



Calcul des schémas équivalents de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis

Omar Sahraoui

► To cite this version:

Omar Sahraoui. Calcul des schémas équivalents de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), 1994. Français. <NNT : >. <tel-02538448>

HAL Id: tel-02538448

<https://hal.science/tel-02538448v1>

Submitted on 9 Apr 2020

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.



HAL Authorization

THESE

présentée par

Omar SAHRAOUI

(Ingénieur de l'université de BATNA -ALGERIE)

pour obtenir le grade de **DOCTEUR**

de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

Spécialité: Génie Electrique

CALCUL DES SCHEMAS EQUIVALENTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS

Date de soutenance : 30 Juin 1994

Composition du jury :

Monsieur :	Pr. M. IVANES	Président
Messieurs :	Pr. S. ALLANO	Rapporteur
	Pr. Ch. GLAIZE	Rapporteur
	Pr. A. FOGGIA	Examineur

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

Remerciements

J'adresse mes sincères remerciements à :

Monsieur IVANES, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être président du Jury.

Monsieur GLAIZE, Professeur au Laboratoire d'Electrotechnique de Montpellier, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être l'un des rapporteurs de cette thèse et de participer au jury.

Monsieur ALLANO, Professeur à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être l'un des rapporteurs de cette thèse et de participer au jury.

Monsieur FOGGIA, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, pour avoir suivi ces travaux avec de nombreux conseils scientifiques, tout en me laissant une grande liberté dans l'organisation de mon travail.

Je tiens aussi à remercier :

Messieurs SABONNADIERE, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble et Directeur du L.E.G et PERRET, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble et ancien Directeur du L.E.G, pour m'avoir accueilli au sein du Laboratoire.

Monsieur Marc Jarnieux, Ingénieur de Recherche à CEDRAT Recherche, pour son aide et soutien informatique.

Monsieur Daniel ROYE, Professeur à l'Institut National de Grenoble, pour ses nombreux conseils scientifiques et pédagogiques et pour son humour inépuisable.

Monsieur Julio TEIXEIRA, ami et collègue brésilien, pour ses conseils, sa compréhension et les nombreuses discussions enrichissantes que nous avons eues.

Mes collègues de bureau, Carsten Berendsen et le nouveau remplaçant Frédéric MERIENNE.

Mesdames Marie Thérèse LOUBINOX et Etienne CALLEGHER ainsi que Monsieur Patrick GUILLOT du service informatique pour leur collaboration et leur compréhension.

Mesdames Sylvie PELLETIER, Josiane EVEN et Jacqueline DALAYE, ainsi que Monsieur Bruno MALLET pour leur gentillesse et grande courtoisie.

Je voudrais enfin remercier ici tous ceux et celles qui par leurs conseils, leurs aides ou simplement leur amitié ont participé à ces trois années. Merci donc à :

A. Taieb, S. Ahrens, D. Diallo, O. Normand, L. Gerbaud, S. Bacha, M. E. Benbouzid, B. Belhoucine, G. Barrakat, M. L. Bendaas, M.C. Bendaas, C. Guerin, B. Nekhoul, R. Perin-Bit, T. Dreher, S. Babetta, V. Silva, E. Farjah, Ch. Neagoe, K. Kadded, E. Bourgoïn, P. Eustache, E. Escande, F. Wurtz, Y. Lambeye, G. Rostaing, F. François, J. Dellamare, Y. A. Chapuis, S. Harmim, N. Hajsaid, J. Davoine, S. Tabaga, V. Leitloff, M. Mekhiche, S. Budi, M. Ngo, C. Nguyen, E. Farah, J. Saadi et à tous ceux que j'ai oublié de citer.

Je ne peux conclure sans remercier **ma chère mère**, pour tout ce qu'elle a fait pour moi.

Sommaire

Sommaire

TABLE DES MATIERES

Introduction générale

Chapitre I. Courbes isorendement des machines électriques

1. INTRODUCTION.....	6
2. COURBES ISORENDEMENT : POSITION DU PROBLEME ET HYPOTHESES.....	6
3. METHODOLOGIE D'ETUDE DES COURBES ISORENDEMENT	8
4. EXEMPLES D'APPLICATION	9
4.1. Machine synchrone à pôles lisses et à rotor bobiné	9
4.1.1. Equation des courbes isorendement	9
4.1.2. Fonctionnement à flux constant	11
4.1.3. Fonctionnement à puissance constante	11
4.2. Machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants.....	13
4.3. Machine asynchrone	18
4.3.1. Equation des courbes isorendement	19
4.3.2. Fonctionnement à couple maximal constant	21
4.3.3. Fonctionnement à puissance constante.....	22
4.4. Machine à courant continu.....	24
4.4.1. Equation des courbes isorendement	24
4.4.2. Fonctionnement à couple constant.....	26
4.4.3. Fonctionnement à puissance constante.....	26
5. CONCLUSION	27

Chapitre II. Schémas équivalents de la machine asynchrone

1. INTRODUCTION.....	30
2. ETABLISSEMENT DU SCHEMA EQUIVALENT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL.....	30
2.1. Introduction.....	30
2.2. Grandeurs principales de la machine.....	31
2.2.1. Grandeurs géométriques	31
2.2.2. Grandeurs électromagnétiques du stator	32
2.2.3. Grandeurs électromagnétiques du rotor	33
2.3. Inductance mutuelle entre le stator et le rotor	35

2.4. Equations de fonctionnement de la machine en régime permanent sinusoïdal	36
2.4.1. Equation du stator	36
2.4.2. Equations du rotor	37
2.5. Schéma équivalent classique de la machine asynchrone	40
3. RELATIONS ENTRE LES GRANDEURS DE LA MACHINE ET CELLES DU SCHEMA EQUIVALENT.....	42
4. DETERMINATION DES GRANDEURS DU SCHEMA EQUIVALENT A PARTIR DES RESULTATS DE CALCUL PAR ELEMENTS FINIS	43
5.1. Schéma équivalent à fuites ramenées au primaire.....	47
5.2. Schéma équivalent à fuites ramenées au secondaire	47
5.3. Conclusion	48
6. SCHEMA EQUIVALENT EN REGIME TRANSITOIRE	48
7. METHODES D'IDENTIFICATION DU SCHEMA EQUIVALENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE	49
7.1. Introduction.....	49
7.2. Essais classiques d'identification du schéma équivalent	50
7.2.1. Essai à vide	50
7.2.2. Essai à rotor bloqué	50
7.3. Détermination de la constante de temps rotorique de la machine asynchrone	51
8. CONCLUSION.....	54

<p>Chapitre III. Calcul par éléments finis des paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone</p>
--

1. INTRODUCTION.....	56
2. CALCUL PAR ELEMENTS FINIS DE LA MACHINE ASYNCHRONE	56
2.1. La magnétostatique.....	57
2.2. La magnétodynamique complexe	58
2.3. La méthode du pas à pas dans le temps	59
2.4. Conclusion	59
3. CALCUL DES PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LA MAGNETODYNAMIQUE COMPLEXE.....	59
3.1. Introduction.....	59
3.2. Méthode des deux essais	60
3.3. Méthode de l'impédance totale.....	61

3.5. Conclusion.....	66
4. Résultats de la simulation en 2D et validation expérimentale	67
4.1. Description de la machine étudiée et du banc de mesure	67
4.1.1. Description de la machine étudiée	67
4.1.2. Description du banc de mesure.....	69
4.2. Résultats de la simulation	70
4.2.1. Résultats de la simulation par la magnétostatique	72
4.2.2. Résultats de la simulation par la magnétodynamique complexe	73
4.2.2.1. Résultats de simulation par la méthode des deux essais	73
4.2.2.2. Résultats de simulation par la méthode de l'impédance totale.....	75
4.2.2.3. Résultats de simulation par la méthode du diagramme vectoriel.....	76
4.3. Conclusion.....	91
5. SIMULATION DE LA MACHINE INVERSEE EN PAS A PAS DANS LE TEMPS.....	92
5.1. Simulation du démarrage de la machine inversée.....	92
5.2. Initialisation de la résolution en pas à pas à partir de la solution magnétodynamique.....	95
5.3. Conclusion.....	98
6. CONCLUSION.....	98

Chapitre IV. Identification du schéma équivalent de la machine asynchrone à partir de la réponse fréquentielle à l'arrêt

1. INTRODUCTION	100
2. IDENTIFICATION TEMPORELLE ET FREQUENTIELLE DES MACHINES ELECTRIQUES	100
3. METHODE D'IDENTIFICATION FREQUENTIELLE SSFR.....	103
3.1 Introduction.....	103
3.2 Description de l'essai	104
3.3 Identification des paramètres du schéma équivalent à partir des mesures.....	106
3.3.1 Schéma équivalent du modèle du deuxième ordre.....	107
3.3.2 Schéma équivalent du modèle du troisième ordre	113
4. APPLICATION DE LA METHODE SSFR A L'IDENTIFICATION DES PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE INVERSEE	116
4.1 Introduction.....	116

Sommaire

4.2 Simulation de l'essai à fréquence variable par la magnétodynamique complexe	116
4.3. Réalisation de l'essai SSFR avec le rotor droit	121
4.4 Réalisation de l'essai SSFR avec le primaire incliné d'un pas dentaire primaire	122
4.4 Réalisation de l'essai SSFR avec le primaire incliné d'un pas dentaire secondaire (stator)	124
5. CONCLUSION.....	126

Conclusion générale

Conclusion générale	129
ANNEXE B	133
ANNEXE C	134
ANNEXE D	138
ANNEXE E	145
BIBLIOGRAPHIE	150

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Depuis son invention par Tesla à la fin du 19^{ème} siècle, la machine asynchrone s'est imposée dans l'industrie grâce à sa robustesse, sa fiabilité et son coût modéré. Par le passé, on lui reprochait son facteur de puissance relativement faible par rapport à la machine synchrone et la difficulté de faire varier sa vitesse.

En fait, ces limitations sont plutôt liées aux sources d'alimentations (à tension et fréquence fixes) et aux moyens de commande utilisés à l'époque et non pas à la machine asynchrone elle-même. En effet, avec le développement, réalisé ces dernières années, aussi bien dans le domaine théorique (méthodes et moyens de calcul) que dans le domaine pratique (développement de l'électronique de commande, de l'électronique de puissance et de la micro-informatique), ces limitations ont disparu et la machine asynchrone a vu son rôle se confirmer et son champ d'application s'élargir pour englober de nouveaux domaines tels que la robotique, la traction électrique, etc.

Malgré son existence centenaire et ce progrès technologique considérable, la machine asynchrone est loin de livrer tous ses secrets ; au contraire, une connaissance plus fine de la machine est devenue plus que jamais nécessaire. En effet, les conditions d'utilisation de la machine ont totalement changé : elle est devenue partie intégrante d'un système complexe comprenant l'alimentation, la commande et la charge. La tendance actuelle est d'intégrer cet ensemble et de l'optimiser pour en faire un actionneur intelligent. Pour concrétiser cet objectif, il faudra développer des modèles fiables et faciles à mettre en oeuvre pour les composants de ce système et notamment pour la machine car elle représente l'interface entre la partie électrique et la partie mécanique.

Il existe principalement deux approches pour modéliser le moteur asynchrone :

1) La modélisation électrique ou l'approche par les équations du circuit :

cette approche englobe les équations de Park, le modèle multi-enroulements, le schéma équivalent, etc. Ces modèles permettent de déterminer les principales caractéristiques de la machine comme le couple, le facteur de puissance et le rendement de façon assez précise mais les phénomènes magnétiques, liés à la structure (géométrie complexe) ou aux matériaux, (effet de peau, saturation...) ne sont pris en compte que de façon approximative (hypothèses simplificatrices, formules empiriques).

2) La modélisation à partir de la résolution des équations du champ :

cette approche repose sur la résolution des équations de Maxwell régissant le comportement électromagnétique de la machine. Elle conduit à une représentation fidèle de son état magnétique. En contrepartie, elle exige des moyens et des temps de calcul qui peuvent être prohibitifs.

Pour utiliser les avantages des deux approches précédentes et éviter leurs inconvénients, un moyen serait de calculer les paramètres du schéma équivalent qui permet de prédire le fonctionnement de la machine en régime permanent avec une bonne précision, à partir de la résolution des équations du champ.

Notre but sera donc l'étude et la modélisation de la machine asynchrone triphasée au moyen de logiciels d'éléments finis. Au cours de ce travail on effectuera une modélisation bidimensionnelle dans une section droite de la machine afin de calculer la répartition de l'induction pour différentes valeurs du glissement. Cette étude permettra de connaître les courants dans les barres de la cage et devra aboutir à une définition plus précise des paramètres du schéma équivalent que celle obtenue par les méthodes classiques. Ainsi nous ferons le lien entre l'outil classique d'étude de la machine asynchrone -le schéma équivalent- et un outil de calcul moderne -les éléments finis-.

Avant d'aborder les problèmes d'identification des paramètres du schéma équivalent par éléments finis, nous nous sommes intéressés, dans un premier chapitre, aux courbes isorendement des principales machines classiques (machine synchrone, machine asynchrone et machine à courant continu). En effet, ces machines sont parfois associées à d'autres machines de types différents (machines thermiques, par exemple) dans des systèmes dits hybrides, par exemple dans le cas de la traction hybride (moteur électrique + moteur thermique). La connaissance des caractéristiques couple-vitesse pour un rendement donné, c'est-à-dire des courbes isorendement pour chaque type de machine, permet l'optimisation de l'ensemble.

Dans le deuxième chapitre, nous rappellerons les hypothèses d'établissement du schéma équivalent de la machine asynchrone en se basant sur la théorie des circuits électriques. On insistera particulièrement sur le passage des grandeurs physiques de la machine (courants dans la cage, résistances des barres et des anneaux de court-circuit, par exemple) aux grandeurs du schéma équivalent. Ceci nous servira, par la suite, pour extraire les paramètres de ce dernier à partir des résultats de calcul par éléments finis.

A partir des relations ainsi obtenues, nous développerons dans le troisième chapitre plusieurs méthodes de calcul des paramètres du schéma équivalent, en régime permanent, à partir de la solution en magnétodynamique complexe. La magnétodynamique complexe permet d'obtenir directement le régime permanent en faisant l'approximation que toutes les grandeurs varient sinusoïdalement dans le temps. Pour vérifier la solution magnétodynamique, nous ferons également un calcul en pas à pas dans le temps. Ce qui permet d'inclure le mouvement du rotor et d'étudier également les régimes transitoires. Pour atteindre rapidement le régime permanent qui est le seul qui nous intéresse, nous démarrons la solution en pas à pas dans le temps à partir d'une résolution magnétodynamique complexe.

Pour valider la méthode développée, les caractéristiques de la machine calculées à partir du schéma équivalent ainsi déterminé, seront comparées aux mesures expérimentales réalisées sur une machine asynchrone non conventionnelle, à structure inversée (inducteur au rotor) qui offre la possibilité de mesurer les courants dans les barres de la cage fixe.

Souvent dans les études du comportement dynamique de la machine, notamment dans les études de stabilité, le schéma équivalent, à une seule branche au rotor, s'avère insuffisant pour décrire le comportement des machines où l'effet de peau est très prononcé comme les machines à rotor massif, à cage profonde ou à double cage. Dans le quatrième chapitre, nous développerons donc une méthode pour calculer les paramètres d'un schéma équivalent à une ou plusieurs branches rotoriques pour prendre en compte ce phénomène.

Cette méthode est basée sur l'analyse de la réponse fréquentielle à l'arrêt de la machine ; c'est-à-dire la variation de l'impédance en fonction de la fréquence d'alimentation. Le principe de la méthode sera expliqué puis la simulation en magnétodynamique complexe et la mesure de cette réponse seront réalisées. Nous développerons ensuite la méthode d'obtention des paramètres du schéma équivalent à partir de la réponse fréquentielle. Enfin, la validation expérimentale de la méthode se fera également sur la machine asynchrone inversée.

Chapitre I

Courbes isorendement des machines électriques

1. The first part of the document is a list of the names of the people who were present at the meeting. The names are listed in alphabetical order.

1. INTRODUCTION

Les machines électriques sont généralement conçues pour fonctionner avec un rendement élevé sous les conditions dites nominales. Quand elles sont utilisées sous d'autres conditions, leur rendement se détériore rapidement. Cependant, en les alimentant convenablement (tension et/ou à fréquence variables), on peut assurer un bon rendement sur une gamme de vitesses et de charges relativement large [1]. Plusieurs auteurs se sont notamment intéressés au fonctionnement à rendement optimal de la machine asynchrone qui est de loin la plus utilisée grâce à sa fiabilité, sa robustesse et son faible coût [2], [3], [4], [5], [6].

Néanmoins dans certaines applications, comme par exemple les véhicules électriques ou hybrides (électrique + thermique), il est important de connaître le rendement de la machine ou des machines associées, non seulement au point optimal mais sur toute une plage de vitesses et de couples. Ces courbes, donnant la cartographie du rendement dans le plan couple-vitesse (courbes de niveau), sont appelées courbes isorendement.

Ces courbes ou les courbes équivalentes appelées courbes isoconsommation [7] sont très utilisées pour étudier et comparer des moteurs thermiques. Dans le domaine des machines électriques, ces représentations sont souvent des résultats de mesure ou de calcul mais sans détail sur leur obtention [8], [9].

Nous nous proposons d'étudier ces courbes pour les quatre machines électriques classiques suivantes :

- machine synchrone à pôles lisses à rotor bobiné,
- machine synchrone à pôles saillants, à aimants permanents,
- machine à courant continu à excitation séparée,
- machine asynchrone à rotor bobiné.

Bien entendu, cette liste n'est pas exhaustive mais, à travers ces exemples, on essaiera de mettre en évidence les principales étapes pour obtenir des courbes d'isorendement.

2. COURBES ISORENDEMENT : POSITION DU PROBLEME ET HYPOTHESES

Pour une machine fonctionnant à vitesse variable, on distingue principalement deux zones de fonctionnement : la région à flux constant ou à couple maximal constant et la région à puissance maximale constante, comme le montre la figure 1.

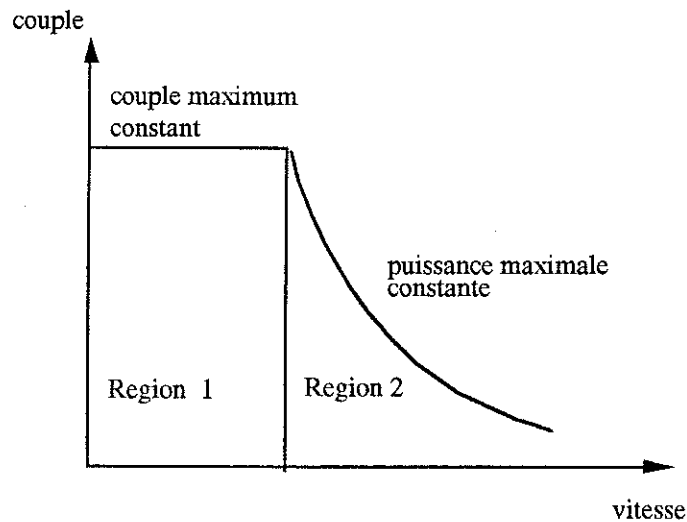


Figure 1 Courbe couple-vitesse pour une machine fonctionnant à vitesse variable [10]

Les courbes isorendement dans ces différentes régions peuvent être obtenues en évaluant séparément les différentes pertes. Il s'agit [13] :

- * des pertes Joule dans les enroulements, les balais, les bagues, les collecteurs, etc. Pour les machines à courant alternatif, la résistance effective des conducteurs peut être augmentée pour tenir compte de l'effet de peau,
- * des pertes par courants de Foucault dans les pièces massives,
- * des pertes Fer dans les pièces magnétiques soumises à un champ magnétique variable,
- * des pertes mécaniques dues aux frottements dans les roulements, les balais, la ventilation, etc.

Ces pertes dépendent d'une façon complexe des conditions de fonctionnement de la machine. Les principaux facteurs sont le couple et la vitesse du côté charge (pour un moteur) et les courants et tensions avec leurs formes et amplitudes du côté électrique.

Il existe différentes approches pour estimer les pertes dans les machines électriques :

- * les modèles empiriques, qui supposent la connaissance des paramètres de construction comme les dimensions géométriques, la qualité des tôles, etc.
- * les modèles approchés semi-analytiques basés sur les schémas équivalents des machines [12], [13], [14] et sur des méthodes numériques d'approximation des courbes expérimentales des pertes (régressions).

Dans la suite, on fera les hypothèses simplificatrices suivantes :

- * la machine fonctionne en moteur : la même démarche est applicable au fonctionnement en génératrice,
- * la machine fonctionne en régime permanent car il est difficile de définir un rendement en régime transitoire,
- * l'hypothèse du premier harmonique (schéma équivalent) est valable pour les machines alternatives,
- * La saturation, les effets d'extrémités, les pertes supplémentaires, etc sont négligés.

3. METHODOLOGIE D'ETUDE DES COURBES ISORENDEMENT

Chaque fois que c'est possible, on prendra pour point de départ le schéma équivalent établi en régime permanent qui permet d'écrire les équations reliant les variables électromagnétiques : tensions, courant, couple et vitesse. Certains paramètres du schéma équivalent peuvent dépendre de la vitesse, comme par exemple dans le cas de la machine asynchrone.

Les pertes sont estimées comme suit :

- * Les pertes Joule au stator et au rotor sont calculées à partir des courants et des résistances.
- * Il y a deux possibilités pour estimer les pertes Fer :
 - a) Elles sont représentées par des résistances équivalentes, en série ou en parallèle au niveau du schéma équivalent. Dans ce cas, les pertes Fer sont supposées proportionnelles au carré de la composante active du courant magnétisant.
 - b) Elles sont modélisées par une expression paramétrique contenant le flux et la fréquence (ou la vitesse). Les paramètres sont obtenus par interpolation des courbes mesurées ou établies à partir des données du constructeur.
- * Les pertes mécaniques sont généralement approximées par une fonction polynomiale de la vitesse.

Une fois les pertes estimées et dans la mesure du possible, exprimées en fonction du couple et de la vitesse, le rendement s'exprime par

$$\eta = \frac{\omega \Gamma}{\omega \Gamma + \Sigma p} \quad (1)$$

Où Σp = somme des pertes estimées

Γ = couple sur l'arbre

ω = vitesse

Cette équation écrite sous la forme :

$$F(\Gamma, \omega, \eta) = 0 \quad (2)$$

représente une famille de courbes dépendant du paramètre η . Ce sont les courbes isorendement.

Dans la suite de ce chapitre, on va appliquer cette démarche à l'étude de quelques machines électriques classiques.

4. EXEMPLES D'APPLICATION

4.1. MACHINE SYNCHROME A POLES LISSES ET A ROTOR BOBINE

La figure 2 montre le schéma équivalent utilisé pour l'étude de cette machine ; le diagramme vectoriel correspondant est représenté à la figure 3.

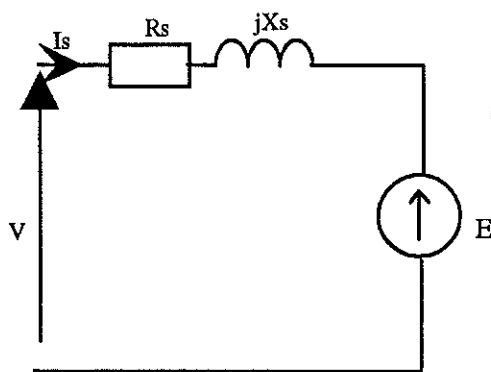


Figure 2. Schéma équivalent de la machine synchrone (Hypothèse de Behn Eschenburg)

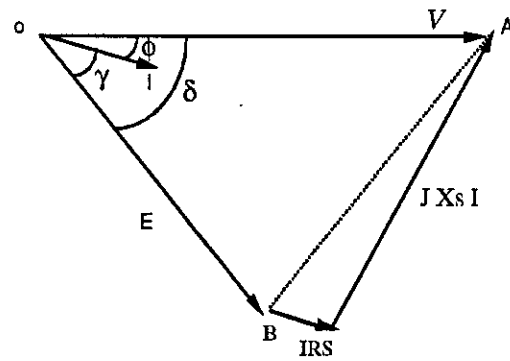


Figure 3. Diagramme vectoriel de la machine synchrone à pôles lisses et rotor bobiné

4.1.1. Equation des courbes isorendement

Le couple électromagnétique Γ_{em} est défini comme étant le rapport entre la puissance traversant l'entrefer et la vitesse synchrone. A partir de la figure 3, on peut déduire l'expression suivante :

$$\Gamma_{em} = 3.p. \frac{E.I.\cos\gamma}{\omega} \quad (3)$$

p : nombre de paires de pôles

E : force électromotrice de la machine

ω : la pulsation en rd/s

En considérant le diagramme vectoriel de la figure 3, on déduit avec les notations habituelles :

$$(R_s^2 + X_s^2).I^2 = V^2 + E^2 - 2.V.E.\cos(\delta) \quad (4)$$

Où :

$$X_s = \omega \cdot L_s = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_s$$

Avec :

L_s : l'inductance synchrone

R_s : la résistance primaire

V : la tension par phase

E : la f.e.m à vide par phase

δ : le déphasage entre E et V

ω : la pulsation des courants statoriques

L'angle δ est relié au couple électromagnétique par l'équation (5) :

$$\Gamma_{em} = 3 \cdot p \cdot \frac{E \cdot V}{\omega \cdot X_s} \cdot \sin(\delta) \quad (5)$$

p désigne le nombre de paires de pôles.

Par ailleurs, l'équation d'équilibre mécanique s'écrit :

$$\Gamma_{em} = \Gamma + \frac{P_{mec}}{\omega_m} \quad (6)$$

où Γ est le couple utile

P_{mec} : pertes mécaniques

ω_m : vitesse mécanique

En combinant les équations (1)-(6), nous obtenons pour le courant d'alimentation l'expression :

$$I^2 = \frac{1}{(R_s^2 - X_s^2)} \left[V^2 + E^2 - \frac{2}{3p} \sqrt{9p^2 E^2 V^2 - X_s^2 (\Gamma \omega_m + P_{mec})^2} \right] \quad (7)$$

Evaluons les pertes :

a) Pertes Joule statoriques

On a :

$$P_{JS} = 3 R_s I^2 \quad (8)$$

avec I^2 donné par l'équation (7).

b) Pertes Fer statoriques

A partir des essais à vide, la courbe des pertes fer en fonction de la vitesse est représentée par l'équation suivante :

$$P_{Fs} = a_1 \omega_m + a_2 \omega_m^2 \quad (9)$$

où on fait apparaître les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault.

Les coefficients a_1 et a_2 sont déterminés par régression (moindres carrés par exemple) des valeurs mesurées et valent $a_1 = 1.21$ Joule, $a_2 = 0.021$ Joule.s (pour la machine étudiée).

c) Pertes mécaniques

Nous supposons que les pertes mécaniques sont proportionnelles au carré de la vitesse :

$$P_{mec} = K \cdot \omega_m^2 \quad (10)$$

L'ensemble des pertes fer et des pertes mécaniques constitue alors les pertes à vide.

d) Pertes Joule rotoriques

Le rotor est alimenté en courant continu, les pertes d'excitation sont alors :

$$P_{jr} = U_{ex} \cdot I_{exc} \quad (11)$$

A ce stade, nous remarquons que certains facteurs comme la force électromotrice à vide E , la tension aux bornes V et le courant d'excitation I_{ex} dépendent de la zone de fonctionnement (Figure 1).

4.1.2. Fonctionnement à flux constant

Une condition nécessaire pour maintenir le flux constant est d'avoir une excitation constante et un rapport (V/f) constant [13]. On peut donc écrire :

$$\begin{aligned} I_f &= \text{constante} \\ E &= K_1 \omega_m \end{aligned} \quad (12)$$

$$V \cong K_2 \omega_m$$

où K_1 et K_2 sont des constantes.

4.1.3. Fonctionnement à puissance constante

Lorsque la tension d'alimentation atteint sa valeur maximale, le flux et le couple diminuent quand la fréquence augmente. Le produit $(\Gamma \cdot \omega_m)$ est alors constant ; on dit que l'on travaille à puissance maximale constante. Dans ce cas, $V = \text{constante}$ et le flux ϕ_n est inversement proportionnel à la fréquence, donc à la vitesse. L'équation du rendement s'écrit :

$$\eta = \frac{\Gamma \cdot \omega_m}{\Gamma \cdot \omega_m + P_{js} + P_{Fs} + P_{mec} + P_{jr}} \quad (13)$$

Comme exemple d'application, nous avons pris une machine synchrone ayant les caractéristiques suivantes :

Puissance nominale	10 kVA
Facteur de puissance	0.85
Tension nominale	220 V
Nombre de paires de pôles	2
Résistance statorique	$R_s = 0.12 \, \Omega$
Inductance synchrone	$L_s = 0.016 \, \text{H}$
Tension d'excitation de l'inducteur	20 V
Courant d'excitation	8 A

A partir de l'équation (13), nous avons tracé la courbe du rendement en 3D ainsi que les courbes isorendement de la machine dans le plan couple-vitesse (figure 4).

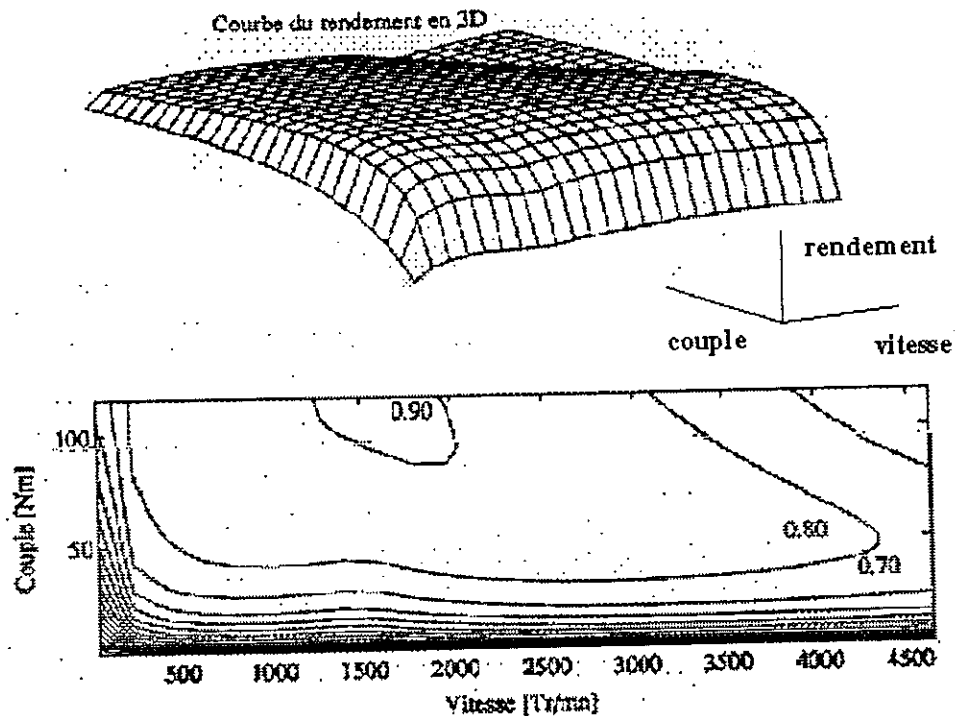


Figure 4 Courbes isorendement de la machine synchrone à pôles lisses

On note que plus le rendement est élevé moins la gamme de couple et de vitesse dans laquelle il peut être obtenu est étendue. Un rendement optimal de 0,9 par exemple est représenté par une courbe se refermant autour du point de fonctionnement nominal. On voit l'intérêt de ce genre de courbes quand on a deux machines de même type (électriques) ou de types différents (thermique et électrique) qui sont associées. L'analyse de leurs courbes isorendement permet de partager la charge entre elles de manière optimale.

Remarques

1- Nous avons représenté les courbes dans le premier quadrant du plan couple-vitesse, ce qui correspond à un fonctionnement en moteur tournant dans un sens donné. Les autres modes de fonctionnement (générateur par exemple) s'obtiennent en suivant la même démarche.

2- Sur les courbes tracées, on n'a pas montré les limites (valeurs maximales sur le couple et la vitesse). Il est évident que dans la pratique seulement une partie de ces courbes peut être obtenue.

4.2. MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS A POLES SAILLANTS

La machine étudiée est décrite dans [15]. Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

Puissance nominale	1.5 Kw
Tension nominale	115 /230 V
Courant nominal	10.6 /5.3 A
Fréquence nominale	60 Hz
Résistance d'induit R_a	$4.053 \times 10^{-4} \Omega$
Inductance longitudinale L_d	0.0433 H
Inductance transversale L_q	0.133 H
Inductance de fuites d'induit l	0.002 H

La figure 5 représente la section transversale de la machine étudiée et son diagramme vectoriel dans le système d'axe d-q est celui de la figure 6. Dans ce diagramme vectoriel, la force électromotrice (f.é.m) interne E_i due au flux résultant est la somme de la f.é.m E_0 des aimants et des chutes réactives ($X_d I_d$) selon l'axe d et ($X_q I_q$) selon l'axe q. La tension d'alimentation V est la somme de la f.é.m interne E_i , de la chute résistive causée par la résistance R_a de l'induit et de la chute réactive due à la réactance de fuites de ce dernier. La tension V est déphasée par rapport à l'axe q de l'angle δ et la f.é.m est déphasée de l'angle δ_i par rapport à cet axe. C'est à partir de ce diagramme que nous avons établi les équations de la machine. Les pertes fer sont représentées à la figure 7 par une résistance R_c en parallèle sur la f.é.m interne E_i de la machine.

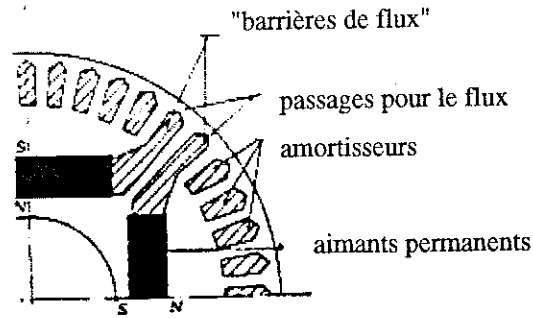


Figure 5 Coupe transversale de la machine à aimants permanents

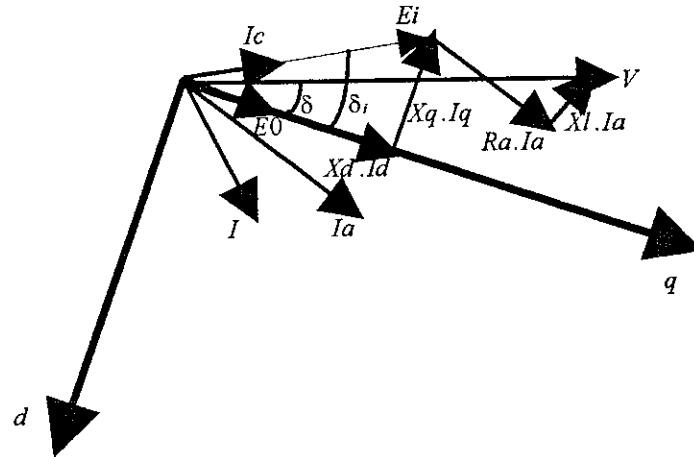


Figure 6 Diagramme vectoriel de la machine synchrone à aimants

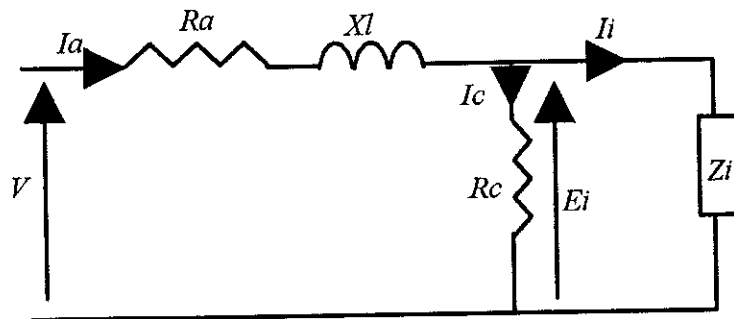


Figure 7 Représentation des pertes Fer par une résistance parallèle

4.2.1. Equation des courbes isorendement

En utilisant le modèle d-q de la machine synchrone [15], représenté par le diagramme de la figure 6, on obtient l'expression suivante pour le couple électromagnétique [18] :

$$\Gamma_{em} = \frac{3}{\omega m} \left[\frac{E_i E_0}{X_d} \sin \delta_i + \frac{E_i^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin(2\delta_i) \right] \quad (14)$$

où

Γ_{em} est le couple électromagnétique

E_0 et E_i sont respectivement les f.é.m dues aux aimants et au flux résultant

X_d et X_q les réactances de la machine selon les axes d et q

δ_i le déphasage entre E_i et l'axe q

et ω_m la vitesse de la machine

Le couple électromagnétique Γ_{em} est la somme d'un terme proportionnel à $(\sin \delta_i)$ appelé couple synchrone et d'un terme qui dépend de la saillance, proportionnel à $(\sin(2.\delta_i))$ correspondant au couple réactant.

L'équation mécanique s'écrit :

$$\Gamma_{em} = \Gamma + \frac{P_{mec}}{\omega_m} \quad (15)$$

où Γ désigne le couple sur l'arbre de la machine et P_{mec} les pertes mécaniques.

Pour la région à couple constant, on peut écrire :

$$\begin{aligned} E_i &= K_1 \omega_m \\ E_o &= K_2 \omega_m \end{aligned} \quad (16)$$

où K_1 et K_2 sont des constantes.

Les réactances X_d et X_q sont proportionnelles à la pulsation, qui dans une machine synchrone est reliée à la vitesse de rotation par le nombre de paires de pôles comme suit :

$$\omega = p \omega_m$$

où ω est la pulsation de la tension d'alimentation et p le nombre de paires de pôles de la machine.

On en déduit que les réactances longitudinale et transversale dépendent linéairement de la vitesse :

$$\begin{aligned} X_d &= p \omega_m L_d \\ X_q &= p \omega_m L_q \end{aligned} \quad (17)$$

où :

L_d et L_q sont les inductances longitudinale et transversale de la machine.

Pour simplifier, on suppose que les pertes mécaniques dépendent du carré de la vitesse :

$$P_{mec} = K_3 \omega_m^2 \quad (18)$$

K_3 étant une constante.

A partir des relations (14)-(18), on obtient l'équation suivante en posant $\sin \delta_i = X$ comme inconnue :

$$K_1^4 \cdot X^2 \left(\frac{L_d}{L_q} \right)^2 (1 - X^2) = \left[p \frac{L_d}{3} \cdot (\Gamma + K_3 \omega_m)^2 + (K_1 \cdot K_2)^2 \cdot X^2 - \frac{2}{3} \cdot p \cdot L_d \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot X \cdot (\Gamma + K_3 \omega_m) \right] \quad (19)$$

L'équation (19) peut être simplifiée en approximant le couple Γ_{em} par Γ . Ceci donnera une équation du 4ème degré en X. La résolution de l'équation (19) donne la valeur de X donc de $\sin \delta_i$ et les courants sont ensuite calculés par les relations suivantes [15] :

$$I_q = \frac{E_i \sin(\delta_i)}{X_q} = \frac{K_1 \sin(\delta_i)}{p \cdot L_q} \quad (20)$$

Pour trouver l'expression du courant I_d en fonction du couple mécanique et de la vitesse, on peut écrire l'expression de la puissance électromagnétique P_{em} en fonction des grandeurs mécaniques et électriques [18] :

$$P_{em} = 3 \cdot \Gamma_{em} \cdot \omega_m = 3 \cdot [I_q \cdot E_0 + I_d \cdot I_q \cdot (X_d - X_q)]$$

Après simplification, on obtient l'expression du courant I_d :

$$I_d = \frac{T + K_3 \omega_m - 3 K_2 I_q}{3 p I_q (L_d - L_q)} \quad (21)$$

La composante selon l'axe q du courant dû aux pertes fer est donnée par l'expression ci-dessous déduite du diagramme vectoriel de la figure 6.

$$I_{cq} = \frac{(E_0 + I_d \cdot X_d)}{R_c}$$

En remplaçant E_0 et X_d par leurs expressions en fonction de ω_m l'on obtient :

$$I_{cq} = \frac{\omega_m}{R_c} (K_2 + I_d \cdot p \cdot L_d) \quad (22)$$

Ces expressions peuvent se mettre, après quelques transformations, sous la forme suivante :

$$I_{cq} = B_1 \omega_m + B_2 \omega_m^2 \quad (23)$$

où

$$B_1 = \frac{1}{R_c} \left[K_2 + \frac{L_d \cdot (\Gamma - 3 \cdot K_2 \cdot I_q)}{3 \cdot (L_d - L_q) \cdot I_q} \right]$$

$$B_2 = \frac{K_3 L_d}{3 R_c (L_d - L_q) I_q} \quad (24)$$

$$I_{cd} = B_3 \omega_m \quad (25)$$

avec :

$$B_3 = \frac{L_q \cdot I_q \cdot p}{R_c} \quad (26)$$

Le courant absorbé s'exprime par :

$$I_{aq} = I_q + I_{cq}$$

$$I_{ad} = I_d + I_{cd} \quad (27)$$

ou bien tenant compte des relations précédentes :

$$I_{ad} = B_4 + (B_3 + B_5) \omega_m \quad (28)$$

où :

$$B_4 = \frac{\Gamma - 3.K_2.I_q}{3.p.I_q.(L_d - L_q)}$$

$$B_5 = \frac{K_3}{3.p.I_q.(L_d - L_q)} \quad (29)$$

Evaluons les pertes :

Pertes Joule statoriques :

Elles s'expriment par :

$$P_{JS} = 3R_a (I_{ad}^2 + I_{aq}^2) \quad (30)$$

tenant compte de (23), (27) et (28) on peut écrire :

$$P_{JS} = N_0 + N_1 \omega_m + N_2 \omega_m^2 + N_3 \omega_m^3 + N_4 \omega_m^4 \quad (31)$$

où

$$N_0 = 3R_a (B_4^2 - I_q^2)$$

$$N_1 = 6R_a (B_4(B_3 + B_5)I_q B_1)$$

$$N_2 = 3R_a (B_1^2 + 2I_q B_2)$$

$$N_3 = 6R_a B_1 B_2$$

$$N_4 = 3R_a B_2^2 \quad (32)$$

Pertes Fer

Ce sont les pertes dans la résistance Rc

$$P_{Fs} = 3. \frac{Ei^2}{R_c}$$

tenant compte de (16) on peut écrire :

$$P_{Fs} = F. \omega_m^2 \quad (33)$$

où $F = \frac{3.K_1^2}{R_c}$

Pertes mécaniques

Elles sont supposées proportionnelles au carré de la vitesse (on peut évidemment prendre d'autres modèles) :

$$P_{mec} = K_3 \cdot \omega_m^2 \quad (34)$$

L'équation du rendement dans la région à couple constant s'écrit donc :

$$\eta = \frac{\Gamma \cdot \omega_m}{\Gamma \cdot \omega_m + P_{JS} + P_{Fs} + P_{mec}} \quad (35)$$

tenant compte des équations précédentes, cette équation peut être écrite comme suit :

$$N0 + \left[N1 - \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right) \Gamma \right] \cdot \omega_m + [N2 + F + K3] \cdot \omega_m^2 + N3 \cdot \omega_m^3 + N4 \cdot \omega_m^4 = 0 \quad (36)$$

Remarque

Vu la lourdeur des calculs, on n'a traité que le cas du fonctionnement à "flux constant". Par ailleurs, le fonctionnement des machines synchrones à aimants, dans la zone de puissance constante (flux réduit) n'est pas toujours sans danger (aimants en ferrite par exemple), dans une zone étendue de vitesses au-delà de la vitesse de base, à cause de l'effet démagnétisant des courants d'alimentation sur les aimants.

La figure 8 montre les courbes isorendement de cette machine pour $\eta = \{0,7, 0,8, 0,9\}$. Malgré la puissance réduite de la machine étudiée en exemple, un rendement élevé peut être réalisé sur une gamme étendue de vitesses. Ceci montre la suprématie des machines à aimants permanents en ce qui concerne le rendement.

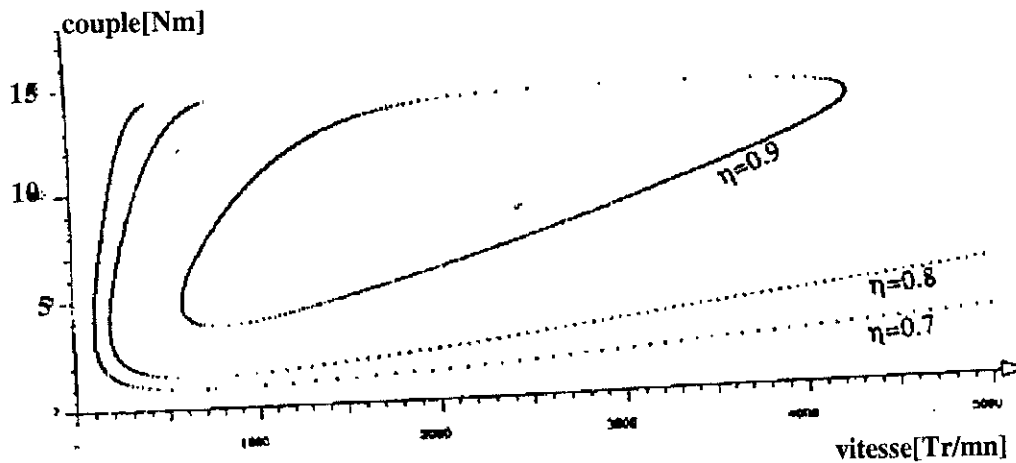


Figure 8 Courbes isorendement de la machine synchrone à aimants permanents

4.3. MACHINE ASYNCHRONE

L'exemple traité concerne une machine à rotor bobiné mais la même démarche reste valable pour une machine à cage car les deux machines sont représentées par des schémas équivalents semblables, comme le montre la figure 9.(a). Dans le schéma équivalent de la figure 9. (b), on a représenté la résistance R_m modélisant les pertes fer en série avec la réactance magnétisante au lieu

de la mettre en parallèle. Cette transformation, qui est toujours possible à effectuer, simplifie grandement les calculs.

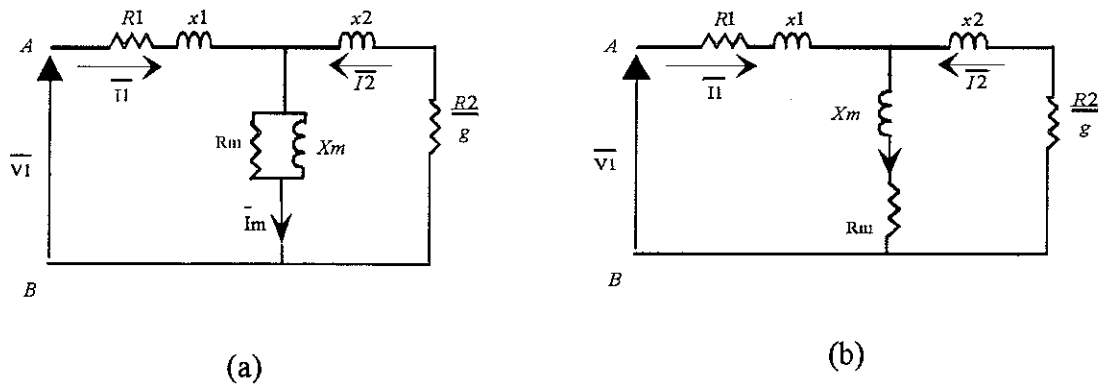


Figure 9 Schéma équivalent de la machine asynchrone

- (a) Schéma équivalent avec la résistance R_m en parallèle avec X_m
 (b) Schéma équivalent avec la résistance R_m en série avec X_m

4.3.1. Equation des courbes isorendement

Pour ce cas, on tient compte de la variation des résistances avec la fréquence. D'après [16], on a :

$$\begin{aligned} R_1 &= R_{10} + a \cdot f \\ R_2 &= R_{20} + b (gf)^\alpha \\ R_m &= c f^\beta \end{aligned} \quad (37)$$

R_1 , R_2 et R_m sont les résistances primaire, secondaire et la résistance représentant les pertes fer à la fréquence f respectivement,

R_{10} et R_{20} sont les résistances primaire et secondaire mesurées en continu,

x_1 , x_2 les réactances de fuites primaires et secondaires,

X_m la réactance de magnétisation.

Le glissement g est défini par :

$$g = \frac{\omega_1 - p\omega_m}{\omega_1} \quad (38)$$

où ω_1 est la pulsation statorique et ω_m la vitesse de rotation en rad/s.

Si l'on pose, pour abréger :

$$\Delta = \left(R_m + \frac{R_2}{g}\right)^2 + (X_m + x_2)^2 \quad (39)$$

alors la partie réelle R_{2m} et la partie imaginaire x_{2m} de l'impédance équivalente du secondaire et de la branche magnétisante s'expriment respectivement par :

$$R2m = \frac{1}{\Delta} \left[\frac{R2}{g} (Rm^2 + Xm^2) + Rm \left(\left(\frac{R2}{g} \right)^2 + x2^2 \right) \right] \quad (40)$$

$$x2m = \frac{1}{\Delta} \left[x2 (Rm^2 + Xm^2) + Xm \left(\left(\frac{R2}{g} \right)^2 + x2^2 \right) \right]$$

En calculant les courants primaire, secondaire et le courant magnétisant en fonction de la tension $V1$ et des paramètres du schéma équivalent de la figure 9, on peut alors exprimer les pertes Joule au primaire $P1$, les pertes fer Pc et la puissance transmise au rotor Pt par les relations suivantes :

$$P1 = \frac{3V1^2 R1}{(R1 + R2m)^2 + (x1 + x2m)^2} \quad (41)$$

$$Pc = \frac{3 \left(\left(\frac{R2}{g} \right)^2 + x2^2 \right) V1^2 Rm}{\Delta (R1 + R2m)^2 + (x1 + x2m)^2} \quad (42)$$

$$Pt = \frac{3(Rm^2 + Xm^2) V1^2 \left(\frac{R2}{g} \right)^2}{\Delta (R1 + R2m)^2 + (x1 + x2m)^2} \quad (43)$$

Les pertes mécaniques sont supposées proportionnelles au carré de la vitesse :

$$P_R = k \omega m^2 \quad (44)$$

ou bien en exprimant la vitesse en fonction de la fréquence et du glissement (pour $p=2$) :

$$P_R = k [\pi(1 - g)f]^2 \quad (45)$$

k étant une constante déterminée à partir de l'approximation de la courbe expérimentale des pertes mécaniques en fonction du carré de la vitesse.

Sachant que la puissance utile fournie par le moteur est $(1 - g)Pt - P_R$, alors le rendement s'exprime par :

$$\eta = \frac{(1 - g)Pt - P_R}{Pg + P1 + Pc} \quad (46)$$

L'équation de l'équilibre mécanique s'écrit :

$$\frac{(1 - g)Pt}{\omega m} = \Gamma + \frac{P_R}{\omega m} \quad (47)$$

En introduisant (43) et (45) dans (47), on obtient la valeur de la tension en fonction du couple de charge, de la fréquence, du glissement et des paramètres du schéma équivalent :

$$V1 = \left[\frac{g\pi f \Delta [(R1 + R2m)^2 + (x1 + x2m)^2] [\Gamma + k(1 - g)\pi f]}{3R2(Rm^2 + Xm^2)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (48)$$

En introduisant (46) dans (48) on obtient :

$$\eta = \frac{f1(\omega m, \Gamma, g, f) - f2(\omega m, \Gamma, g, f)}{f3(\omega m, \Gamma, g, f)} \quad (49)$$

où :

$$f1(\omega m, \Gamma, g, f) = \pi g f (1 - g) R2 (Rm^2 + Xm^2) [\Gamma + k(1 - g) \pi f] \quad (50)$$

$$f2(\omega m, \Gamma, g, f) = k g R2 (Rm^2 + Xm^2) [(1 - g) \pi f]^2 \quad (51)$$

$$f3(\omega m, \Gamma, g, f) = \pi f [\Gamma + k \pi (1 - g) f] \left\{ \begin{aligned} & \left[g R2 (Rm^2 + Xm^2) + R1 [(g Rm + R2)^2 + g^2 (x2 + Xm)^2] \right] \\ & + Rm [R2^2 + g^2 x2^2] \end{aligned} \right\} \quad (52)$$

Pour pouvoir trouver l'équation des courbes isorendement de la machine asynchrone dans le plan couple-vitesse, il faudra exprimer le rendement en fonction de ωm et Γ uniquement.

Selon la zone de fonctionnement, on pourra trouver l'expression de g et de f en fonction de la vitesse :

4.3.2. Fonctionnement à couple maximal constant

Dans ce cas, on impose généralement la fréquence rotorique [17]. On aura donc :

$$g f = A = Cte \quad (53)$$

La vitesse de rotation ωm pour une machine quadripolaire ($p=2$) s'écrit :

$$\omega m = (1 - g) \pi f \quad (54)$$

Les équations (53) et (54) permettent d'exprimer le glissement et la fréquence en fonction de la vitesse :

$$f = \frac{\omega m}{\pi} + A \quad (55)$$

$$g = \frac{A}{A + \frac{\omega m}{\pi}} \quad (56)$$

En reportant les équations (55) et (56) dans (49), on obtient l'expression du rendement en fonction du couple et de la vitesse et des paramètres du schéma équivalent.

4.3.3. Fonctionnement à puissance constante

Dans ce mode de fonctionnement, le glissement g est fixe [17], par exemple à sa valeur nominale g_n . La fréquence peut s'exprimer donc en fonction de la vitesse de rotation (avec $p=2$) par l'expression suivante :

$$f = \frac{\omega_m}{(1 - g_n)\pi} \quad (57)$$

En reportant ces relations dans l'expression du rendement, celui-ci peut être exprimé uniquement en fonction du couple et de la vitesse.

L'application de ces équations à la machine asynchrone ayant les caractéristiques suivantes [16] nous a permis de tracer les courbes de la figure 10.

Puissance nominale	7.5 Kw
Tension nominale	230 /460 V
Courant nominal	27 /13.5 A
Fréquence nominale	60 Hz
Nombre de paire de pôles	2
R10	0.2151 W
R20	0.1231 W
l1	1.55×10^{-3} H
l'2	1.93×10^{-3} H
Lm	0.027 H
a	$0.8868 \times 10^{-4} \Omega$
b	$1.236 \times 10^{-3} \Omega$
c	$2.2133 \times 10^{-3} \Omega$
α	1.75
β	1.45

Par rapport à la machine synchrone à aimants permanents, la machine asynchrone présente un rendement plus faible à cause notamment des pertes joules rotoriques. La zone du rendement de 0.8 entoure le point de fonctionnement nominal et s'étend sur une plage de vitesses relativement réduite.

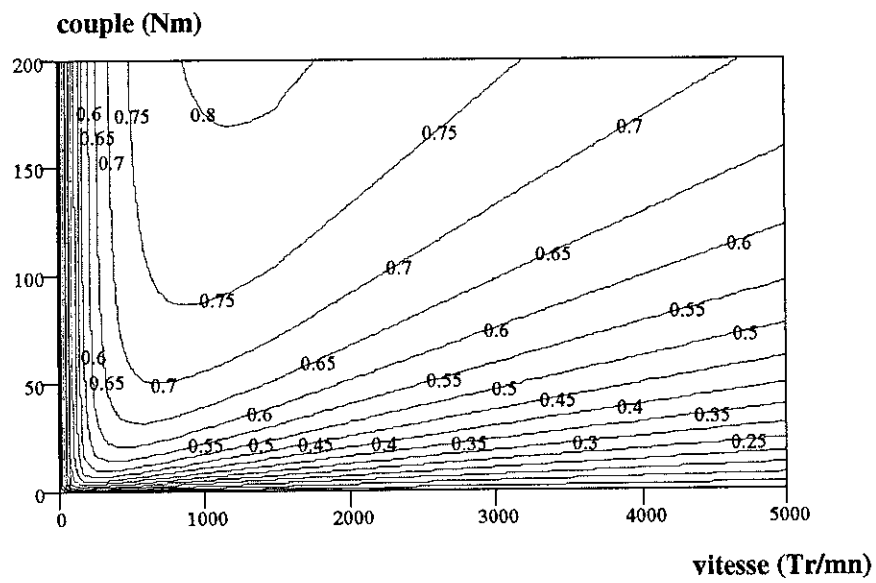
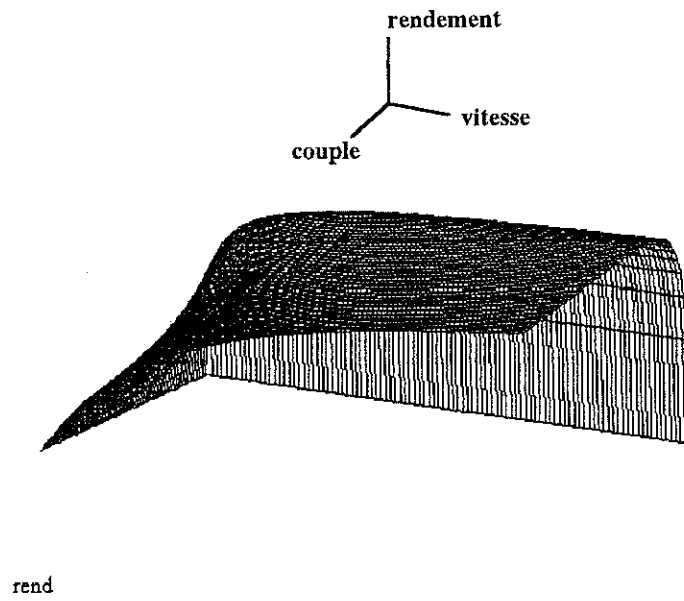


Figure 10 Courbes isorendement de la machine asynchrone

4.4 MACHINE A COURANT CONTINU

La machine étudiée a les caractéristiques suivantes [12] :

Tension d'alimentation d'induit	140 V
Courant nominal d'induit	220 A
Résistance de l'induit	0.059 Ω
Vitesse de rotation	2200 Tr /mn
Courant nominal d'excitation	7A
Résistance de l'inducteur	13.6 W
Chute de tension des balais (à 115° C)	1.28 V

La figure 11 montre le schéma électrique que nous avons utilisé pour le calcul.

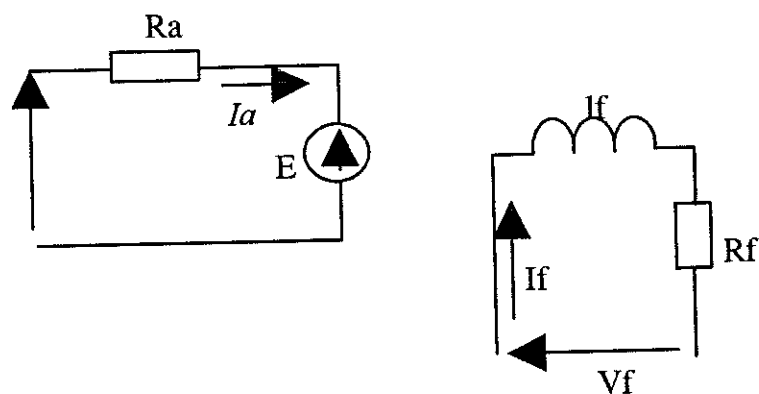


Figure 11 Schéma électrique de la machine à courant continu

4.4.1. Equation des courbes isorendement

Le couple électromagnétique est donné par la relation suivante :

$$\Gamma_{em} = C_m \phi I_a \quad (58)$$

où

C_m est une constante.

Γ_{em} est le couple électromagnétique.

ϕ est le flux et I_a le courant d'induit.

La tension d'induit V_a s'écrit, en prenant en compte la réaction d'induit [12] :

$$V_a = E + R_a I_a = C_m \phi \omega_m + R_a I_a + 2V_{br} \frac{\Gamma_{em}}{\Gamma} \quad (59)$$

dans cette équation E est la fem de la machine,

R_a la résistance de l'induit,

V_{br} la chute de tension due aux balais,

ωm la vitesse de rotation,
 Γ le couple utile.

Nous allons maintenant évaluer les différentes pertes dans la machine :

a) Pertes Joule

La somme des pertes Joule dans l'induit, l'inducteur et les balais s'exprime par la relation suivante :

$$P_j = R_a I_a^2 + R_f I_f^2 + 2V_{br} I_a \quad (60)$$

b) Pertes mécaniques

Les pertes mécaniques de la machine sont modélisées par un polynôme du 3ème ordre par rapport à la vitesse de rotation [12] :

$$P_{mec} = a_3 \omega m^3 + a_2 \omega m^2 + a_1 \omega m \quad (61)$$

Les valeurs des coefficients a_1 , a_2 et a_3 sont déterminées par une régression des données de mesures :

$$a_1 = 1.85 \text{ J}$$

$$a_2 = 7.49 \cdot 10^{-5} \text{ J.s}$$

$$a_3 = 3.108 \cdot 10^{-6} \text{ J.s}^2$$

c) Pertes fer dans le circuit magnétique

Les pertes fer dépendent du flux et de la vitesse de rotation (fréquence) ; elles s'expriment par la relation :

$$P_{FR} = b_1 (Cm\phi) \omega m + b_2 (Cm\phi)^2 \omega m^2 \quad (62)$$

Les coefficients b_1 et b_2 sont identifiés par régression et valent :

$$b_1 = 0.55 [W / V] \text{ et } b_2 = 1.21 \cdot 10^{-2} [W / V^2].$$

La courbe de la tension à vide pour plusieurs courants d'excitation a permis de trouver une relation entre le flux et le courant d'excitation I_f :

$$Cm\phi = Cm\phi_0 [-1.44 \cdot 10^{-2} I_f^2 + 2.436 \cdot 10^{-1} I_f + 6.309 \cdot 10^{-3}] \quad (63)$$

$Cm\phi_0$ est le flux nominal de la machine qui vaut 0.545 Wb.

Rajoutons à ces équations l'équation mécanique de la machine en régime permanent qui s'écrit :

$$\Gamma_{em} = \Gamma + \Gamma_{mec} + \Gamma_{FR} \quad (64)$$

où Γ_{mec} et Γ_{FR} sont les couples résistants dus respectivement aux pertes mécaniques et aux pertes fer.

L'équation du rendement s'écrit alors :

$$\eta = \frac{\Gamma \omega m}{\Gamma \omega m + P_j + P_{mec} + P_{FR}} \quad (65)$$

Dans les équations (60), (62), (63) et (64), nous avons 6 inconnues qui sont le flux ϕ , le courant d'induit I_a , la tension d'induit V_a , le couple utile Γ , la vitesse ωm et le courant d'excitation I_f . Selon la région de fonctionnement de la machine, couple constant ou puissance constante, deux des inconnues ci-dessus seront fixées :

4.4.2. Fonctionnement à couple constant

Dans ce cas le flux et le courant d'excitation sont constants, les quatre inconnues restantes peuvent donc être déterminées par les équations (60), (62), (63) et (64).

4.4.3. Fonctionnement à puissance constante

Dans ce mode de fonctionnement, la tension d'alimentation V_a est maintenue constante et la vitesse est réglée à l'aide du courant d'excitation I_f qui est donc connu ; le reste des inconnues se déduit alors des mêmes équations que ci-dessus.

On obtient les courbes de la figure 12 qui présentent globalement la même tendance que précédemment, c'est-à-dire un maximum de rendement autour du point nominal de la machine. On notera cependant que les niveaux des rendements sont moins élevés que pour les machines synchrones et asynchrones ; mais pour pouvoir comparer, il faut, bien entendu, avoir des machines comparables.

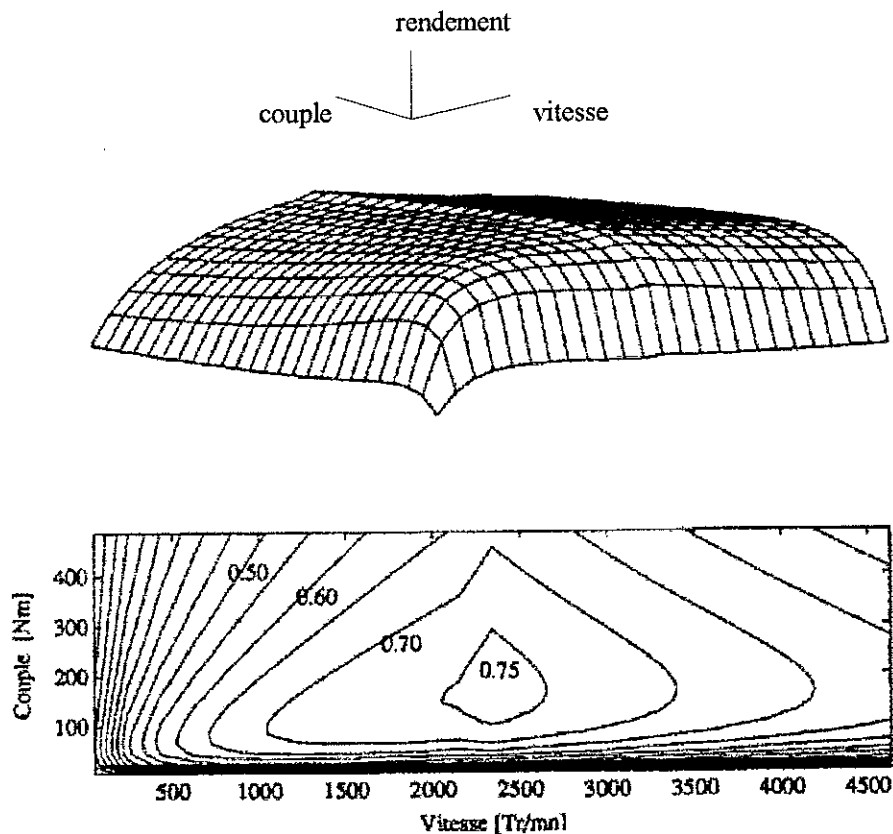


Figure 12 Courbes isorendement de la machine à courant continu

5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons fait l'étude en régime permanent de certaines machines électriques classiques en vue de déterminer leurs courbes isorendement, moyennant des hypothèses simplificatrices.

Les courbes isorendement obtenues montrent que ces machines peuvent fonctionner avec un rendement élevé sur une gamme étendue de couple et de vitesse, à condition de leur assurer les bonnes conditions de variation de vitesse (commande à V/f constant, commande vectorielle, ...). Nous avons constaté aussi que pour les faibles vitesses, les couples sont assez élevés pour maintenir des rendements acceptables. Ceci confirme le faible rendement des machines électriques à basse vitesse et à faible charge. Par ailleurs, plus le rendement est élevé plus la courbe est réduite et finit par se fermer autour d'un optimum, ce qui met en évidence l'existence d'un maximum de rendement pour des conditions données de fonctionnement. Quelques applications de ces courbes peuvent se résumer ainsi :

- Pour une charge et une vitesse données, ces courbes permettent de déduire la puissance à fournir à la machine, ceci peut être très important quand l'énergie dont on dispose est limitée (batterie des véhicules électriques).

- b) Ces courbes permettent de choisir un point de fonctionnement optimal parmi les points de l'enveloppe de fonctionnement, de manière à réduire la consommation.
- c) Les courbes isorendement permettent de comparer les performances des machines de même puissance, qu'elles soient du même type (électrique) ou de types différents (électrique et thermique).

Pour une étude plus précise, visant à insérer la machine dans un système complet de gestion de l'énergie (véhicule électrique, véhicule hybride), une modélisation plus fine de la machine (saturation, ...) et notamment de ses pertes s'avère nécessaire. Enfin, il faut noter que le rendement de la machine seule, bien qu'il soit intéressant, n'est pas le seul critère à prendre en compte pour juger de la qualité de l'entraînement à vitesse variable. En effet, la machine est intimement liée à son alimentation (convertisseur) [19] et c'est le rendement de l'ensemble qu'il faut considérer.

Pour la suite de notre travail, nous nous sommes plus spécialement intéressés au moteur asynchrone dont les propriétés électromécaniques et les qualités intrinsèques en font un moteur très intéressant pour la traction du véhicule électrique notamment.

Le modèle associé classiquement à la machine asynchrone est le schéma équivalent. Dans le chapitre suivant, nous allons donc revoir les hypothèses et les règles générales de la théorie classique qui permettent d'aboutir à ce schéma équivalent.

Chapitre II

Schémas équivalents de la machine asynchrone

1. INTRODUCTION

Le schéma équivalent de la machine asynchrone a été proposé pour la première fois par Steinmetz en 1897 [20]. Depuis, il est devenu le modèle classique d'étude et de conception de la machine asynchrone.

Le schéma équivalent est un circuit électrique représentant la machine asynchrone en régime permanent sous une forme concise et commode. Il est constitué par des résistances et des inductances qui prennent en compte les différents phénomènes se produisant dans la machine au cours de son fonctionnement et constituent les paramètres du schéma équivalent. La figure 1 montre celui qui est le plus couramment utilisé et dont les paramètres peuvent être calculés analytiquement [21], [22], à partir d'un calcul par éléments finis (chapitre III) ou bien déterminés expérimentalement par différentes méthodes d'identification dont celle que nous allons présenter plus loin dans ce chapitre.

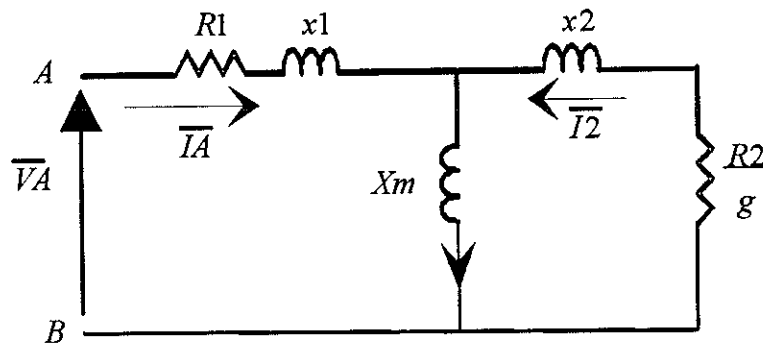


Figure 1 Schéma équivalent de la machine asynchrone

L'établissement du schéma équivalent à partir des équations électromagnétiques de la machine peut être accompli de différentes manières [23], [24]. Dans ce chapitre, nous allons rappeler une méthode utilisée, qui met en évidence les relations entre les grandeurs physiques de la machine et celles du schéma équivalent. En particulier, nous montrerons comment calculer les courants primaire et secondaire du schéma équivalent à partir des courants statoriques et rotoriques calculés par éléments finis. Ceci nous servira au chapitre suivant à en extraire les paramètres à partir des résultats de calcul par éléments finis. Il nous permettra également d'interpréter ces mêmes résultats.

2. ETABLISSEMENT DU SCHEMA EQUIVALENT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL

2.1. INTRODUCTION

La machine asynchrone à cage d'écureuil peut être considérée, du point de vue de la théorie des circuits électriques, comme étant constituée de deux circuits électriques linéaires couplés : le

primaire généralement triphasé et le secondaire (la cage) constitué par autant de mailles électriques qu'il y a de barres.

L'un des avantages de cette représentation est de pouvoir traiter le cas où l'entrefer n'est pas constant, la machine fonctionnant aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent [25].

Pour la suite, on fera les hypothèses suivantes :

- Le primaire est alimenté par un système de tensions triphasées équilibrées comme le montre la figure 2. Les bobines d'une même phase sont supposées toutes en série ; l'extrapolation à d'autres types de bobinages ne présente aucune difficulté.
- Les tensions considérées sont les tensions simples par phase.
- La vitesse de rotation est constante.

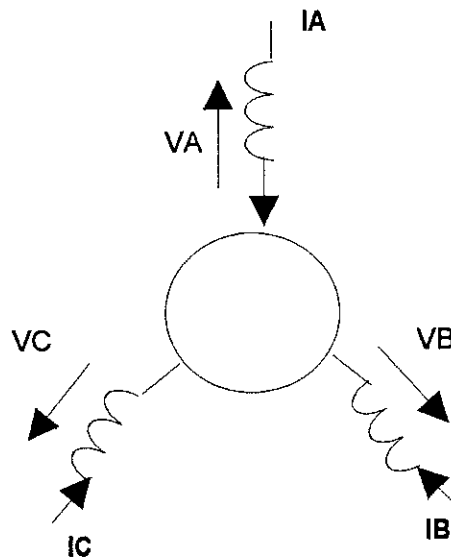


Figure 2 Les tensions et le courant primaires de la machine asynchrone

2.2. GRANDEURS PRINCIPALES DE LA MACHINE

La machine est entièrement définie par certaines grandeurs géométriques et électromagnétiques que nous allons définir ci-dessous.

2.2.1. Grandeurs géométriques

Les principales grandeurs géométriques intervenant dans les équations de la machine sont :

le rayon moyen de l'entrefer R_{me} ,
 l'épaisseur de l'entrefer e ,
 la longueur utile de la machine L ,
 les dimensions des encoches,

et la coordonnée spatiale θ .

L'origine des coordonnées est prise sur l'axe de la phase A de la machine.

2.2.2. Grandeurs électromagnétiques du stator

La force magnétomotrice (fmm) créée par les bobines du stator (N spires en série par phase) dans l'entrefer supposé constant est une fonction périodique de l'angle électrique $p\theta$, p étant le nombre de paires de pôles de la machine. La figure 3 montre un exemple de fmm créée par un bobinage triphasé.

Dans le cas où le circuit magnétique n'est pas saturé (perméabilité du fer infinie), l'induction magnétique $B(\theta)$ dans l'entrefer est proportionnelle à la fmm. Elle aura donc exactement la même forme.

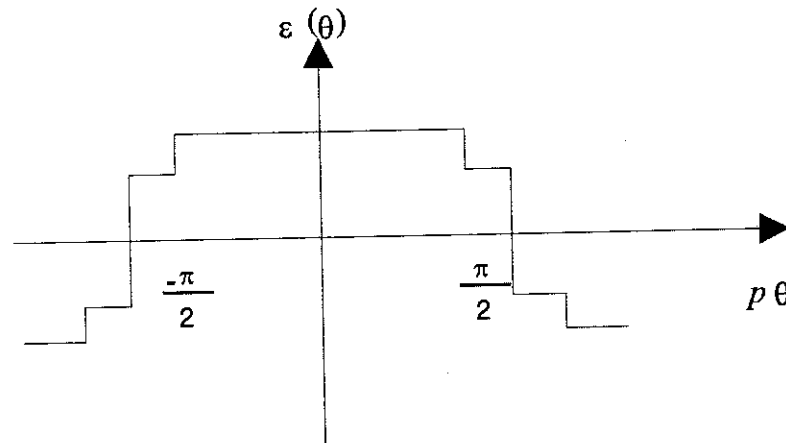


Figure 3 Exemple de fmm de la machine asynchrone

Dans la suite, nous désignerons par $B_{UA}(\theta)$, $B_{UB}(\theta)$ et $B_{UC}(\theta)$ les inductions dues à un courant de 1 A circulant respectivement dans les phases A, B et C.

L'inductance totale de chaque phase et l'inductance mutuelle entre deux phases du stator peuvent être considérées comme la somme d'un terme lié au champ dans l'entrefer et d'un terme lié aux flux différentiels dans les encoches et autour des têtes de bobines [27].

On peut donc écrire :

$$L_p = L_g + l_1 \quad (66)$$

$$M_p = M_g + M_1 \quad (67)$$

où

L_p est l'inductance totale d'une phase,

l_l est l'inductance liée aux flux dans les encoches et autour des têtes de bobines,

L_g l'inductance principale due au champ dans l'entrefer,

M_p la mutuelle inductance totale entre deux phases statoriques,

M_g la mutuelle inductance due au champ dans l'entrefer,

M_l la mutuelle inductance liée aux flux dans les encoches et autour des têtes de bobines.

2.2.3. Grandeurs électromagnétiques du rotor

On considère une cage formée de Q barres inclinées d'un angle α ($\alpha = 0$ correspond à une cage droite). A partir des dimensions géométriques de la cage, on peut calculer facilement la résistance R_B et l'inductance L_B d'une barre ainsi que la résistance R_s et l'inductance L_s d'une portion d'anneau de court-circuit comprise entre deux barres [21] et [26].

On considère alors que la cage est formée de Q mailles, chacune d'elles étant constituée par deux barres et deux portions d'anneau. Les mailles sont numérotées : 1, 2, ..., $K-1$, K , $K+1$, ..., Q , comme le montre la figure 4.

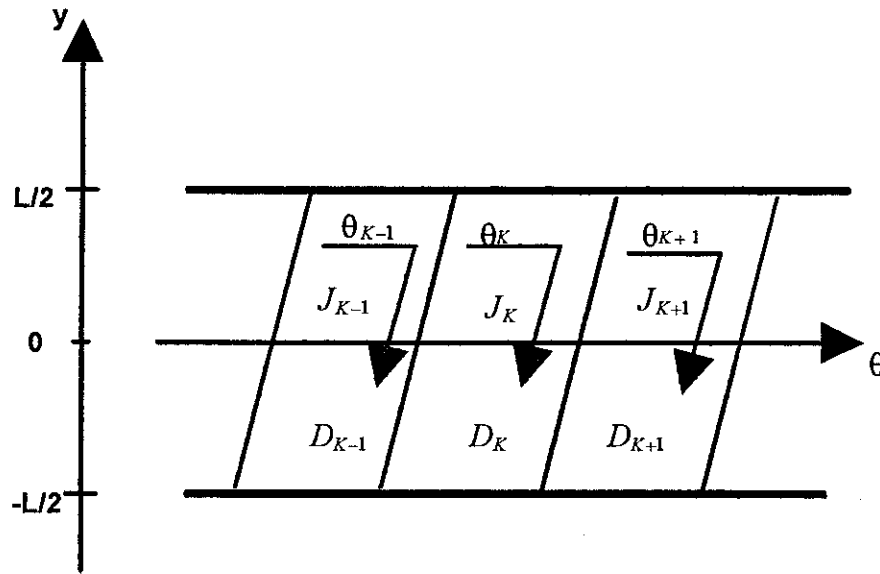


Figure 4 Description de la cage par des mailles

Chaque maille est repérée par rapport au stator par la coordonnée angulaire de son centre géométrique. Par exemple, la position de la maille k qui entoure le domaine D_K dans le plan (θ, y) , comme indiqué sur la figure 4, sera définie par :

$$\theta_K = \theta_0 + (1 - g) \cdot \left(\frac{\omega}{p}\right) \cdot t + \left(\frac{2\pi}{Q}\right) \cdot (1 - K) \quad (68)$$

où

θ_K est la position du centre de la maille K à l'instant t ,

θ_0 est la position du centre de la première maille à l'instant $t=0$,

g est le glissement,

ω est la vitesse électrique du rotor.

Chaque maille est couplée à toutes les autres mailles par le flux existant dans l'entrefer et deux mailles adjacentes sont couplées par l'inductance propre et la résistance de leur barre commune. La perméance du domaine D_K , limité par la maille K , peut s'écrire :

$$P_K = \frac{\mu_0 S}{e} \quad (69)$$

où

P_K est la perméance du domaine D_K ,

μ_0 est la perméabilité du vide,

et S la surface du domaine D_K .

Dans le cas où l'entrefer n'est pas uniforme, P_K est alors une fonction périodique de θ_K [23] puisque e est périodique. Vu la symétrie de la machine, cette perméance est en fait indépendante de la maille considérée, donc de K et on la désignera par P_0 puisque l'entrefer est généralement constant.

La perméance totale de l'entrefer est la somme des perméances de toutes les mailles, soit :

$$P_t = \sum_k P_k = Q P_0 \quad (70)$$

Le courant J_k de la maille K crée un flux propre ϕ_{kk} . Ce flux traverse l'entrefer et se referme par les autres mailles. La réluctance traversée par ce flux vaut :

$$\frac{1}{P_0} - \frac{1}{P_t - P_0} = \frac{Q}{P_0(Q-1)} \quad (71)$$

Le flux ϕ_{kk} est égal au courant J_k divisé par cette réluctance, soit :

$$\phi_{kk} = \frac{P_0(Q-1)}{Q} J_k = \frac{\mu_0 S}{e} \cdot \frac{(Q-1)}{Q} J_k \quad (72)$$

Une partie du flux ϕ_{kk} est couplée avec une autre maille K' , soit $\phi_{kk'}$, le flux de couplage qui est proportionnel à la perméance $P_{k'} = P_0$ de la maille K' et inversement proportionnel à la perméance des autres mailles, $P_t - P_0$. Il s'exprime donc par :

$$\Phi_{kk'} = -\left(\frac{\Phi_{kk'}}{P_i - P_k}\right)P_{k'} = -\frac{\mu_0 S}{eQ} J_k \quad (73)$$

Les relations (72) et (73) permettent de définir respectivement l'inductance propre l_m d'une maille et la mutuelle M_m entre deux mailles :

$$l_m = \frac{\mu_0 S}{e} \frac{(Q-1)}{Q} \quad (74)$$

$$M_m = -\frac{\mu_0 S}{eQ} \quad (75)$$

2.3. INDUCTANCE MUTUELLE ENTRE LE STATOR ET LE ROTOR

L'inductance mutuelle M_{AK} entre la phase A du stator et la maille K du rotor correspond au flux créé par l'induction $B_{UA}(\theta)$ due à un courant de 1A circulant dans la phase A. Elle vaut donc :

$$M_{AK} = \int_{D_K} B_{UA}(\theta) dS$$

Cette intégrale porte sur le domaine D_K délimité par la maille K. Ce domaine est défini, comme indiqué sur la figure 4, par :

$$\begin{cases} -\frac{L}{2} \leq y \leq \frac{L}{2} \\ \theta_k + \frac{\alpha y}{L} - \frac{\pi}{Q} \leq \theta \leq \theta_k + \frac{\alpha y}{L} + \frac{\pi}{Q} \end{cases}$$

y étant mesurée le long de l'axe de la machine et l'élément d'intégration dS s'exprime par $dS = Rme \, dy \, d\theta$.

Ainsi l'expression de la mutuelle M_{AK} devient :

$$M_{AK} = \int_{D_K} B_{UA}(\theta) \cdot Rme \cdot dy \, d\theta \quad (76)$$

Pour calculer M_{AK} , il faut décomposer l'induction $B_{UA}(\theta)$, fonction périodique de θ , en série de Fourier. On montre alors [25] que M_{AK} peut aussi se décomposer en :

$$M_{AK} = M_1 \cos p\theta_k + M_3 \cos 3p\theta_k + \dots$$

avec :

$$M_i = S B_i C q_i C \alpha_i,$$

$$Cq_i = \frac{\sin(\frac{ip\pi}{Q})}{\frac{ip\pi}{Q}} \text{ et } J'm$$

Le terme Cq_i tient compte du nombre fini des barres. En effet, $Cq_i = 1$ lorsque Q tend vers l'infini.

Le terme $C\alpha_i$ tient compte de l'inclinaison ($C\alpha_i = 1$ pour un rotor droit).

B_i est le i -ème harmonique de la décomposition de $B_{UA}(\theta)$ en série de Fourier.

$S = \frac{2.\pi.Rme.L}{Q}$ est la surface d'une maille du rotor.

Comme le schéma équivalent ne tient compte que du fondamental de la fmm, on ne gardera du développement de M_{AK} que le premier harmonique. Donc :

$$M_{AK} = Mm \cos p\theta_k \quad (77)$$

avec $Mm = M_1$.

De façon similaire, les mutuelles de la maille K avec les phases B et C sont égales, respectivement à :

$$M_{BK} = Mm \cdot \cos(p\theta_k - \frac{2\pi}{3}) \text{ et } M_{CK} = Mm \cdot \cos(p\theta_k + \frac{2\pi}{3}).$$

2.4. EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE EN REGIME PERMANENT SINUSOIDAL

2.4.1. Equation du stator

L'équation électrique de la phase A s'écrit :

$$VA = R.IA + \frac{d\Phi A}{dt} \quad (78)$$

Le flux ΦA traversant la phase A est égal à chaque instant à la somme des flux suivants :

- * Le flux propre de la phase A créé par le courant IA.
- * Le flux mutuel couplé avec les autres phases du stator.
- * Le flux mutuel couplé avec l'ensemble des mailles du rotor.

On a donc :

$$\Phi A = Lp.IA + Mp.(IB + IC) + \sum_{K=1}^Q M_{AK}.J_k \quad (79)$$

L'équation (78) devient alors :

$$VA = R \cdot IA + \frac{d(Lp \cdot IA + Mp \cdot (IB + IC))}{dt} + \frac{d(\sum_{k=1}^Q M_{AK} \cdot J_k)}{dt} \quad (80)$$

2.4.2. Equations du rotor

Pour la maille K , on peut écrire d'après la figure 5, que la tension de la maille, qui est évidemment nulle, se compose des termes suivants :

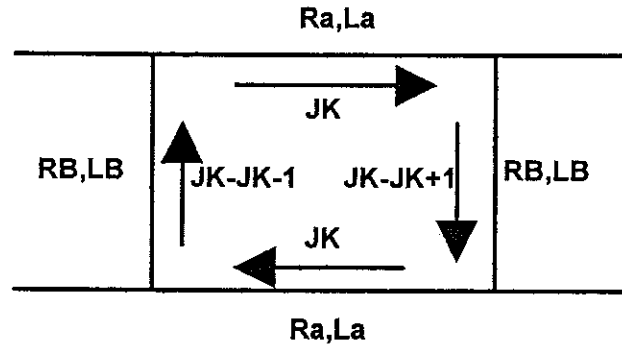


Figure 5 Description de la maille K de la cage

- * La chute de tension dans les deux barres.
- * La chute de tension dans les deux portions d'anneaux.
- * les forces électromotrices (f.é.m) dues au flux propre de la maille ainsi qu'aux flux mutuels couplés avec les phases du stator et les autres mailles de la cage.

On peut donc écrire l'équation suivante :

$$\begin{aligned} 0 = & R_B (2J_k - J_{k-1} - J_{k+1}) + L_B \frac{d}{dt} (2J_k - J_{k-1} - J_{k+1}) + \\ & 2R_a J_k + 2L_a \frac{dJ_k}{dt} + \frac{d}{dt} (M_{AK} \cdot IA + M_{BK} \cdot IB + M_{CK} \cdot IC) + \\ & + P_0 \cdot \frac{d}{dt} \left(\frac{(Q-1)}{Q} J_k + \frac{\sum_{k'} J_{k'}}{Q} \right) \end{aligned} \quad (81)$$

K' prend toutes les valeurs de 1 à Q sauf la valeur K .

Les équations (80) et (81) forment un système d'équations différentielles linéaires de $(Q+3)$ inconnues : les trois courants statoriques et les Q courants de mailles du rotor.

La solution en régime permanent sinusoïdal est assez simple à trouver. En effet, puisqu'on néglige la saturation, on peut dire que les courants statoriques sont sinusoïdaux lorsque les tensions d'alimentation sont sinusoïdales. D'où :

$$\begin{aligned}
 IA &= Im \cos(\omega t - \varphi) \\
 IB &= Im \cos(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\
 IC &= Im \cos(\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned} \tag{82}$$

φ est le déphasage par rapport à la tension de phase. Le flux envoyé par ces courants à travers la maille K s'écrit donc :

$$\begin{aligned}
 M_{AK} \cdot IA + M_{BK} \cdot IB + M_{CK} \cdot IC &= Mm \cdot Im (\cos(\omega t - \varphi) \cos p\theta_k + \\
 &\quad \cos(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \cos(p\theta_k - \frac{2\pi}{3}) + \\
 &\quad + \cos(\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3}) \cos(p\theta_k + \frac{2\pi}{3}))
 \end{aligned}$$

Soit, après simplification :

$$M_{AK} IA + M_{BK} IB + M_{CK} IC = \frac{3}{2} Mm Im \cos(\omega t - \varphi - p\theta_k) \tag{83}$$

Si on admet que les courants de mailles sont aussi sinusoïdaux, on peut écrire :

$$J_k = Jm \cos(\omega t - \varphi - p\theta_k)$$

et en remplaçant θ_k à partir de l'équation (68), on obtient :

$$J_k = Jm \cdot \cos(g\omega t - \varphi - p\theta_0 - \frac{2\pi(K-1)}{Q}) \tag{84}$$

On remarque que le courant dans la maille K a la pulsation $g\omega$ et sa phase dépend de θ_0 , position de la première maille à l'instant $t=0$ par rapport à la phase A du stator.

Dans le rotor, on a donc un système de courants Q -phasés équilibrés, la somme des courants est donc nulle et l'on peut écrire :

$$\sum_{K=1}^Q J_k = 0$$

Le déphasage entre deux courants successifs du rotor étant de $\frac{2\pi}{Q}$, on peut écrire :

$$J_{K-1} + J_{K+1} = 2 \cdot J_K \cdot \cos(\frac{2\pi}{Q}).$$
 Ceci nous permet de simplifier le terme associé à l'inductance L_B

dans l'équation (81) comme suit :

$$2 \cdot J_k - J_{k-1} - J_{k+1} = 2 \cdot J_K \cdot (1 - \cos(\frac{2\pi}{Q}))$$

soit encore :

$$2J_k - J_{k-1} - J_{k+1} = 4J_k \sin^2\left(\frac{\pi p}{Q}\right) \quad (85)$$

En remplaçant les équations (83)-(85) dans (81), on obtient après simplification :

$$R_R \cdot J_k + (L_R + P_0) \frac{dJ_k}{dt} + \frac{3}{2} Mm \cdot Im \cdot g \omega \cos(\omega t - p\theta_k - \varphi + \frac{\pi}{2}) = 0 \quad (86)$$

où

$R_R = 2.R_a + 4\sin^2\left(\frac{p\pi}{Q}\right)R_B$ est la résistance de la maille qui tient compte de la résistance de la barre et de celle de l'anneau.

$L_R = 2.L_a + 4\sin^2\left(\frac{p\pi}{Q}\right)L_B$ est l'inductance de la maille. Le coefficient $4\sin^2\left(\frac{p\pi}{Q}\right)$ peut s'expliquer par le fait que le courant Jm' dans la barre et le courant Jm dans l'anneau sont reliés par la relation : $Jm' = 2 \cdot Jm \sin\left(\frac{\pi p}{Q}\right)$.

On peut résoudre l'équation (86) par rapport au courant J_k . On trouve alors :

$$J_k = Jm \cos(\omega t - p\theta_k - \varphi - \frac{\pi}{2} - \varphi_r) \quad (87)$$

avec :

$$Jm = \frac{3}{2} \frac{Im \cdot Mm \cdot g \cdot \omega}{\sqrt{R_R^2 + (L_R + P_0)^2 g^2 \omega^2}} \quad (88)$$

$$\varphi_r = \arctan\left(\frac{g\omega(L_R + P_0)}{R_R}\right)$$

Avec l'expression (87) du courant J_k et l'expression de la mutuelle M_{Ak} tirée de (84), calculons le flux envoyé par la cage à travers la phase A, on a :

$$\sum_{k=1}^Q M_{Ak} J_k = \sum_{k=1}^Q Mm \cdot Jm \cdot \cos(p\theta_k) \cos(\omega t - p\theta_k - \varphi - \frac{\pi}{2} - \varphi_r)$$

après simplification, on trouve :

$$\sum_{k=1}^Q M_{Ak} J_k = \frac{Q}{2} \cdot Mm \cdot Jm \cdot \cos(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{2} - \varphi_r) \quad (89)$$

On définit alors le courant fictif $J2$ qui tient compte de l'effet de toutes les mailles sur la phase A par la relation :

$$J2 = Jm(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{2} - \varphi_r) \quad (90)$$

On remarque alors que le courant J_2 a la même amplitude que le courant J_k mais la phase et la pulsation diffèrent :

* le courant J_2 a la même pulsation ω que le courant primaire alors que le courant J_k est à $g\omega$,

* la phase de J_2 diffère de celle de J_k de l'angle $p\theta_k$.

Le passage du courant J_k au courant J_2 s'appelle «ramener la fréquence du rotor au stator» car tout se passe comme si l'on avait remplacé, du point de vue magnétique, l'ensemble des courants des mailles de fréquence $g\omega$ par un seul courant ayant la même amplitude mais une fréquence égale à celle du courant statorique.

En désignant par $L_s = L_p - M_p$ l'inductance cyclique du stator qui découle du fait que la somme des courants primaires est nulle, on obtient le système d'équations suivant qui décrit le fonctionnement de la machine :

$$\begin{cases} VA = R IA + L_s \frac{dIA}{dt} + \frac{Q}{2} Mm \frac{dJ_2}{dt} \\ 0 = R_R J_2 + g(L_R + P_0) \frac{dJ_2}{dt} + \frac{3}{2} Mm \cdot \text{Im} \cdot g \cdot \omega \cdot \cos(\omega t - \varphi + \frac{\Pi}{2}) \end{cases} \quad (91)$$

Maintenant toutes les grandeurs apparaissant dans le système (91) ont une pulsation ω . Si l'on divise la deuxième équation de (91) par le glissement g , qui n'est jamais nul en pratique et après passage à la notation complexe, on obtient finalement le système d'équations complexes suivant :

$$\begin{cases} V\bar{A} = (R + j\omega L_s) \bar{I}\bar{A} + j\omega \frac{Q}{2} Mm \bar{J}\bar{2} \\ 0 = \frac{3}{2} j\omega Mm \bar{I}\bar{A} + \left(\frac{R_R}{g} + j\omega (L_R + P_0) \right) \bar{J}\bar{2} \end{cases} \quad (92)$$

La solution de (92) fournit le courant statorique IA et le courant rotorique J_2 d'où l'on déduit le courant J_k ; ainsi, on connaît l'ensemble des courants dans la machine.

2.5. SCHEMA EQUIVALENT CLASSIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le système d'équations (92) n'a pas une matrice symétrique. Pour la rendre symétrique on définit un nouveau courant $\bar{I}\bar{2}$ tel que :

$$\bar{I}\bar{2} = \alpha \bar{J}\bar{2} \quad (93)$$

α est une constante arbitraire non nulle.

Si on multiplie la deuxième équation du système (92) par une autre constante non nulle β , on obtient le nouveau système d'équations (94) :

$$\begin{cases} \overline{V\bar{A}} = (R + jX_1)\overline{I\bar{A}} + j\omega \frac{Q}{2} Mm \alpha \overline{I\bar{2}} \\ 0 = \frac{3}{2} j\omega Mm \beta \cdot \overline{I\bar{A}} + \left(\frac{R_R}{g} + j\omega \cdot (L_R + P_0)\right) \cdot \alpha \cdot \beta \cdot \overline{I\bar{2}} \end{cases} \quad (94)$$

Une condition nécessaire et suffisante pour que la matrice du système ci-dessus soit symétrique est que :

$$\begin{aligned} \frac{3}{2}\beta &= \frac{Q}{2}\alpha \text{ soit donc :} \\ \beta &= \frac{Q}{3}\alpha \end{aligned} \quad (95)$$

Si l'on pose :

$$\begin{cases} X_1 = \omega L_s \\ X_m = \alpha \frac{Q}{2} \omega M \\ R_R + j\omega(L_R + P_0) \frac{\alpha^2}{3} = R_2 + jX_2 \\ x_1 = X_1 - X_m \\ x_2 = X_2 - X_m \end{cases} \quad (96)$$

$R_2 = R_R$ est la résistance par phase du secondaire qui dépend de la résistance des barres et des anneaux. Elle varie avec la fréquence rotorique à cause de l'effet de peau dans les barres (qui n'est pas pris en compte dans le raisonnement ci-dessus).

On obtient finalement :

$$\begin{cases} \overline{V\bar{A}} = (R + jx_1)\overline{I\bar{A}} + jX_m(\overline{I\bar{A}} + \overline{I\bar{2}}) \\ 0 = jX_m(\overline{I\bar{A}} + \overline{I\bar{2}}) + \left(\frac{R_R}{g} + jx_2\right)\overline{I\bar{2}} \end{cases} \quad (97)$$

Ces équations sont celles du schéma équivalent classique que nous avons déjà représenté à la figure 1. Ainsi, le passage des équations électriques et magnétiques de la machine aux équations du schéma équivalent passe par un certain nombre de changements de variables qui permettent de substituer aux courants rotoriques réels de pulsation $g\omega$ un courant fictif, de même pulsation que le courant statorique et d'amplitude proportionnelle à une constante arbitraire non nulle. Dans les paragraphes suivants, nous allons revoir les relations entre les grandeurs réelles de la machine et celles les représentant au niveau du schéma équivalent.

3. RELATIONS ENTRE LES GRANDEURS DE LA MACHINE ET CELLES DU SCHEMA EQUIVALENT

Notons tout d'abord que pour arriver au schéma équivalent classique de la machine asynchrone, nous avons fait un certain nombre d'hypothèses que nous allons résumer ci-dessous :

- La mutuelle stator-rotor est une fonction sinusoïdale de la variable d'espace θ .
- Le circuit magnétique est supposé linéaire pour pouvoir définir les inductances.
- Les courants au primaire et au secondaire sont des fonctions sinusoïdales du temps.

Nous allons maintenant mettre en évidence les relations entre certaines grandeurs réelles de la machine et les grandeurs qui les représentent au niveau du schéma équivalent :

a) Relation entre le courant I2 et le courant réel J_k .

Voyons maintenant la suite des changements de variables effectués sur le courant J_k de la maille rotorique, qui est aussi le courant dans l'anneau, pour arriver au courant I2 apparaissant dans le schéma équivalent.

A partir de J_k , on a d'abord défini le courant fictif J2 ayant la même amplitude que le courant J_k mais une pulsation et une phase différentes :

- a) Il est ramené à la pulsation ω du primaire.
- b) Sa phase est augmentée de $p\theta_k$ par rapport à celle de J_k , pour le ramener au repère statorique.

Ensuite, nous avons fait une transformation linéaire sur J2 pour retrouver le courant I2 en introduisant une constante arbitraire α non nulle telle que $I2 = \alpha \cdot J2$. Souvent, le rapport de transformation α entre ces deux courants est choisi égal au rapport des nombres de spires au stator et au rotor.

En effet, il y a plusieurs façons d'étudier les courants rotoriques [27] ; par exemple, certains auteurs caractérisent les courants dans le rotor en utilisant les courants dans les barres au lieu des

courants dans les mailles. Comme le module du courant $J'm$ dans la barre est relié au module Jm du courant dans la maille par la relation suivante :

$$J'm = 2 \cdot Jm \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \pi}{q}\right)$$

et pour obtenir le même schéma équivalent, on serait conduit à prendre un nouveau rapport de transformation α' tel que : $\alpha' = \alpha \times 2 \times \sin\left(\frac{p \cdot \pi}{q}\right)$.

Donc, pour passer du courant réel J_k de la maille rotorique au courant I_2 du schéma équivalent, plusieurs transformations sont nécessaires pour tenir compte de :

- la différence entre les pulsations statorique et rotorique (à cause du glissement),
- la différence entre les amplitudes des courants au primaire et au secondaire (rapport de transformation des courants),
- le décalage entre les référentiels au stator et au rotor (angle θ_0).

Ces remarques nous serviront par la suite pour déduire le courant secondaire du schéma équivalent à partir des courants induits dans les barres, calculés par éléments finis. On notera en particulier que l'angle θ_0 de décalage entre l'axe de la phase A du primaire et l'axe de la première maille à $t=0$ doit être pris en compte, pour le calcul de la phase du courant secondaire du schéma équivalent, à partir des phases des courants dans les barres calculés par éléments finis.

4. DETERMINATION DES GRANDEURS DU SCHEMA EQUIVALENT A PARTIR DES RESULTATS DE CALCUL PAR ELEMENTS FINIS

En établissant le schéma équivalent, nous avons supposé que les courants statoriques et rotoriques sont sinusoïdaux et équilibrés. Dans une machine réelle la distribution des enroulements, la présence des encoches et la saturation génèrent des harmoniques d'espace dans l'entrefer qui engendrent à leur tour un déséquilibre des courants statoriques et rotoriques.

Lorsqu'on utilise la magnétodynamique complexe qui consiste à résoudre les équations de Maxwell en supposant toutes les grandeurs sinusoïdales en fonction du temps, pour simuler le régime permanent de la machine asynchrone, on retrouve le même déséquilibre des courants car certains harmoniques d'espace sont pris en compte dans la simulation.

Nous allons montrer comment, à partir des courants statoriques et rotoriques calculés par la magnétodynamique complexe, on retrouve les courants primaire et secondaire du schéma équivalent, ainsi que leur déphasage respectif. Ceci nous servira par la suite, pour identifier les paramètres du schéma équivalent à l'aide de ces résultats.

Les enroulements statoriques sont répartis et alimentés par un système direct de tensions sinusoïdales et les barres du rotor sont identiques. Les notations utilisées et les explications se rapportent à la figure 6. Il faut noter que la numérotation des phases et des barres se fait dans le même sens : {a,b,c} pour les phases et {1,2, ...} pour les barres.

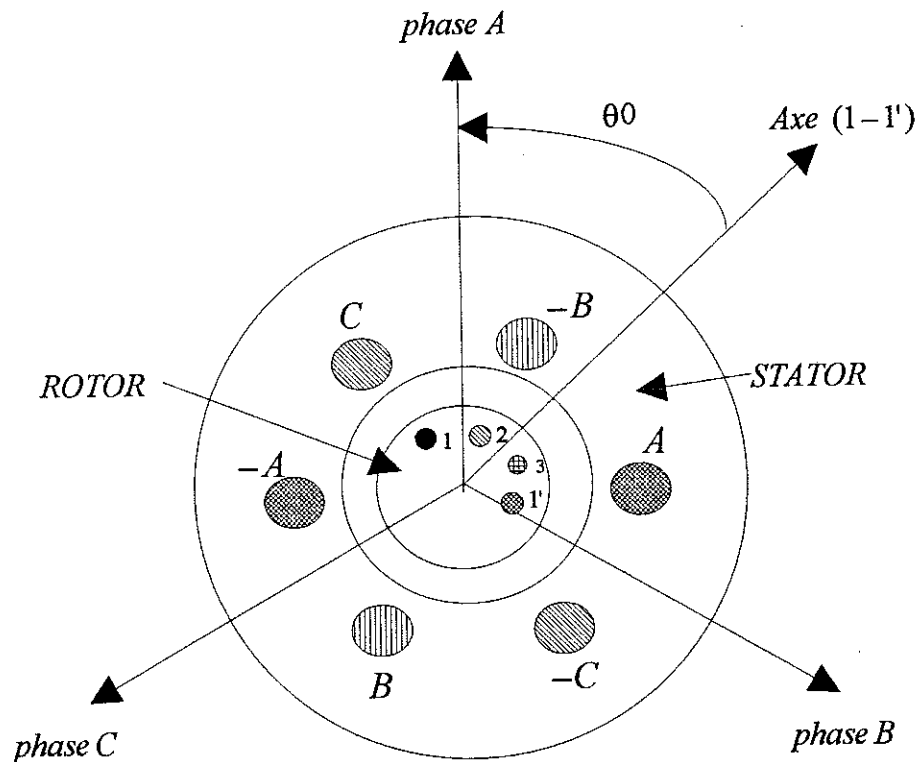


Figure 6 Schématisation d'une machine asynchrone à cage

Les courants primaire I_1 et secondaire I_2 du schéma équivalent se déduisent des courants dans les phases et dans les barres de la machine, calculés par éléments finis, comme suit :

- A partir des courants des phases statoriques, calculés en module et en phase par la magnétodynamique complexe, on calcule la composante directe d'ordre p du système de courants, p étant le nombre de paires de pôles de la machine. Si, pour des raisons de symétrie du problème, on est amené à faire les calculs pour une paire de pôles seulement de la machine, on calculera alors la composante directe d'ordre 1 du système des courants statoriques. Cette composante est indépendante de la position du rotor par rapport au stator, comme nous allons le voir au chapitre suivant.
- A partir des courants dans les barres, calculés en module et en phase par la magnétodynamique complexe, on calcule la composante symétrique d'ordre p de ce système de courants. Le courant ainsi obtenu doit être ramené au primaire :

* en module, en le divisant par le rapport de transformation des courants $K_I = \frac{m l . N_s . K b 1}{Q . N_r . K b 2}$

où

m_1 est le nombre de phases statoriques,

N_s le nombre de spires en séries par phase statorique,

K_{b1} le coefficient de bobinage statorique qui tient compte de la distribution, du raccourcissement et de l'inclinaison de l'enroulement primaire,

K_{b2} le coefficient de bobinage rotorique, il est égal à 1 pour une cage d'écureuil,

Q le nombre de barres rotoriques,

N_r le nombre de spires en série par phase de l'enroulement rotorique, il est égal à $\frac{1}{2}$ pour une cage d'écureuil.

* en phase, en rajoutant à la phase de la composante symétrique d'ordre p des courants rotoriques, un angle électrique $p.\theta_0$ correspondant au déphasage spatial entre l'axe de la phase statorique A et l'axe (1-1') de la barre 1 et de la barre 1' se trouvant à une distance polaire par rapport à la barre 1. Bien entendu, la numérotation des barres est tout à fait arbitraire mais une fois la numérotation choisie, on doit la respecter.

Une fois les courants primaire et secondaire du schéma équivalent déterminés en module et en phase, l'identification des paramètres du schéma équivalent à partir des résultats de la magnéto-dynamique complexe se fera en suivant la méthode que nous développerons au chapitre 3.

Nous avons vu lors de l'établissement du schéma équivalent que celui-ci dépend d'un paramètre arbitraire α non nul : il existera donc une infinité de schémas équivalents. Le schéma équivalent de la figure 1 ne pourra donc pas être identifié complètement par les mesures faites au primaire sans introduire des hypothèses supplémentaires. En revanche, des formules analytiques basées sur des hypothèses simplificatrices permettent de donner des estimations pour tous les paramètres du schéma équivalent si l'on connaît toutes les données de construction de la machine.

Par des transformations simples [28], nous pouvons déduire du schéma équivalent de la figure 4 un schéma équivalent plus général que nous appellerons schéma équivalent généralisé.

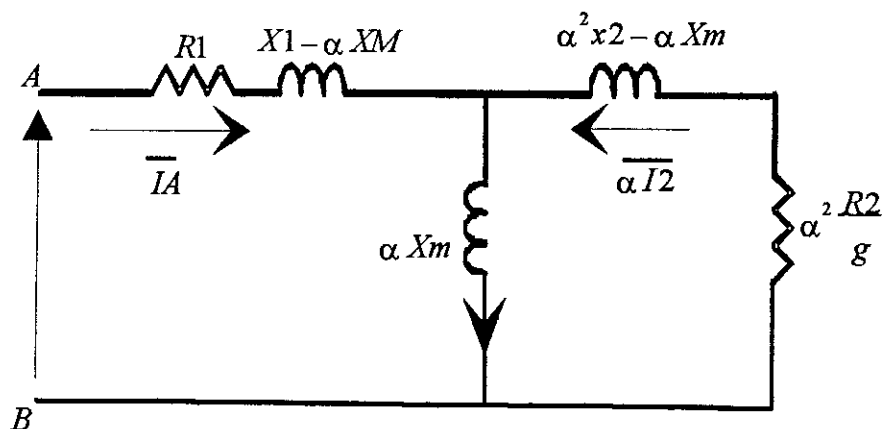


Figure 7 Schéma équivalent généralisé de la machine asynchrone

Le système d'équations (97) peut être écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \overline{V_A} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + jX_1 & jX_m \\ jX_m & \frac{R_2}{g} + jX_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{I_A} \\ \overline{I_2} \end{bmatrix} \quad (97.bis)$$

où $R_1 = R$

Si, au lieu du courant $\overline{I_2}$, on prend un autre courant $\overline{I_2''}$ qui vérifie la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} \overline{I_A} \\ \overline{I_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{A} \\ \overline{I_2''} \end{bmatrix} \quad (98)$$

où cette fois, α désigne une constante non nulle, réelle ou complexe. En remplaçant (98) dans (97.bis), on aura :

$$\begin{bmatrix} \overline{V_A} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + jX_1 & j\alpha X_m \\ j\alpha X_m & \alpha^2 \left(\frac{R_2}{g} + jX_2 \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{I_A} \\ \overline{I_2''} \end{bmatrix} \quad (99)$$

Le schéma équivalent correspondant à ces équations est appelé schéma équivalent généralisé ; il est représenté à la figure 7. Il est important de noter que l'impédance totale du schéma vue entre les bornes A et B ne dépend pas de la constante α car la tension $\overline{V_A}$ et le courant $\overline{I_A}$ n'ont pas été modifiés. D'ailleurs, si on calcule cette impédance à partir du schéma équivalent généralisé, on obtient alors :

$$Z = R_1 + jX_1 + \frac{1}{\frac{1}{j\alpha X_m} + \frac{1}{\alpha^2 \frac{R_2}{g} + j(\alpha^2 X_2 - \alpha X_m)}}$$

soit :

$$Z = R_1 + jX_1 + \frac{jX_m \left(\frac{R_2}{g} + jX_2 \right)}{\frac{R_2}{g} + j(X_2 + X_m)} \quad \text{qui est indépendant de } \alpha.$$

Donc, on obtient la même impédance que pour le schéma classique. Ceci explique pourquoi tous les schémas équivalents transformés ont les mêmes caractéristiques globales telles que le courant, la puissance absorbée, etc. Le choix de α permet d'obtenir différents schémas équivalents qui peuvent être mieux adaptés pour l'identification des paramètres, offre plus de simplicité pour le calcul des performances de la machine ou bien qui sont plus appropriés pour la prise en compte de la saturation et des pertes fer [30]. Donnons quelques exemples :

5.1. SCHEMA EQUIVALENT A FUTITES RAMENEES AU PRIMAIRE

Si on choisit α tel que :

$$\alpha = \frac{X_m}{X_2} = \frac{X_m}{X_m + x_2} \quad (100)$$

on obtient le schéma de la figure 8.

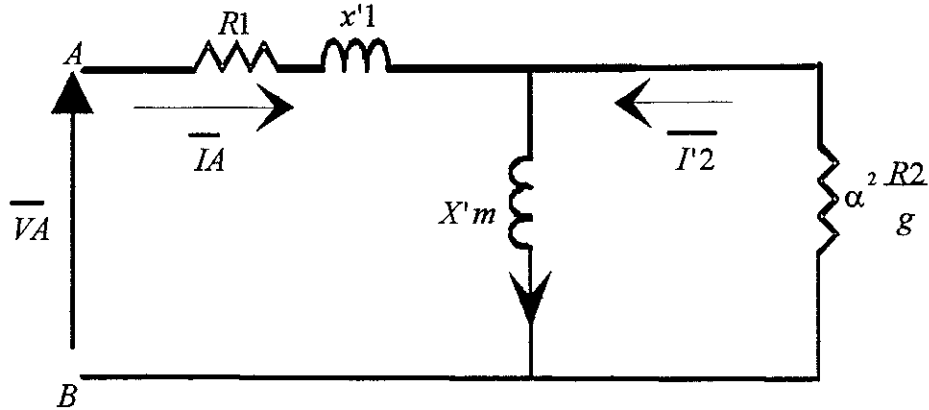


Figure 8 Schéma équivalent avec fuites totales au primaire

La réactance totale des fuites ramenée au primaire $x'1$ et la réactance magnétisante $X'm$ s'expriment par :

$$\begin{aligned} x'1 &= X_1 - \alpha X_m = X_1 - \frac{X_m^2}{X_2 + X_m} \\ X'm &= \alpha X_m = \frac{X_m^2}{X_2 + X_m} \end{aligned} \quad (101)$$

5.2. SCHEMA EQUIVALENT A FUTITES RAMENEES AU SECONDAIRE

Si l'on choisit $\alpha = \frac{X_1}{X_m} = \frac{X_m + x_1}{X_m}$, on obtient le schéma équivalent de la figure 9 où toutes les fuites sont ramenées au secondaire.

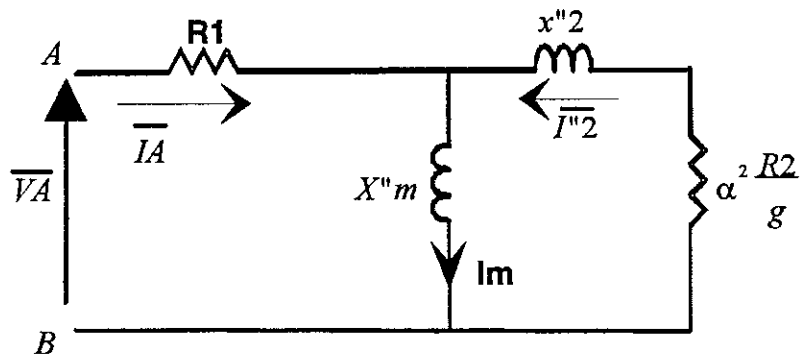


Figure 9 Schéma équivalent avec fuites totales au secondaire

La réactance totale des fuites ramenée au secondaire x''_2 et la réactance magnétisante X''_m s'expriment par :

$$x''_2 = \alpha^2 X_2 - \alpha X_m = \left(1 + \frac{x_1}{X_m}\right)^2 (X_m + x_2) - (X_m + X_1) \quad (102)$$

$$X''_m = X_m + x_1$$

5.3. CONCLUSION

Le schéma équivalent généralisé dépend d'un paramètre arbitraire qui permet d'obtenir différents schémas équivalents avec par exemple, les fuites ramenées au primaire ou bien au secondaire. Le choix d'un schéma plutôt qu'un autre dépend de l'application envisagée [29].

Il faut noter que si ces schémas présentent la même impédance totale et donc le même courant quand ils sont alimentés à tension imposée, ils peuvent cependant conduire à des caractéristiques différentes quand c'est le courant qui est imposé. En effet, on montre [28] que lorsque le courant magnétisant est maintenu constant, les caractéristiques du couple obtenues par le schéma équivalent classique de la figure 1 et par les schémas à fuites ramenées au stator ou au rotor, diffèrent lorsque la fréquence rotorique dépasse une certaine valeur.

6. SCHEMA EQUIVALENT EN REGIME TRANSITOIRE

Pour effectuer des simulations sur un système de commande, comprenant la machine, son alimentation et sa charge, il est très commode de disposer d'un modèle de la machine facile à mettre en oeuvre, avec des paramètres aisément identifiables.

Le schéma équivalent classique n'est valable qu'en régime permanent mais ses paramètres peuvent être identifiés simplement par différentes méthodes expérimentales.

Le modèle de Park reste très utilisé pour l'étude des régimes transitoires mais l'identification de ses paramètres est difficile et la prise en compte de certains phénomènes, comme les pertes fer, n'est pas possible. C'est pour cela que des schémas équivalents pour les régimes transitoires ont été développés [28], [31].

On montre, sous des hypothèses semblables à celles du schéma équivalent classique, qu'en régime transitoire, le schéma équivalent prend la forme donnée à la figure 10. Ce schéma diffère du schéma équivalent en régime permanent sinusoïdal par :

- la présence d'une f.é.m E_s qui dépend des courants i_1 et i_2 et de la vitesse de rotation,
- le glissement n'apparaît plus de façon explicite dans le schéma équivalent.

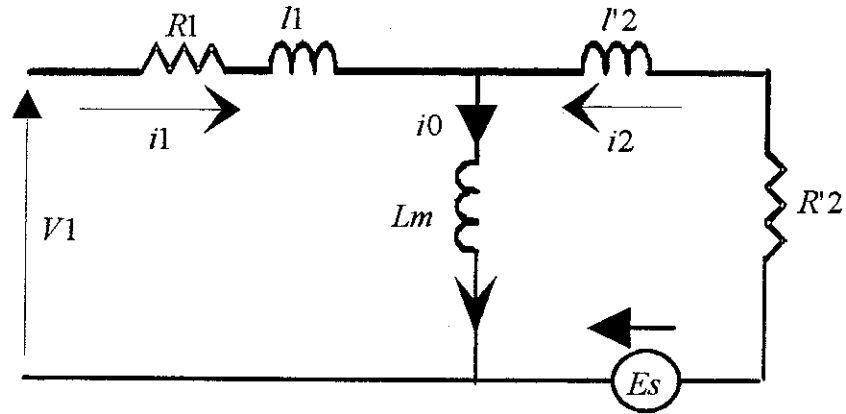


Figure 10 Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime transitoire

De la même manière que pour le schéma équivalent en régime permanent, une constante arbitraire non nulle α peut être utilisée pour transformer le courant secondaire i_2 . Le schéma équivalent généralisé qui en découle est représenté à la figure 11 où le courant i_2^α est défini par la relation suivante : $i_2^\alpha = \frac{i_2}{\alpha}$. Le choix de α permet d'obtenir un schéma équivalent particulier, plus adapté à l'application envisagée.

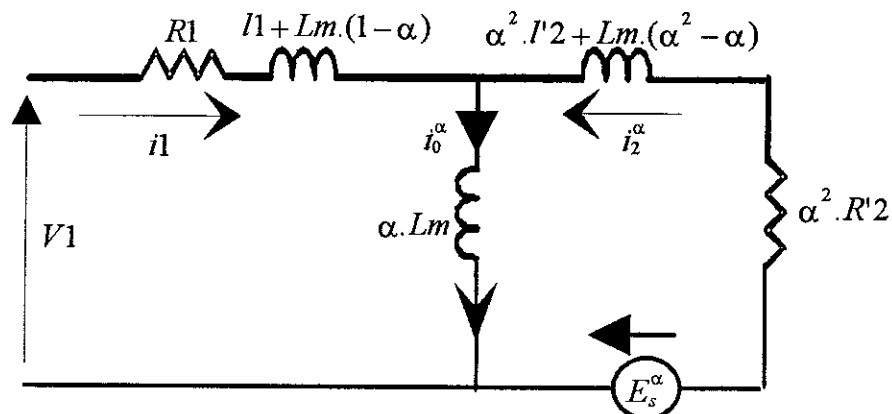


Figure 11 Schéma équivalent généralisé en régime transitoire

7. METHODES D'IDENTIFICATION DU SCHEMA EQUIVALENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

7.1. INTRODUCTION

Pour pouvoir utiliser le schéma équivalent de la machine asynchrone, il faut identifier ses paramètres. Classiquement, ceci se fait en utilisant deux essais en régime permanent, à puissance utile nulle : l'essai à vide et l'essai à rotor bloqué.

Actuellement, de plus en plus, on s'intéresse aux régimes transitoires des machines asynchrones en vue d'étudier leur stabilité ou dans le but d'améliorer leurs performances en régime

dynamique. Dans ces conditions, la connaissance de certaines grandeurs déterminant la réponse de la machine devient nécessaire. Une grandeur critique pour la réponse de la machine asynchrone est la constante de temps rotorique.

Dans ce paragraphe, nous allons rappeler brièvement les essais classiques d'identification des paramètres du schéma équivalent puis nous présenterons une méthode de détermination de la constante de temps rotorique de la machine asynchrone.

7.2. ESSAIS CLASSIQUES D'IDENTIFICATION DU SCHEMA EQUIVALENT

7.2.1. Essai à vide

La machine est entraînée au synchronisme ($g = 0$) et alimentée sous sa tension nominale. Les courants rotoriques sont nuls et le flux dans l'entrefer est créé par le stator seul.

Dans le schéma équivalent de la figure 1, la branche correspondant au secondaire est ouverte ($\frac{R'2}{g} \rightarrow \infty$) et seule la branche constituée de $R1$, $X1$ et Xm subsiste dans le schéma équivalent. La mesure de l'impédance de la machine permet de connaître la réactance cyclique par phase ($Xs = x1 + Xm$) si la résistance $R1$ est connue. Celle-ci est mesurée à l'aide d'un essai à courant continu.

7.2.2. Essai à rotor bloqué

La machine est alimentée sous tension réduite, à l'arrêt. En supposant que le courant de court-circuit est proportionnel à la tension d'alimentation, on peut déduire le courant de court-circuit sous la tension nominale à partir du courant mesuré.

Le glissement étant égal à 1, l'impédance de la branche secondaire est très faible et court-circuite la branche de magnétisation. L'impédance de court-circuit s'écrit donc :

$$Z_{lcc} = (R1 + R2) + j.(x1 + x2) \quad (103)$$

Connaissant $R1$, on peut déterminer $R2$ à partir de la mesure du courant I_{cc} et de la puissance active P_{cc} :

$$R2 = \frac{P_{cc}}{I_{cc}} - R1 \quad (104)$$

La somme des réactances de fuites $x1$ et $x2$ est calculée à partir de la puissance réactive mesurée Q_{cc} :

$$(x1 + x2) = \frac{Q_{cc}}{I_{cc}^2} \quad (105)$$

Pour pouvoir calculer x_1 et x_2 séparément et ainsi déterminer la valeur de X_m , une hypothèse supplémentaire est nécessaire : souvent on prend $x_1 = x_2$ mais d'autres choix sont également possibles [21].

Ainsi, selon les hypothèses adoptées, nous pouvons arriver à différents schémas équivalents tout en gardant la même puissance active et donc le même couple.

7.3. DETERMINATION DE LA CONSTANCE DE TEMPS ROTORIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Avec le développement de la commande vectorielle des machines asynchrones [32], [33], plusieurs techniques d'identification de ces machines ont vu le jour. Parmi ces techniques, nous allons présenter la mesure de la constante de temps rotorique.

En plus de son intérêt pédagogique, cette méthode est facile à mettre en oeuvre et la connaissance de la constante de temps de l'induit donne une idée sur la durée du régime transitoire électrique de la machine.

L'essai consiste à entraîner la machine alimentée sous sa tension nominale au synchronisme puis à enregistrer la tension primaire après ouverture du circuit d'alimentation. La tension primaire décroît avec une enveloppe exponentielle de constante de temps égale à celle de l'induit. En effet, considérons une machine asynchrone bipolaire avec un bobinage simplifié correspondant à une encoche par pôle et par phase, schématisée sur la figure 12.

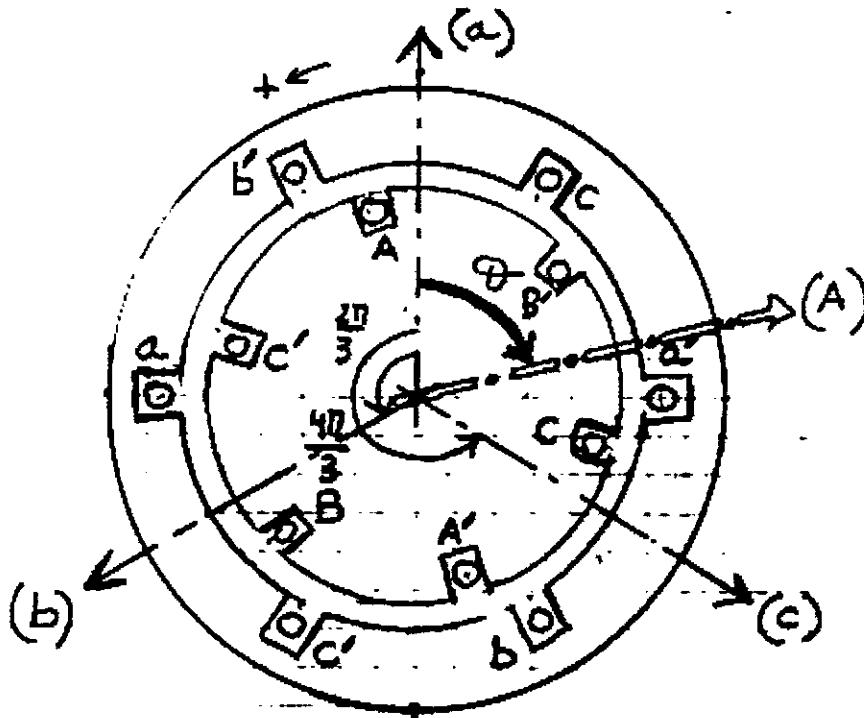


Figure 12 Machine asynchrone triphasée

Sur cette figure, l'angle θ représente le décalage entre l'axe (A) de la première phase rotorique et l'axe (a) de la première phase du stator. Afin de rendre la présentation plus concise, on va associer un vecteur aux grandeurs réelles des phases comme les tensions, les courants et les flux. Par exemple, pour les trois tensions statoriques simples v_a , v_b et v_c , on associe le vecteur tension [32] :

$$\bar{v}(t) = \frac{2}{3} \left[v_a(t) + v_b(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c(t) e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (106)$$

Le vecteur $\bar{v}(t)$ peut être représenté par son module et sa phase qui sont, bien entendu, des fonctions du temps :

$$\bar{v}(t) = v(t) e^{j\alpha(t)} \quad (107)$$

le vecteur dérivé de $\bar{v}(t)$ par rapport au temps s'écrit donc :

$$\frac{d\bar{v}(t)}{dt} = \frac{dv(t)}{dt} e^{j\alpha(t)} + j \frac{d\alpha(t)}{dt} \bar{v}(t) \quad (108)$$

Avec les hypothèses habituelles et dans le repère fixe lié au stator, on peut écrire les équations de la machine sous la forme vectorielle suivante :

$$\begin{aligned} \bar{v}_s &= R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \\ 0 &= R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} - j \frac{d\theta}{dt} \bar{\varphi}_r \\ \bar{\varphi}_s &= L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r \\ \bar{\varphi}_r &= L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s \end{aligned} \quad (109)$$

où :

R_s et L_s sont respectivement la résistance et l'inductance cyclique d'une phase statorique,

R_r et L_r sont respectivement la résistance et l'inductance cyclique, ramenées au stator, d'une phase rotorique,

$L_m = \left(\frac{n_r}{n_s}\right)M$ est l'inductance magnétisante cyclique, n_s et n_r les nombres effectifs de spires en série par phase, tenant compte des facteurs de bobinage et M la valeur maximale de l'inductance mutuelle cyclique stator/rotor,

\bar{i}_s et $\bar{\varphi}_s$ les vecteurs courant et flux statoriques,

$\bar{i}_r = \left(\frac{n_r}{n_s}\right)\bar{I}_r e^{j\theta}$ est le vecteur courant rotorique ramené au primaire et exprimé dans le repère statorique,

$\bar{\varphi}_R = \left(\frac{n_s}{n_R}\right) \bar{\Psi}_R e^{j\theta}$ est le vecteur flux rotorique ramené au primaire et exprimé dans le repère statorique,

Lorsque l'on ouvre le primaire, le courant \bar{i}_s sera nul. Les équations (109) se simplifient alors :

$$\begin{aligned} \bar{v}_s &= \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \\ 0 &= R_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} - j\omega \bar{\varphi}_R \\ \bar{\varphi}_s &= L_m \bar{i}_R \\ \bar{\varphi}_R &= L_R \bar{i}_R \end{aligned} \quad (110)$$

La vitesse de rotation sera supposée constante pendant l'identification car les constantes de temps mécaniques sont beaucoup plus grandes que les constantes de temps électriques. A partir des équations (110), on déduit une équation différentielle linéaire par rapport au courant secondaire \bar{i}_R .

$$\frac{d\bar{i}_R}{dt} + \left(\frac{R_R}{L_R} - j\omega\right) \bar{i}_R = 0 \quad (111)$$

Si l'on écrit le courant \bar{i}_R sous sa forme polaire, on a :

$$\bar{i}_R = i_R e^{j(\omega t + \varphi_R)} \quad (112)$$

On obtient alors, pour le module i_R du vecteur \bar{i}_R , l'équation suivante :

$$\frac{di_R}{dt} = -\frac{1}{\tau_R} i_R \quad (113)$$

où : $\tau_R = \frac{L_R}{R_R}$ est la constante de temps recherchée. L'équation (113) admet pour solution :

$$i_R = i_{R0} e^{-\frac{t}{\tau_R}} \quad (114)$$

donc :

$$\frac{d\bar{i}_R}{dt} = \left(-\frac{1}{\tau_R} + j\omega\right) \bar{i}_R \quad (115)$$

et la tension primaire après ouverture s'écrit donc :

$$\bar{v}_s = L_m \left(-\frac{1}{\tau_R} + j\omega\right) i_{R0} e^{-\frac{t}{\tau_R}} e^{j(\omega t + \varphi_R)} \quad (116)$$

La tension résiduelle primaire \bar{v}_s décroît bien exponentiellement avec la constante de temps τ_R .

La figure 13 montre le relevé expérimental de cette tension ; l'axe des abscisses donne la durée en secondes et l'axe des ordonnées la tension statorique fournie par des capteurs de tension (10

V/350V). L'exploitation de cette courbe fournit la valeur de la constante de temps τ_R qui, dans ce cas, est égale à 0.032 secondes.

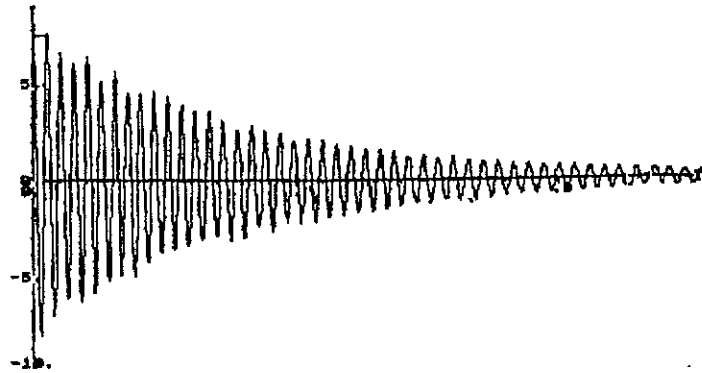


Figure 13 Tension résiduelle de la machine asynchrone inversée

8. CONCLUSION

Le schéma équivalent est un modèle simple et efficace qui permet l'étude de la machine asynchrone, notamment en régime permanent où il trouve tout son intérêt. En effet, à tension imposée, la seule variable est le glissement et le calcul par le schéma équivalent des performances de la machine est très pratique.

Au cours de ce chapitre, nous avons rappelé la démarche qui mène des équations de la machine à l'établissement du schéma équivalent. Cette démarche se base sur la méthode des mailles pour représenter la cage de la machine asynchrone. Le traitement de la machine asynchrone à rotor bobiné est similaire mais beaucoup plus simple à faire.

Nous avons souligné les transformations qui permettent de passer de certaines grandeurs physiques de la machine, comme le courant des anneaux, aux grandeurs correspondantes dans le schéma équivalent.

En réalité, le schéma équivalent n'est défini qu'à un paramètre près, ceci nous a amené à définir le schéma équivalent généralisé dont différents schémas équivalents, ayant tous la même impédance totale, peuvent être déduits ; certains sont mieux adaptés que d'autres selon l'application envisagée.

Au chapitre suivant, on va calculer les paramètres du schéma équivalent classique de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis.

Chapitre III

**Calcul par éléments finis des paramètres du schéma
équivalent de la machine asynchrone**

1. INTRODUCTION

L'identification des paramètres électriques et mécaniques des machines électriques revêt une grande importance car ces machines sont de plus en plus souvent associées à des convertisseurs statiques dont le dimensionnement et la commande nécessitent une connaissance précise de la machine.

Classiquement, les paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone sont calculés analytiquement (voir annexe) ou estimés à partir d'essais à vide et à rotor bloqué ; ces essais remontent au début du siècle (travaux de Potier, Blondel, ...). Dans les deux cas, plusieurs hypothèses simplificatrices sont retenues et les paramètres obtenus s'éloignent souvent de ceux correspondant aux conditions de fonctionnement de la machine.

Avec le développement moderne des techniques et des moyens de calcul et de mesures, deux tendances différentes mais complémentaires dans le domaine de l'identification des machines se sont développées :

- a) des méthodes expérimentales s'inspirant des techniques de l'automatique et utilisant les réponses temporelles et fréquentielles des machines à l'arrêt ou en rotation. L'identification étant faite en ligne ou hors ligne [34], [35], [36], [37], [38], [39],[40],
- b) des méthodes basées sur le calcul par éléments finis [41], [42], [43], [44] qui permettent la détermination des paramètres du schéma équivalent et des caractéristiques des machines.

Dans ce chapitre, nous utiliserons la méthode des éléments finis en régime permanent : la magnétodynamique complexe pour déterminer les paramètres du schéma équivalent ainsi que leur variation due à la saturation et/ou à l'effet pelliculaire. Les caractéristiques du couple et du courant primaire sont calculées à partir du schéma équivalent identifié et sont ensuite comparées avec les mesures expérimentales effectuées sur une machine du laboratoire.

En régime transitoire, l'utilisation du calcul en pas à pas dans le temps nous permettra de traiter quelques régimes transitoires et de vérifier les résultats de la magnétodynamique complexe une fois le régime permanent atteint.

2. CALCUL PAR ELEMENTS FINIS DE LA MACHINE ASYNCHRONE

L'efficacité de la méthode des éléments finis dans l'appréhension des phénomènes électromagnétiques n'est plus à démontrer. En électrotechnique, cette méthode consiste à résoudre les équations de Maxwell dans un domaine où existent des sources de champs, des matériaux magnétiques et où des conditions aux limites spécifiques sont imposées [45].

Pour pouvoir simuler la machine asynchrone par éléments finis, certaines données doivent être fournies au programme de calcul :

- a) Les données géométriques et magnétiques de la machine, telles que les plans des tôles, les dimensions des dents et des encoches, la courbe de magnétisation $B(H)$ ainsi que les propriétés physiques des matériaux utilisés telles que les résistivités et les perméabilités qui peuvent être constantes ou variables, isotropes ou anisotropes.
- b) Les sources d'alimentation (sources du champ) qui peuvent être des sources de courant ou bien des sources de tension si le logiciel est couplé avec les équations de circuit.

Dans ce dernier cas, il faut aussi décrire le schéma électrique de la machine qui spécifie les liaisons électriques entre les bobines statoriques et les sources d'alimentation, les valeurs des résistances et des inductances, la description de la cage, etc.

Les grandeurs caractérisant les effets d'extrémité, telles que les résistances et les inductances des têtes de bobines et des anneaux de court-circuit, mesurées ou calculées, sont prises en compte dans le schéma électrique d'alimentation de la machine.

Dans l'étude de la machine asynchrone, par éléments finis, différentes méthodes de résolution peuvent être utilisées : la magnétostatique, la magnétodynamique complexe et la résolution en pas à pas dans le temps, chaque méthode ayant sa spécificité que nous allons examiner.

2.1. LA MAGNETOSTATIQUE

Sans entrer dans la complexité des équations aux éléments finis [45], on suppose dans ce modèle que le champ magnétique est produit par les sources à un instant donné ; cela exclut le calcul des courants induits. Or, dans une machine asynchrone, les courants induits dans les barres sont des inconnues.

Cette méthode ne peut donc pas représenter le fonctionnement normal de la machine asynchrone mais en revanche, elle peut être appliquée dans l'étude du fonctionnement à vide où les courants induits peuvent être négligés.

La magnétostatique permet notamment de calculer la réactance de magnétisation et de voir son évolution en fonction du courant de magnétisation ou bien la caractéristique à vide de la machine. Nous donnerons un exemple d'application de cette méthode au paragraphe 5.3.

2.2. LA MAGNETODYNAMIQUE COMPLEXE

Le problème du calcul des courants induits peut être résolu en utilisant, soit la magnétodynamique complexe, soit la résolution en pas-à-pas dans le temps [47], [48], [49], [50], [52], [56].

La résolution des équations de Maxwell en pas à pas dans le temps, bien que riche en informations, nécessite beaucoup de temps de calcul et une grande quantité de mémoire pour le stockage des résultats.

Dans la magnétodynamique complexe, on admet que lorsque les sources d'alimentation varient sinusoïdalement dans le temps, toutes les inconnues, en l'occurrence le potentiel vecteur magnétique, sont aussi sinusoïdales. Ceci n'est évidemment vrai que lorsque tous les matériaux sont linéaires, ce qui est loin d'être le cas dans les machines asynchrones. Les principaux avantages et les limitations de la magnétodynamique complexe sont résumés ci-après.

2.2.1. Avantages et limitations de la magnétodynamique complexe

Les principaux avantages de la magnétodynamique complexe sont :

- + sa simplicité de mise en oeuvre,
- + le gain de temps et d'espace mémoire qu'elle présente par rapport à la méthode du pas à pas dans le temps,
- + la possibilité de calculer les courants induits.

Les limitations de cette méthode sont les suivantes :

- Elle n'est valable qu'en régime permanent.
- Toutes les grandeurs sont supposées sinusoïdales dans le temps et à la même fréquence ceci est incompatible avec la présence de matériaux non linéaires ; d'où la nécessité de définir une courbe $B(H)$ équivalente [50] basée sur des considérations énergétiques. Ceci conduit à des grandeurs locales (induction, champ) qui peuvent être inexactes. En revanche, les grandeurs globales telles que le couple, le courant statorique et le facteur de puissance sont bien calculées.
- Le mouvement du rotor n'est pas pris en compte. En effet, dans les machines asynchrones, le glissement implique des fréquences différentes au stator et au rotor reliées par la relation suivante :

$$f_2 = g \cdot f_1 \quad (117)$$

Une façon de résoudre le problème consiste à diviser la résistivité des matériaux au rotor par la valeur du glissement. Ceci nous permet de considérer la machine avec une seule fréquence : celle de

l'alimentation. Mais ceci n'est vrai que pour le fondamental car les harmoniques d'espace, ayant chacun leur propre glissement, ne tournent pas à la même vitesse que le fondamental sauf à l'arrêt ($g=1$). Toutefois, ce procédé permet, en première approximation, de tenir compte de la rotation tout en ayant une modélisation où le rotor est fixe [50].

2.3. LA METHODE DU PAS A PAS DANS LE TEMPS

Ce modèle est le plus complet mais aussi le plus lourd à mettre en oeuvre. Il utilise une approximation par éléments finis dans l'espace et une approximation par différences finies pour le calcul des dérivées temporelles. Ce modèle est très riche par la quantité d'informations qu'il est susceptible de fournir aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire, comme nous le verrons au paragraphe 6.

2.4. CONCLUSION

Parmi les trois méthodes ci-dessus, la magnétodynamique complexe permet de prendre en compte une grande partie des phénomènes physiques qui accompagnent le fonctionnement de la machine asynchrone en régime permanent. Le temps de calcul et la quantité de mémoire nécessaires restent raisonnables.

Comme notre but est la détermination par éléments finis des paramètres du schéma équivalent, qui est un autre modèle électrique de la machine asynchrone en régime permanent, la méthode de la magnétodynamique complexe semble donc la plus appropriée.

Dans la suite de ce chapitre, on va montrer comment extraire les paramètres du schéma équivalent à partir d'une solution en magnétodynamique complexe.

3. CALCUL DES PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LA MAGNETODYNAMIQUE COMPLEXE

3.1. INTRODUCTION

Le schéma équivalent classique de la machine asynchrone est un circuit électrique très commode pour le calcul des principales caractéristiques de fonctionnement de la machine, telles que le couple, le courant, le facteur de puissance, etc. Les principales hypothèses qui permettent de le définir sont les suivantes :

- a) fonctionnement en régime permanent.
- b) La saturation est négligée pour pouvoir définir les inductances propres et mutuelles.

- c) Les enroulements créent un flux sinusoïdal, ce qui permet d'avoir des expressions sinusoïdales des inductances mutuelles en fonction de l'espace.

A partir du schéma classique, des schémas plus ou moins compliqués peuvent être développés pour tenir compte par exemple, des harmoniques d'ordre supérieur, de la saturation, de l'inclinaison [50], des pertes fer et des pertes supplémentaires dans la machine. Malgré la précision apportée par ces schémas, la complexité des calculs qu'ils impliquent ne rend pas leur utilisation très courante. C'est pour cela que le schéma équivalent simple classique reste le plus utilisé.

Lorsque nous parlerons dans ce chapitre du schéma équivalent, nous considérerons donc le schéma équivalent classique de la figure 1 qui ne tient pas compte des pertes fer.

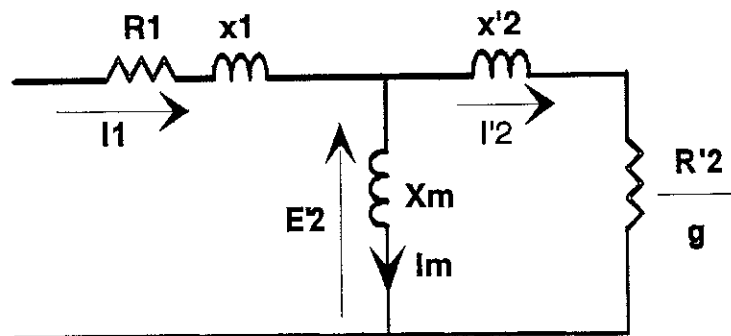


Figure 1 Schéma équivalent de la machine asynchrone

Plusieurs auteurs se sont intéressés aux problèmes de la détermination des paramètres de la machine asynchrone à partir de la résolution des équations de Maxwell. Dans la plupart des articles [41], [54], les auteurs décomposent la machine en différents modèles partiels plus ou moins indépendants et associent des calculs analytiques et itératifs pour accéder aux paramètres du schéma équivalent, ce qui alourdit l'utilisation de ces méthodes.

Taieb [46] propose une approche globale que nous avons voulu approfondir en la généralisant au cas où la machine est alimentée par une source de tension au moyen du couplage des équations du champ et des équations électriques.

Avant de développer cette dernière méthode, nous allons exposer deux approches simples pour avoir un bon ordre de grandeur des paramètres du schéma équivalent de la machine. Ces deux méthodes sont : la méthode des deux essais et la méthode de l'impédance totale.

3.2. METHODE DES DEUX ESSAIS [46]

Cette méthode s'inspire de la méthode expérimentale classique, décrite au chapitre précédent. Elle consiste à simuler par la magnétodynamique complexe deux fonctionnements particuliers de la machine : le fonctionnement à vide et l'essai à rotor bloqué.

a) Essai à vide (glissement très faible)

Pour simuler cet essai, on alimente la machine sous sa tension nominale et on affecte à la cage un glissement très faible (10^{-6} par exemple). La branche rotorique du schéma équivalent possède alors une impédance très grande ($\frac{R'2}{g} \rightarrow \infty$) et les courants induits sont pratiquement nuls.

A partir de la puissance réactive totale stockée dans toutes les régions de la machine, la réactance magnétisante du schéma de la figure 1 peut être évaluée par :

$$X_m = \frac{Q}{3 I_1^2} \quad (118)$$

Le courant I_1 est imposé si l'alimentation est une source de courant ; il résulte d'un calcul à partir du couplage avec les équations de circuit si l'alimentation est une source de tension [50], [51].

b) Essai en court-circuit (glissement égal à 1)

En admettant que pour un glissement égal à 1 la réactance magnétisante est très grande devant l'impédance du secondaire, alors la résistance et la réactance de fuites secondaires ramenées au primaire $R'2$, x_1 et $x'2$ peuvent être calculées à partir des puissances active P_{cc} et réactive Q_{cc} absorbées par la machine. En effet, en supposant que la réactance magnétisante $X_m \gg |R'2 + jx'2|$, on peut écrire les relations suivantes :

$$\frac{R'2}{g} = \frac{P_{cc}}{3 I_1^2} \quad (119)$$

L'hypothèse de l'égalité des fuites au primaire et au secondaire nous permet de calculer $x_1 = x'2$ par la relation suivante :

$$x_1 = x'2 = \frac{Q_{cc}}{6 I_1^2} \quad (120)$$

Les résultats obtenus par cette méthode seront donnés au paragraphe 5.3.1

Dans cette méthode, les paramètres du schéma équivalents sont supposés constants et indépendants des conditions de fonctionnement de la machine, ce qui n'est pas tout à fait correct.

Pour connaître la variation des paramètres du schéma en fonction de la vitesse, nous avons considéré la deuxième méthode ci-dessous.

3.3. METHODE DE L'IMPEDANCE TOTALE

Dans cette méthode, on a besoin de connaître la résistance par phase et la valeur de l'impédance totale pour chaque glissement. La figure 2 montre le schéma équivalent adopté qui est

équivalent à une impédance de partie réelle Re_q et de partie imaginaire Xeq . Les pertes fer sont représentées par une résistance R_m constante, en série avec la réactance magnétisante, pour la commodité du calcul. Les grandeurs R'_2 et x'_2 sont variables à cause de l'effet de peau.

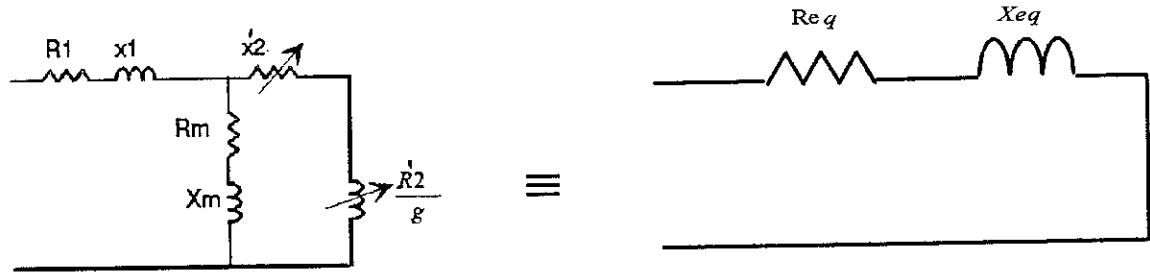


Figure 2 Schéma équivalent de la machine asynchrone tenant compte des pertes fer et le schéma de l'impédance totale équivalente

L'hypothèse simplificatrice retenue et généralement admise est l'égalité des réactances de fuites au primaire et au secondaire $x_1 = x'_2$ pour $g=1$ (à l'arrêt). En écrivant l'égalité des parties réelle et imaginaire de l'impédance par phase simulées et celles calculées à partir du schéma équivalent, on démontre [55] que R'_2 et x'_2 sont solutions d'un système de deux équations non linéaires :

$$\begin{aligned} A (R'_2)^2 + B R'_2 + C (x'_2)^2 + D x'_2 + E &= 0 \\ F (R'_2)^2 + G R'_2 + H (x'_2)^2 + I x'_2 + J &= 0 \end{aligned} \quad (121)$$

où :

$$\begin{aligned} A &= \frac{(Re_q - R_1 - R_m)}{g^2} \\ B &= \frac{\{2R_m(Re_q - R_1) - R_m^2 - X_m^2\}}{g} \\ C &= Re_q - R_1 - R_m \\ D &= 2X_m(Re_q - R_1) \\ E &= (Re_q - R_1)(R_m^2 + X_m^2) \end{aligned}$$

(122)

et

$$\begin{aligned}
 F &= \frac{(X_{eq} - x_1 - X_m)}{g^2} \\
 G &= \frac{2R_m(X_{eq} - x_1)}{g} \\
 H &= X_{eq} - x_1 - X_m \\
 I &= 2X_m(X_{eq} - x_1) - R_m^2 - X_m^2 \\
 J &= (X_{eq} - x_1)(R_m^2 + X_m^2)
 \end{aligned} \tag{123}$$

R_{eq} et X_{eq} sont les parties réelle et imaginaire de l'impédance totale par phase et sont déterminées à partir de la solution magnétodynamique complexe ; la résistance du primaire R_1 est supposée connue (par la mesure, par exemple).

Le système d'équation (121) est un système de deux équations non linéaires par rapport aux deux variables R'^2 et x'^2 dont les coefficients A, B, \dots dépendent de X_m et x_1 qui sont aussi des inconnues. Cependant, à très faible glissement, la branche secondaire du schéma équivalent a une impédance qui tend vers l'infini et on peut écrire alors la relation suivante concernant l'impédance équivalente totale :

$$R_{eq0} + j.X_{eq0} = (R_1 + R_m) + j.(x_1 + X_m) \tag{124}$$

où R_{eq} et X_{eq0} sont les parties réelle et imaginaire de l'impédance totale à vide ($g \approx 0$).

Ainsi, en identifiant les parties réelle et imaginaire des deux membres de (124) et connaissant R_1 , R_{eq0} et X_{eq0} , on peut exprimer X_m en fonction de x_1 :

$$X_m = X_{eq0} - x_1$$

Considérons le cas où le glissement $g = 1$. Dans ce cas, d'après l'hypothèse que nous avons faite sur x_1 qui doit être égale à x'^2 pour $g=1$, X_m et x_1 peuvent alors être remplacés respectivement par $(X_m = X_{eq0} - x'^2)$ et x'^2 . Ainsi les coefficients A, B, \dots du système (121) ne dépendent plus que des seules inconnues R'^2 et x'^2 et le système peut être résolu itérativement par la méthode de Newton-Raphson, par exemple.

Les coefficients A, B, \dots, J ainsi déterminés pour $g=1$ deviennent constants et on résout le système (121) par la même méthode pour trouver la valeur de R'^2 et de x'^2 pour les autres valeurs du glissement.

Les résultats obtenus par cette méthode seront donnés au paragraphe 5.3.2.

3.4. METHODE DU DIAGRAMME VECTORIEL

Le diagramme vectoriel correspondant au schéma équivalent de la figure 1 est représenté à la figure 3. Dans ce diagramme, le vecteur représentant le courant secondaire \bar{I}'_2 est déphasé d'un angle δ par rapport au courant primaire. Cet angle est déduit des courants dans les barres qui sont calculés par éléments finis comme nous l'avons expliqué au chapitre précédent. La force électromotrice (f.é.m) \bar{E}'_2 , induite par le flux résultant dans l'entrefer, est en avance de l'angle β par rapport au courant \bar{I}'_2 . La tension d'alimentation \bar{V}_1 est obtenue à partir de cette f.é.m, en ajoutant la chute de tension résistive due à la résistance R_1 du primaire et la chute de tension réactive due à la réactance de fuites au primaire x_1 .

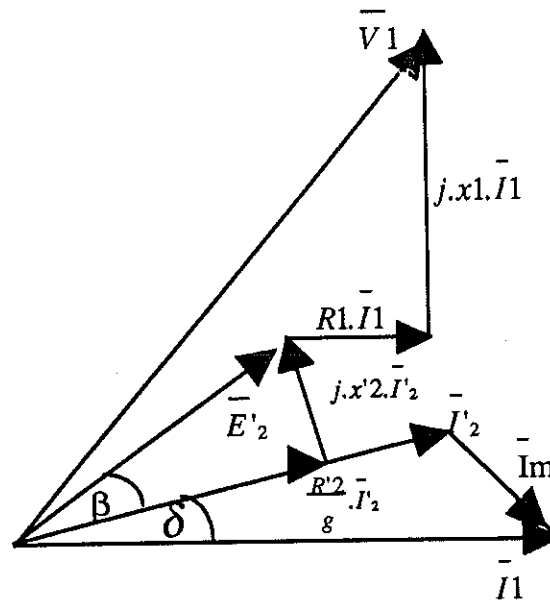


Figure 3. Diagramme vectoriel de la machine asynchrone

A partir de ce diagramme, on peut écrire les relations suivantes :

$$\bar{I}'_2 = \bar{I}_1 \frac{jX_m}{\left(\frac{R'_2}{g} + j(x'_2 + X_m)\right)} \quad (125)$$

ce qui donne en module et en phase :

$$\frac{I'_2}{I_1} = \frac{X_m}{\sqrt{\left(\frac{R'_2}{g}\right)^2 + (x'_2 + X_m)^2}} \quad (126)$$

$$\delta = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{(x'_2 + X_m)}{\frac{R'_2}{g}}\right)$$

δ étant le déphasage entre \bar{I}_1 et \bar{I}'_2 .

De (125) et (126), on déduit l'expression suivante pour X_m :

$$X_m = \frac{R'_2}{g} \frac{1}{\sin(\delta)} \left(\frac{I'_2}{I_1} \right) \quad (127)$$

puis pour x'_2 :

$$x'_2 = \frac{R'_2}{g} \left[\frac{1}{\tan(\delta)} - \frac{1}{\sin(\delta)} \left(\frac{I'_2}{I_1} \right) \right] \quad (128)$$

En écrivant l'égalité des puissances active et réactive consommées, à l'aide du schéma équivalent et par éléments finis, on peut déduire les valeurs de R_1 et x_1 :

$$R_1 + \frac{R'_2}{g} \left(\frac{I'_2}{I_1} \right)^2 = \text{Re } q \quad (129)$$

$$x_1 + \frac{R'_2}{g} \left(\frac{I'_2}{I_1} \right) \sin(\delta) + \left(\frac{I'_2}{I_1} \right) \cos(\delta) = X_{eq} \quad (130)$$

$\text{Re } q$ et X_{eq} sont respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance totale d'une phase de la machine déduites à partir des puissances active et réactive calculées par éléments finis. On voit que pour déterminer les paramètres du schéma équivalent, il faut connaître R'_2 , I_1 , I'_2 et δ .

Le problème est donc de déterminer ces grandeurs à partir d'une résolution en magnétodynamique complexe.

La résistance R'_2 sera obtenue à partir de la puissance dissipée dans la cage (barres et anneaux de court-circuit) et du courant I'_2 . Les autres paramètres sont calculés à partir des relations (125) - (130). Donc le problème revient à déterminer I_1 , I'_2 et δ . Nous avons montré au chapitre précédent comment faire ce calcul.

Les courants dans les barres sont déséquilibrés puisqu'ils dépendent de la position de la cage par rapport au stator [56]. Pour déduire I'_2 des courants des barres calculés, en module et en phase, par la simulation, nous prendrons la composante directe d'ordre p qui donne la f.m.m. tournant à $\frac{\omega}{p}$ et qui crée, en outre, le couple électromagnétique en agissant sur la f.m.m. primaire [46]. Pour la phase du courant I'_2 , il faut prendre en compte le décalage spatial entre le stator et le rotor (cf. Chapitre II). Enfin, pour l'amplitude, il faudra tenir compte également du rapport de transformation des courants entre le stator et le rotor [46], [50].

En ce qui concerne le courant I_1 , deux cas sont à envisager selon la nature de la source d'alimentation :

a) Si la source d'alimentation est une source de courant, I_1 est imposé.

- b) Si la source d'alimentation est une source de tension, le courant n'est pas connu, il faudra utiliser le couplage avec les équations de circuit pour le déterminer.

En résumé, pour calculer les paramètres du schéma équivalent à partir d'une résolution en magnétodynamique complexe, on suit les étapes suivantes :

- Dans le cas d'une source de tension, il faut prendre la composante directe d'ordre p des courants dans les bobines statoriques. En effet, cette composante est indépendante de la position du rotor par rapport au stator comme nous allons le montrer plus loin.
- Pour le courant rotorique I'_2 , il faut :
 - prendre la composante symétrique d'ordre p des courants dans les barres,
 - appliquer le facteur de transformation des courants pour ramener ce courant au primaire.
- On détermine l'angle de déphasage entre les courants I_1 et I'_2 en prenant en compte le déphasage électrique fourni par la magnétodynamique complexe et le déphasage spatial initial $p\theta_0$, comme nous l'avons expliqué au chapitre précédent.
- On calcule la résistance secondaire ramenée au primaire à partir de la puissance dissipée dans la cage (barres, anneaux de court-circuit) et du courant I'_2 ,
- on utilise les relations (127)-(130) pour déterminer les autres paramètres du schéma équivalent.

3.5. CONCLUSION

Dans ce paragraphe, nous avons présenté trois méthodes pour calculer les paramètres du schéma équivalent à partir d'une résolution en magnétodynamique complexe. La méthode des deux essais est très simple à utiliser mais ne peut fournir qu'une estimation des paramètres supposés constants.

La méthode de l'impédance totale permet de déterminer la variation des paramètres secondaires en fonction du glissement mais les calculs sont plus compliqués (résolution d'un système non linéaire plusieurs fois). De plus, cette méthode suppose l'égalité des réactances de fuites au primaire et au secondaire à l'arrêt.

La méthode du diagramme vectoriel permet, en connaissant les courants et les puissances de la machine en module et en phase, de déterminer d'une façon simple l'évolution des paramètres du schéma équivalent avec le glissement.

Dans le paragraphe suivant, nous présenterons la machine sur laquelle la simulation et les mesures ont été effectuées. Nous donnerons les résultats obtenus par les différentes méthodes exposées ci-dessus puis nous comparerons ces résultats aux mesures expérimentales.

4. RESULTATS DE LA SIMULATION EN 2D ET VALIDATION EXPERIMENTALE

4.1. DESCRIPTION DE LA MACHINE ETUDIEE ET DU BANC DE MESURE :

4.1.1. Description de la machine étudiée

La machine utilisée pour la validation des résultats de la simulation est une machine asynchrone inversée (cage au stator) dont les caractéristiques sont les suivantes [60] :

nombre de pôles : 4,

tension nominale : 220V entre phases (couplage en étoile),

puissance nominale de 5 kW pour une vitesse de rotation de 1460 tr/min,

le stator comprend 20 encoches (cage à 20 barres) et le rotor 36 encoches,

le bobinage primaire (rotor) est de type concentrique à pôles conséquents. Chaque phase est formée de deux bobines en séries, chacune comportant 57 spires. Chaque spire est faite de deux conducteurs en parallèle de diamètres 1.4 mm et 1.32 mm, respectivement. Les dimensions des encoches sont fournies en Annexe.

La structure particulière de cette machine permet de mesurer les courants induits dans les barres de la cage fixe. La figure 4 montre une photographie de la carcasse et de la cage et les figures 5 et 6 montrent respectivement une coupe transversale et longitudinale de la machine. Dans cette machine, les barres de la cage d'écureuil s'étendent au-delà du circuit magnétique et certaines sont munies de capteurs qui permettent la mesure des courants dans la cage ainsi que le montre la figure 4.

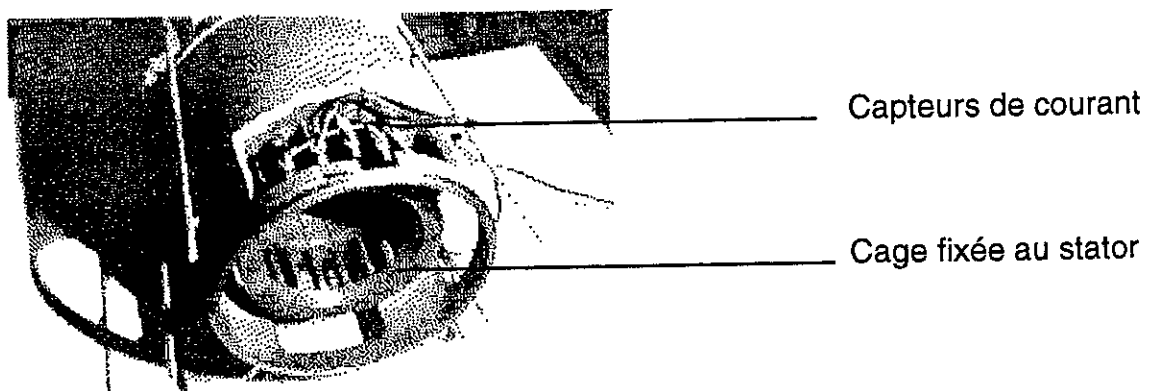


Figure 4 Photographie de la machine inversée montrant les capteurs de courant et la cage

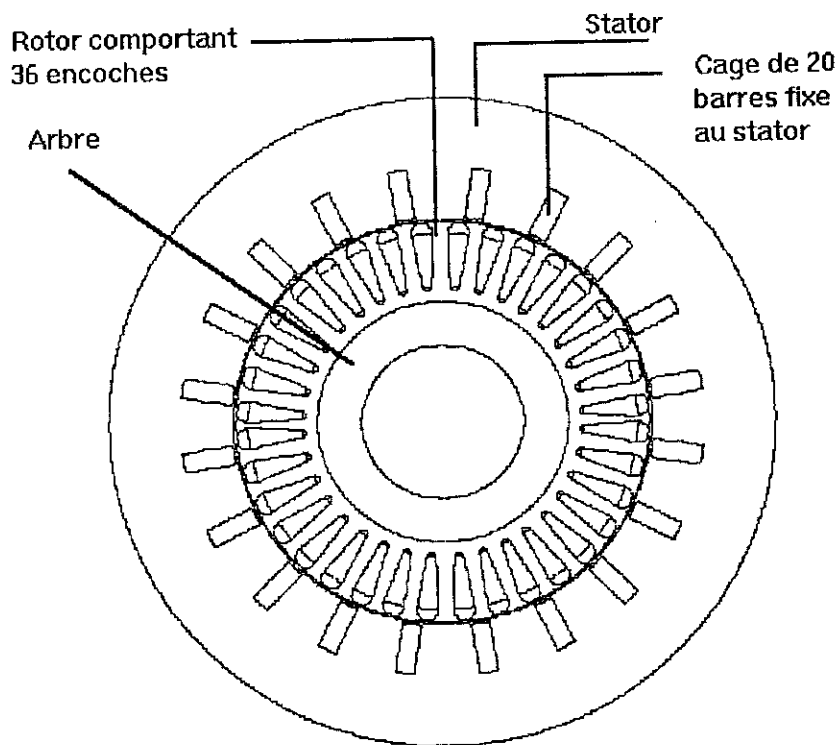


Figure 5 Coupe transversale de la machine inversée

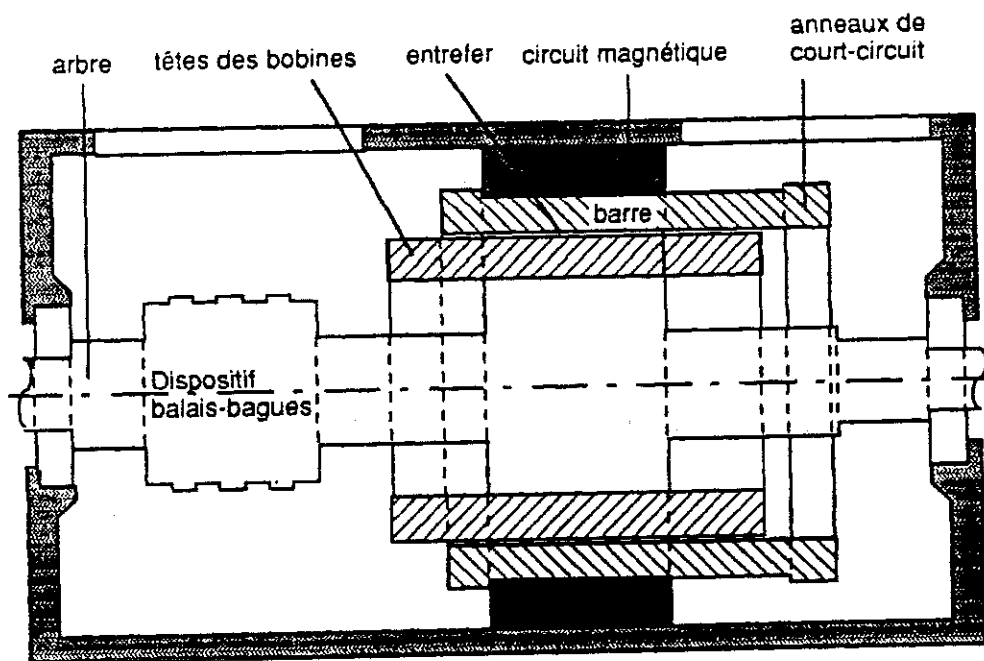


figure 6 coupe longitudinale de la machine inversée

En outre, nous disposons de trois rotors différents :

- rotor droit,
- rotor incliné d'un pas dentaire rotorique,
- rotor incliné d'un pas dentaire statorique.

Ces rotors sont représentés sur la figure 7.

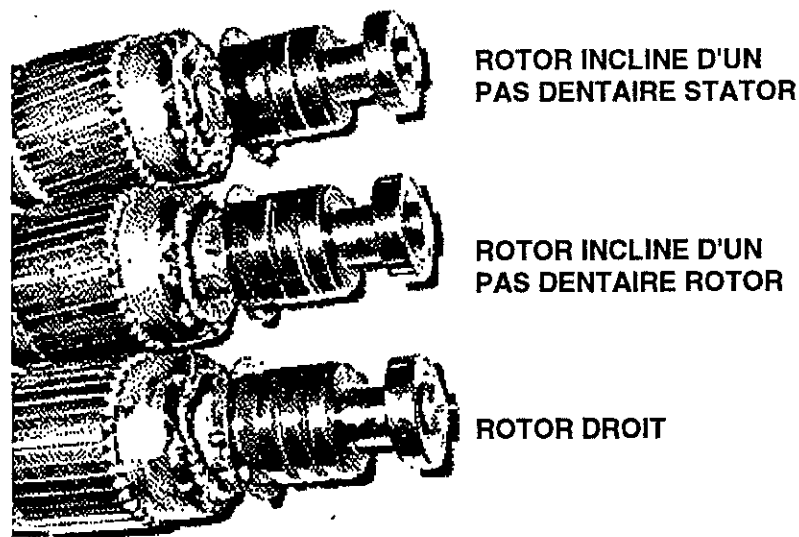


Figure 7 Les trois rotors de la machine inversée

4.1.2. Description du banc de mesure

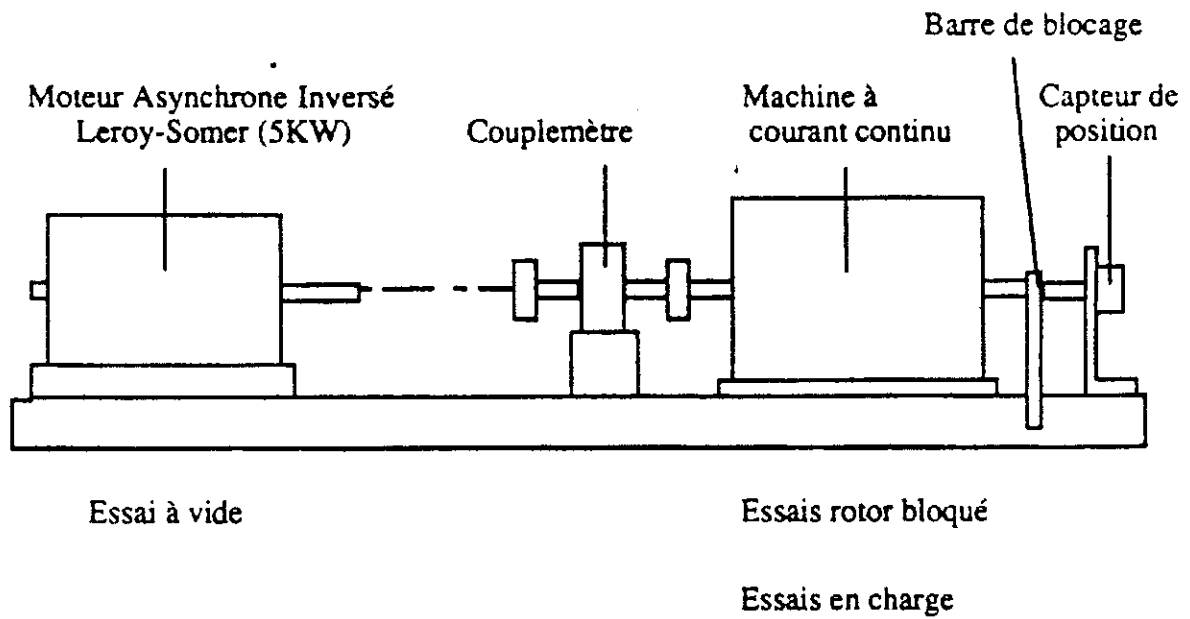


Figure 8 Description du banc d'essai

La machine asynchrone est couplée à une machine à courant continu utilisée comme charge par un couplemètre de couple nominal 20 Nm et de couple maximal 40 Nm (Figure 8).

La mesure des courants dans les barres est faite par une chaîne d'acquisition [60] qui permet de mettre en forme le signal des shunts de mesure et de corriger les dispersions des caractéristiques de ceux-ci.

Plusieurs mesures ont été effectuées sur la machine. Elles comprennent :

- les mesures d'identification classiques à vide et en court-circuit,
- des mesures en charge jusqu'au couple maximal admissible par le couplemètre,
- des mesures des courants dans les barres.

Ces mesures ont été faites pour les trois rotors : droit, incliné d'un pas dentaire statorique et incliné d'un pas dentaire rotorique.

Le tableau suivant rassemble les principales grandeurs mesurées, le matériel utilisé et les estimations des précisions des mesures.

Grandeurs mesurées	Appareils de mesures	Estimations des erreurs de mesures
Courant primaire	Ampèremètre ou sonde de courant +amplificateur	3%
Tension de ligne	Multimètre digital	1%
Puissance active et réactive	Wattmètre+transformateur de courant	2%
Glissement	(Stroboscope + chronomètre)	3%
Température	thermomètre numérique à infrarouge	5%
Courant dans les barres	shunts de mesure+ système de traitement	10%
Couple sur l'arbre	couplemètre numérique	2%

Tableau 1 Appareils de mesures utilisés et grandeurs mesurées

4.2. RESULTATS DE LA SIMULATION

Les simulations ont été réalisées en 2D par le logiciel de calcul par éléments finis Flux2D dont nous avons utilisé une version couplée avec les équations de circuit, ce qui permet notamment :

- d'alimenter par des sources de tension ou de courant les bobines primaires,
- de représenter correctement la cage de la machine.

Dans toutes les simulations réalisées, nous avons utilisé le quart de la machine seulement, pour des raisons de symétrie évidentes ainsi que les conditions aux limites représentées à la figure 9.

Les impédances caractérisant les effets d'extrémité telles que les têtes de bobines et les anneaux de court-circuit sont prises en compte dans la modélisation. Bien que la détermination expérimentale de ces grandeurs reste une tâche difficile [62], une estimation peut être faite analytiquement [46], [50] et un calcul plus précis réalisé à l'aide des logiciels de calcul éléments finis 3D [46]. Pour les simulations, nous avons déterminé ces impédances par la méthode décrite dans [60].

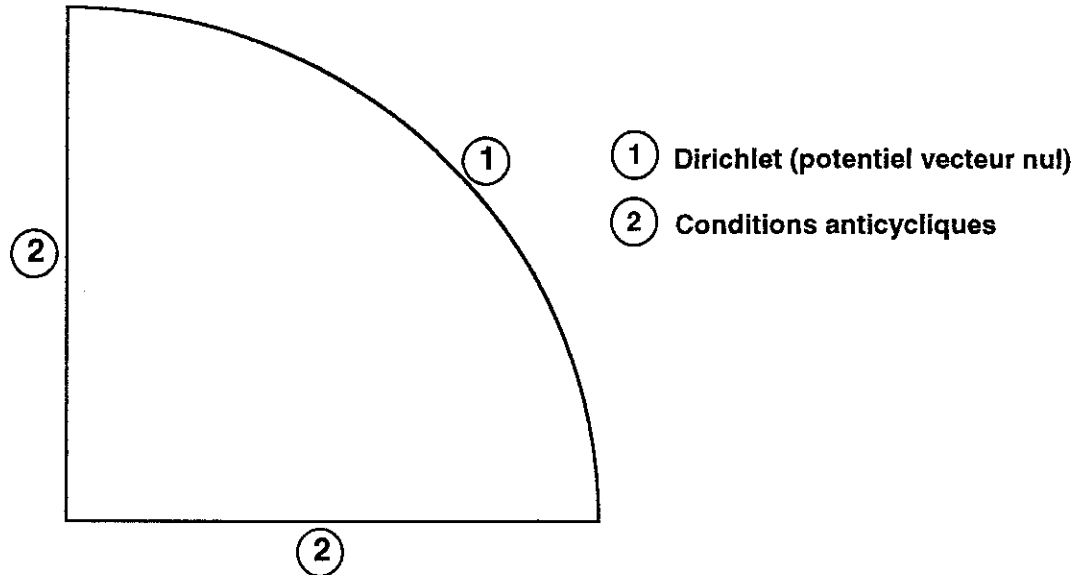


Figure 9 Conditions aux limites imposées au quart de la géométrie

La figure 10 montre le schéma complet du quart du moteur et de son alimentation comprenant :

- * Au primaire, les sources d'alimentation {Alim1, Alim2, Alim3}, les bobines primaires situées au rotor {bob1, bob2, bob3}, les impédances représentant les têtes de bobines {16, 17, 18}.
- * Au secondaire, la cage n'est pas symétrique. En effet, pour pouvoir réaliser des mesures de courants, les barres sortent d'un côté du fer d'une longueur de 60 mm pour permettre l'insertion d'un dispositif de mesure ou d'étalonnage. Ceci est représenté sur le schéma par les impédances {11, 12, 13, 14, 15}. Il résulte aussi de cette disposition des barres qu'un des deux anneaux de court-circuit est plus proche du circuit magnétique que l'autre. On est donc conduit à prendre des impédances différentes pour relier les barres de part et d'autre. Sur le schéma, les deux anneaux sont représentés respectivement par les impédances {1, 2, 3, 4, 5} et {6, 7, 8, 9, 10}.

Notons que la fermeture de la cage est de type antisymétrique [51] car on ne représente qu'un pôle de la machine et la liaison électrique entre le primaire et le secondaire est faite pour avoir la même référence pour les potentiels.

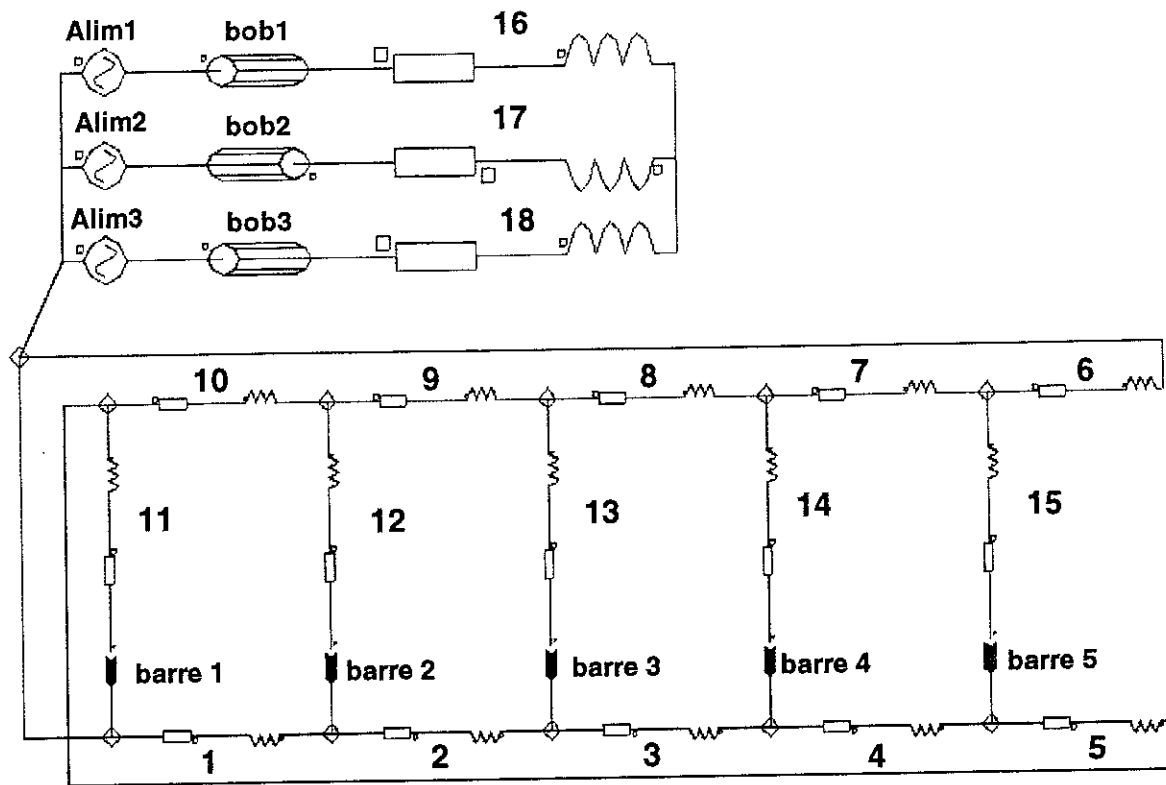


Figure 10 Schéma électrique du quart de la machine asynchrone inversée

Nous allons présenter maintenant les résultats des simulations réalisées sur cette machine avec les différentes méthodes de détermination des paramètres du schéma équivalent décrites dans les paragraphes précédents.

Dans toute la suite du chapitre, sauf indication contraire, les simulations sont faites en alimentant la machine par des sources de tension sinusoïdales équilibrées.

4.2.1. Résultats de la simulation par la magnétostatique

Pour cette simulation, on a considéré un matériau non conducteur dans les barres pour annuler les courants dans celles-ci et nous avons imposé les courants dans les bobines primaires en utilisant des sources de courant pour l'alimentation. Les figures 11 et 12 montrent respectivement la variation de la réactance magnétisante et de la force électromotrice (f.é.m) induite entre phases au stator, à vide, en fonction du courant, calculées par Flux2D et les mesures faites au synchronisme sur la machine inversée. On a porté aussi sur ces figures les ordres de grandeurs des erreurs de mesures estimées.

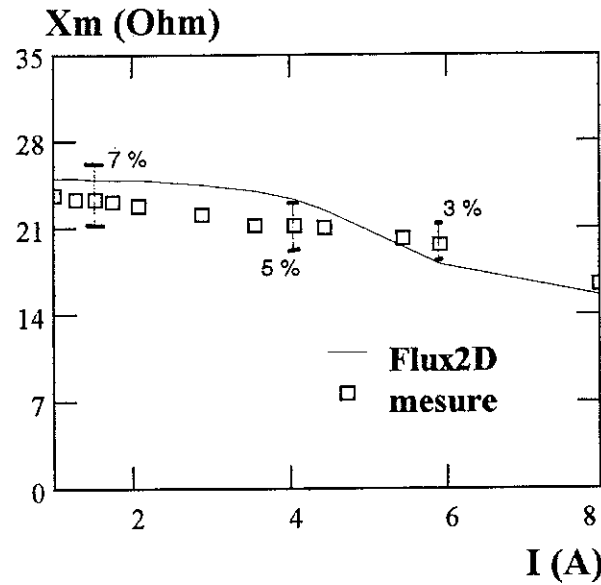


Figure 11 Variation de la réactance magnétisante en fonction du courant

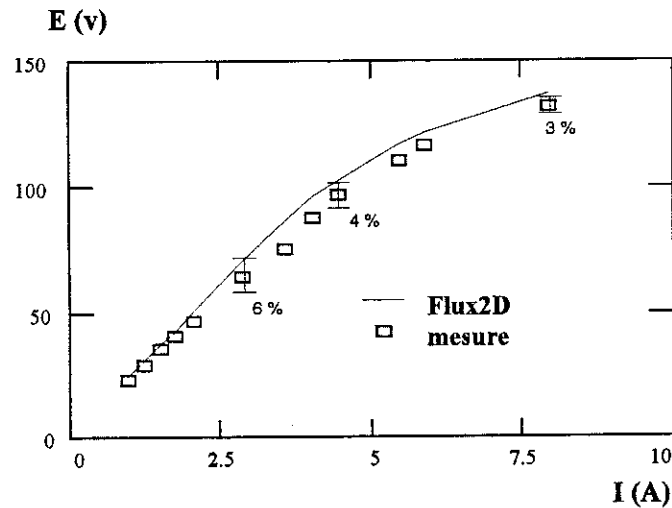


Figure 12 Variation de la f.é.m à vide en fonction du courant

On peut donc dire que la magnétostatique permet de modéliser correctement la machine asynchrone à vide. En particulier, elle permet de mettre en évidence la saturation de la réactance principale de la machine.

4.2.2. Résultats de la simulation par la magnétodynamique complexe

Nous allons présenter successivement les résultats de chacune des trois méthodes exposées plus haut : la méthode des deux essais, la méthode de l'impédance totale et la méthode du diagramme vectoriel.

4.2.2.1. Résultats de simulation par la méthode des deux essais

Les figures 13 et 14 montrent la distribution des lignes du champ dans la machine à vide et à l'arrêt, respectivement.

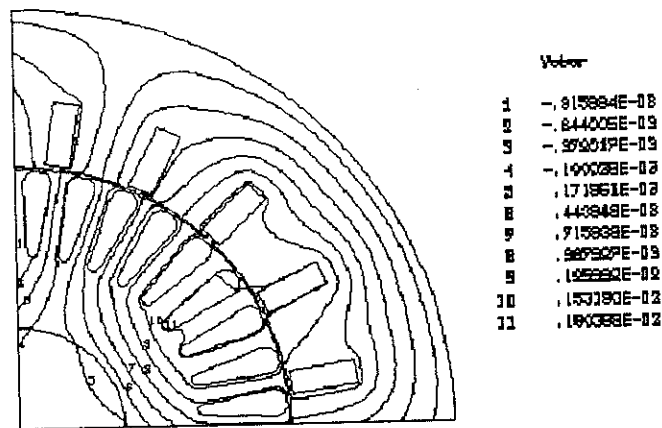


Figure 13 Distribution des lignes de flux à vide

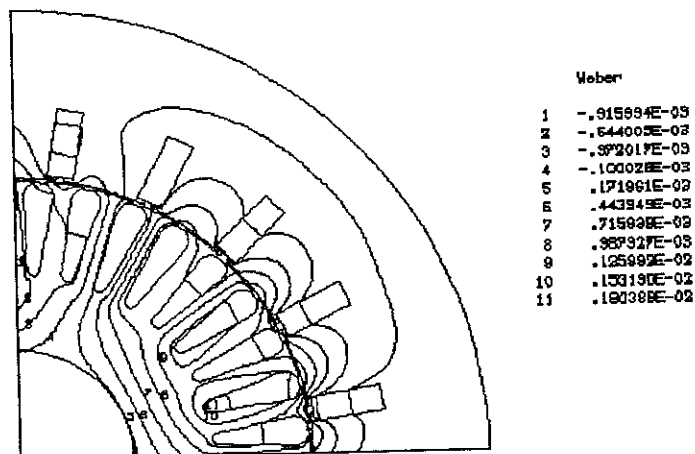


Figure 14 Distribution des lignes de flux à rotor bloqué

On remarque, en particulier, que les lignes du flux pénètrent bien dans la cage à vide. Lorsque le rotor est bloqué, les courants induits dans la cage forment un écran qui empêche le flux de pénétrer dans l'induit (stator) ; les lignes de flux se referment alors en grande partie sur elles-mêmes et constituent donc des flux de fuites.

L'utilisation des relations (119) et (120) conduit au Tableau 2 qui compare les résultats de simulation aux résultats obtenus par l'essai classique d'identification à vide et à rotor bloqué.

	Expérience	FLUX2D	Ecart %
$X_m(\Omega)$	21	20,25	3
$R'_2(\Omega)$	0,4	0,38	5
$x'_2(\Omega)$	1.6	1.5	6.25

Tableau 2 Paramètres du schéma équivalent de la machine inversée

On constate que les résultats de la simulation sont proches des grandeurs mesurées. Les écarts peuvent s'expliquer par les erreurs de mesure et par la simulation en 2D de la machine. L'écart le plus grand, 6.25 %, pourrait être lié au fait que les réactances d'anneaux de court-circuit et des têtes de bobines sont évaluées analytiquement de manière approchée.

4.2.2.2. Résultats de simulation par la méthode de l'impédance totale

La figure 15 montre l'évolution des paramètres R'_2 et x'_2 en fonction de la vitesse. La résistance est plus forte à l'arrêt à cause de l'effet de peau et pour la même raison, la réactance de fuites secondaires (ramenée au primaire) est plus faible à l'arrêt car le courant induit est refoulé vers la surface des barres, ce qui réduit l'inductance de celles-ci.

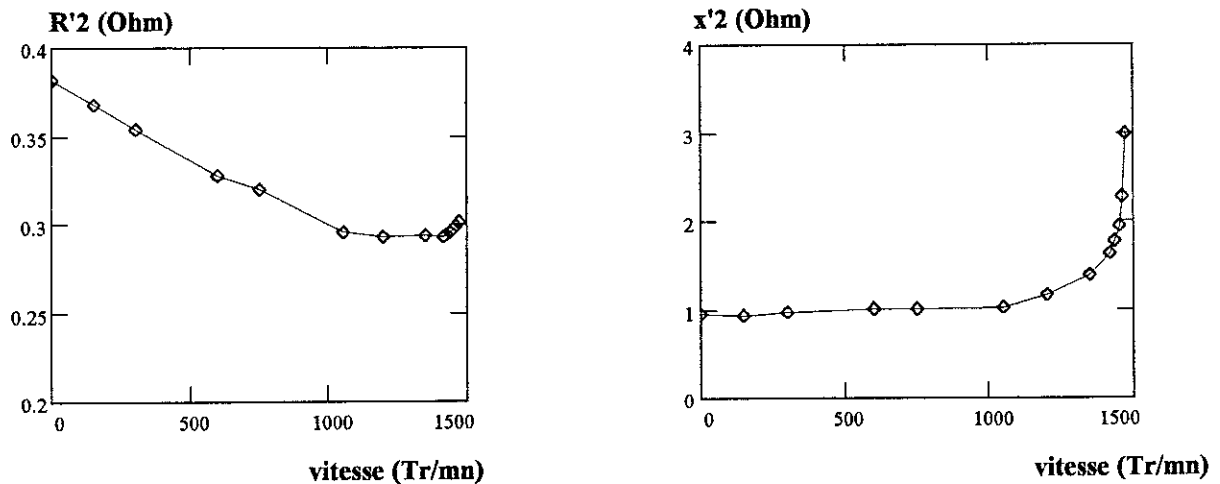


Figure 15 Variation de R'_2 et de x'_2 en fonction de la vitesse

La figure 16 représente le courant primaire calculé à partir du schéma équivalent déterminé par cette méthode et le courant mesuré expérimentalement sur la machine inversée.

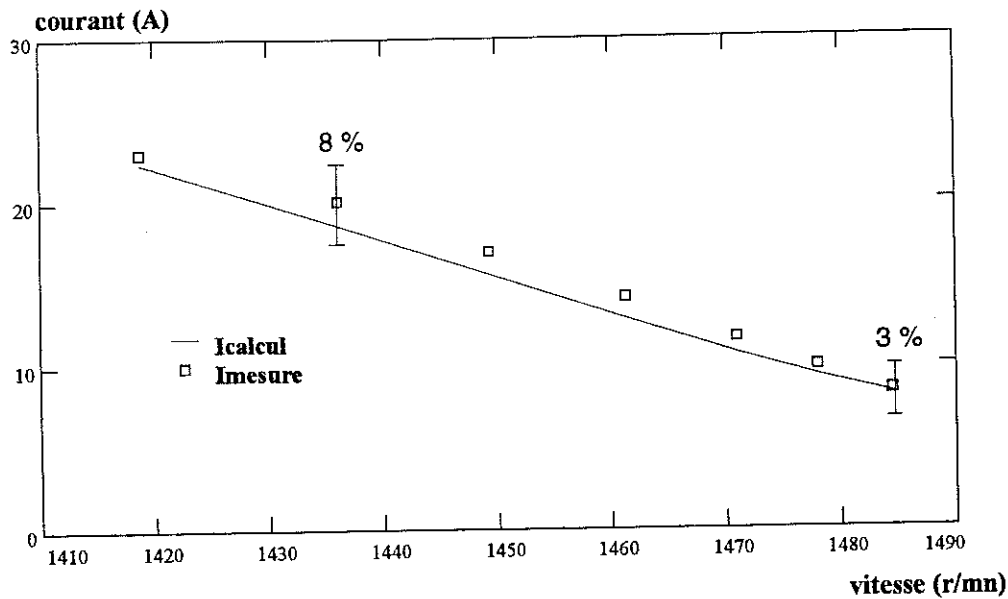


Figure 16 Comparaison des courants calculé et mesuré

On a représenté aussi sur la même figure les estimations des erreurs de mesure. Celles-ci augmentent pour les courants forts car nous avons utilisé, au-delà de 5 A, un transformateur de courant, en plus de l'ampèremètre, pour mesurer le courant primaire. Tenant compte des erreurs de mesure, on peut dire que le schéma équivalent déduit de la méthode de l'impédance totale donne des résultats satisfaisants quand le glissement n'est pas trop fort pour que l'hypothèse de la réactance magnétisante constante reste vraie.

Les écarts entre les résultats de calcul et les mesures expérimentales peuvent être expliqués par le fait que la simulation est bidimensionnelle, par les valeurs approximatives des impédances des têtes de bobines et des anneaux de court-circuit, estimées analytiquement et par la variation des résistances du primaire et des barres avec la température, ce qui n'a pas été pris en compte dans la simulation.

4.2.2.3. Résultats de simulation par la méthode du diagramme vectoriel

Nous avons traité plusieurs cas :

a) Alimentation avec une source de courant

Dans ce cas, nous avons utilisé dans le circuit d'alimentation des sources de courant sinusoïdales équilibrées pour étudier la variation des paramètres du schéma équivalent lorsque la machine fonctionne à courant imposé. La figure 17 montre l'évolution, en fonction de la vitesse, de la réactance magnétisante X_m de la machine, calculée pour deux valeurs du courant primaire : $I_1 = 6$ A et $I_1 = 20$ A.

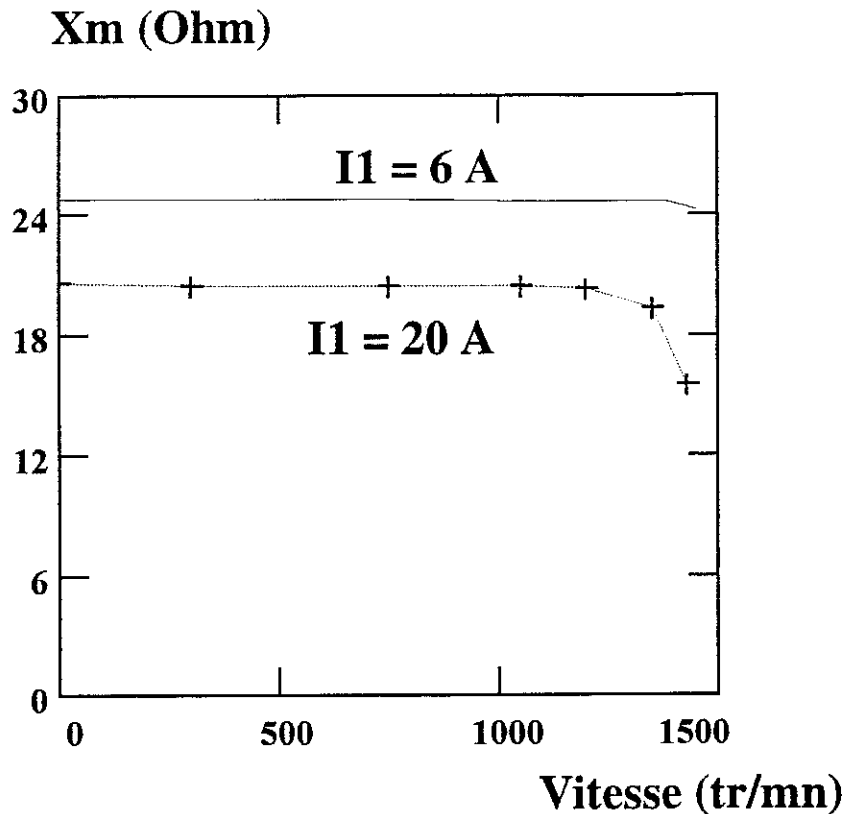


Figure 17 Variation de la réactance magnétisante en fonction de la vitesse et du courant d'alimentation

La réactance magnétisante est pratiquement constante pour les faibles courants (6A soit 30 % du courant nominal de la machine). Pour des courants élevés (20A soit 100 % du courant nominal), sa valeur diminue à cause de la saturation causée par l'augmentation du courant d'alimentation.

Avec l'augmentation de la vitesse de rotation, le glissement diminue ainsi que les courants induits au secondaire ; à courant primaire imposé (20 A), la fmm dans l'entrefer devient très importante d'où une saturation importante du trajet du flux commun et la diminution constatée sur la réactance principale de magnétisation.

La figure 18 montre les variations en fonction de la vitesse, des réactances de fuites au primaire, x_1 , au secondaire, x_2 et de leur somme ramenée au primaire, x_{tot} . Ces grandeurs sont calculées pour deux valeurs du courant primaire : 6A et 20 A, respectivement.

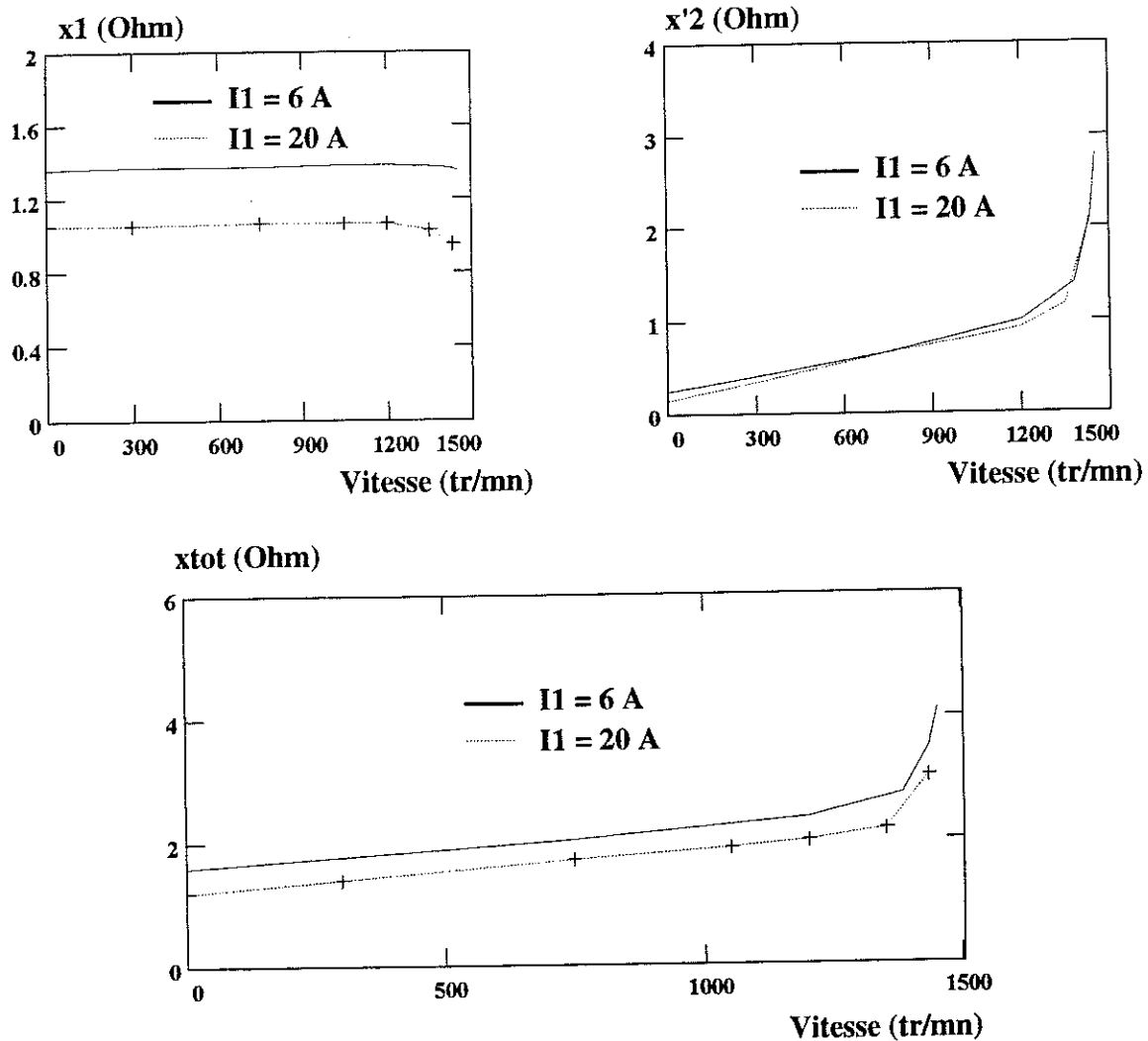


Figure 18 Variation des réactances de fuites en fonction de la vitesse et du courant d'alimentation

Les réactances de fuite saturent aussi quand le niveau de courant augmente. Aux faibles vitesses, l'effet de peau concentre les lignes de flux dans la partie des barres au voisinage de l'entrefer, ce qui cause la saturation des trajets du flux de fuite secondaires et la diminution des inductances de fuite secondaires ramenées au primaire et de l'inductance de fuite totale. En revanche, La réactance de fuite primaire est très peu sensible à l'effet de peau et reste pratiquement constante, quelle que soit la vitesse de rotation de la machine.

b) Alimentation en tension

Les machines asynchrones fonctionnent généralement à tension imposée. Nous avons donc effectué des résolutions en magnétodynamique complexe en alimentant la machine par des sources de tension sinusoïdales équilibrées : Alim1, Alim2 et Alim3 dans le schéma d'alimentation de la figure 10.

On va d'abord traiter le cas linéaire pour examiner l'influence de l'effet de peau sur les paramètres du schéma équivalent puis considérer le cas non linéaire dans lequel les paramètres varient sous les effets conjugués de la saturation et de l'effet de peau.

b.1) déséquilibre des courants

En alimentant la machine par des sources de tension équilibrées, nous avons constaté que les courants statoriques et rotoriques calculés par la magnétodynamique complexe, pour une position donnée du rotor par rapport au stator, sont déséquilibrés. Une étude récente [57] a mis en évidence ce phénomène qui serait lié aux harmoniques d'espace.

b.1.1 Influence des harmoniques d'espace sur les courants statoriques

Nous allons d'abord montrer l'influence de la position du rotor et ainsi, des harmoniques d'espace, en faisant des résolutions en magnétodynamique complexe, pour plusieurs positions du rotor par rapport au stator. On utilise pour cela la bande de roulement dans l'entrefer [50], [51] qui permet de faire le calcul en remaillant automatiquement la géométrie de cette bande pour chaque position du rotor. La figure 19 montre deux positions du rotor par rapport au stator obtenues en faisant tourner celui-ci grâce à la bande de roulement.

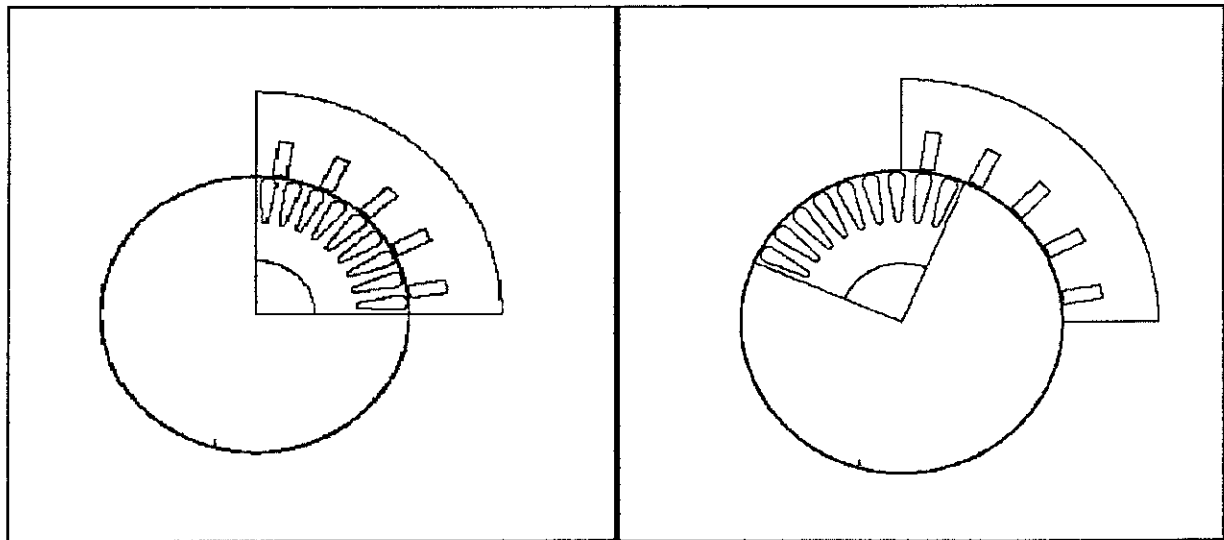


Figure 19 Deux positions différentes du rotor obtenues par la bande de roulement

La simulation en magnétodynamique complexe a été faite sur le quart de la machine en alimentant par des sources de tension sinusoïdales équilibrées. Pour un glissement de 1.04 %, nous avons calculé les courants dans les trois bobines statoriques pour dix positions du rotor le long d'un pas dentaire rotorique, avec un incrément angulaire de 1 degré mécanique (2 degrés électriques), ce qui correspond au dixième du pas dentaire rotorique. Les résultats obtenus sont résumés dans le tableau 3.

$\Delta\theta(^{\circ})_{mec}$	I1 (A)	I2 (A)	I3 (A)	Id1 (A)
0	8.05 (122.1°)	8.11(61.2°)	8.19(1.9°)	8.12(121.72°)
1	8.16(122.1°)	8.05(61.8°)	8.15(1.2°)	8.12(121.72°)
2	8.19(121.5°)	8.11(62.3°)	8.06(1.4°)	8.12(121.71°)
3	8.1(121.2°)	8.19(62.0°)	8.05(2.1°)	8.12(121.76°)
4	8.04(121.8°)	8.15(61.2°)	8.16(2.2°)	8.12(121.73°)
5	8.1(121.2°)	8.06(61.4°)	8.19(1.5°)	8.12(121.72°)
6	8.18(121.9°)	8.06(62.1°)	8.10(1.2°)	8.11(121.77°)
7	8.15(121.3°)	8.16(62.2°)	8.04(1.8°)	8.12(121.74°)
8	8.05(121.4°)	8.19(61.5°)	8.11(2.3°)	8.12(121.73°)
9	8.05 (122.1°)	8.11(61.2°)	8.19(1.9°)	8.12(121.72°)

Tableau 3 Valeurs des courants de phase sur un pas dentaire rotorique

Dans ce tableau, I1, I2 et I3 représentent les courants dans les trois phases de la machine et Id1 la composante directe d'ordre 1 de ces courants (en considérant une paire de pôles), ce qui correspond à la composante directe d'ordre p pour l'ensemble de la machine (p =2). On peut faire les remarques suivantes sur le tableau 3 :

- Les courants dans les phases dépendent bien de la position du rotor lors de la résolution.
- Il y a une périodicité égale au pas dentaire rotorique (positions 0 et 9).
- La composante directe d'ordre p (pour l'ensemble de la machine) ne dépend pas de la position.

Nous allons maintenant expliquer cela. Les enroulements étant répartis de manière discontinue dans les encoches, la force magnétomotrice (fmm) qu'ils génèrent contient des harmoniques d'espace. Par ailleurs, la présence de dents au stator et au rotor conduit à la variation de la perméance de l'entrefer qui contiendra aussi des harmoniques d'ordre supérieur. Lorsque la machine est supposée linéaire, l'induction magnétique dans l'entrefer étant alors directement proportionnelle au produit de la force magnétomotrice et de la perméance, contiendra elle aussi des harmoniques d'espace. En outre, la saturation fait apparaître d'autres harmoniques [59] qui ne sont pas prépondérants et peuvent dans une première approche, être négligés.

Pour mettre en évidence les harmoniques d'espace dans l'induction magnétique dans l'entrefer, on calcule la force magnétomotrice (fmm) créée par le bobinage statorique [57] :

$$\varepsilon = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \varepsilon_n \cos(\omega t - (1 + 6n)\theta_e + \varphi_n) \quad (131)$$

où : ω est la pulsation

θ_e est l'angle électrique au point où l'on calcule la FMM

La perméance de l'entrefer dépend du nombre des dents statoriques et rotoriques et de leurs dimensions. Elle s'écrit sous la forme [58] :

$$P_g = P_0 \left[1 + \frac{P_s}{P_0} \cos(S\theta) + \frac{P_r}{P_0} \cos(R(\theta - N t)) + \frac{P_s P_r}{2P_0^2} \{ \cos((R-S)\theta - R N t) + \cos((R+S)\theta - R N t) \} \right] \quad (132)$$

où :

S et R sont le nombre de dents au stator et au rotor, respectivement,

P_0 est la perméance moyenne,

P_s et P_r sont la demi-amplitude de la variation de la perméance due aux encoches statoriques et rotoriques, respectivement,

N est la vitesse de rotation du rotor

θ est l'angle mécanique définissant la position du rotor.

En régime linéaire, l'induction dans l'entrefer est égale au produit de la fmm et de la perméance (équations (131) et (132)) et s'écrit sous la forme :

$$B = B1 + B2 + B3 + B4$$

- Le premier terme B1 correspond au produit de la perméance moyenne P_0 et des harmoniques de la force magnétomotrice.
- Les second et troisième termes B2 et B3 correspondent au produit de la variation de la perméance au stator et au rotor avec les harmoniques du bobinage.
- Il y a ensuite un terme B4 traduisant l'interaction des harmoniques de denture avec les harmoniques de la fmm.

Les expressions des termes B1, B2, B3 et B4 sont données ci-dessous :

$$\begin{aligned} B1 &= \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} A_n \cos(\omega t - (1+6n)\theta_e + \varphi_n) \\ B2 &= \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} B_n \left[\cos\left(\omega t + \left(\frac{S}{p} - (1+6n)\right)\theta_e + \varphi_n\right) + \cos\left(\omega t - \left(\frac{S}{p} - (1+6n)\right)\theta_e + \varphi_n\right) \right] \\ B3 &= \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} C_n \left[\cos\left((\omega - RN)t + \left(\frac{R}{p} - (1+6n)\right)\theta_e + \varphi_n\right) + \cos\left((\omega - RN)t - \left(\frac{R}{p} - (1+6n)\right)\theta_e + \varphi_n\right) \right] \\ B4 &= \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} D_n \left[\cos\left((\omega - RN)t + \left(\frac{R-S}{p} - (1+6n)\right)\theta_e + \varphi_n\right) + \cos\left((\omega - RN)t - \left(\frac{R-S}{p} - (1+6n)\right)\theta_e + \varphi_n\right) \right] \end{aligned} \quad (133)$$

A_n , B_n , C_n et D_n sont des constantes qui ne dépendent que du rang de l'harmonique.

Ces composantes de l'induction induisent des composantes de courants correspondantes dans les bobines primaires. Si on désigne ces composantes de courants par J1, J2, J3 et J4 respectivement, on obtient, après un passage en notation complexe, les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 J1 &= \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} E_n \exp[j(\omega t - (1+6n)\theta_e + \varphi_n)] \\
 J2 &= \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} F_n \left[\exp \left[j \left(\omega t + \left(\frac{S}{p} - (1+6n) \right) \theta_e + \varphi_n \right) \right] + \exp \left[j \left(\omega t - \left(\frac{S}{p} - (1+6n) \right) \theta_e + \varphi_n \right) \right] \right] \\
 J3 &= \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} G_n \left[\exp \left[j \left((\omega - RN)t + \left(\frac{R}{p} - (1+6n) \right) \theta_e + \varphi_n \right) \right] + \exp \left[j \left((\omega - RN)t - \left(\frac{R}{p} - (1+6n) \right) \theta_e + \varphi_n \right) \right] \right] \\
 J4 &= \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} H_n \left[\exp \left[j \left((\omega - RN)t + \left(\frac{R-S}{p} - (1+6n) \right) \theta_e + \varphi_n \right) \right] + \exp \left[j \left((\omega - RN)t - \left(\frac{R-S}{p} - (1+6n) \right) \theta_e + \varphi_n \right) \right] \right]
 \end{aligned} \tag{134}$$

Pour ne pas alourdir les notations, on a inclus le terme $\exp(j\varphi_n)$ dans les constantes E_n , F_n , G_n et H_n qui ne dépendent que du rang de l'harmonique.

Les courants, dans les phases du primaire, égaux à la somme des différents termes J1, J2, J3 et J4 dépendent donc de la position du rotor par rapport au stator à cause de l'angle électrique θ_e qui apparaît dans les phases des courants J1, J2, J3 et J4, en référence aux équations (134).

Dans un calcul en magnétodynamique complexe, le rotor est fixe : la vitesse de rotation N intervenant dans les expressions de J3 et J4 est donc nulle. Par ailleurs, les coefficients G_n et H_n sont modifiés car on ne considère que la fréquence fondamentale (mais ils dépendent encore du rang n de l'harmonique du courant car ils sont fonction de l'amplitude des harmoniques d'induction de rang n). Les expressions de J3 et J4 deviennent alors :

$$\begin{aligned}
 J3 &= \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} G'_n \left[\exp \left[j \left(\omega t + \left(\frac{R}{p} - (1+6n) \right) \theta_e + \varphi_n \right) \right] + \exp \left[j \left(\omega t - \left(\frac{R}{p} - (1+6n) \right) \theta_e + \varphi_n \right) \right] \right] \\
 J4 &= \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} H'_n \left[\exp \left[j \left(\omega t + \left(\frac{R-S}{p} - (1+6n) \right) \theta_e + \varphi_n \right) \right] + \exp \left[j \left(\omega t - \left(\frac{R-S}{p} - (1+6n) \right) \theta_e + \varphi_n \right) \right] \right]
 \end{aligned} \tag{135}$$

En faisant tourner le rotor d'un angle mécanique $\Delta\theta$ par rapport au stator, l'angle électrique θ_e apparaissant dans les équations (134) varie de $\Delta\theta_e$; ceci introduit un déphasage différent pour chacune des composantes J1, J2, J3 et J4 :

Pour J1, le déphasage vaut : $-(1+6n)\Delta\theta_e$

Pour J2, le déphasage vaut : $(\frac{S}{p} - (1+6n)\Delta\theta_e)$ et $-(\frac{S}{p} + (1+6n)\Delta\theta_e)$

Pour J3, le déphasage vaut : $(\frac{R}{p} - (1+6n)\Delta\theta_e)$ et $-(\frac{R}{p} + (1+6n)\Delta\theta_e)$

Pour J4, le déphasage vaut : $(\frac{R-S}{p} - (1+6n)\Delta\theta_e)$ et $(\frac{R-S}{p} - (1+6n)\Delta\theta_e)$

Chaque phase du bobinage statorique est constituée par la mise en série et/ou en parallèle d'un ensemble de bobines. Celles-ci sont constituées de spires dont une partie se trouve sous un pôle et l'autre partie sous le pôle opposé. On considérera des groupes "aller" et des groupes "retour". Le nombre de groupes est donc égal au double du nombre de bobines.

Selon que le bobinage est par pôle ou par pôles consécutifs, chaque phase comportera deux bobines ou une bobine sous une paire de pôles. Par exemple, pour la machine asynchrone inversée, le bobinage est organisé par pôles consécutifs et on a donc 3 bobines par paire de pôles (pour les trois phases), soit 6 groupes comme le montre la figure 20. Ces groupes sont donc déphasés de $(\frac{2\pi}{6} = \frac{\pi}{3})$ angle électrique.

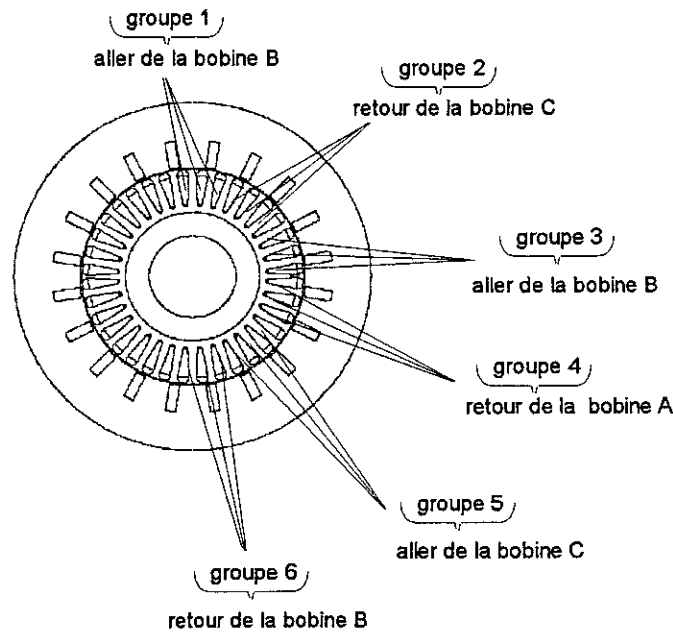


Figure 20 Illustration des groupes du bobinage primaire de la machine asynchrone inversée

Pour avoir des courants équilibrés, il faudrait qu'une variation de l'angle électrique θ_e , d'une valeur égale au déphasage électrique entre deux groupes voisins $(\frac{\pi}{3})$ (pour la machine asynchrone inversée), introduise un déphasage identique à cette variation dans les courants de ces groupes.

Appliquons ces résultats à la machine asynchrone inversée qui possède deux paires de pôles ($p=2$), $S = 36$ encoches au primaire (rotor) et $R = 20$ encoches au secondaire (stator) :

Pour J1 : $-(1+6n)\frac{\pi}{3} = -\frac{\pi}{3} - 2n\pi$: cette composante, créant un déphasage égal au déphasage entre deux groupes du bobinage primaire de la machine, n'engendre donc pas de déséquilibre des courants.

Pour J2 : $(\frac{36}{2} - (1+6n))\frac{\pi}{3} = 6\pi - \frac{\pi}{3} - 2n\pi$ et $-(\frac{36}{2} + (1+6n))\frac{\pi}{3} = -6\pi - \frac{\pi}{3} - 2n\pi$

Pour la même raison que ci-dessus, cette composante ne crée pas non plus de déséquilibre.

Pour J3 : $(\frac{20}{2} - (1+6n))\frac{\pi}{3} = \frac{10}{3}\pi - \frac{\pi}{3} - 2n\pi$ et $-(\frac{20}{2} + (1+6n))\frac{\pi}{3} = -\frac{10}{3}\pi - \frac{\pi}{3} - 2n\pi$

Cette composante crée un déséquilibre car on ne retrouve pas un déphasage de $\frac{\pi}{3}$ (à $2.\pi$ près) entre les courants de deux groupes consécutifs du bobinage primaire.

Pour J4 : $(\frac{20-36}{2} - (1+6n))\frac{\pi}{3} = -\frac{8}{3}\pi - \frac{\pi}{3} - 2n\pi$ et $-(\frac{20-36}{2} + (1+6n))\frac{\pi}{3} = \frac{8}{3}\pi - \frac{\pi}{3} - 2n\pi$

cette composante introduit à nouveau un déséquilibre.

Ce raisonnement sur les courants de deux groupes primaires voisins montre que ce sont les harmoniques liés à la denture du rotor qui engendrent le déséquilibre, ce qui justifie la périodicité égale au pas dentaire rotorique observée dans le tableau 3 ci-dessus.

Il est donc normal que les courants statoriques déduits par un calcul en magnétodynamique complexe soient déséquilibrés même lorsque les tensions imposées sont équilibrées. Il reste à trouver un moyen pour retrouver la valeur correcte des courants statoriques qui est indépendante de la position du rotor par rapport au stator.

b.1.2 Calcul de la valeur correcte des courants statoriques

On a montré récemment [60], qu'il existe certaines relations entre les harmoniques d'espace de l'induction dans l'entrefer et les composantes symétriques des courants induits. Dans [57], on montre que le calcul des composantes symétriques des courants dans les bobines primaires permet de résoudre le problème du déséquilibre de ceux-ci. En effet, on montre, après un calcul relativement long [57], **que, pour avoir des courants équilibrés, l'une au moins des conditions suivantes qui découlent du calcul des composantes symétriques des courants des groupes sous une paire de pôles, ne doit pas être vérifiée :**

$$\frac{R}{p} + k - 1 - 6n = r.K1$$

$$-\frac{R}{p} + k - 1 - 6n = r.K2 \quad (136)$$

$$\frac{R-S}{p} + k - 1 - 6n = r.K3$$

$$-\frac{R-S}{p} + k - 1 - 6n = r.K4$$

Où :

S, R désignent toujours le nombre d'encoches au primaire et au secondaire, respectivement,

p : le nombre de paires de pôles,

n : le rang de l'harmonique considéré,

k : l'ordre de la composante symétrique calculée,

K1, K2 K3 et K4 des entiers naturels,

r : le nombre de groupes de conducteurs primaires par paires de pôles (6 pour la machine inversée).

Pour la machine asynchrone inversée étudiée, les relations (136) deviennent :

$$9+k-6n = 6 K1 \quad (a)$$

$$-11+k-6n = 6 K2 \quad (b)$$

$$-9+k-6n = 6 K3 \quad (c)$$

$$7+k-6n = 6 K4 \quad (d)$$

On peut vérifier que les équations (a) et (c) n'admettent de solutions que lorsque k prend la valeur 3, c'est-à-dire pour la composante directe d'ordre 3 qui est généralement faible lorsque le neutre est isolé comme c'est le cas pour la machine inversée ; les équations (b) et (d) n'admettent de solutions que lorsque k prend la valeur 5, c'est-à-dire pour la composante symétrique d'ordre 5. En revanche, la composante directe d'ordre 1 (k=1), pour ce système de courants (ce qui correspond à la composante symétrique d'ordre p pour la machine entière), ne vérifie aucune des équations ci-dessus : elle sera donc la seule composante symétrique indépendante de la position du rotor ; le tableau 3 ci-dessus montre bien ce résultat.

Un raisonnement analogue et des conclusions similaires pourront être appliqués aux courants secondaires (dans les barres) [60].

En résumé, pour le calcul des courants primaire et secondaire à partir d'une solution en magnétodynamique complexe et pour résoudre le problème de la dépendance de ces courants avec la

position du rotor par rapport au stator, on prendra la composante symétrique d'ordre p (ou d'ordre un si l'on considère une paire de pôles) aussi bien pour les courants primaires que pour les courants des barres.

b.2 Résolution en linéaire

La figure 21 montre la variation des paramètres du schéma équivalent en fonction de la vitesse. Elle met en évidence un résultat classique qui est l'augmentation de la résistance secondaire à cause de l'effet de peau. Les réactances de fuites varient peu et la réactance magnétisante reste constante à cause de l'absence de la saturation.

b.2 Résolution en non linéaire

Nous avons déterminé les paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone inversée en tenant compte de la saturation car, en fonctionnement normal, la machine asynchrone est toujours saturée.

La figure 22 montre les variations des paramètres du schéma équivalent calculés par la méthode du diagramme vectoriel en fonction de la vitesse pour deux valeurs de la tension d'alimentation : 100 % et 150 % de la tension nominale par phase (127 V), respectivement.

Quand la vitesse augmente, le glissement diminue ainsi que l'effet de peau dans les barres de la cage ; ceci conduit à la diminution de la résistance secondaire ramenée au primaire R'_2 et à l'augmentation de la réactance de fuite secondaire ramenée au primaire. La réactance de fuite primaire ne varie que très peu car l'effet de peau au primaire n'est pas très important (absence des conducteurs massifs).

A tension donnée, la réactance de magnétisation X_m diminue à cause des courants élevés à basse vitesse. En effet, la saturation des trajets du flux de fuite pourrait conduire à un phénomène d'intersaturation entre celui-ci et le trajet du flux principal [41].

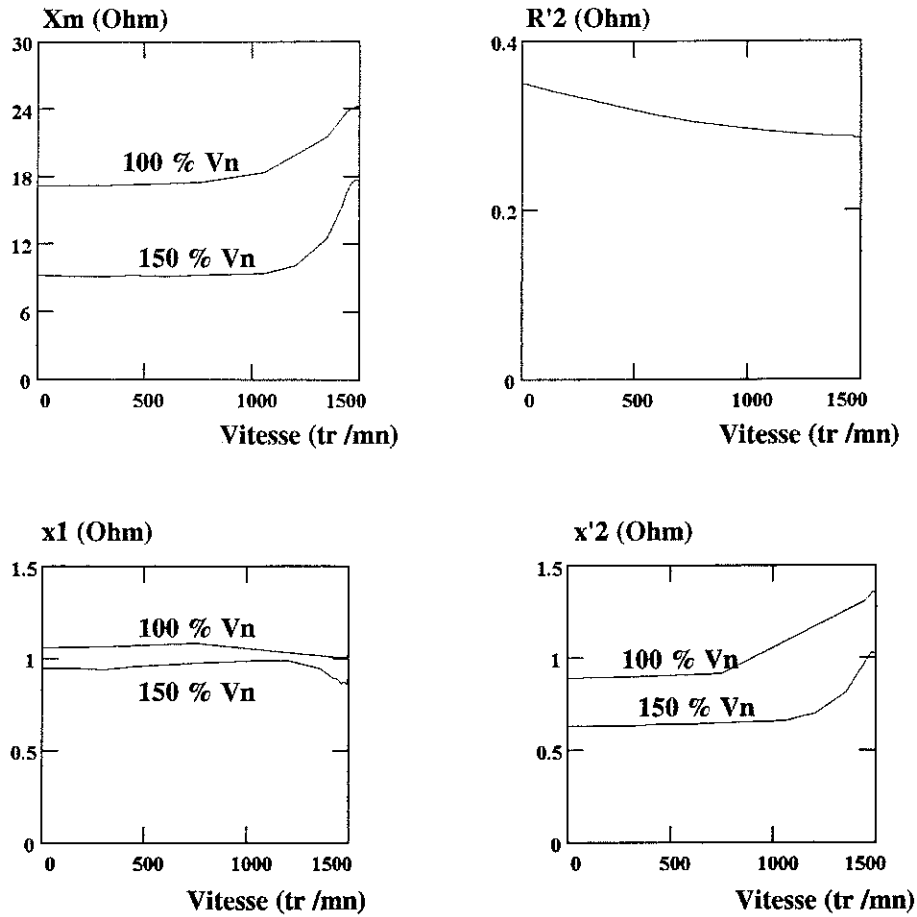


Figure 22 Variation des paramètres du schéma équivalent pour différentes valeurs de la tension

Nous avons tracé à la figure 23 les courbes du couple et du courant primaire calculés à partir du schéma équivalent identifié. On peut noter que le couple, au démarrage, est assez important de l'ordre du couple nominal de la machine (34 Nm), ce qui est dû à l'effet de peau dans les barres massives. Le courant, au démarrage, atteint une valeur égale à presque 5 fois la valeur du courant nominal. Le couple maximal est de l'ordre de 60 Nm (à peu près le double du couple nominal).

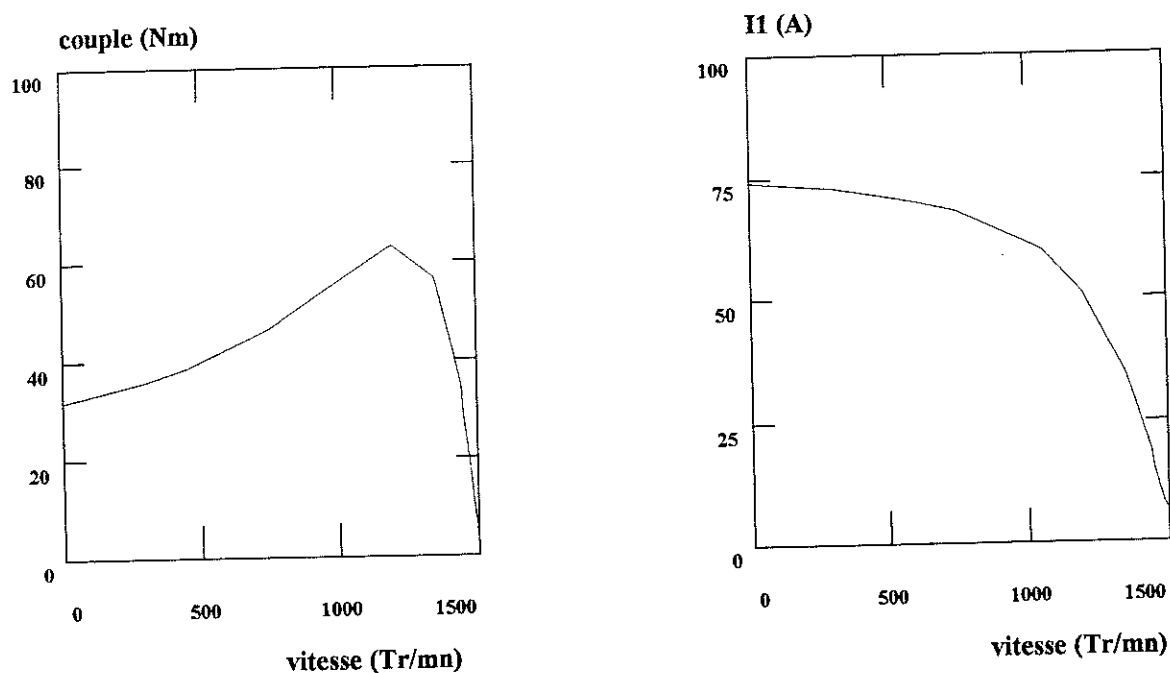


Figure 23 Caractéristiques calculées par le schéma équivalent

Les figures 24 et 25 comparent les caractéristiques du courant primaire et du couple, calculés par le schéma équivalent aux caractéristiques mesurées sur une plage de vitesse allant du synchronisme jusqu'à un glissement de 6% donnant un couple dépassant le couple maximal du couplemètre utilisé. Les erreurs de mesures sont de l'ordre de 5 %.

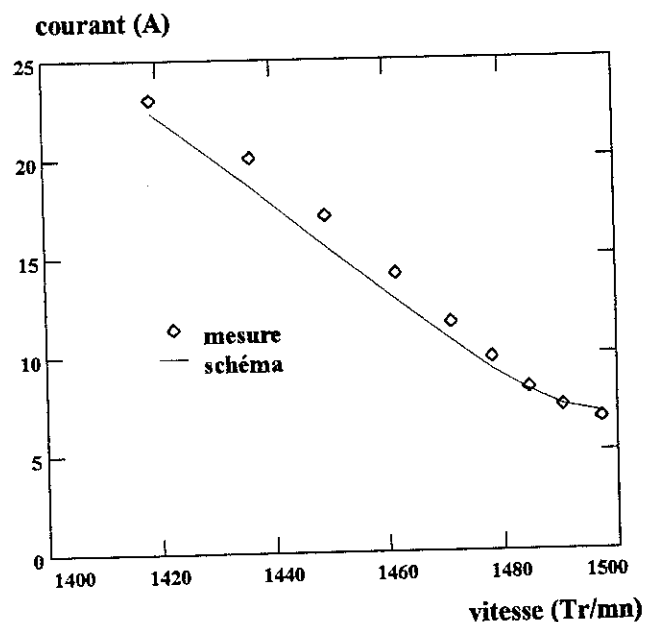


Figure 24 Comparaison des courants primaires calculé et mesuré

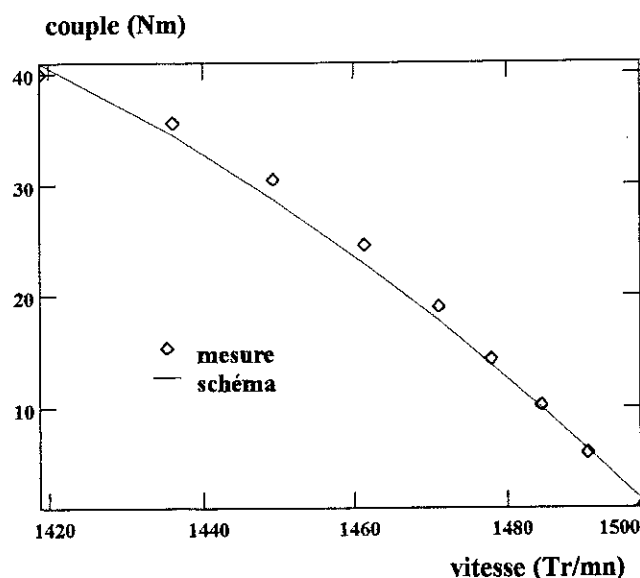


Figure 25 Comparaison des couples calculé et mesuré

Les écarts entre les valeurs calculées et mesurées pourraient être expliqués par les causes suivantes :

- La simulation de la machine en 2D, les réactances des têtes de bobines et des anneaux de court-circuit étant estimées approximativement par un calcul analytique.
- La variation des résistances primaires et secondaires avec la température qui n'est pas prise en compte dans la simulation ; cette variation peut être assez importante : pour les têtes de bobines, par exemple, la température varie de 50° C à la marche à vide à 90° C pour une charge de l'ordre de 1.4 fois le couple nominal.
- La rotation et la saturation qui ne sont pas prises en compte de façon rigoureuse dans la magnétodynamique complexe.
- Les pertes fer et les pertes supplémentaires sont négligées.

Néanmoins, ces écarts restent, dans tous les cas, inférieurs à 10 %. On peut conclure que le schéma équivalent à paramètres variables que nous avons obtenu représente, de façon satisfaisante, le fonctionnement de la machine sur une large plage de vitesse.

Enfin, pour valider la résolution par la magnétodynamique complexe qui est à la base du schéma équivalent identifié, nous avons comparé aux figures 26 et 27, les courants primaires mesurés à l'aide d'un système performant : le DSA (Digitizing Signal Analyzer 602A) et les courants obtenus par la magnétodynamique complexe à vide et en charge, respectivement. Enfin, nous avons comparé les courants calculés par la magnétodynamique complexe à ceux mesurés par le DSA à l'arrêt, la machine étant alimentée sous tension réduite. A cause de l'absence de la saturation et de la

rotation, le calcul par la méthode de la magnétodynamique complexe donne de très bons résultats comme le montre la figure 26.

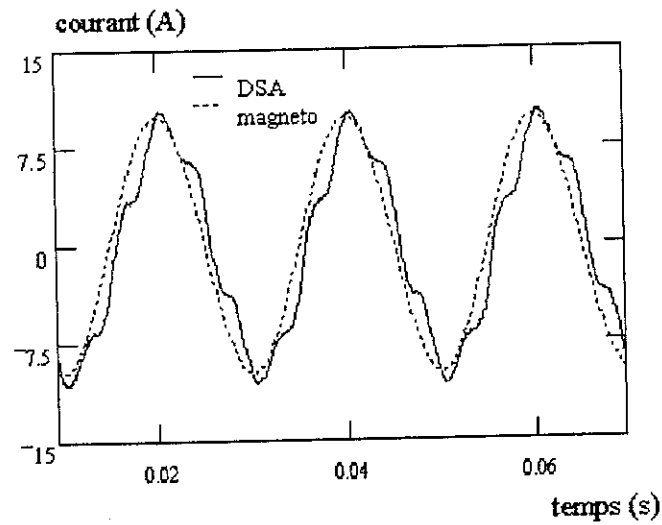


Figure 26 courants primaires mesuré à vide et calculé par la magnétodynamique complexe

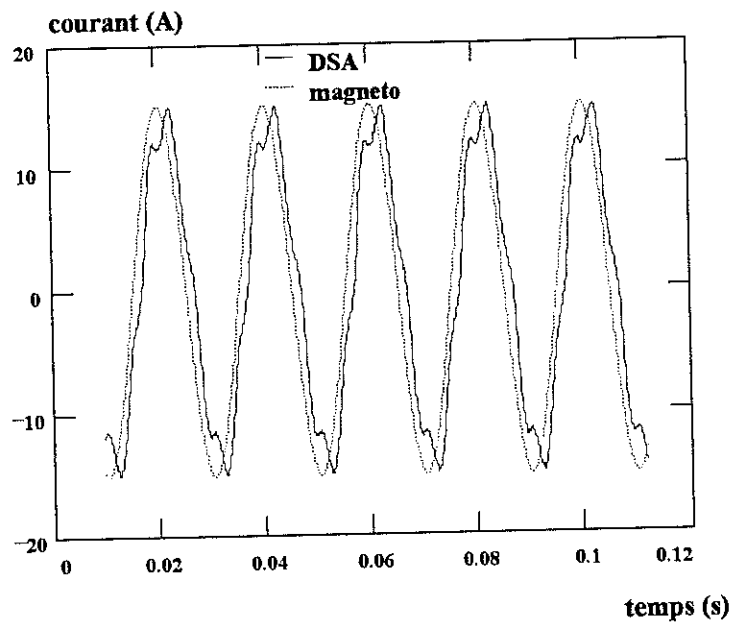


Figure 27 courant primaire mesuré en charge et calculé par la magnétodynamique complexe

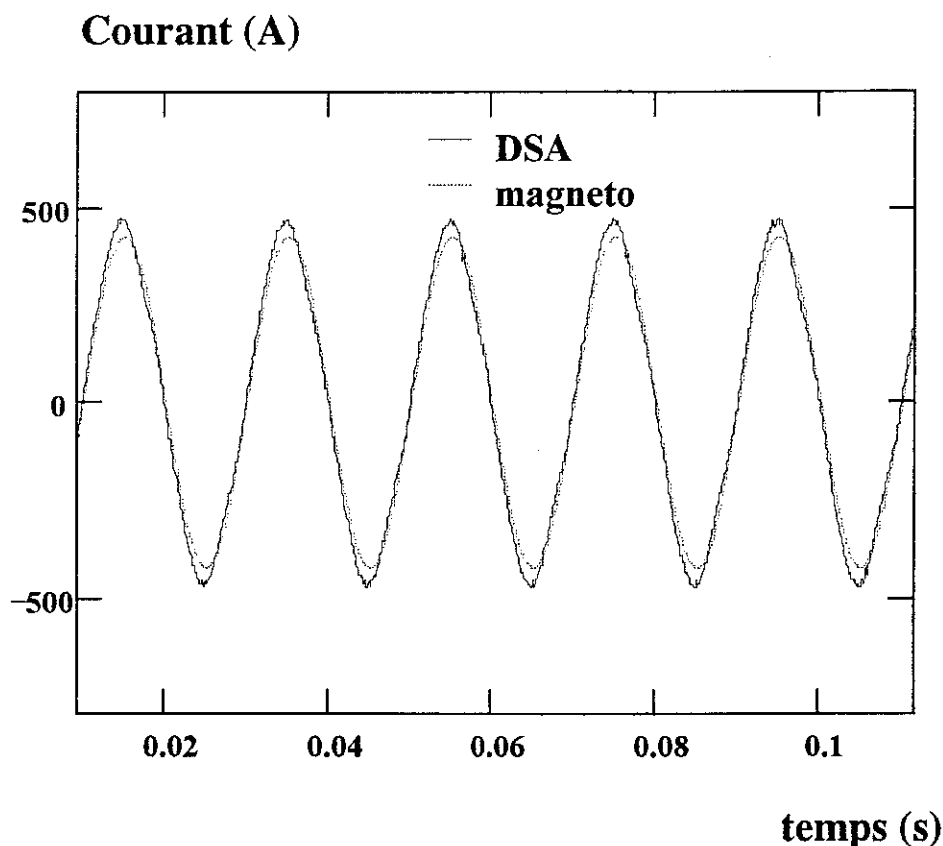


Figure 28 courant primaire mesuré en court-circuit à tension réduite et calculé par la magnétodynamique complexe

4.3. CONCLUSION

Nous avons développé une méthode basée sur l'utilisation du diagramme vectoriel classique de la machine asynchrone qui permet la détermination des paramètres du schéma équivalent à partir d'une résolution en magnétodynamique complexe.

Nous avons montré que, lors de l'alimentation par des sources de tensions équilibrées, les courants primaires présentent un déséquilibre lié aux harmoniques d'espace et en particulier aux harmoniques de denture.

L'utilisation de la composante symétrique d'ordre p permet de résoudre le problème du déséquilibre des courants et fournit une valeur indépendante de la position du rotor par rapport au stator.

La comparaison des caractéristiques du couple et du courant primaire, calculés par le schéma équivalent identifié, avec les résultats des mesures expérimentales montre la validité de cette méthode.

Pour une plus grande précision (prise en compte de la rotation et de la saturation de la machine), la résolution en pas à pas dans le temps doit être utilisée. Cependant, cette méthode est

assez lourde à mettre en oeuvre, comme nous l'avons déjà signalé. Notamment, la durée nécessaire pour atteindre le régime permanent, qui peut être le seul qui nous intéresse, est très grande. Pour résoudre ce problème, nous allons proposer au paragraphe suivant, une méthode qui permet d'atteindre le régime permanent de façon rapide tout en faisant la résolution en pas à pas dans le temps.

5. SIMULATION DE LA MACHINE INVERSEE EN PAS A PAS DANS LE TEMPS

L'étude d'un dispositif électromagnétique bidimensionnel en régime transitoire conduit à résoudre l'équation aux dérivées partielles sur le potentiel vecteur magnétique :

$$\text{Ro}\vec{l}\left(\frac{1}{\mu}\text{Ro}\vec{l}(\vec{A})\right) = -\sigma\frac{\partial\vec{A}}{\partial t} + \vec{J}_s + \text{Ro}\vec{l}(\vec{H}_c) \quad (137)$$

où

ν	:	est la perméabilité du matériau
\vec{A}	:	le potentiel vecteur
σ	:	la conductivité du matériau
\vec{J}_s	:	la densité du courant source
\vec{H}_c	:	le champ coercitif des aimants

On peut notamment étudier le démarrage de la machine asynchrone.

5.1. SIMULATION DU DEMARRAGE DE LA MACHINE INVERSEE

Nous avons simulé, en pas à pas dans le temps, le démarrage de la machine asynchrone inversée sous une faible charge ($g=1.04\%$ en régime permanent). Les figures 29, 30 et 31 montrent l'évolution des courants absorbés par les trois phases du primaire.

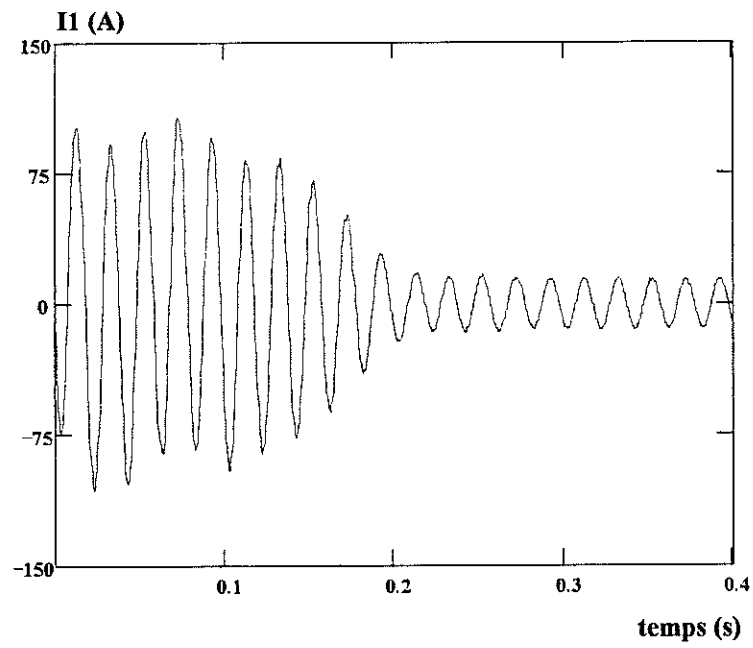


Figure 29 *Courant dans la première phase du primaire au démarrage*

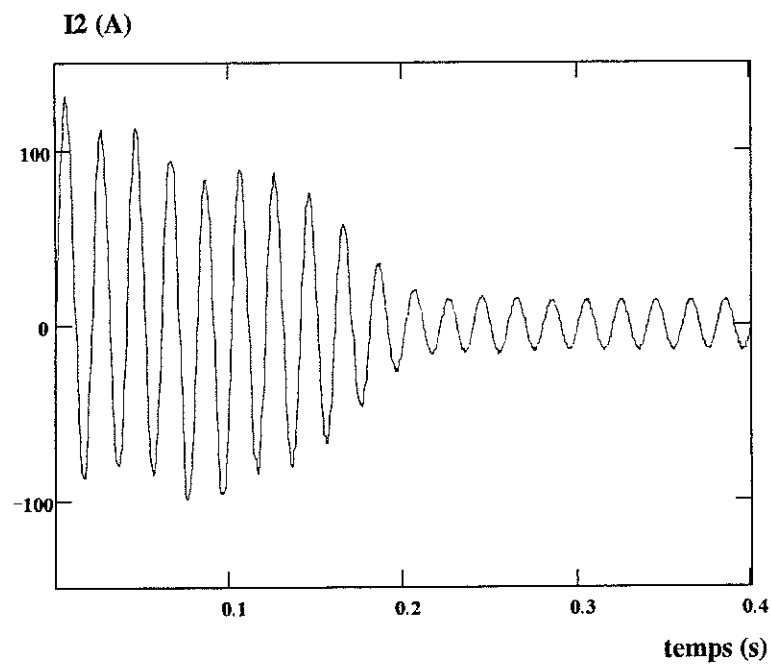


Figure 30 *Courant dans la deuxième phase du primaire au démarrage*

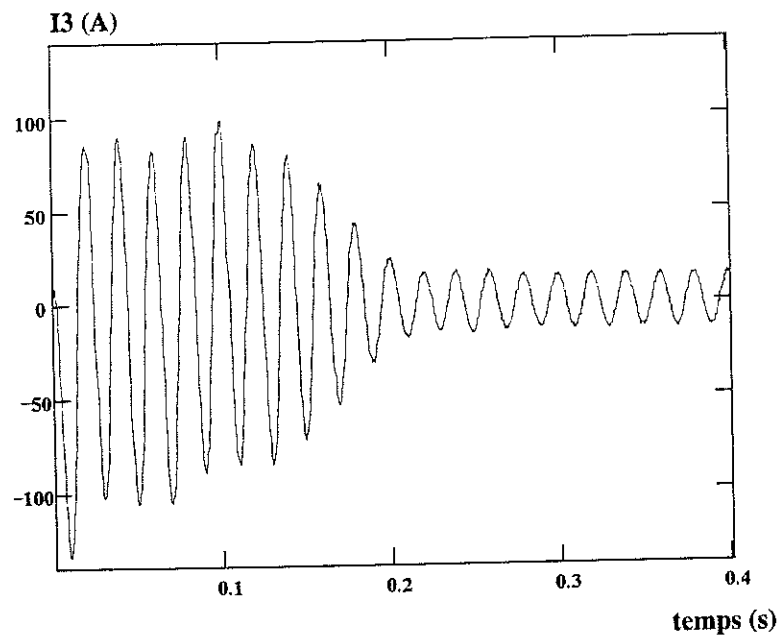


Figure 31 Courant dans la troisième phase du primaire au démarrage

Les figures 32 et 33 montrent respectivement l'évolution du couple et de la vitesse pendant toute la durée du démarrage et jusqu'au régime permanent.

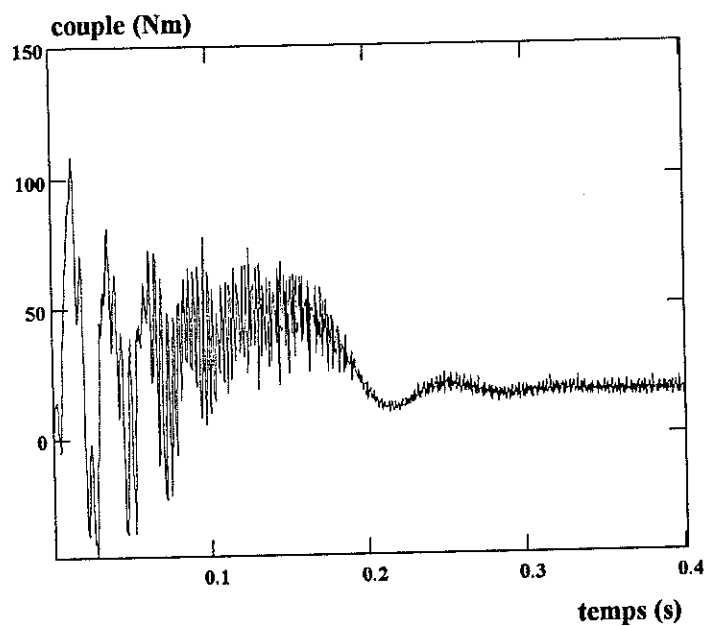


Figure 32 Evolution du couple au démarrage

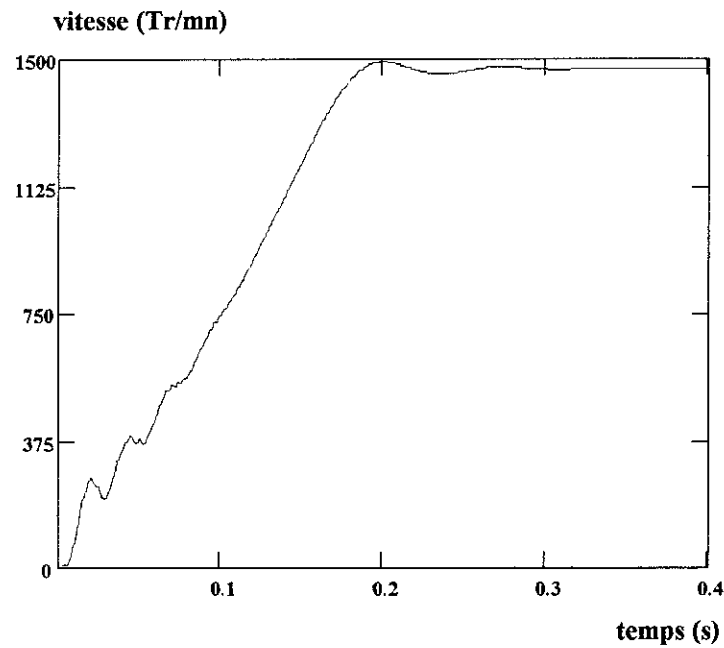


Figure 33 Evolution de la vitesse au démarrage

On remarque les grandes oscillations du couple au début du démarrage, accompagnées de courants primaires importants de l'ordre de 5 fois le courant en régime permanent. Le régime permanent mécanique est atteint au bout de 0.3s.

5.2. INITIALISATION DE LA RESOLUTION EN PAS A PAS A PARTIR DE LA SOLUTION MAGNETODYNAMIQUE

Lorsque l'on s'intéresse uniquement au régime permanent de la solution, il n'est pas nécessaire de démarrer la solution en pas à pas à partir d'une solution initiale nulle. Plus on est proche de la solution en régime permanent, plus le transitoire de calcul sera court. D'où l'idée de démarrer la résolution en pas à pas dans le temps à partir de la solution obtenue en magnétodynamique complexe.

La figure 34 compare l'évolution du courant absorbé par une phase primaire obtenu avec une résolution en pas à pas dans le temps avec une solution initiale nulle et avec une solution initiale fournie par la magnétodynamique complexe, pour un glissement en régime permanent de 1.04 %, qui est proche du glissement nominal de la machine.

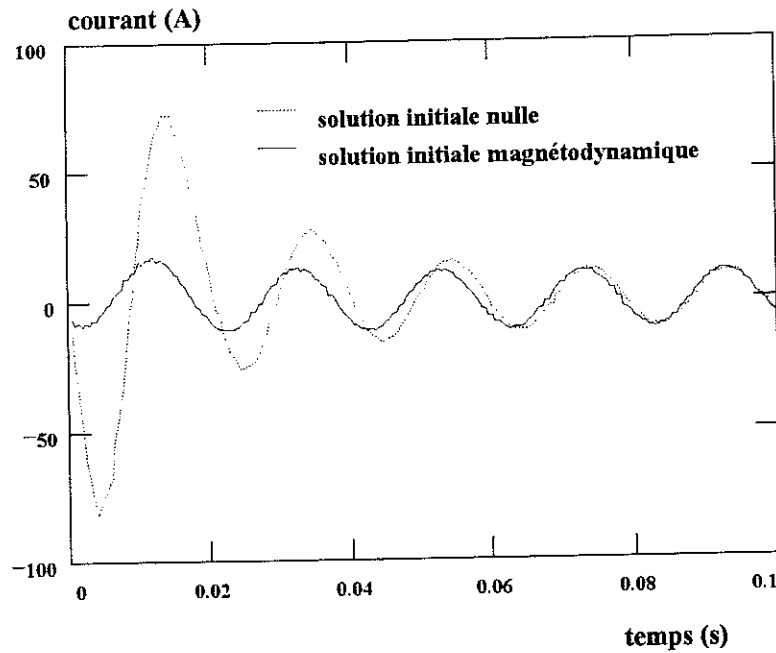


Figure 34 Comparaison des résolutions en pas à pas dans le temps avec une solution initiale nulle et avec la solution de la magnétodynamique complexe

On remarque que les deux solutions se confondent en régime permanent mais la résolution avec une solution initiale magnétodynamique présente un transitoire numérique très court qui dure moins d'une période électrique. Le temps nécessaire pour atteindre le régime permanent, par rapport à la résolution en pas à pas dans le temps avec une solution initiale nulle, peut être réduit d'un facteur 3 [61].

Il est intéressant de comparer la solution obtenue par le pas à pas dans le temps avec solution initiale magnétodynamique à celle obtenue par la résolution en magnétodynamique complexe.

Nous avons comparé le courant primaire obtenu en régime permanent par les deux méthodes. Il faut préciser que pour la solution en magnétodynamique complexe, nous avons pris la composante symétrique d'ordre p des courants des phases car elle donne une valeur indépendante de la position du rotor par rapport au stator. Les figures 35 et 36 montrent les résultats obtenus pour deux valeurs de glissement : respectivement $g=1.04\%$ et $g=100\%$

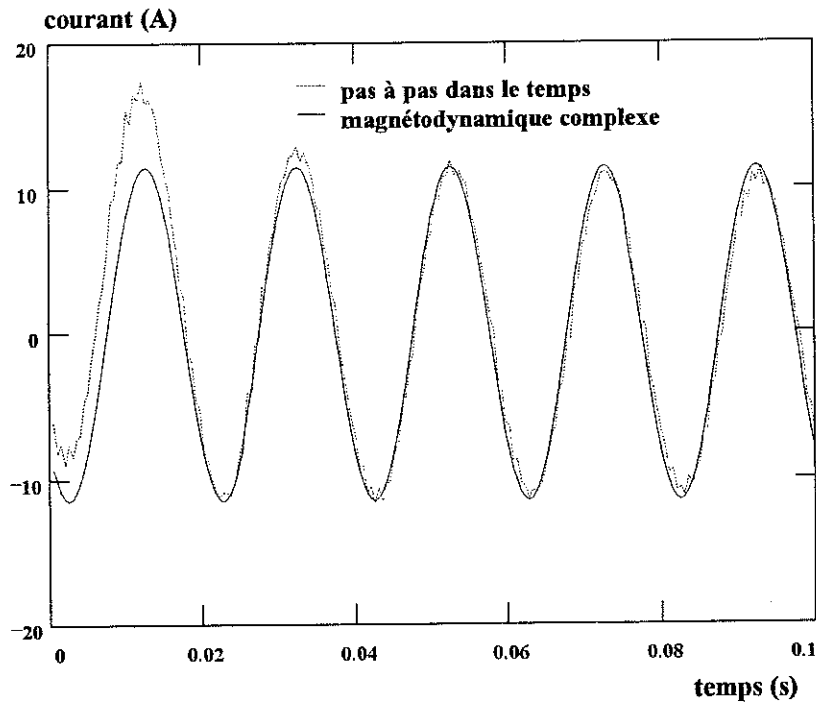


Figure 35 Comparaison des solutions pas à pas dans le temps et magnétodynamique complexe en régime permanent pour $g = 1.04 \%$

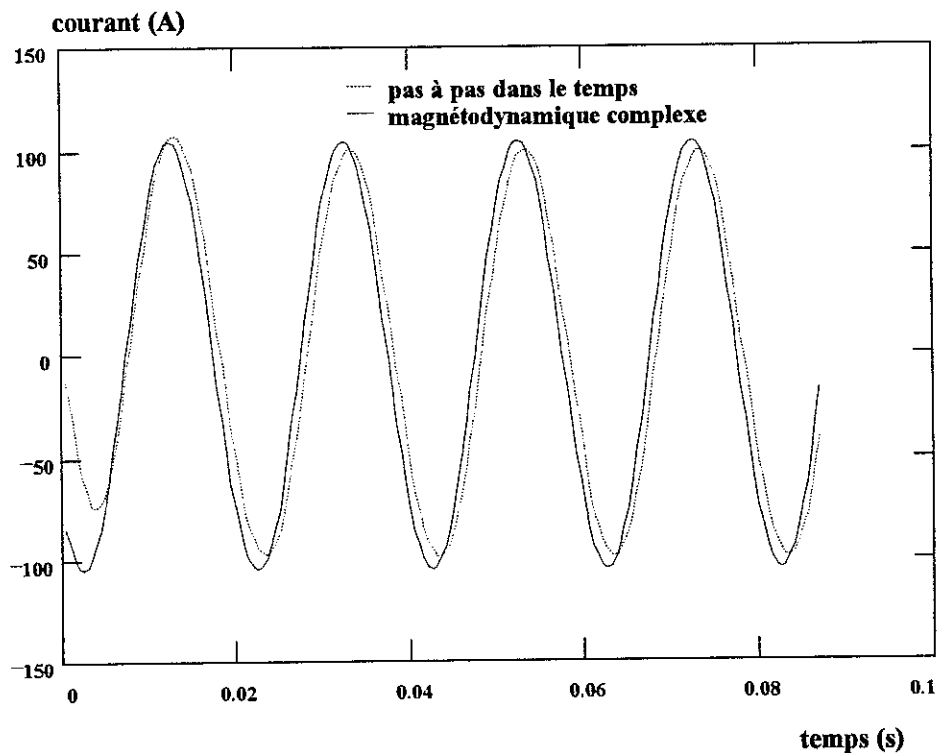


Figure 36 Comparaison des solutions pas à pas dans le temps et magnétodynamique complexe en régime permanent pour $g = 100 \%$

Ces courbes montrent que la composante symétrique d'ordre p des courants primaires obtenus par la magnétodynamique complexe permet de trouver une valeur du courant qui est très proche de celle fournie par la résolution en pas à pas dans le temps.

5.3. CONCLUSION

L'initialisation de la résolution en pas à pas dans le temps, à partir de la solution magnétodynamique complexe, est un moyen efficace pour atteindre rapidement le régime permanent. Ainsi, lorsque l'on s'intéresse uniquement à ce régime, cette méthode nous permet d'avoir relativement rapidement une solution précise qui prend bien en compte la rotation du rotor et la saturation du circuit magnétique.

6. CONCLUSION

On a montré dans ce chapitre, la possibilité de calculer les paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis. Nous avons développé une méthode de détermination des paramètres du schéma équivalent à partir d'une modélisation par la magnétodynamique complexe de la machine asynchrone. Le couplage avec les équations de circuit et la bande de roulement implantés dans le logiciel Flux2D se sont avérés être deux outils très importants pour la modélisation de la machine asynchrone.

Les paramètres du schéma équivalent identifié ne sont pas constants mais varient avec le régime de fonctionnement de la machine, à cause de la saturation et de l'effet de peau.

A cause des harmoniques de denture, les courants primaires obtenus à partir du calcul en magnétodynamique complexe en utilisant des sources de tension sinusoïdales équilibrées sont déséquilibrés. Ce déséquilibre est accentué par la saturation qui introduit des harmoniques supplémentaires que nous n'avons pas considérés. Ceci nous a amené à prendre la composante symétrique d'ordre p de ces courants qui permet de résoudre ce problème. Nous avons appliqué le même procédé pour les courants dans les barres.

La comparaison des caractéristiques globales de la machine (couple, courant) mesurées avec celles calculées à partir de ce schéma équivalent donne des résultats satisfaisants.

Pour bien prendre en compte le mouvement du rotor et la saturation, on peut affiner la solution magnétodynamique complexe en faisant une résolution en pas à pas dans le temps qui part de cette dernière pour atteindre rapidement le régime permanent. Pour la machine inversée, les deux solutions fournies par les deux méthodes de résolution sont assez proches.

Enfin, cette méthode de calcul des paramètres du schéma équivalent pourrait être généralisée pour tenir compte de certains éléments négligés dans le schéma que nous avons identifié : par exemple, la résistance représentant les pertes fer. La prise en compte de la variation des résistances avec la température pourra être traitée en considérant pour les bobines et la cage, une résistivité qui dépend de la température.

Chapitre IV

Identification du schéma équivalent de la machine asynchrone à partir de la réponse fréquentielle à l'arrêt

1. INTRODUCTION

La modélisation de la machine asynchrone par le schéma équivalent, que nous avons présenté aux chapitres précédents, reste limitée au régime permanent. Le fonctionnement des machines asynchrones, lors du démarrage, de l'application d'un couple de charge ou tout simplement lorsqu'elles sont alimentées par un convertisseur statique (ce qui est de plus en plus fréquent), est accompagné d'un régime transitoire, du couple électromagnétique par exemple, de pertes harmoniques et d'autres phénomènes liés à la fréquence que le schéma équivalent classique ne peut pas prendre en compte. De plus, dans le cas de la commande vectorielle, la machine étant alimentée par un convertisseur statique, les courants statoriques ne sont plus parfaitement sinusoïdaux et le champ créé dans l'entrefer ne tourne pas régulièrement. Lorsque la machine est alimentée en courant, le champ magnétique, dans l'entrefer, avance par saccades et, en toute rigueur, on ne pourra plus parler de régime permanent.

L'adoption d'un schéma équivalent avec paramètres secondaires variant avec la fréquence [63], [64], [65] permet de gagner en précision. Cependant, pour l'étude en régime dynamique des machines où l'effet de peau est très prononcé (machines à rotor massif, cage profonde, etc.), on obtient des modèles plus réalistes en prenant un nombre accru de circuits secondaires et de constantes de temps [66].

Au cours des ans, différents modèles ont été développés. Ces modèles sont déduits principalement à partir d'essais que l'on peut classer en deux catégories :

- a) Essais dans le domaine temporel
- b) Essais dans le domaine fréquentiel

Dans ce chapitre, nous développerons une méthode d'identification dans le domaine fréquentiel connue sous le nom de réponse fréquentielle à l'arrêt ou SSFR (Stand Still Frequency Response). Cette méthode sera appliquée expérimentalement et en simulation à la détermination de différents schémas équivalents d'une machine asynchrone.

2. IDENTIFICATION TEMPORELLE ET FREQUENTIELLE DES MACHINES ELECTRIQUES

Dans le cas général, même si les paramètres de la machine peuvent être connus avec précision lors de son dimensionnement, les tolérances de fabrication font que les paramètres obtenus sont assez différents de ceux estimés à la conception. Les paramètres effectifs de la machine doivent aussi être déterminés par des essais entrées/sorties [67].

Les essais temporels consistent à provoquer un régime transitoire aux bornes de la machine (court-circuit, échelon de tension ou de courant) et à étudier la réponse de la machine. L'identification des paramètres se faisait classiquement par des techniques graphiques plus ou moins précises [68], [69]. Maintenant, il est aberrant d'estimer graphiquement les constantes de la machine puisque l'on se sert de plus en plus de programmes sophistiqués de calcul des champs pour prendre en compte les particularités structurelles de la machine [70]. C'est pourquoi, récemment, les techniques de l'automatique et de la programmation non linéaire sont de plus en plus mises en oeuvre pour identifier les paramètres des machines à partir de leurs réponses temporelles ou fréquentielles [66], [67], [61], [62], [63].

Les essais temporels d'identification ont certaines limitations :

- a) Les modèles d'ordre supérieurs à deux ne peuvent être identifiés de façon satisfaisante. En effet, l'ordre supérieur du modèle est déterminé par le spectre du signal d'entrée. Pour un échelon de tension par exemple, l'amplitude pour les faibles fréquences est plus importante que pour les fréquences élevées comme le montre la figure 1. L'amplitude du signal à 1 kHz peut être atténuée de presque 20 dB par rapport à l'amplitude à 10 Hz et le signal au-dessus de 1kHz est relativement faible [74].
- b) Ils exigent un équipement assez particulier. En effet, pour avoir un signal en échelon la source doit se comporter comme un générateur parfait.
- c) Les courants peuvent atteindre en régime transitoire des valeurs assez élevées (essai de court-circuit), ce qui peut constituer un risque pour la machine testée. D'autre part, si l'on utilise des signaux faibles (réponse à un échelon), l'inductance mutuelle peut varier avec le niveau de courant. Ainsi, on est amené à analyser un système variant avec le temps, ce qui est très difficile à faire.
- d) Pour avoir un modèle précis, plusieurs décades de fréquence sont nécessaires ; l'intervalle d'échantillonnage dans un essai temporel, peut être tel que cet essai ne devient plus pratique.
- e) Le choix des signaux d'excitation est critique, par exemple, un signal SBA (séquence binaire aléatoire) donne des résultats plus précis et pour une période de calcul trois fois moins élevée que pour un signal échelon [66].

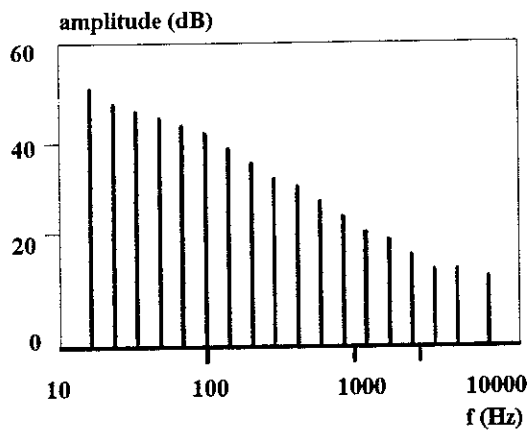


Figure 1 Spectre de l'échelon de tension utilisé dans les essais temporels

Les essais fréquentiels ont été largement utilisés pour l'identification des paramètres de la machine synchrone [71], [74], [75], [76], [77]. Récemment, la méthode de la réponse fréquentielle à l'arrêt (StandStill Frequency Response ou SSFR) a été appliquée à la machine asynchrone expérimentalement [73], [78] ou en simulant l'essai [79].

Cette méthode a les avantages suivants :

- 1) Elle permet d'identifier des modèles d'ordre supérieur à deux (rotor massif). En effet, le signal sinusoïdal utilisé excite toutes les fréquences pratiquement avec la même amplitude.
- 2) Des courants sinusoïdaux de faible amplitude sont utilisés [75], ce qui rend cet essai réalisable sans risque pour la machine.
- 3) L'essai étant fait à l'arrêt, celui-ci peut être réalisé pendant les périodes de maintenance des machines [78].
- 4) Les signaux sinusoïdaux sont faciles à corrélérer en présence du bruit de mesure.
- 5) L'information obtenue simultanément sur le module et sur la phase est très utile pour la synthèse de la fonction de transfert de la machine.
- 6) Cet essai est facile à mettre en oeuvre et ne demande pas d'équipement particulier.

En contrepartie, cet essai a certaines limitations :

- a) La machine étant identifiée à l'arrêt, les modèles déduits ne tiennent pas compte des harmoniques de perméance apparaissant pendant la rotation.
- b) Les modèles déduits sont des modèles de petits signaux, la saturation n'est pas prise en compte de façon correcte [75], [77]. Certains auteurs proposent cependant des facteurs de corrections pour en tenir compte [78].
- c) Les signaux sont bruités, notamment en basse fréquence, où l'effet de la résistance primaire se fait sentir, ce qui peut causer des erreurs dans l'estimation des paramètres du modèle [71].

Les essais d'identification temporels et fréquents ne sont pas concurrents mais au contraire ils sont complémentaires. Une combinaison judicieuse de ces techniques permet de réduire les erreurs du modèle qui sont inhérentes à chaque technique prise séparément [71], [77].

Dans ce qui suit, nous développerons la méthode d'identification fréquentielle SSFR par la mesure et par la simulation et nous l'appliquerons à la recherche du circuit équivalent de la machine asynchrone inversée (cage au stator).

3. METHODE D'IDENTIFICATION FREQUENTIELLE SSFR

3.1 INTRODUCTION

Un circuit linéaire complexe formé par des composants passifs (résistances, inductances non saturables) peut être représenté par un schéma équivalent déduit de mesures de tension et de courant aux bornes du circuit sur une certaine plage de fréquence [89].

Les machines électriques, linéaires dans la théorie de Park, peuvent être traitées de façon unifiée lorsque les valeurs de certaines grandeurs caractéristiques de leur modèle sont connues [68], [81]. Ces grandeurs, qui déterminent le comportement dynamique de la machine, sont les réactances opérationnelles longitudinale et transversale $X_d(p)$ et $X_q(p)$ [68], [69], [82]. L'identification de la machine consiste en deux étapes principales :

- a) Déterminer les grandeurs caractéristiques ci-dessus par la mesure.
- b) Déterminer les paramètres du schéma équivalent connaissant les réactances opérationnelles et certaines grandeurs complémentaires (résistance primaire).

Cette méthode est donc applicable aussi bien à la machine synchrone qu'à la machine asynchrone. La mesure consiste à injecter des courants ou des tensions sinusoïdaux de faibles amplitudes [75] pour éviter la saturation et l'échauffement à deux phases de la machine à l'arrêt. La fréquence de ces signaux varie de quelques mHz jusqu'à quelques centaines de Hz. L'impédance (l'admittance) de la machine est déterminée en module et en phase pour chaque fréquence. La

réponse au voisinage du Hz, pour une machine asynchrone, représente les conditions de fonctionnement normales ; à 50 Hz, l'effet de peau est similaire à celui apparaissant au démarrage de la machine. Les fréquences élevées correspondent aux harmoniques d'ordre supérieur. La fonction de transfert ainsi mesurée est utilisée pour déduire un schéma équivalent de la machine comme cela est expliqué ci-dessous.

3.2 DESCRIPTION DE L'ESSAI [75]

La figure 2 montre la configuration de l'essai expérimental.

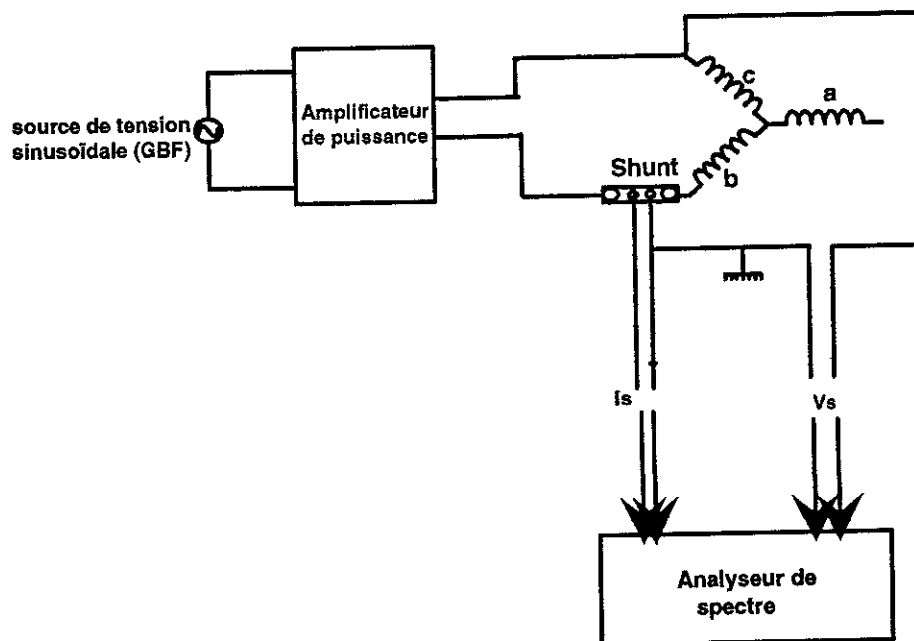


figure2 schéma synoptique de l'essai de la réponse fréquentielle (SSFR)

Remarquons que le moteur peut être alimenté de deux façons différentes comme l'indique la figure 3

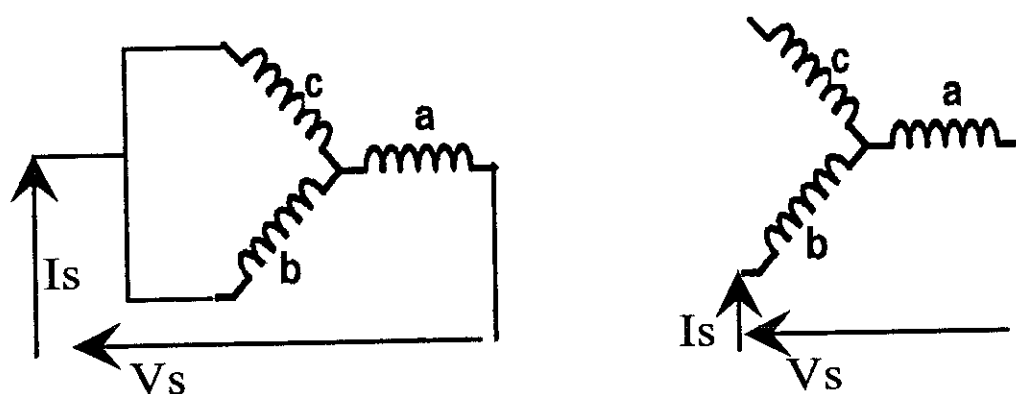


figure3 différentes façons de connecter les phases de la machine
a) deux phases en parallèle
b) une phase déconnectée

Nous avons préféré la connexion (b) car la connexion (a) pose certains problèmes. En effet, en basses fréquences, l'impédance du moteur est très faible, donc insuffisante pour éviter un

déséquilibre des courants dans les deux branches parallèles dû aux fils de connexion entre les deux phases et entre celles-ci et l'alimentation.

La source variable (GBF) délivre des courants de fréquence variable (10^{-2} Hz jusqu'à 1 KHz) qui seront amplifiés avant d'être injectés dans les phases du moteur. Les tensions et les courants mesurés sont traités par un analyseur de spectre qui fournit le module et la phase de l'impédance (admittance) mesurée à partir des fondamentaux des tensions et des courants.

Les principales différences par rapport à un essai SSFR classique conduit sur une machine synchrone sont [73] :

- 1) La machine asynchrone ne possède pas d'enroulement d'excitation et l'enroulement secondaire correspond aux amortisseurs de la machine synchrone. Donc, il n'y a pas de quantités relatives à l'enroulement d'excitation à mesurer.
- 2) Le rotor de la machine asynchrone étant symétrique électriquement, son positionnement n'est donc pas nécessaire.
- 3) La machine asynchrone étant symétrique, il n'est pas nécessaire de faire des mesures séparées selon les axes direct d et transversal q .

L'essai SSFR exige cependant une certaine rigueur pour éviter des erreurs possibles :

- 1) La réactance opérationnelle est évaluée à partir de l'impédance opérationnelle Z et de la résistance primaire R_a par la formule (138).

$$jX(j\omega) = Z(j\omega) - R_a \quad (138)$$

Or, la résistance R_a est l'une des causes principales des erreurs d'estimation des paramètres de la machine à partir de l'essai SSFR [71]. En effet :

- * La résistance des fils de connexion et des contacts doit être prise en compte lors de la mesure à chaud de la résistance R_a .
 - * Il est essentiel que la résistance R_a reste constante durant l'essai. Le moteur devra atteindre une température constante avant de faire l'essai qui est fait rapidement avec des courants de faible amplitude de manière à éviter l'échauffement des enroulements de la machine. Les valeurs mesurées de l'impédance sont stockées et traitées ultérieurement.
 - * La résistance R_a varie avec la fréquence surtout aux très hautes fréquences.
- 2) Le problème de la saturation est difficile à résoudre. En effet, normalement les grandeurs non saturées sont définies au courant nominal I_n et les grandeurs saturées à la tension nominale V_n . L'essai est fait à des courants faibles par rapport à I_n . Cependant, l'expérience a montré que

pendant l'essai SSFR à fréquence nominal f_n , la réactance opérationnelle longitudinale $X(p)$ peut diminuer de presque 20% lorsque le courant varie de 0 à 100 % de sa valeur nominale [74].

La norme [75] et la référence [77] mettent en évidence un phénomène de non-linéarité pour les très faibles valeurs de flux comme présenté sur la figure 4. Les valeurs des inductances obtenues par l'essai SSFR doivent être corrigées, si nécessaire, pour prendre en compte la saturation [75], [78].

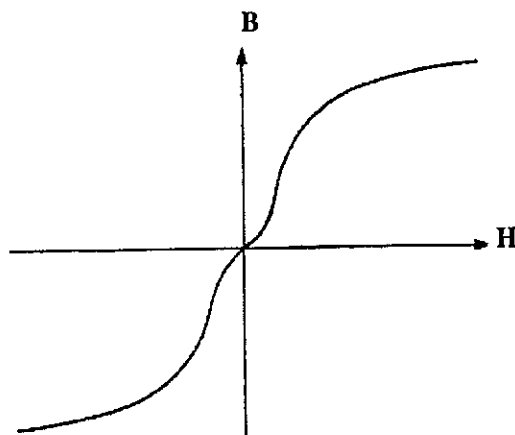


Figure 4 Non linéarité du fer (lieu des extréma des cycles d'Hystérésis)

- 3) Il faut prendre un nombre suffisant de points de mesure, généralement dix points logarithmiquement espacés par décade est un choix raisonnable.

Malgré ces inconvénients, la méthode SSFR reste une méthode efficace.

3.3 IDENTIFICATION DES PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT A PARTIR DES MESURES

Les mesures de tension et du courant faites aux bornes de la machine à l'arrêt en monophasé, pour des fréquences allant de quelques mHz à quelques centaines de Hz, tiennent compte nécessairement de la résistance primaire. La tension et le courant mesurés à une certaine pulsation ω donnent une réactance opérationnelle exprimée par l'équation (138). La résistance primaire peut être mesurée en continu ou estimée comme étant la limite de l'impédance $Z(j\omega)$ lorsque la fréquence tend vers zéro.

Le vrai modèle de la machine est nécessairement un modèle réparti, non linéaire et, par conséquent, difficile à identifier et à exploiter. Aussi choisit-on en pratique un modèle d'ordre réduit 1, 2 ou 3. Les modèles d'ordre 3 décrivent d'une façon satisfaisante les machines à rotor massif [82].

Il faut noter que la phase de la réactance opérationnelle varie avec la fréquence à cause des pertes joule dans la résistance du secondaire et des pertes fer au primaire et au secondaire.

Nous développerons les calculs pour le modèle du deuxième ordre (deux branches au secondaire). Dans le paragraphe suivant, on indiquera comment obtenir les paramètres du schéma équivalent du modèle du troisième ordre (trois branches au secondaire) qui s'avère utile pour l'étude des machines à rotor massif comme nous l'avons déjà mentionné [80].

3.3.1 Schéma équivalent du modèle du deuxième ordre

Le schéma équivalent classique de la machine asynchrone rappelé sur la figure 5.1 est un modèle du premier ordre valable en régime permanent. Il ne peut pas prendre en compte l'effet de peau apparaissant en hautes fréquences et qui conduit à l'augmentation de la résistance secondaire.

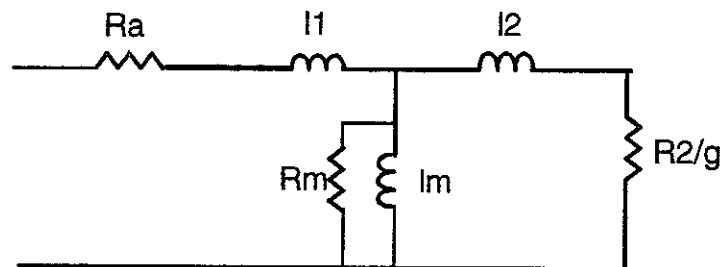


Figure 5.1 Schéma équivalent classique de la machine asynchrone
(modèle d'ordre 1)

Le modèle du second ordre peut décrire les machines à déplacement de courant (cage profonde) ou les machines à double cage en régime dynamique.

La figure 5.2 donne le schéma équivalent général associé à ce modèle. L'inductance L_{23} est la mutuelle de fuites entre les deux circuits secondaires, $X(p)$ représente la réactance opérationnelle du schéma (voir équation (138)) et p désigne l'opérateur de Laplace. Les autres paramètres ont la signification habituelle (La résistance R_m est négligée).

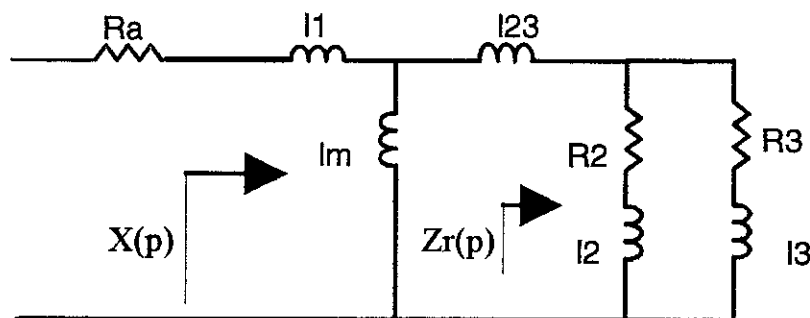


figure 5.2 Schéma équivalent associé au modèle du deuxième ordre

Dans la suite, pour simplifier les équations, on admettra que l_{23} est négligeable, ce qui est une hypothèse valable pour la plupart des cas pratiques [73]. On définit l'impédance opérationnelle du secondaire ramenée au primaire $Z_r(p)$ comme étant l'impédance équivalente des deux branches secondaires parallèles. Elle s'exprime donc par l'équation suivante :

$$Z_r(p) = \frac{(R_2 + p.l_2).(R_3 + p.l_3)}{(R_2 + R_3) + p.(l_2 + l_3)} \quad (139)$$

Cette expression peut être mise sous la forme suivante :

$$Z_r(p) = \text{Req.} \frac{(1 + T_1.p).(1 + T_2.p)}{(1 + \tau.p)} \quad (140)$$

Avec :

$$\text{Req} = \frac{R_2.R_3}{R_2 + R_3}$$

$$T_1 = \frac{l_2}{R_2}$$

$$\text{où } T_2 = \frac{l_3}{R_3} \quad (141)$$

$$\tau = \frac{(l_2 + l_3)}{(R_2 + R_3)}$$

Req est la résistance équivalente des deux branches rotoriques parallèles et T_1 , T_2 et T_3 , les constantes de temps des branches et la constante de temps équivalente, respectivement.

Ainsi, la réactance opérationnelle de la machine s'exprime à partir du schéma équivalent de la figure 5.2, par la formule suivante :

$$p.X(p) = p.X_1 + \frac{p.X_m.Z_r(p)}{Z_r(p) + p.X_m} \quad (142)$$

où

$X(p)$ est la réactance opérationnelle

X_1 est la réactance des fuites primaires

X_m est la réactance magnétisante correspondant au flux principal dans la machine

et p désigne l'opérateur de Laplace.

En tenant compte de l'équation (140), l'expression de la réactance opérationnelle devient :

$$X(p) = X_s. \frac{(1 + T'.p)(1 + T''.p)}{(1 + T'_0.p)(1 + T''_0.p)} \quad (143)$$

Les relations entre les paramètres du schéma équivalent et les constantes de temps ci-dessus sont [73], [82] :

$$\begin{aligned}
 X_s &= \omega(L_m + l_1) = (X_m + X_l) \\
 T' &= \frac{1}{\omega R_3} \left[X_3 + X_{23} + \frac{X_m X_l}{X_m + X_l} \right] \\
 T'' &= \frac{1}{\omega R_2} \left[X_2 + \frac{X_m X_{23} X_3 + X_m X_3 X_l + X_l X_{23} X_3}{X_m X_3 + X_l X_3 + X_m X_{23} + X_{23} X_l + X_m X_l} \right] \\
 T'_0 &= \frac{1}{\omega R_3} [X_3 + X_{23} + X_m] \\
 T''_0 &= \frac{1}{\omega R_2} \left[X_2 + \frac{X_3(X_m + X_{23})}{X_m + X_{23} + X_3} \right]
 \end{aligned}
 \tag{144}$$

où :

$X_s = (L_m + l_1) \cdot \omega$ est la réactance synchrone de la machine correspondant au flux propre primaire

L_m = la réactance de magnétisation (principale),

l_1 = la réactance de fuites primaire,

T', T'' = les constantes de temps transitoire et subtransitoire en court-circuit [81].

Physiquement, T'' caractérise la décroissance du courant de court-circuit de la machine pendant les premiers instants de court-circuit. Dans une machine synchrone, ceci correspond à la réaction des amortisseurs. T' caractérise la constante de temps avec laquelle s'éteignent les ampères-tours rotoriques nécessaires pour maintenir le flux juste après le régime subtransitoire [69].

et T'_0, T''_0 = les constantes de temps transitoire et subtransitoire à circuit ouvert. Elles ont une signification similaire à celle de T' et T'' mais à l'ouverture du circuit primaire.

Remarques :

1. *Vu l'hypothèse que nous avons faite sur l'inductance l_{23} , la réactance correspondante X_{23} est nulle, ce qui simplifie énormément les équations [73].*
2. *Le cas du modèle du premier ordre, associé au schéma équivalent classique, se déduit du modèle ci-dessus en ignorant R_3 et l_3 .*

Dans l'essai SSFR, les signaux sont sinusoïdaux et $p=j\omega$. L'équation (143) devient donc :

$$X(j\omega) = X_s \frac{(1 + j\omega T')(1 + j\omega T'')}{(1 + j\omega T'_0)(1 + j\omega T''_0)}
 \tag{145}$$

La procédure de détermination du schéma équivalent à partir de l'essai SSFR peut être résumée comme suit :

- La mesure de l'impédance opérationnelle et de la résistance primaire R_a permet la connaissance de la réactance opérationnelle par l'équation (143).
- L'équation (145) permet la détermination des grandeurs (X_s , T' , T'' , T'_0 , T''_0). La résolution du système (144) permet, sous certaines hypothèses que nous verrons par la suite, de remonter aux paramètres du schéma équivalent de la figure 5.2.

Pour trouver les constantes de la réactance opérationnelle, plusieurs méthodes peuvent être envisagées :

1. La méthode utilisée classiquement consiste à approximer graphiquement la courbe du module de la réactance opérationnelle en fonction de la fréquence par des asymptotes représentant des termes de la forme $(1 + j \omega \tau)$. Cette approximation asymptotique n'est pas toujours précise.
2. Des techniques plus sophistiquées, consistant à résoudre un problème du type moindres carrés pondérés, basées sur les polynômes de Chebychev pour éviter des problèmes numériques, sont implantées dans des logiciels dédiés à l'automatique comme par exemple MatriXx [90].

Les modèles et les schémas équivalents utilisés dans les études de stabilité doivent être très précis. Aussi, quelle que soit la méthode utilisée pour approximer la courbe de la réactance opérationnelle, il faut absolument que cette approximation soit la plus précise possible dans la gamme de fréquence de 0.05Hz à 5Hz. En effet, cette bande de fréquence est déterminante pour le comportement dynamique de la machine [91].

Afin d'illustrer la méthode que nous avons utilisée, nous exposerons ci-après un algorithme des moindres carrés linéaires pour déterminer les constantes de temps de la réactance opérationnelle.

Sous forme complexe, la réactance opérationnelle s'écrit :

$$X(j\omega) = \text{Re}(j\omega) + j \text{Im}(j\omega) \quad (146)$$

où

$\text{Re}(j\omega)$ est la partie réelle de la réactance opérationnelle et $\text{Im}(j\omega)$ sa partie imaginaire. Ces grandeurs sont reliées au module et à la phase mesurés par :

$$\begin{aligned} \text{Re}(j\omega) &= |X(j\omega)| \cos(\theta(\omega)) \\ \text{Im}(j\omega) &= |X(j\omega)| \sin(\theta(\omega)) \end{aligned} \quad (147)$$

avec $|X(j\omega)|$ et $\theta(\omega)$ sont le module et la phase de $X(j\omega)$ à la pulsation ω .

Portons (146) dans (145) ; nous obtenons après simplification :

$$\operatorname{Re}(j\omega) = X_s + \omega \operatorname{Im}(j\omega)(T'_0 + T''_0) - \omega^2 (X_s T' T'') + \omega^2 \operatorname{Re}(j\omega)(T'_0 T'_0) \quad (148)$$

$$\operatorname{Im}(j\omega) = \omega X_s(T' + T'') - \omega \operatorname{Re}(j\omega)(T'_0 + T''_0) + \omega^2 \operatorname{Im}(j\omega)(T'_0 T'_0) \quad (149)$$

Si on définit les variables intermédiaires suivantes :

$$\begin{aligned} x_1 &= X_s \\ x_2 &= (T'_0 + T''_0) \\ x_3 &= X_s T' T'' \\ x_4 &= T'_0 T''_0 \\ x_5 &= X_s(T' + T'') \end{aligned} \quad (150)$$

Les équations (148) et (149) deviennent alors :

$$\operatorname{Re}(j\omega) = x_1 + \omega \operatorname{Im}(j\omega)x_2 - \omega^2 x_3 + \omega^2 \operatorname{Re}(j\omega)x_4 \quad (151)$$

$$\operatorname{Im}(j\omega) = -\omega \operatorname{Re}(j\omega)x_2 + \omega^2 \operatorname{Im}(j\omega)x_4 + \omega x_5 \quad (152)$$

En chaque point de mesure, on a ainsi une équation du type :

$$Z_i = H_i \bar{x}, \quad i = 1, \dots, m$$

m étant le nombre d'échantillons de mesure et

$$Z_i = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(j\omega) \\ \operatorname{Im}(j\omega) \end{bmatrix}_i \quad (153)$$

$$H_i = \begin{bmatrix} 1 & \omega \operatorname{Im}(j\omega) & -\omega^2 & \omega^2 \operatorname{Re}(j\omega) & 0 \\ 0 & -\omega \operatorname{Re}(j\omega) & 0 & \omega^2 \operatorname{Im}(j\omega) & \omega \end{bmatrix} \text{ avec } i=1, \dots, m \quad (154)$$

$$\text{et } \bar{x} = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5]^T \quad (155)$$

Le système global d'équations s'écrit donc sous la forme matricielle suivante :

$$\bar{Z} = H\bar{x} \quad (156)$$

où \bar{Z} est un vecteur de dimension $(2m \times 1)$, H une matrice de dimension $(2m \times 5)$ et \bar{x} le vecteur des inconnues de dimension (5×1) .

L'équation (156) est un problème surdéterminé ($n > 5$) dont la solution au sens des moindres carrés est donnée par :

$$\bar{x} = [H^T H]^{-1} H^T \bar{Z} \quad (157)$$

où H^T est la transposée de la matrice H.

Il faut noter que la matrice H est souvent très mal conditionnée et que la solution donnée par (157) peut être erronée. Dans ce cas, un algorithme plus robuste mais aussi plus compliqué doit être utilisé [90], notamment quand les signaux de mesures sont très bruités [83], [84].

Une fois le vecteur \bar{x} connu, on peut alors déterminer les paramètres de la réactance opérationnelle :

$$X_s = x_1 \quad (158)$$

$$T^+ = \frac{1}{2x_1} (x_5 + \sqrt{x_5^2 - 4x_3x_1}) \quad (159)$$

$$T^- = \frac{1}{2x_1} (x_5 - \sqrt{x_5^2 - 4x_3x_1}) \quad (160)$$

$$T_0^+ = \frac{1}{2} (x_2 + \sqrt{x_2^2 - 4x_4}) \quad (161)$$

$$T_0^- = \frac{1}{2} (x_2 - \sqrt{x_2^2 - 4x_4}) \quad (162)$$

Il faut maintenant calculer les paramètres du schéma équivalent représenté à la figure 5.2. Pour cela, le système d'équations (144) avec $X_{23}=0$ on se retrouve avec 6 inconnues, à savoir X_m , X_1 , X_2 , X_3 , R_2 et R_3 pour 5 équations. Pour pouvoir déterminer de façon univoque les paramètres du schéma équivalent de la figure 5.2, une équation supplémentaire est donc nécessaire.

Souvent, on estime une valeur de l'inductance de fuites primaire l_1 soit par un calcul analytique à partir des données de construction, soit à partir des essais classiques en faisant l'hypothèse de l'égalité des fuites au primaire et au secondaire, par exemple. La détermination des autres paramètres du schéma équivalent se fait de la manière suivante :

- * X_{23} est supposé nul ;
- * on déduit X_m de la première équation du système (144)

$$X_m = X_s - X_1 \quad (163)$$

où $X_1 = 2\pi f l_1$, f désignant la fréquence d'alimentation.

- * la réactance de la deuxième branche du secondaire dans la figure 5.2 est

$$X_3 = \frac{1}{(T_0^- - T^+)} [T^+ X_m - T_0^+ \beta_0] \quad (164)$$

où

$$\beta_0 = \frac{X_m X_1}{(X_m + X_1)} \quad (165)$$

La résistance R_3 s'exprime alors par :

$$R_3 = \frac{1}{\omega T_0} (X_3 + X_m) \quad (166)$$

La réactance de fuites dans la première branche secondaire X_2 s'écrit :

$$X_2 = \frac{1}{(T_0'' - T'')} (\beta_0'' T'' - \beta'' T_0'') \quad (167)$$

avec :

$$\beta'' = \frac{X_m X_1 X_3}{X_m X_1 + X_1 X_3 + X_3 X_m} \quad (168)$$

$$\beta_0'' = \frac{X_3 X_m}{X_3 + X_m} \quad (169)$$

On tire enfin la résistance R_2 :

$$R_2 = \frac{1}{\omega T_0''} (X_2 + \beta_0'') \quad (170)$$

3.3.2 Schéma équivalent du modèle du troisième ordre

La figure 6 représente le schéma équivalent d'un modèle du troisième ordre (trois branches dans le circuit secondaire).

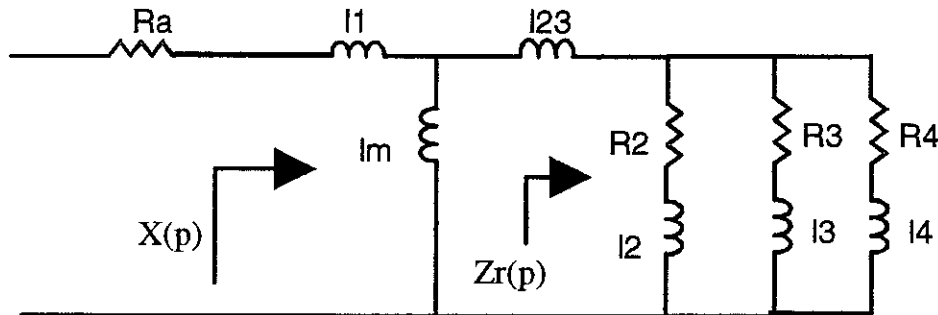


figure 6 schéma équivalent associé au modèle du troisième ordre

Si l'on réécrit l'équation (142) après simplification par p , on a :

$$X(p) = X_1 + \frac{X_m Z_r(p)}{Z_r(p) + p X_m} \quad (171)$$

Cette fois, $Z_r(p)$ représente l'impédance opérationnelle du secondaire ramenée au primaire, celui-ci est formé de trois branches en parallèle. En résolvant cette équation par rapport à $Z_r(p)$, on trouve :

$$Z_r(p) = \frac{p X_m (X(p) - X_1)}{(X_m + X_1) - X(p)} \quad (172)$$

L'identification d'un modèle du troisième ordre de la réactance opérationnelle mesurée, conduit à l'écrire sous la forme :

$$X(p) = X_0 \frac{N(p)}{D(p)} \quad (173)$$

où $X_0 = X_m + X_l$ est la réactance propre totale du primaire ; qui correspond à la limite de la réactance opérationnelle mesurée lorsque la fréquence tend vers zéro. $N(p)$ et $D(p)$ sont des polynômes d'ordre trois en p .

L'expression de $Z_r(p)$ devient alors :

$$Z_r(p) = \frac{p X_m (N(p) - \frac{X_l}{X_0} D(p))}{D(p) - N(p)} \quad (174)$$

Si l'on remplace $N(p)$ et $D(p)$ par leurs expressions en fonction de p et après calcul, on obtient une expression de $Z_r(p)$ semblable à l'expression (139) mais avec une constante de temps supplémentaire au numérateur et au dénominateur. Soit :

$$Z_r(p) = R_{eq} \cdot \frac{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)(1 + T_3 p)}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)} \quad (175)$$

En écrivant l'expression de l'impédance équivalente aux trois branches en parallèle du schéma équivalent de la figure 6, on aura :

$$Z(p) = \frac{(R_p)(1 + T_a p)(1 + T_b p)(1 + T_c p)}{1 + (R_p) \left(\frac{T_b + T_c}{R_2} + \frac{T_a + T_c}{R_3} + \frac{T_b + T_a}{R_4} \right) p + (R_p) \left(\frac{T_b T_a}{R_4} + \frac{T_a T_c}{R_3} + \frac{T_b T_c}{R_2} \right) p^2} \quad (176)$$

où les constantes de temps sont définies comme suit :

$$T_a = \frac{I_2}{R_2}; \quad T_b = \frac{I_3}{R_3}; \quad T_c = \frac{I_4}{R_4} \quad (177)$$

et la résistance parallèle R_p est donnée par :

$$R_p = \frac{R_2 R_3 R_4}{R_2 R_3 + R_3 R_4 + R_4 R_2} \quad (178)$$

Par définition, les impédances $Z(p)$ et $Z_r(p)$ doivent être égales. En identifiant les termes homologues des deux expressions (175) et (176), on trouve :

pour le numérateur :

$$\begin{aligned} R_{eq} &= R_p \\ T_1 &= T_a \\ T_2 &= T_b \\ T_3 &= T_c \end{aligned} \quad (179)$$

pour le dénominateur :

$$\begin{aligned} (Rp) \left(\frac{T_b + T_c}{R2} + \frac{T_a + T_c}{R3} + \frac{T_b + T_a}{R4} \right) &= \tau1 + \tau2 \\ (Rp) \left(\frac{T_b T_a}{R4} + \frac{T_a T_c}{R3} + \frac{T_b T_c}{R2} \right) &= \tau1 \tau2 \end{aligned} \quad (180)$$

Ces deux équations, associées à celle donnant l'expression de la résistance Rp en fonction des résistances R2, R3 et R4, forment un système de trois équations dont les inconnues sont précisément R2, R3 et R4. On a donc sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ T2 + T3 & T1 + T3 & T1 + T2 \\ T2T3 & T1T3 & T1T2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{R2} \\ \frac{1}{R3} \\ \frac{1}{R4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \tau1 + \tau2 \\ \tau1 \tau2 \end{bmatrix} \quad (181)$$

La détermination des autres paramètres du schéma équivalent correspondant au modèle du troisième ordre se fait donc ainsi :

- * la mesure de l'impédance opérationnelle et de la résistance primaire permet de connaître la courbe de la réactance opérationnelle que l'on approximera par une fonction rationnelle $X_0 \frac{N(p)}{D(p)}$,
- * on estime une valeur de l'inductance de fuites primaires comme pour le schéma du modèle du deuxième ordre,
- * on en déduit l'expression de la réactance opérationnelle du rotor ramenée au stator, ce qui détermine les constantes T1, T2, T3, $\tau1$ et $\tau2$,
- * on résout le système d'équations (181) pour trouver les valeurs des résistances R2, R3 et R4,
- * on calcule enfin les valeurs des inductances de fuites $I2$, $I3$ et $I4$ en considérant les équations (177) et (179).

Remarque :

Cette méthode est généralisable aux modèles d'ordres supérieurs à 3 mais, dans la pratique, les modèles d'ordre trois sont suffisants. Les modèles d'ordre plus grand sont plus difficiles à exploiter. En effet, plus l'ordre du modèle est élevé plus le nombre de constantes de temps identifiées sera grand. Ceci conduit à l'accumulation des erreurs de mesures ce qui réduit la précision du modèle.

4. APPLICATION DE LA METHODE SSFR A L'IDENTIFICATION DES PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE INVERSEE

4.1 INTRODUCTION

Nous allons appliquer la méthode d'identification SSFR décrite précédemment pour identifier les paramètres du schéma équivalent d'une machine asynchrone [92]. Plusieurs études ont été réalisées :

- a) Etude en mesure et en simulation de la machine avec un rotor droit et identification de modèles de différents ordres : premier et deuxième ordre.
- b) Etude par la mesure de la même machine avec un rotor incliné d'un pas dentaire rotorique et un autre incliné d'un pas dentaire statorique, respectivement.

Les résultats obtenus sont résumés aux paragraphes suivants.

4.2 SIMULATION DE L'ESSAI A FREQUENCE VARIABLE PAR LA MAGNETODYNAMIQUE COMPLEXE

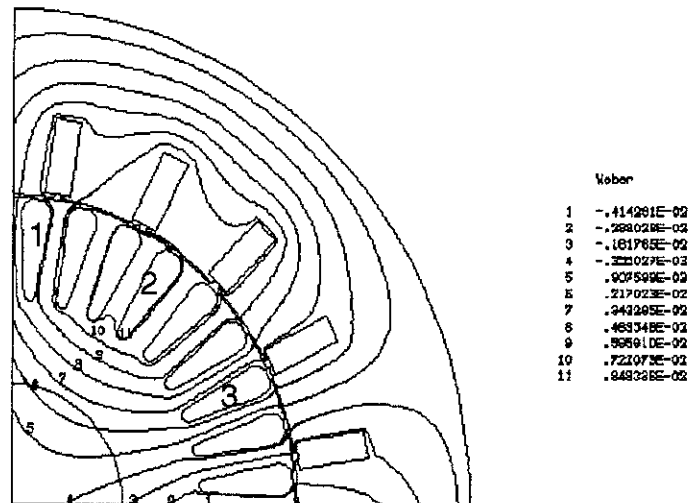
La réalisation de l'essai à fréquence variable exige beaucoup de précautions et suppose la machine déjà construite. Un outil efficace, rapide et qui peut être appliqué pour prédéterminer la réponse fréquentielle d'une machine lors de la conception est la simulation de cet essai par éléments finis. En effet, cette technique de modélisation est devenue un moyen très utilisé et apprécié dans l'étude des dispositifs électrotechniques et en particulier les machines électriques. Dans une étude récente [79], les auteurs ont simulé la réponse fréquentielle à l'arrêt d'une machine asynchrone bipolaire. Ils ont donné la variation du module de l'impédance opérationnelle et ont évoqué la possibilité d'utiliser ce genre de simulation pour déduire des schémas équivalents de la machine asynchrone.

Nous avons simulé l'essai de la réponse fréquentielle à l'arrêt par le logiciel de calcul par éléments finis 2D développé dans notre laboratoire : Flux2D, en utilisant la magnétodynamique complexe. La machine étudiée est une machine asynchrone à structure inversée (décrite au chapitre 3). La résolution des équations du champ électromagnétique est couplée avec les équations de circuit, ce qui permet d'utiliser une alimentation en tension. Les impédances d'extrémités (têtes de bobines et anneaux de court-circuit) sont calculées analytiquement [85] puis incorporées dans le modèle.

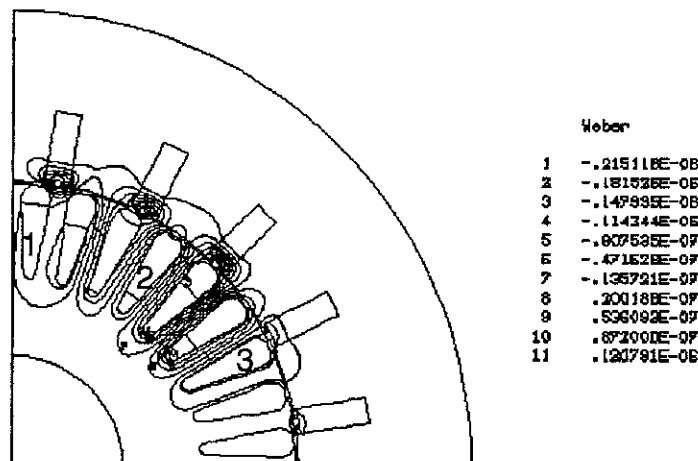
Il faut remarquer que l'estimation ou la mesure des réactances des têtes de bobines reste une tâche délicate [86] et les logiciels de calcul par éléments finis (3D) peuvent apporter une contribution importante [87].

La simulation a été faite en linéaire comme indiqué dans la norme [75] pour des fréquences allant de 10^{-3} Hz jusqu'à 1 KHz. Huit points par décade ont été calculés. En imposant une tension constante, le courant est calculé en module et en phase, ce qui permet de calculer l'impédance opérationnelle $Z(j\omega)$ pour chaque fréquence.

La figure 7 montre les lignes équiflux obtenues respectivement pour des fréquences de 19 mHz et 1 KHz, respectivement. Le quart seulement de la géométrie a été représenté pour des raisons de symétrie évidentes.



(a)



(b)

figure 7 lignes équiflux correspondant à la simulation de l'essai SSF de la machine inversée

- a) équiflux à 1.9 mHz
b) équiflux à 1 KHz

On remarque bien l'effet de peau aux fréquences élevées : les lignes de champs sont refoulées vers le primaire (rotor) et ne pénètrent pratiquement pas dans le secondaire ; la cage située à l'extérieur. La figure 8 montre le diagramme de Bode de l'inductance opérationnelle mesurée sur la machine inversée avec le rotor droit et celle obtenue par simulation par le logiciel Flux2D. On remarque la bonne correspondance entre la mesure et la simulation. Il faut noter que, lors de la mesure, on a veillé à garder un courant faible (1% du courant nominal) pour éviter toute saturation et échauffement de la machine. Le courant choisi est suffisant pour éviter le problème des fuites différentielles et le phénomène de saturation à courant faible montré sur la figure 2.

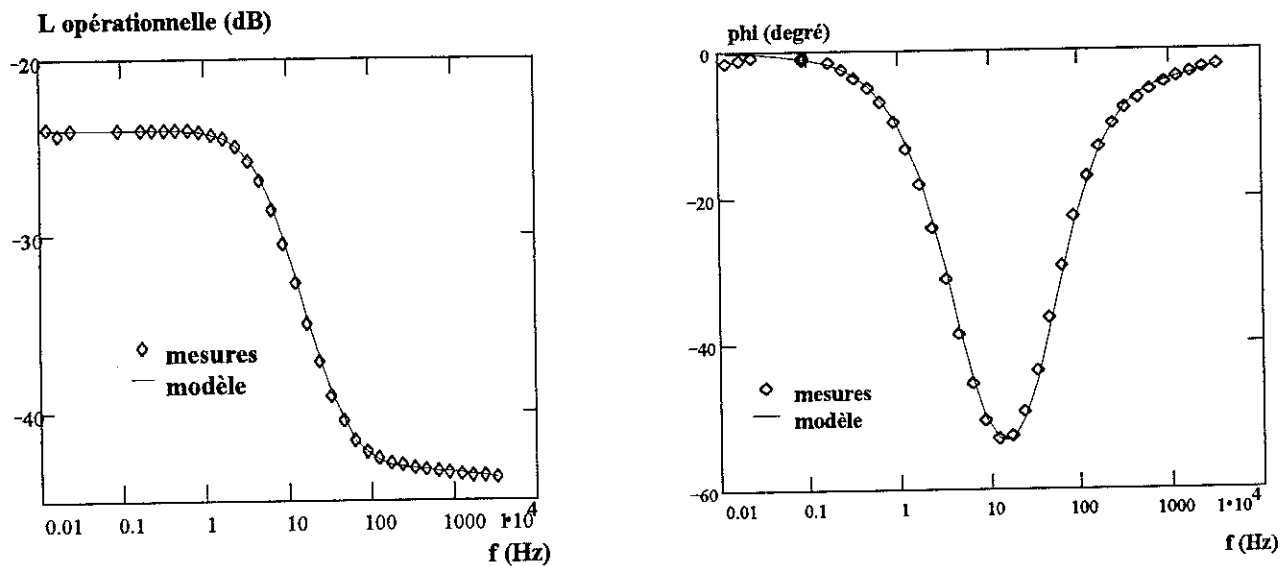
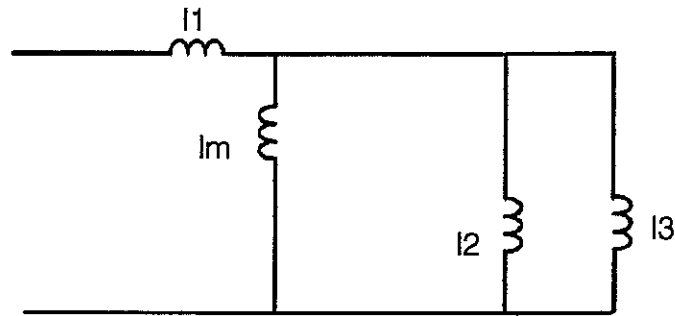


figure 8 inductances opérationnelles simulée par Flux2D et mesurée sur la machine avec le rotor droit

Pour représenter la réponse fréquentielle de la réactance opérationnelle, nous avons plusieurs modèles d'ordre différent. La figure 9 montre la réponse fréquentielle d'un modèle du premier ordre, superposée à celle simulée par Flux2D. Les allures des courbes du module et de la phase de l'impédance opérationnelle peuvent être justifiées en considérant l'approximation de l'inductance opérationnelle par une fonction rationnelle d'ordre m ($m \leq 3$). En effet, nous avons :

$$L(p) = L_0 \frac{1 + a_1 p + \dots + a_m p^m}{1 + b_1 p + \dots + b_m p^m}$$

Donc à basse fréquence on tend vers une constante (L_0) et une phase nulle. A haute fréquence, on tend aussi vers une constante ($L_0 \cdot \frac{a_m}{b_m}$) et une phase nulle aussi. Ce résultat peut être obtenu aussi en observant qu'en haute fréquence les réactances du schéma équivalent de la figure 6 deviennent prépondérantes par rapport aux résistances et on obtient le schéma suivant :



Ce schéma ne prend pas en compte la résistance primaire et correspond à un modèle d'ordre 2. On remarque que le module de l'inductance opérationnelle tend à nouveau vers une inductance : c'est simplement l'inductance de fuite. La limite étant réelle, la phase de l'inductance opérationnelle tendra vers 0 en haute fréquence.

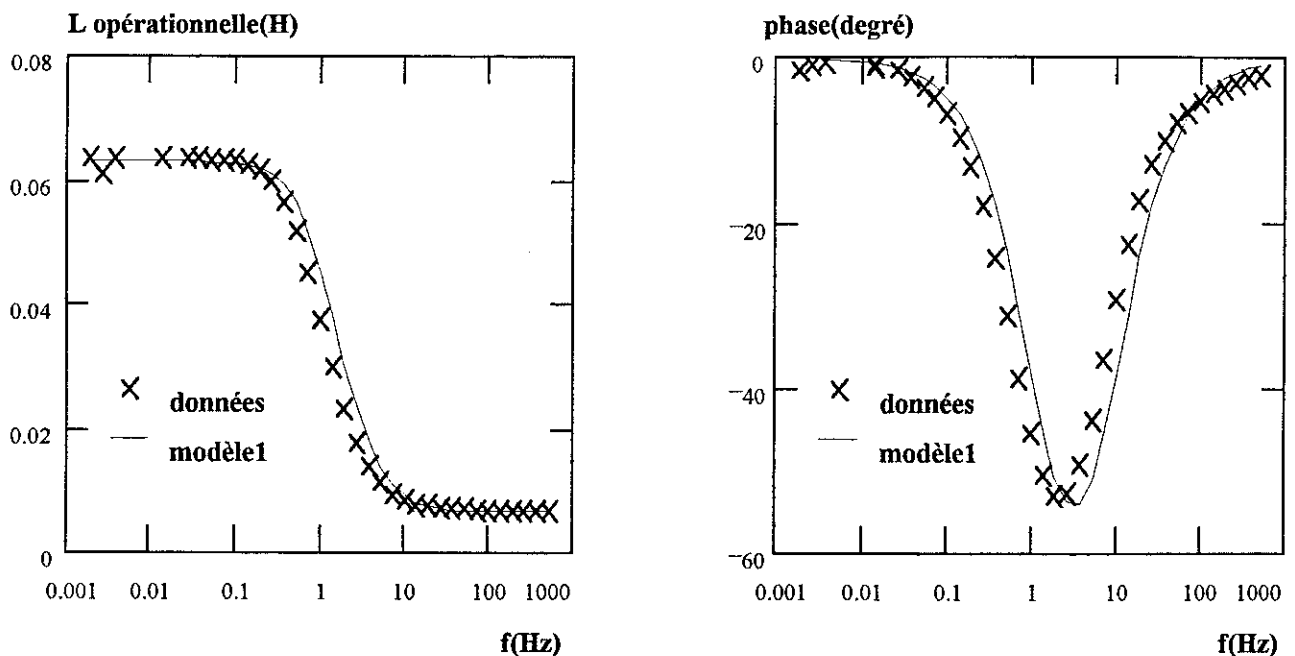


Figure 9 comparaison des réponses fréquentielles, simulée (Flux2D) et celle du modèle du premier ordre (rotor droit).

On constate qu'au niveau du module, le modèle du premier ordre, qui correspond en fait au schéma classique de la machine asynchrone, représente assez bien la réponse mesurée. En revanche, au niveau de la phase, il y a un décalage assez sensible entre le modèle et la simulation.

La figure 10 montre la réponse fréquentielle d'un modèle du deuxième ordre avec deux branches en parallèle au secondaire. Ce modèle prend en compte l'effet de peau apparaissant dans la machine aux fréquences élevées.

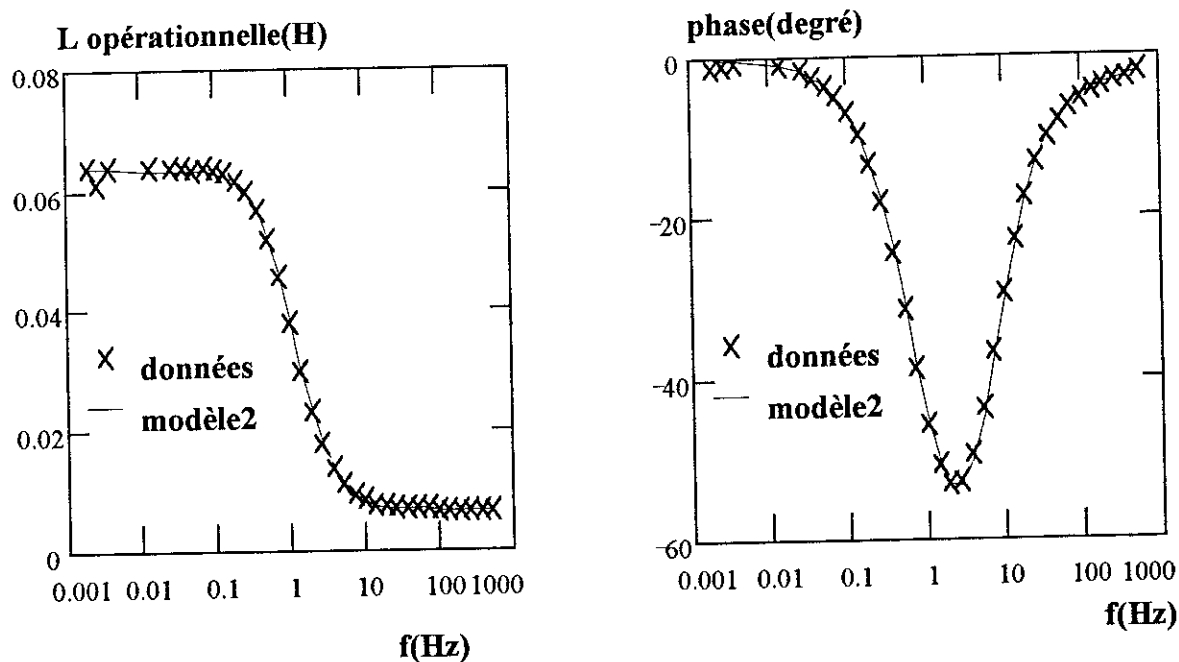


Figure 10 réponse fréquentielle des inductances opérationnelles simulée et donnée par le modèle du deuxième ordre.

Le modèle d'ordre 2 représente d'une façon plus précise la réponse fréquentielle de la machine, en module et en phase, que le modèle d'ordre 1. Enfin, il est très difficile de distinguer la réponse fréquentielle simulée de celle du modèle du troisième ordre, comme le montre la figure 11. Cependant, pour une machine à rotor feuilleté, un modèle d'ordre 2 est suffisant et traduit de façon satisfaisante le comportement de la machine. Dans la suite, on se limitera donc aux modèles du premier et du deuxième ordre.

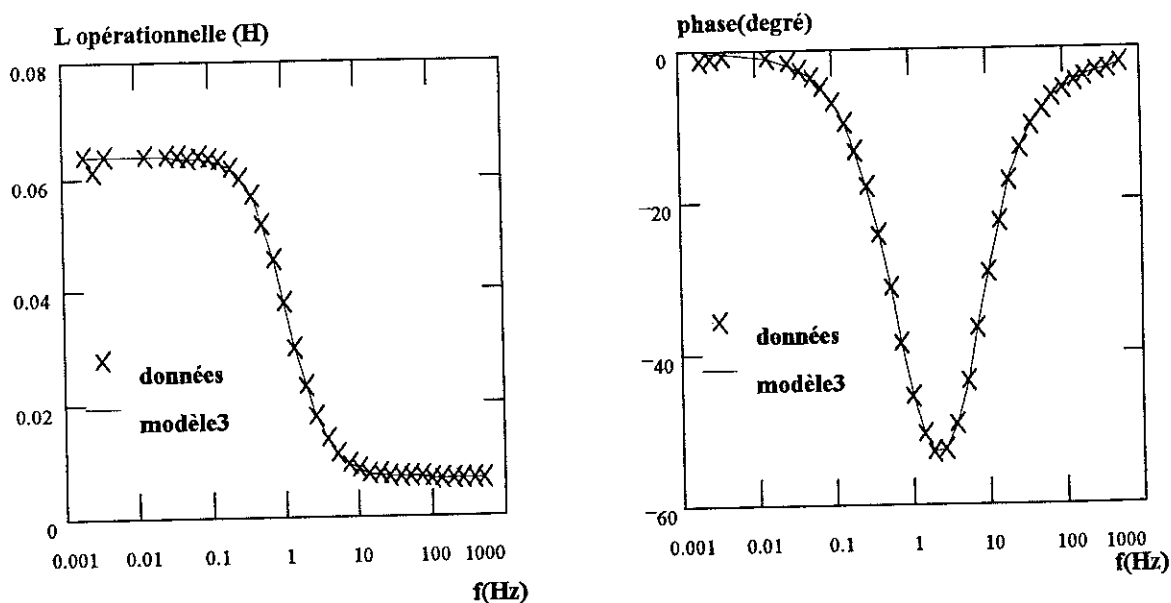


Figure 11 réponse fréquentielle simulée (Flux2D) et celle du modèle du troisième ordre.

4.3. REALISATION DE L'ESSAI SSFR AVEC LE ROTOR DROIT

L'essai a été réalisé en suivant la procédure décrite § 3.2. Dans la figure 12, on a superposé les diagrammes de Bode (variation du module en dB et de la phase en degré en fonction de la fréquence) de la réponse fréquentielle mesurée et simulée par Flux2D pour le rotor droit. L'écart sur la phase, pour les fréquences au-delà de 200Hz, pourrait être expliqué par l'augmentation des pertes fer qui n'est pas prise en compte dans la simulation.

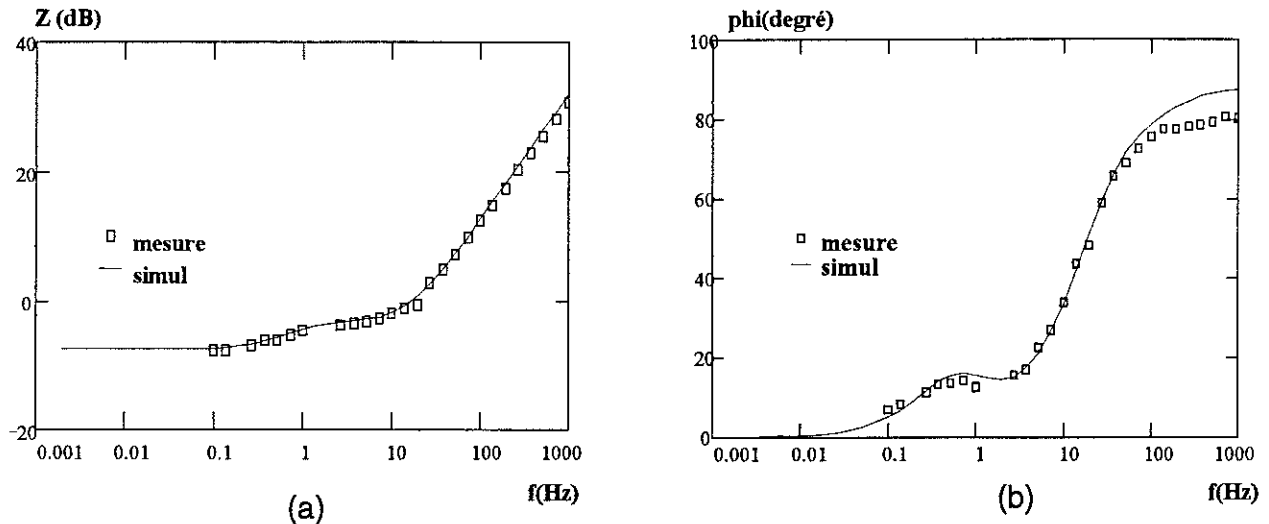


Figure 12. Réponse fréquentielle mesurée et celle obtenue par Flux2D

(a) variation du module de l'impédance opérationnelle
(b) variation de la phase de l'impédance opérationnelle

Pour valider les modèles du premier et du deuxième ordre, nous avons comparé les caractéristiques du couple et du courant primaire calculées à partir de ces modèles à celles mesurées sur la machine.

Pour des raisons liées au banc d'essai (capacité du couplemètre), nous n'avons pas pu faire les mesures sur toute la gamme de vitesse. Comme le montre la figure 11, pour la plage de fonctionnement considérée, les résultats sont satisfaisants. Le modèle d'ordre 2 est d'ailleurs plus précis, notamment lorsque la vitesse diminue car l'effet de peau augmente.

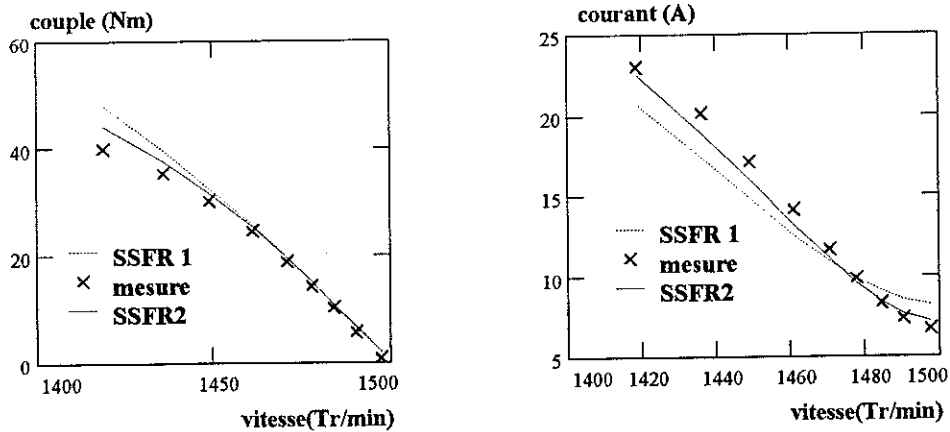


Figure 13 Comparaison des modèles SSFR1 et SSFR2 avec les mesures

Une comparaison sur toute la gamme de vitesse a été faite entre les caractéristiques obtenues par les modèles d'ordre 1 et d'ordre 2, d'une part et les caractéristiques obtenues en simulation avec le logiciel Flux2D couplé aux équations de circuit (alimentation en tension), d'autre part.

La figure 12 montre que pour les vitesses élevées (faibles glissements) où l'effet de peau n'est pas très prononcé, les caractéristiques sont assez proches ; alors que pour les faibles vitesses, c'est le modèle d'ordre 2 qui semble être plus satisfaisant car il prend bien en compte l'effet de peau.

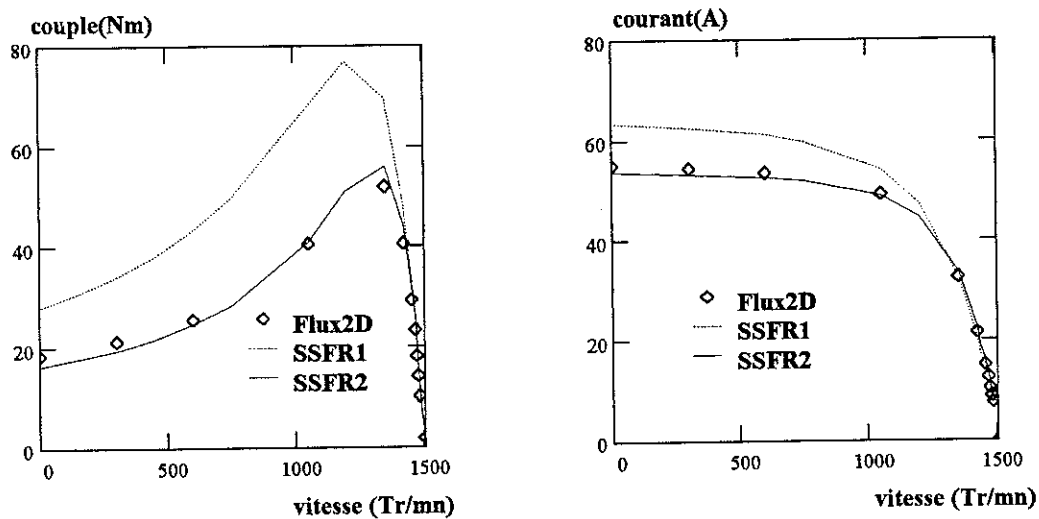


Figure 14 comparaison des caractéristiques des modèles d'ordre 1 et deux avec celles obtenues par Flux2D

4.4 REALISATION DE L'ESSAI SSFR AVEC LE PRIMAIRE INCLINE D'UN PAS DENTAIRE PRIMAIRE

Le même essai que précédemment a été fait sur la machine à l'arrêt mais avec un circuit primaire incliné d'un pas dentaire primaire. La figure 15 montre les diagrammes de Bode de l'impédance opérationnelle mesurée.

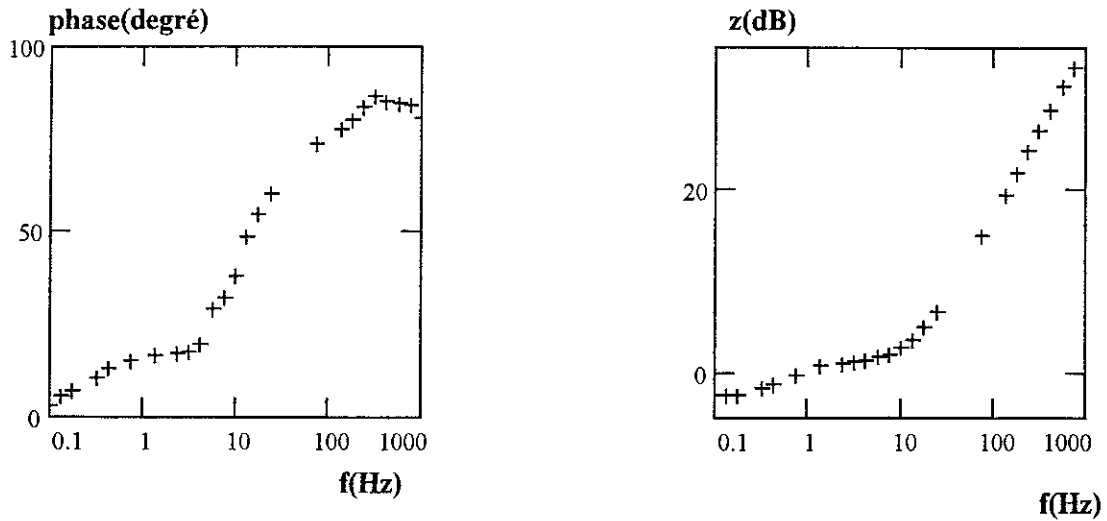


Figure 15 diagramme de l'impédance opérationnelle de la machine avec le rotor incliné d'un pas dentaire rotorique

Pour ce cas aussi, nous avons identifié deux schémas équivalents d'ordre 1 et deux, respectivement. La figure 16 montre les courbes de l'inductance opérationnelle déduite de l'impédance opérationnelle mesurée et celles données par les schémas équivalents d'ordre 1 et d'ordre 2.

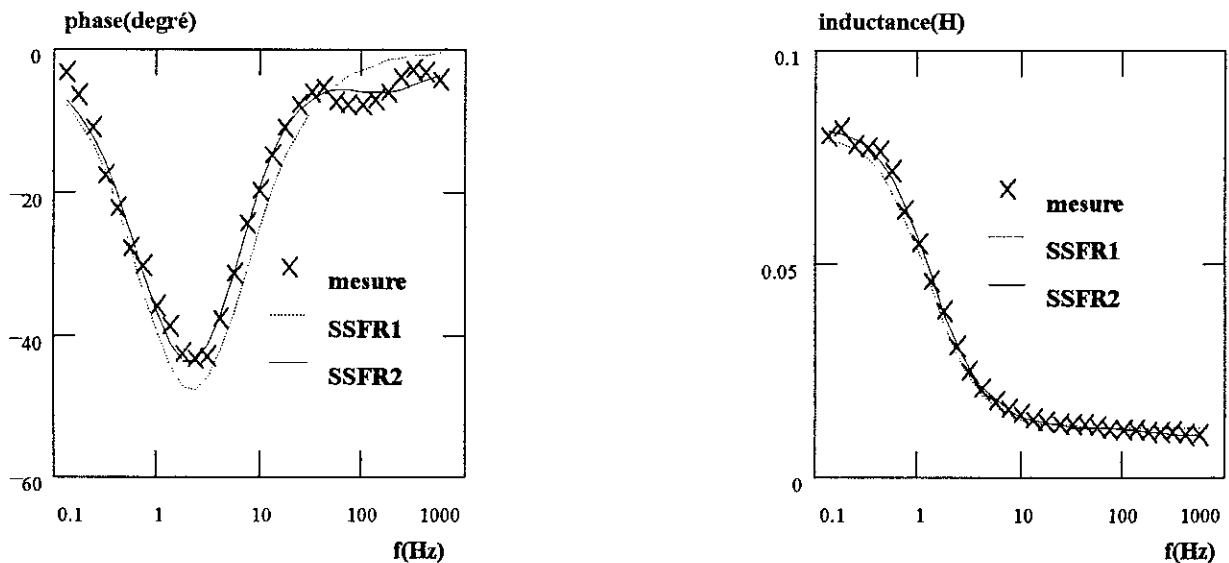


Figure 16 courbes de l'inductance opérationnelle mesurée et celles des modèles d'ordre 1 et d'ordre 2 pour le rotor incliné d'un pas dentaire rotorique

La figure 17 montre les courbes du courant et du couple mesurées et celles calculées à partir des modèles d'ordre 1 et d'ordre 2 lorsque la machine est munie d'un primaire incliné d'un pas dentaire rotorique.

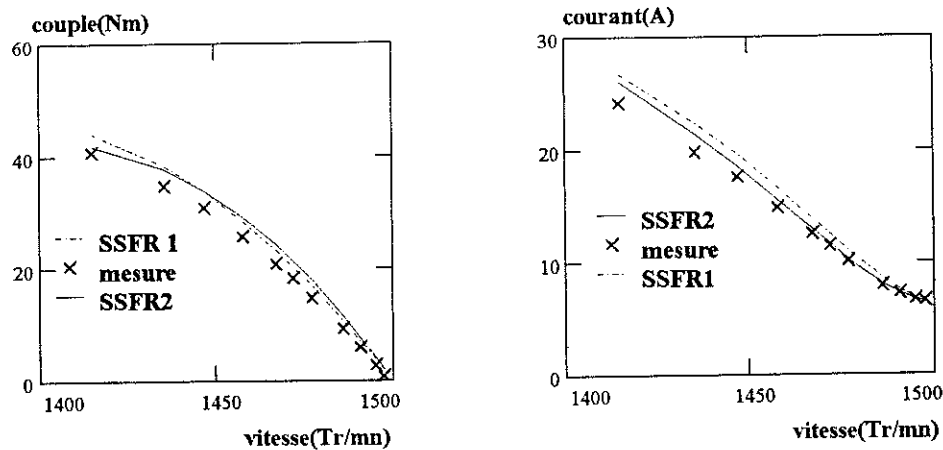


Figure 17 courbes mesurées et courbes obtenues à partir des modèles d'ordre 1 et d'ordre 2

Les courbes ci-dessus montrent, encore une fois, que le modèle d'ordre 2 est plus précis que le modèle d'ordre 1 en particulier dans la zone de forts glissements.

4.4 REALISATION DE L'ESSAI SSFR AVEC LE PRIMAIRE INCLINE D'UN PAS DENTAIRE SECONDAIRE (STATOR)

Le même essai que précédemment a été fait sur la machine à l'arrêt mais avec un rotor incliné d'un pas dentaire secondaire. La figure 18 montre les diagrammes de Bode de l'impédance opérationnelle mesurée.

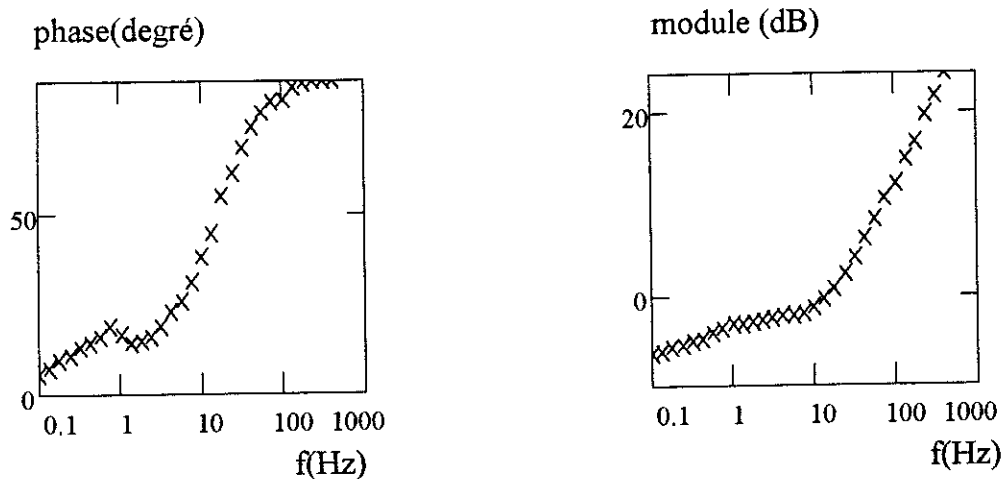


Figure 18 diagramme de l'impédance opérationnelle de la machine avec rotor incliné d'un pas dentaire rotorique

Pour ce cas aussin nous avons identifié les deux schémas équivalents d'ordre 1 et deux. La figure 19 montre les courbes de l'inductance opérationnelle obtenue par les essais et celle donnée par les schémas équivalents d'ordre 1 et d'ordre 2.

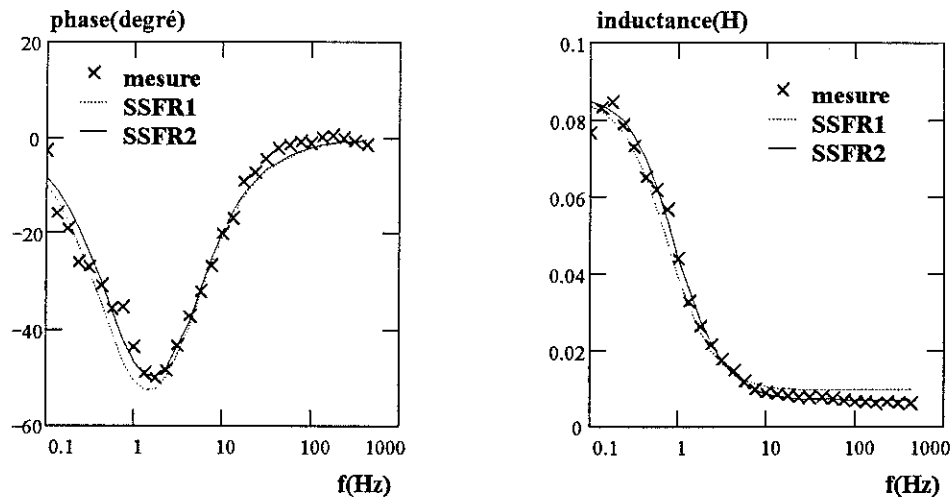


Figure 19 courbes de l'inductance opérationnelle mesurée et celles des modèles d'ordre 1 et d'ordre 2 pour le rotor incliné d'un pas dentaire statorique

La figure 20 montre les courbes de courant et du couple mesurées et celles calculées à partir de modèles d'ordre 1 et d'ordre 2 lorsque la machine est munie du rotor incliné d'un pas dentaire secondaire (statorique).

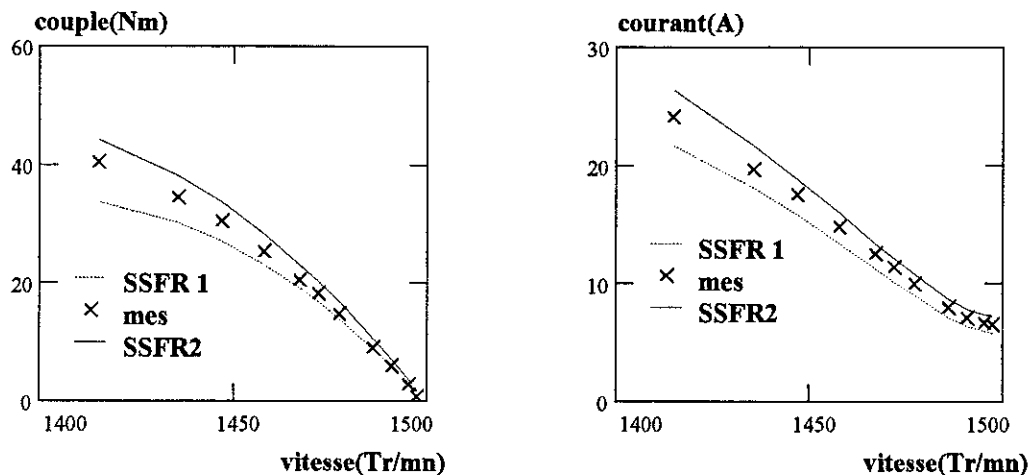


Figure 20 courbes mesurées et obtenues à partir des modèles d'ordre 1 et d'ordre 2

Les courbes ci-dessus montrent que le modèle d'ordre 2 est plus précis que le modèle d'ordre 1 surtout dans la zone de forts glissements.

Avant de clore ce paragraphe et à titre indicatif, nous avons superposé les trois impédances opérationnelles mesurées pour les trois rotors : droit, incliné d'un pas dentaire rotorique et incliné d'un pas dentaire statorique comme le montre la figure 21. Le but de cette figure n'est pas de comparer les trois rotors, ce qui n'est pas notre but, d'une part et d'autre part, les mesures ont été réalisées à plusieurs jours d'intervalle et nous ne sommes pas sûrs de réaliser à chaque fois les mêmes conditions de température, du courant primaire et de la position du rotor par rapport au stator. Nous voulons tout simplement montrer que la méthode de la réponse fréquentielle à l'arrêt

(SSFR) est applicable à la machine asynchrone avec un rotor droit ou incliné même si elle a une structure non conventionnelle (machine inversée).

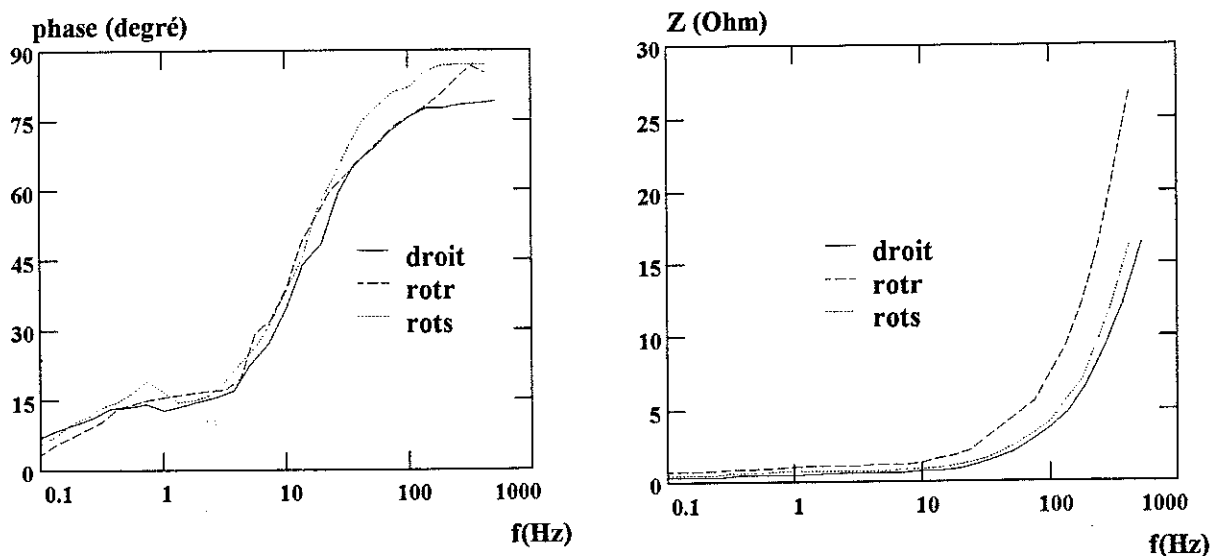


Figure 21. Diagramme des impédances des trois rotors

5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technique de la réponse fréquentielle à l'arrêt SSFR. Cette technique, utilisée depuis longtemps pour modéliser la machine synchrone, commence à être appliquée à la machine asynchrone.

Elle a l'avantage d'être simple à mettre en oeuvre et de permettre la détermination des constantes de temps et des schémas équivalents de différents ordres de la machine ; ce qui peut être intéressant dans le cas des machines à fort déplacement de courant et notamment celles à rotors massifs.

Une fois les courbes fréquentielles de la réactance opérationnelle déterminées expérimentalement, on peut les approximer par des fonctions de transfert rationnelles en utilisant des méthodes graphiques ou numériques. L'ordre du dénominateur de ces fonctions de transfert est égal au nombre de circuits secondaires modélisés.

Au cours de ce chapitre, nous avons utilisé un algorithme de moindres carrés pour déterminer les constantes des fonctions de transfert d'ordre 2 puis les paramètres du schéma équivalent associés.

Nous avons également indiqué une méthode plus générale valable quel que soit l'ordre du modèle cherché. Elle consiste à déterminer la fonction de transfert par un logiciel d'identification comme MatriXx puis, une fois les constantes de temps connues, nous avons donné les relations nécessaires pour en extraire les paramètres du schéma équivalent.

Nous avons appliqué cette méthode à l'identification d'une machine asynchrone inversée (cage au stator). Les mesures ont été faites sur la machine avec trois rotors différents : un rotor incliné d'un pas dentaire rotorique, un rotor incliné d'un pas dentaire statorique et un rotor droit. Pour ce dernier, une étude en simulation par un logiciel de calcul par éléments finis 2D (Flux2D) a été également réalisée. La comparaison du courant et du couple, calculés par les schémas équivalents déduits à partir de la méthode SSFR, aux mesures expérimentales sur la machine, montre la validité de la méthode.

Cette méthode a cependant certaines limitations comme sa sensibilité au bruit, à la variation de la résistance primaire avec la température et la fréquence. Le problème de la saturation n'est pas encore résolu de manière satisfaisante. En effet, il existe des méthodes approximatives qui se basent sur des modèles analytiques simples de la caractéristique de magnétisation et permettent cependant une bonne amélioration de la précision des modèles [69]. Pour une précision poussée, cette méthode pourrait servir comme solution initiale à un algorithme du type maximum de vraisemblance, moins sensible au bruit comme cela a été démontré dans une récente étude [72].

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Au cours de ce travail, nous avons abordé le problème de la détermination des paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis.

Les méthodes classiques de détermination de ces paramètres sont basées sur des modèles très simplifiés du champ et sont donc très approximatives. Elles ne sont plus suffisantes pour modéliser la machine asynchrone qui est de plus en plus intégrée dans des systèmes complets où les contraintes sont de plus en plus sévères.

L'utilisation de la méthode des éléments finis permet de prendre en compte de façon précise les phénomènes complexes qui accompagnent le fonctionnement de la machine asynchrone. L'handicap majeur de cette méthode est qu'elle exige des moyens et des temps de calcul importants. Les méthodes que nous avons développées permettent de profiter de la précision offerte par l'utilisation des éléments finis tout en gardant la facilité de mise en oeuvre qui caractérise le schéma équivalent classique de la machine asynchrone. Ceci est fait en calculant les paramètres du schéma équivalent classique à partir de la solution en magnétodynamique complexe.

Deux méthodes sont utilisées pour extraire les paramètres à partir de la résolution par la méthode des éléments finis :

- 1) La méthode du diagramme vectoriel qui utilise les équations vectorielles de la machine et l'angle de déphasage entre les courants primaire et secondaire. Cette méthode permet en outre d'obtenir les variations des paramètres avec les conditions de fonctionnement.
- 2) La méthode de la réponse fréquentielle à l'arrêt qui permet de modéliser de façon plus fine l'effet de peau dans la machine et de déterminer les différentes constantes de temps transitoires qui caractérisent le comportement dynamique de la machine. Ce modèle est très intéressant, notamment dans les études de stabilité.

Les résultats obtenus par ces deux méthodes sont concordants avec les mesures expérimentales effectuées sur une machine asynchrone à structure inversée.

Les principales améliorations qui peuvent être apportées aux méthodes proposées concernent la détermination des paramètres d'extrémités. Ceux-ci peuvent toujours être déterminés par un calcul tridimensionnel. D'autres développements ouvrant de nouvelles perspectives peuvent être faits :

Conclusion générale

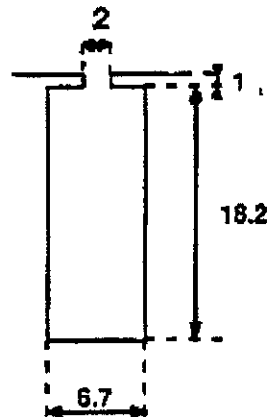
- a) la prise en compte de la variation des résistances avec la température,
- b) compléter le schéma équivalent classique en prenant en compte les harmoniques d'espace qui peuvent avoir une certaine importance dans certaines applications (augmentation des pertes, oscillations du couple, etc).
- c) la prise en compte des pertes fer aussi bien celles liées au fondamental que celles liées aux différents harmoniques,
- d) la prise en compte de l'inclinaison en identifiant un schéma équivalent qui prend en compte cela,
- e) la recherche de schémas équivalents en régime transitoire permet d'intégrer cette méthode dans l'étude dynamique de la machine asynchrone par la méthode de la commande vectorielle, par exemple.

Annexes

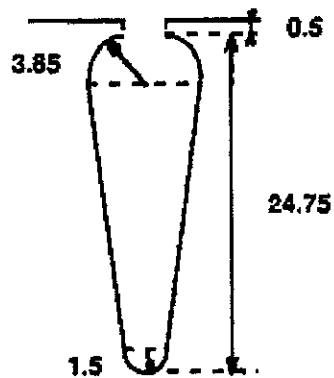
ANNEXE A

Dimensions des encoches et des anneaux de court-circuit. (Toutes les dimensions sont en mm)

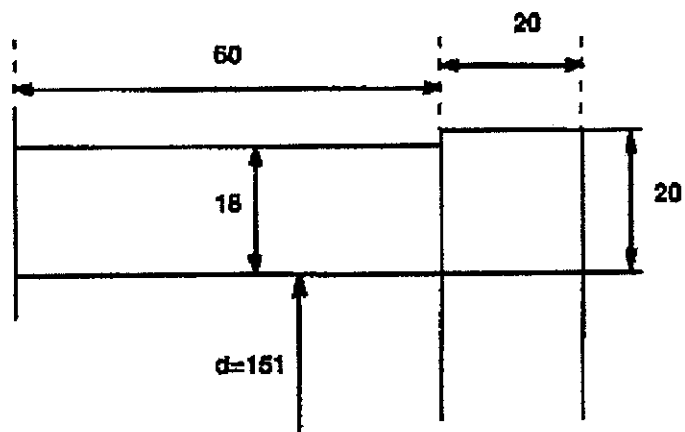
I- Encoche statorique



II- Encoche rotorique



III- Anneau de court-circuit



MANUEL DES PROCEDURES				Origine A 5	Classement R 536
LS	MAGNETIC STEEL Semi-process			Rév. : A	page 1 / 1
Sillac LS 20				Liaison ISO 9001:chap 10	Liaison manuel:chap 10
				Date:	05 06 90
TOLES MAGNETIQUES Caractérisation					
Fabricant :	SOLLAC		Norme:	FeY 1000 65 HD	
Référence:	USINELEC N°1		N° de lot:		
Site de prod:	Florange		Isolation:	Oxydation	
Refendeur :			Elat:	T.T GP four N°2	
Importateur:			Autres:	L+T	
AVANT TRAITEMENT 50 Hz					
Pertes	(W/Kg)			Induction	(Tesla)
1T	1.5T	1.8T		2500A/M	5000A/M 10000A/M
9,25	18,39	24,40		1,60	1,74 1,87
APRES TRAITEMENT					
PERTES			INDUCTION		
Fréquence	50Hz	60Hz	200Hz	400Hz	Champ(A/M) T R r
Induction T	W/KG	W/KG	W/KG	W/KG	
0,50	0,97	1,26	7,87	22,56	100 0,500 3980
0,60	1,33	1,74	11,11	32,92	200 1,036 4123
0,70	1,78	2,31	15,18	45,89	300 1,360 3607
0,80	2,24	2,97	19,94	61,90	400 1,444 2874
0,90	2,81	3,73	25,81	81,15	500 1,490 2371
1,00	3,43	4,57	32,57	103,78	600 1,517 2012
1,10	4,12	5,50	40,58	131,52	700 1,537 1748
1,20	4,88	6,55	49,41	163,61	800 1,553 1545
1,30	5,74	7,69	59,90	200,32	900 1,564 1383
1,40	6,88	8,99	71,56		1000 1,574 1253
1,50	7,76	10,42	84,53		1500 1,615 857
1,60	9,02	12,11	98,26		2000 1,641 653
1,70	10,06	13,56	110,55		2500 1,661 629
1,80	10,85	14,68	120,07		3000 1,678 445
1,90					4000 1,712 341
					5000 1,743 277
					6000 1,768 234
					7000 1,793 204
Anisotropie 1.5T, 50Hz:	3,84-%	B 100, 50Hz:	1,88-%		8000 1,816 181
					9000 1,839 163
ISOLATION Moyenne	Dispersion	Remarques			10000 1,858 148
Ep.(µm)					15000 1,944 103
Isol.(cm²)					30000
CARACTERISTIQUES MECANIQUES					
Epaisseur	Dureté HV5	Ra(µm)	Traction	Rp (daN)	Rm (daN) A %
0,68	172,00	2,43	sens long.	42,87	47,50 18,7
Conductibilité (W/m.Ka):			sens trav.	43,39	48,65 14,8
SITUATION CHIMIQUE (%)					
C Avant TT	C Après TT	Si	Mn.	S	P Al
0,040	0,005	0,008	0,180	0,021	0,059 0,050

Document de base Q10 / T 006

ANNEXE C

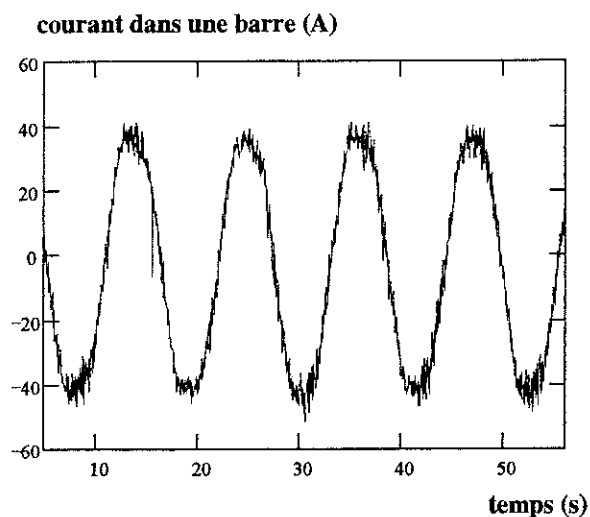
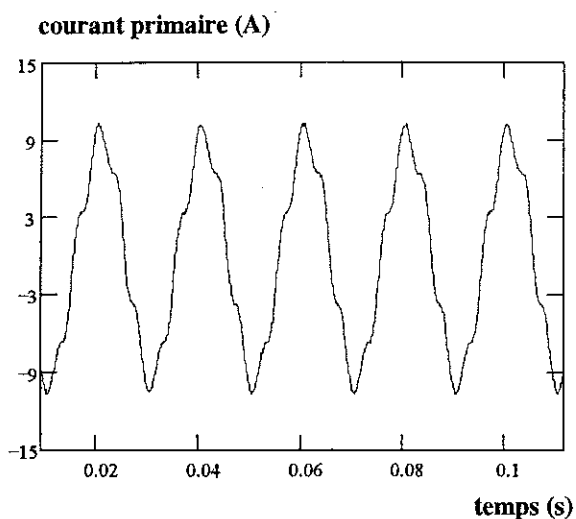
Courants primaires et courants dans la cage mesurés par le DSA (Digitizing Signal Analyzer 602 A) pour les trois rotors.

Dans cette annexe, on donne les courants statoriques et rotoriques mesurés par le DSA (Digital Signal Analyzer) et ceci pour les trois rotors : droit, incliné d'un pas dentaire rotor et incliné d'un pas dentaire stator.

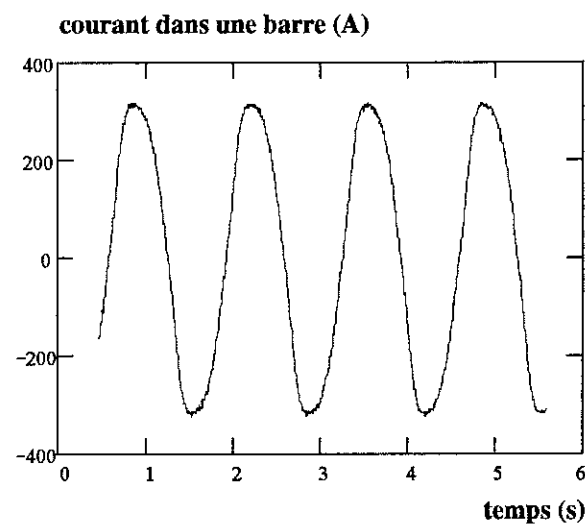
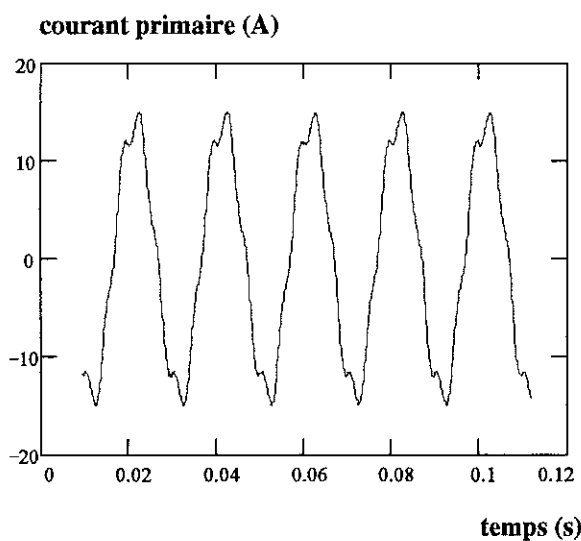
Pour chacun des trois rotors, nous avons mesuré les courants absorbés par une phase au primaire et deux barres de la cage (mais nous n'avons représenté que le courant dans l'une des deux barres) et ceci, pour trois conditions de fonctionnement de la machine :

1. A vide, sous tension nominale,
2. En charge pour un couple de l'ordre du couple nominal de la machine,
3. En court-circuit sous tension réduite, de l'ordre de 30 % de la tension nominale.

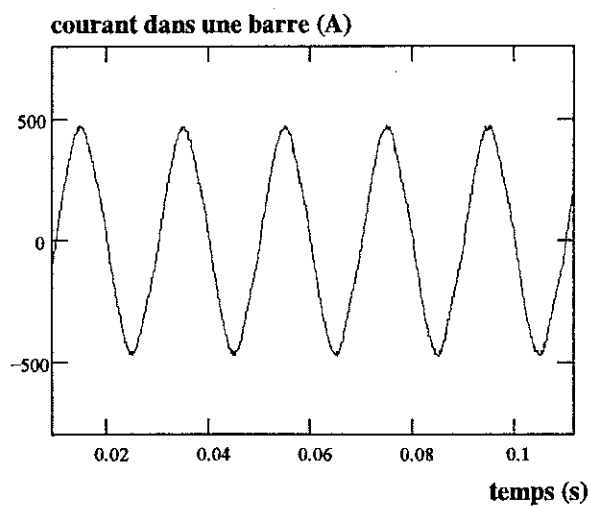
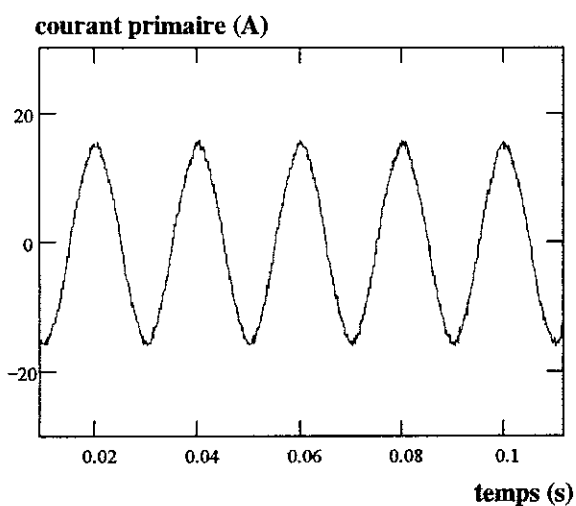
1. Rotor droit



(a)



(b)



(c)

**Courants dans une phase et dans une barre de la machine inversée -
(Rotor droit)**

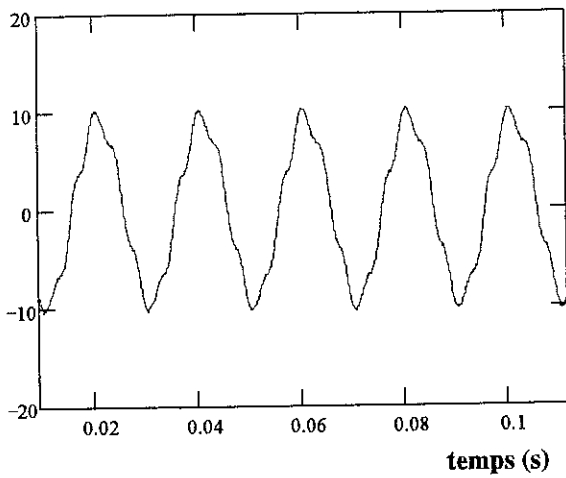
(a) A vide

(b) En charge

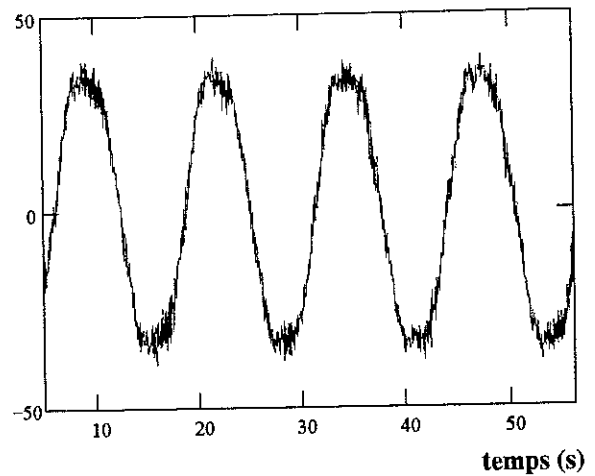
(c) En court-circuit sous tension réduite

2. Rotor incliné d'un pas dentaire rotor

courant primaire (A)

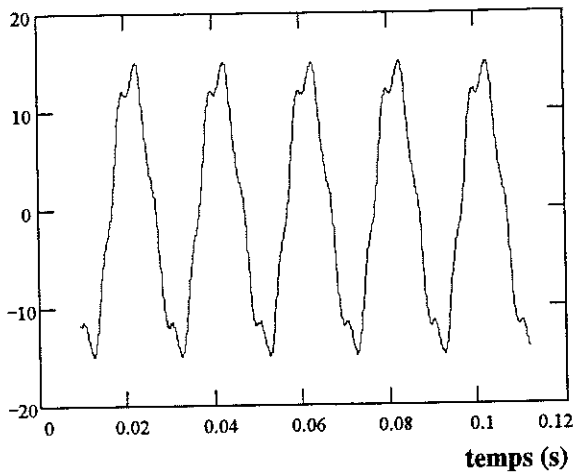


courant dans une barre (A)

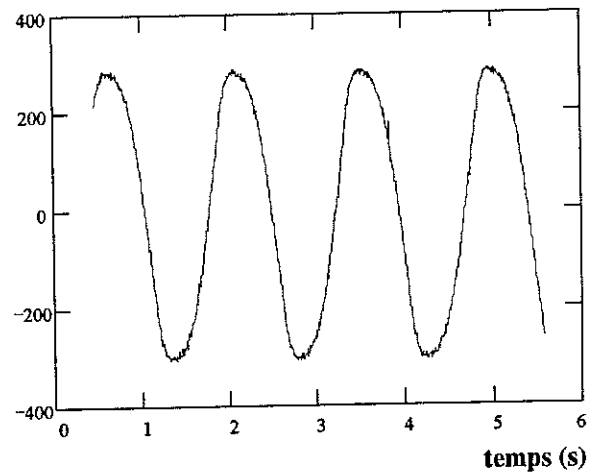


(a)

courant primaire (A)

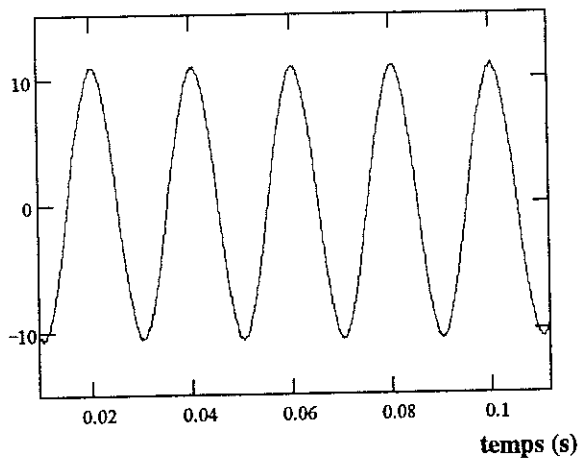


courant dans une barre (A)

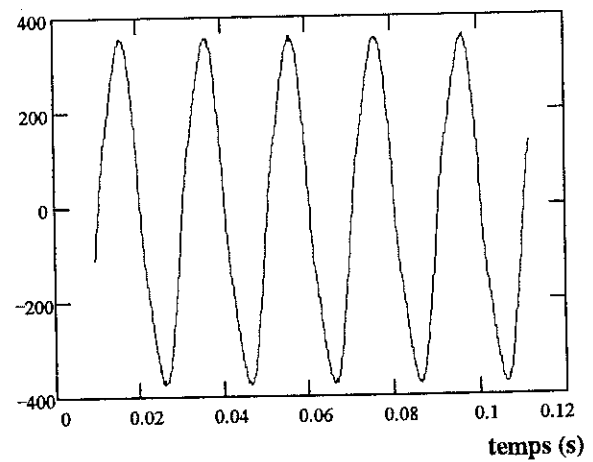


(b)

courant primaire (A)



courant dans une barre (A)



(c)

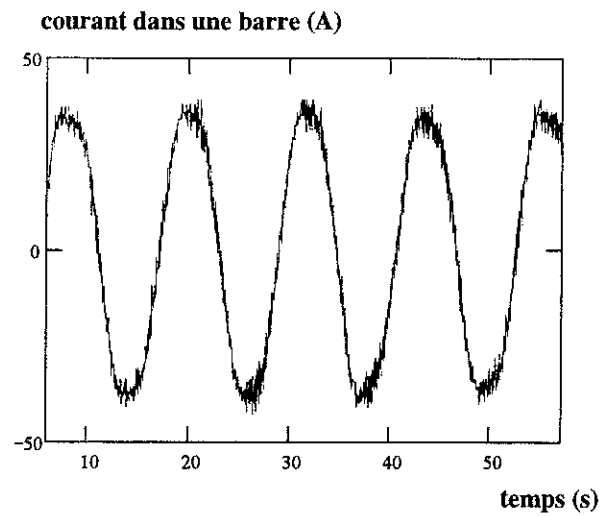
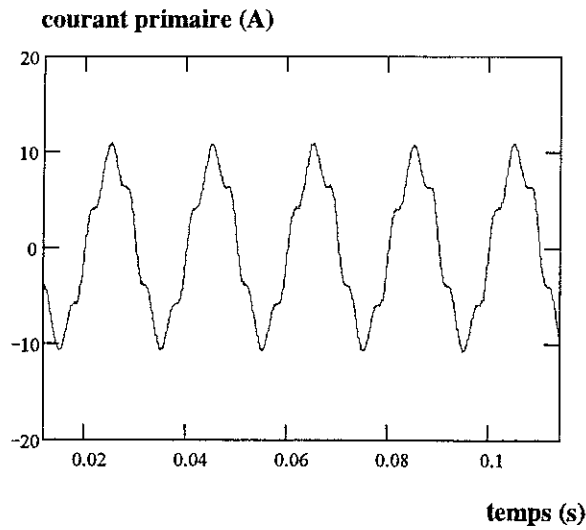
**Courants dans une phase et dans une barre de la machine inversée -
(Rotor incliné d'un pas dentaire rotor)**

(a) A vide

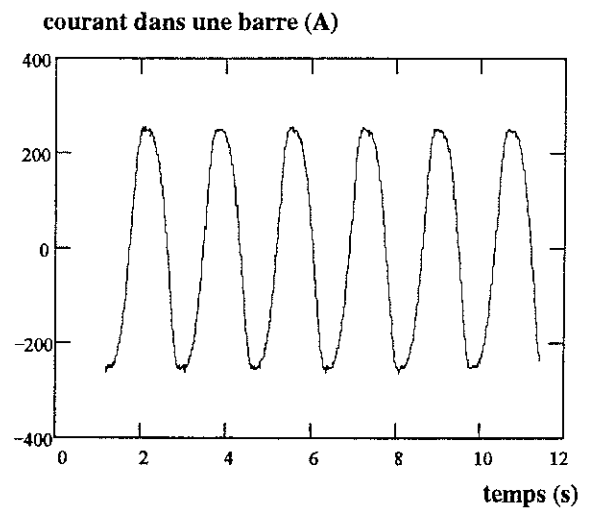
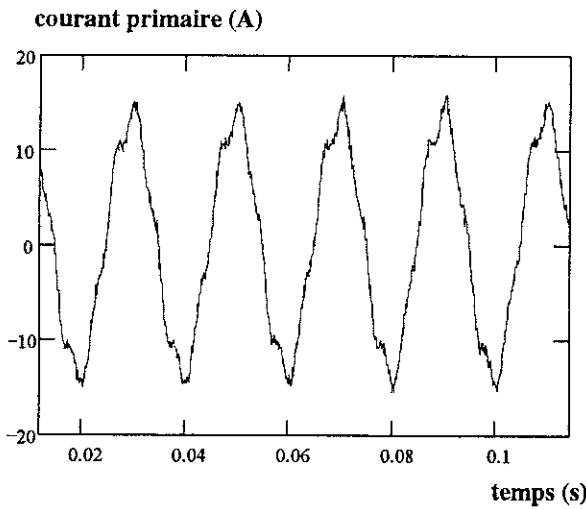
(b) En charge

(c) En court-circuit sous tension réduite

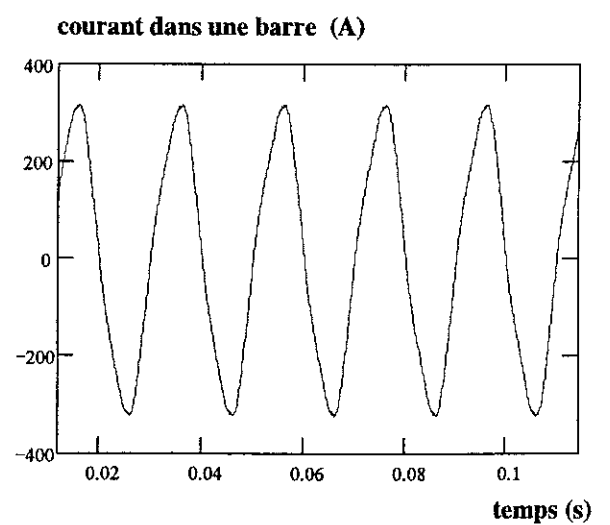
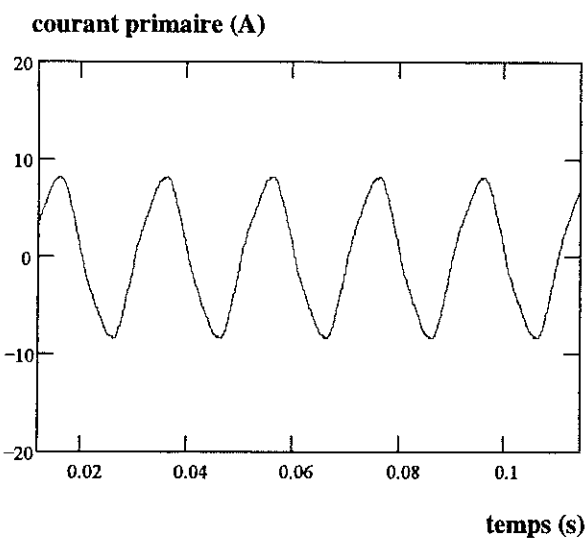
3. Rotor incliné d'un pas dentaire stator



(a)



(b)



(c)

**Courants dans une phase et dans une barre de la machine inversée -
(Rotor incliné d'un pas dentaire stator)**

(a) A vide

(b) En charge

(c) En court-circuit sous tension réduite

ANNEXE D

Calcul analytique des paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone inversée

Dans cette annexe, nous allons donner les valeurs des paramètres du schéma équivalent que nous avons calculées en utilisant des formules analytiques classiques données dans la littérature. Nous n'allons pas développer ces formules. En revanche, nous allons indiquer les références bibliographiques utilisées. Nous insisterons, néanmoins, sur le calcul des paramètres d'extrémités (têtes de bobines et anneaux de court-circuit) car ils interviennent dans le schéma électrique d'alimentation de la machine dans la version de Flux2D couplé aux équations de circuit que nous avons utilisée pour simuler la machine asynchrone inversée.

1. Données de la machine

Les données de la machine asynchrone inversée (cage au stator) sont les suivantes :

Type du moteur : machine asynchrone inversée (cage au stator), triphasé, 50 Hz, 4 pôles.

Puissance : 5 Kw.

Type de la tôle : FEV 1000 65 HD, épaisseur 65/100.

Épaisseur de l'entrefer : $e = 0.5$ mm.

Longueur du fer : $L = 90$ mm.

Nombre d'encoches au stator : $N_s = 20$.

Nombre d'encoches au rotor : $N_r = 36$.

Diamètre extérieur du stator : $D_e = 240$ mm.

Diamètre intérieur du stator : $D_i = 150$ mm.

Diamètre extérieur du rotor : $D_e = 149$ mm.

Diamètre intérieur du rotor : $D_i = 58$ mm.

Les encoches sont de type carré au stator et de type trapézoïdale arrondie au rotor. La figure A.1 donne les principales dimensions de ces encoches.

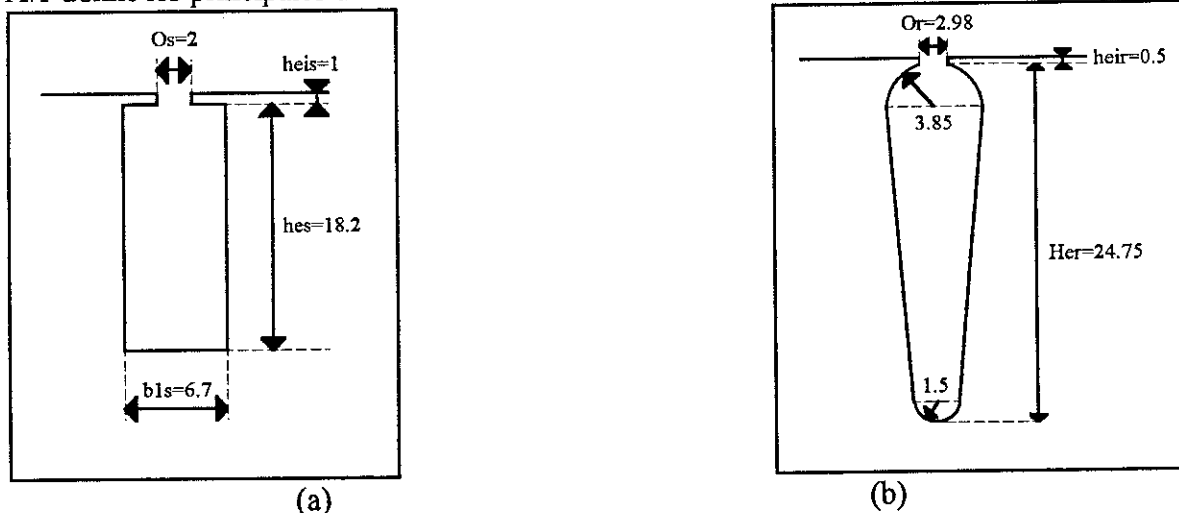


Figure A. 1 Dimensions géométriques de l'encoche statorique (a) et de l'encoche rotorique (b)

Le bobinage rotorique est de type concentrique par pôles conséquents à pas diamétral (Pas = 9 encoches). Chaque phase est constituée de deux bobines en série et les trois phases sont couplées en étoile.

Le nombre de conducteurs par encoche $N_{spe} = 19$. Chaque conducteur est formé de deux fils élémentaires en parallèle de diamètres respectifs $D_{fil1} = 1.4 \text{ mm}$ et $D_{fil2} = 1.32 \text{ mm}$.

2. Calcul analytique des paramètres du schéma équivalent :

2.1 Calcul de la résistance primaire R_1

Nous prenons, comme résistivité des conducteurs en cuivre, celle correspondant au fonctionnement normal à une température de 60°C , soit $\rho = 0.0197 \times 10^{-6} \Omega.m$.

La résistance de chaque conducteur est obtenue par la mise en parallèle des résistances des deux conducteurs élémentaires le constituant. La longueur des têtes des bobines est évaluée en utilisant la formule donnée par VASSENT [1] en l'adaptant au cas de la machine inversée. La valeur numérique obtenue est

$$\underline{R_1 = 0.396 \Omega}$$

2.2 calcul de la réactance de fuites au primaire

Cette réactance se compose principalement de deux composantes : la réactance de fuites d'encoche et la réactance des têtes de bobines.

2.2.1 Réactance de fuites d'encoche

Les principales fuites liées aux encoches sont les suivantes [D 3] :

1. la réactance de fuites d'encoche X_{er}
2. la réactance de fuites différentielles X_{dr}
3. la réactance de fuites zigzag X_{zr}
4. la réactance de dispersion dans l'entrefer X_{diss}

En utilisant les formules données par BELOT [D 3], on a pu calculer directement les valeurs suivantes de ces réactances.

Réactance	Valeur
X_{er}	0.875Ω
X_{dr}	0.142Ω
X_{zr}	0.514Ω
X_{diss}	0.133Ω

2.2.2 Réactance des têtes de bobines

La mesure des réactances des têtes de bobines reste une tâche délicate. Il existe, dans la littérature, différentes formules plus ou moins précises pour calculer ces réactances.

Nous avons testé trois formules données successivement dans [1], [D 4] et [D 5], les résultats obtenus étant assez proches (différence inférieure à 5%). Nous nous contenterons donc de rappeler la formule donnée dans la référence [1] car c'est la plus simple à mettre en oeuvre.

La réactance des têtes de bobines pour un bobinage concentrique à pôles conséquents est donnée par la relation suivante :

$$X_{tb} = \frac{\mu_0 \omega}{(18 \cdot p)} \cdot \left(N_r \cdot \frac{N_{sspe}}{Nb} \right)^2 \cdot P_v \quad (A.1)$$

où

μ_0 est la perméabilité du vide ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H / m}$)

ω est la pulsation

p le nombre de paires de pôles

N_r le nombre d'encoches au primaire

Nb le nombre de voies de bobinage en parallèle

N_{sspe} est le nombre de conducteurs par encoche

P_v est donné par la formule (A.2)

$$P_v = 0.67 \cdot L_{tb} - 0.43 \cdot L_{ap} \quad (A.2)$$

Dans cette formule, L_{tb} désigne la longueur d'une tête de bobine

et L_{ap} est donné par la relation (A.3).

$$L_{ap} = \frac{\pi}{(2 \cdot p)} \cdot (D_r - H_{er}) \quad (A.3)$$

D_r et H_{er} étant respectivement le diamètre extérieur du rotor et la hauteur de l'encoche rotorique voir figure A.1.

Une application numérique donne la valeur suivante pour la réactance d'une tête de bobine

$$\underline{X_{tb} = 0.35 \Omega}$$

Il faut noter, cependant, que la valeur ainsi calculée n'est qu'une valeur approximative, d'une part et d'autre part, les formules analytiques valables pour le calcul des réactances des têtes de bobines des machines asynchrones classiques ne sont pas forcément adaptées pour le cas d'une machine à structure inversée. Des mesures expérimentales réalisées sur la machine ont donné, par ailleurs, une valeur presque trois fois plus grande (0.91Ω à 10% près) que celle trouvée par le calcul analytique [D 6].

Une fois l'ensemble des fuites primaires calculé, on obtient donc la valeur de la réactance de fuite primaire.

$$\underline{X_1 = 2.02 \Omega}$$

2.3 Calcul de la réactance magnétisante

L'utilisation des formules données par TAIEB [D 2] nous permet de calculer la valeur de la réactance magnétisante non saturée de la machine. On trouve alors :

$$\underline{X_m = 25.6 \Omega}$$

2.4 Calcul de résistance secondaire ramenée au primaire

La résistance secondaire ramenée au primaire est calculée en suivant les étapes suivantes :

- calcul de la résistance d'une barre
- calcul de la résistance d'anneau de court-circuit
- prise en compte de l'effet de peau sur ces résistances
- calcul des valeurs des résistances ramenées au primaire à l'aide du coefficient de transformation d'impédances.

Le calcul de la résistance d'une barre étant bien connu, nous allons développer le calcul de la résistance de l'anneau de court circuit.

Les formules de TRICKEY données dans [D 1] ont été modifiées pour prendre en compte la structure inversée de la machine (cage au stator). La valeur de la résistance de la portion d'anneau entre deux barres est donnée par la formule (A.4) :

$$ra = \frac{1}{Ne} \cdot \frac{\rho \cdot \pi \cdot p}{e_{eq} \cdot h} \cdot (D_{req} - Di) \cdot \left(\frac{D_{req}^{(2,p)} + D_i^{(2,p)}}{D_{req}^{(2,p)} - D_i^{(2,p)}} \right) \quad (A.4)$$

où

Ne est le nombre d'encoches au stator

ρ la résistivité de l'anneau

p le nombre de paires de pôles

e_{eq} l'épaisseur équivalente de l'anneau

h la hauteur de l'anneau

D_{req} le diamètre équivalent de l'anneau

Di le diamètre intérieur de l'anneau

Les grandeurs géométriques de l'anneau sont données dans la figure A.2 :

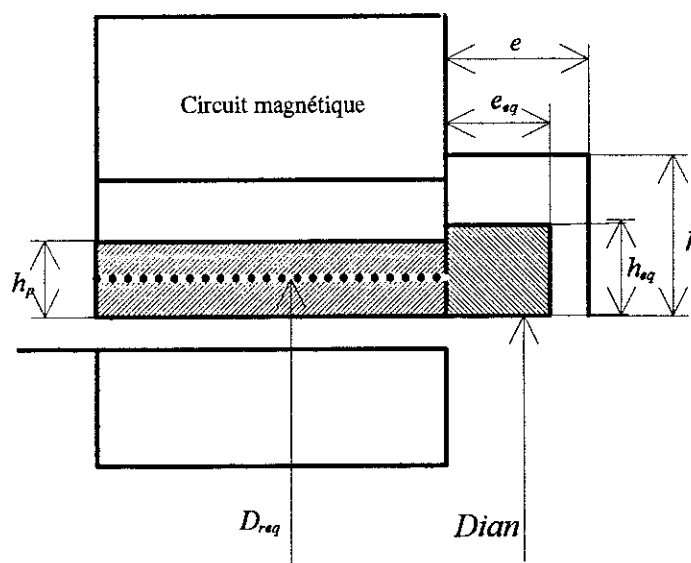


Figure A.2 Effet de peau dans l'anneau

L'application numérique donne les valeurs suivantes :

pour l'anneau de court-circuit proche du circuit magnétique (effet de peau) $r_{an} = 2.4 \mu\Omega$ et
pour l'anneau de court-circuit situé côté mesure, $r_{an} = 1.5 \mu\Omega$.

Pour avoir la résistance d'une phase du secondaire il faut prendre les résistances de deux portions d'anneau avec chaque barre et ramener les valeurs des résistances d'anneau au niveau de la barre en les divisant par le coefficient $\frac{1}{\left[2 \cdot \sin\left[\frac{(\pi \cdot p)}{Ne}\right]\right]^2}$.

Enfin, pour ramener la valeur de la résistance d'une phase secondaire au niveau du primaire, il faudra la multiplier par le coefficient de transformation donné par la formule (A.5) :

$$K = \frac{m1}{Ne} \cdot \left(\frac{Ns \cdot Kb1}{Nsr \cdot Kb2}\right)^2 \quad (A.5)$$

où :

$m1$ est le nombre de phases au primaire

Ne le nombre d'encoches au secondaire

Ns le nombre de spires en série par phase primaire

$Kb1$ le coefficient de bobinage primaire

Nsr le nombre de spires en série pour une phase secondaire (pour la cage $Nsr=0.5$)

$Kb2$ le coefficient de bobinage secondaire (pour une cage $Kb2 = 1$)

Enfin, l'effet de peau, au niveau de la barre, est pris en compte par le coefficient correcteur classique [D 2].

La figure A.3 donne la variation de la résistance secondaire, en fonction du glissement, obtenue à partir de ce calcul.

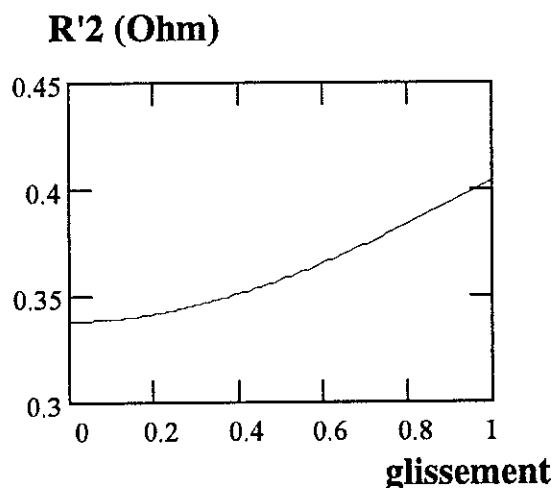


Figure A.3 Variation de la résistance secondaire ramenée au primaire en fonction du glissement

2.5 Calcul de la réactance de fuite secondaire ramenée au primaire

Comme la réactance de fuite primaire, la réactance de fuite secondaires se compose des réactances de fuite d'encoches et de la réactance de fuite d'anneau.

La réactance de fuite d'encoches admet des composantes similaires à celles du primaire, ces dernières sont calculées par des formules classiques telles que celles données par BELOT [D 3].

Pour la réactance de l'anneau de court-circuit, on peut la calculer par la formule suivante : [D 1]

$$X_{an} = \pi \cdot \frac{\mu_0 \omega}{Ne} (Di + h_{eq}) \times 0.365 \cdot \text{Log} \left[\frac{3 \cdot \pi \cdot (Di + h_{eq})}{4 \cdot (h_{eq} + e_{eq})} \right] \quad (\text{A.6})$$

Les grandeurs h_{eq} et e_{eq} dépendent de l'effet de peau, donc du glissement et des surfaces de contact entre les barres et l'anneau de court-circuit [D 1]. L'application numérique fournit les valeurs suivantes au démarrage :

Pour l'anneau de court-circuit proche du circuit magnétique (effet de peau) $X_{an} = 4.66 \mu\Omega$ et pour l'anneau de court-circuit situé côté mesure, $X_{an} = 3.88 \mu\Omega$.

En additionnant les réactances de fuite d'encoches à la réactance de l'anneau, en prenant en compte le facteur correcteur de l'effet de peau et le coefficient de transformation au primaire, on obtient la variation de la réactance de fuite secondaires ramenée au primaire $X'2$ en fonction du glissement.

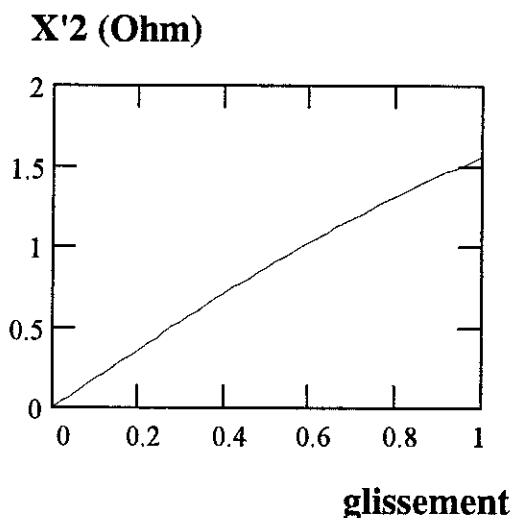


Figure A.5 Variation de la réactance de fuite secondaire ramenée au primaire en fonction du glissement

Bibliographie

- [D 1] E. Vassent, 'Contribution à la modélisation des moteurs asynchrones par la méthode des éléments finis', Thèse INPG, Novembre 1990.
- [D 2] A. Taieb, 'Contribution à la modélisation de la machine asynchrone à cage par logiciels d'éléments finis 2D et 3D', Thèse INPG, Juin 1992.
- [D 3] A. Bellot, 'Calcul des fuites et inductances de fuites de l'induit', Techniques de l'ingénieur, D440, pp 1-16.

[D 4] M. Liwschitz, 'Calcul des machines électriques', Tome1, SPES Lausanne-DUNOD Paris, 1967.

[D 5] E. Levi, 'Polyphase induction motors : A direct approach to their design', Jhon Wiley & sons, New York, 1984.

[D 6] E. Bourgoin, 'Relations entre les composantes symétriques des courants induits d'une machine à induction et les harmoniques d'espace dans l'entrefer : Etudes théorique et expérimentale', Thèse INPG, Septembre 1993.

ANNEXE E

Harmoniques d'espace dans une machine asynchrone

Dans une machine asynchrone, les conducteurs (bobinés ou massifs) sont distribués dans des encoches au stator et au rotor. Ceci a pour conséquence une distribution périodique mais non sinusoïdale de la force magnétomotrice (fmm) dans l'entrefer et une perméance non constante de celui-ci.

La fmm et la perméance contiennent donc une infinité d'harmoniques qui interagissent causant ainsi des effets néfastes sur le fonctionnement de la machine : trous de couple dûs aux couples synchrones et asynchrones, pertes supplémentaires, etc.

Dans les machines ayant des enroulements à pas fractionnaires (nombre d'encoches par pôles et par phase non entier), il existe aussi des sous-harmoniques qui peuvent induire une légère augmentation des pertes [E 1].

Si l'on se limite à une paire de pôles de la machine, on montre que, par symétrie, la fmm stator ne peut contenir que des harmoniques de rang n tel que $n = 6.K \pm 1$ où K est un entier naturel.

Certains de ces harmoniques ont une amplitude relative assez importante. Parmi eux, on distingue :

- a) Les harmoniques d'espace qui ont le même facteur de bobinage que le fondamental et un nombre de paires de pôles égal à $(Z1 \pm p)$ où $Z1$ est le nombre de dents au stator et p le nombre de paires de pôles de la machine. Ces harmoniques ne peuvent être atténués par le raccourcissement du bobinage car ils ont le même facteur de bobinage que le fondamental. En revanche, on peut les réduire en inclinant le rotor par rapport au stator.
- b) Les harmoniques de groupes de phases (phase-belt harmonics) de rangs $(2.q \pm 1)$, où q est le nombre d'encoches par pôle et par phase, ont une amplitude relativement large et doivent être considérés.

Des harmoniques similaires sont générés au rotor.

A cause de la présence des encoches au stator et au rotor, la perméance de l'entrefer varie. L'interaction des harmoniques de la perméance avec les harmoniques des fmm stator et rotor conduit à des harmoniques supplémentaires dans l'entrefer.

Ainsi, la variation brutale de la fmm statorique, lors du passage d'une dent à l'autre, produit une onde stationnaire ayant $(Z1)$ paires de pôles. L'interaction de cette onde avec le fondamental et les harmoniques d'espaces que nous avons vu en a) produit des harmoniques de dentures ayant $(Z1 \pm p)$ paires de pôles. Ces harmoniques, comme les harmoniques d'espace du stator, ont le même facteur de bobinage que le fondamental.

Des harmoniques de dentures rotoriques possédant $(Z2 \pm p)$ paires de pôles sont créés de la même façon par les harmoniques d'espace du rotor avec $Z2$ encoches.

Ces harmoniques tournent dans l'entrefer dans le même sens ou dans le sens contraire du fondamental à une vitesse de $\frac{\omega}{(Z1 \pm p)}$ pour les harmoniques du stator et de $\frac{\omega}{(Z2 \pm p)}$ pour les harmoniques du rotor.

Les harmoniques d'espace du stator créent dans l'entrefer, à cause de la denture du rotor, des harmoniques appelés harmoniques du champs différentiel rotorique. Ces harmoniques ont $(Z2 - (Z1 \pm p))$ paires de pôles.

Les harmoniques d'espace du rotor créent dans l'entrefer, à cause de la denture du rotor, des harmoniques appelées harmoniques du champs différentiel statorique. Ces harmoniques ont $(Z2 - (Z1 \pm p))$ paires de pôles.

La combinaison de ces harmoniques crée les harmoniques du flux différentiel total dans l'entrefer.

Ce flux différentiel génère, dans la fmm du rotor, deux groupes d'harmoniques ayant respectivement $(Z2 - (Z1 \pm p))$ et $[Z2 - (Z2 - (Z1 \pm p))]$ paires de pôles. L'interaction de ces fmm avec les dents du rotor engendre des harmoniques au rotor ayant $(Z1 + p)$ paires de pôles, soit le même nombre de paire de pôles que les harmoniques d'espace et de denture du stator.

Finalement, ces harmoniques rotoriques se combinent avec l'harmonique créé par les harmoniques d'espaces du stator ayant $(Z1 + p)$ paire de pôles dans le rotor lisse (sans encoches) pour donner l'harmonique total du rotor ayant $(Z1 + p)$ paires de pôles.

L'organigramme ci-dessous résume ce processus complexe de génération des harmoniques dans l'entrefer. Pour éclaircir ceci, on a calculé les rangs des principaux harmoniques d'espace dans l'entrefer de la machine asynchrone inversée dans le paragraphe suivant.

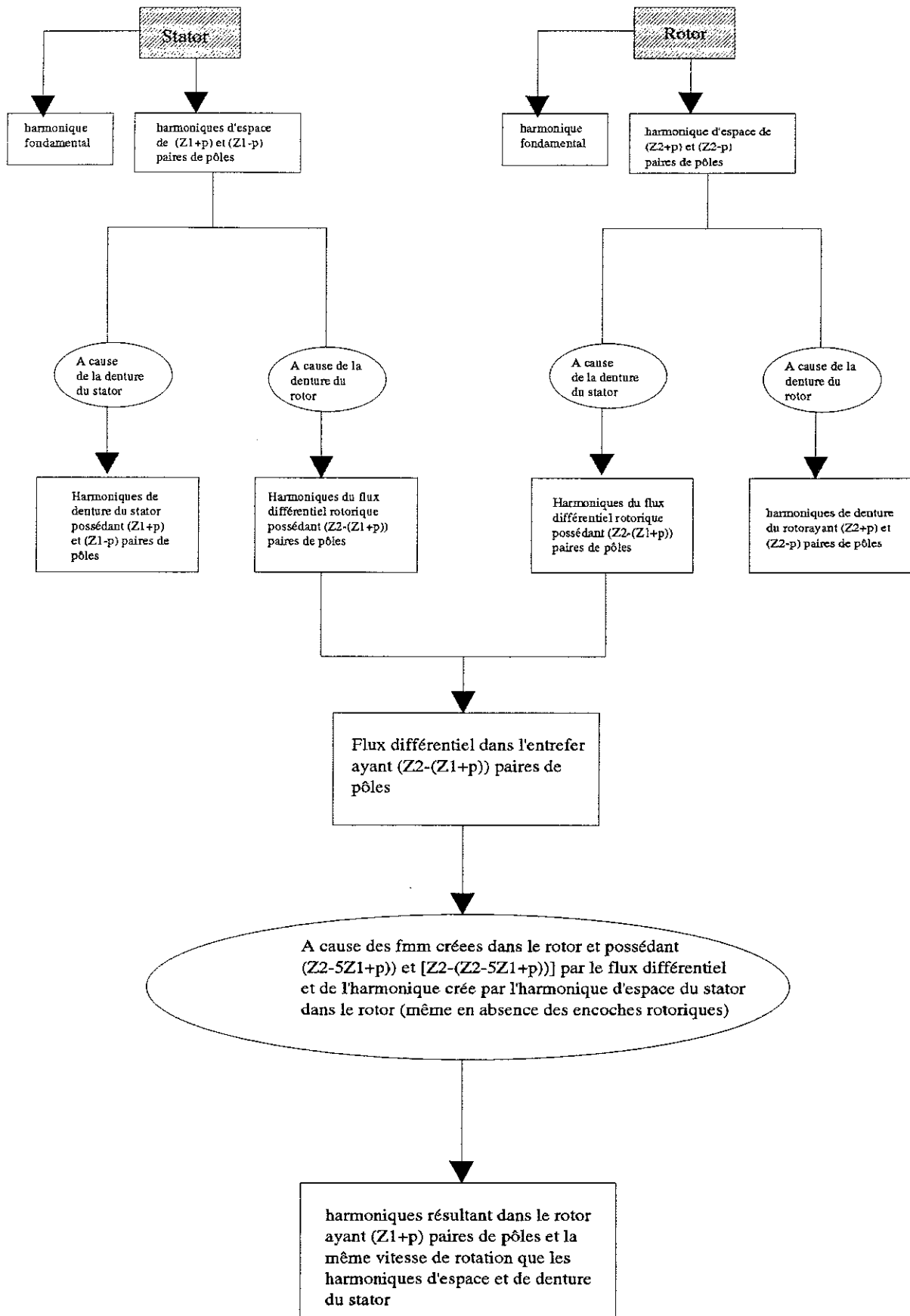


Figure A.1 Interactions entre les différents harmoniques d'espace

Exemple numérique :

Considérons la machine asynchrone inversée. On a $Z_1 = 36$, $Z_2 = 20$, $p=2$ et $q=3$.

On trouvera donc dans l'entrefer les harmoniques suivants :

1. Les harmoniques de phases ayant $(2.q \pm 1)$ p paires de pôles soit 10 et 14 paires de pôles.

Ces harmoniques ont pour rangs respectivement 5 et 7.

2. Les harmoniques d'espace et de denture du stator qui possèdent (36 ± 2) paires de pôles soit donc 34 et 38 paires de pôles (les rangs de ces harmoniques sont 17 et 19, respectivement).

3. Les harmoniques d'espace et de denture du rotor qui possèdent (20 ± 2) paires de pôles soit donc 18 et 22 paires de pôles (les rangs de ces harmoniques sont 9 et 11, respectivement).

4. Les harmoniques du rotor dûs aux flux différentiels et aux harmoniques d'espace de (Z_1+p) paires de pôles possèdent aussi $(36+2) = 38$ paires de pôles (harmonique 19).

Le calcul du spectre de l'induction dans l'entrefer par éléments finis confirme ces calculs, comme le montre la figure A.2.

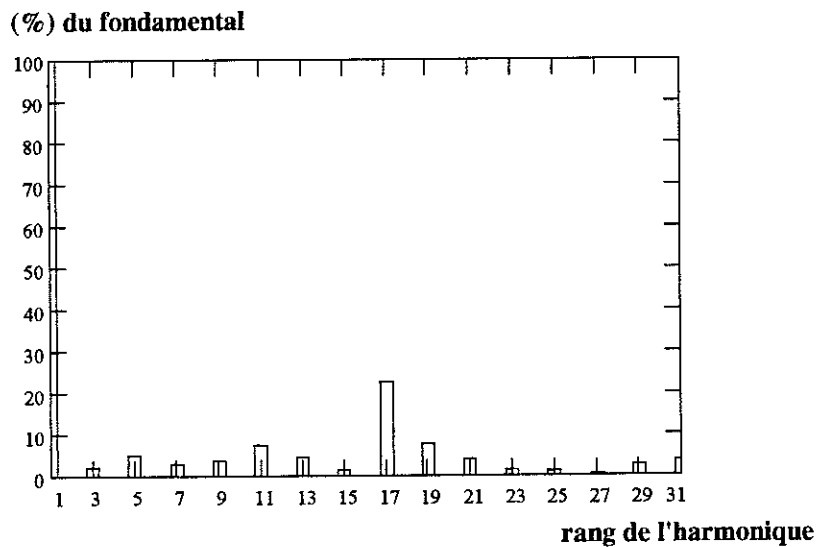


Figure A.2 Spectre de l'induction dans l'entrefer déterminée par Flux2D

La présence des harmoniques 3, 15, 21 d'amplitudes réduites peut être due au fait que les courants, dans les phases du primaire, obtenus par simulation, ne sont pas totalement équilibrés.

Bibliographie

[E 1] Cochran, «Poyphase induction motors : Analysis, design, and application», Marcel Dekker Inc., New York, 1989.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Levi, " Polyphase Motors, A direct approach to their design", John Wiley & Sons, 1987.
- [2] Becnel, J. W. Kilgrore and E. F. Merrill, "Determining Motor Efficiency by field Testing", IEEE Transactions on Industry applications, vol. IA-23, NO. 3, pp 440-443, 1987.
- [3] Kukso and D. Galler, "Control Means For Minimisation of Losses in AC an DC Motor Drives", IEEE Transactions on Industry applications, vol. IA-19, NO. 4, pp561-570, 1983.
- [4] S. Kirschen, D.W. Novotny and Warin SuwanwIsoot, "Minimising Induction Motor Losses By Excitation Control in variable Frequency Drives", IEEE Transactions on Industry applications, vol. IA-20, NO. 5, pp1244-1250, 1984.
- [5] S. Kirschen, D.W. Novotny and T.A. Lipo, "Optimal Efficiency Control of an Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Energy conversion, vol. EC-2, NO. 1, pp70-75, 1987.
- [6] Sen Chen and Sheng Nian Yeh, "Optimal Efficiency Analysis of Induction Motors Fed by Variable-Voltage and Variable-Frequency Source", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 7, No. 3, September 1992.
- [7] A.A. Frank and N.H. Beachley, "Design Considerations for Flywheel transmission Automobiles", SAE 800886.
- [8] Seto, N. Ito, K. Shimoda, "High Efficiency Motor and Controller Using Rare Earth magnets", EVS 10, p187.
- [9] C. O. Naydowski, D. Pohl and H.C. Skudelny, "Studies of electric vehicle drives, illustrated by the example of an urban estate car", 2211.10 (E), Fourth International Electric Vehicle Symposium, Düsseldorf, 1976.
- [10] Bose, "Power Electronics and AC Drives", Printice-Hall 1986.
- [11] Heung G. Kim, Seung K.Sul and Min H. Park, "Optimal efficiency drive of a current source inverter fed induction motor by flux control", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-20, No. 6, 1984.

Bibliographie

- [12] Van Dongen et al " Modèle de propulsion électrique pour Véhicule en fonction de la charge", EVS 1976, pp 159-165.
- [13] W. Leonhard, "Control of electrical drives", Springer-Verlag, 1985.
- [14] N.R. Harris, T.J.E. Miller, " Comparison of design and performance parameters in switched reluctance and induction motors ", IEE Proc., Fourth International Conference on Electrical Machines and Drives, p305, 1989.
- [15] A. Consoli, A. Raciti, "Analysis of permanent magnet synchronous motors ", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.27, NO, 2, pp 350-354, 1991.
- [16] F. Famouri, J.J. Cathey, "Loss Minimisation control of an induction motor drive", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.27, N0.1, PP 32-37, 1991.
- [17] J.M. D. Murphy and F. G. Turnbull, " Power Electronic Control of AC motors", Pergamon Press, 1986.
- [18] V.B Honsinger, " Performance of ploy phase permanent magnet machines", IEEE Trans. On Power apparatus and systems, vol. PAS-99, N0.4 1980.
- [19] O. Sahraoui, L. Gerbaud, O. Normand et J. Roudet, " Contribution à la modélisation des convertisseurs statiques pour la simulation à topologie variable", Journal de Physique III, page 1221-1241, Juin 1993.
- [20] Steinmetz,C.P, "The alternating current induction motor", AIEE Trans., 1897, vol.14, pp 185-217.
- [21] Alger, "The nature of induction machines", Gordon and Breach, N.Y. 1965.
- [22] P.L Cochran, "Ployphase induction motors : Analysis, Design and Applications", Marcel Deker inc., N.Y. 1989.
- [23] M. Poloujadoff, "The theory of three phase induction squirrel cage motors", Electric machines and power systems, 1987.
- [24] N. Zorbas, B.A. Neyland, "Derivation of induction motor equivalent circuit using space-phasor concepts", IEEE Trans. on Education, vol. E-30, n°2, May 1987.

Bibliographie

- [25] M. Pouloujadoff, "General rotating mmf theory of squirrel cage induction machines with non uniform air gap and several non sinusoidally distributed windings", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-101, N0. 3 March 1982.
- [26] Liwschitz, "Calcul des machines électriques", Dunod, Paris 1967.
- [27] M. Pouloujadoff, M. Ivanov, "Comparaison des schémas équivalents au moteur asynchrone polyphasé", Revue Générale Electricité, vol.76, pp 1-6, 1967.
- [28] Yamamura, "AC motors for high performance applications : analysis and control", Marcel Dekker, INC, 1986.
- [29] A.M. Sharaf, "A Frequency dependent steady-state model of induction motor load for harmonic flow studies", ICHPS '92, pp256-259, 1992.
- [30] G. R. Slemon, "Circuit models for polyphase induction machines", Electric machines and Power systems, vol. 8, p. 369-379, 1983.
- [31] Dekhouche, "Commande vectorielle numérique de la machine asynchrone", Thèse INPG, Septembre 1990
- [32] Vas, "Vector control of AC machines", Clarendon press, Oxford, 1990.
- [33] Koyama, M. Yano, I. Kamujama, S. Yano, "Microprocessor-based vector control system for induction motor drives with rotor time constant identification", IEEE Trans., IAS Annual Meeting, 1985, pp 564-569.
- [34] Consoli, "Parameters estimation of inverter fed induction motors", CONUMEL, 1980, pp III.24-III.33.
- [35] Boussak, "Contribution à la modélisation entrée-sortie et à l'identification paramétrique des machines à induction", Thèse Paris VI, 1989.
- [36] Magureanu, L. Kreindler, "Off-line and on line squirrel cage induction motor parameter identification", ICEM, vol.III, Pisa Italie, Sept. 12-14, 1988, pp 309-314.

- [37] Perret, M.F. Al Turk, M.I. Mahmoud, "An induction motor identification method for performances study and control strategy parameters determination based on the simplified equivalent circuit", ICEM, vol.III, Pisa Italie, Sept. 12-14, 1988, pp 239-244.
- [38] Wambacq, D.V. Goethen, P. Lataire, G. Maggetto, "Using symmetrical components of instantaneous potentials and currents to identify the parameters for the mathematical model of a squirrel-cage induction machine", Proc. ICEM, Bruxelles, 1978, part.3, E2/10, pp 1-14.
- [39] Willis, G.J. Brock, J-S. Edmonds, "Derivation of induction machine models from standstill frequency response tests", IEEE Trans. on Energy Conv., vol.4, n°4, 1989, pp 608-613.
- [40] Moon, A. Keyhani, "Estimation of induction machine parameters from standstill time domain Data", IES Ann. Meeting, Toronto, 1993, pp 336-342.
- [41] Robinson, "Finite element calculation of equivalent circuit parameters for induction motors", Thèse Imperial College of Science and Technologie, London, 1988.
- [42] Blemans, R.D. Findlay, W. Geysen, "A circuit approach to finite element analysis of a double squirrel cage induction motor", IEEE Trans. on Energ. Conv., vol.5, n°5, December 1990, pp 713-724.
- [43] Belmans, D. Verdyck, T.B. Johansson, W. Geysen, R.D.Findlay, "Calculation of the no-load and torque speed characteristic of induction motors using finite elements", Proc. Int. Electrical Machines, Boston August 1990, pp 724-729.
- [44] Tandan, "Finite element analysis of in induction machines", IEEE Trans. on Magnetism, vol.MAG-18, n°6, November 1982, pp 1722-1724.
- [45] Sabonnadière, J-L. Coulomb, "Calcul des champs électromagnétiques", Techniques de l'Ingénieur, D3020, pp 1-20.
- [46] Taieb, "Contribution à la modélisation de la machine asynchrone à cage par logiciels d'éléments finis 2D et 3D", Thèse INPG, 1992.

Bibliographie

- [47] Arkkio, "Analysis of induction motors based on the numerical solution of the magnetic field and circuit equation", Thesis of acta polytechnica scandinavia, Electrical Engineering series n°9, Helsinki, 1987.
- [48] Hong, "Non linear complex finite element analysis of squirrel cage induction motor performance", IEE Proc. B, vol.138, n°5, Sept. 1991.
- [49] Williamson, J-W. Ralph, "Finite element analysis of induction motor fed from a constant voltage source", IEE Proc., vol.130, Pt.B, n°1, January 1983.
- [50] Vassent, "Contribution à la modélisation des moteurs asynchrones par la méthode des éléments finis", Thèse INPG, Novembre 1990.
- [51] Lombard, "Couplage des équations électriques et magnétiques", Thèse INPG, Septembre 1992.
- [52] Picollo, "Contribution à la modélisation des machines asynchrones par la résolution pas à pas de l'équation du champ", Thèse INPT 1991.
- [53] Williamson, M.C. Begg, "Calculation of the bar resistance and leakage reactance of cage rotors with closed slots", IEE Proc., vol.132, Pt.B, n°3, 1985.
- [54] Kladas, A. Razek, "Parametric study of bar resistance and leakage inductance in saturated rotor cages", Proc. Int. Conf. on Elec. Machines, Munich, 1986.
- [55] Brown, C. Grantham, "Determination of the parameters and parameter variations of a 3-phase induction motor having a current displacement rotor", Proc. IEE, vol.122, n°9, September 1975.
- [56] Oberretl, "Dependence of rotor bar currents from rotor position in squirrel cage motors", Int.Nat. Conf. on Electrical Machines, P.3, Athènes 1986, pp 1761-1767.
- [57] Ducreux, "Mise en évidence de l'influence des harmoniques d'espace sur le calcul de champ de machines asynchrones en magnétodynamique complexe", Document de travail EDF, 1993.
- [58] Alger, "The Nature of Induction Machines", Gordon and Breach, 1970.

Bibliographie

- [59] Salon, M.J. De Bertoli, D. Burrow, C. Slavik, "Effects of slots closure and magnetic saturation on induction machine behaviour : a study using finite element analysis", Proc. ICEM 92, Manchester, pp 557-561.
- [60] Bourgoïn, "Relations entre les composantes symétriques des courants induits d'une machine à induction et les harmoniques d'espace dans l'entrefer : étude théorique et expérimentale", Thèse INPG, Septembre 1993.
- [61] Salon, D.W. Burrow, R.F. Ashley, III, L. Ovacik, M.J. De Bertoli, "Finite element analysis of induction machines in the frequency domain", IEEE Trans. on Magn., vol.29, n°2, March 1993.
- [62] E.C.Barnes, " An experimental study of machine end-turn leakage reactance ", AIEE Transactions, vol.70, pp671-679,1951.
- [63] Creer, D.W. Novotny, T.A. Lipo, "Determination of equivalent circuits for induction machines with skin effect using terminal characteristics". Electric Machines and Power Systems, 1986, pp 378-394.
- [64] Grantham, "Determination of induction motor parameter variations from a variable frequency standstill test", Electric Machines and Power Systems, 1985, pp 239-248.
- [65] Kamoun, F. Prezezdziecki, "Frequency analysis method of variable parameter asynchronous motors", Electric Machines and Power Systems, 1989, pp 199-207.
- [66] Kamwa, P. Viarouge, "Nouvelles approches pour la détermination expérimentale des modèles généralisés de machines synchrones", RGE, n°1, 1991, pp 1-11.
- [67] Boussak, "Contribution à la modélisation entrée-sortie et à l'identification paramétrique des machines à induction", Thèse, Paris VI, 1989.
- [68] Adkins, R.G. Harley, "The general theory of alternating current machines", Chapman and Hall, London, 1975.
- [69] Barret, "Régimes transitoires des machines tournantes électriques", Editions Eyrolles, 1987.
- [70] J-Cl. Sabonnadière, "Conception des machines électriques : la modélisation facilite l'optimisation", RGE, n°3, Mars 1987, pp 11-20.

- [71] Keyhani, "Synchronous machine parameter identification", *Electric Machines and Power Systems*, vol.20, n°1, 1992, pp 45-69.
- [72] Moon, A. Keyhani, "Estimation of induction machine parameters from standstill time domain data", *IEEE, IAS Ann. Meeting* 1993, pp 336-342.
- [73] Soliman, G.S. Christensen, "Modelling of induction motors from standstill frequency response tests and a parameter estimation algorithm", *Electric Machines and Power Systems*, vol.20, n°2, 1992, pp 123,135.
- [74] Canay, "Determination of the model parameters of machines from the reactance operators $X_d(p)$, $X_q(p)$ ", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol.8, n°2, pp 272-279.
- [75] IEEE Standard procedures for obtaining synchronous machine parameters by standstill frequency response testing", *IEEE Std 115A*, 1987.
- [76] Bissig, K. Reichert, T.S. Kulig, "Modelling and identification of synchronous machines, a new approach with and extended frequency range", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol.8, n°2, 1993, pp 263-271.
- [77] Coultres, W. Watson, "Synchronous machine models by standstill frequency response tests", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS 100, n°4, April 1981.
- [78] Willis, G.J. Brock, J.S. Edmonds, "Derivation of induction motor models from standstill frequency response tests", *IEEE Tran. on Energy Conversion*, vol.4, n°4, 1989, pp 608-615.
- [79] Salon, D.W. Burow, R.E. Ashley III, L. Ovacik, M.J. Debortole, "Finite element analysis of induction machines in the frequency domain", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol.29, n°2, 1993, pp 1438-1441.
- [80] Canay, "Physical signifiance of sub-subtransient quantities in dynamic behaviour of synchronous machines", *IEE Proc.B*, 135(6), 1988, pp 334-340.
- [81] Canay, "Modelling of alternating current machines having multiple motor circuits", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol.8, n°2, June 1993, pp 280-296.

- [82] Krause, "Analysis of electric machinery", Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1986.
- [83] Keyhani, S. Hao, G. Dayal, "The effects of noise on frequency-domain parameter estimation of synchronous machine models", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol.4, n°4, 1989, pp 600-608.
- [84] Umans, J.A. Mallick, G.L. Wilson, "Modelling of solid rotor turbogenerators, Part 1 : theory and techniques", IEEE Trans. Power App. Syst., vol.PAS-97, n°1, 1978, pp 269-277.
- [85] Vassent, "Contribution à la modélisation des moteurs asynchrones par la méthode des éléments finis", Thèse INPG, 1990.
- [86] Hosinger, "Measurement of end-winding leakage reactance", AIEE 1959, pp 426-431.
- [87] TAIEB, "Contribution à la modélisation de la machine asynchrone à cage par logiciel d'éléments finis 2D et 3D", Thèse INPG, Juin 1992.
- [88] Liwschitz, "Calcul des machines électriques", Tome I, Dunod, 1967.
- [89] WATSON W., MANCHUR G., Synchronous machine operational impedances from low voltage measurements at the stator terminals, IEEE Trans. on power Apparatus and Systems, PAS. 93, Vol. 1, pp 777-784, 1974
- [90] MatriXx, System identification module, Integrated systems, June 1991.
- [91] IEEE committee Report, «Supplementary Definitions and Associated Test Methods for Obtaining Parameters for Synchronous Machine Stability Study Simulations», IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, vol. 99, July/August 1980, pp. 1625-1633.
- [92] Sahraoui, A. Foggia, "Modélisation de la machine asynchrone par l'essai de la réponse fréquentielle à l'arrêt", EPE Chapter Symposium on ELECTRIC DRIVE DESIGN AND APPLICATIONS, 19-20 Octobre 1994, Lausanne, Suisse.(à paraître)

RESUME

Depuis son invention par Tesla, au siècle dernier, la machine asynchrone s'est imposée dans l'industrie grâce à sa robustesse, sa fiabilité et son coût faible. Avec le développement de l'électronique de puissance et de la commande vectorielle ces dernières années, elle est devenue compétitive dans le domaine de la vitesse variable.

Il existe, principalement, deux approches différentes pour l'étude de la machine asynchrone : le schéma équivalent et la méthode des éléments finis. Les méthodes classiques de détermination des paramètres du schéma équivalent sont approximatives, car basées sur des modèles simplifiés du champ. La méthode des éléments finis (m.é.f) est plus précise car elle permet de prendre en compte des phénomènes complexes tels que la saturation et l'effet de peau dans la machine, mais exige généralement des moyens et des temps de calcul importants.

Pour combiner les deux approches ci-dessus, nous avons abordé, au cours de notre travail, le problème de la détermination des paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis. Ainsi nous obtenons un schéma équivalent précis et facile à mettre en oeuvre. Pour ceci, nous avons développé plusieurs méthodes parmi lesquelles on peut citer :

- 1) La méthode du diagramme vectoriel qui se base sur les équations classiques de la machine en régime permanent. Cette méthode permet de mettre en évidence la variation des paramètres du schéma équivalent avec les conditions de fonctionnement de la machine.
- 2) La méthode de l'essai fréquentiel à l'arrêt (StandStill Frequency Response, SSFR) qui permet de modéliser finement l'effet de peau dans la machine, et de déterminer les constantes de temps électriques, très importantes dans l'étude du comportement dynamique de la machine.

La validation de ces méthodes a été faite sur une machine asynchrone à structure inversée (cage au stator). les résultats de calcul sont en bon accord avec les mesures.

MOTS CLEFS

Schéma équivalent, Eléments finis, Machine asynchrone, SSFR, Diagramme vectoriel, rendement.

ABSTRACT

Since its invention by Tesla, last century, the induction machine has been widely used in industry due to its ruggedness, reliability and low price. Owing to their excellent control capabilities, variable speed drives incorporating induction motors, modern static converters and employing vector control can well compete with high-performance d.c. drives.

There are mainly two different approaches for the study of the induction machine : equivalent circuit and the finite element method. Classical methods used for the determination of the machine's equivalent circuit parameters, suffer for lack of accuracy because they are based on rough model of electromagnetic field. The finite element method (f.e.m) is more accurate because it can handle complex phenomena like saturation and eddy currents in the machine but is somewhat cumbersome. Combining the two approaches, in this thesis, the identification of induction machine equivalent circuit is carried out using f.e.m. As a result, a simple and accurate equivalent circuit is obtained. In order to perform this task, several methods are developed, among which one can mention :

- 1) The method of vector diagram which is based on machine's steady-state equations . This method shows clearly that the circuit parameters are no longer constants but vary with machine's operating conditions.
- 2) The method of Standstill Frequency Response (SSFR) which handles accurately the problem of eddy currents and enables the identification of electrical time constants which are very important in dynamic studies.

The validity of these methods was tested using an inverted induction machine (cage in the stator). The simulation results are in good agreement with the measurement ones

KEY-WORDS

Equivalent circuit, Finite element method, Induction machine, SSFR, Vector diagram, Efficiency.

