

**RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

**Ecole Nationale Polytechnique**



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique



**Département d'ELECTROTECHNIQUE**

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de

**Master en Electrotechnique**

Intitulé

# Modélisation de la MAS à rotor bobiné en tenant compte des pertes fer et la saturation

Sous la direction de Pr. O.Touhami

Présenté par :

**Abderrahmane DJAOUTI**

Soutenu publiquement le (18/06/2017)

**Composition du Jury :**

Président	R.TAHMI, Professeur à l'ENP
Encadreur	O. TOUHAMI, Professeur à l'ENP
Examineur	R. IBTIOUEN, Professeur à l'ENP



**RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

**Ecole Nationale Polytechnique**



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique



**Département d'ELECTROTECHNIQUE**

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de

**Master en Electrotechnique**

Intitulé

# Modélisation de la MAS à rotor bobiné en tenant compte des pertes fer et la saturation

Sous la direction de Pr. O.Touhami

Présenté par :

**Abderrahmane DJAOUTI**

Soutenu publiquement le (18/06/2017)

**Composition du Jury :**

Président	R.TAHMI, Professeur à l'ENP
Encadreur	O. TOUHAMI, Professeur à l'ENP
Examineur	R. IBTIOUEN, Professeur à l'ENP

**ملخص** \_الأخذ بعين الاعتبار خسائر الحديد في الآلات الكهربائية هي خطوة هامة جدا في عملية التصميم. الهدف من هذا العمل هو تأكيد ادراج نموذج للخسائر بإنشاء تصميم دقيق للآلة الكهربائية المدروسة. وقع الاختيار على استعمال النموذج  $\Gamma$  للآلة الغير متزامنة بواسطة نمذجة خسائر الحديد بمقاومة غير خطية بالتوازي مع الفرع المغناطيسي للآلة. قد أجريت اختبارات لتجريبية على الآلة من اجل تأكيد مصداقية التصميم الذي قمنا به. لقد قمنا كذلك بإثبات ان اخذ التشبع بعين الاعتبار عن طريق حلقة التخلف المغناطيسية المحصول عليها تجريبيا تحسن النتائج. مقارنة نتائج المحاكاة مع نتائج الاختبارات التجريبية يظهر توافق جيد و يثبت قدرة التصميم على تقدير خسائر الحديد بدقة جيدة.

**الكلمات الرئيسية** \_ حلقة التخلف, خسائر الحديد, التشبع المغناطيسي, مقاومة غير خطية.

**Abstract** \_The taking into account of iron losses in electrical machines is a very important step during the design process. The objective of this final work was to validate the implementation of a model of iron losses while performing a precise modeling of the electrical machine studied. The choice was made to use the model  $\Gamma$  of the asynchronous machine by modeling iron losses by a non-linear resistor parallel to the magnetizing branch of the machine.

Experimental tests were carried out on the machine to confirm the validity of what we did as modeling. Thus, we have shown that taking into account the magnetic saturation from the experimentally obtained hysteresis loop improves the results.

The comparison of the simulated results with the measurements from the experimental tests shows an agreement and demonstrates the ability of the model to estimate iron losses with good accuracy.

**Key words** \_ Hysteresis cycle, iron losses, magnetic saturation, Nonlinear resistance.

**Résumé** \_ La prise en compte des pertes fer dans les machines électriques est une étape très importante lors du processus de conception. L'objectif de ce travail de fin d'études a donc été de valider l'implémentation d'un modèle de pertes fer tout en effectuant une modélisation précise de la machine électrique étudiée. Le choix s'est porté sur l'utilisation de modèle  $\Gamma$  de la machine asynchrone en modélisant les pertes fer par une résistance non linéaire parallèle à la branche magnétisante de la machine.

Des tests expérimentaux ont été effectués sur la machine pour confirmer la validité de ce que nous avons fait comme modélisation. Ainsi nous avons montré que la prise en compte de la saturation magnétique à partir du cycle d'hystérésis obtenu expérimentalement améliore les résultats.

La comparaison des résultats simulés avec les mesures issues des essais expérimentaux montre une bonne concordance et démontre la capacité du modèle à estimer les pertes fer avec une bonne précision.

**Mots-Clés** \_ Cycle d'hystérésis, pertes de fer, saturation magnétique, Résistance non linéaire

## *Dédicace*

Je dédie ce modeste projet :

*A mes très chers parents.*

*A mes frères et sœurs.*

*A mon oncle Razki.*

*A toute la famille DJAOUTI.*

*A tous mes amis.*

DJAOUTI.Abderrahmane.

# Remerciements

Je tiens au cours de ces paragraphes à remercier tous ceux qui ont participé de près ou de loin à cette thèse et grâce auxquels ce projet a été possible.

Je remercie d'abord mon promoteur le Professeur **Omar. Touhami**, pour m'avoir proposé cette thèse et pour sa confiance et sa disponibilité. Je le remercie aussi pour les connaissances qu'il m'a fait partager.

Je souhaite aussi remercier tous les enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, et en particulier, mes professeurs d'électrotechnique qui ont contribué à notre formation, pour les connaissances qu'ils nous ont transmis, leur disponibilité et leurs efforts.

Je tiens à remercier vivement D.r **Fouzi. Aboura**, pour son aide et les échanges d'idées.

# TABLES DE MATIERES

Liste des figures

Liste des tableaux

INTRODUCTION GENERALE .....	9
Chapitre I        Matériaux magnétiques et Hystérésis	
I.1    INTRODUCTION.....	10
I.2    DESCRIPTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE .....	10
I.3    LE MAGNETISME DU POINT DE VUE MICROSCOPIQUE .....	10
I.4    LES MATERIAUX MAGNETIQUES.....	11
I.4.1.1    LES MATERIAUX MAGNETIQUES DOUX .....	11
I.4.1.2    LES MATERIAUX MAGNETIQUES DURS.....	11
I.4.2    CLASSIFICATION DES MATERIAUX MAGNETIQUES .....	11
I.5    CYCLE D’HYSTERESIS .....	12
I.6    DIFFERENTS MODELES D’HYSTERESIS.....	13
I.6.1    REGIME STATIQUE .....	13
I.6.2    REGIME DYNAMIQUE.....	14
I.7    LES PERTES DANS LA MATIERE .....	14
I.7.1    LES PERTES EN REGIME STATIQUE.....	14
I.7.2    LES PERTES PAR COURANT DE FOUCAULT .....	14
I.8    SATURATION .....	15
I.9    TEST EXPERIMENTAL EFFECTUE AU LABORATOIRE POUR LA DETERMINATION DU CYCLE D’HYSTERESIS DANS LA MACHINE ASYNCHRONE .....	15
I.9.1    BANC D’ESSAI .....	15
I.9.2    L’ESSAI DE FUCHS.....	16

## Chapitre II Modélisation de la machine asynchrone

II.1	INTRODUCTION .....	19
II.2	RAPPEL DU MODELE DE R.H.PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	19
II.3	MODELE $\Gamma$ DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	23
II.3.1	ÉQUATIONS DE TENSION ET DU FLUX.....	24
II.3.2	MODELE DE PERTES FER.....	24
II.3.3	PERTES FER.....	26
II.3.4	PRISE EN COMPTE DE LA SATURATION.....	26
II.4	SIMULATION DU MODELE .....	28
II.5	COMPARAISON DES RESULTATS SIMULES ET EXPERIMENTAUX.....	35
II.6	Conclusion.....	36
	Conclusion générale .....	37
	Bibliographie .....	38



## LISTE DES FIGURES

FIG. I.1 - LE CYCLE D'HYSTERESIS, LA COURBE PREMIERE AIMANTATION ET LES POINTS CARACTERISTIQUES.....	13
FIG. I.2- CYCLE D'HYSTERESIS QUASI-STATIQUE (0.5HZ) [7].....	13
FIG. I.3- CYCLE D'HYSTERESIS DYNAMIQUE (50HZ) [7] .....	14
FIG. I.4- LE SYSTEME D'ACQUISITION.....	16
FIG. I.5. SCHEMA ELECTRIQUE DE LA MESURE DU CYCLE D'HYSTERESIS. ....	16
FIG. I.6. PLAQUE A BORNES DE LA MACHINE. ....	17
FIG. I.7 (A) LE COURANT DE LA PHASE (A) ET (B) LE COURANT DE LA PHASE (B) .....	17
FIG. I.8 TENSION AU NIVEAU DU ROTOR.....	17
FIG. I.9- (A) LE CYCLE D'HYSTERESIS OBTENU PAR LE COURANT I1, (B) LE CYCLE D'HYSTERESIS OBTENU PAR LE COURANT I2. ....	18
FIG. I.10 CYCLE D'HYSTERESIS ET SA COURBE ANHYSTERETIQUE.....	18
FIG. II.1- REPRESENTATION DES ENROULEMENTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	20
FIG. II.2- REPRESENTATION DES ENROULEMENTS FICTIFS D'AXE D ET Q. ....	22
FIG. II.3. MODELE EN $\Gamma$ DE LA MACHINE ASYNCHRONE [1] .....	24
FIG. II.4- MODELE DE PERTE FER. ....	25
FIG. II.5 - (A) COURBE DE PREMIERE AIMANTATION, (B) APPROXIMATION POLYNOMIALE D'ORDRE 7 DE LA COURBE DE PREMIERE AIMANTATION, (C) COMPARAISON ENTRE LA COURBE DE PREMIERE AIMANTATION OBTENUE EXPERIMENTALEMENT ET SON APPROXIMATION POLYNOMIALE.....	28
FIG. II.6. INDUCTANCE DE MAGNETISATION EN FONCTION DU FLUX MAGNETIQUE .....	29
FIG. II.7- LE SCHEMA BLOC DU MODELE.....	30
FIG. II.8 - LE SCHEMA DETAILLE DU BLOC « SUB-SYST ». ....	30
FIG. II.9- COURANT STATORIQUE D'UNE PHASE : (A) A VIDE, (B) EN CHARGE..	32
FIG. II.10 - ZOOM DES TROIS COURANTS STATORIQUES A VIDE EN REGIME PERMANENT .....	32

FIG. II.11- (A) PERTES PAR HYSTERESIS EN FONCTION DU TEMPS, (B) ZOOM DES PERTES PAR HYSTERESIS EN FONCTION DU TEMPS, (C) PERTES PAR COURANT DE FOUCAULT EN FONCTION DU TEMPS, (D) ZOOM DES PERTES PAR COURANT DE FOUCAULT EN FONCTION DU TEMPS. ....	33
FIG. II.12- (A) LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE A VIDE, (B) LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN CHARGE. ....	33
FIG. II.13. LE POLYNOME D'APPROXIMATION DE L'INDUCTANCE MAGNETISANTE (U(1) EST LA VALEUR INSTANTANEE DU FLUX).....	34
FIG. II.14- LE COURANT STATORIQUE DE LA PHASE : (A) A VIDE, (B) EN CHARGE .....	34
FIG. II.15. ZOOM DU COURANT STATORIQUE DE LA PHASE A.....	34
FIG. II.16. COURANTS DES TROIS PHASES STATORIQUES.....	35
FIG. II.17. (A) PERTES PAR HYSTERESIS EN FONCTION DU TEMPS, (B) ZOOM DES PERTES PAR HYSTERESIS EN FONCTION DU TEMPS, (C) PERTES PAR COURANT DE FOUCAULT EN FONCTION DU TEMPS, (D) ZOOM DES PERTES PAR COURANT DE FOUCAULT EN FONCTION DU TEMPS. ....	35
FIG. II.18. COUPLE ELECTROMAGNETIQUE : (A) A VIDE, (B) EN CHARGE .....	36
FIG. II.19- COMPARAISON DES COURANTS STATORIQUE DES MODELES AVEC EXPERIMENTATION. ....	36
FIG. II.20. COMPARAISON DES PERTES PAR HYSTERESIS DU MODELE SATURE ET DU MODELE NON SATURE .....	37
FIG. II.21. COMPARAISON DES PERTES PAR COURANT DE FOUCAULT DU MODELE SATURE ET DU MODELE NON SATURE.....	37

## **Liste des tableaux**

TAB. I.1 – LA PLAQUE SIGNALETIQUE DE LA MACHINE.....	15
TAB. II.1. COEFFICIENTS DE L'APPROXIMATION POLYNOMIALE DE LA COURBE DE PREMIERE AIMANTATION .....	27
TAB. II.2. COEFFICIENTS DE L'APPROXIMATION POLYNOMIALE DE L'INDUCTANCE DE MAGNETISATION EN FONCTION DU FLUX.....	28
TAB .II.3 : PARAMETRES OBTENUS A PARTIR .....	30
DES TESTS EXPERIMENTAUX.....	30
TAB. II.4. COMPARAISON DES PERTES ENTRE LES DEUX MODELES.....	37

## Introduction générale

La machine asynchrone est la machine la plus utilisée dans l'industrie, c'est pourquoi elle fait l'objet de travaux de recherche visant à optimiser sa construction et à améliorer sa commande dans les entraînements électriques à vitesse variable.

Différents phénomènes physiques peuvent être considérés ou omis selon le degré de précision exigé du modèle, par exemple, l'incorporation des pertes de fer dans la topologie du modèle améliore la précision des paramètres identifiés et, par conséquent, le contrôle du moteur. Les pertes de fer devraient également être prises en compte dans les modèles de simulation utilisés dans la recherche et le développement de nouvelles stratégies de commande, telles que le contrôle de minimisation des pertes [1].

Nous présentons dans un premier chapitre comment nous avons relevé le cycle d'hystérique d'une machine asynchrone à rotor bobiné alimentée par une source de tension à fréquence industrielle (50 Hz). Nous sommes partis des idées de E. Fuchs [2] pour élaborer un montage expérimental permettant de déterminer les cycles d'hystérésis de chaque phase.

La deuxième partie sera consacrée à la modélisation mathématique d'une machine asynchrone à rotor bobiné en introduisant les pertes fer. Des notions d'inductance non-linéaire sont utilisées dans un modèle électrique élaborée dans [1] et [3].

# Chapitre I

## Matériaux magnétiques et Hystérésis

### I.1 Introduction

La machine asynchrone est constituée principalement du circuit magnétique (tôles ferromagnétiques), et du circuit électrique (enroulements statorique et rotorique).

Le phénomène observé lors de l'aimantation d'un matériau ferromagnétique utilisé dans les machines électriques est appelé "Cycle d'hystérésis".

Ce phénomène est la relation non-linéaire entre la force du champ ( $H$ ) et l'aimantation ( $M$ ), il rend le comportement de la machine asynchrone non-linéaire, et chauffe les tôles du circuit magnétique. Le cycle d'hystérésis est responsable des pertes appelées "pertes par Cycle d'hystérésis".

Ce chapitre est consacré à l'étude des cycles d'hystérésis dans la machine asynchrone.

### I.2 Description de la machine asynchrone triphasée

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur à fréquence et à amplitude réglables.

Le rotor peut être réalisé :

- Soit par des enroulements triphasés (rotor bobiné) ;
- Soit par une cage conductrice (rotor à cage d'écureuil).

### I.3 Le magnétisme du point de vue microscopique

La matière est constituée d'atomes possédant un noyau et des électrons satellites. La rotation de l'électron autour du noyau donne naissance à un moment magnétique orbital peut être considéré comme le déplacement d'une charge électrique, donc comme un courant électrique, sa rotation autour de lui-même engendre aussi un autre moment magnétique dit de spin.

Les propriétés magnétiques d'un matériau dépendent de la superposition de ces deux moments (moment orbital et de spin), [4].

## **I.4 Les matériaux magnétiques**

Pour produire l'énergie électrique et l'utiliser, on ne peut pas se passer des matériaux magnétiques. Ils sont au cœur de nombreux dispositifs industriels qui relèvent du génie électrique. Les matériaux magnétiques sont omniprésents dans tous les moments sous tous les aspects de notre vie quotidienne, [5]. Ils sont répartis en matériaux doux et matériaux durs.

La classe de chaque type de matériau repose essentiellement sur leurs valeurs du champ Coercitif  $H_c$  et de l'aimantation rémanente  $M_r$  qui lui sont associées.

### **I.4.1.1 Les matériaux magnétiques doux**

Ces matériaux sont généralement très utilisés dans les applications où il est nécessaire de guider le flux magnétique (transformateurs et moteurs). Ils sont faciles à aimanter et à désaimanter. Le cycle d'hystérésis associé à ce type de matériaux est très étroit, donc un champ coercitif très réduit et une aimantation élevée, [6].

### **I.4.1.2 Les matériaux magnétiques durs**

Par opposition aux matériaux magnétiques doux qu'on aimante et désaimante facilement, les matériaux durs ne peuvent être désaimantés qu'avec difficulté, d'où l'intérêt pour la réalisation des aimants permanents. Le cycle d'hystérésis des ferromagnétiques durs est aplati et allongé sur l'axe des abscisses.

## **I.4.2 Classification des matériaux magnétiques**

Les matériaux magnétiques sont classés en fonction de leurs moments magnétiques résultants. Parmi ces matériaux on distingue :

- **Les matériaux ferromagnétiques**

Les matériaux ferromagnétiques sont constitués d'éléments métalliques tels que le fer (surtout), le nickel et le cobalt qui leur permettent de prendre une forte aimantation, ils sont caractérisés par un moment magnétique résultant différent de zéro. La direction et le sens de ces moments magnétiques microscopiques sont identiques.

- **Les matériaux ferromagnétiques**

Les matériaux ferromagnétiques ont une propriété intermédiaire entre l'antiferromagnétisme et le ferromagnétisme, ils sont caractérisés aussi par une résultante globale des moments magnétiques différente de zéro. Ces matériaux sont différents par rapport aux matériaux ferromagnétiques par le fait que le sens des moments magnétiques microscopiques n'est pas le même pour tous les atomes.

- **Les matériaux antiferromagnétiques**

Dans ce genre de matériaux, les atomes ont un moment magnétique résultant nul, les moments magnétiques microscopiques sont de même direction et module mais de sens différents [1].

- **Les matériaux Paramagnétiques**

Dans ce type de matériaux, les moments magnétiques équivalents sont globalement nuls.

- **Les matériaux Diamagnétiques**

Dans la matière Diamagnétique, les moments magnétiques sont en général orientés aléatoirement, leur résultante est nulle.

### I.5 Cycle d'hystérésis

Les matériaux les plus importants d'un point de vue magnétique en génie électrique sont les matériaux ferromagnétiques principalement composés de fer, nickel ou de cobalt. Ces matériaux possèdent des propriétés magnétiques, les atomes qui les composent ont un moment magnétique. Le cycle d'hystérésis est obtenu quand le matériau magnétique est soumis à un champ d'excitation cyclique, les dipôles électriques atomiques s'alignent en fonction de ce dernier [7].

Le cycle d'hystérésis peut être caractérisé par différents tracés et paramètres: la courbe de première aimantation, l'aimantation à saturation, le champ coercitif, l'aimantation rémanente. Un exemple de cycle d'hystérésis et les points caractéristiques sont représentés sur la Figure I.3. Le cycle d'hystérésis est caractérisé par un certain nombre de grandeurs caractéristiques :

- La courbe de première aimantation : C'est la courbe qui à partir de l'état désaimanté donne l'aimantation lorsque le champ varie de zéro vers l'infini.
- L'aimantation à saturation  $M_s$  : spécifique à tout matériau, et correspond à l'état où tous les moments du matériau sont alors orientés dans le sens du champ.
- Le champ coercitif  $H_c$  : c'est le champ nécessaire pour désaimanter le matériau à partir de l'induction rémanente.
- L'aimantation rémanente  $M_r$  : C'est la valeur de l'aimantation obtenue lorsque le champ est ramené à zéro.

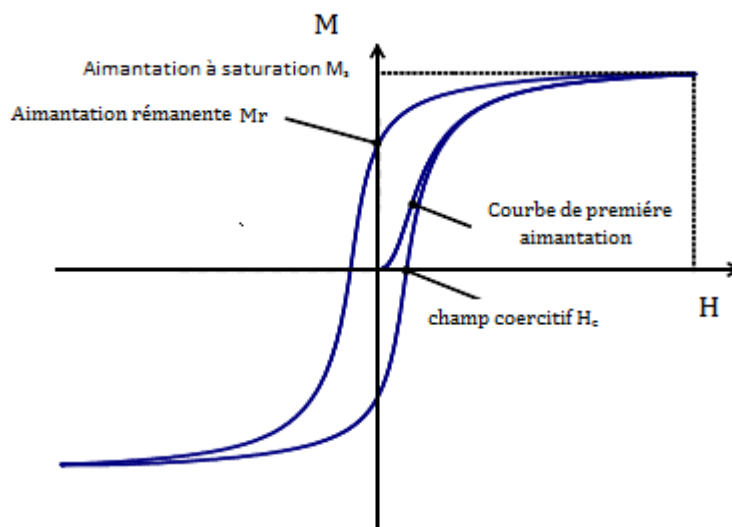


Fig. I.1 - Le cycle d'hystérésis, la courbe première aimantation et les points caractéristiques.

## I.6 Différents modèles d'hystérésis

Deux types de régime d'hystérésis seront considérés, à savoir : le «quasi-statique» et le «dynamique».

### I.6.1 Régime statique

Pour la même amplitude du champ magnétique, et en excitation alternative à fréquence faible (en général inférieure à 1Hz), la forme du cycle d'hystérésis n'évolue plus, donc le matériau est dans un état quasi-statique et le cycle d'hystérésis correspondant est appelé "cycle quasi-statique ou statique".

L'aire(en noire) du cycle représente l'énergie dissipée par unité de volume pendant une période d'excitation (Figure I.4)

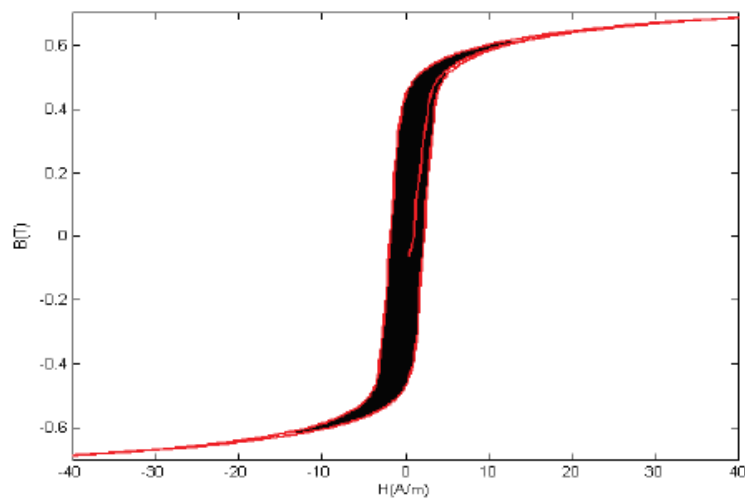


Fig. I.2- Cycle d'hystérésis quasi-statique (0.5Hz) [7]

### I.6.2 Régime dynamique

L'augmentation de la fréquence avec la même amplitude du champ magnétique, donne un cycle plus large qu'en régime quasi-statique, et l'énergie dissipée augmente (Figure I.5), c'est le comportement dynamique.

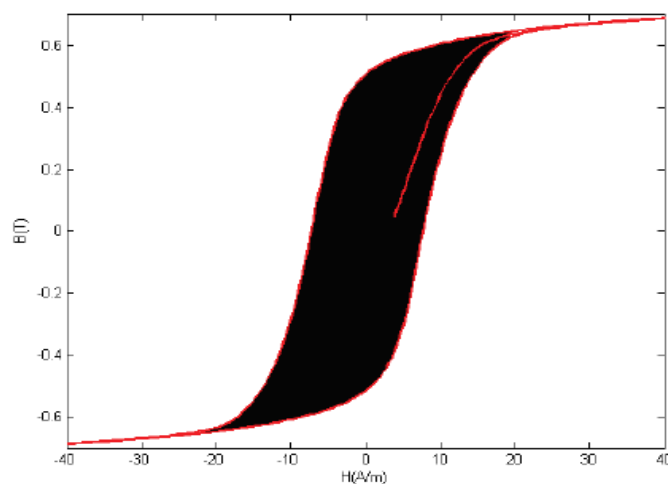


Fig. I.3- Cycle d'hystérésis dynamique (50Hz) [7]

## **I.7 Les pertes dans la matière**

Tout système à base de matériaux magnétiques soumis à un champ d'excitation extérieur variable, subit des pertes énergétiques appelées pertes fer.

On trouve deux phénomènes physiques principaux à l'origine de ces pertes : les pertes par hystérésis (déplacement des parois) et les pertes par courants de Foucault [8]. Il faut toutefois noter que les pertes ont souvent la même origine, à savoir des courants induits mais à deux échelles différentes (microscopique et macroscopique).

Les déplacements de parois entraînent l'apparition de courants induits microscopiques localisés alors que les courants de Foucault sont plutôt liés au fonctionnement en régime dynamique et se développent à l'échelle macroscopique [9].

$$P_{\text{Fer}} = P_H + P_{\text{CF}} \quad (\text{I.3})$$

### **I.7.1 Les pertes en régime statique**

Les pertes par hystérésis en régime statique sont liées : de manière intrinsèque, aux propriétés physiques du matériau et à sa géométrie.

Pour un parcours complet du cycle d'hystérésis, l'énergie dissipée est proportionnelle à son aire et au volume du matériau [9].

### **I.7.2 Les pertes par courant de Foucault**

En régime dynamique, il existe des pertes d'origines statiques, des courants induits microscopique et des courants induits microscopiques. Ces derniers sont liés à la conductivité du matériau, et sont toujours accompagnés d'une dissipation de chaleur par effet joule, ils s'appellent « pertes par courants de Foucault » [8].

## **I.8 Saturation**

La saturation magnétique des matériaux est un phénomène complexe difficile à modéliser. Dans les machines électriques, la saturation apparaît d'abord dans les zones où la section de passage des lignes du champ magnétique est la plus faible, généralement dans les dents statoriques et rotoriques. Il s'agit donc d'un phénomène local [5]. La prise en compte de la saturation magnétique dans la modélisation des machines peut se faire par la modification du modèle de Park en modulant la valeur des inductances en fonction des flux magnétiques [1], et en regardant ces effets sur les grandeurs accessibles à la mesure [5].

## **I.9 Test expérimental effectué au Laboratoire pour la détermination du cycle d'hystérésis dans la machine asynchrone**

### **- I.9.1 Banc d'essai**

Le banc d'essai est constitué de la machine à tester et un système d'acquisition pour relever les différentes grandeurs (courant, tension).

La plaque signalétique de la machine utilisée est représentée sur le Tableau I.1.



Tab. I.1 – La plaque signalétique de la machine

Constructeur	MOTEURS LEROY
Puissance	7 C.V.
Tension nominale	220/380 V
Courant nominal	18.8/10.8 A
Vitesse nominale	1435 tr/mn
Nombre de phases	3
Cos( $\phi$ )	0.85
Rendement	85 %

Le système d'acquisition comporte :

- *Capteurs de courant et de tension*

Les capteurs utilisés c'est des capteurs à effet Hall très sensibles, ils captent des signaux avec des fréquences qui peuvent aller jusqu'à 200kHz.

- *Carte d'acquisition*

La carte d'acquisition automatise l'enregistrement périodique des mesures. C'est une carte d'acquisition IOTEQ/DAQ série 1005 ayant une fréquence d'échantillonnage de 200kHz, 16 entrées analogiques, 16 entrées digitales et toutes les entrées peuvent être utilisées comme des sorties, la carte est montée dans un ordinateur et connectée à les capteurs par un port série pour le transfert des données, en plus la carte a une compatibilité avec le logiciels MATLAB.

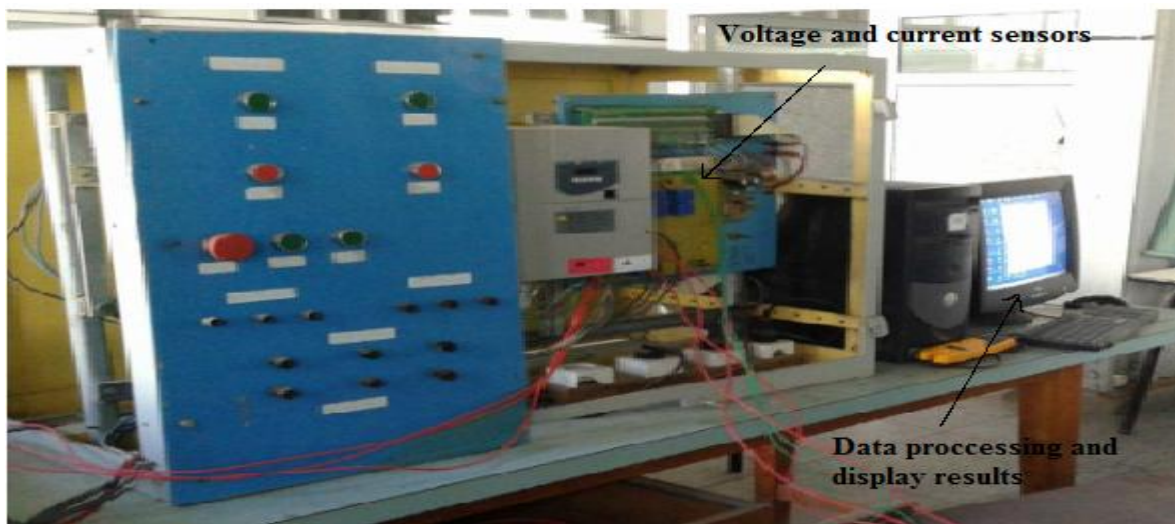


Fig. I.4- Le système d'acquisition

### I.9.2 L'essai de Fuchs

Pour la mesure de la caractéristique magnétique ( $\phi$  -  $i$ ), on applique l'essai de fuch qui consiste à alimenter deux phases statoriques en antiparallèle. Le flux est mesuré par le biais de la tension au rotor [2].

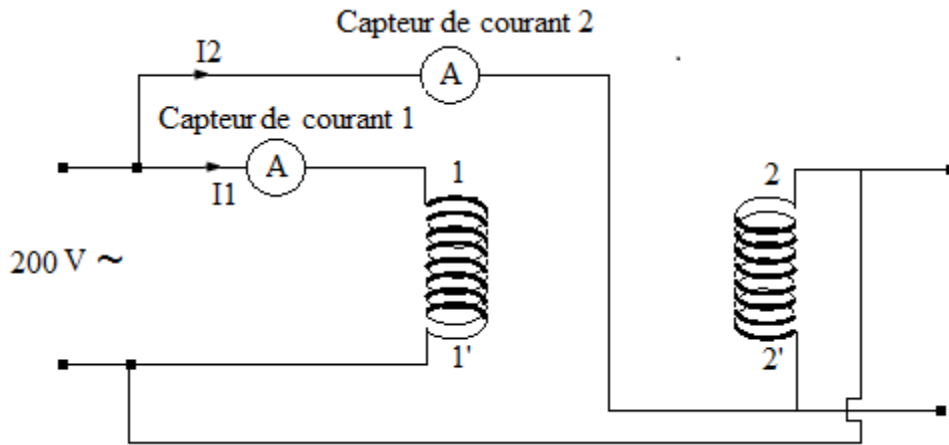


Fig. I.5. Schéma électrique de la mesure du cycle d'hystérésis.

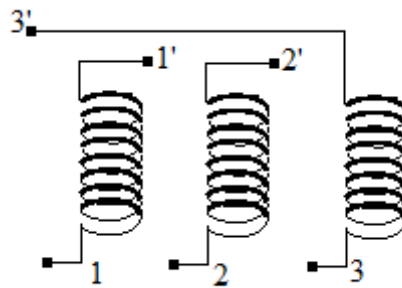


Fig. I.6. Plaque à bornes de la machine.

Les figures suivantes représentent Les différents signaux relevés à partir de l'essai :

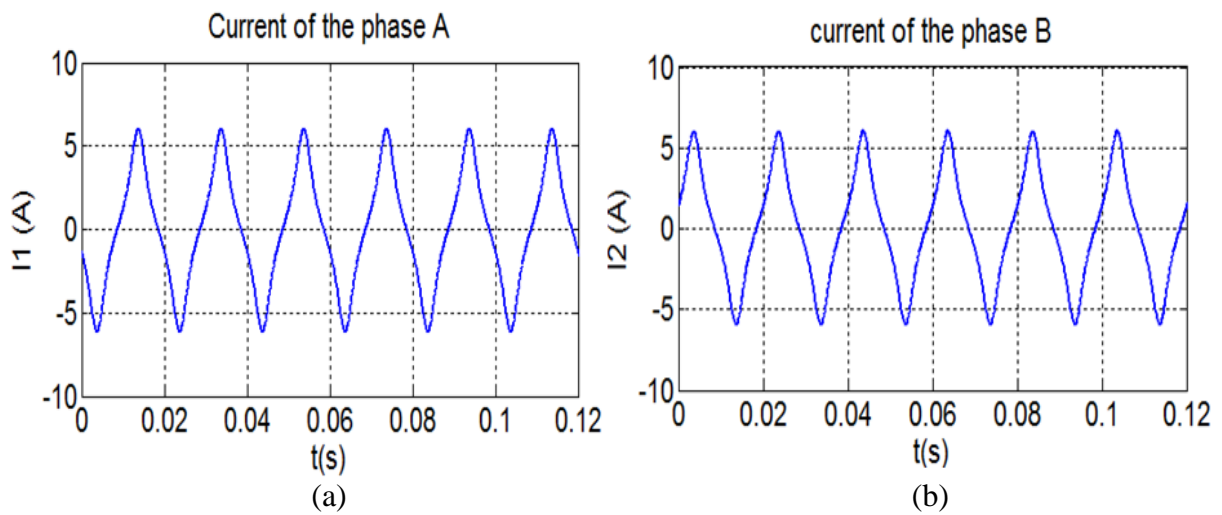


Fig. I.7 (a) Le courant de la phase (A) et (b) Le courant de la phase (B)

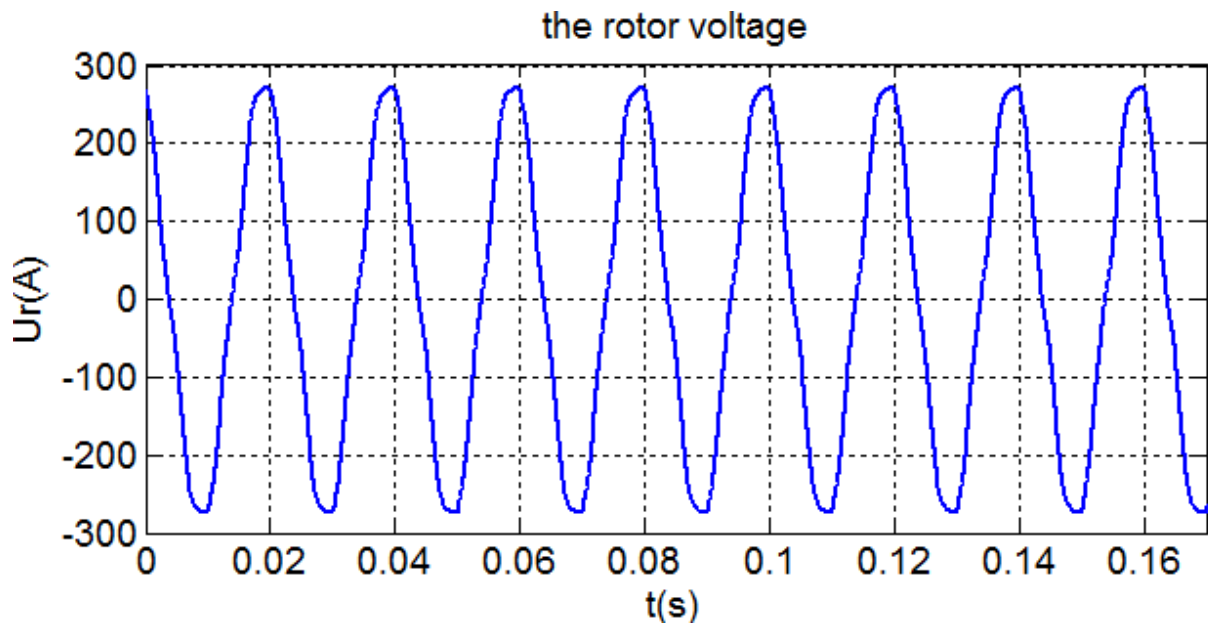


Fig. I.8 Tension au niveau du rotor

Pour tracer la caractéristique magnétique, le flux magnétique est obtenu par l'intégration numérique de la tension au niveau du rotor.

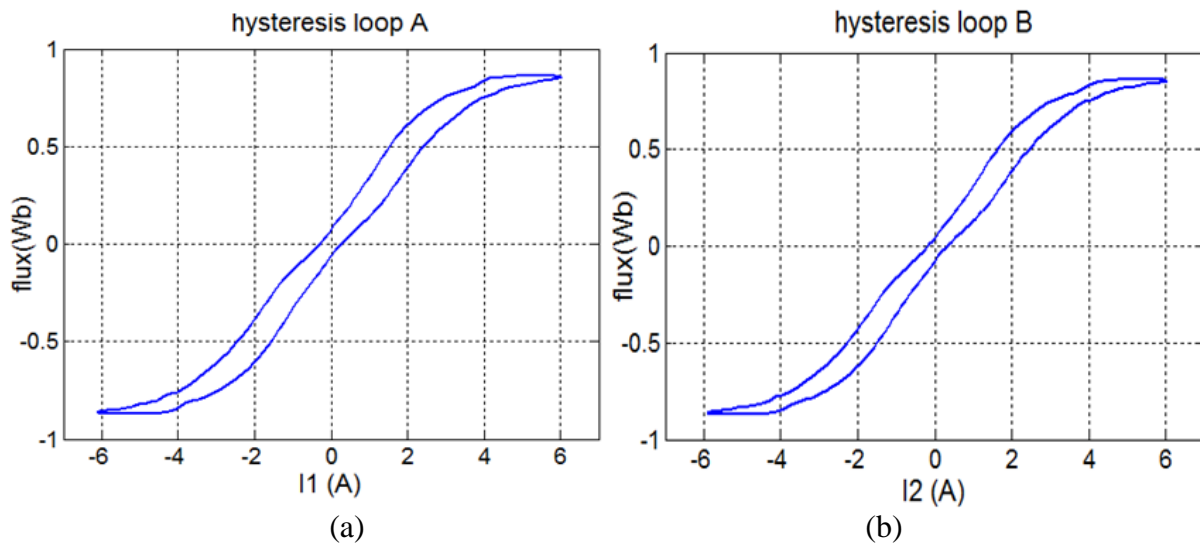


Fig. I.9- (a) Le cycle d'hystérésis obtenu par le courant  $I_1$ , (b) Le cycle d'hystérésis obtenu par le courant  $I_2$ .

La courbe anhystérétique du cycle est tracée à l'aide d'un traitement de fichier de valeurs du cycle d'hystérésis, Figure I.11.

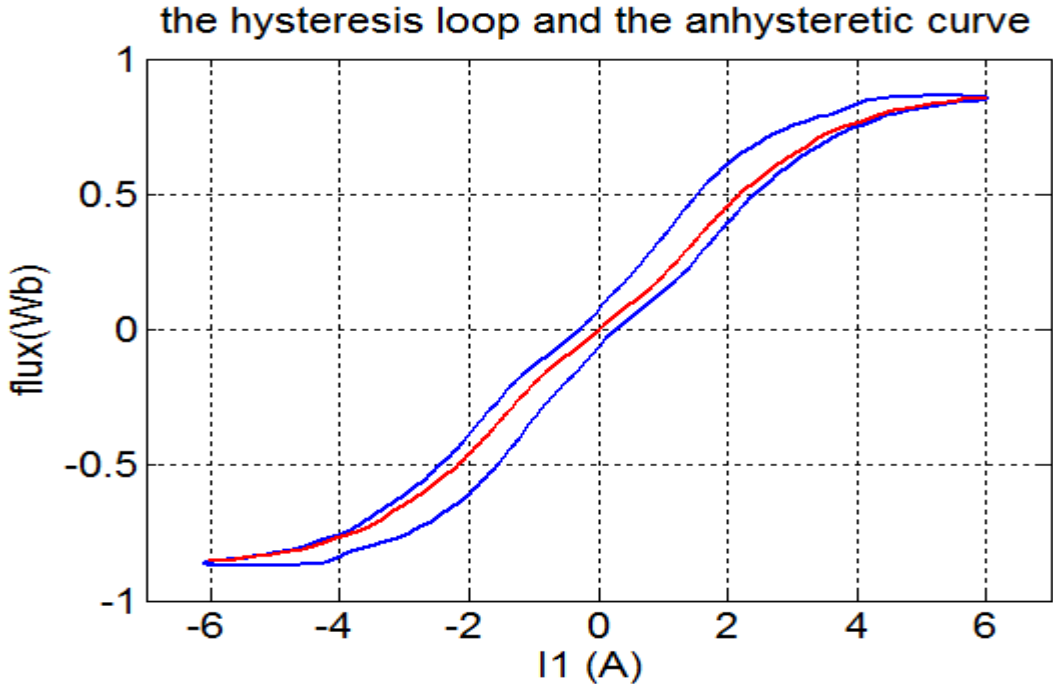


Fig. I.10 Cycle d'hystérésis et sa courbe anhystérique.

# Chapitre II

## Modélisation de la machine asynchrone

### II.1 Introduction

La modélisation des machines asynchrones est généralement basée sur un modèle de circuit simplifié qui peut représenter le comportement de cette machine. Selon le degré de la précision requise du modèle, différents phénomènes peuvent être considérés ou négligés [1]. Par exemple, l'intégration des pertes de fer dans la topologie du modèle améliore la précision d'identification des paramètres, et par conséquent le contrôle du moteur [10].

Dans une machine électrique, les pertes de fer sont causées par la variation du champ magnétique à l'intérieur des matériaux magnétiques car les encoches et le mouvement du rotor créent une complication du flux magnétique, même lorsque le moteur est alimenté par une tension parfaitement sinusoïdale. Le développement des méthodes adéquates pour la prédiction de ces pertes est difficile et nécessite un traitement approfondi, malgré cette difficulté, les pertes de fer devraient être prises en compte dans les modèles de simulation utilisés dans la recherche et le développement [1].

### II.2 Rappel du modèle de R.H.Park de la machine asynchrone

Pour développer le modèle électrique équivalent de la machine asynchrone, il est nécessaire de faire certaines hypothèses simplificatrices suivantes :

- On considère la distribution des forces magnétomotrices d'entrefer créées par les bobinages statoriques et rotoriques est sinusoïdale,
- Entrefer constant,
- Pertes ferromagnétiques négligeables,
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement est négligée,
- Les phénomènes de saturation et d'hystérésis magnétique sont négligeables,
- L'effet des encoches est négligé.

On donne sur la Figure II.1, une représentation de la machine asynchrone avec la répartition de ses enroulements. Le stator ainsi que le rotor sont composés de trois bobinages déphasés de  $2\pi/3$  dans l'espace.

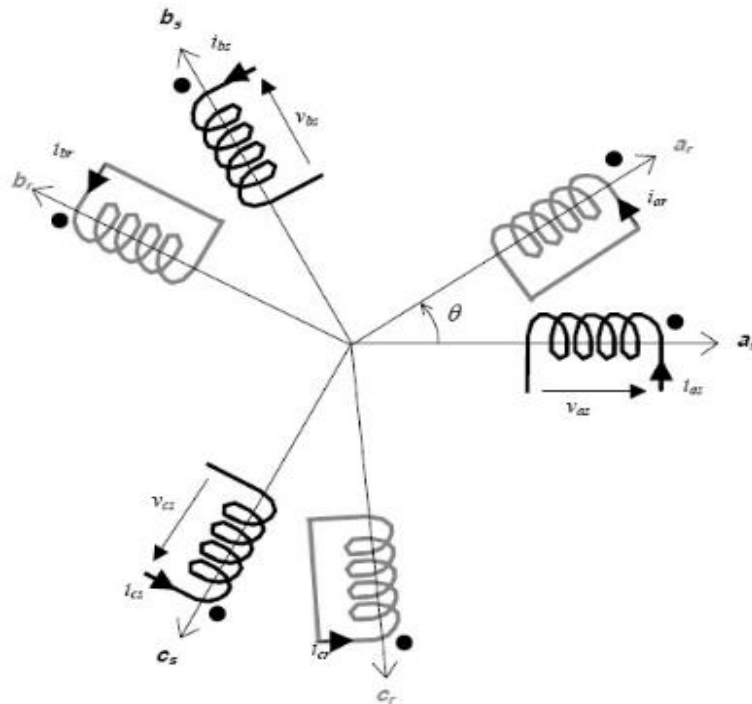


Fig. II.1- Représentation des enroulements de la machine asynchrone.

### Equations électriques

Les équations de tensions statoriques et rotoriques s'écrivent sous forme matricielle suivante:

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ [V_r] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] = [0] \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec

$$[V_s] = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}]^t \quad [I_s] = [I_{as}, I_{bs}, I_{cs}]^t \quad (\text{II.2})$$

$$[V_r] = [V_{ar}, V_{br}, V_{cr}]^t \quad [I_r] = [I_{ar}, I_{br}, I_{cr}]^t \quad (\text{II.3})$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}]^t \quad [\varphi_r] = [\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}]^t \quad (\text{II.4})$$

Les différents vecteurs représentent:

$[V_s], [V_r]$  : Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques.

$[I_s], [I_r]$  : Vecteurs des courants statoriques et rotoriques.

$[\varphi_s], [\varphi_r]$  : Vecteurs des flux statoriques et rotoriques.

Les matrices des résistances s'expriment également sous la forme :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Le flux total statorique et rotorique s'exprime sous la forme matricielle:

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [l_s] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \\ [\varphi_r] = [l_r] [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Avec

$$[l_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$[l_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles dépend de la position angulaire  $\theta$  entre l'axe du stator et du rotor :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

Finalement, on obtient:

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [l_s] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \} \quad (\text{II.6})$$

$$[V_r] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [l_r] [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \} \quad (\text{II.7})$$

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable à l'aide des angles entre les axes des enroulements et les deux axes : direct(d) et quadrature(q).

La représentation des enroulements triphasés (a,b,c) statoriques et rotoriques est montrée sur la Figure II.2.

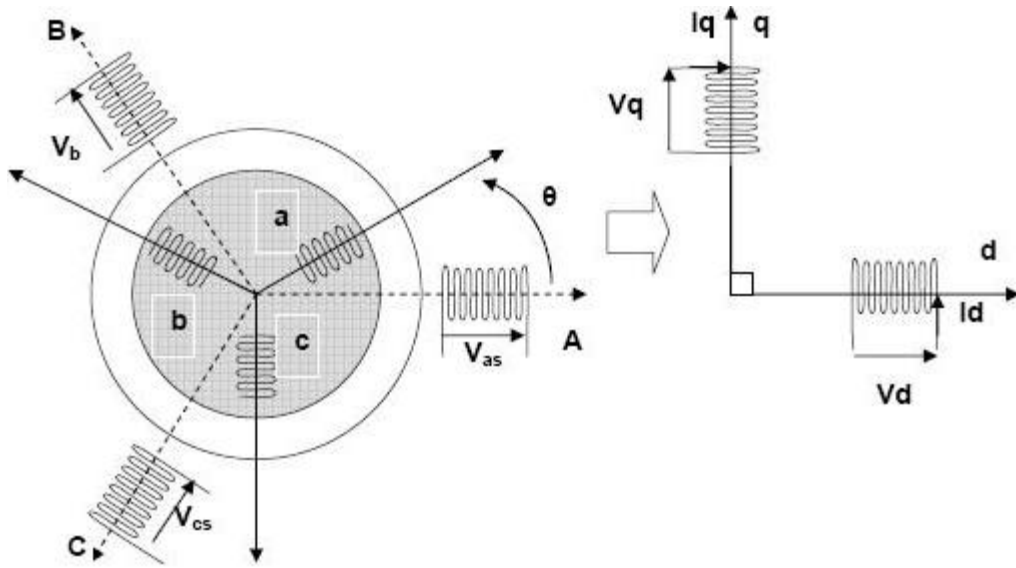


Fig. II.2- Représentation des enroulements fictifs d'axe d et q.

La matrice de Park modifiée s'écrit sous la forme :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

Avec

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$$

On applique la transformation aux grandeurs statoriques et rotoriques :

- Au stator (en remplaçant l'angle  $\theta$  par  $\theta_s$ )

$$\bullet \quad V_S = P \cdot V_{SC} \quad \text{avec :} \quad V_S = \begin{pmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{pmatrix} \quad V_{SC} = \begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{s0} \end{pmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$\bullet \quad i_S = P \cdot i_{SC} \quad \text{avec} \quad i_S = \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} \quad i_{SC} = \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{pmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$\bullet \quad \varphi_S = P \cdot \varphi_{SC} \quad \text{avec :} \quad \varphi_S = \begin{pmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{pmatrix} \quad \varphi_{SC} = \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{s0} \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

- Au rotor (en remplaçant l'angle  $\theta$  par  $\theta_r$ )

$$\bullet \quad V_r = P \cdot V_{rc} \quad \text{avec :} \quad V_r = \begin{pmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{pmatrix} \quad V_{rc} = \begin{pmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{r0} \end{pmatrix} \quad (\text{II.11})$$



$$\bullet \quad i_s = P \cdot i_{rc} \quad \text{avec} \quad i_r = \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix} \quad i_{rc} = \begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{pmatrix} \quad (\text{II.12})$$

$$\bullet \quad \varphi_r = P \cdot \varphi_{rc} \quad \text{avec} : \quad \varphi_r = \begin{pmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{pmatrix} \quad \varphi_{rc} = \begin{pmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{r0} \end{pmatrix} \quad (\text{II.13})$$

La machine est d'une construction symétrique et l'alimentation est équilibrée, donc les composantes homopolaires (o) sont nulles. Après le développement du calcul matriciel, on abouti au système suivant :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \left(\frac{d}{dt}\right) & -L_s \left(\frac{d}{dt}\theta_s\right) & M \left(\frac{d}{dt}\right) & -M \left(\frac{d}{dt}\theta_s\right) \\ -L_s \left(\frac{d}{dt}\theta_s\right) & R_s + L_s \left(\frac{d}{dt}\right) & M \left(\frac{d}{dt}\theta_s\right) & M \left(\frac{d}{dt}\right) \\ M \left(\frac{d}{dt}\right) & -M \left(\frac{d}{dt}\theta_r\right) & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt}\right) & -L_r \left(\frac{d}{dt}\theta_r\right) \\ -M \left(\frac{d}{dt}\theta_r\right) & M \left(\frac{d}{dt}\right) & L_r \left(\frac{d}{dt}\theta_r\right) & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Avec

$L_s = l_s - M_s$  : inductance cyclique statorique .

$L_r = l_r - M_r$  : inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$  : inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor

$\theta = \theta_s - \theta_r$

### II.3 Modèle $\Gamma$ de la machine asynchrone

Le modèle  $\Gamma$  de la machine asynchrone est montré sur la Figure II.3.

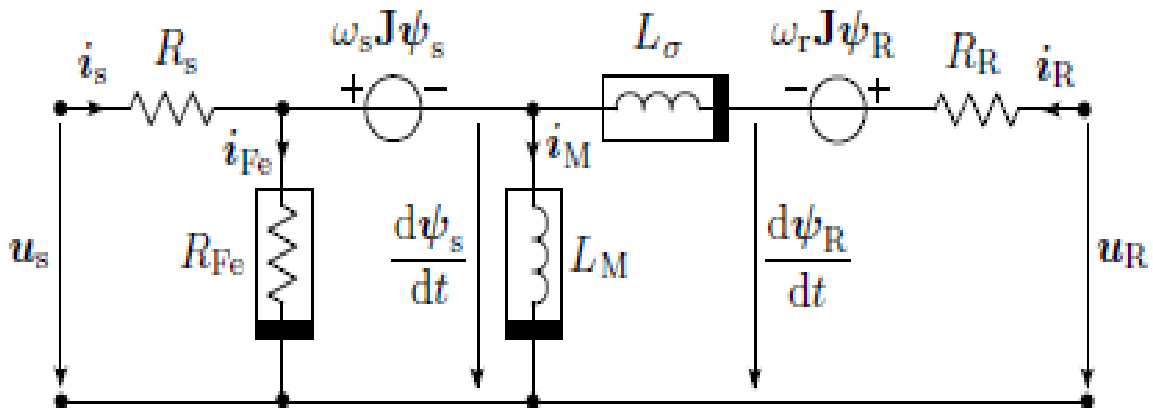


Fig. II.3. Modèle en  $\Gamma$  de la machine asynchrone [1]

### II.3.1 Équations de tension et du flux

Le modèle de machine asynchrone peut être décrit par les équations en tension:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_s}{dt} = u_s - R_s i_s - \omega_s J \varphi_s \\ \frac{d\varphi_r}{dt} = u_r - R_r i_r - \omega_r J \varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Avec

$$J : \text{La matrice de rotation, } J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

$u_s$  : Le vecteur de tension statorique,  $u_s = [u_{sd}, u_{sq}]^T$ .

$i_s$  : Le vecteur du courant statorique,  $i_s = [i_{sd}, i_{sq}]^T$ .

$\varphi_s$  : Le vecteur du flux statorique,  $\varphi_s = [\varphi_{sd}, \varphi_{sq}]^T$ .

$u_r$  : Le vecteur de tension rotorique,  $u_r = [u_{rd}, u_{rq}]^T$ .

$i_r$  : Le vecteur du courant rotorique,  $i_r = [i_{rd}, i_{rq}]^T$ .

$\varphi_r$  : Le vecteur du flux rotorique,  $\varphi_r = [\varphi_{rd}, \varphi_{rq}]^T$ .

L'expression du flux à travers les bobinages statoriques et rotoriques est la suivante :

$$\varphi_s = L_m i_m = L_m (i'_s + i_R) \quad (\text{II.15})$$

$$\varphi_r = \varphi_s + L_\sigma i_R \quad (\text{II.16})$$

$L_m, L_\sigma$  sont respectivement l' inductance de magnétisation et l' inductance de fuite.

$i_m$  Est le courant de magnétisation.

$$\varphi_\sigma = \varphi_r - \varphi_s = L_\sigma i_R \quad (\text{II.17})$$

$\varphi_\sigma$  est le flux de fuite.

### II.3.2 Modèle de pertes fer

Il est difficile de faire une modélisation précise des pertes de fer en tenant compte de toutes les contraintes. Dans ce modèle, la complexité est réduite, on suppose que ces pertes dépendent simplement du flux.

Classiquement, les pertes de fer de la machine asynchrone sont modélisées à l'aide d'une résistance constante placée en parallèle avec l' inductance magnétisante. Par contre dans ce modèle, les pertes fer sont modélisées par une résistance non linéaire  $R_{Fe}$  parallèle à la branche de magnétisation, cette résistance peut être représentée par l' expression (II.18) en fonction de la tension à ses bornes et du flux statorique [1].

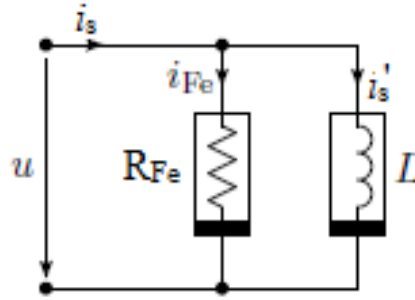


Fig. II.4- modèle de perte fer.

$$R_{Fe}(\varphi_s, u) = \frac{R_{ft}}{1 + \frac{K\varphi_s^{n-1}}{u}} \quad (\text{II.18})$$

$$i_s = i_{Fe} + i'_s \quad (\text{II.19})$$

avec :

K: constante positive.

n : un exposant typiquement compris entre 1 et 2, [1].

La tension aux bornes de la résistance est  $u = \| u_s - R_s i_s \| = \left\| \frac{d\varphi_s}{dt} + J\varphi_s \omega_s \right\|$

On remarque que la tension aux bornes de la résistance est en fonction de l'amplitude du flux, et la rotation du vecteur du flux, ainsi que le courant statorique, donc les pertes fer dans ce modèle sont aussi en fonction des mêmes paramètres.

Le courant qui passe dans la résistance peut être déterminé en appliquant la loi de Kirchhoff

$$i_{Fe} = \frac{u_s - R_s i_s}{R_{Fe}} \quad (\text{II.20})$$

Le courant  $i_{Fe}$ , et la tension  $u$  sont en fonction du courant  $i_s$  qui est inconnu lorsqu'on prend les flux comme des variables d'état dans la simulation. Par contre on peut déterminer les courants  $i'_s$  et  $i_r$  à partir les équations du flux (II.15) et (II.16).

En remplaçant  $i_s$  par son expression (II.19) dans l'équation du courant  $i_{Fe}$  (II.20), on obtient :

$$i_{Fe} = \frac{u_s - R_s i'_s}{R'_{Fe}} \quad (\text{II.21})$$

Où  $R'_{Fe}$  est la résistance modifiée.

$$\text{Et } R'_{Fe}(u', \varphi_s) = \frac{R_s + R_{ft}}{1 + \frac{K\varphi_s^n}{u'}} \quad (\text{II.22})$$

$$\text{La tension } u' = \left\| u_s - R_s i'_s \right\| \text{ dépend maintenant du courant } i'_s. \quad (\text{II.23})$$

### II.3.3 Pertes fer

Les pertes sont séparées conceptuellement en deux composantes, elles sont connues sous le nom d'hystérésis magnétique et de pertes dues aux courants de Foucault. Les pertes d'hystérésis sont proportionnelles à la fréquence alors que les pertes dues aux courants de Foucault sont proportionnelles au carré de la fréquence.

$$P_{\text{fer}} = P_{\text{cf}} + P_{\text{hy}} = \frac{u^2}{R_{Fe}}$$

Telle que  $P_{\text{cf}}$  représente les pertes par courants de Foucault, et  $P_{\text{hy}}$  les pertes par hystérésis.

En remplaçant  $R_{Fe}$  par l'expression (II.22), on obtient :

$$P_{\text{fer}} = \frac{u^2}{R_{Fe}} = \frac{u^2}{R_{ft}} + \frac{K\varphi_s^{n-1} u}{R_{ft}}$$

$$\text{D'où} \quad \begin{cases} P_{\text{cf}} = \frac{u^2}{R_{ft}} \\ P_{\text{hy}} = \frac{K\varphi_s^{n-1} u}{R_{ft}} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Les pertes fer en régime permanent peuvent être exprimées pour une valeur constante de l'amplitude et la fréquence du flux  $\varphi_s$  selon l'expression suivante, [1]:

$$P_{\text{fer}} = \frac{\omega_s^2 \varphi_s^2 + K|\omega_s| \varphi_s^n}{R_{ft}}$$

#### - Détermination de la constante K

Pour déterminer la constante K, il faut savoir qu'à la fréquence nominale du stator (50Hz), les pertes par hystérésis représentent environ 75% des pertes de fer totales, [10].

$$P_{\text{hy}} = 0.75 P_{\text{fer}}$$

Les pertes fer sont déterminées à l'aide des tests à vide classiques. D'où :  $K = \frac{0.75 P_{\text{fer}} R_{ft}}{|\omega_s| \varphi_s^n}$

### II.3.4 Prise en compte de la saturation

La saturation magnétique dans le modèle  $\Gamma$  de la machine est prise en compte de la façon suivante : On suppose tout d'abord que l'inductance de fuite  $L_\sigma$  est constante (elle correspond aux lignes de champ magnétique qui traversent l'air). On considère ensuite que l'inductance magnétisante  $L_m$  est en fonction du flux statorique  $L_m(\varphi_s) = \frac{L_{mu}}{1 + \alpha \varphi_s^a}$ , [3].

Où  $L_{mu}$  est l'inductance de magnétisation non saturée. Cette écriture de l'inductance de magnétisation permet, bien sûr, de tenir compte de la saturation.

La Figure II.5(a) représente la courbe de première aimantation obtenue grâce à un fichier de valeurs (du courant et du flux) de la partie positive du cycle d'hystérésis obtenu au chapitre I.

- **Approximation polynômiale**

L'approximation polynômiale est effectuée à partir d'un fichier de valeurs du flux et du courant de la courbe de première aimantation. Ce fichier de valeurs  $\varphi=f(I)$  est traité à l'aide de la routine de MATLAB "Polyfit" Figure II.5 (b).

L'approximation polynômiale effectuée est d'ordre 7. Le Tableau II.1 donne le calcul des coefficients de cette approximation polynômiale  $\Phi(I) = \sum_{i=1}^7 a_i I^i$

Tab. II.1. Coefficients de l'approximation polynômiale de la courbe de première aimantation

Coefficient	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$	$a_7$
Valeurs	0.0060	0.1834	-0.0593	0.1284	-0.0723	0.0179	-0.0021	0.0001

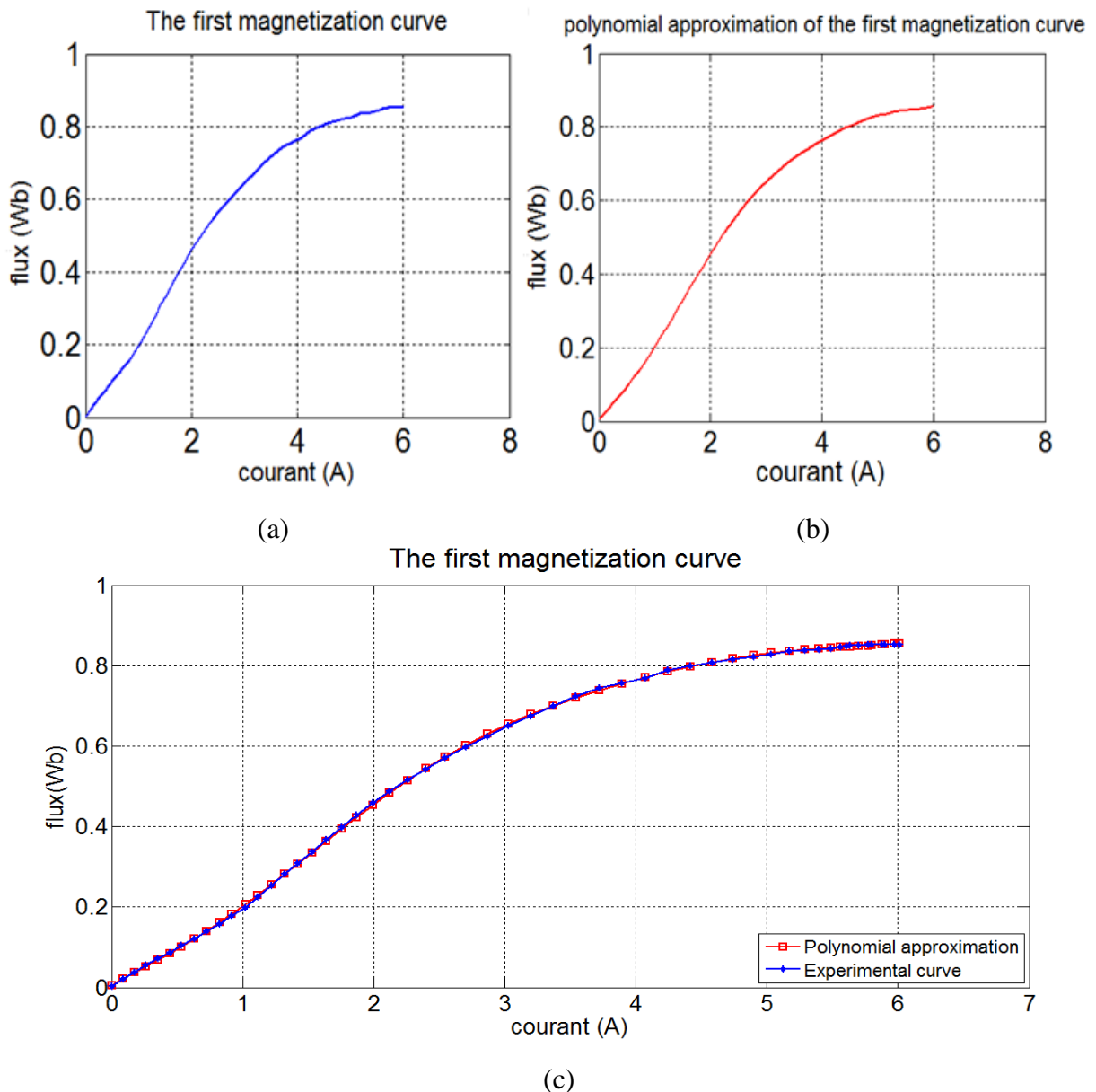


Fig. II.5 - (a) Courbe de première aimantation, (b) Approximation polynômiale d'ordre 7 de la courbe de première aimantation, (c) Comparaison entre la courbe de première aimantation obtenue expérimentalement et son approximation polynômiale

L'inductance de magnétisation saturée en fonction du flux (Figure II.6) est obtenue par la dérivée numérique du polynôme de la courbe de première aimantation. Ensuite, on effectue l'approximation polynomiale par la routine de MATLAB "Polyfit".

L'approximation polynomiale effectuée est d'ordre 5, ces coefficients sont représentés dans le Tableau II.2.

$$L_m(\varphi) = L_{mu}(b_0 + b_1\varphi^1 + b_2\varphi^2 + b_3\varphi^3 + b_4\varphi^4 + b_5\varphi^5) \quad (II.25)$$

avec  $b_0 = 1$

Tab. II.2. Coefficients de l'approximation polynomiale de l'inductance de magnétisation en fonction du flux

Coefficient	$b_0$	$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$	$b_5$
Valeur	1	-0.4798	6.1336	-28.7388	53.6880	-34.2001

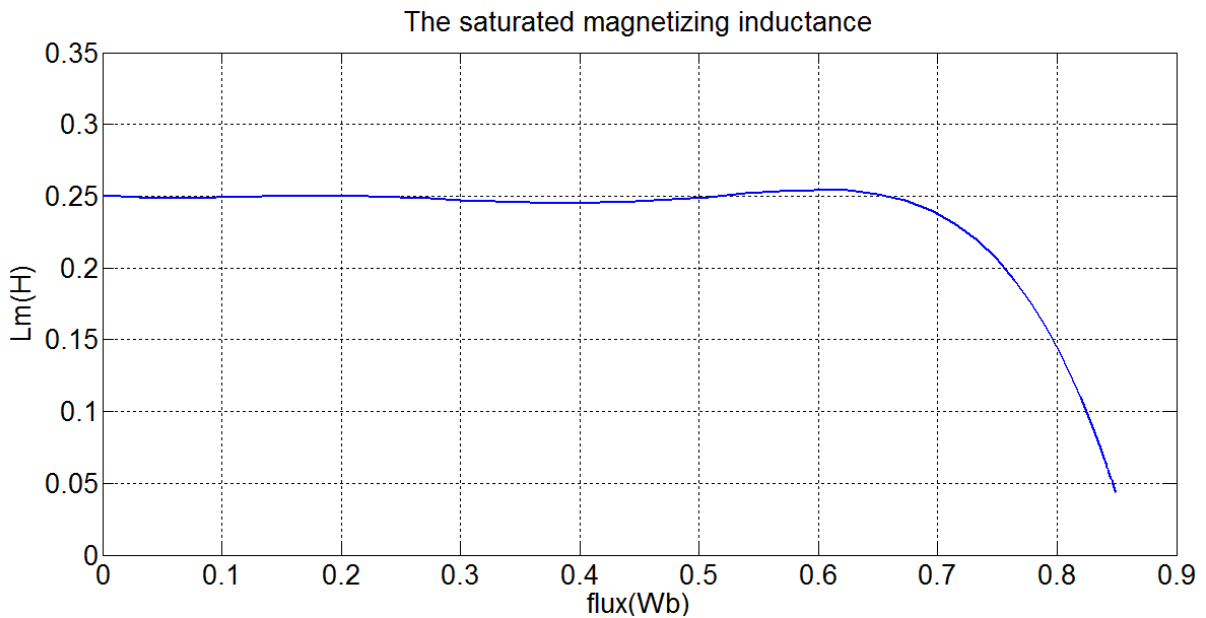


Fig. II.6. Inductance de magnétisation en fonction du flux magnétique

#### II.4 Simulation du Modèle

Le modèle proposé, pour la simulation des pertes de fer, a été utilisé dans l'environnement Matlab / Simulink. La machine est modélisée à l'aide des équations (II.14-22) pour former un Schéma-bloc Simulink.

Au début, nous supposons que l'inductance de magnétisation est constante (régime non saturé), ensuite on extrait les différents grandeurs de la simulation à vide et en charge. Puis nous considérons que l'inductance de magnétisation est saturée (On intègre le polynôme de l'inductance en fonction du flux), et on extrait également les différents grandeurs à vide et en charge.

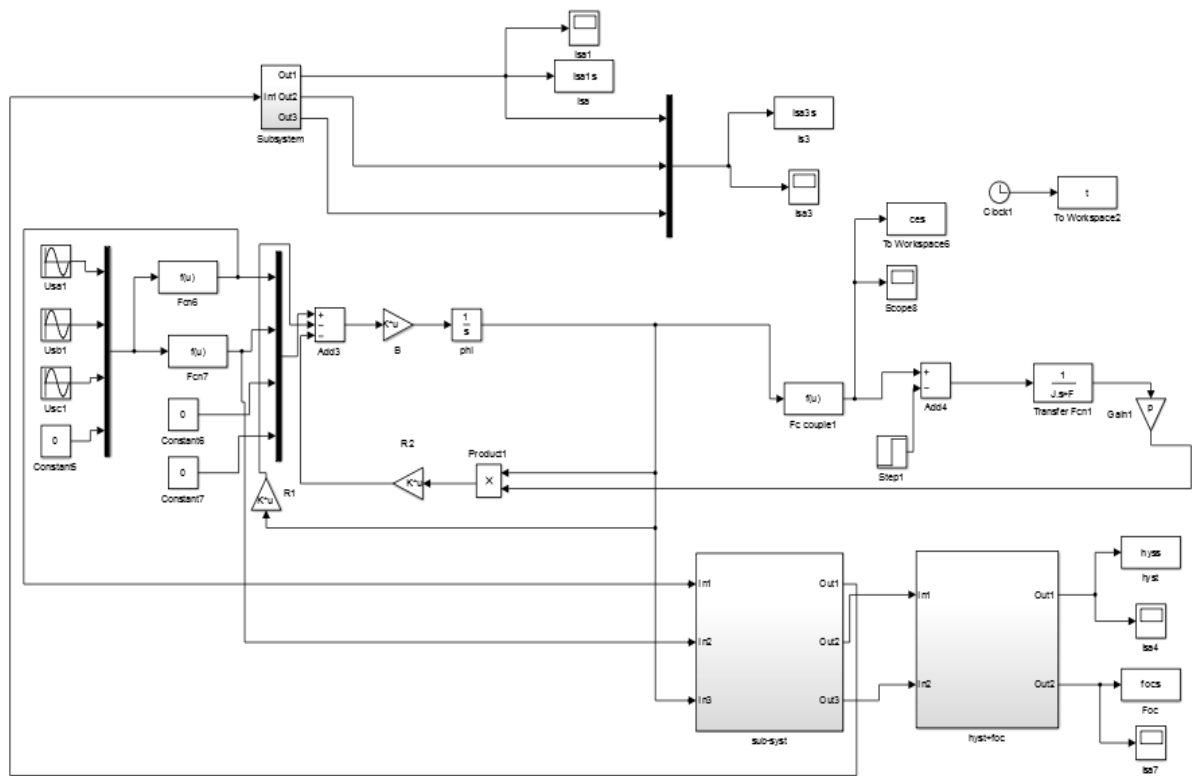


Fig. II.7- Le schéma bloc du modèle.

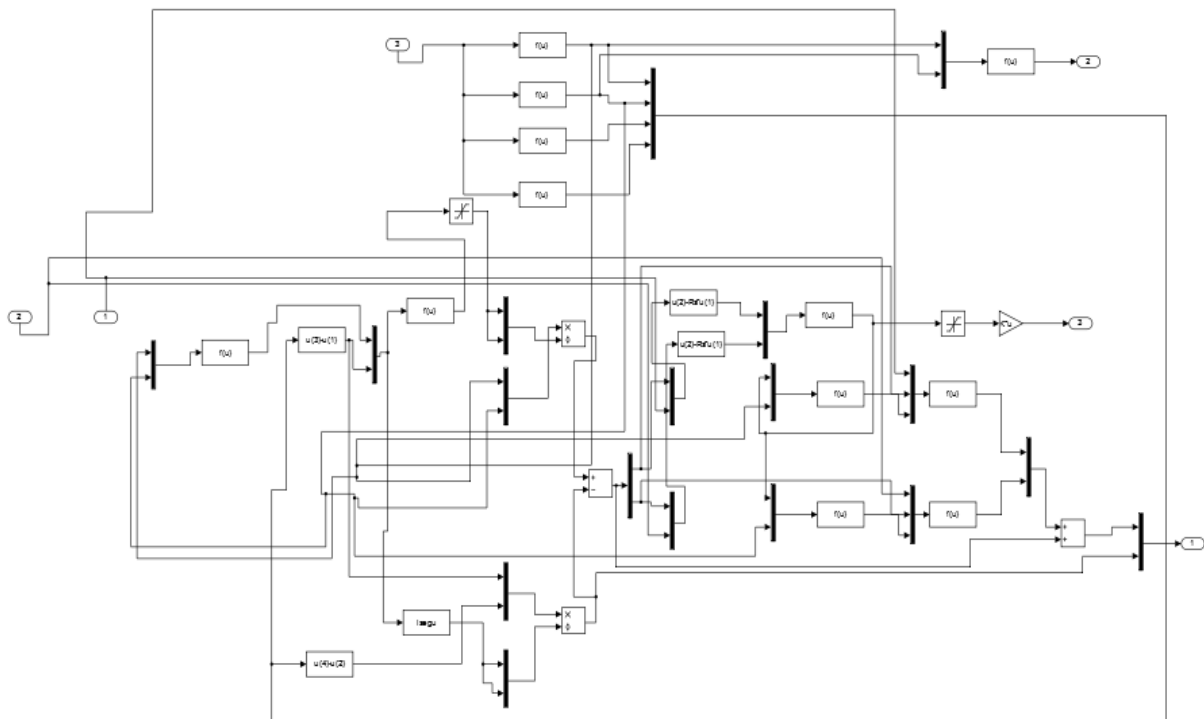


Fig. II.8 - Le schéma détaillé du bloc « Sub-syst ».

**- Identification des paramètres de la machine**

Le Tableau II.3 représente les paramètres identifiés de la machine à partir des tests expérimentaux.

Tableau II.3 : Paramètres obtenus à partir des tests expérimentaux

Paramètre	Valeur	Unité
$R_s$	2.0513	$\Omega$
$R_r$	0.2589	$\Omega$
$L_s$	0.0766	H
$L_r$	0.0192	H
M	0.0718	H
F	0	$\text{kg.s}^{-1}$
$L_{mu}$	0.25	H
$L_\sigma$	0.019	H
$R_{ft}$	345	$\Omega$
$P_{fer}$	420	W
K	351	/

**- Résultats de simulation**

**a/ Modèle non saturé**

D'abord, nous considérons que l'inductance de magnétisation  $L_m$  est constante, donc le modèle simulé est dans un régime non saturé. La Figure II.6 représente le résultat du courant à vide et en charge (la charge est appliquée à l'instant  $t= 0.6$ ). Un zoom des trois courants statorique à vide est représenté sur la Figure II.7.

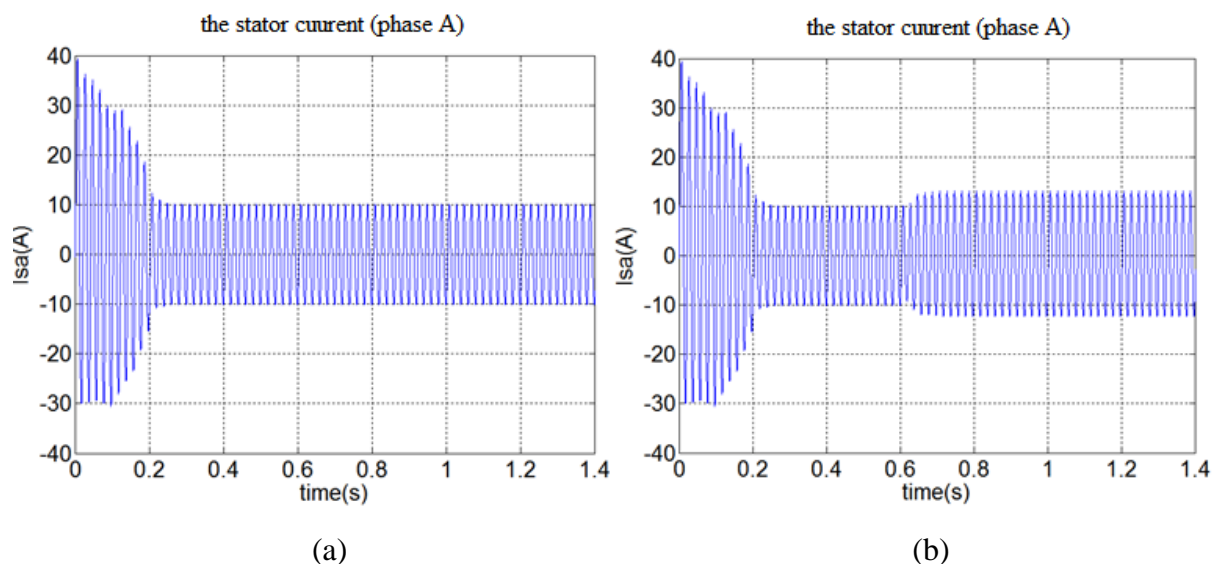
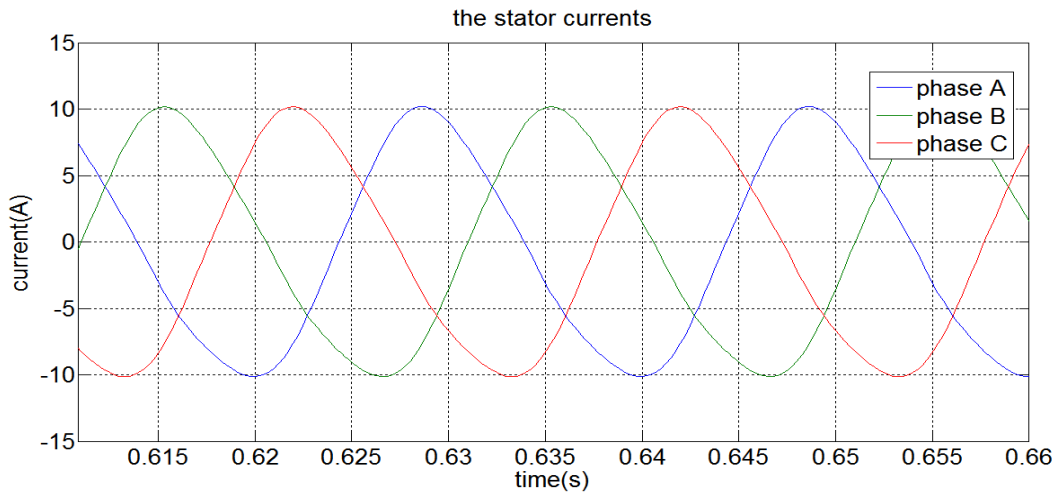


Fig. II.9- Courant statorique d'une phase : (a) à vide, (b) en charge





(c)

Fig. II.10 - Zoom des trois courants statoriques à vide en régime permanent

La figure II.11 représente les pertes par hystérésis ainsi que les pertes par courant de Foucault en fonction du temps.

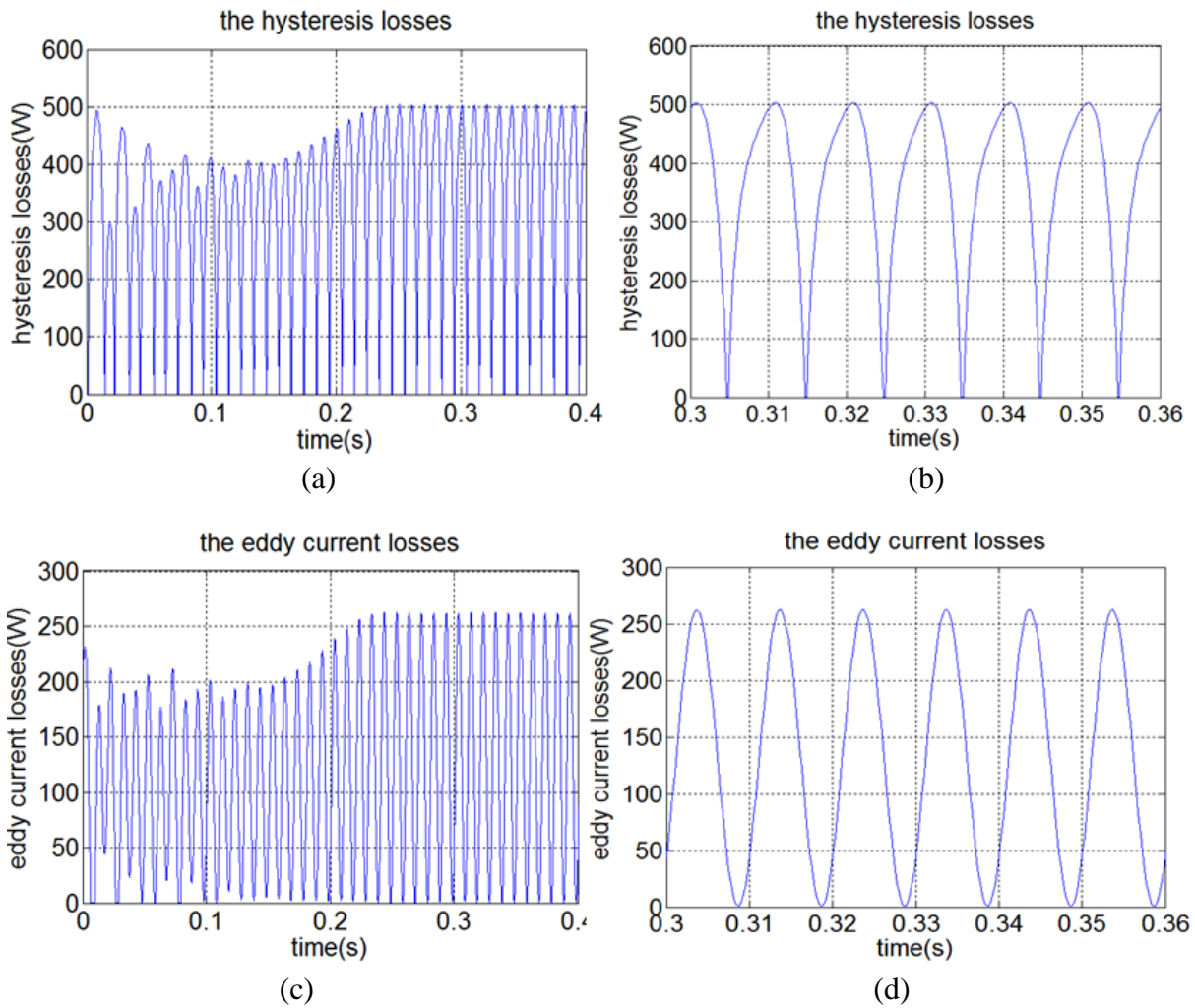


Fig. II.11- (a) Pertes par hystérésis en fonction du temps, (b) Zoom des pertes par hystérésis en fonction du temps, (c) Pertes par courant de Foucault en fonction du temps, (d) Zoom des pertes par courant de Foucault en fonction du temps.

Le couple électromagnétique à vide et en charge obtenu à partir des simulations est représenté sur la Figure II.12.

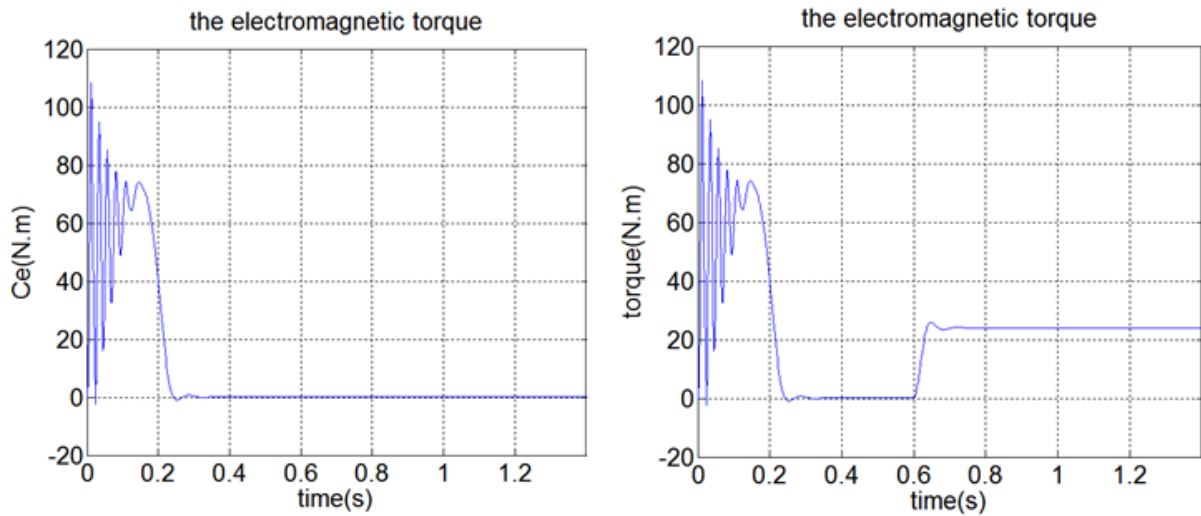


Fig. II.12- (a) Le couple électromagnétique à vide, (b) le couple électromagnétique en charge.

### b/ Modèle saturé

Dans ce modèle nous tenons compte de la saturation en considérant que l'inductance magnétisante  $L_m$  est variable en fonction du flux, puis nous remplaçons dans la simulation cette inductance magnétisante par le polynôme obtenu, Figure II.13.

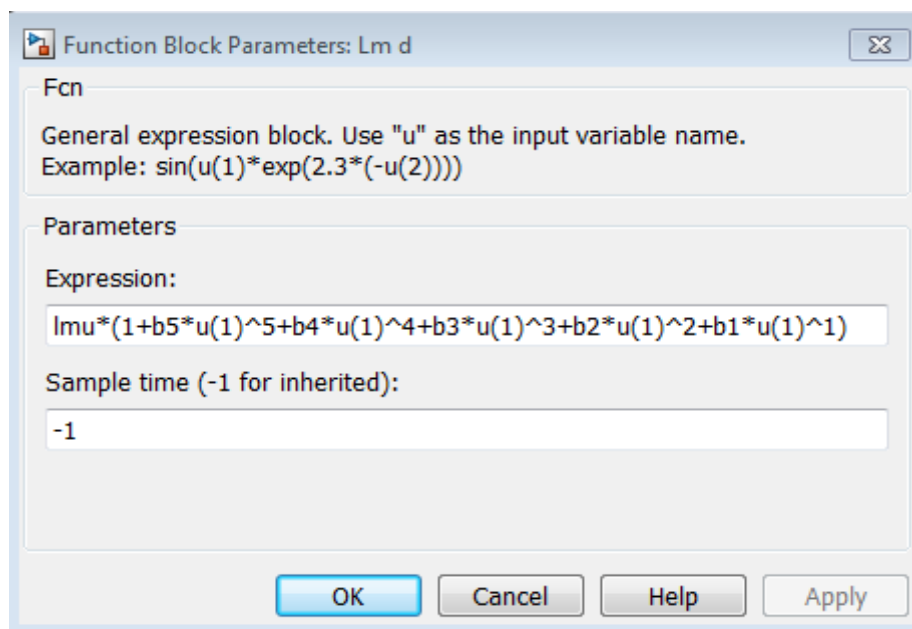


Fig. II.13. Le polynôme d'approximation de l'inductance magnétisante ( $u(1)$  est la valeur instantanée du flux)

La Figure II.14 représente le résultat du courant statorique de la première phase à vide et en charge (la charge est appliquée à l'instant  $t= 0.6$ ). Un zoom du courant statorique de la phase A ainsi les trois courants sont représentés sur les Figures II.15 et II.16.

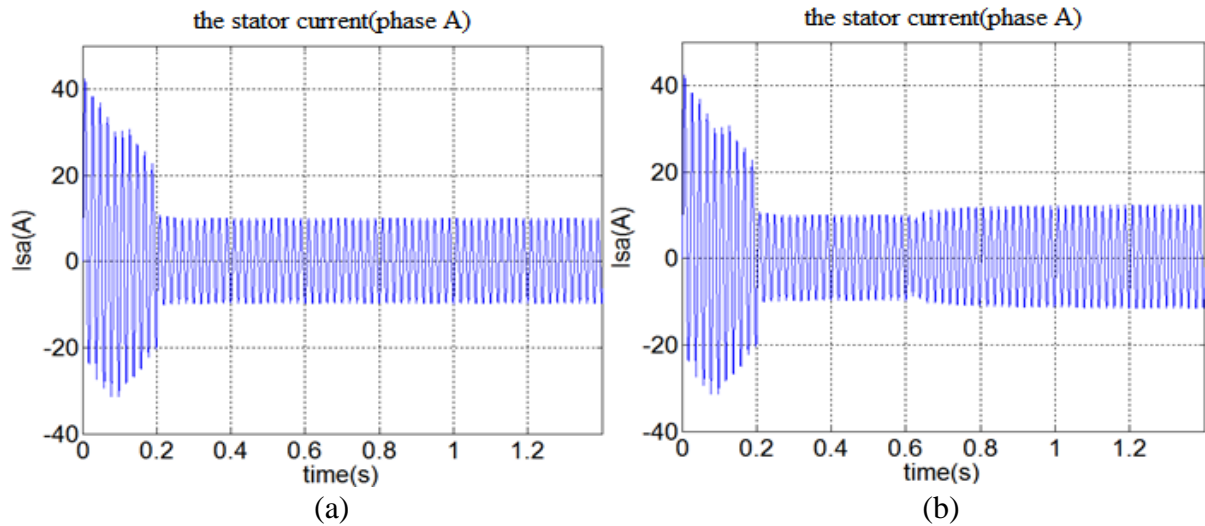


Fig. II.14- Le courant statorique de la phase : (a) à vide, (b) en charge

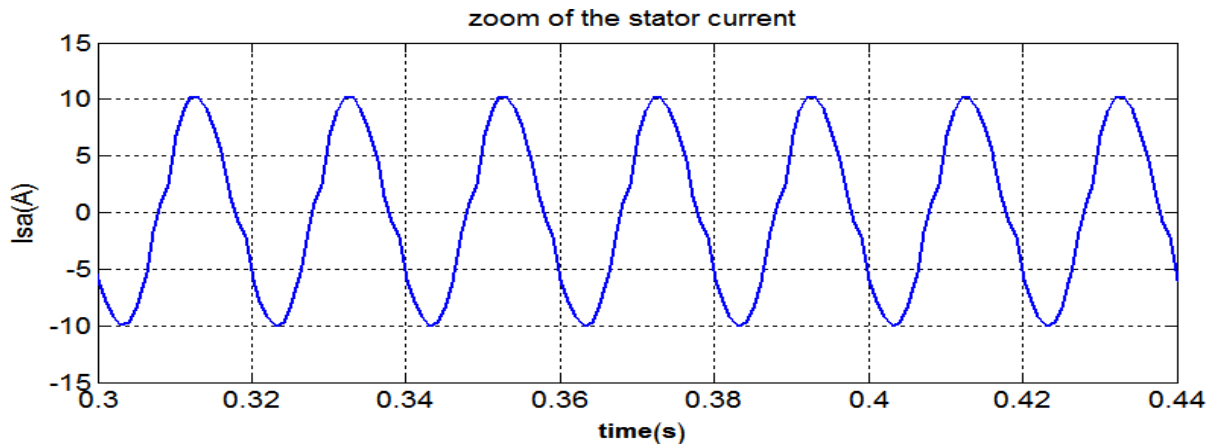


Fig. II.15. Zoom du courant statorique de la phase A

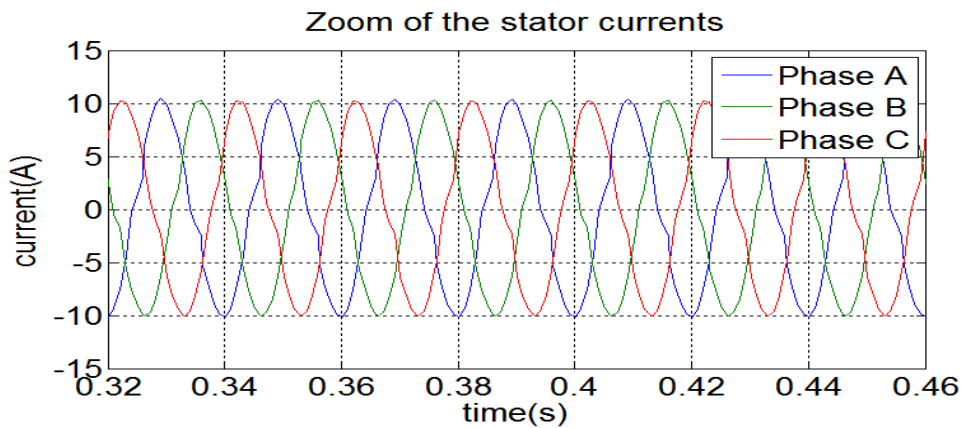


Fig. II.16. Courants des trois phases statoriques

Les pertes par hystérésis ainsi que les pertes par courant de Foucault en fonction du temps sont représentés sur la Figure II.17.

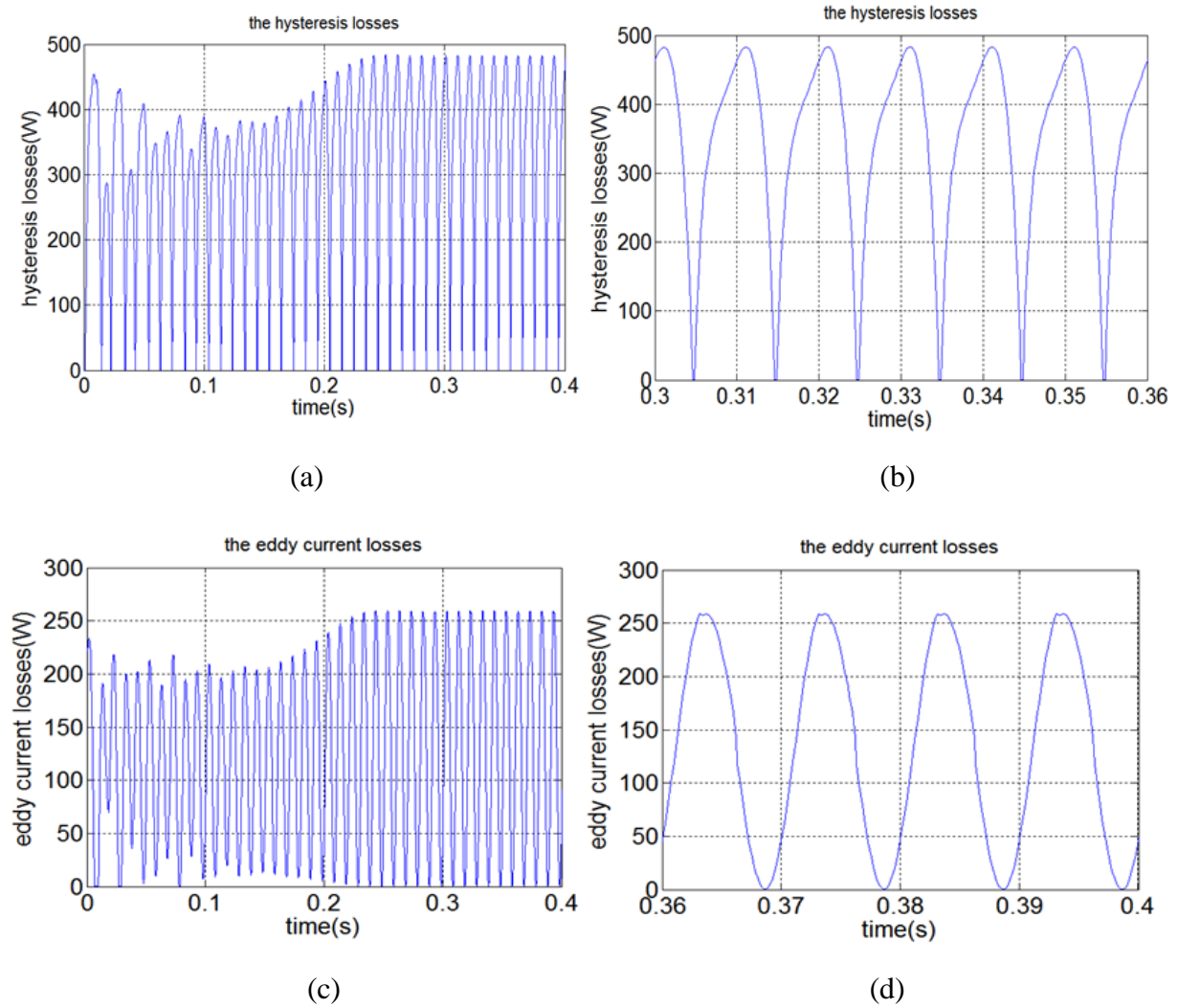


Fig. II.17. (a) Pertes par hystérésis en fonction du temps, (b) Zoom des pertes par hystérésis en fonction du temps, (c) Pertes par courant de Foucault en fonction du temps, (d) Zoom des pertes par courant de Foucault en fonction du temps.

La Figure II.18 représente le couple électromagnétique de la simulation à vide et en charge.

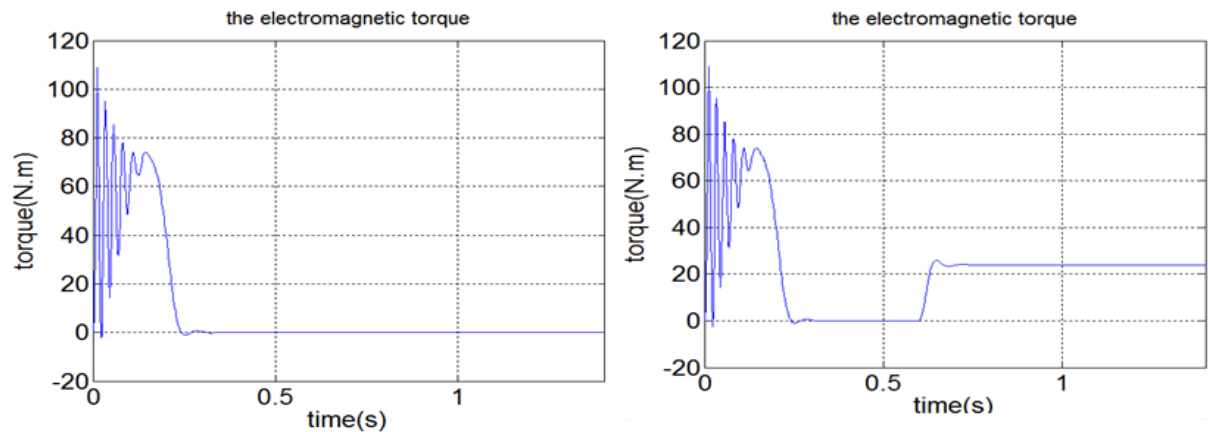


Fig. II.18. Couple électromagnétique : (a) à vide, (b) en charge

### II.5 Comparaison des résultats simulés et expérimentaux

La Figure II.19 représente une comparaison entre le courant statorique du modèle non saturé et du modèle saturé avec le relevé expérimental.

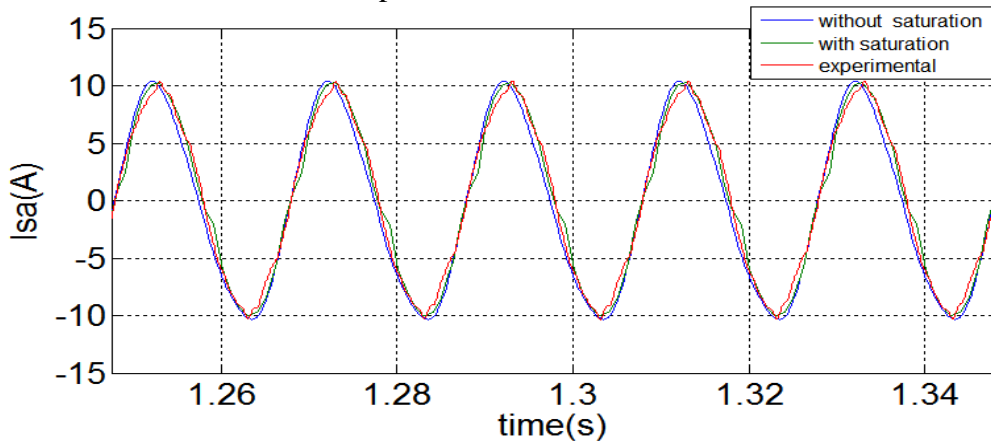


Fig. II.19- Comparaison des courants statorique des modèles avec expérimentation.

La Figure II.20 présente une comparaison entre les pertes par hystérésis du modèle non saturé et du modèle saturé. La comparaison des pertes par courant de Foucault du modèle non saturé et le modèle saturé est également présentée sur la Figure II.21.

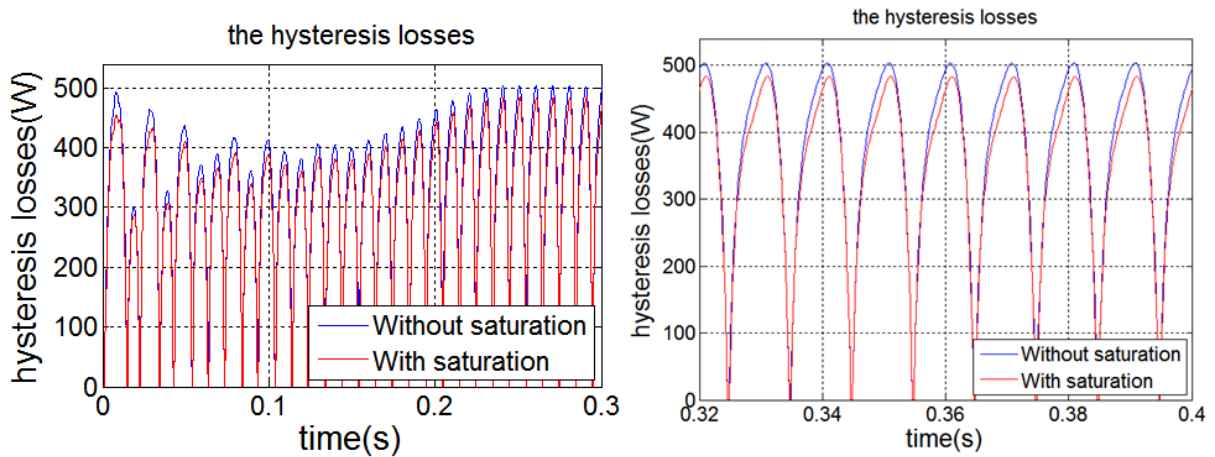


Fig. II.20. Comparaison des pertes par hystérésis du modèle saturé et du modèle non saturé

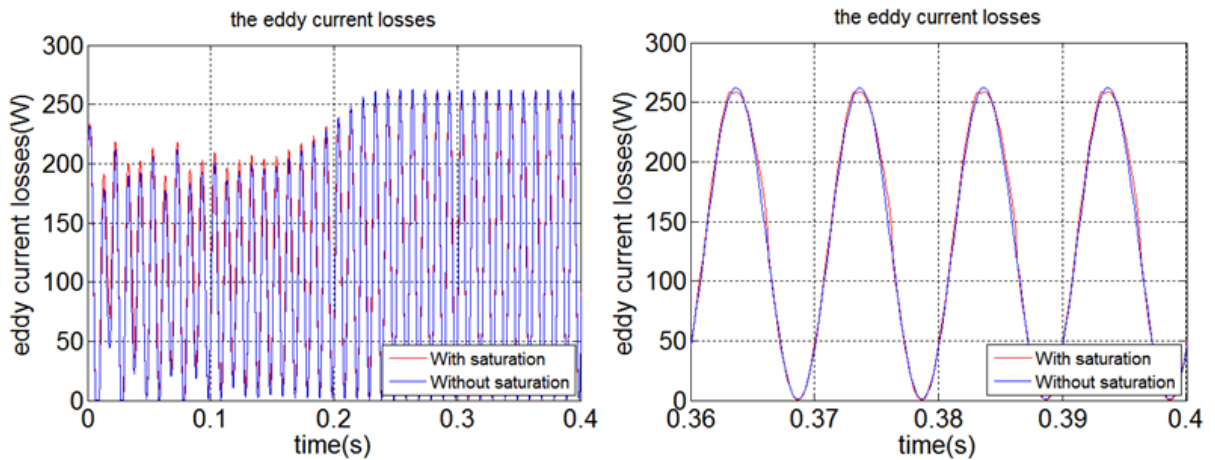


Fig. II.21. Comparaison des pertes par courant de Foucault du modèle saturé et du modèle non saturé.

Le Tableau II.4 représente la valeur moyenne des pertes par hystérésis et des pertes par courant de Foucault pour les deux modèles (saturé et non saturé), ainsi que leur pourcentage par rapport aux pertes totales.

Tab. II.4. Comparaison des pertes entre les deux modèles

/	Modèle non saturé	Modèle saturé
$P_{\text{hys}}$ (W)	316	297
$P_{\text{foc}}$ (W)	138	132
$P_{\text{fer}}$ (W)	454	429
$P_{\text{hys}}$ (%)	70	70
$P_{\text{foc}}$ (%)	30	30

## II.6 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons vu que l'approximation de l'inductance de magnétisation de la machine par un polynôme d'ordre 7 donne des résultats théoriques proches de ceux de l'expérimentation. Cette approximation se traduit par une diminution de la valeur de cette inductance en fonction du flux.

On remarque également que la forme du courant du modèle saturé se rapproche mieux du courant obtenu expérimentalement. Cependant, la forme du courant du modèle non saturé est parfaitement sinusoïdale.

Le pourcentage des pertes par hystérésis et par courant de Foucault par rapport aux pertes fer totales données par le modèle saturé sont plus proches de la pratique que les pertes données par le modèle non saturé.

Le modèle de la machine asynchrone en régime saturé a donné des pertes fer avec un écart de 2% par rapport aux pertes mesurées en pratique et de 8 % pour le modèle non saturé. Ceci est dû au fait que le modèle non saturé est limitée à la zone linéaire du cycle d'hystérésis. Finalement, on peut conclure que la modélisation de la machine asynchrone en tenant compte de la saturation donne de bons résultats.

## Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire de fin d'études ont pour objectif principal l'implémentation des pertes fer dans la modélisation de la machine asynchrone à rotor bobiné. Nous avons développé deux modèles (un modèle saturé et un modèle non saturé) applicables à la simulation. Nous avons donné un aperçu bref sur les matériaux magnétiques qui sont au cœur de nombreux dispositifs industriels, ensuite nous avons traité du cycle d'hystérésis et leurs différents modèles. Nous nous sommes intéressés aux pertes de fer et à la saturation.

À cause des phénomènes complexes qui sont à la base des processus de magnétisation, l'évaluation des pertes d'origine magnétique d'un dispositif électromagnétique reste jusqu'à aujourd'hui, un problème difficile à surmonter. L'utilisation d'un modèle précis et performant reste indispensable à la conception des machines.

Nous avons mené des tests expérimentaux classiques sur la machine asynchrone à rotor bobiné et nous avons relevé le cycle d'hystérésis ainsi que les courants statoriques expérimentalement.

La saturation est prise en compte dans ce mémoire à partir de la courbe de première aimantation du cycle d'hystérésis. elle provoque une diminution de l'inductance de magnétisation, cette inductance est évaluée par une approximation polynomiale d'ordre 7 en fonction du flux magnétique.

Au vu de ce travail nous pouvons dire que le modèle saturé donne des résultats plus valables et proches que ceux des résultats expérimentaux. Les pertes de fer données par la modélisation de la machine en tenant compte de la saturation sont plus proches de celles expérimentales que les pertes de fer données par le modèle non saturé. Les pertes par hystérésis sont presque trois fois plus grandes que les pertes par courant de Foucault.

## Bibliographie

- [1] Ranta, Mikaela & Hinkkanen, Marko & Dlala, Emad & Repo, Anna-Kaisa & Luomi, Jorma, 2009, "Inclusion of hysteresis and eddy current losses in dynamic induction machine models", *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2009, IEMDC '09*. 6. ISBN 978-1-4244-4252-2 (electronic) DOI: 10.1109/iemdc.2009.5075384.
- [2] Ewald F.Fuchs, " Measurement of am-i characteristics of asymmetric Three-phase Transformers and their Applications", *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, VOL.17, NO.4, October 2002.
- [3] T. Tuovinen, M. Hinkkanen, and J. Luomi, "Modeling of mutual saturation in induction machines," in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, Edmonton, Canada, Oct. 2008, CD-ROM.
- [4] A.NESBA, "Caractérisation du phénomène de la saturation magnétique de la machine asynchrone», Thèse de Doctorat d'Etat en Electrotechnique, Ecole nationale polytechnique, Alger, 2007.
- [5] T.Lubin, "Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable: prise en compte de la saturation magnétique", Thèse de doctorat, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2003.
- [6] H. GAVRILA, "Matériaux magnétiques doux", *Revue Internationale de Génie Electrique*, vol.1, pp.141-188, Université Polytechnica de Bucarest, Roumanie.
- [7] M. BUI Anh Tuan, « Caractérisation et modélisation du comportement des matériaux magnétiques doux sous contrainte thermique », Diplôme de doctorat, Université Claude Bernard 1, 2011
- [8] K.NADJET, "Modélisation de l'hystérésis magnétique en vue de son intégration dans un code de calcul de champ électromagnétique ", Mémoire de magister, Université de Batna, 2006.
- [9] A.benabou, "contribution à la caractérisation et à la modélisation de matériaux magnétiques en vue d'une implantation dans un code de calcul de champ", thèse de doctorat, Université Lille 1, 2002.
- [10] E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti, and M. Pastorelli, "Iron loss in rotorflux- oriented induction machines: identification, assessment of detuning and compensation," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 11, no. 5, pp. 698–709, Sept. 1996.