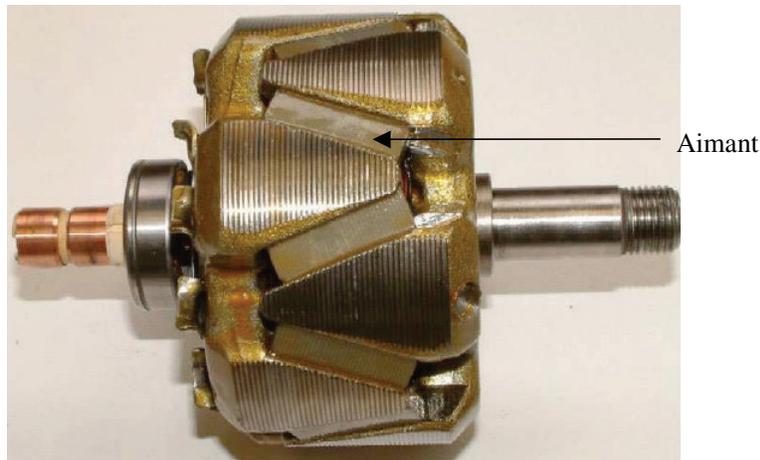


Fig 2.59-Rotor à griffes avec aimants interpolaires

On obtient alors en appliquant la méthode à rotor enlevé l'inductance de fuites et le coefficient de fuites qui est calculé à partir de la formule théorique.

$$\lambda=15\mu\text{H et } \alpha =0,015.$$

L'annexe B, montre le tracé du diagramme de Potier.

La comparaison du modèle obtenu (figures 2.60 à 2.62) avec des simulations par éléments finis permet de valider la méthode à rotor enlevé. Notons que les faibles écarts que l'on peut observer proviennent du pas de résolution beaucoup plus fin en numérique avec VHDL qu'en simulations éléments finis.

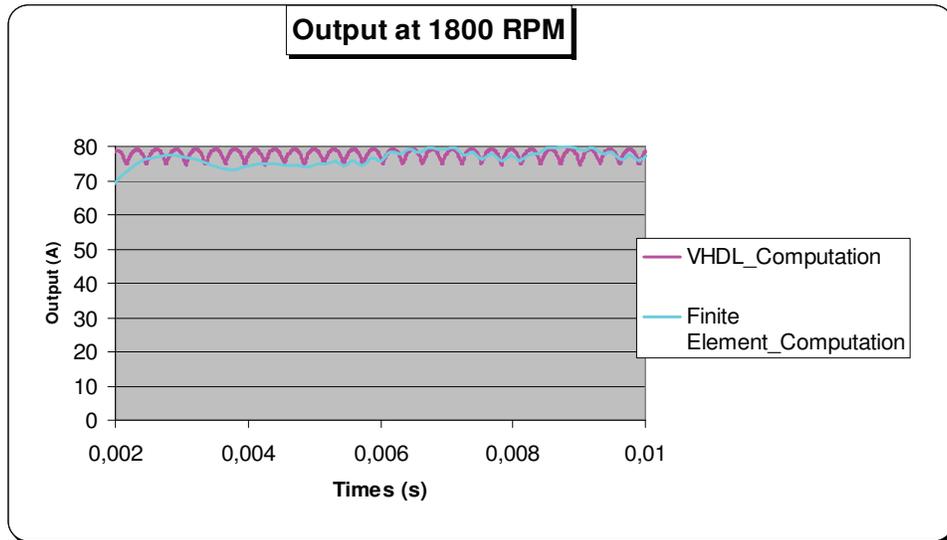


Fig 2.60-Simulations numériques et éléments finis: débit

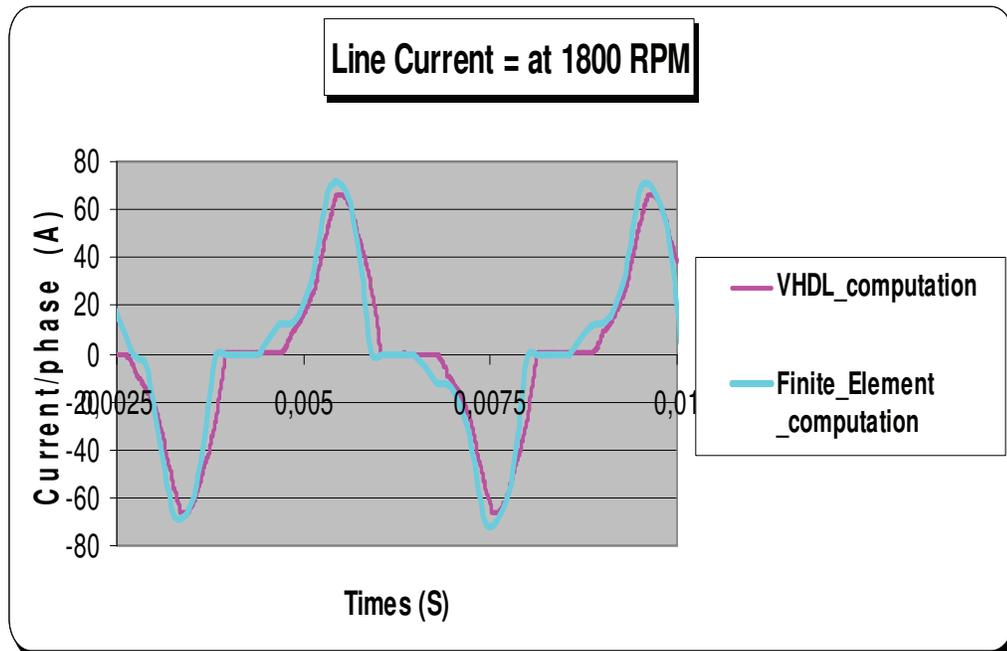


Fig 2.61-Simulations numériques et éléments finis: courants de lignes

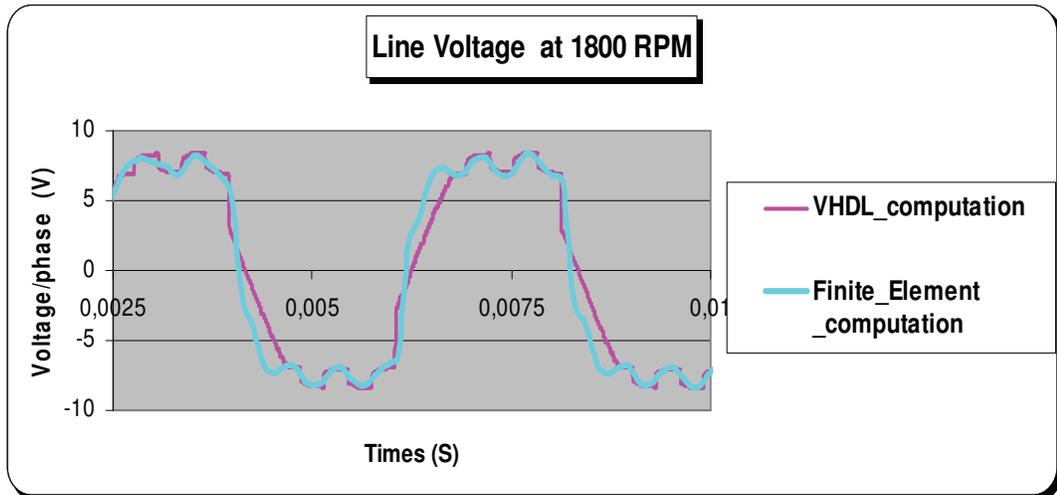


Fig 2.62- Simulations numériques et éléments finis: Tensions simples

II-5 Conclusion

La détermination du modèle de Potier telle que définie dans la littérature n'est pas adaptée aux machines synchrones de faible puissance et plus particulièrement aux machines à griffes ceci à cause de l'essai en débit inductif (ou capacitif) car le déphasage de 90° alors nécessaire entre le courant et la tension aux bornes des phases du stator est difficile à atteindre. Il faut alors le remplacer par l'essai en charge avec déphasage nul entre le courant et la tension, méthode qui a l'avantage d'être assez rigoureuse. Mais pour aller au plus simple, la méthode à rotor enlevé donne l'inductance de fuites et donc un modèle de Potier suffisamment précis en régime permanent. Il reste donc à étudier le modèle électrique de la machine en régime transitoire ; ce qui fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III :
Etude fréquentielle de la machine
à griffes

Introduction

Précédemment, nous avons étudié la machine à griffes en régime établi c'est-à-dire à vitesse constante. Pourtant entraînée par le moteur thermique, elle fonctionne en régime transitoire. Il devient important d'étudier la stabilité du réseau de bord de plus en plus complexe dans les véhicules. Cette étude passe par une modélisation en régime transitoire qui fait appel à la transformation de Park. La norme IEEE-std-115 [IEEE-95] propose deux types d'essais pour cette modélisation :

L'essai de court-circuit brusque : La machine synchrone est entraînée à une certaine vitesse puis excitée pour un niveau de tension relativement faible afin de limiter les efforts électrodynamiques lors du court circuit, l'induit étant à vide. Les phases du stator sont ensuite court-circuitées brusquement, le courant dans l'inducteur restant inchangé. Plusieurs essais seront réalisés car selon le niveau de tension à vide avant le court circuit, on obtiendra des réactances plus ou moins saturées

Les essais SSFR (StandStill Frequency Response): réponse fréquentielle de la machine à l'arrêt. Cette méthode est appliquée pour de petits signaux et donc ne tient pas compte de la saturation, la norme [IEEE-95] propose un facteur de correction.

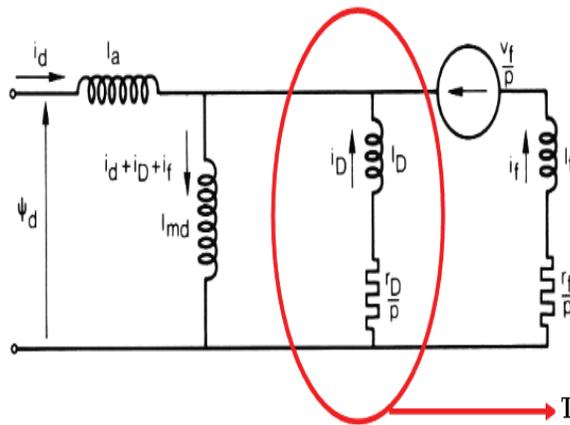
Cette norme considère, la méthode de détermination des paramètres par les essais de court-circuit brusque moins précise que la méthode SSFR. De plus, il est assez complexe de disposer pour chaque machine de contacteurs polyphasés pour réaliser le court-circuit brusque. En outre, pour visualiser la décroissance des grandeurs lors du court-circuit à vide il faudrait un pas de calcul extrêmement fin, ce qui coûterait en temps de calcul et de taille de mémoire nécessaire pour la résolution. Pour toutes ces raisons, nous avons choisi d'utiliser la méthode SSFR qui sera détaillée dans la première partie de ce chapitre. Ensuite on présentera les résultats expérimentaux et de simulations par éléments finis, de cette méthode sur une machine à griffes.

III-1 La méthode SSFR

III-1-1 Rappels Théoriques

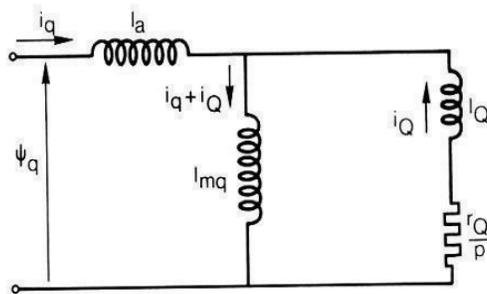
L'objectif ici n'est pas de refaire la théorie sur le modèle transitoire des machines synchrones, mais de faire des brefs rappels nécessaires à la compréhension dudit modèle. La transformation de Park est construite à partir des équations électriques de la machine. Les schémas électriques équivalents suivants les axes d et q sont décrits par la figure 3.1. Cette modélisation des machines synchrones avec amortisseurs permet de tenir compte des courants induits dans ceux-ci. Dans les machines à griffes c'est le rotor en acier massif qui joue le rôle d'amortisseur, le but est donc de pouvoir faire une estimation des courants de Foucault à la surface du rotor en se servant de ce modèle.

AXE D



Terme lié aux amortisseurs

AXE Q



r_f : Résistance de l'inducteur,

l_f : Inductance de l'inducteur,

$r_{D,Q}$: Résistance de l'amortisseur d'axe d, q

l_{md} : Inductance mutuelle d'axe d

l_a : Inductance de fuites

$l_{D,Q}$: Inductance de l'amortisseur d'axe d, q

i_f : Courant rotorique

$i_{D,Q}$: Courant dans l'amortisseur d'axe d, q

$i_{d,q}$: Courant dans l'axe d, q

Fig 3.1-Schéma équivalents d'axes d et q de la machine synchrone

Nous n'avons pratiquement pas retrouvé des publications concernant l'application de cette méthode d'identification du mode transitoire sur la machine à griffes.

Le rotor est positionné suivant l'axe d pour la mesure de l'inductance d'axe d et suivant l'axe q pour l'inductance correspondante. Deux des phases du stator sont alimentées par une source monophasée de fréquence variable, le rotor étant en court-circuit ou en circuit ouvert comme indiqué sur la figure 3.2.

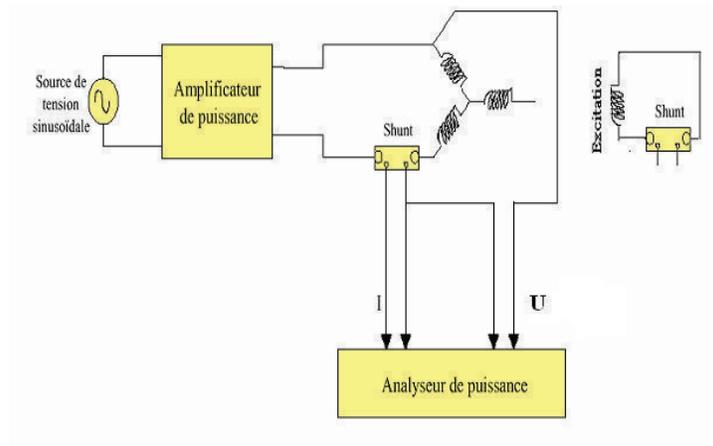


Fig 3.2-Schéma d'essai pour la méthode SSFR

Pour positionner le rotor suivant l'un des axes, on procède de la manière suivante : Deux des phases sont alimentées comme à la figure 3.2, le rotor est en court circuit et on visualise alors le courant dans celui-ci. Manuellement lorsque l'on tourne le rotor, on observe un courant rotorique sinusoïdal, de fréquence égale à celle des grandeurs statoriques. L'amplitude du courant rotorique varie comme l'indique la figure 3.3a:

- lorsque cette amplitude est maximale alors on est dans l'axe d
- lorsqu'elle est minimale on est dans l'axe q.

Le rotor peut alors être bloqué dans la position voulue.

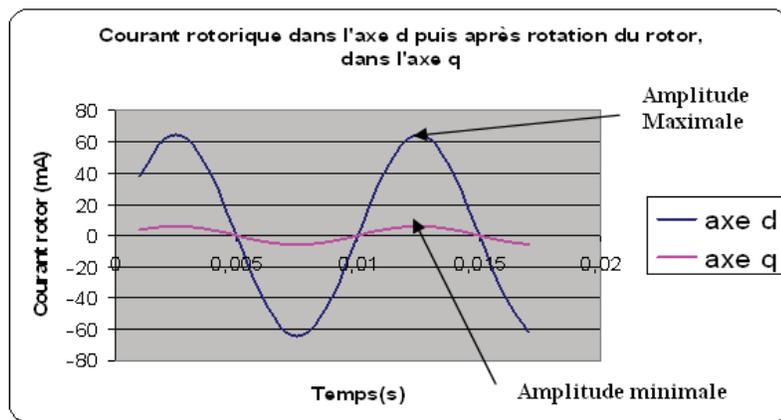


Fig 3.3a Détermination des axes d et q

L'axe d peut aussi être déterminé avec le rotor en circuit ouvert :

- L'amplitude de la tension aux bornes de la bobine rotorique est maximale, dans l'axe d.
- L'amplitude de la tension aux bornes de la bobine rotorique est minimale, dans l'axe q.

En effet, si les axes a, b et c de la figure 3.3b correspondent aux phases du stator, θ est l'angle entre l'axe des pôles et la phase a. L'axe d correspond à la position du rotor pour laquelle l'amplitude du flux rotorique $\Phi(\theta, t)$ est maximale. V_f et I_f sont respectivement la tension et le courant du bobinage rotorique, le système (3.1) les relie au flux rotorique.

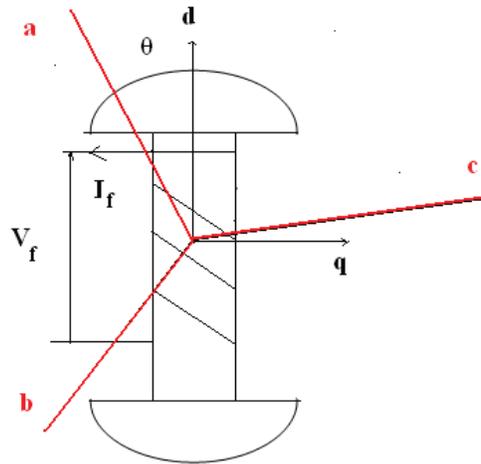


Fig3.3b-Position du rotor

$$V_f = -\frac{d\phi_f}{dt} \quad \text{et} \quad \phi_f = LI_f$$

$$\begin{cases} \phi_f = \phi_{f_m}(\theta) \cos(\alpha t) \\ V_f = -\frac{d\phi_f}{dt} = -\omega \phi_{f_m}(\theta) \sin(\alpha t) = -V_{f_m}(\theta) \sin(\alpha t) \end{cases} \quad (3.1)$$

D'où :

$$\begin{cases} \phi_{f_m}(\theta) \quad \text{maximal} \Rightarrow V_{f_m} \quad \text{maximal} \\ \phi_{f_m}(\theta) \quad \text{maximal} \Rightarrow I_{f_m} \quad \text{maximal} \end{cases}$$

Le rotor est donc bloqué dans l'axe d, et les deux phases utilisées pour la détermination de l'axe direct sont alimentées grâce à un générateur de fonction qui délivre un signal sinusoïdal. Un analyseur de puissance donne le courant de ligne I, la tension des deux phases alimentées U, et on mesure le courant du bobinage rotorique s'il est en court-

circuit et de sa tension s'il est en circuit ouvert. L'impédance dans une phase est donnée par la relation 3.2 :

$$\bar{Z} = \frac{\bar{U}}{2I} \quad (3.2)$$

Les transformées de Laplace de l'impédance et de l'inductance d'axe d: $Z_d(p)$ et $L_d(p)$ sont liées par la relation (3.3), où R étant la résistance d'une phase.

$$\begin{cases} p = j\omega \\ Z_d(p) = R + j\omega l_d(p) \\ l_d(p) = \frac{Z_d(p) - R}{j\omega} \\ \text{en posant } Z_d = X + jY \\ \text{et } l_d = a + jb \end{cases} \quad (3.3)$$

$$\text{On a alors } \begin{cases} X = R - b\omega \\ Y = a\omega \end{cases} \quad (3.4)$$

X est la partie réelle de Z, le terme X-R est la résistance supplémentaire qui représente en fait la résistance du rotor rapporté au stator. Cette résistance permet d'évaluer les pertes supplémentaires produites par chaque composante du courant statorique au rotor, on va pouvoir ainsi mesurer les pertes causées par les courants induits au rotor. Pour l'axe q, le principe est le même. Selon la norme les impédances opérationnelles d'axes d et q, devraient avoir l'allure des courbes présentées aux figures 3.4 et 3.6, et les inductances celles des figures 3.5 et 3.7.

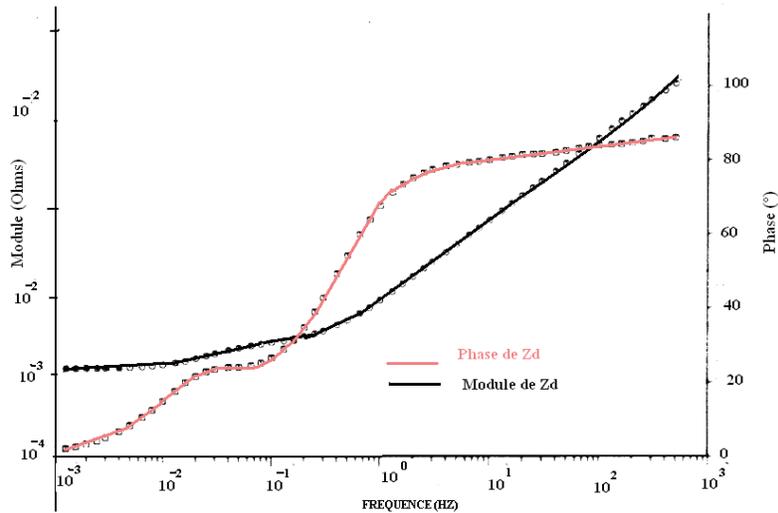


Fig 3.4 Diagramme de Bode de l'impédance équivalente d'axe d des machines synchrones

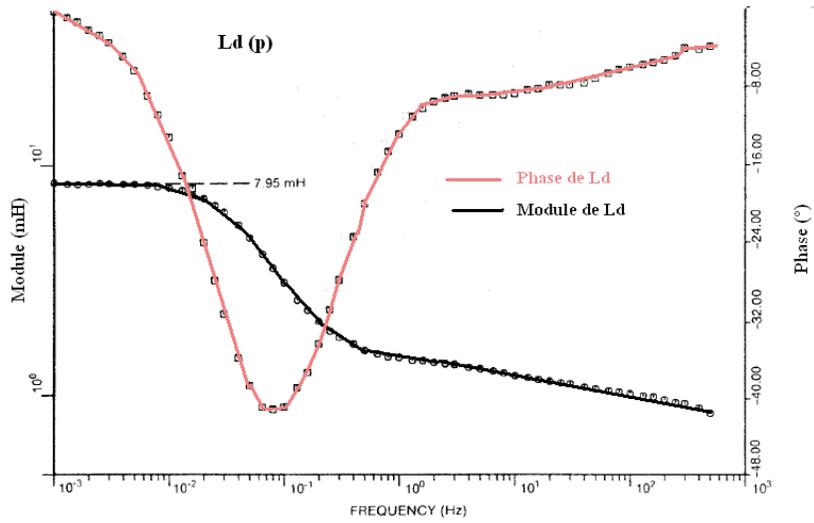


Fig 3.5 Diagramme de Bode de l'inductance d'axe d équivalente des machines synchrones

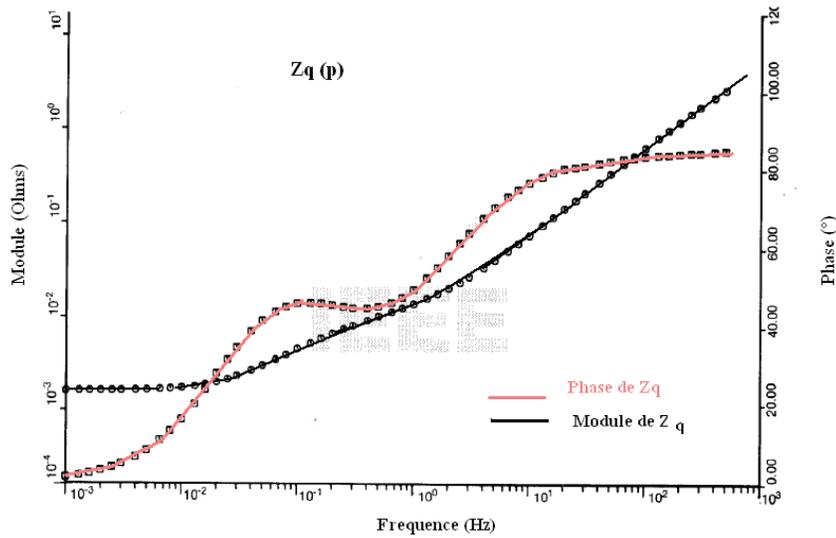


Fig 3.6-Diagramme de Bode de l'impédance d'axe q équivalente des machines synchrones

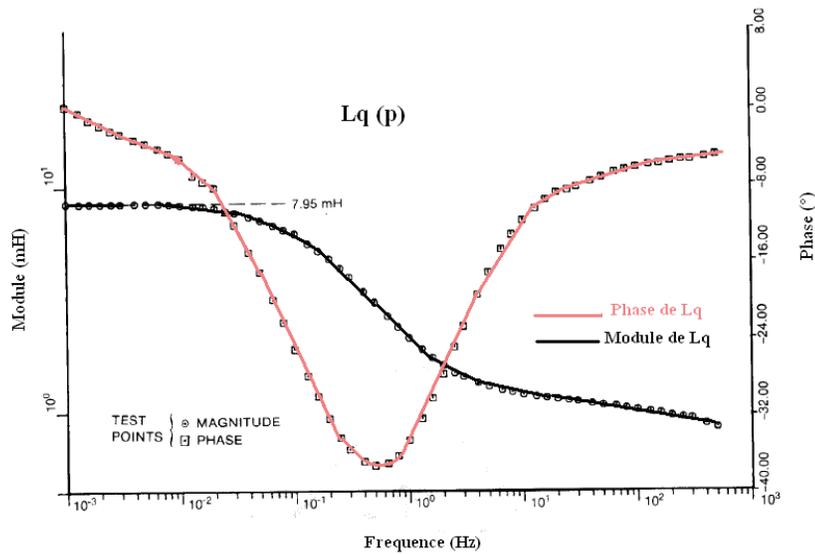


Fig 3.7-Diagramme de Bode de l'inductance d'axe q équivalente des machines synchrones

L'analyse de ces courbes permet d'obtenir les paramètres des modèles électriques équivalents présentés par la figure 3.1. Reste à mettre en application cette méthode.

III-2 Application de la méthode SSFR par essais : Machine M1

Dans ce paragraphe nous présentons des essais réalisés sur la machine M1 utilisée au chapitre II. Notons que ces essais ont été réalisés plusieurs fois pour avoir une répétitivité des résultats, n'ayant pas de référence pour ce type de machine. Les caractéristiques du matériel utilisé se trouvent dans l'annexe C. Un bras de levier cranté qui vient enserrer une poulie fixée sur l'arbre du rotor va permettre de bloquer celui-ci dans une position.

-L'axe d est déterminé en imposant un signal de fréquence 100 Hz aux bornes des deux phases en série. Pour plus précision, nous avons utilisé les deux méthodes présentées dans le paragraphe III.1.1 pour déterminer les axes.

III-2-1 Essais avec le rotor en court-circuit

-Après avoir bloqué le rotor, on fait varier la fréquence du signal en maintenant un courant d'amplitude constante dans les phases en série pour travailler à flux constant. Le diagramme de Bode de l'impédance équivalente que montre la figure 3.8 a été obtenue en imposant un courant de 8 A. Nous nous sommes limités aux fréquences supérieures à 1 Hz à cause des bruits de mesure.

Comme le prévoit la norme IEEE-Std 115, le module de $Z_d(p)$ montre une asymptote à l'origine, puis à partir de 1000Hz, une croissance linéaire avec une pente très raide.

On observe une croissance de l'argument de $Z_d(p)$ jusqu'à 74° , puis aux environs de 1000 Hz, il décroît ensuite contrairement à la norme

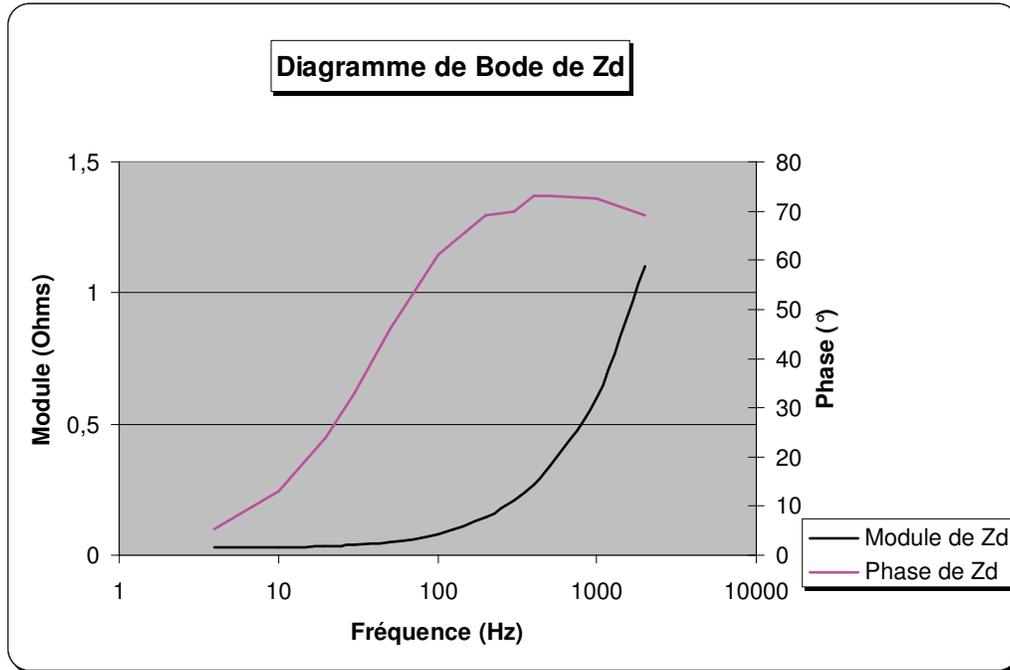


Fig 3.8-Z_d (P) pour la machine M1

III-2-1 Essais avec le rotor en circuit ouvert

Cet essai présente l'avantage de s'affranchir des termes liés à la bobine rotorique dans la détermination des paramètres du régime transitoire. Ce qui est surprenant pour la machine à griffes, c'est que l'on trouve les mêmes diagrammes de Bode avec le rotor en court-circuit ou en circuit ouvert comme, l'indique la figure 3.9. Il faudrait probablement augmenter considérablement l'amplitude du courant au stator pour avoir une différence.

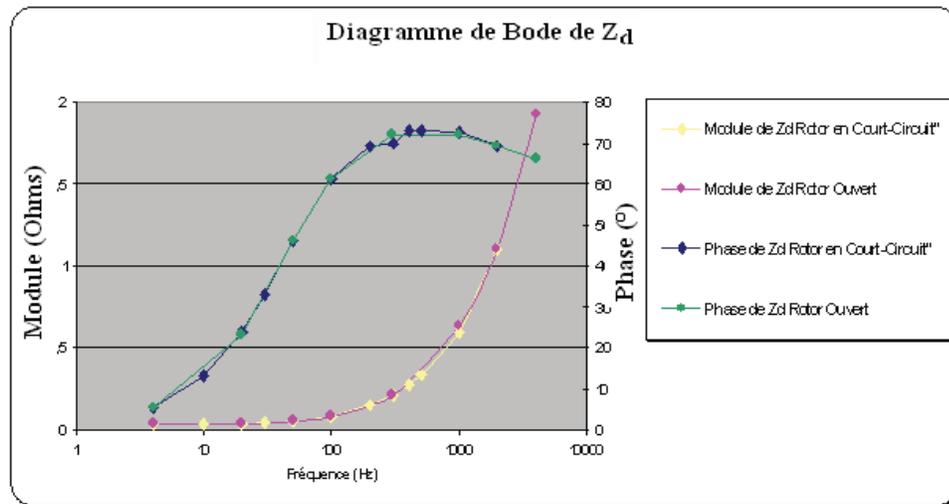


Fig. 3.9 $Z_d(p)$: rotor ouvert et en court-circuit

Ce résultat va nous permettre de faire une modélisation plus simplifiée et néanmoins juste du modèle transitoire, la bobine du rotor n'est pas prise en compte. De plus comme nous allons le voir dans la suite, il est nécessaire de limiter au maximum la complexité du circuit électrique pour la résolution éléments finis. Ce qui va nous conduire à une modification.

III-2-3 Méthode SSFR avec une seule phase alimentée

Ici, uniquement une phase du stator est alimentée. Il est à noter que l'axe d ou q est déterminé avec la même méthode que précédemment en alimentant uniquement une seule phase (voir figure 3.10). Les résultats obtenus, aux erreurs de mesure près concordent avec ceux de l'alimentation des deux phases comme indiquées à la figure 3.11.

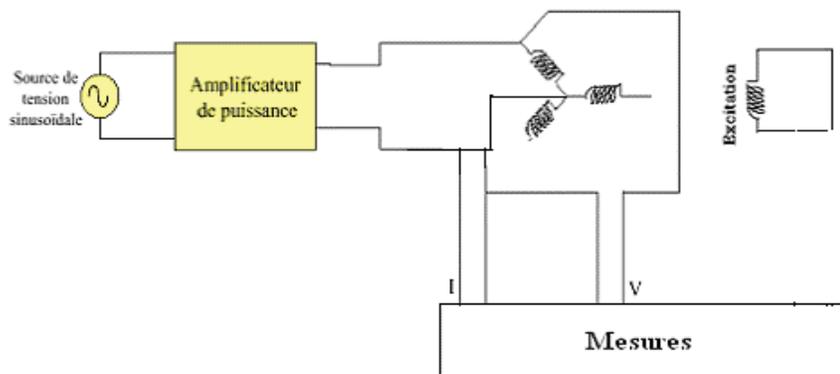


Fig. 3.10-Nouvelle méthode SSFR : une phase alimentée

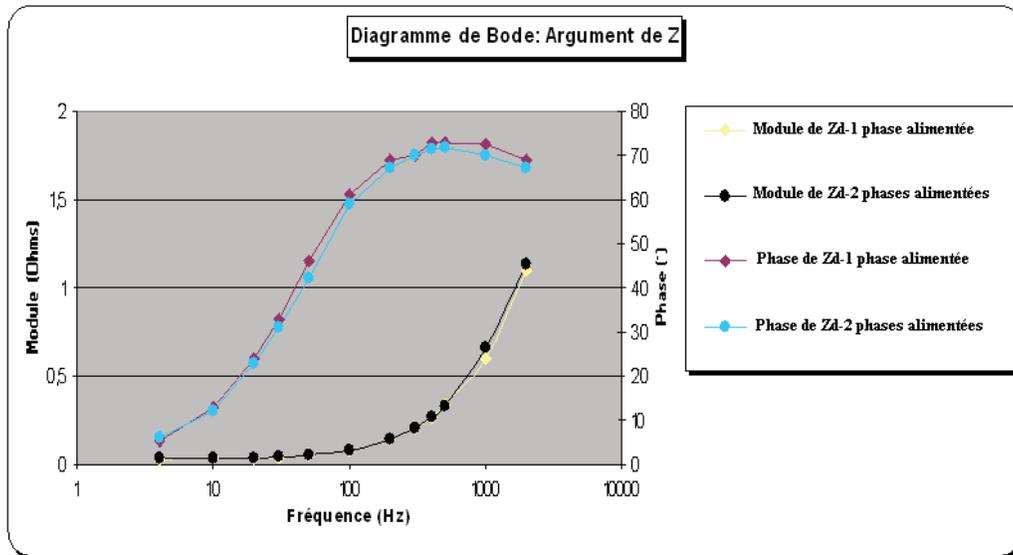


Fig. 3.11-Compenraison des deux méthodes SSFR

On va donc pouvoir en simulations éléments finis alimenter une phase et non deux, ce qui va apporter une simplification supplémentaire lors de la résolution en simulation.

III-2-4 Exploitation des résultats

Les mesures d'impédances permettent de calculer les inductances opérationnelles, représentées à la figure 3.12, grâce aux équations du système (3.2). On peut remarquer qu'à haute fréquence la limite asymptotique du module de l'inductance est d'environ $48\mu\text{H}$: c'est l'inductance de fuites calculée au chapitre II. A l'origine la limite asymptotique devrait être de $220\mu\text{H}$ qui est la valeur de l'inductance synchrone (Chapitre II) pour l'axe d et q, mais à causes des offsets de mesures importantes à faibles fréquences, on ne le visualise pas complètement sur la figure 3.12, toutefois on n'en est pas loin.

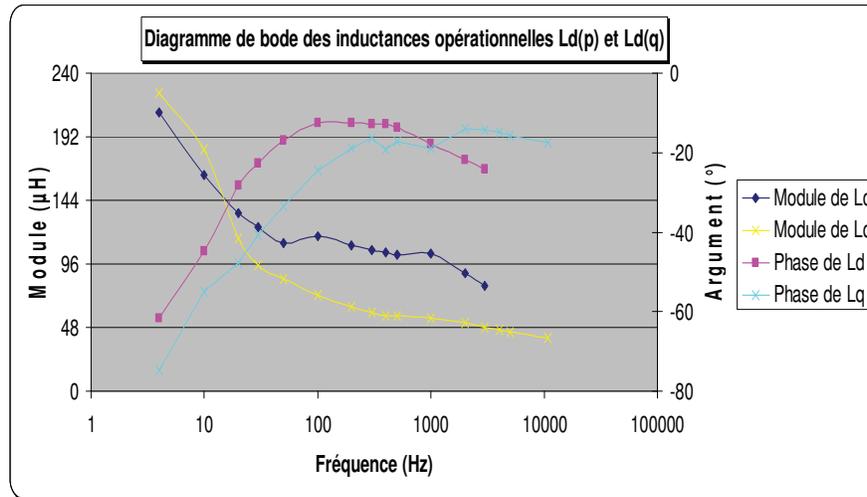


Fig 3.12- $L_d(p)$ et $L_q(p)$

Nous avons essayé en vain d'obtenir des modèles de Laplace d'ordre entier des diagrammes de Bode. Il semblerait que ceux-ci ne correspondent pas aux machines à griffes, l'idée est alors d'utiliser un modèle d'ordre non entier [RIU-95].

Mais nous avons préféré en lieu d'une modélisation, l'évaluation des pertes supplémentaires au rotor, en utilisant la résistance supplémentaire définie au paragraphe III-1-1 de ce chapitre.

III-2-5 Détermination de la résistance supplémentaire

Le rotor massif qui est le siège de courants induits est pris en compte dans le schéma équivalent de la figure 3.1 par les amortisseurs. Le terme résistif de l'impédance équivalente comprend la résistance de la bobine du rotor (en court-circuit), la résistance du stator et la résistance du rotor massif (à la place des amortisseurs pour les machines à griffes). Comme nous avons mis le rotor en circuit ouvert, il ne reste que la résistance du stator et du rotor massif ramené au stator, c'est cette dernière que nous appelons résistance supplémentaire qui vaut $X-R$, où X est la partie réelle de l'impédance équivalente et R a résistance d'un bobinage statorique.

En effet cette méthode permet d'évaluer l'impact des harmoniques et du fondamental des courants statoriques sur le rotor. Ici du fait du matériel mis à nos dispositions, notamment les amplificateurs, nous n'avons pas pu aller au-delà des courants de 11A. Ce qui représente environ 12% du courant nominal. La figure 3.13 présente la résistance supplémentaire calculée pour une valeur de courant efficace de 8 A au stator.

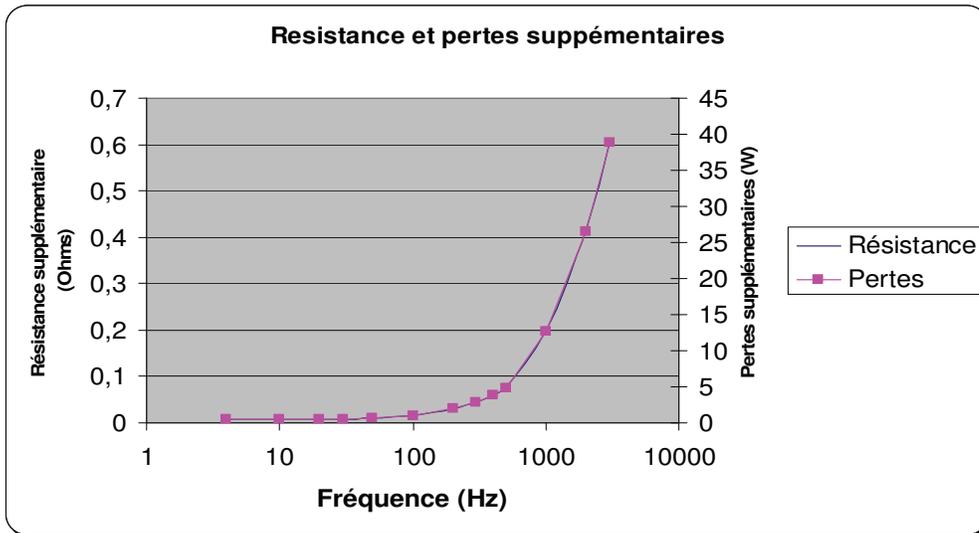


Fig. 3.13-Résistance et pertes supplémentaires dans l'axe d

Les résistances supplémentaires suivant les axes d et q sont équivalentes à faibles fréquences. Pour des fréquences plus élevées, celle de l'axe d est plus importante (voir figure 3.14). En effet dans l'axe d, le flux de l'induit traverse la surface entière d'un pôle augmente la résistance équivalente, dans l'axe q ce flux « voit » l'espace inter polaire.

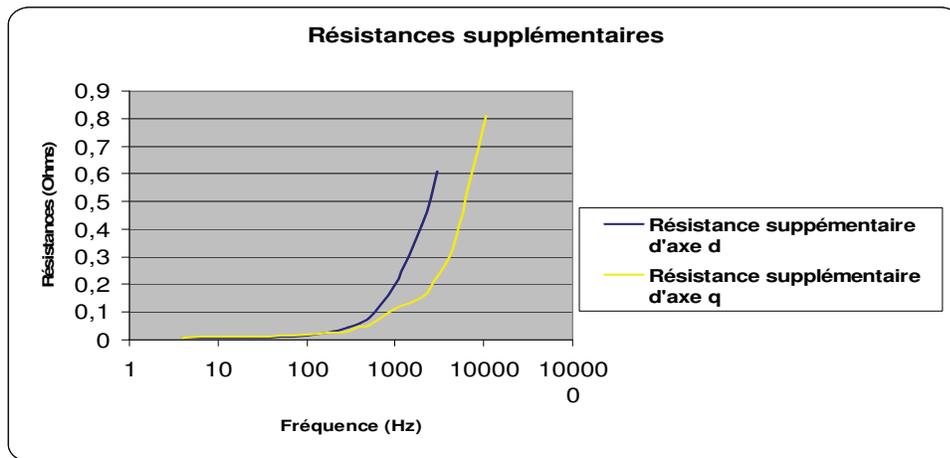


Fig. 3.14-Résistance dans les axes d et q

Dans le paragraphe suivant, nous indiquons la manière de faire des simulations éléments finis de cette méthode.

III-3 Simulations de la méthode SSFR:

Le rotor doit être positionné suivant l'axe d. La figure 3.15 ci-dessous montre alors le bobinage de la phase A dans cet axe, il est important que les bobinages, les dents statoriques et les pôles du rotor soient disposés comme sur cette figure. Pour trouver selon la configuration d'alimentation choisie l'axe d correspondant, il suffit de faire une résolution avec la dite configuration, en magnétostatique en multi positions, le rotor n'étant pas alimenté et de trouver alors la position du flux maximal au rotor. L'axe q correspondant étant à $90^\circ/p$ où p est le nombre de paires de pôles

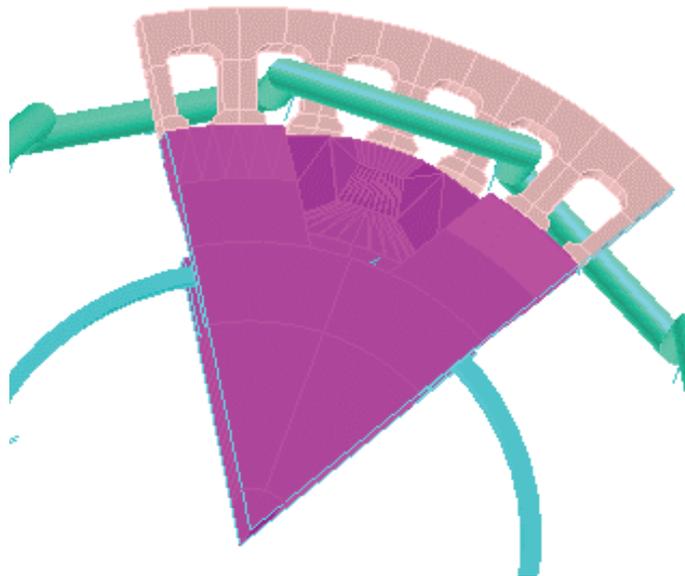


Fig 3.15- Position suivant l'axe d

La résolution est faite en magnéto harmonique. Les calculs se font donc en régime permanent sinusoïdal et on ne s'intéresse qu'au champ B, H et E. la méthode de résolution utilise le potentiel scalaire magnétique.

La machine est à l'arrêt, Ce qui permet de tenir compte de la résistivité de l'acier massif au rotor. Mais l'épaisseur de peau δ , nécessite au moins 2 couches d'éléments de maillage, or elle dépend de la perméabilité μ , la résistivité σ et de la pulsation ω suivant la relation :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma \omega \mu}}$$

Si on considère la résistivité et la perméabilité comme constantes, l'épaisseur de peau devient très faible à mesure que la fréquence augmente. La finesse du maillage nécessaire va alourdir la taille des fichiers de résolution en éléments finis ainsi que les temps de simulation.

Dans un premier calcul nous avons imposé un matériau linéaire de perméabilité relative $\mu_r=500$. Le tracé des densités de courant surfacique montre que l'essentiel des courants induits au rotor se trouve à la surface des griffes :

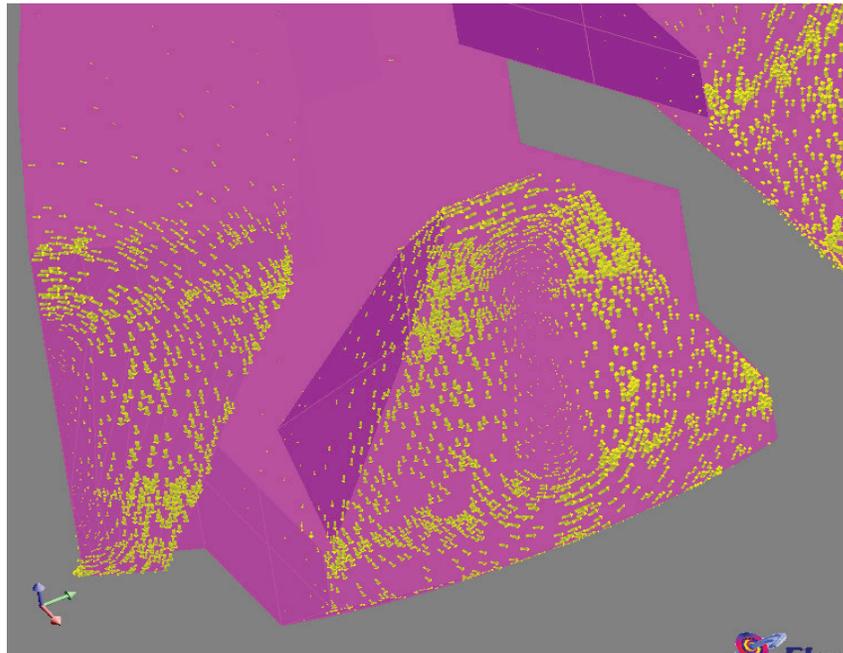


Fig 3.15 Densité de courant avec une perméabilité de 500

Pour des perméabilités plus élevées, il faut faire un maillage très fin ce qui alourdit la taille des fichiers et rend impossible leur exploitation. On peut tout de même avec un maillage raisonnable et en utilisant une perméabilité constante (2000) ou la courbe B (H) réelle du matériau acier au rotor se rendre compte de la concentration des courants à la surface des griffes, même si les calculs ne sont pas précis dans ces cas.

On utilise ici la notion de perméabilité différentielle, qui permet d'imposer une perméabilité constante, en effet en mesurant la perméabilité relative du rotor en charge, en magnétique transitoire, on voit à la figure 3.16, que localement c'est la perméabilité différentielle qui est utilisée au rotor.

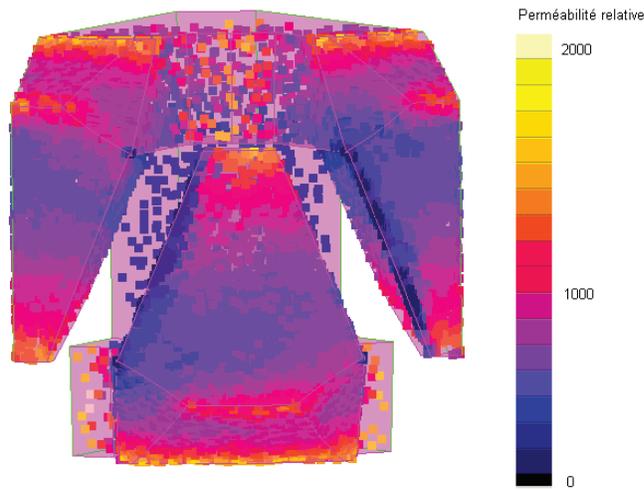


Fig 3.16 Perméabilité différentielle en magnétique transitoire

Pour s'affranchir des problèmes de maillage dus à l'épaisseur de peau, nous allons utiliser l'impédance de surface

III-3-1 Utilisation de l'impédance de surface

L'impédance de surface Z_s , relie à la surface d'un conducteur relie le champ magnétique H au champ électrique E par la l'équation (3):

$$n \times E = Z_s n \times (n \times H) \quad (3)$$

Où n est le vecteur unitaire normal à la surface du conducteur.

Dans le cas d'une plaque conductrice d'épaisseur infinie, soumise à un champ sinusoïdal H_0 parallèle à la surface du conducteur comme le montre la figure 3.17, en résolvant les équations de Maxwell dans le cadre de l'approximation des régimes quasi-stationnaires et en utilisant les relations constitutives du matériau du conducteur:

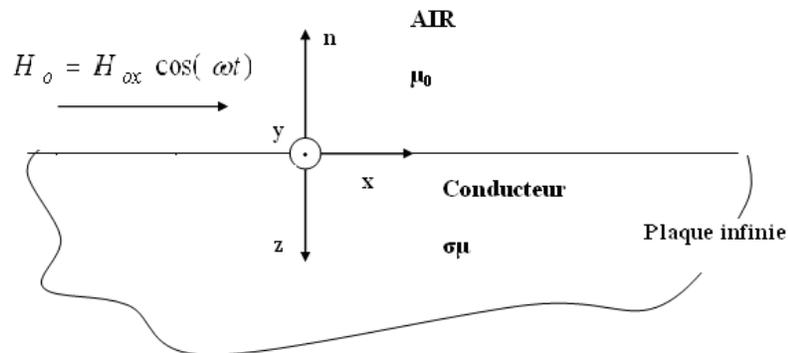


Fig. 3.17 Cas d'une plaque infinie

Les symétries du problème montrent que les seules composantes non nulles de H, B et J sont suivant l'axe x. On a alors :

$$\frac{\partial H_x}{\partial z^2} = \sigma \mu H_x, \text{ et en régime harmonique : } \frac{\partial H_x}{\partial z^2} = j\omega \sigma \mu H_x$$

En posant $a = \frac{1+j}{\delta}$

Alors : $\frac{\partial H_x}{\partial z^2} = a^2 H_x$

La solution générale de cette équation est de la forme :

$$H_x(z) = Ue^{-az} + Ve^{az}$$

E: champ électrique
 H: champ magnétique
 J :densité volumique de courant
 σ : Résistivité
 δ : épaisseur de peau
 ω : pulsation

Les conditions aux limites donnent

$$H_x(z) = H_o e^{-(1+j)\frac{z}{\delta}}$$

En appliquant la relation d'Ampère,

$$\text{Rot}(H) = J$$

On trouve :

$$J(z) = n \frac{1+J}{\delta} H_x(z)$$

$$E(z) = n \frac{1+J}{\delta \sigma} H_x(z)$$

Et donc l'impédance de surface dans le cas d'une plaque infinie a pour expression :

$$Z_s = \frac{1+J}{\delta \sigma}$$

C.Guérin [GUE-94] présente dans sa thèse l'utilisation d'éléments spéciaux pour les régions massives conductrices dont l'effet de peau est prononcé : l'impédance de surface. Cette méthode a d'abord été implantée par I.Sakellaris [SAK 92] dans Flux3D en utilisant le potentiel réduit magnétique, et C.guérin a amélioré la précision et d'implanté l'utilisation de l'impédance de surface avec des matériaux non linéaires

L'utilisation de l'impédance de surface dans Flux3D est soumise à 2 conditions :

- 1-La géométrie connexe: il n'y a pas de trou dans la géométrie.
- 2-Les longueurs caractéristiques du rotor, les dimensions de l'impédance de surface doivent être très grandes devant l'épaisseur de peau.

La région de type impédance surface construite pour cette machine à griffes est représentée à la figure 3.18a. Les calculs éléments finis sont faits non plus sur une région volumique, mais sur cette région surfacique.

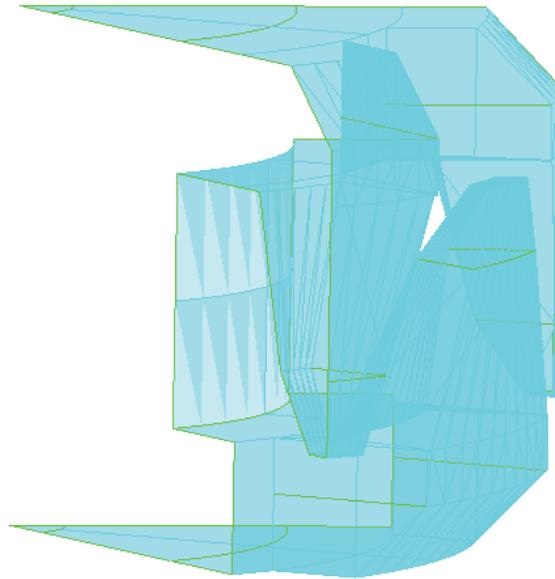


Fig. 3.18a-Impédance de surface, pour le rotor à griffes

De plus à cause des formulations des différentes régions magnétiques dans le logiciel éléments finis utilisé, on ne peut avoir une région avec conducteur qui jouxte une région avec impédance surfacique, la présence du bobinage du rotor pose donc un problème pour la résolution.

Une solution serait d'englober le rotor en faisant une sorte de coque séparerait ainsi le rotor de la bobine. Cette coque passe dans l'entrefer ce qui limite son épaisseur. Cette solution n'a pas été retenue pour le moment car on se retrouve avec une géométrie qui nous a été impossible de mailler.

Les essais nous ont montré que les résultats avec le rotor en court-circuit et en circuit ouvert étaient identiques. L'idée est alors de supprimer la bobine du rotor. C'est ce que nous allons faire dans la suite des simulations utilisant l'impédance de surface.

Pour valider l'utilisation de l'impédance de surface, nous comparons deux configurations utilisant un matériau linéaire défini par une perméabilité relative constante, avec et sans impédance de surface. La figure 3.18b montre la circulation des densités de courant sur l'impédance de surface.

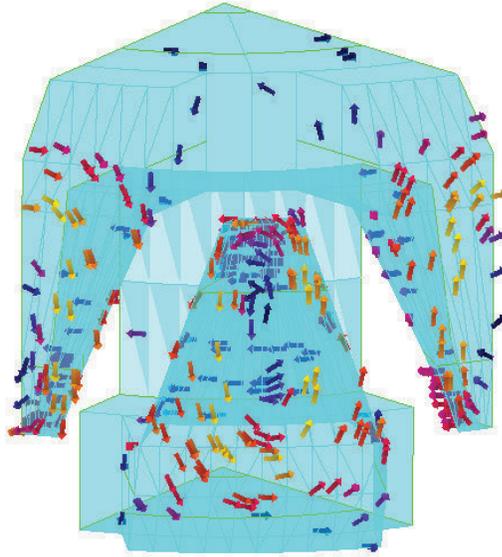


Fig3.18b- Densité de courant avec l'impédance de surface et une perméabilité de 500

Notons que pour des fréquences élevées, sans impédance de surface, le maillage n'est pas suffisamment fin pour obtenir des résultats précis. Les figures 3.19 et 3.20 montrent le diagramme de Bode de l'impédance calculée suivant l'axe d. Pour des fréquences inférieures à 100Hz, les deux configurations sont très proches, on peut donc considérer que l'impédance de surface donne des résultats satisfaisants et nous allons l'utiliser dans la suite du chapitre pour les simulations éléments finis.

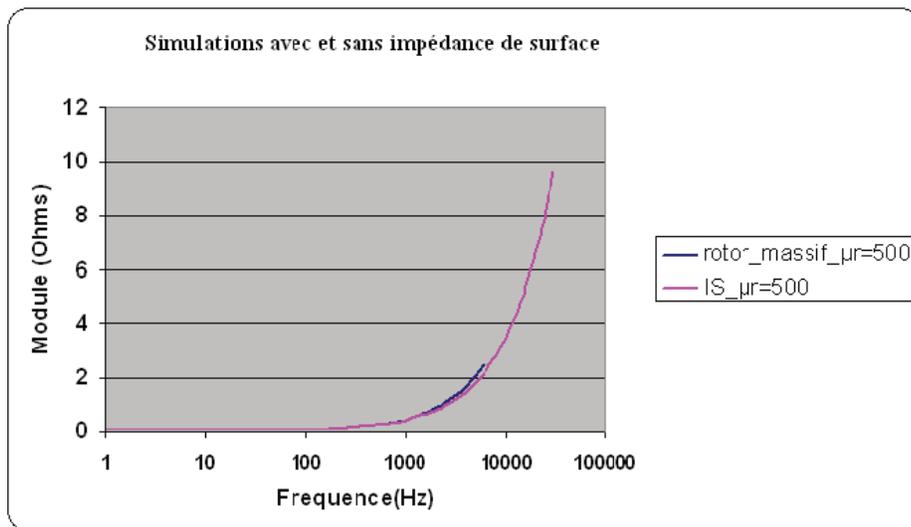


Fig3.19- Module de $Z_d(p)$ sans et avec l'impédance de surface et une perméabilité de 500

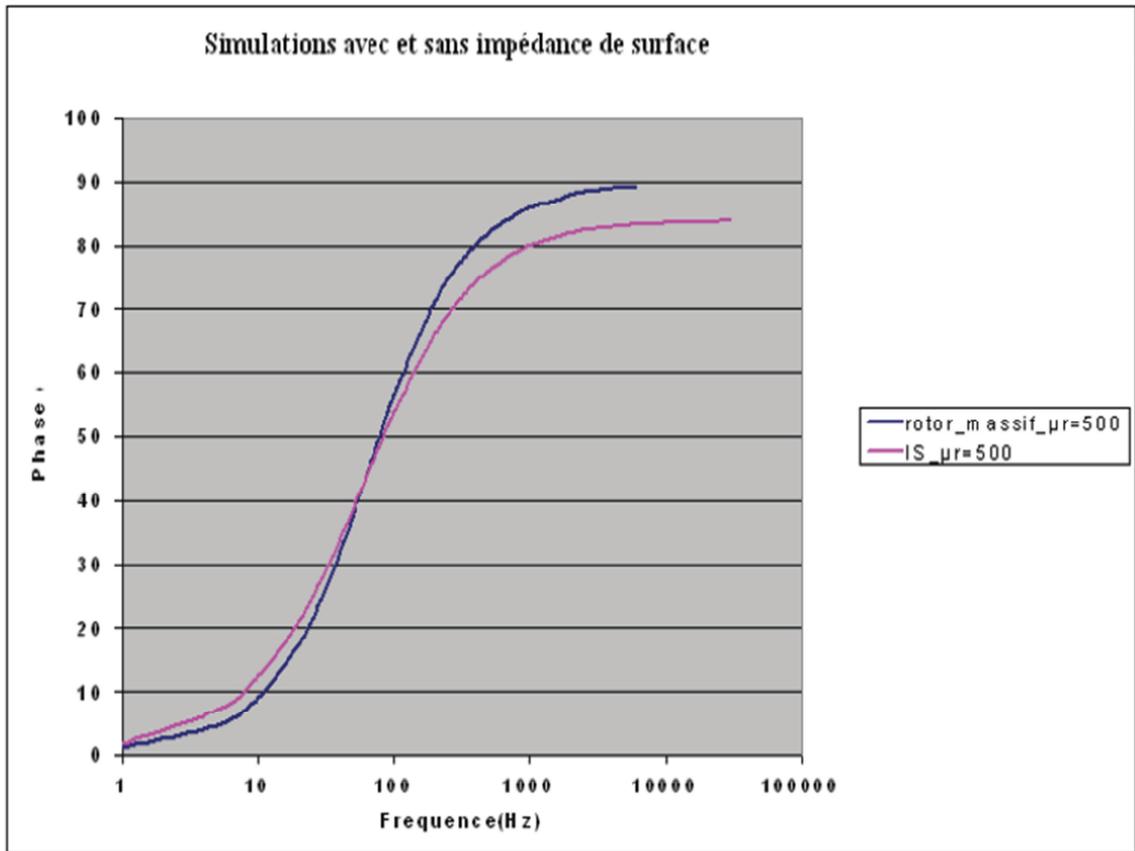


Fig3.20- Argument de $Z_d(p)$ sans et avec l'impédance de surface et une perméabilité de 500

III-3-2 Etude sur la résistivité

Nous avons étudié les variations de la résistivité sur les résultats. Comme on peut le voir à la figure 3.21, les variations de la résistivité dans l'intervalle choisi n'ont aucune incidence sur l'impédance.

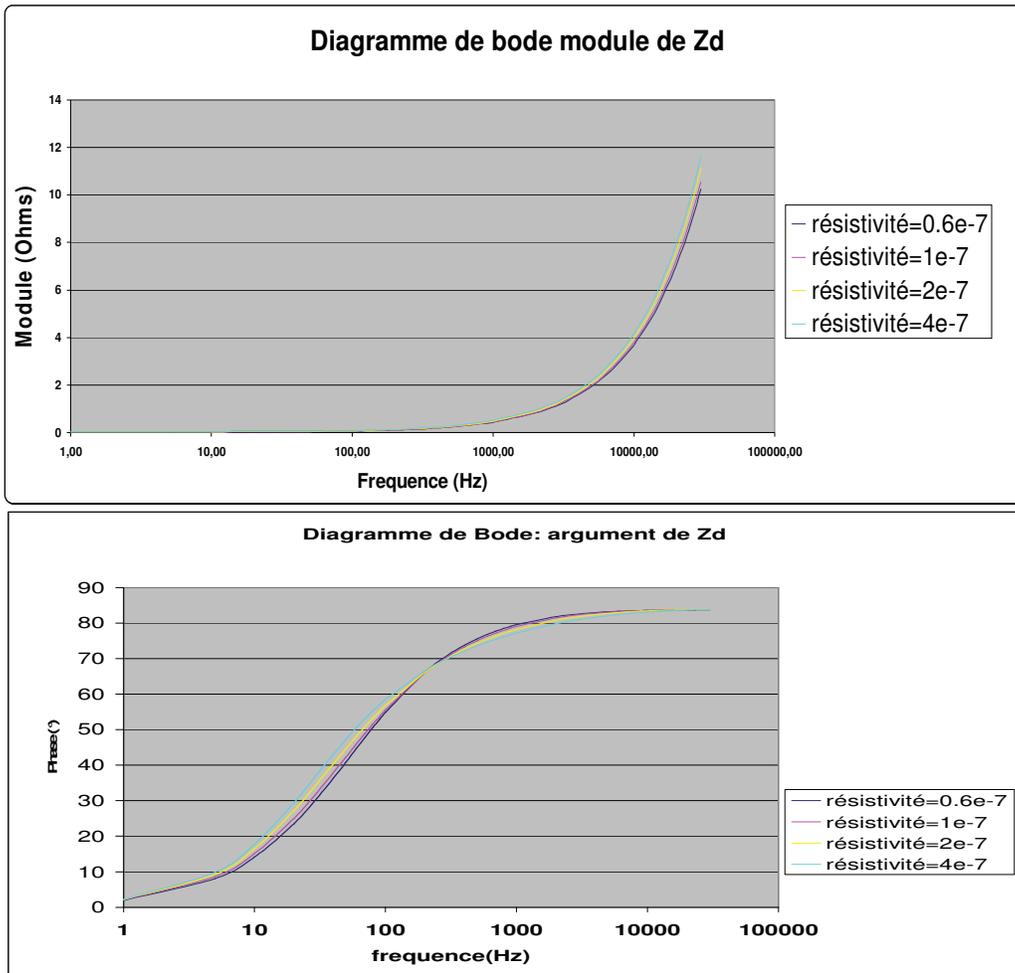


Fig 3.21 Influence de la résistivité

III-3-3-Etude sur la saturation

Pour différents courants imposés au stator, 5A, 50A et 100A on voit ici que le module de Z_d garde pratiquement la même valeur, mais l'argument de l'impédance est plus

sensible. Le niveau de saturation n'a pas une forte incidence sur l'impédance.

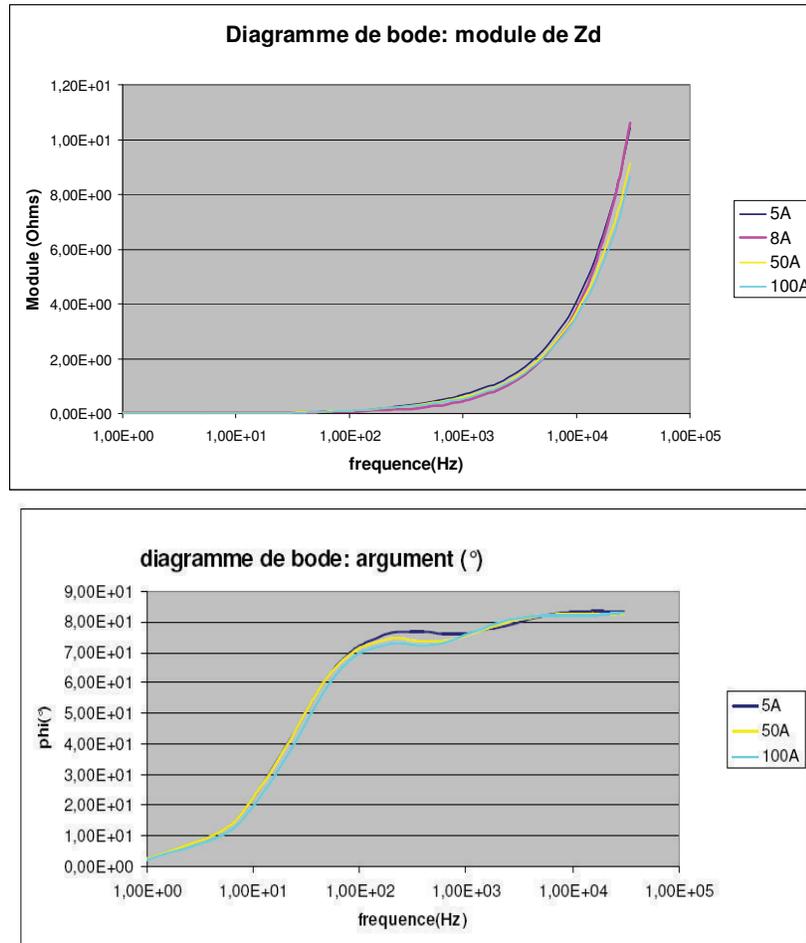


Fig. 3.22-Effet du niveau de courant statorique

III-4 Comparaison Simulations et Essais

Dans ce paragraphe nous comparons les résultats des simulations éléments finis en utilisant l'impédance de surface avec les essais pour avec la même valeur de courant au stator. La figure 3.23 montre les résultats obtenus, avec une perméabilité linéaire, et avec la courbe B (H) de l'acier SAE-1002.

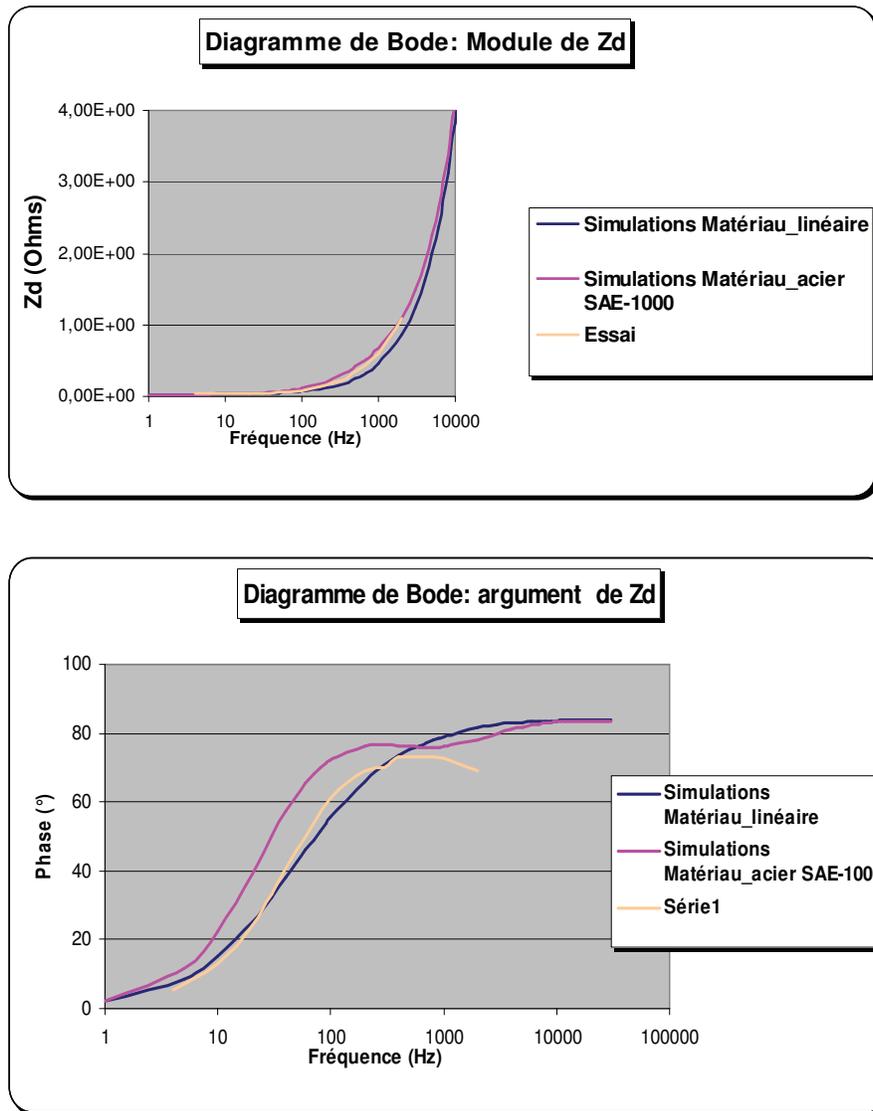


Fig. 3.23-Simulations et essais avec la méthode SSFR

Le calcul avec l'acier SAE-1002 se rapproche plus des essais sur banc que celle avec le rotor en matériau linéaire, l'impédance de surface donne une image satisfaisante des essais mais qui reste à améliorer en prenant en compte la bobine au rotor et aussi le feuilletage du stator car sous Flux3D cette fonctionnalité n'est pas disponible en magnéto harmonique.

NB: Les simulations pour évaluer les pertes supplémentaires peuvent être faites en appliquant un champ tournant : les 3 phases statoriques sont alimentées par un système triphasé direct le rotor est alors dans un axe quelconque. La figure 3.24

montre alors que la distribution des courants induits au rotor est moins harmonieuse, car l'action des trois courants statoriques se superpose.

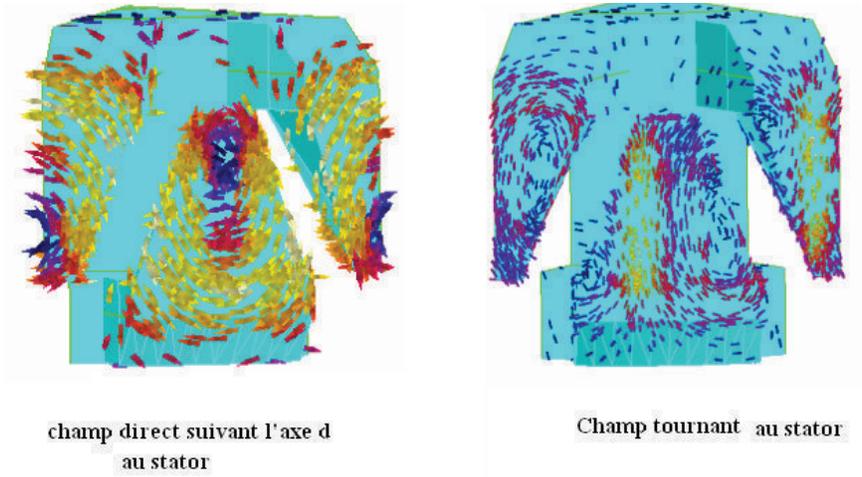


Fig.3.24 Densité de courant au rotor lorsqu'un champ tournant est appliqué au stator

III-4 Conclusion :

La méthode SSFR peut être appliquée aux machines à griffes avec des modifications qui facilitent les simulations. Les modèles dans d'ordre entier ne sont pas adaptés à cette machine, toutefois cette méthode permet d'évaluer des pertes supplémentaires dues aux courants induits dans le rotor.

Nous avons montré l'intérêt d'utiliser l'impédance de surface pour faire des simulations.

Chapitre IV:
Vers une tentative de compensation de
la réaction magnétique de l'induit

Introduction

Lors du fonctionnement de l'alternateur à griffes, les courants statoriques créent un flux qui a pour effet de déformer et d'affaiblir le flux produit par le rotor: c'est la réaction magnétique de l'induit. Dans le chapitre précédent, l'étude de l'induction dans l'entrefer montre comment l'induction radiale qui a une forme trapézoïdale à vide se déforme en charge, cette déformation étant plus accentuée à haute vitesse. On s'est intéressé au point P de la figure 4.1.

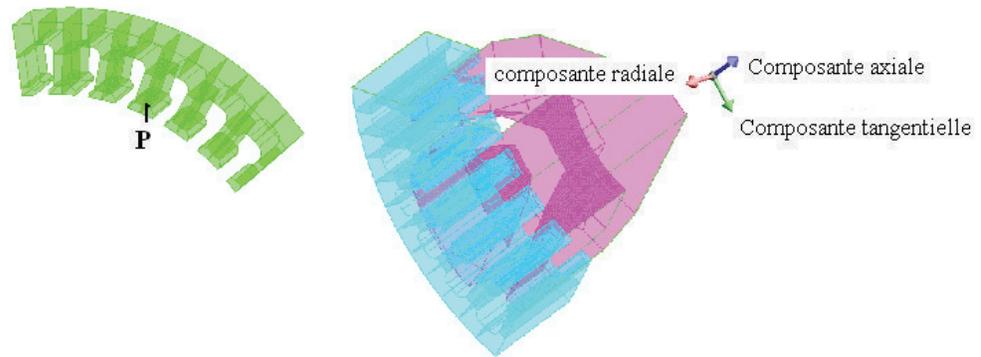


Fig. 4.1 Support ponctuel pour le calcul de l'induction

La figure 4.2 montre la déformation de l'induction radiale dans l'entrefer à 1800 tours/mn. L'analyse spectrale (figure 4.3), de cette induction montre une diminution d'environ 24% de la valeur du fondamental. Soit une perte du flux utile produit par le rotor. Pour une vitesse plus élevée : 6000 tours/mn, la déformation du flux rotorique est plus importante l'indique les figures 4.5 et 4.6 où la diminution du fondamental est de l'ordre de 55%. Par contre on observe une augmentation des harmoniques de rangs impairs. L'harmonique de rang 3 particulièrement devient très importante, à 6000 tours/mn, elle est aussi importante que l'harmonique 1. Un moyen d'améliorer le rendement de la machine serait donc de compenser la réaction magnétique de l'induit. C'est ce que nous avons essayé de faire et qui est explicité dans la suite de ce chapitre.

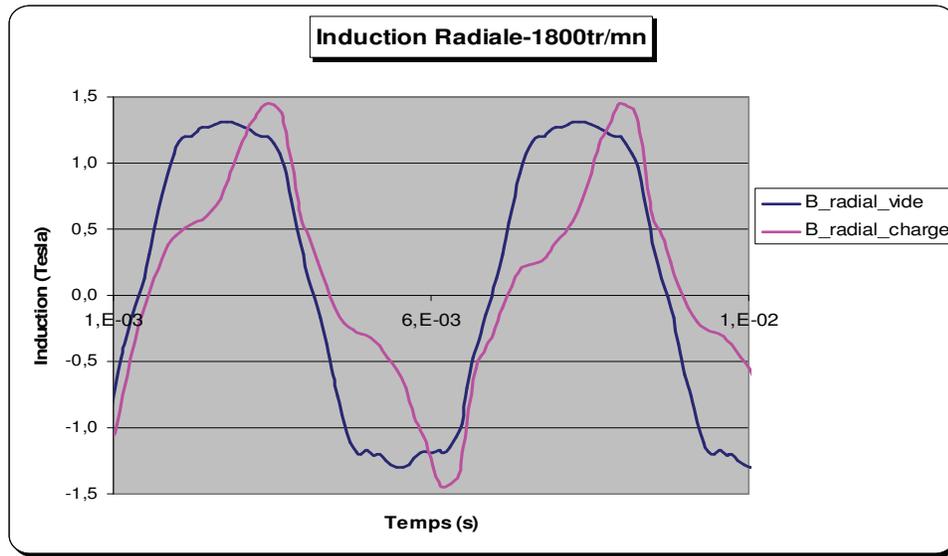


Fig. 4.2 Induction radiale à 1800 tours/mn

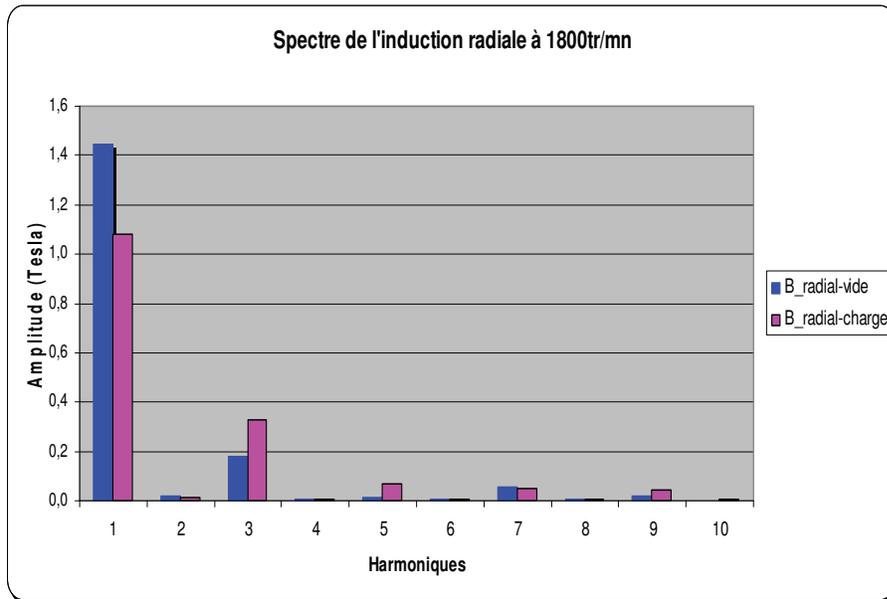


Fig. 4.3 Spectre de l'induction radiale à 1800 tours/mn

ChapIV: Vers une tentative de compensation de la réaction magnétique de l'induit

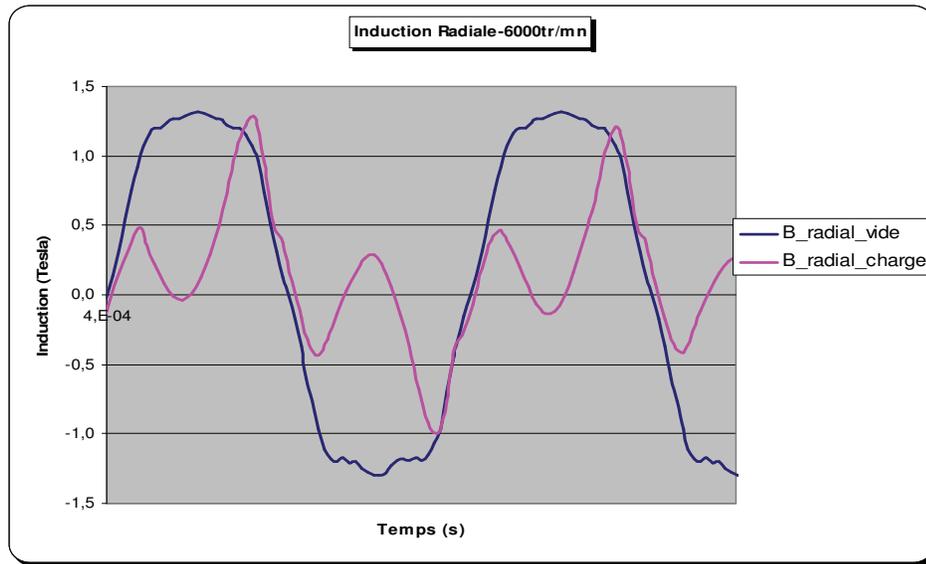


Fig. 4.4 Induction radiale à 6000 tours/mn

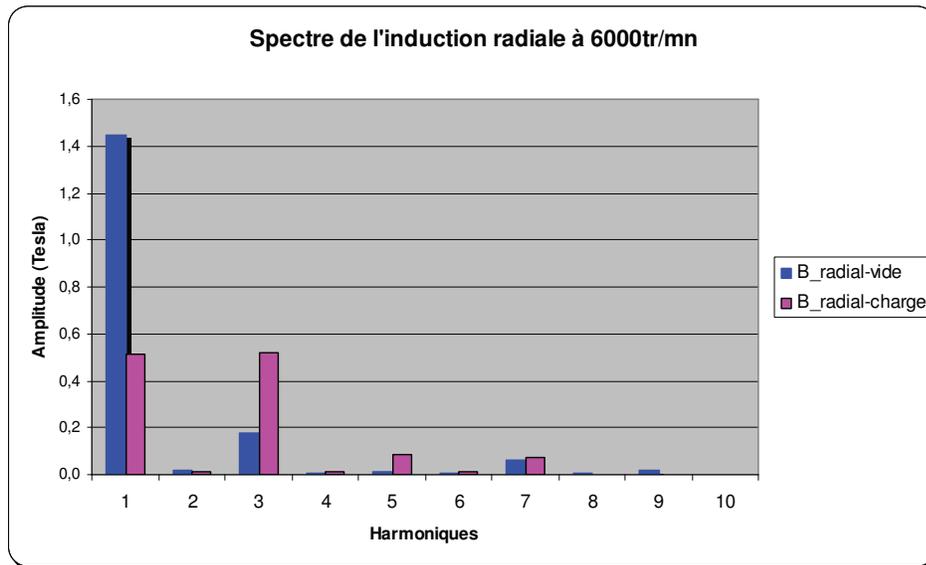


Fig. 4.5 Spectre de l'induction radiale à 6000 tours/m

Nous proposons donc de mettre un circuit de compensation au rotor qui va créer un flux opposé au flux de l'induit. Ce circuit sera représenté par des fentes dont le rôle est d'augmenter la reluctance du flux de réaction d'induit. Cette technique a été utilisée autrefois pour les machines à courant continu, où on utilise un enroulement de

ChapIV: Vers une tentative de compensation de la réaction magnétique de l'induit

compensation, encore appelé pôles auxiliaires, pour réduire la réaction magnétique de l'induit. D'abord nous comparerons les grandeurs électriques d'un rotor avec fentes et d'un rotor sans fentes à stator identique, ensuite nous verrons l'intérêt acoustique des fentes rotoriques.

IV-1 Compensation de la réaction magnétique de l'induit : Fentes dans les griffes du rotor

Ces fentes peuvent avoir deux utilisations :

- Une augmentation de l'entrefer ce qui permettrait de diminuer la réaction magnétique de l'induit en augmentant la reluctance du flux de celui-ci.
- L'introduction d'aimants permanents dans ces fentes afin de créer un circuit de compensation selon le même principe que les machines à courants continus. Le champ produit par les aimants ayant pour but d'atténuer celui de l'induit.

V-1-1 Description géométrique

Les fentes ont été réalisées sur la machine M1 utilisée au chapitre II. A la figure 4.6, elles ont une épaisseur de 0,6 mm et une profondeur de 8mm sur toutes les griffes.



Fig 4.6- Fentes dans le rotor

ChapIV: Vers une tentative de compensation de la réaction magnétique de l'induit

V -1-2 Fonctionnement à vide

Le relevé des formes d'ondes lors d'essais sur banc montrent l'apparition de recourbement de la tension simple à vide, cette déformation est aussi visible sur la tension composée et est présente même pour de faibles niveaux d'excitation : figures 4.7 et 4.8.

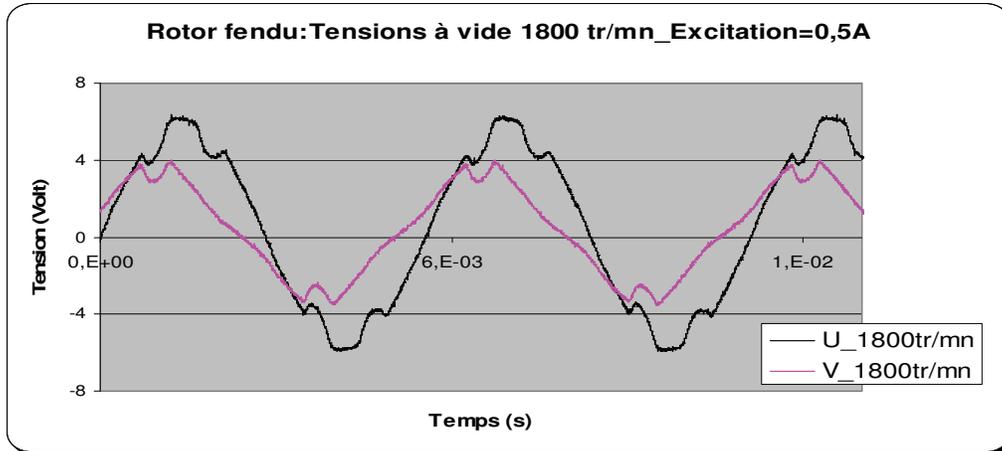


Fig. 4.7 Essai à vide, excitation= 0,5A

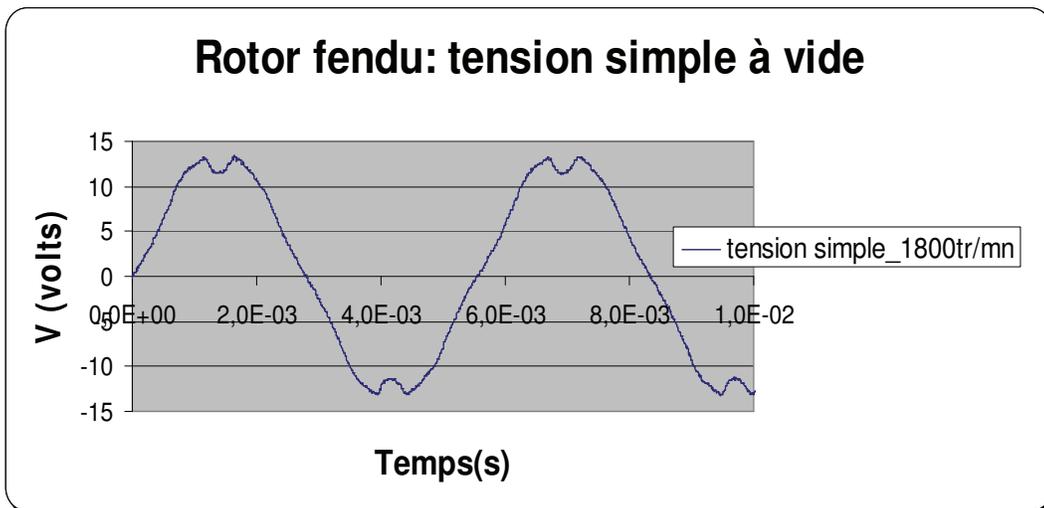


Fig. 4.8 Essai à vide à 1800 tours/mn, excitation= 3,4A

ChapIV: Vers une tentative de compensation de la réaction magnétique de l'induit

Cette distorsion de la tension à vide a aussi été observée en simulations élément finis, mais pour le voir il faut choisir un pas de simulation et un maillage très fin comme on peut le voir sur la figure 4.9 :

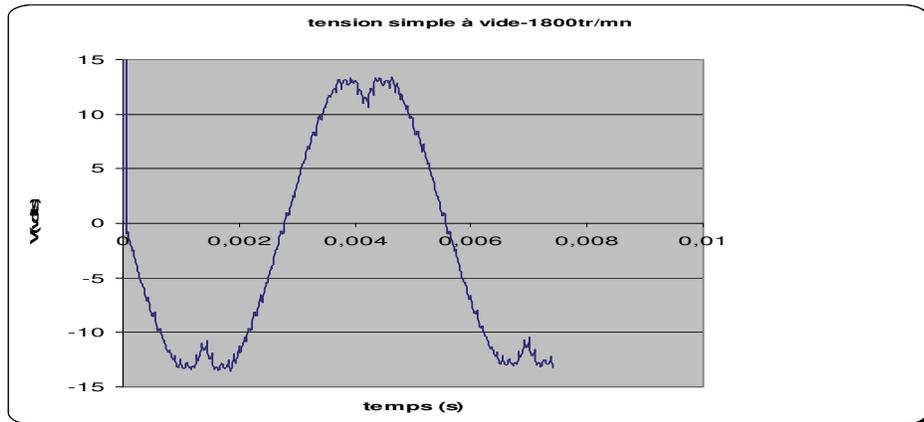


Fig. 4.9 Simulations à 1800 tours/mn : V à vide, excitation= 3,4A

Toutefois lorsqu'on trace la caractéristique à vide (figure 4.10) de la machine avec rotor fendu, elle est proche de la courbe obtenue avec le rotor initial, du moins l'écart qu'on observe est de l'ordre de grandeur des imprécisions des mesures.

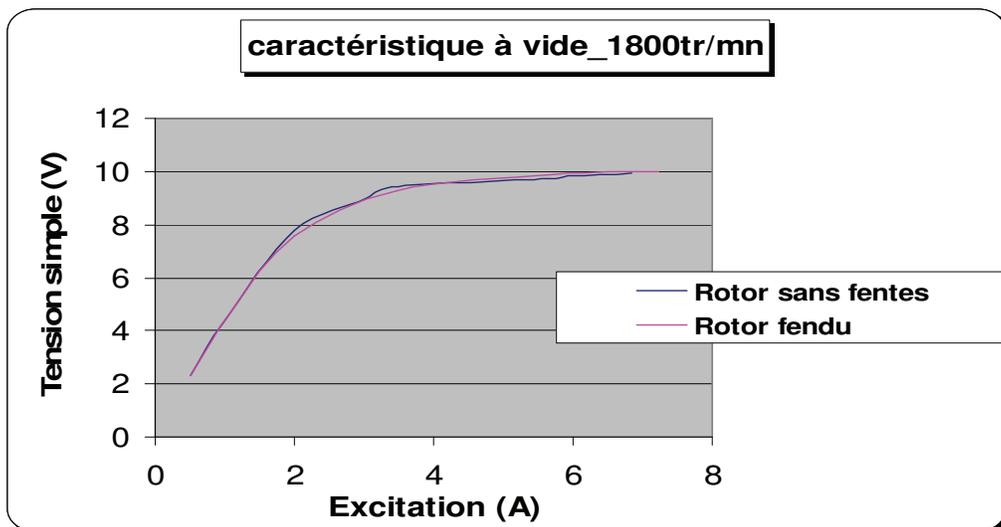


Fig. 4.10 Caractéristique à vide obtenu par essai sur banc

V-1-2 Fonctionnement en charge

On réalise un essai en charge en plein champ, les points de mesures étant stabilisés à 25°C. Le courant rotorique mesuré en moyenne pour chaque point est de 3,55 A pour le rotor initial et de 3,46A pour le rotor avec fentes ; soit un écart de 2,5% sur l'excitation fournie: les fentes ont amélioré la thermique du rotor.

Les courbes de débit représentées par la figure 4.11, indiquent une diminution de débit d'environ 2A le long de la courbe avec le rotor fendu, mais cet écart ne représente que 2% du débit et peut donc être attribué aux incertitudes de mesures.

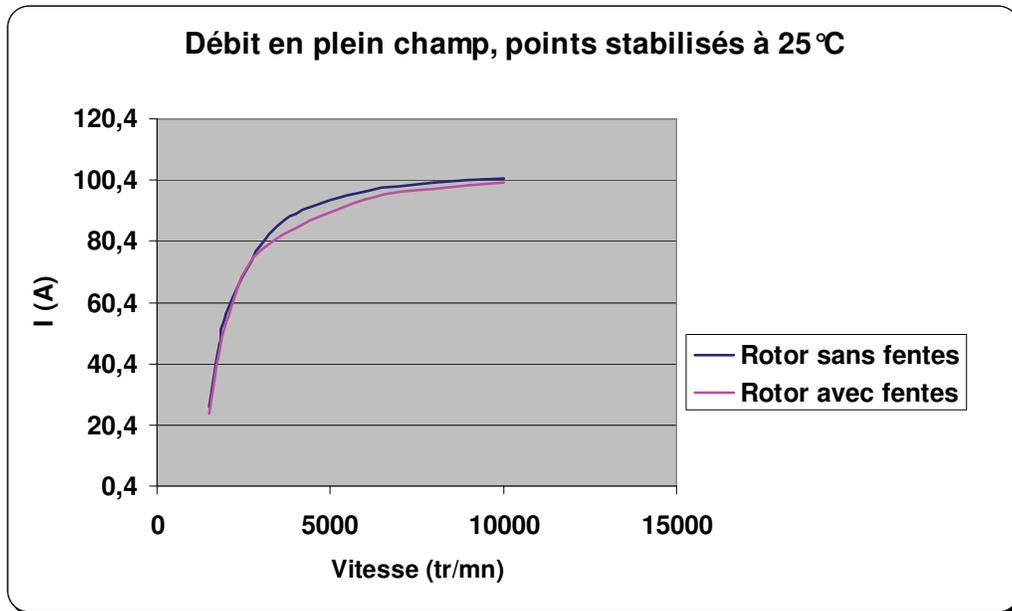


Fig 4.11-Débit en charge

De même le rendement du rotor fendu n'est que très légèrement supérieur au rotor sans fentes.

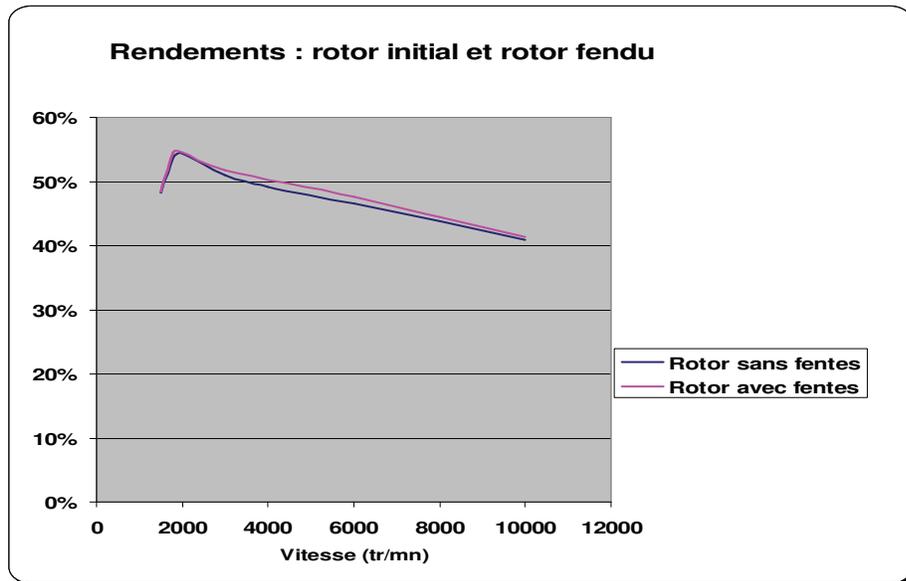


Fig. 4.12 Rendements en plein champ

Nous avons réalisé une comparaison des pertes en plein champ [BOUA 05] du rotor initial et du rotor fendu. Mis à part les pertes fer et les pertes Joule stator, toutes les autres pertes sont équivalentes. Les pertes Joule au stator sont diminuées avec le rotor fendu : figure 4.13, alors que les pertes fer sont augmentées (figure 4.14). Pour un même niveau de débit, l'échauffement du cuivre est moins important (environ -9°C) sur toute la courbe. Il y'a une meilleure circulation du flux d'air dans la machine avec les fentes.

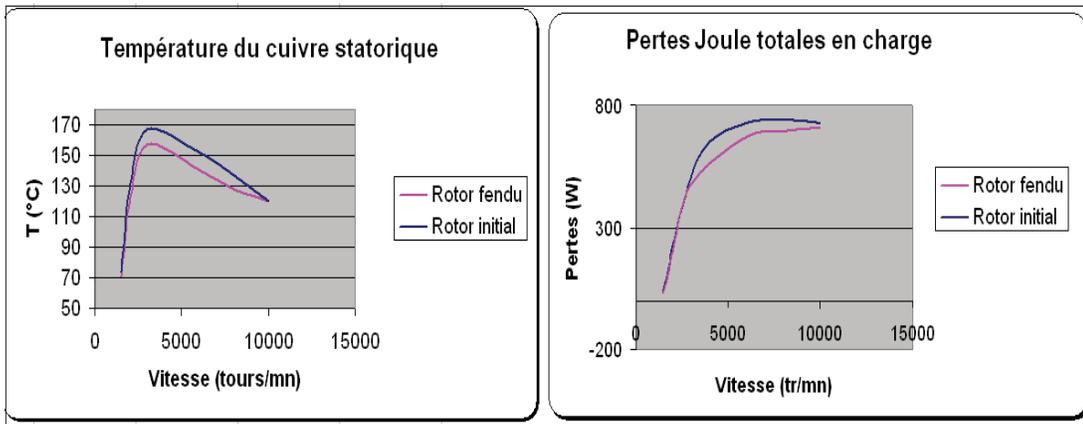


Fig. 4.13 Pertes Joules et températures du cuivre stator

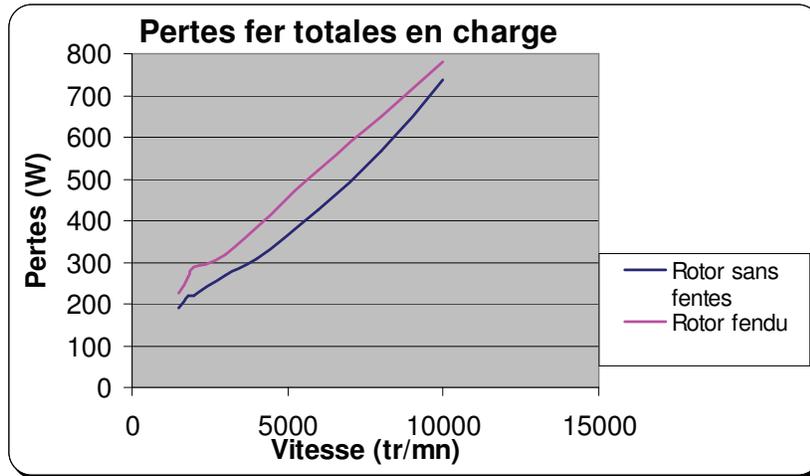


Fig. 4.14 Pertes fer Totales

V-2 Etude fréquentielle

Des essais utilisant la méthode SSFR, sont réalisés avec le rotor fendu dans les mêmes conditions qu'au chapitre III. Le calcul de la résistance du rotor ramené au stator aux figures 4.15 et 4.16 montrent alors que la résistance supplémentaire est moins élevée que celle du rotor initial dans l'axe d, et presque inchangée dans l'axe q. Ceci est dû à la reluctance du flux de l'induit qui est alors plus importante comme le montre la figure 4.17 où on voit la circulation des courants induits qui passent dans les fentes.

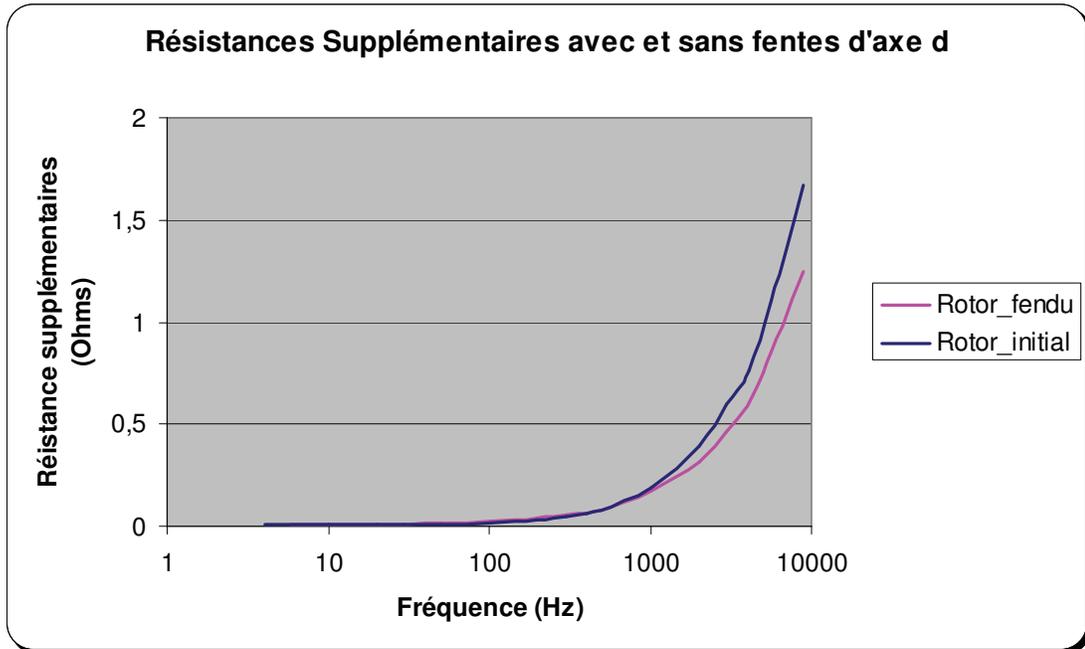


Fig 4.15-Résistances supplémentaires dans l'axe d

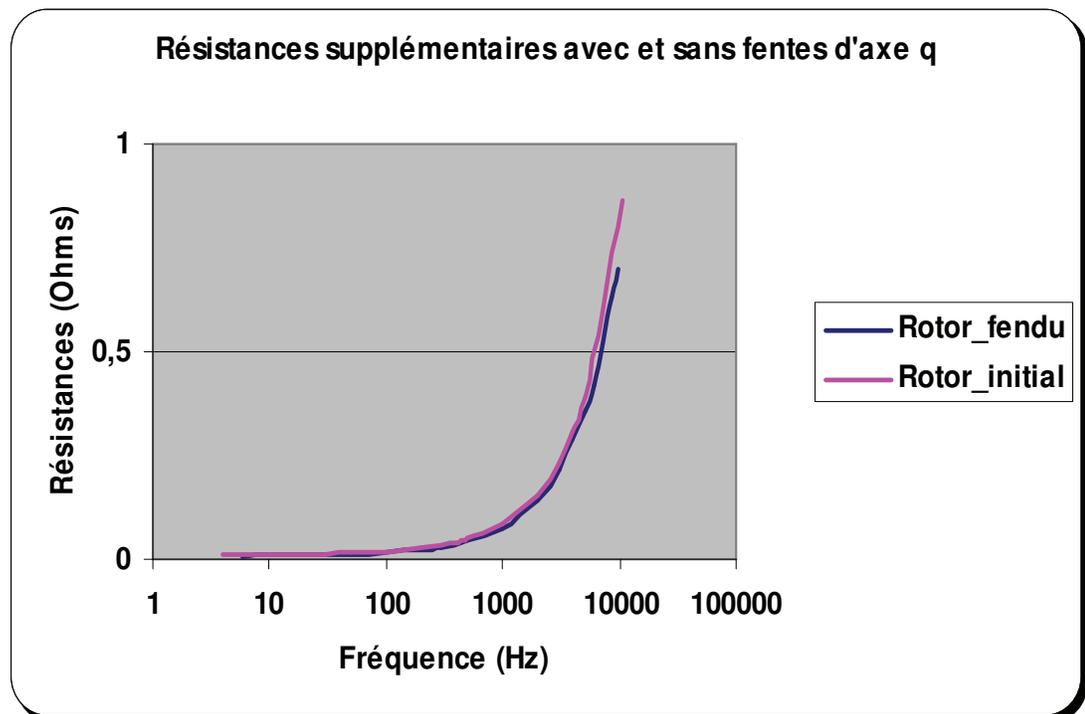


Fig 4.16-Résistances supplémentaires dans l'axe q

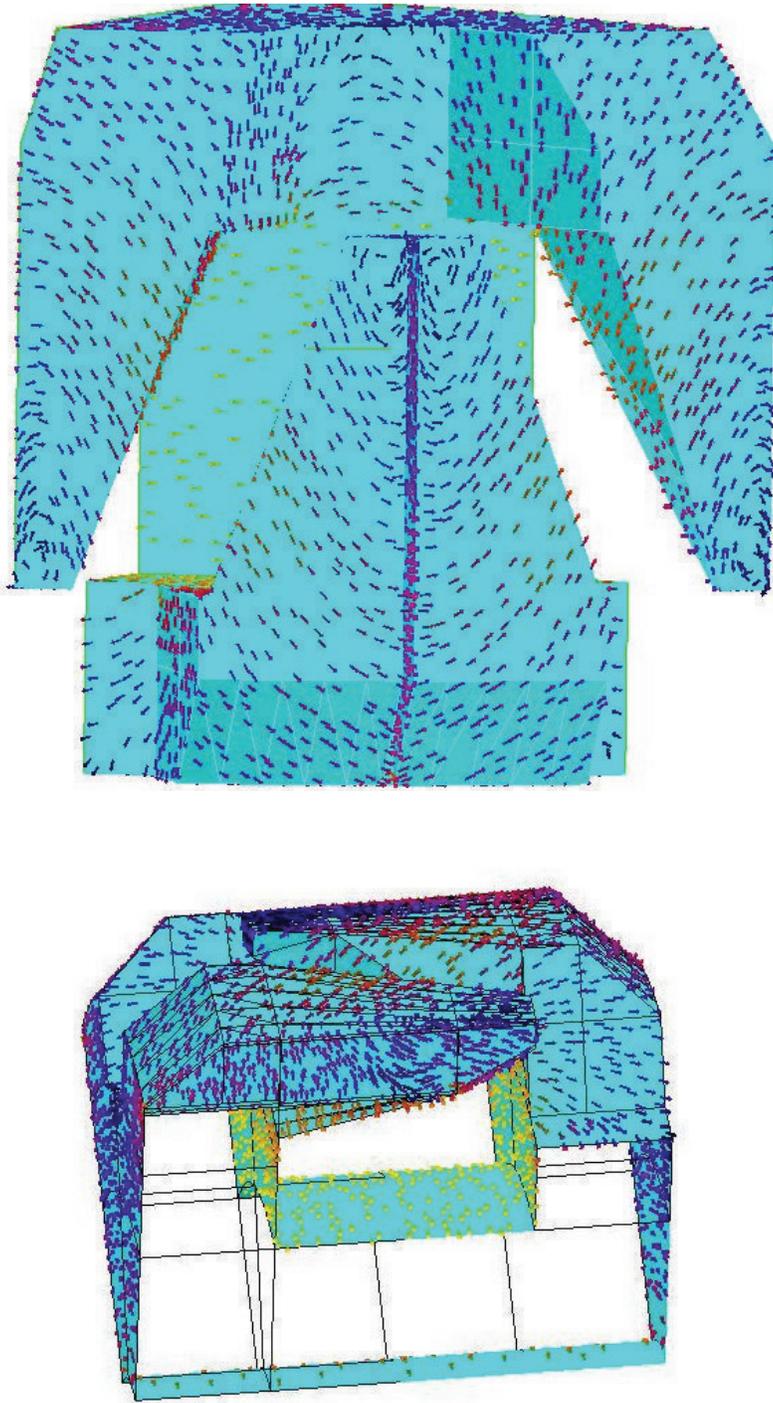


Fig 4.17-Courants induits au rotor

V-2 Etude sur le bruit

Pour une machine triphasée à 6 paires de pôles et une encoche par pôle et par phase, la composante prépondérante du bruit acoustique se trouve à l'ordre 36(= 2*6*3) : c'est-à-dire à 36 fois la fréquence de rotation de la machine. Comme le montre la figure 4.17, la puissance acoustique de l'ordre 36 est atténuée avec les fentes, entre 2000 et 4000 tours/min, où le principal bruit est généré par le circuit magnétique. La diminution de la puissance acoustique est alors de 2 à 5db en utilisant les fentes.

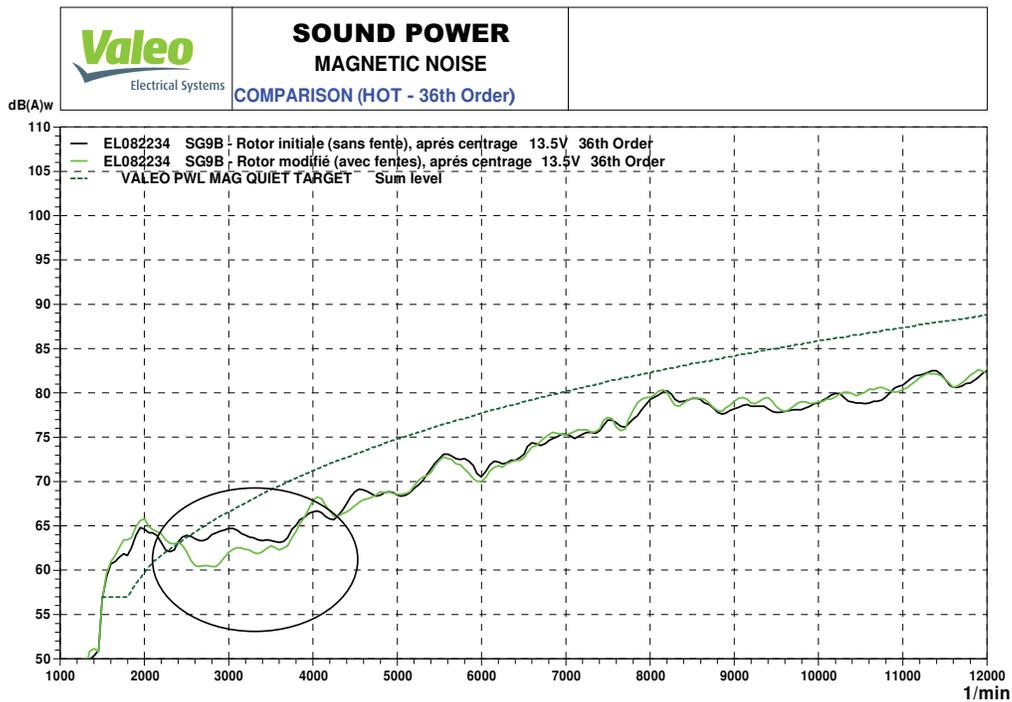


Fig. 4.17 Puissance acoustique d'ordre 36

La figure 4.18 montre que l'ordre 36 (36 fois la fréquence de rotation de la machine) du bruit reste bien l'ordre prépondérant, toutefois avec les fentes, on peut remarquer que l'ordre 72 devient plus accentué (figure 4.19). Les fentes permettent d'étaler le bruit vers des fréquences plus élevées moins audibles à l'oreille humaine. Et ainsi même si le niveau de bruit global n'est pas changé, on a une machine moins bruyante.

ChapIV: Vers une tentative de compensation de la réaction magnétique de l'induit

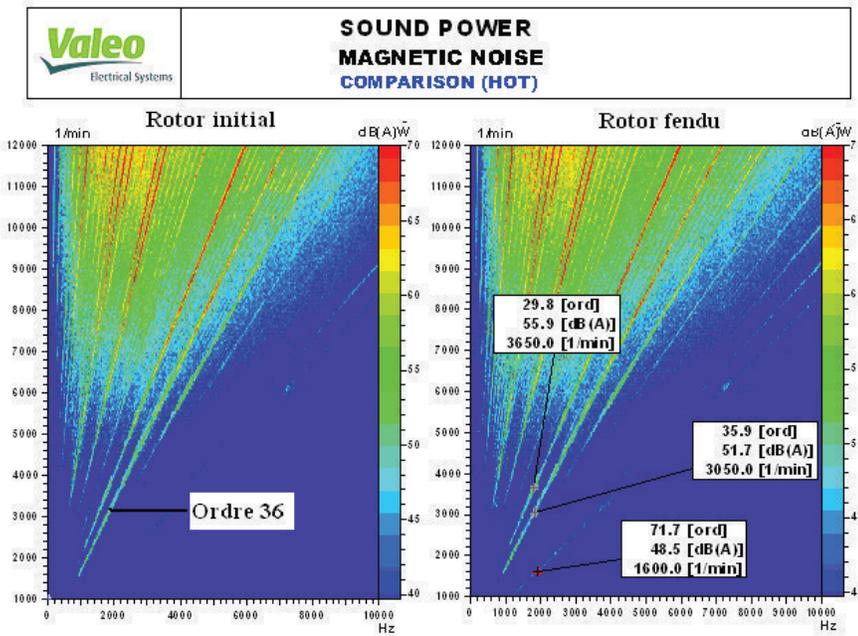


Fig. 4.18 Comparaisons des ordres

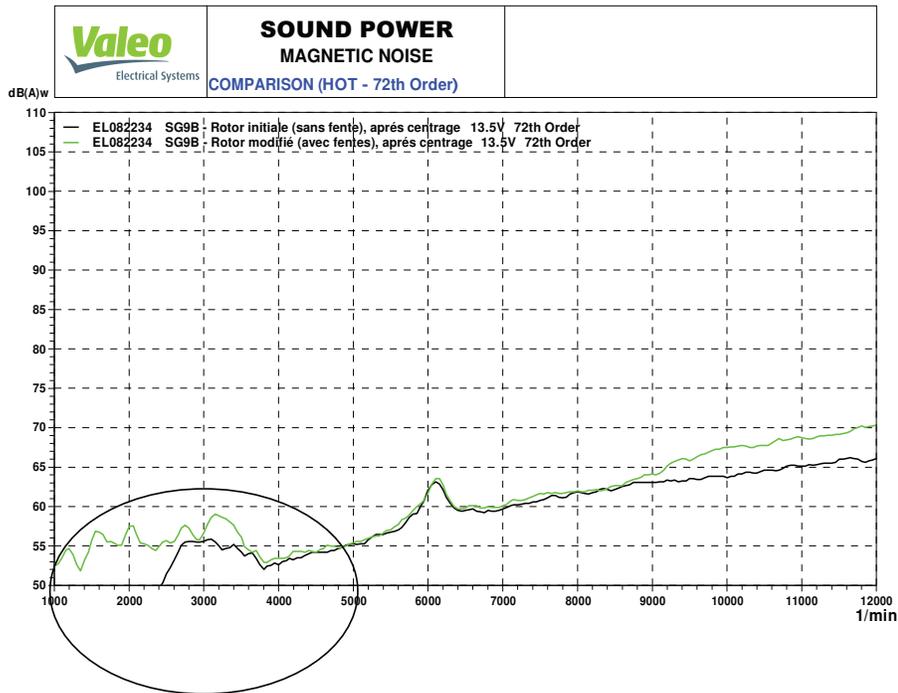


Fig. 4.19 Niveau acoustique de l'ordre 72

V-3 Conclusion:

Cette étude est loin d'être complète mais donne déjà des résultats intéressants du point de vue acoustique et thermique. Mais pour conclure entièrement il faudrait étudier plusieurs configurations : des griffes avec deux fentes, des fentes inclinées, des fentes avec aimants et aussi l'association de fentes au stator [Bouarroudj-05] et des fentes au rotor.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale :

Ce mémoire de thèse présente une méthodologie de caractérisation des paramètres des modèles électriques de la machine à griffes.

Dans le premier chapitre nous avons présenté les alternateurs à griffes ainsi que leur principe de fonctionnement. Principe d'où découlent des modèles électriques en régime permanent, notamment le modèle de Potier. Les principaux paramètres du modèle de Potier sont l'inductance de fuites et le coefficient d'équivalence, qui permet de rapporter les ampères-tours stator au rotor. Ce coefficient tient compte de la réaction magnétique de l'induit. Des essais normalisés existent pour la détermination de ces paramètres [IEEE-Std-115 95], [CE 6034-4 87], [DOS-94]. Mais ils doivent être adaptés aux régimes fortement saturés.

Le deuxième chapitre a donc consisté en l'application des méthodes normalisées pour les alternateurs de grandes puissances aux alternateurs automobiles : nous avons vu que ces normes ne correspondent pas tout à fait à nos machines et nous avons proposé une méthodologie mieux adaptée à ce type de machines synchrones. La norme propose de déterminer les paramètres du modèle de Potier par l'essai à vide, l'essai à court-circuit et l'essai à débit inductif ou capacitif. Ce dernier est difficilement réalisable nous avons donc proposé de le remplacer par l'essai en charge de la machine. Et pour aller plus loin dans la simplification il est proposé d'utiliser la méthode à rotor enlevé qui permet d'évaluer directement l'inductance de fuites. Le coefficient d'équivalence de Potier pouvant alors être remplacé par son expression théorique ou par le coefficient de court-circuit. Cette méthodologie est aussi valable pour des machines avec des aimants interpolaires, et a permis d'établir un modèle numérique fournissant un prototype virtuel de la machine à griffes.

Le troisième chapitre a porté sur la modélisation fréquentielle des machines synchrones en appliquant la méthode SSFR, cette méthode détaillée dans les normes devrait fournir une allure de courbe bien précise.

L'essai consiste à positionner le rotor suivant l'axe d en alimentant 2 phases, une étant déconnectée, on visualise le courant au rotor en court-circuit en faisant tourner l'axe du rotor, l'axe d correspond à la position du rotor laquelle l'amplitude du courant rotorique est maximal. Le rotor est bloqué dans cette position et aux bornes des deux phases mises en série est imposé un courant sinusoïdal de fréquence variable. On calcule l'impédance équivalente en mesurant la tension aux bornes des phases et le courant dans les lignes.

Dans un premier temps nous avons fait cet essai en rotor en circuit ouvert et en court-circuit, ce qui nous a permis de conclure que ces deux configurations sont équivalentes pour les machines à griffes. Ensuite, nous avons remarqué qu'il suffisait d'alimenter une seule phase pour la caractérisation de ces machines. Ces deux conclusions sont très importantes pour les simulations éléments finis :

Conclusion Générale

En effet, sous FLUX3D, prendre en compte l'effet de peau au rotor, nécessite un maillage très fin et une mémoire importante : d'où l'importance de n'alimenter qu'une seule phase afin de simplifier la résolution éléments finis. Nous avons utilisé la perméabilité différentielle de l'acier en charge pour pouvoir faire les simulations avec un matériau linéaire au rotor.

Pour prendre en compte la non-linéarité du stator nous avons montré l'intérêt d'utiliser l'impédance de surface. La difficulté étant que les formulations du logiciel ne permettent pas de tenir compte de la bobine rotorique, on a dû la supprimer. Ceci reste physiquement valable car les essais ont montré qu'avec le rotor en circuit ouvert on obtenait les mêmes résultats avec la méthode SSFR.

Nous avons donc pu adapter la norme IEEE-Std-115, aux machines à griffes de faibles puissances, en essais et en simulations. Même si la modélisation usuelle avec des modèles d'ordres entiers ne correspond pas aux impédances équivalentes des machines à griffes, la méthode SSFR, permet d'évaluer les pertes supplémentaires, engendrées par les différentes harmoniques des courants statoriques au rotor. Cette étude est une première approche intéressante qui, plus poussée va permettre de mettre en place une séparation des pertes fer dans la machine à griffes, ce qui n'a pas encore été fait jusqu'ici.

Dans le quatrième chapitre nous proposons l'amélioration du rendement de la machine en diminuant la réaction magnétique de l'induit. L'idée est alors de créer au rotor un flux qui va s'opposer à celui de l'induit en faisant des fentes dans le rotor, et d'augmenter la réactance du flux de réaction magnétique de l'induit. Ici, faute de temps, nous n'avons pas pu pousser l'étude au bout. Nous nous sommes limités aux cas des fentes sans aimants. Nous avons montré l'intérêt de cette configuration sur la thermique et sur la dispersion du bruit magnétique, en effet ces fentes permettent de repousser le bruit magnétique vers des fréquences plus élevées et donc non audibles par l'oreille humaine. Toutefois, il faudrait encore continuer par des simulations et des essais en insérant des aimants dans les fentes par exemple.

BIBLIOGRAPHIE

- BAR-97], P. Barret, Régimes transitoires des machines tournantes, édition Eyrolles, 1982
- [BER-88], G. Bertotti, « General properties of power losses in soft ferromagnetic materials »,
- [BOU-05], L. Bouarroudj « Contribution à l'étude de l'alternateur à griffes. Application au domaine automobile ». Thèse de doctorat, INPG 2005
- [CEI-85], CEI-60034-4 partie 4 : Méthode pour la détermination à partir d'essais des grandeurs des machines synchrones.1985
- [DOS-94], J.Dos Ghali «Essais spéciaux sur les machines à Griffes ».Edition 1994
- [El-91], M. El-Serafi, J.Wu « A new method for determining the armature leakage reactance of synchronous machines», IEEE transactions of energy coVol6, March 1991.”
- [GUE-94], C.Guerin « Détermination des pertes par courants de Foucault dans les cuves de transformateurs. Modélisation de régions minces et prise en compte de la saturation des matériaux magnétiques en régime harmonique ». Thèse de doctorat INPG, 1994
- [IEE-95], IEEE-Std-115, IEEE-Guide: Test procedures for synchronous machines
- [MEZ-04], S.Mezani «Modélisation électromagnétique et thermique des moteurs à induction en tenant compte des harmoniques d'espace ».Thèse de doctorat, INPL, 2004.
- [RAM-02], RAMBOSSON Xavier « Etude expérimentale d'un alternateur en régime transitoire », Projet de fin d'études, 2002.
- [RIC-07], S.Richard « Etude Electromagnétique des Parties Frontales des Alternateurs en Régimes Permanents et Transitoires ». Thèse de doctorat, INPG, 1997.
- [RIU-97], D.RIU«Modélisation des courants induits dans les machines électriques par des systèmes d'ordre un demi.». Thèse de doctorat, INPG, 2001
- [SEG-]G. Séguier, F. Notelet, Electrotechnique industrielle, 2006

[TAIE- 06], A. Taieb, A. Ueli, Y. Marechal « calcul de l'inductance de fuites des têtes de bobines d'une machine asynchrone par logiciels d'éléments finis 2D et 3D »NUMELEC'06, 2006.

ANNEXE A

Modèle VHDL-AMS de la machine M1

Les paramètres d'entrées pour la modélisation sont :

Le coefficient d'équivalence : alpha

Le nombre de paires de pôles : p

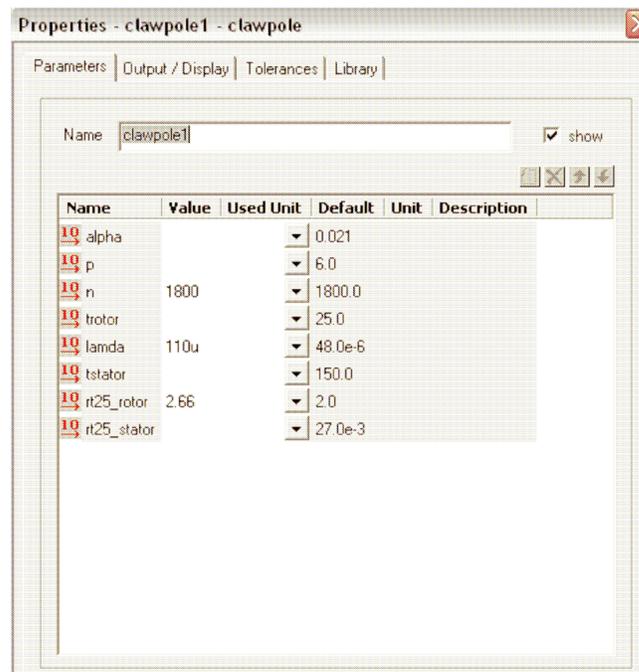
La vitesse N en tours /mn

La température du rotor : trotor (°C)

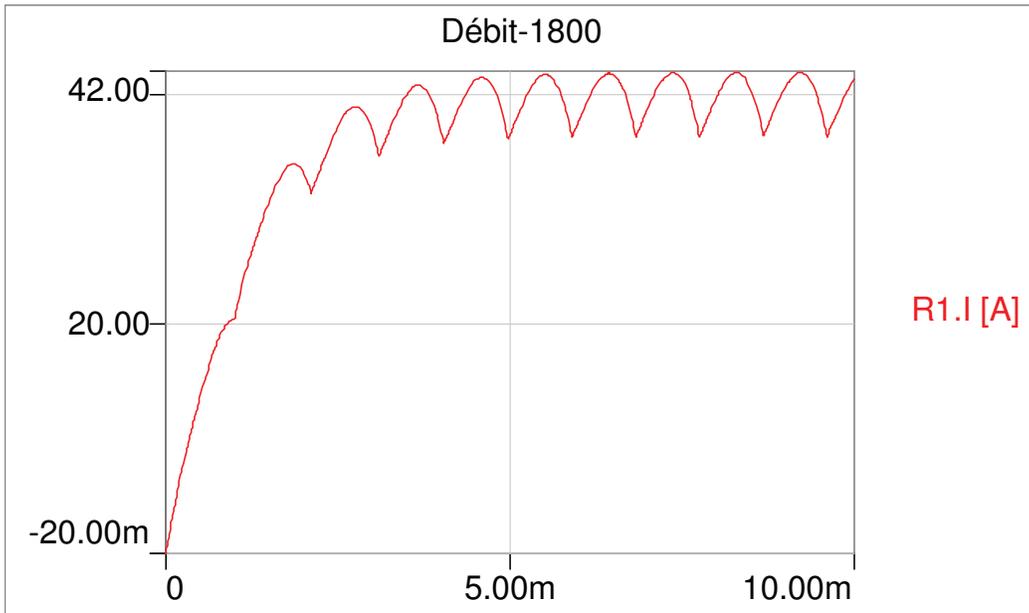
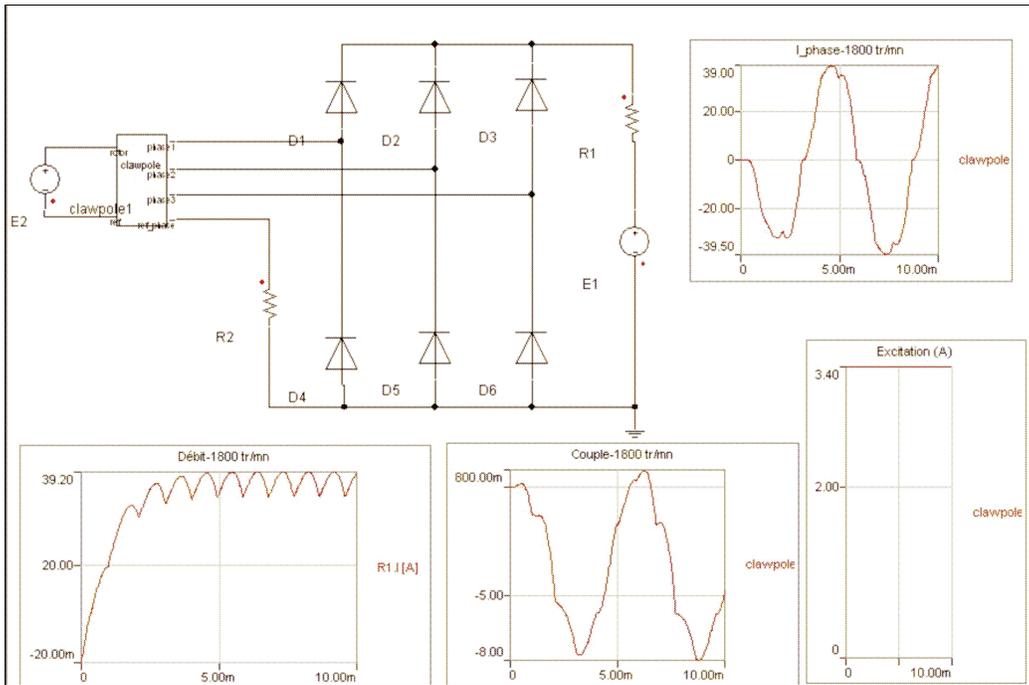
La température du cuivre au stator : tstator (°C)

Rt25_Rotor : Résistance du bobinage rotorique à 25°C

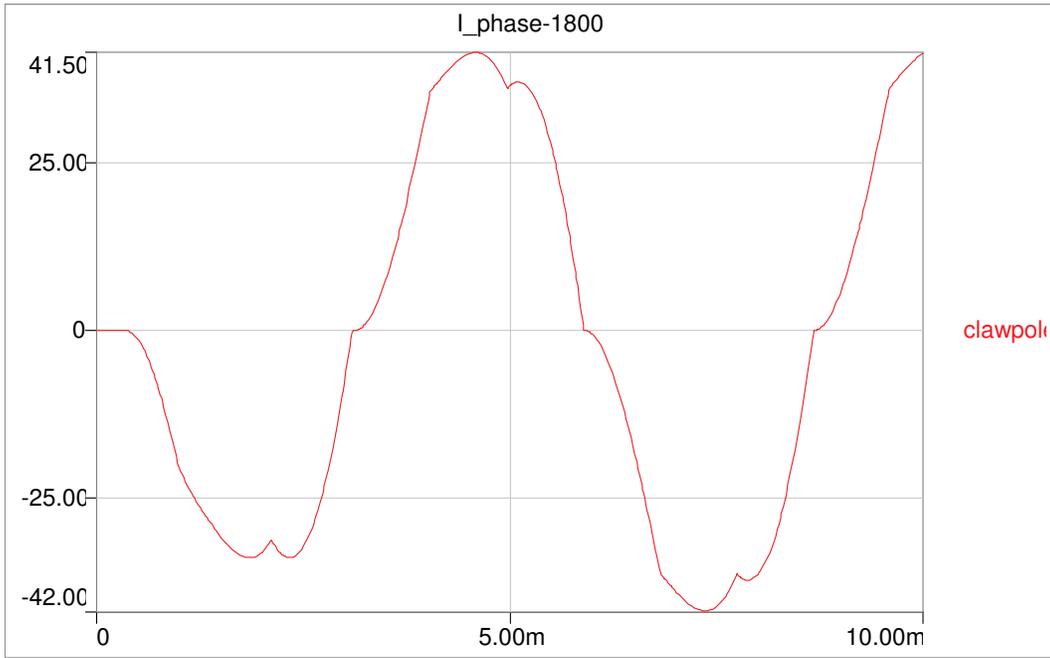
Rt25_stator : Résistance/phase du bobinage statorique à 25°C



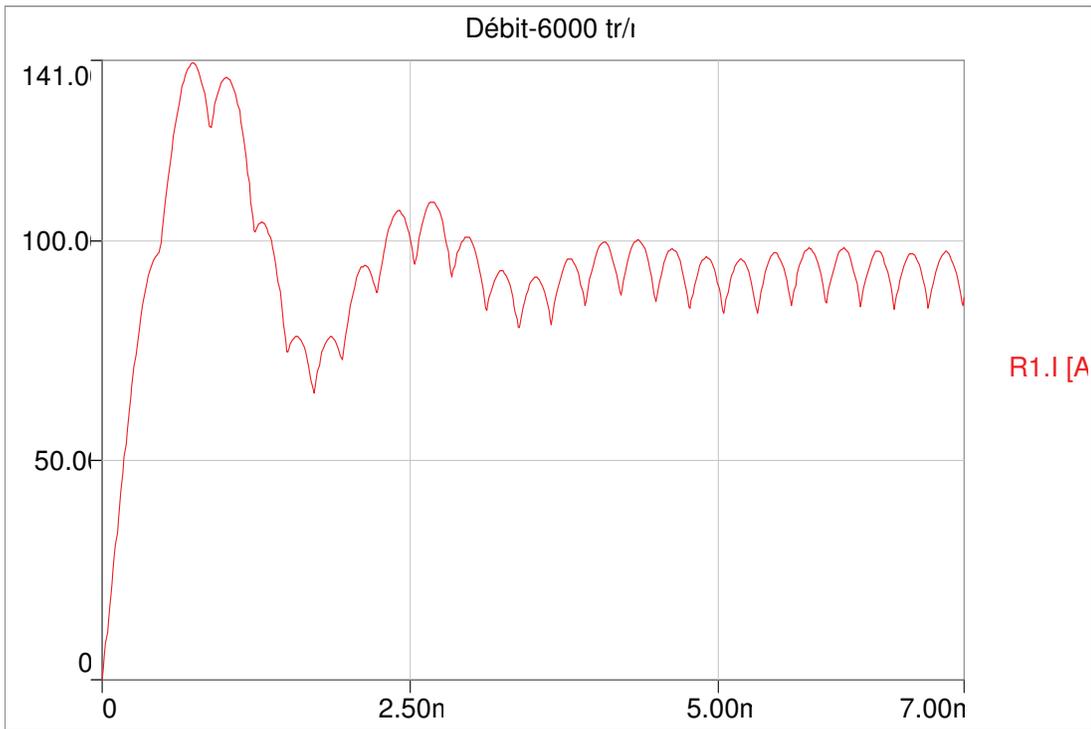
A.1 Paramètres d'entrées pour la machine M1



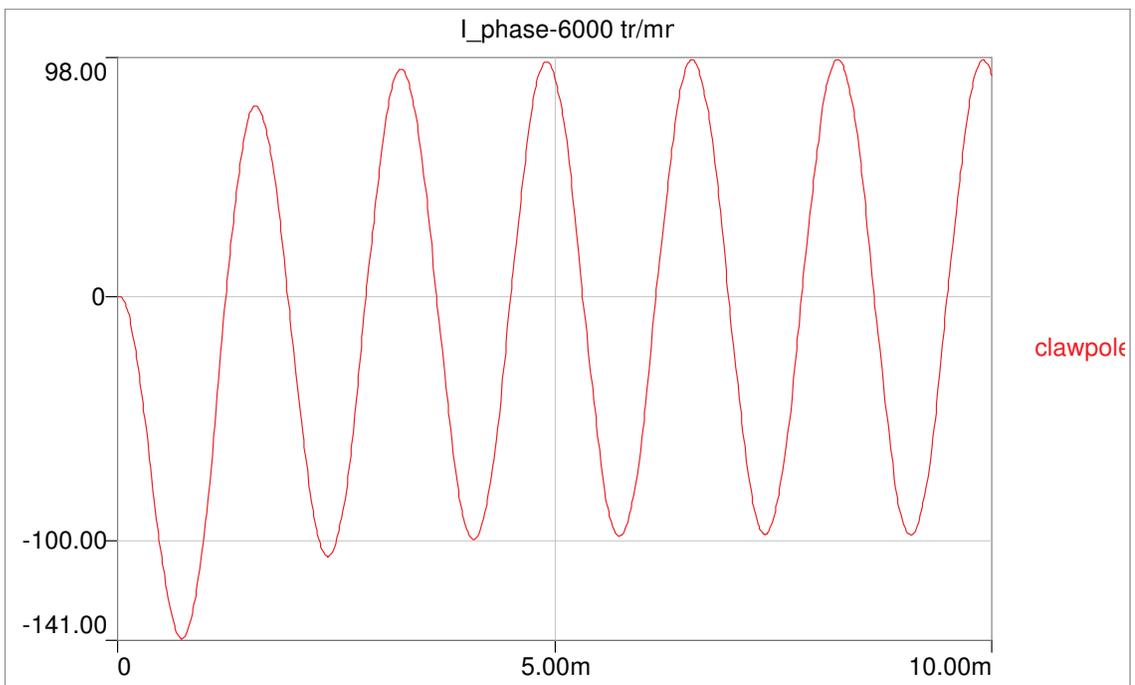
A.2 Simulations numériques : débit en charge à 1800tours/mn de la machine
M1



A.3 Simulations numériques : courant dans une phase en charge à 1800tours/mn pour la machine M1

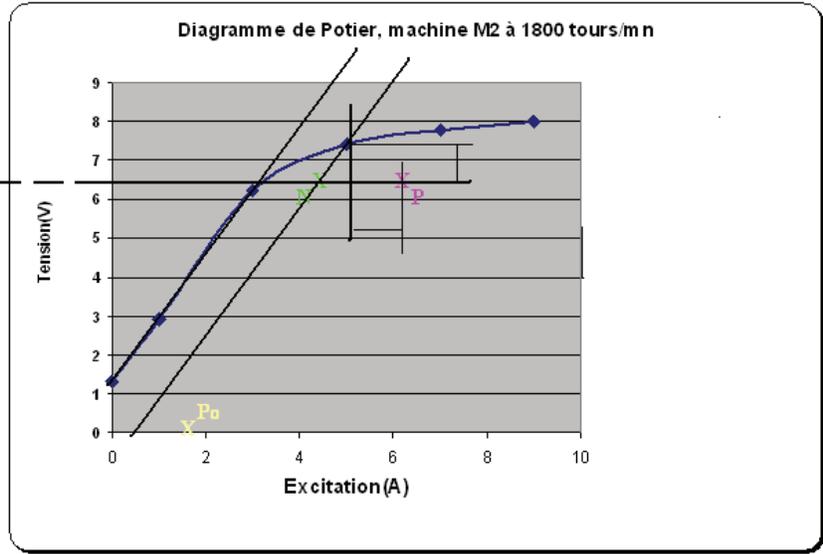


A.4 Simulations numériques : débit en charge à 6000 tours/mn de la machine M1



A.5 Simulations numériques : courant dans une phase en charge à
6000tours/mn pour la machine M1

ANNEXE B



B.1 Diagramme de Potier pour la machine M2, rotor avec aimants et 7 phases au stator.

ANNEXE C

Expression des inductances $L_d(p)$ et $L_q(p)$

Les inductances opérationnelles d'axe direct et en quadrature ont pour expression :

$$l_d(p) = \frac{x_d(1+T'_d p)(1+T''_d p)}{\omega(1+T'_{do} p)(1+T''_{do} p)}$$

$$l_q(p) = \frac{x_q(1+T''_q p)}{\omega(1+T''_{qo} p)}$$

Avec T'_d : Constante de temps transitoire d'axe direct, induit en court-circuit.

T''_d : Constante de temps subtransitoire d'axe direct, induit en court-circuit.

T'_{do} : Constante de temps transitoire d'axe direct, induit à circuit ouvert.

T''_{do} : Constante de temps subtransitoire d'axe direct, induit à circuit ouvert.

T''_q : Constante de temps subtransitoire d'axe en quadrature, induit en court-circuit.

T''_{qo} : Constante de temps subtransitoire d'axe en quadrature, induit à circuit ouvert.

Ces constantes de temps sont telles que :

$$T'_{do} = \frac{1}{\omega r_f} (x_f + x_{md})$$

$$T''_{do} = \frac{1}{\omega r_D} \left(x_D + \frac{x_{md} x_f}{x_{md} + x_f} \right)$$

$$T''_d = \frac{1}{\omega r_D} \left(x_D + \frac{x_{md} x_f x_a}{x_{md} x_f + x_f x_a + x_a x_{md}} \right)$$

$$T''_{qo} = \frac{1}{\omega r_Q} (x_Q + x_{mq}) \quad T''_q = \frac{1}{\omega r_Q} \left(x_Q + \frac{x_{mq} x_a}{x_{mq} + x_a} \right)$$

$$T'_d = \frac{1}{\omega r_f} \left(x_f + \frac{x_{md} x_a}{x_{md} + x_a} \right)$$

$$\frac{x_d}{x''_d} = \frac{T'_{do} T''_{do}}{T'_d T''_d}$$

$$\frac{x_d}{x'_d} = \frac{T'_{do}}{T'_d}$$

$$\frac{x'_d}{x''_d} = \frac{T''_{do}}{T''_d}$$

$$\frac{x_q}{x''_q} = \frac{T''_{qo}}{T''_q}$$

r_f : Résistance de l'inducteur,

x_f : Réactance de l'inducteur,

r_D : Résistance de l'amortisseur d'axe d

r_Q : Résistance de l'amortisseur d'axe q

x_a : Réactance de fuites

x_D : Réactance de l'amortisseur d'axe d

x_Q : Réactance de l'amortisseur d'axe q

x_d, x'_d, x''_d sont respectivement les réactances en régime permanent, transitoire, et subtransitoire d'axe d.

x_q, x''_q sont respectivement les réactances en régime permanent et subtransitoire d'axe q.

Avec : $x_d = x_a + x_{md}$

$$x'_d = x_a + \frac{x_{md}x_f}{x_{md} + x_f}$$

$$x''_d = x_a + \frac{x_{md}x_f x_D}{x_{md}x_a + x_{md}x_f + x_f x_a}$$

$$x_q = x_a + x_{mq}$$

$$x''_q = x_a + \frac{x_{mq}x_Q}{x_{mq} + x_Q}$$

Matériel utilisé pour les essais fréquentiels

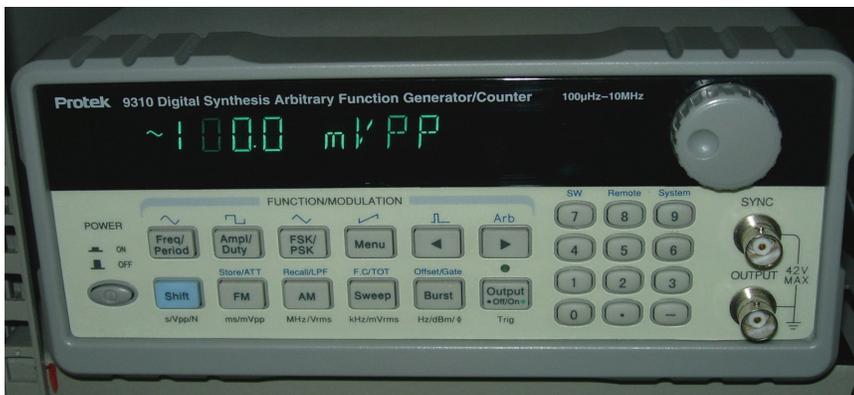
- **Le générateur de fonctions**

Tension sortie: 10mV pp – 20V pp

Fréquence max: 10 MHz

Sortie haute impédance ou 50Ω

Sortie synchronisation



C.1 Générateur de fonctions

- **Les amplificateurs de puissance :**

Il faut en mettre 2 ou 3 en parallèle

Puissance de sortie nominale: 400W
Tension de sortie: 36 V peak max.
Courant de sortie: 12A peak max.
Bande passante: continue à 20 kHz



C.2 Amplificateur de Puissance

L'analyseur de puissance

C'est un analyseur de la marque LEM NORMA 6000 ou 4000

Caractéristiques :

Plages de fréquence : 0,2-300Khz

Plages de tension : 0,3-100 V

Plages de courant : 15mA-5A

5A-30A



C.3 Analyseur de Puissance

Résumé

Il s'agit ici, de mettre en place des méthodologies de détermination des modèles électriques des machines à griffes, en régime permanent et transitoire.

Une description de l'alternateur à griffes et de son principe de fonctionnement sera présentée dans le premier chapitre. Ensuite, dans le deuxième chapitre, une analyse fine sera réalisée sur les méthodes d'identification actuellement en vigueur sur les alternateurs de grande puissance en régime permanent. A l'issue de cette analyse, on adaptera ces méthodes aux alternateurs à griffes. Le troisième chapitre consistera en l'étude de la machine en régime transitoire dans le but essentiel de pouvoir évaluer les pertes fer notamment dans le rotor massif. Ceci permettra d'élaborer une méthodologie de séparations des pertes tant en essais qu'en simulations par éléments finis. Dans un quatrième chapitre nous développerons des axes d'améliorations des performances de la machine

Abstract

The aim of this work is to set up methodologies of determination of the electrical parameters of claw pole machine, in steady and transient state. These parameters will be helpful to simulate the machine under load conditions and to make possible its optimization.

A description of the claw pole alternator and its operating principle will be presented in the first chapter. Then, in the second chapter, a thin analysis will be realized on the methods of identification in steady state. At the conclusion of this analysis, we shall adapt these methods to alternators with claws. The third chapter will consist of the study of the machine in transitory regime in to assess losses iron notably in the massive rotor. This will allow elaborating a methodology of separations of losses both in tests and computation. In the fourth chapter we develop axes to improve the performances of the machine