

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département de Génie Electrique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Thèse de Doctorat d'Etat en Electrotechnique

Présentée par

Ali NESBA

Ingénieur – Magister ENP

Thème

**Caractérisation du phénomène de la saturation
magnétique de la machine asynchrone**

Soutenue publiquement le 16 janvier 2007 devant le jury composé de :

Omar Touhami	Professeur	ENP	Président
Rachid Ibtouen	Professeur	ENP	Rapporteur
Saïd Mekhtoub	Maître de Conférences	ENP	Rapporteur
Abderrezak Rezzoug	Professeur	GREEN, UHP, Nancy	Examineur
Mohand-Oulhadj Mahmoudi	Professeur	ENP	Examineur
Abdelhamid Meraghni	Maître de Conférences	ENS Kouba	Examineur
Salah Haddad	Professeur	UMM Tizi-Ouzou	Invité
Abdelaziz Kheloui	Maître de Conférences	EMP Bordj-El-Bahri	Invité

ملخص: – تحظى ظاهرة التشبع المغناطيسي في آلات التيار المتناوب باهتمام متزايد منذ عدة عشرات. يعتبر عملنا هذا مساهمة حول هذه الظاهرة في حالة الآلات اللائزمانية، بدأنا بحثنا بعرض وضعية البحث حول هذه الظاهرة. نعرض من خلال الفصل الثاني من هذه المذكرة طريقة جيدة لتحديد معاملات الآلة اللائزمانية و المتعلقة التشبع المغناطيسي. خصصنا الفصل الثالث لعملية إنشاء نماذج للآلات اللائزمانية نأخذ بعين الاعتبار ظاهرة التشبع المغناطيسي. كما نعرض من خلال الفصل نفسه طرقاً متعددة لإدراج التشبع المغناطيسي و التشبع المغناطيسي المتقاطع ضمن نموذج الآلات اللائزمانية. نقوم من خلال الفصل الرابع بالتأكد تجريبياً من النماذج التي قمنا بتطويرها. كما يشكل هذا الفصل تطبيقاً عملياً لتلك النماذج عبر دراسة عمل الآلة اللائزمانية كمولد ذاتي التحريض. نستطيع أن نلاحظ من خلال هذا الفصل التطابق الجيد بين النتائج النظرية والتجريبية للتحريض الذاتي من دون حمل للمولد اللائزمني، وتجارب عمل هذا المولد على حمل خطي وكذلك تجارب عمله على حمل لاخطي. يؤكد لنا ذلك التطابق الجيد بين النتائج النظرية والعملية صحة الطرق المعروضة لإنشاء نماذج وتحديد معاملات الآلة اللائزمانية.

الكلمات الدالة: – التشبع المغناطيسي، الآلة اللائزمانية، النموذج، تحديد المعاملات، المولد اللائزمني، المحول الساكن.

Résumé: – Le phénomène de la saturation magnétique dans les machines à courant alternatif continue à recevoir un intérêt sans cesse croissant depuis plusieurs décennies. Notre travail constitue une investigation autour de ce phénomène dans le cas de la machine asynchrone. Nous commençons par la présentation de l'état de l'art de ce phénomène. Dans le deuxième chapitre de cette thèse nous proposons une nouvelle méthode d'identification des paramètres de la machine asynchrone liés à la saturation. Le troisième chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone saturée. Différentes techniques d'introduction de la saturation ainsi que l'intersaturation dans la modélisation de la machine sont présentées et validées. Le dernier chapitre constitue à la fois une validation des modèles développés ainsi qu'une application de ces derniers dans l'étude des performances de la machine asynchrone fonctionnant en générateur auto-excité. Les résultats expérimentaux de l'auto-amorçage à vide, du fonctionnement sur des charges linéaires et sur une charge non-linéaire sont en bonne concordance avec les résultats de la simulation. Cette cohérence entre le calcul et l'expérience confirme la validité des méthodes de modélisation et d'identification développées.

Mots clés: – Saturation magnétique, machine asynchrone, modélisation, identification, générateur asynchrone, convertisseur statique.

Summary: – The phenomenon of magnetic saturation in electrical AC machines continues to receive an increasing interest since several decades. Our work deals with this phenomenon in the case of the induction machine. We start by setting forth the state-of-the-art of this phenomenon. In the second chapter of this thesis we propose a new method for identifying saturation depending parameters of the induction machine. We consecrated the third chapter for the modelling of saturated induction machine. Different techniques for introducing magnetic saturation and cross-saturation in the models of induction machine are presented and validated. The last chapter aims to give another validation for the developed models, and also to examine the performances of the induction machine operating as a self-excited generator. Computed and experimental results of the self-excitation process and of the operation on linear loads and on non-linear loads agree closely. This coherence between computation and experience results confirms the validity of the developed modelling and identification methods

Key words: - Magnetic saturation, induction machine, modelling, identification, induction generator, converter

Avant propos

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au sein du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) de l'Ecole Nationale Polytechnique. Une partie des travaux a été réalisée au Groupe de Recherche en Electronique et Electrotechnique de Nancy (GREEN) à l'INPLorraine (Nancy).

Je remercie vivement Monsieur Omar Touhami, Professeur à l'ENP, et directeur du LRE de m'avoir accueilli dans son laboratoire, mais aussi de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de thèse.

Je tiens aussi à adresser, mes sincères remerciements à Monsieur Abderezak Rezzoug Professeur à l'Université Henri Poincaré (Nancy), et directeur du GREEN pour m'avoir accueilli dans son laboratoire et permis de travailler dans d'excellentes conditions. Je tiens aussi à le remercier de l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'examiner ce travail.

Je tiens également à exprimer ma profonde gratitude et ma reconnaissance envers Monsieur Rachid Ibtouen, Professeur à l'ENP, directeur de cette thèse ainsi que Monsieur Said Mekhtoub, Maître de Conférences à l'ENP, co-directeur de thèse. Leurs idées, leurs conseils et leurs critiques m'ont été d'une aide précieuse pour mener ce travail à bien. Au-delà de l'aspect scientifique de nos discussions, j'ai été particulièrement sensible à leurs qualités humaines et à l'excellent climat relationnel qu'ils ont su établir entre nous.

J'adresse à Messieurs Mohand-Oulhadj Mahmoudi, Professeur à l'ENP et Abdelhamid Meraghni, Maître de Conférences et directeur de l'Ecole Normale Supérieure de Kouba mes plus vifs remerciements pour l'intérêt qu'ils ont manifesté pour mon travail et pour avoir accepté la charge d'examineurs.

Je tiens également à adresser mes sincères remerciements à Messieurs Salah Haddad, Professeur à l'Université Mouloud Maamri, Tizi-Ouzou et Abdelaziz Kheloui, Maître de Conférences à Ecole Militaire Polytechnique (Bordj-El-Bahri) de l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de participer à ce jury.

Je suis très reconnaissant au Professeur Abdessamad Abada pour son aide précieuse et pour sa disponibilité durant la période de rédaction de mes travaux de recherche.

Mes remerciements vont également à tous les collègues du Laboratoire LSIC de l'ENS de Kouba. Je tiens à remercier tout particulièrement le directeur du laboratoire, Monsieur Djamel Kendil, ainsi que l'ex-directeur, Monsieur Said Bousbiat, Maîtres de conférences à l'ENS de Kouba, pour les moyens qu'ils ont mis à ma disposition et pour leurs encouragements tout au long de ce travail.

Mes sincères remerciements vont aussi aux personnes qui m'ont aidé en contribuant, de près ou de loin, à l'aboutissement de ce travail. Qu'ils trouvent dans ce mémoire une trace de ma reconnaissance. Je cite en particulier mes amis doctorants et jeunes docteurs des laboratoires LRE (ENP), GREEN (INPL) et LSIC (ENS).

Ces dernières lignes sont pour mes parents, ma famille ainsi que mes amis. Je tiens ici à leur exprimer toute ma reconnaissance pour tout le soutien et tous les encouragements qu'ils ont su me donner tout au long de ce travail et jusqu'au dernier instant.

Que ceux que j'oublie ici veuillent bien me pardonner.

A mes chers parents,
A toute ma famille.

Table des matières

Introduction générale	7
Chapitre 1 : Etat de l'art de la saturation magnétique	10
1.1. Introduction	10
1.2. Interprétation microscopique du phénomène de magnétisme	10
1.2.1. Classification des matériaux magnétiques	11
1.3. Matériaux magnétiques de l'électrotechnique	11
1.4. Théorie des domaines -Interprétation macroscopique de la saturation	12
1.4.1 Saturation magnétique de quelques alliages ferromagnétiques	14
1.5. Intérêts pratiques du phénomène de la saturation magnétique	15
1.5.1 En phase de conception de la machine:	15
1.5.2 En phase d'exploitation de la machine :	15
1.6. Modélisation de la saturation	16
1.6.1 Historique de la modélisation de la saturation	16
1.7. Effet croisé de la saturation	17
Chapitre 2 : Identification Statique de la Machine Asynchrone Saturée	19
2.1. Introduction	19
2.2. Constitution de la machine asynchrone	19
2.3. Principe de la méthode	20
2.4. Identification de l'inductance de fuite	23
2.4.1 Schéma de l'essai	23
2.4.2 Description de l'essai	23
2.4.3 Exploitation des résultats	24
2.4.4 Détermination de la résistance statorique	25
2.4.5 Détermination de l'inductance de fuite	26
2.4.6 Discussion de l'essai,	28
2.5. Détermination de la dépendance de l'inductance de fuite du niveau de saturation magnétique de la machine	30
2.5.1 Description de l'essai	30
2.5.2 Exploitation des résultats	31
2.6. Détermination des inductances de magnétisation statique et dynamique	37
2.6.1 Description de l'essai	38
2.6.2 Exploitation des résultats	39
2.7. Conclusion	43
Chapitre 3 : Modélisation de la machine asynchrone saturée	45
3.1 Introduction	45
3.2 La transformation triphasé-biphasé	46
3.2.1 Transformation des variables statoriques	47
3.2.2 Transformation des variables rotoriques	48
3.3 Modélisation de la machine asynchrone non saturée	49

3.3.1 Equations de la machine en grandeurs de phases	50
3.3.2 Equations de la machine dans le système d'axes orthogonaux	53
3.3.3 Equations des flux dans le référentiel arbitraire	54
3.4 Vérification du modèle linéaire	56
3.5 Modélisation de la saturation magnétique	60
3.5.1 Technique d'ajustement de l'inductance de magnétisation	60
A. Modèle des flux	60
B. Modèle des courants	61
3.5.2 Technique de la 'Fonction Degré de Saturation'	65
A. Construction de la FDS	66
B. Intégration de la FDS dans le modèle de Park	67
3.6 Conclusion	75
Chapitre 4 : Application au fonctionnement en charge linéaire et non linéaire	77
4.1 Introduction	77
4.2 Fonctionnement sur charge linéaire :	77
4.2.1 Modélisation de la charge	78
4.2.2 Mode opératoire	79
4.2.3 Cas de la charge résistive	79
4.2.4 Cas de la charge inductive	81
4.2.5 Cas de la charge RC	84
4.2.6 Cas de la charge RLC	86
4.3 Analyse des résultats	88
4.3.1 Validation du modèle	88
4.3.2 Performances du générateur	89
4.4 Fonctionnement sur charge non linéaire	90
4.4.1 Modélisation de la source	91
4.4.2 Modélisation du redresseur	91
4.4.3 Régulation de la tension de sortie du redresseur	92
4.4.4 Vérification expérimentale	92
4.4.5 Influence du redresseur sur le générateur asynchrone	92
4.4.6 Transitoires d'une perturbation due à la charge	93
4.4.7 Transitoires d'une perturbation due à la vitesse	95
4.4.8 Influence de la non-linéarité de la charge sur la qualité de l'énergie produite par le générateur	96
4.5 Conclusion	98
Conclusions générales et perspectives du sujet	99
Annexe	101
Références bibliographiques	102

Introduction générale

La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie, surtout en fonctionnement moteur. En plus, cette machine offre la possibilité d'utilisation comme générateur. Dans ce dernier mode de fonctionnement, la machine asynchrone équipe la majorité des éoliennes dans la gamme de la moyenne puissance. Le principal avantage de la machine asynchrone, dans sa version à cage, réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste, facile à construire et n'exigeant qu'un minimum d'entretien. Son prix relativement réduit est aussi un autre avantage de cette machine.

Cependant, la machine asynchrone souffre d'une dynamique très complexe en raison du fort couplage entre les circuits statorique et rotorique. L'étude du comportement en régime dynamique de cette machine est donc une tâche difficile nécessitant l'élaboration de modèle précis, afin de pouvoir prédire son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

Une autre difficulté rencontrée lors de la modélisation de la machine asynchrone est la non linéarité de son circuit magnétique. En effet, la machine asynchrone standard est généralement modérément saturée durant son fonctionnement normal [1-3]. De plus, les progrès réalisés dans les convertisseurs statiques ont permis de mettre au point des techniques de commande permettant d'exploiter la machine à des niveaux de flux très élevés dans le but d'en tirer le maximum de couple et avec la meilleure dynamique [4-6]. Ce qui a souvent pour conséquence une saturation assez forte de la machine. Mais, il existe aussi des cas spécifiques où la saturation de la machine devient indispensable, comme lors du fonctionnement en générateur autonome [7-12].

Notre travail porte sur la caractérisation de ce phénomène de saturation magnétique dans le cas de la machine asynchrone. Il a été mené au sein du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique de l'ENP. Une partie des travaux de recherche a été effectuée au sein du laboratoire GREEN à INPLorraine (Nancy).

Nous avons consacré la première partie de ce travail à la présentation du phénomène de la saturation, où nous présentons les aspects les plus importants du phénomène de magnétisme. Nous donnerons un bref historique sur les premiers travaux de recherche qui ont abordé la question de la saturation magnétique. L'apparition de l'effet croisé de la saturation sera également discutée.

Dans la seconde partie nous nous sommes intéressés à l'identification des paramètres de la machine asynchrone affectés par la saturation magnétique. Une nouvelle technique d'identification statique de ces paramètres est proposée. Nous avons exploité cette méthode pour la caractérisation du comportement magnétique de la machine en régime saturé. L'identification de l'inductance de fuite statorique, (avec et sans l'effet de la saturation), l'inductance magnétisante statique de la machine ainsi que l'inductance magnétisante dynamique de la machine a été considérée.

Dans le troisième chapitre, le modèle de la machine asynchrone avec prise en compte du phénomène de la saturation est développé et validé expérimentalement. Deux techniques de prise en compte de ce phénomène seront utilisées ; la technique d'ajustement de l'inductance de magnétisation ainsi que la technique de la fonction degré de saturation. Les modèles des flux et des courants en régime saturé seront développés. L'établissement des

équations du modèle des courants nous permettra de mettre en évidence l'effet croisé de la saturation et qui est étroitement lié au phénomène de la saturation.

La dernière partie constitue une application du travail d'identification et de modélisation développés dans les chapitres précédents. Le fonctionnement en générateur auto-excité est choisi en raison de son adéquation à l'étude du phénomène de la saturation. Les cas de fonctionnement sur charge linéaire et non linéaire sont envisagés.

Chapitre 1
Etat de l'art de la saturation magnétique

Etat de l'art de la saturation magnétique

1.1. Introduction

Dans une machine électrique, le circuit magnétique joue le rôle indispensable de canalisateur de flux pour diriger l'énergie magnétique dans la zone souhaitée (l'entrefer). Au sein de ce circuit magnétique, des énergies de différente nature, sont transformées, stockées, échangées et dissipées. Les performances de la modélisation et de la simulation du fonctionnement de la machine sont directement liées à la précision avec laquelle sont évaluées simultanément toutes ces formes d'énergie.

On se propose dans cette partie du mémoire de présenter les aspects les plus importants du phénomène de magnétisme. La saturation magnétique n'étant qu'une des phases de la magnétisation de la matière. On donnera, ensuite, quelques rappels sur les différents types de matériaux magnétiques et de la théorie des domaines. C'est grâce à cette dernière théorie qu'on donnera une explication du phénomène de la saturation magnétique. On insistera sur les intérêts pratiques de ce phénomène. On citera les principales techniques de modélisation de la saturation. Un historique sur les premiers travaux de recherche qui s'y intéressaient sera présenté. On terminera par soulever l'existence un autre phénomène lié à la saturation et appelé : intersaturation.

1.2. Interprétation microscopique du phénomène de magnétisme

Avant d'aborder le sujet de la saturation magnétique, nous allons commencer par passer en revue les aspects les plus importants (par rapport à notre travail) du phénomène du magnétisme. Nous donnerons dans cette section une interprétation microscopique de ce phénomène de magnétisme.

Du point de vue microscopique, la matière est constituée d'atomes possédant un noyau et des électrons satellites. Les électrons tournent autour du noyau dans un équilibre des forces centrifuge (due à la rotation) et de Coulomb (liant deux charges électriques). En effet, la rotation des électrons donne naissance à une force centrifuge qui tend à éloigner les électrons du noyau, mais ils ne peuvent s'en éloigner car la force de Coulomb les retient en s'opposant à cette force centrifuge. La rotation des électrons autour du noyau de l'atome peut être considérée comme le déplacement d'une charge électrique et donc comme un courant électrique.

1. Ce courant électrique créé par la circulation de l'électron sur son orbite donne naissance à un moment magnétique dit : moment orbital.
2. De plus, l'électron possède également un mouvement de rotation qui lui est propre et qui donne également naissance à un moment magnétique appelé : moment de spin.

Les propriétés magnétiques d'un matériau dépendent de la résultante de ces deux moments (moment orbital et de spin).

Le noyau aussi possède, dans certains cas, un moment magnétique, mais celui-ci est beaucoup plus petit (de l'ordre du millième du moment dû à l'électron) on le néglige en général.

1.2.1. Classification des matériaux magnétiques

Cette section donne une classification des principaux matériaux magnétiques en fonction de leurs moments magnétiques résultants. Nous pouvons alors distinguer :

- Les matériaux ferromagnétiques qui sont des matériaux, entre autres composés de fer de nickel ou de cobalt, et dont la résultante globale des moments magnétiques microscopiques (par atome) est différente de zéro. De plus, la direction et le sens de ces moments magnétiques microscopiques sont identiques.
- Les matériaux ferrimagnétiques (ou anti-ferromagnétiques imparfaits) présentent eux aussi un moment magnétique résultant différent de zéro. Ils se distinguent des ferromagnétiques par le fait que le sens des moments magnétiques microscopiques n'est pas le même pour tous les atomes.
- Anti-ferromagnétiques ayant un moment magnétique global nul ; les moments magnétiques microscopiques sont de même direction, de même module mais de sens différents
- Paramagnétiques dont la somme des moments magnétiques équivalente qui vaut zéro.
- Diamagnétiques ayant des moments magnétiques atomiques nuls. Ils ne présentent donc pas de résultante magnétique.

Les deux premiers types de matériaux, en l'occurrence, les ferromagnétiques et les ferrimagnétiques, sont les seuls intéressants dans le domaine du génie électrique. On ne s'intéressera dans ce qui suit qu'à ces deux types de matériaux magnétiques. La section suivante donne quelques caractéristiques et précise les domaines d'utilisation respectifs de chaque type.

1.3. Matériaux magnétiques de l'électrotechnique

Sous l'action d'un champ d'excitation magnétique H extérieur, les matériaux magnétiques sont le siège d'une induction locale B , qui est la résultante de l'aimantation du matériau et du champ appliqué :

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{J}$$

$\mu_0.H$: Représente l'induction d'un matériau qui serait composé entièrement d'air. (μ_0 est la perméabilité du vide).

J : Représente l'aimantation locale du matériau (aimantation qui distingue les matériaux magnétiques des autres matériaux).

On distingue les matériaux magnétiques doux et les matériaux magnétiques durs, tous deux utilisés dans la fabrication de machines électriques :

- ⇒ Un matériau magnétique doux est caractérisé par une perméabilité relative élevée et un champ coercitif faible. On l'utilise notamment comme conducteur de flux pour transmettre une information ou convertir de l'énergie.

La loi précédente s'approxime dans ce cas par une loi scalaire $B(H)=J(H)$ représentée classiquement par :

$$B = \mu_0 \mu_r H$$

μ_r : Représente la perméabilité relative du matériau, avec $\mu_r \gg 1$ (Relative par rapport à la perméabilité du vide).

Matériau	Composition (%)	Perméabilité relative initiale (en 10^3)	Perméabilité relative maximale (en 10^3)	Champ coercitif (A/m)
Fer pur	0.05 (impureté)	10	200	4
Fe-Si (orienté)	97Fe 3Si	1.5	40	8
78 Permalloy	78.5Ni 21.5Fe	8	100	4
Supermalloy	5Mo 79Ni 16Fe	100	1000	0.16
Mumétal	5Cu 2Cr 77Ni 16Fe	20	100	4
Permendur	50Fe 50Co	0.8	5	160
Amorphe	40Fe 40Ni 14P 6B	≈ 5	≈ 100	≈ 0.8

Tableau 1.1. Caractéristiques de quelques matériaux magnétiques doux (à température ambiante)

- ⇒ Par contre, un matériau magnétique dur est caractérisé par une perméabilité relative faible ($\mu_r \approx 1$) et un champ coercitif élevé. Les termes $\mu_0 \mu_r H$ et J sont alors du même ordre de grandeur, le matériau ferromagnétique dur est une source de flux, ou un aimant.

Matériau	Composition (%)	Induction rémanente (T)	Champ coercitif (A/m)
Alnico à cristallisation dirigée	8Al 14Ni 24Co 3Cu 51Fe	1.3	63.6
Poudre de fer	Fe	0.6	38
Cobalt-platine	50Co 50Pt	0.68	340
Samarium-cobalt	SmCo5	0.9	716

Tableau 1.2. Caractéristiques de quelques matériaux magnétiques durs (aimants) (à température ambiante)

1.4. Théorie des domaines -Interprétation macroscopique de la saturation

L'organisation des atomes de la matière obéit au principe général de la minimisation de l'énergie : « Tout système physique se place, s'il est permis, dans un état correspondant à une énergie minimale ».

La matière est organisée en structure cristalline et l'ensemble des motifs répétitifs formé par le réseau cristallin est appelé grain. En se basant sur le principe de la minimisation de l'énergie, le physicien Pierre Weiss a montré qu'à l'intérieur d'un même grain un corps aimanté est divisé en domaines dans lesquels les moments magnétiques atomiques ont la même direction.

En l'absence de champ appliqué et de toute autre contrainte, pour un matériau préalablement désaimanté il y a équipartition du volume des domaines entre les diverses directions d'aimantation facile et l'aimantation macroscopique résultante est nulle.

La figure 1 ci-dessous montre l'évolution du volume des domaines par déplacement des parois de séparation de ces derniers pour un champ magnétique de plus en plus fort. Ces parois sont appelées parois de Bloch.

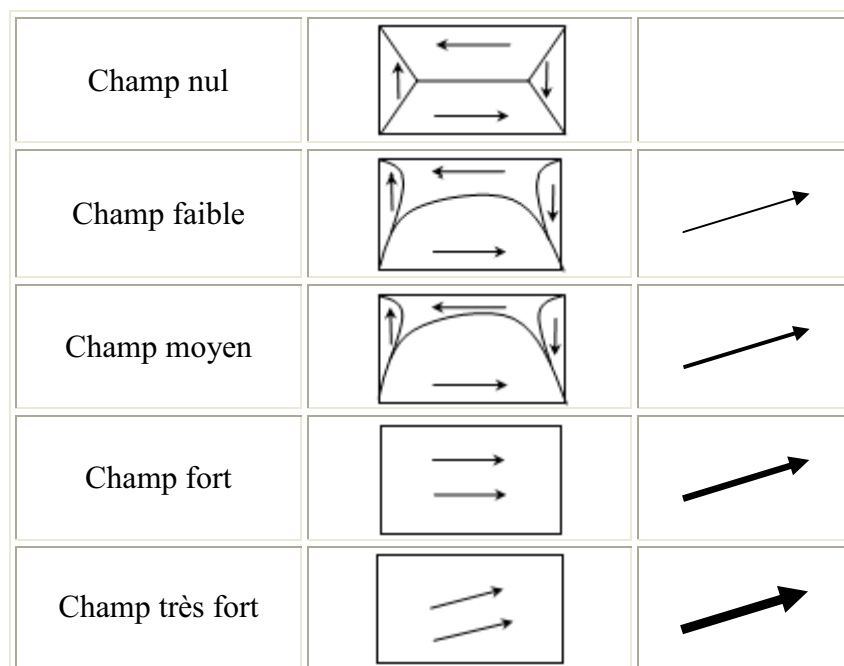


Figure 1.1. Evolution des domaines de Weiss sous l'action d'un champ magnétique

- A champ magnétique appliqué nul : la résultante des moments des différents domaines est nulle.
- A champ magnétique appliqué faible ou moyen : déformation des parois de séparations de domaines élargissant ainsi le domaine dont la direction et le sens de la résultante des moments magnétiques est la plus proche du champ appliqué.
- A champ magnétique appliqué fort : il ne subsiste plus que les domaines dont la direction et le sens de la résultante des moments magnétiques est la plus proche du champ appliqué.
- A champ magnétique appliqué très fort : la résultante des moments magnétiques à l'intérieur des domaines du matériau s'aligne sur le champ appliqué. On dit que le matériau est complètement **saturé**.

1.4.1 Saturation magnétique de quelques alliages ferromagnétiques

Les caractéristiques magnétiques d'un matériau dépendent principalement des types d'alliages utilisés, des proportions choisies, mais aussi des procédés de fabrication. En effet, la réalisation de ces matériaux n'est pas tributaire uniquement de nos connaissances en magnétisme, mais elle est très dépendante des propriétés métallurgiques et des conditions de traitement thermique et mécanique.

On donne ci-dessous, à titre d'indication, l'induction à saturation de trois types de matériaux magnétiques constitués d'alliages ferromagnétiques.

Alliage Fer - Silicium

Alliage Fer Silicium	Induction de saturation (T)
Non orientées 0.65mm	1.6
Grains orientés 0.35 mm	1.6
Grains orientés 1mm	1.7
Haute perméabilité 0.35mm	1.7
Haute perméabilité 1mm	1.72
NO20 (400hz)	1.62

Tableau 1.3. Induction de saturation des alliages Fer-Silicium sous champ 10000A/m

Fer - Nickel

Taux de Nickel	Induction de saturation (T)
36-40 %	1.3
45-50 %	1.55
75-80 %	0.8

Tableau 1.4. Induction de saturation des alliages Fer-Nickel

Fer - Cobalt

Taux de Cobalt	Induction de saturation (T)
25-28%	2.4
50%	2.35

Tableau 1.5. Induction de saturation des alliages Fer Cobalt

1.5. Intérêts pratiques du phénomène de la saturation magnétique

1.5.1 En phase de conception de la machine:

Dans tous les dispositifs de conversion électromagnétique de l'énergie il est important pour le constructeur d'être capable de connaître parfaitement les caractéristiques des circuits magnétiques. Ceci lui permettra alors de répondre aux exigences du cahier des charges et de mettre au point des produits performants et à moindres coûts. En effet, une bonne maîtrise de ce phénomène aidera à :

- 1- Optimiser la machine par rapport à ce phénomène, c-à-d choisir un degré de saturation acceptable (pour un fonctionnement normal - coude de saturation). Les avantages de telle optimisation sont : Utilisation optimale du fer, répondre au mieux au critère d'un rapport couple/volume (puissance massique) maximum [26], réduction de l'encombrement ; car dans certaines applications ce critère est exigé.
- 2- Eviter ce phénomène s'il est jugé gênant au bon fonctionnement de la machine. (dégradant par rapport à la qualité de l'entraînement)
- 3- Accentuer (Provoquer) ce phénomène : Dans certains entraînements spécifiques, une machine avec un niveau de saturation plus élevé que la normale répond mieux aux exigences de l'entraînement.

1.5.2 En phase d'exploitation de la machine :

Pour pouvoir réaliser des applications utilisant des machines électriques il est très important d'être capable de prédire le fonctionnement de la machine et du dispositif entier avant sa réalisation pratique. La prédiction du fonctionnement de la machine passe souvent par une phase simulation qui, à son tour, exige une modélisation précise des phénomènes liés à la conversion de l'énergie. Parmi ces phénomènes nous citons le phénomène de la saturation magnétique, auquel nous nous intéressons particulièrement dans cette partie du travail.

La prise en considération des non linéarités engendrées par ce phénomène améliore remarquablement la précision des modèles de la machine électrique, surtout dans l'étude des régimes transitoires de ces machines. En effet :

- 1- La prise en considération des non linéarités engendrées par ce phénomène améliore remarquablement la précision des modèles de la machine électrique, surtout dans l'étude des régimes transitoires de ces machines.
- 2- Dans certaines applications la prise en compte du phénomène est indispensable. Une modélisation avec un circuit magnétique linéaire conduirait à des résultats erronés (cas du générateur asynchrone autonome par exemple).
- 3- Les techniques de commandes récentes visant à exploiter la machine aux limites de ses capacités. (entraînements à couple variable; dans des circonstances particulières, la machine est appelée à développer un couple transitoire très supérieur à son couple nominal. Ceci permet à l'entraînement de surmonter des surcharges transitoires et d'assurer un couple d'accélération et de décélération suffisamment élevé). Dans de telles conditions le modèle linéaire ne donnera pas parfaite satisfaction [27].
- 4- Dans la commande vectorielle sans contact on note l'utilisation du phénomène de la saturation. [28] (utilisation des saillances induites par la saturation magnétique pour la détermination de la phase du vecteur flux)[29-30]

1.6. Modélisation de la saturation

La littérature recense plusieurs techniques de modélisation de la saturation magnétique, et dont la majorité sont basées sur l'ajustement (actualisation) de l'état magnétique en fonction de la géométrie de la machine et/ou par rapport au point de fonctionnement. [1]

Le choix d'une telle ou telle technique dépend directement du type de modélisation adopté.

Différentes méthodes sont alors envisageables :

- Première méthode : utilisée si la modélisation de la machine est du type « circuits électriques » La saturation est prise en compte par l'intermédiaire de la courbe de variation de l'inductance magnétisante et/ou l'inductance de fuite en fonction du courant associé. La caractéristique de magnétisation de la machine ainsi que d'autres courbes dérivées de cette dernière et renseignant sur le niveau de saturation de la machine peuvent également être utilisées pour modéliser ce phénomène.
- Deuxième méthode : utilisée si la machine est modélisée par la méthode des éléments finis. Cette méthode calcule le flux magnétisant à partir de l'induction d'entrefer en tenant compte des chutes de potentiel magnétique à travers la partie ferromagnétique de la machine.
- Troisième méthode : utilisée si la machine est modélisée par un réseau de perméances. Elle consiste à découper l'ensemble de la machine en petites portions magnétiques homogènes, dans lesquelles nous supposons avoir une section droite constante et une induction B constante.

Nous avons utilisé la première méthode, qui s'adapte le mieux avec la modélisation de la machine par la théorie des circuits adoptée dans la suite de notre travail. L'avantage de cette méthode réside dans sa simplicité de mise en œuvre ainsi que dans la facilité du couplage de cette méthode au modèle de Park. Cependant, il importe de signaler que par cette méthode la saturation est prise en compte d'une manière globale. Néanmoins, ceci ne constitue pas vraiment un inconvénient de la méthode, car le plus souvent cette approche même globale, est très utilisée et donne des résultats très précis.

1.6.1 Historique de la modélisation de la saturation

Les premiers travaux effectués dans la modélisation de la saturation sont ceux de F. P. De Mello et G. W. Walsh [13]. Les auteurs ont introduit le phénomène de la saturation dans le modèle de la machine asynchrone et qu'ils ont utilisé dans l'étude des régimes transitoire de la reconnexion au réseau du moteur asynchrone [13]

T. A. Lipo et A. Consoli ont élaboré un modèle basé sur les facteurs de saturation pour étudier les surintensités ainsi que la stabilité du moteur asynchrone durant des démarrages directs [14].

Y. K. He et T. A. Lipo ont proposé un modèle utilisant différentes inductances de magnétisation, et qui l'ont également utilisé pour étudier la stabilité en régime dynamique de la machine asynchrone [15].

Depuis, un nombre sans cesse croissant de travaux de recherche participe à l'amélioration des modèles de la machine asynchrone saturée [1,16-21].

Le développement considérable des convertisseurs statiques ainsi que le besoin des automaticiens pour l'élaboration de techniques de commande performantes, ont considérablement incité à la mise au point de nouvelles approches, de plus en plus précise, pour la modélisation de la saturation magnétique. Nous pouvons – à titre d'exemple – noter l'intérêt sans cesse croissant accordé à l'amélioration des modèles destinés à la commande vectorielle de la machine asynchrone [22-25].

1.7. Effet croisé de la saturation

La mise en évidence de l'effet croisé de la saturation remonte à plusieurs décennies. Ainsi, nous pouvons retrouver dans la littérature de nombreux travaux [24, 31] ayant traité ce sujet. Nous retrouvons également des publications dont les auteurs ne reconnaissent pas l'existence réelle de ce phénomène [32-34]. En effet, ces auteurs considéraient que l'apparition de termes relatifs à ce phénomène lors du développement de modèles saturés des machines à courant alternatif à rotor lisse n'est qu'une conséquence d'opérations purement mathématiques (dérivation de l'inductance de magnétisation). Ils considéraient que le phénomène n'a aucune réalité physique.

L'effet croisé de la saturation est un phénomène analogue à celui de la réaction d'induit de la machine à courant continu ainsi que la machine synchrone à pôles saillants. Il consiste en une interaction mutuelle entre les bobinages d'axes q et d de la machine biphasée (machine de Park), et qui apparaît si la machine asynchrone associée est saturée. Ces deux bobinages sont par définition spatialement en quadrature et donc, à priori, ne devraient avoir aucune interaction mutuelle. Il est d'ailleurs bien connu qu'aucun couplage n'existe entre les bobinages d'axes en quadrature dans le cas d'une machine asynchrone linéaire. Cependant, et nous le montrerons plus tard, qu'en raison de la saturation magnétique du flux magnétisant un tel couplage existe bien. Une inductance de couplage est alors introduite dans le modèle saturé de la machine.

L'intersaturation apparaît explicitement dans les modèles nécessitant la dérivation par rapport au temps de l'inductance de magnétisation (exp: modèle des courants de la machine asynchrone) [26]. Dans le modèle des flux, où une telle dérivation n'est pas effectuée lors du développement du modèle, l'effet croisé de la saturation existe aussi et est pris en compte implicitement. Cependant on ne trouve pas dans les équations du modèle les termes relatifs à ce phénomène. [31]

Chapitre 2

Identification Statique de la Machine Asynchrone Saturée

Identification Statique de la Machine Asynchrone Saturée

2.1. Introduction

Parmi les méthodes utilisées pour identifier les paramètres de la machine asynchrone, apparaissent deux grandes familles. La première, issue de la tradition de l'électrotechnique, s'appuie sur des essais en régime permanent, sachant que ce régime donne aussi accès aux paramètres des modèles dynamiques classiques. La seconde famille, englobe des méthodes nouvelles, fruit de coopérations entre l'automatique et l'électrotechnique, et qui exploitent des fonctionnements de la machine en régime dynamique. Ces derniers peuvent correspondre à des transitoires de fonctionnement normal de la machine, tel qu'un démarrage direct, comme ils peuvent être des régimes provoqués uniquement à cette fin d'identification.

Ces méthodes nouvelles utilisent des essais statiques (rotor à l'arrêt) ou dynamiques (rotor tournant). L'excitation de l'élément à identifier peut être à courant alternatif (excitation normale de la machine asynchrone) ou à courant continu. Elles aboutissent à des algorithmes qui peuvent souvent être implantés en ligne, tel que le filtrage de Kalman [35, 36].

Nous proposons dans ce travail une nouvelle technique d'identification appartenant à la deuxième famille. Cette technique utilise des essais statiques pour l'identification des paramètres de la machine asynchrone. L'excitation de la machine se fait à courant continu. Nous présenterons dans ce qui suit le fondement théorique de cette méthode ainsi que les calculs nécessaires dans chaque configuration de l'essai.

2.2. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone triphasée est formée, en général, d'un stator fixe, et d'un rotor cylindrique mobile. Le stator comporte trois enroulements couplés en étoile ou en triangle qui sont alimentés par un système triphasé de tensions. Il en résulte alors la création d'un champ magnétique tournant dans l'entrefer de la machine à l'origine de la conversion électromagnétique. Afin de limiter les ondulations de ce couple électromagnétique, les enroulements statoriques sont conçus de façon à obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible.

Le circuit magnétique est réalisé par un empilement de tôles ferromagnétiques fines et découpées, faisant apparaître le stator, le rotor et les différentes encoches.

Le circuit rotorique peut être conçu en deux versions différentes, la première dite « à rotor bobiné » est constituée de bobinage, ayant le nombre de phases et de paires de pôles que la bobinage statorique, enroulé sur la partie ferromagnétique du rotor. Les bornes du bobinage, alors dites 'sorties', sont accessibles au moyen de balais frottant sur des bagues.

Dans un fonctionnement normal, ces bornes sont généralement mises en court-circuit. La deuxième version du rotor, dite à ‘à cage d’écureuil’, est constituée de simple barres conductrices, souvent en aluminium, reliées à leurs extrémités par deux couronnes en cuivre. Cette dernière version est électriquement équivalente à la première, et le nombre de paires de pôles du rotor s’adapte naturellement à celui du stator.

La détermination des paramètres de la machine, qu’il est très important de les connaître avec précision lors de l’élaboration des commandes de machine, devient donc une tâche très complexe. En effet, chaque paramètre de la machine dépend de ces détails de construction de la machine. Le présent chapitre est consacré à la présentation de l’une des méthodes de l’identification.

2.3. Principe de la méthode

La méthode proposée utilise le transitoire dû à l’excitation de la machine asynchrone par un échelon de tension continue. Une ou plusieurs bobines statoriques ou rotoriques sont assujetties cette excitation. Un oscilloscope numérique sert à mémoriser les différentes variables du transitoire (tensions, courants). Les bobines statoriques (respectivement rotoriques) sont supposées déphasées de 120° dans l’espace. Les figures 2.1 et 2.2 schématisent ces bobinages.

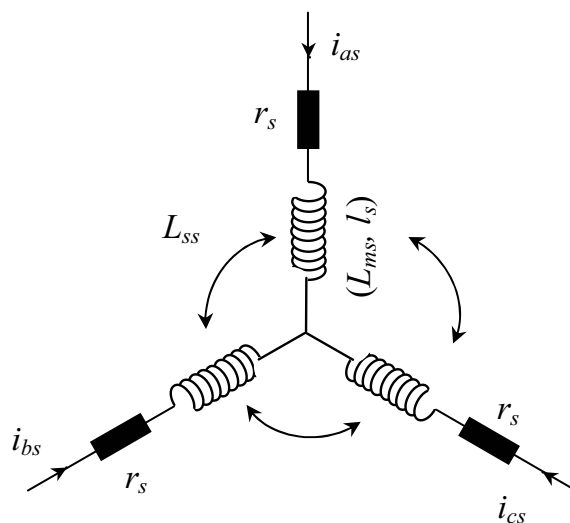


Figure 2.1. Bobines du stator de la machine asynchrone couplée en étoile

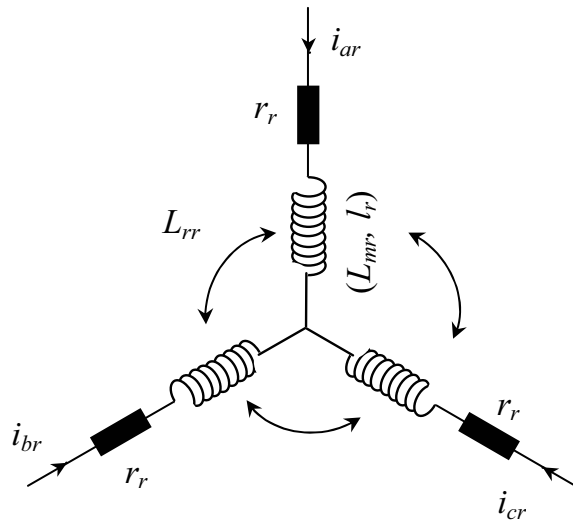


Figure 2.2. Bobines du rotor de la machine asynchrone couplée en étoile.

Nous utiliserons dans ce qui suit les notations suivantes.

r_s	Résistance par phase du statorique.
R_r	Résistance par phase du rotorique.
l_s	Inductance de fuite des enroulements statoriques.
l_r	Inductance de fuite des enroulements rotoriques.
L_{ms}	Inductance magnétisante par phase du stator.
L_{mr}	Inductance magnétisante par phase du rotor.
M_{ss}	Mutuelle inductance entre phases statoriques.
M_{rr}	Mutuelle inductance entre phases rotoriques.
M_{sr}	Amplitude de la mutuelle inductance stator-rotor.
φ_{xs}	Le flux total traversant la phase x du stator ($x = a, b, c$)
φ_{xr}	Le flux total traversant la phase x du rotor ($x = a, b, c$)
i_{xs}	Le courant dans la phase x du stator ($x = a, b, c$)
i_{xr}	Le courant dans la phase x du rotor ($x = a, b, c$)

Le flux total traversant la bobine a du stator est donné par :

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{as} &= L_{asas} i_{as} + M_{asbs} i_{bs} + M_{ascs} i_{cs} + M_{asar} i_{ar} + M_{asbr} i_{br} + M_{ascr} i_{cr} \\ \varphi_{bs} &= M_{bsas} i_{as} + L_{bsbs} i_{bs} + M_{bscs} i_{cs} + M_{bsar} i_{ar} + M_{bsbr} i_{br} + M_{bscr} i_{cr} \\ \varphi_{cs} &= M_{csas} i_{as} + M_{csbs} i_{bs} + L_{cscs} i_{cs} + M_{csar} i_{ar} + M_{csbr} i_{br} + M_{cscr} i_{cr} \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

où :

L_{xsys} représente l'inductance propre de la bobine xs du stator, ($x = a, b, c$).

M_{xsys} représente la mutuelle inductance entre la bobine xs et la bobine ys du stator, avec $\{x = a, b, c\}$, $\{y = a, b, c\}$ et $\{x \neq y\}$.

M_{xsysr} représente la mutuelle inductance entre la bobine statorique xs et la bobine rotorique yr avec $\{x = a, b, c\}$, $\{y = a, b, c\}$ et $\{x \neq y\}$.

L_{xxxx} est donnée par :

$$L_{xxxx} = l_s + L_{ms} \quad (x = a, b, c) \quad (2.2)$$

Les mutuelles inductances entre les bobines statoriques sont données par :

$$M_{xsys} = -\frac{L_{ms}}{2} \quad (x \neq y) \quad (2.3)$$

Les mutuelles inductances entre une bobine statorique et les bobines rotoriques traduisent leur couplage magnétique, lequel dépend bien sûr de la position relative des bobines. Si les axes as , bs et cs des bobines statoriques sont alignés respectivement sur les axes ar , br et cr des bobines rotoriques, les mutuelles inductances stator-rotor seront données par :

$$M_{xsr} = M_{sr} \quad (x = a, b, c) \quad (2.5)$$

$$M_{xsr} = -\frac{M_{sr}}{2} \quad (x \neq y) \quad (2.6)$$

Vue que le circuit magnétique de la mutuelle stator-rotor (M_{sr}) est le même que celui de l'inductance de magnétisation, la valeur de M_{sr} ramenée au stator est égale L_{ms} .

L'expression (2.1) du flux dans la phase as du stator devient donc :

$$\varphi_{as} = (l_s + L_{ms})i_{as} - \frac{L_{ms}}{2}i_{bs} - \frac{L_{ms}}{2}i_{cs} + M_{sr}i_{ar} - \frac{M_{sr}}{2}i_{br} - \frac{M_{sr}}{2}i_{cr} \quad (2.8)$$

Idem pour les flux dans les phases bs et cs

$$\varphi_{bs} = -\frac{L_{ms}}{2}i_{as} + (l_s + L_{ms})i_{bs} - \frac{L_{ms}}{2}i_{cs} - \frac{M_{sr}}{2}i_{ar} + M_{sr}i_{br} - \frac{M_{sr}}{2}i_{cr} \quad (2.9)$$

$$\varphi_{cs} = -\frac{L_{ms}}{2}i_{as} - \frac{L_{ms}}{2}i_{bs} + (l_s + L_{ms})i_{cs} - \frac{M_{sr}}{2}i_{ar} - \frac{M_{sr}}{2}i_{br} + M_{sr}i_{cr} \quad (2.10)$$

Les tensions aux bornes des phases as , bs , cs sont données par

$$v_{as} = r_s i_{as} + \frac{d\varphi_{as}}{dt} \quad (2.11)$$

$$v_{bs} = r_s i_{bs} + \frac{d\varphi_{bs}}{dt} \quad (2.12)$$

$$v_{cs} = r_s i_{cs} + \frac{d\varphi_{cs}}{dt} \quad (2.13)$$

Si la résistance r_s ainsi que les variables tensions v_{as} , v_{bs} , v_{cs} et courants i_{as} , i_{bs} , i_{cs} sont connues, les variations des flux φ_{as} , φ_{bs} et φ_{cs} peuvent être obtenues par simple intégration:

$$\varphi_{as} = \int (v_{as} - r_s i_{as}) dt \quad (2.14)$$

$$\varphi_{bs} = \int (v_{bs} - r_s i_{bs}) dt \quad (2.15)$$

$$\varphi_{cs} = \int (v_{cs} - r_s i_{cs}) dt \quad (2.16)$$

La méthode d'identification statique (rotor à l'arrêt) des paramètres de la machine asynchrone que nous proposons ici utilise des essais permettant la mesure des courants et tensions en fonction du temps. Ce qui permet alors, en utilisant les expressions établies précédemment, la détermination des paramètres. La procédure d'expérimentation et de calcul, et que nous détaillerons pour chaque essai, suit les étapes suivantes :

- ↪ Proposer un schéma de connexion des phases de la machine, particulièrement adapté à l'identification d'un ou plusieurs paramètres.
- ↪ Exciter la machine avec une source de tension continue.
- ↪ Mesurer les tensions ainsi que les courants absorbés par la machine.
- ↪ Utiliser les systèmes d'équations (2.8)-(2.10), (2.11)-(2.13), (2.14)-(2.16) pour déterminer les paramètres recherchés.

Une multitude de schémas de connexion peuvent être proposés. Le choix de l'un de ces schémas dépend directement du paramètre à identifier.

Nous présentons dans ce qui suit quelques configurations particulières que nous avons exploitées essentiellement pour la caractérisation du comportement magnétique de la machine en régime saturé. Ces configurations nous ont permis d'obtenir :

- Les inductances de fuites statoriques, (avec et sans l'effet de la saturation)
- L'inductance magnétisante statique de la machine,
- L'inductance magnétisante dynamique de la machine,
- La résistance statorique.

2.4. Identification de l'inductance de fuite

Cet essai d'identification est basé sur l'exploitation des résultats de la réponse de la machine à l'excitation simultanée des trois bobines statoriques avec un échelon de tension continue. Il sert à déterminer l'inductance de fuite des bobines statoriques, d'une manière très simple et avec le minimum de calculs.

2.4.1 Schéma de l'essai

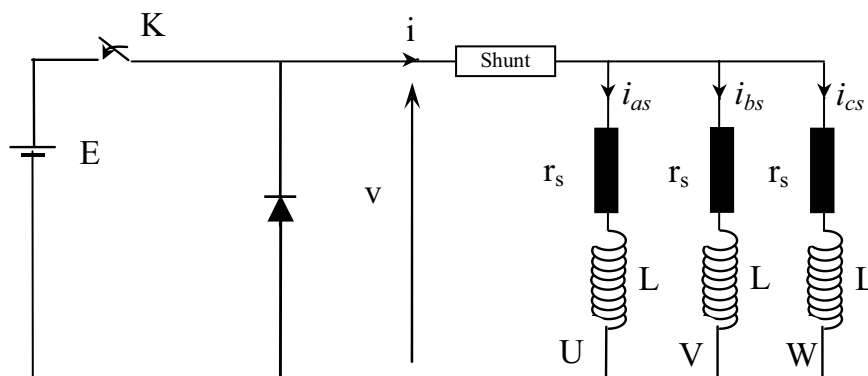


Figure 2.3. Schéma de l'essai

2.4.2 Description de l'essai

- la machine, couplée en étoile, est à l'arrêt,
- le rotor est ouvert,
- les trois phases statoriques sont alimentées simultanément par la même tension continue d'une batterie d'accumulateurs à travers un interrupteur,
- un shunt est utilisé pour la mesure du courant.

- La diode sert à faire circuler le courant dans les bobines après ouverture de l'interrupteur (diode roue libre)
- Pendant le transitoire on effectue les mesures suivantes :
 - Tension v aux bornes des bobines,
 - Courant i absorbé par les trois phases.

La figure 2.4 représente le transitoire de l'application d'un échelon de tension de 36V aux bornes des trois phases de la machine.

On distingue (en haut) la courbe de variation de la tension ainsi que celle du courant (en bas).

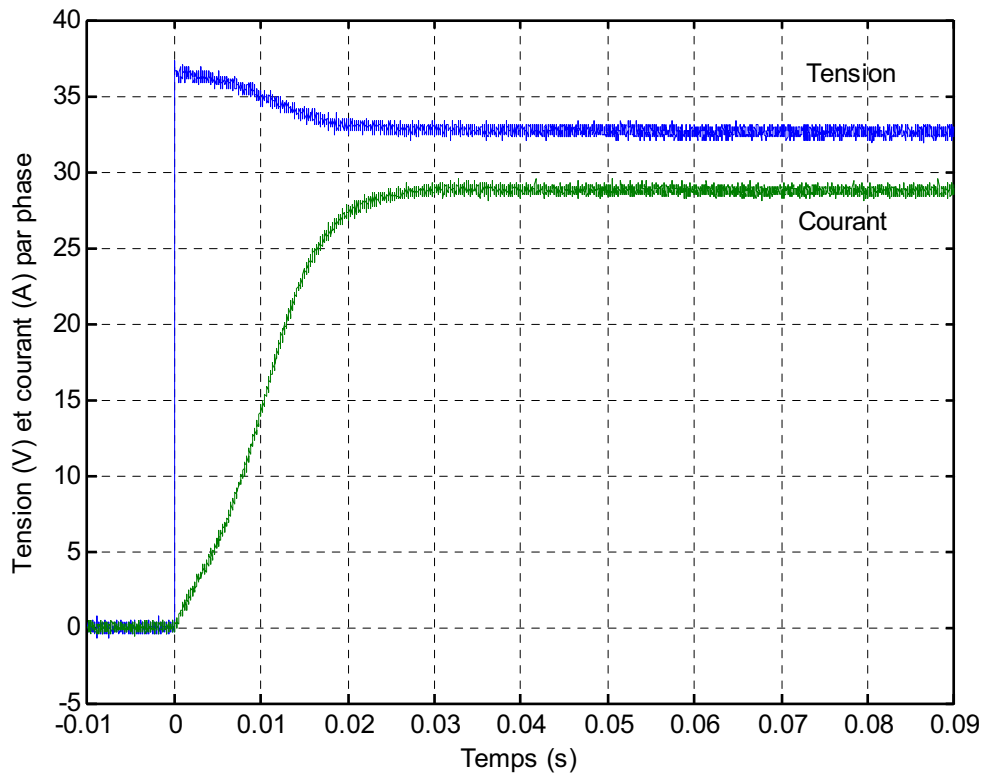


Figure 2.4. Relevé expérimental du courant et de la tension

2.4.3 Exploitation des résultats

Du fait de la symétrie de la machine les courants statoriques sont égaux. Or d'après le schéma de connexion des phases on a :

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = i \quad (2.17)$$

D'où on aura :

$$i_{as} = i_{bs} = i_{cs} = \frac{i}{3} \quad (2.18)$$

On a aussi :

$$v_{as} = v_{bs} = v_{cs} = v \quad (2.19)$$

Le rotor étant ouvert, les courants rotoriques sont donc nuls. Le système (2.8)-(2.10) devient donc :

$$\varphi_{as} = \frac{1}{3}(l_s i + L_{ms} i - \frac{L_{ms}}{2} - \frac{L_{ms}}{2} i) + M_{sr} \times 0 - \frac{M_{sr}}{2} \times 0 - \frac{M_{sr}}{2} \times 0 \quad (2.20)$$

d'où

$$\varphi_{as} = \frac{1}{3} l_s i \quad (2.21)$$

De même pour les autres phases

$$\varphi_{bs} = \frac{1}{3} l_s i \quad (2.22)$$

$$\varphi_{cs} = \frac{1}{3} l_s i \quad (2.23)$$

Les équations (2.21)-(2.23) montrent clairement que, dans ces conditions particulières de test, les courants statoriques ne génèrent que des flux de fuite au stator. Cette constatation, représente l'intérêt même de cet essai. En effet, on arrive, grâce à ce type de test, à séparer l'inductance de fuite de celle magnétisante, car cette dernière ne participe pas dans ce transitoire, le flux magnétisant étant invariablement nul. Cet essai permet également de mesurer la résistance des bobinages statoriques.

2.4.4 Détermination de la résistance statorique

La méthode d'identification exploite le régime établi de l'essai pour mesurer r_s .

Nous remarquons qu'en régime établi (à partir de $t=0.03$ sec sur la figure 2.4.) les courants i_{as} , i_{bs} , i_{cs} ne varient plus. Il en est donc de même pour les flux φ_{as} , φ_{bs} et φ_{cs} .

Le système (2.11)-(2.13) devient alors :

$$v_{as} = r_s i_{as} \quad (2.24)$$

$$v_{bs} = r_s i_{bs} \quad (2.25)$$

$$v_{cs} = r_s i_{cs} \quad (2.26)$$

ou alors, en utilisant (2.18) et (2.19)

$$v = r_s \frac{i}{3} \quad (2.27)$$

d'où

$$r_s = \frac{3v}{i} \quad (2.28)$$

Les courbes expérimentale de la tension (v^*) et du courant (i^*) contiennent dans la partie « régime établi » environ 6000 points de mesure. Nous avons alors fait une moyenne arithmétique, nous obtenons :

$$r_s^* = \text{moy}\left(\frac{3v^*}{i^*}\right) = 1,13\Omega / \text{phase} \quad (2.29)$$

C'est la même valeur que nous obtenons par l'essai classique de mesure de résistances.

2.4.5 Détermination de l'inductance de fuite

Dans cette phase de l'identification nous exploitons le régime transitoire de l'essai. En utilisant (2.18) et (2.19) le système (2.14)-(2.16) devient :

$$\varphi_{as}^* = \varphi_{bs}^* = \varphi_{cs}^* = \int (v^* - r_s^* \frac{i^*}{3}) dt \quad (2.30)$$

La figure 2.5 représente la courbe du flux par phase statorique en fonction du courant statorique, obtenue par intégration numérique des valeurs expérimentales de la tension et du courant, en vertu de l'équation (2.30). L'algorithme utilisé dans l'intégration numérique est celui de Runge-Kutta d'ordre 4.5.

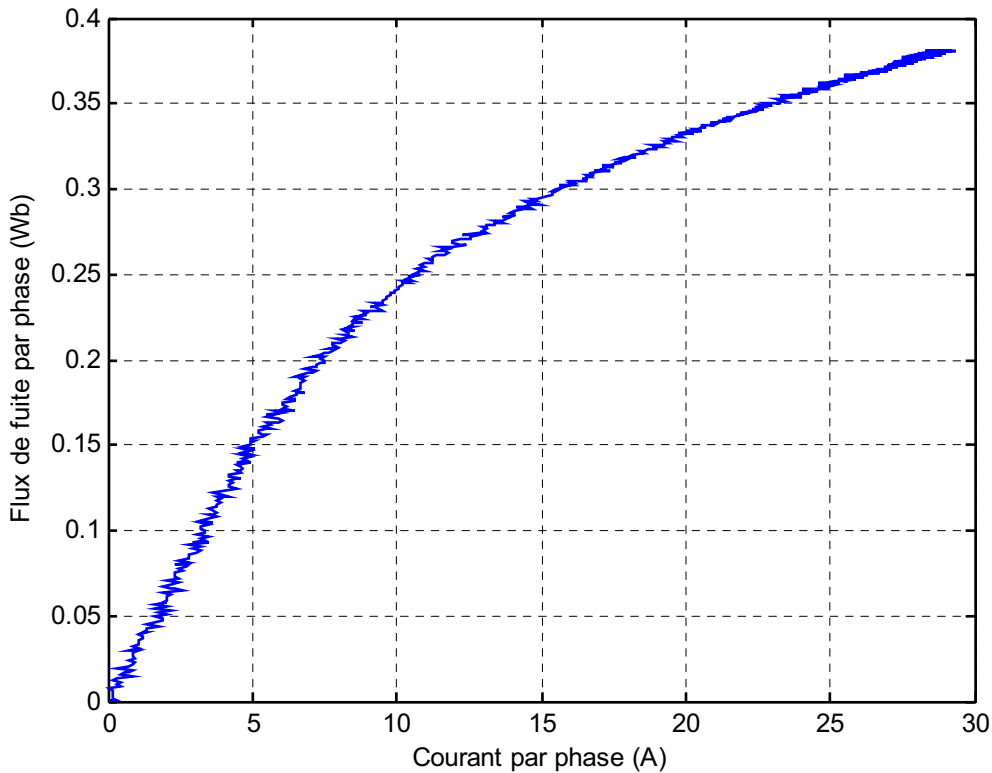


Figure 2.5. Flux de fuite en fonction du courant dans une bobine statorique.

Or d'après (2.21)-(2.23), ce flux n'est autre que le flux de fuite, et que nous réécrivons en fonction des valeurs expérimentales comme suit :

$$\varphi_{as}^* = \varphi_{bs}^* = \varphi_{cs}^* = \frac{1}{3} l_s^* i^* \quad (2.31)$$

On peut alors écrire, en utilisant les valeurs expérimentales des flux :

$$l_s^* = 3 \frac{\varphi_{as}^*}{i^*} \quad (2.32)$$

La figure 2.6 montre la courbe de variation de l'inductance de fuite en fonction du courant statorique.

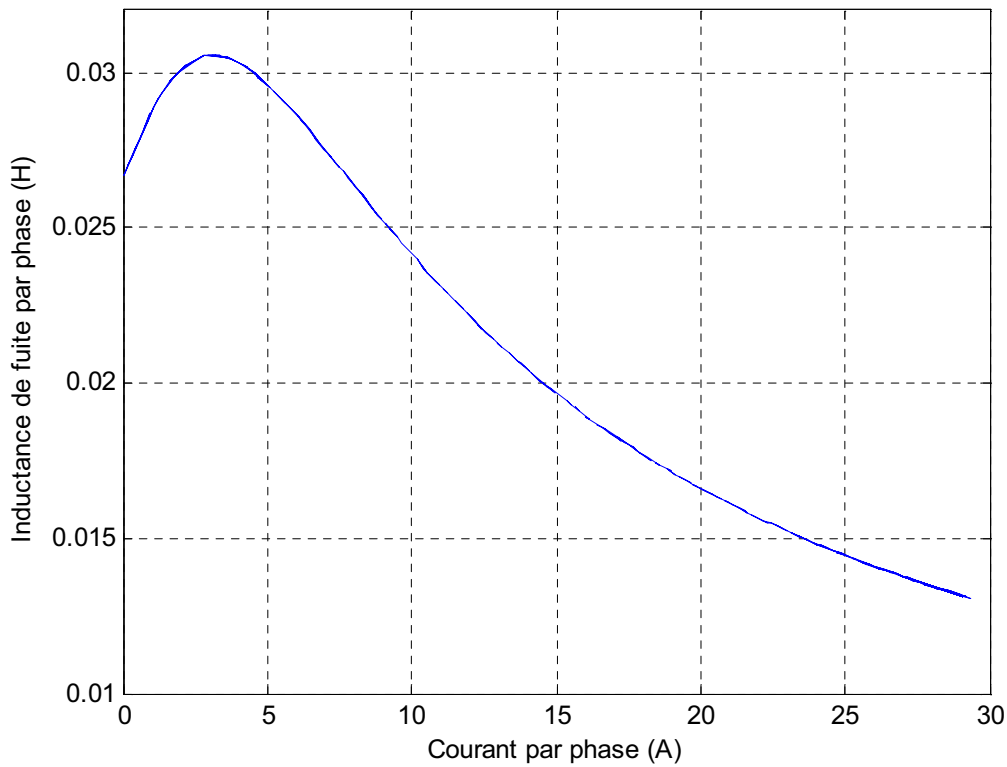


Figure 2.6. Inductance de fuite en fonction du courant dans une bobine statorique.

Cette courbe de valeurs discrètes de l'inductance de fuite en fonction du courant est reproduite par une approximation dans le sens des moindres carrés par un modèle analytique. Ce dernier est un modèle en puissances non entières donné par l'expression suivante :

$$l_s(i) = \frac{c_1 i^{c_2} + c_6}{c_3 i^{c_4} + c_5}$$

Les paramètres C_i du modèle sont donnés en annexe.

Sur la figure 2.7 nous avons représenté sur le même graphique la courbe de variation du flux de fuite déduite de l'intégration des valeurs expérimentales (équation (2.30)) ainsi que sa courbe déduite du modèle mathématique que nous venons d'établir pour l'inductance de fuite.

La superposition des deux courbes montre la précision avec laquelle le modèle reproduit les variations de l_s en fonction du courant.

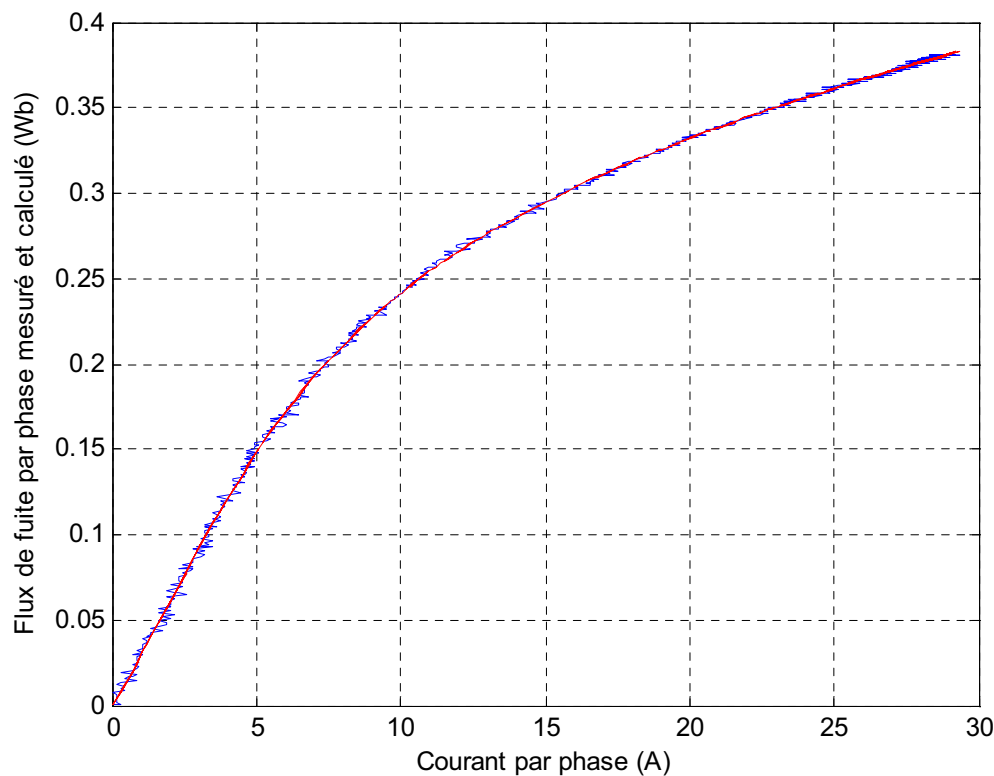


Figure 2.7. Flux de fuite en fonction du courant dans une bobine statorique, obtenu :
 Par intégration de $(v-r_s i)$.
 Par calcul basé sur le modèle analytique de l'inductance de fuite.

2.4.6 Discussion de l'essai,

Nous avons utilisé dans cet essai ainsi que dans les autres essais de l'identification statique une source de tension continue très puissante, à savoir, une batterie d'accumulateurs. Ce choix est justifié par le fort courant absorbé par la machine lors de l'essai. En effet le courant n'est limité que par la valeur de la résistance statorique qui est très faible ($1,9\Omega$).

L'utilisation d'une batterie d'accumulateurs comme source de tension continue présente aussi d'autres avantages par rapport à l'utilisation des autres types sources telles que le pont redresseur. Ce dernier, par exemple, présente un taux d'ondulation important et une chute de tension non négligeable, alors que la tension délivrée par une batterie d'accumulateur est parfaitement lisse et ne subit qu'une faible chute de tension lors du transitoire de l'essai.

La figure 2.8 montre un relevé expérimental du courant, obtenu en alimentant la machine avec un pont redresseur filtré. Cette courbe est très bruitée par rapport à celle obtenue avec une batterie d'accumulateurs.

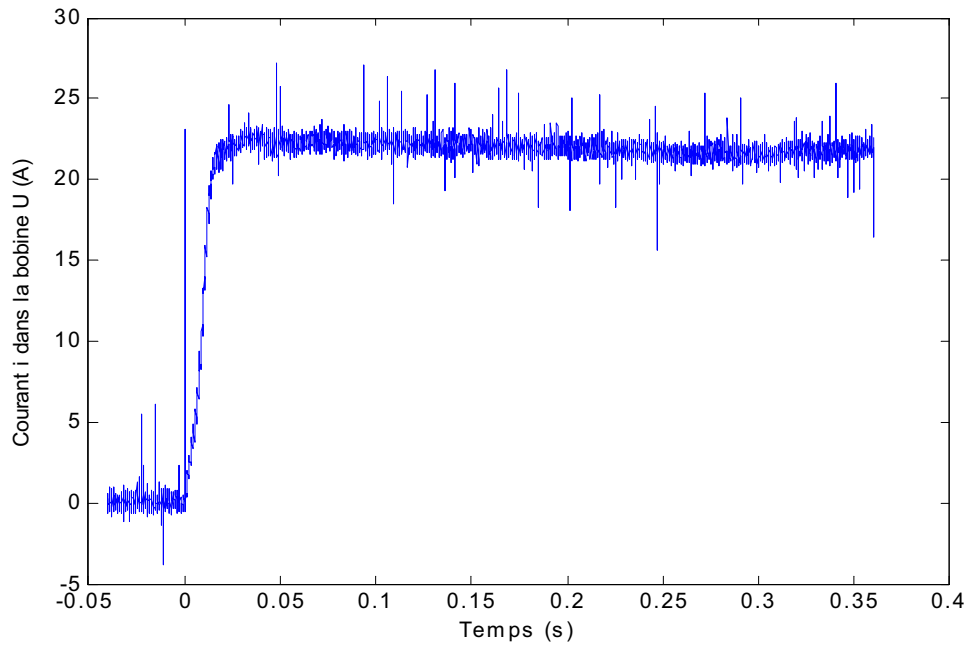


Figure 2.8. Relevé expérimental du courant, obtenu en alimentant la machine avec un pont redresseur filtré.

Parmi les avantages de la méthode que nous venons de proposer, nous pouvons citer :

- Cette méthode permet la mesure directe de l'inductance de fuite stator sans avoir à connaître ni l'inductance magnétisation, ni l'inductance de fuite rotor.
- Elle permet aussi de déterminer la courbe de variation de l'inductance fuite stator en fonction du courant statorique par un seul essai. La dépendance de ce paramètre du courant statorique revête une grande importance lors de l'étude du démarrage direct des gros moteurs asynchrones.
- Cette méthode permet également la mesure de la résistance du bobinage statorique.

2.5. Détermination de la dépendance de l'inductance de fuite du niveau de saturation magnétique de la machine

Cet essai d'identification est basé sur l'exploitation des résultats de la réponse de la machine à l'excitation simultanée en parallèle (et dans le même sens) de deux bobines statoriques (la troisième étant ouverte) avec un échelon de tension continue. L'essai sert à déterminer la dépendance de l'inductance de fuite des bobines statoriques de la saturation magnétique. On montrera que plus la machine est saturée moins il y a de fuites.

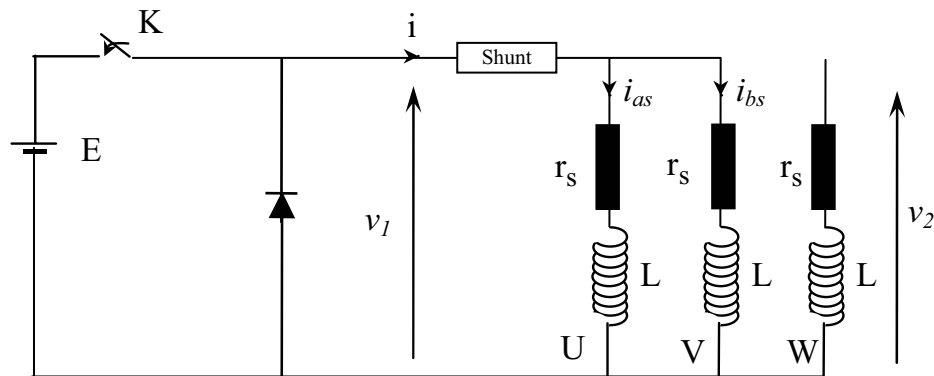


Figure 2.9. Schéma de l'essai

2.5.1 Description de l'essai

- La machine, couplée en étoile, est à l'arrêt.
- Le rotor est ouvert.
- Deux phases du stator (U et V par exemple) sont alimentées simultanément, dans le même sens et par la même tension continue d'une batterie d'accumulateurs. On ferme l'interrupteur K, puis on le rouvre dès que le régime établi est atteint. La diode sert à faire circuler le courant dans les bobines après ouverture de l'interrupteur.
- Pendant le transitoire on effectue les mesures suivantes :
 - Tension v_1 aux bornes des deux phases U et V (a, b),
 - Tension v_2 induite aux bornes de la phase ouverte (W),
 - Courant i absorbé par les deux bobines U et V.

La figure 2.10 représente le transitoire de l'application d'un échelon de tension de 36V aux bornes des bobines U et V.

On distingue :

En haut : la courbe de variation de la tension v_1 appliquée au deux bobines U et V.

En bas : la courbe de variation de la tension v_2 induite aux bornes de la bobine W.

Au milieu : la courbe de variation du courant i absorbé par les deux bobines U et V.

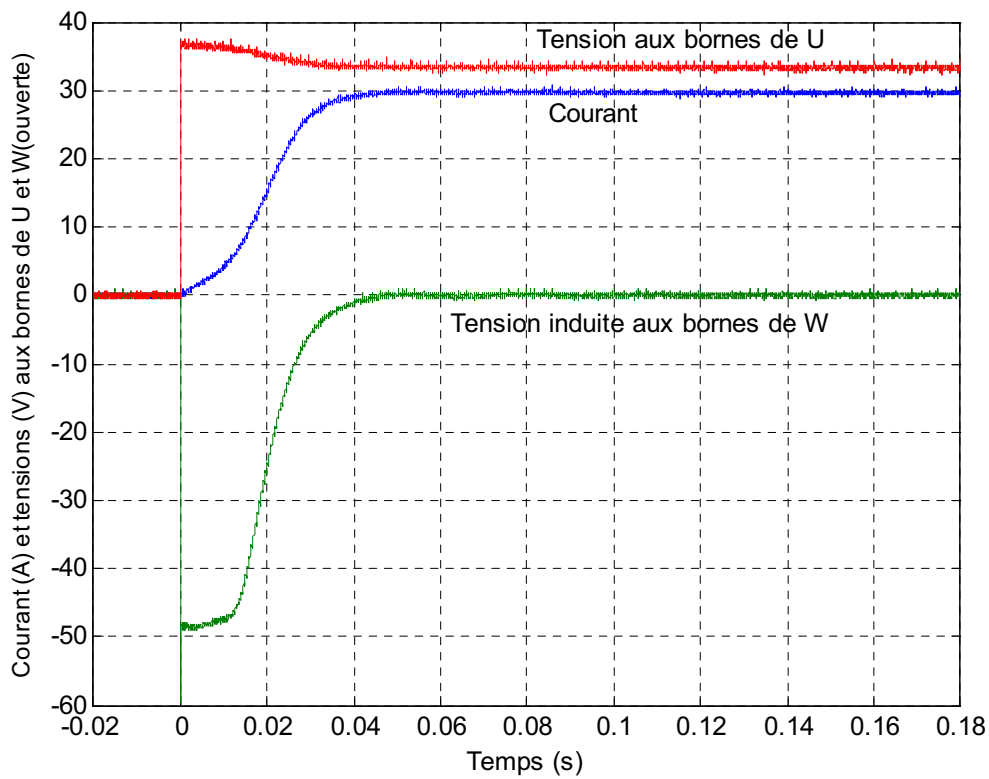


Figure 2.10. Relevé expérimental du courant et de la tension aux bornes de la bobine excitée U (ou V) ainsi que la tension aux bornes de la bobine ouverte W.

2.5.2 Exploitation des résultats

Le circuit de la figure 2.9 nous permet d'écrire :

$$i_{as} + i_{bs} = i \quad (2.33)$$

$$i_{cs} = 0 \quad (2.34)$$

D'où on aura (du fait de la symétrie de la machine) :

$$i_{as} = i_{bs} = \frac{i}{2} \quad (2.35)$$

Il permet aussi d'écrire :

$$v_{as} = v_{bs} = v_1 \quad (2.36)$$

Le flux total dans la bobine a et qui est le même dans la bobine b peut être déterminé par les équations (2.14), (2.15), (2.35) et (2.36) :

$$\varphi_{as}^* = \varphi_{bs}^* = \int (v_1^* - r_s^* \frac{i^*}{2}) dt \quad (2.37)$$

La figure 2.11 représente les variations des flux dans les bobines a et b :

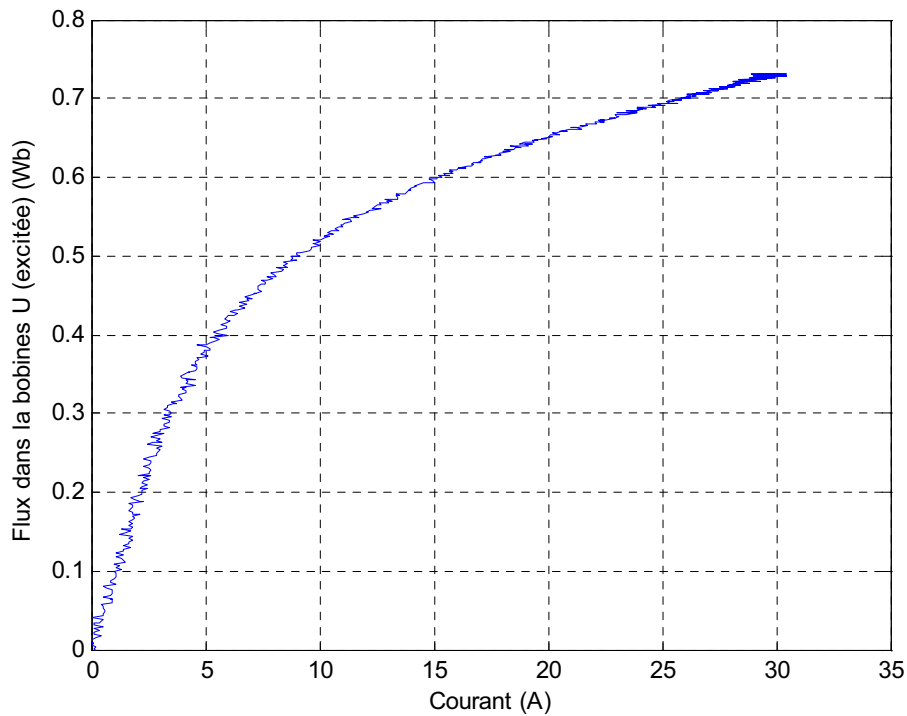


Figure 2.11. Flux total dans une des deux bobine excitées U(ou V) en fonction du courant.

Le flux dans la bobine c peut être déterminé par l'équation (2.16) où on a :

$$\begin{aligned} v_{cs} &= v_2 \text{ et } i_{cs} = 0 \quad (\text{bobine ouverte}). \\ \varphi_{cs}^* &= \int v_2 dt \end{aligned} \quad (2.38)$$

La courbe de variation de φ_{cs}^* est donnée sur la figure 2.10 :

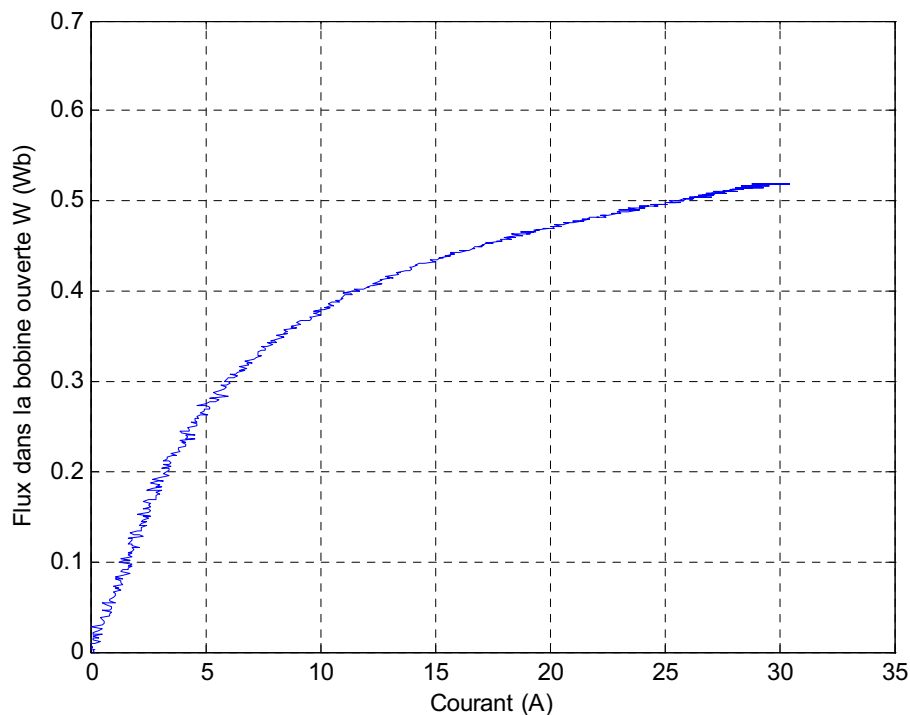


Figure 2.12. Flux dans la bobine ouverte W en fonction du courant.

D'une autre part, compte tenu de équations (2.33) et (2.34), les expressions (2.8)-(2.10) des flux φ_{as} , φ_{bs} et φ_{cs} deviennent :

$$\varphi_{as} = (l_s + L_{ms}) \frac{i}{2} - \frac{L_{ms}}{2} \frac{i}{2} \quad (2.39)$$

$$\varphi_{bs} = -\frac{L_{ms}}{2} \frac{i}{2} + (l_s + L_{ms}) \frac{i}{2} \quad (2.40)$$

$$\varphi_{cs} = -\frac{L_{ms}}{2} \frac{i}{2} - \frac{L_{ms}}{2} \frac{i}{2} \quad (2.41)$$

ou alors

$$\varphi_{as} = \varphi_{bs} = l_s \frac{i}{2} + L_{ms} \frac{i}{4} \quad (2.42)$$

$$\varphi_{cs} = -L_{ms} \frac{i}{2} \quad (2.43)$$

D'après ces deux dernières équation (2.42), (2.43) nous remarquons que :

- le flux φ_{cs} un composé uniquement de la composante magnétisante,
- le flux magnétisant dans les bobines a et b est égal à la moitié du flux dans c.

Nous avons représenté sur la figure suivante (Figure 2.13) les courbes de variation du flux total dans la bobine *a* ainsi que la moitié du flux dans c ($\varphi_{cs}/2$ représente aussi le flux magnétisant dans *a*).

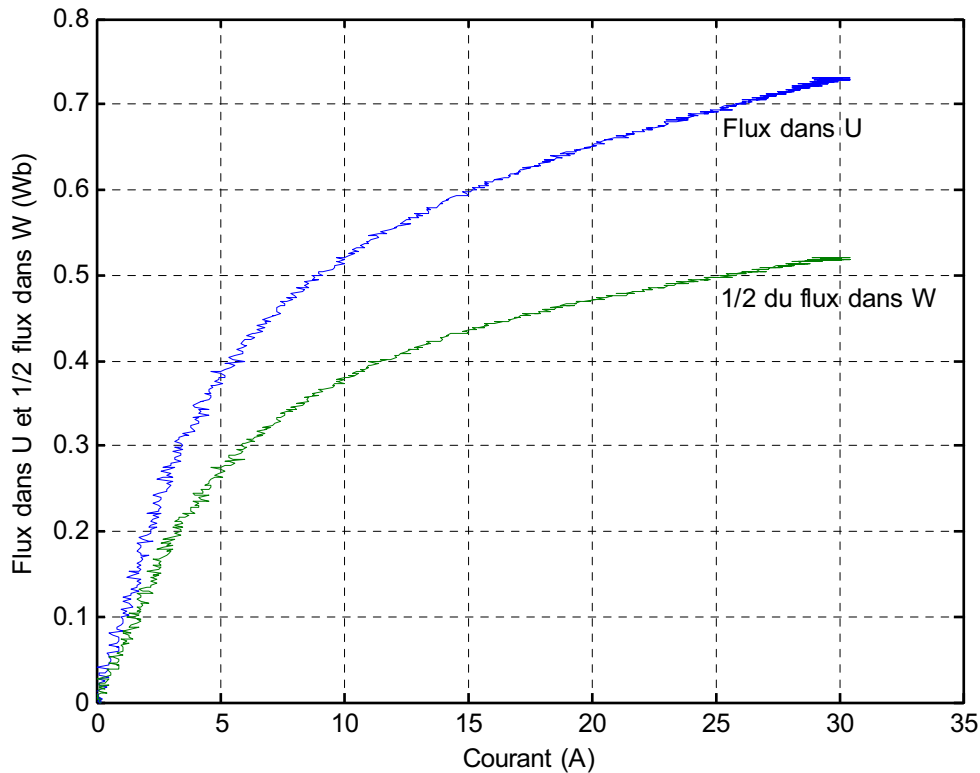


Figure 2.13. Flux dans une des deux bobines excitées (en haut) et $\frac{1}{2}$ du flux dans la bobine ouverte W (en bas) en fonction du courant.

Le flux de fuite dans la phase a peut alors être obtenu en retranchant la moitié de φ_{cs} du flux total φ_{as} . La courbe de variation du flux de fuite est représentée sur la figure 2.14. Nous avons également représenté sur un même graphique (figure 2.15) les variations des flux ; total, magnétisant et de fuite dans la bobine a du stator.

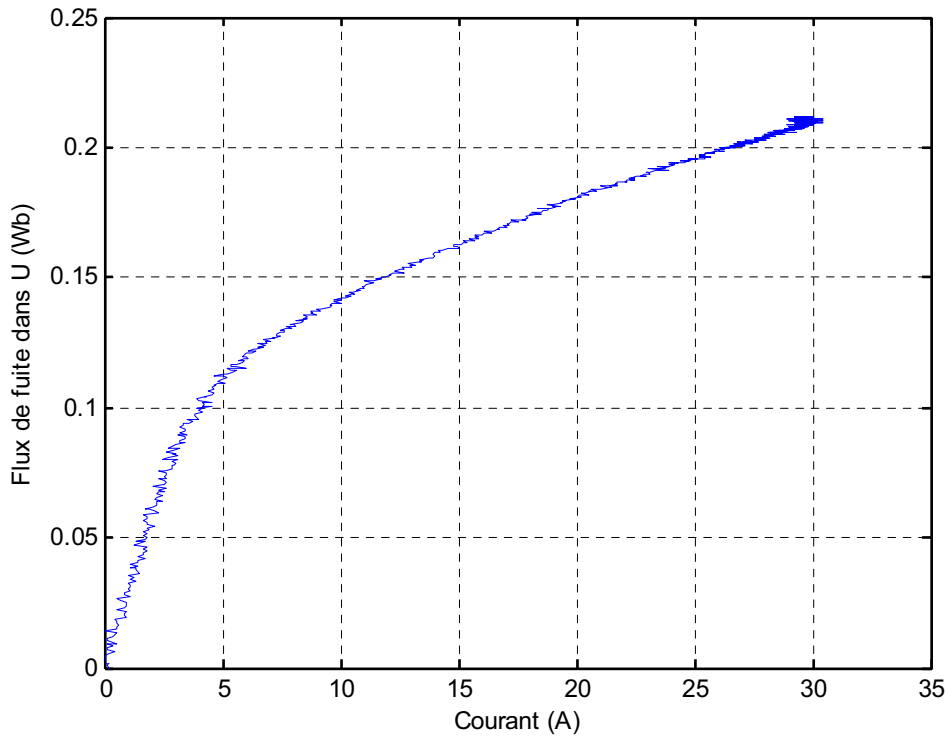


Figure 2.14. Flux de fuite en fonction du courant.

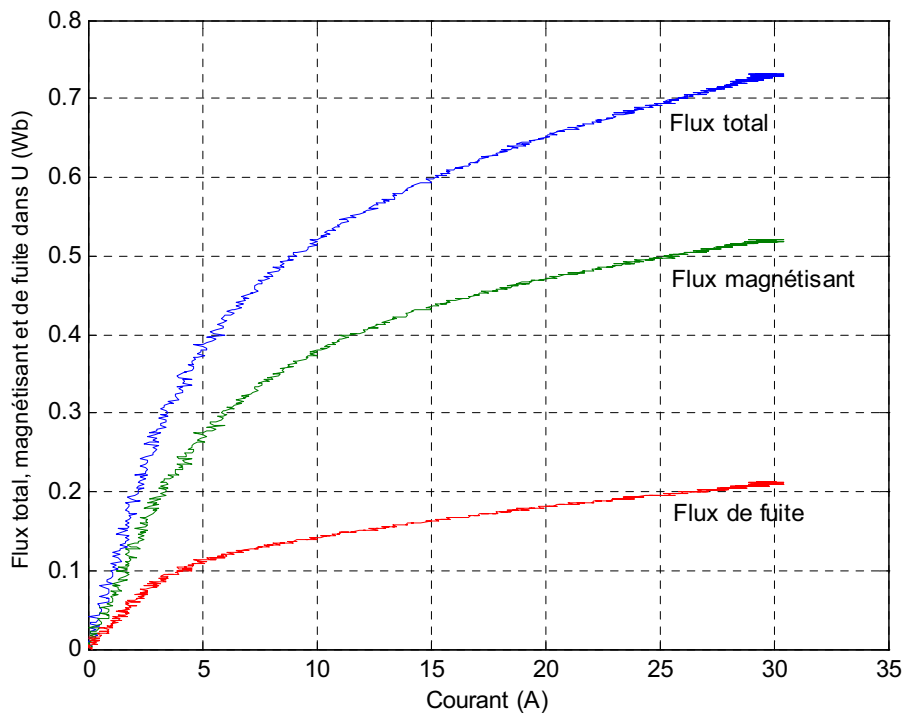


Figure 2.15. Flux total, magnétisant et de fuite dans une des deux bobines excitées U(ou V) en fonction du courant.

L'allure de la courbe du flux de fuite représentée sur la figure 2.14 est différente de son allure sur la figure 2.5. En effet, la courbe de la figure 2.5 est obtenue par le premier essai où on a pu remarqué que le flux total dans chacune des trois phases était uniquement un flux de fuite. Cependant, la courbe de la figure 2.14 a été obtenue à partir du deuxième essai où le flux magnétisant n'était pas nul. Ceci met en évidence un fait très intéressant, à savoir, la dépendance du flux de fuite du degré de saturation de la machine.

La figure 2.16 illustre sur le même graphique les flux de fuite; en haut : celui obtenu par le premier essai, et en bas : celui du deuxième essai.

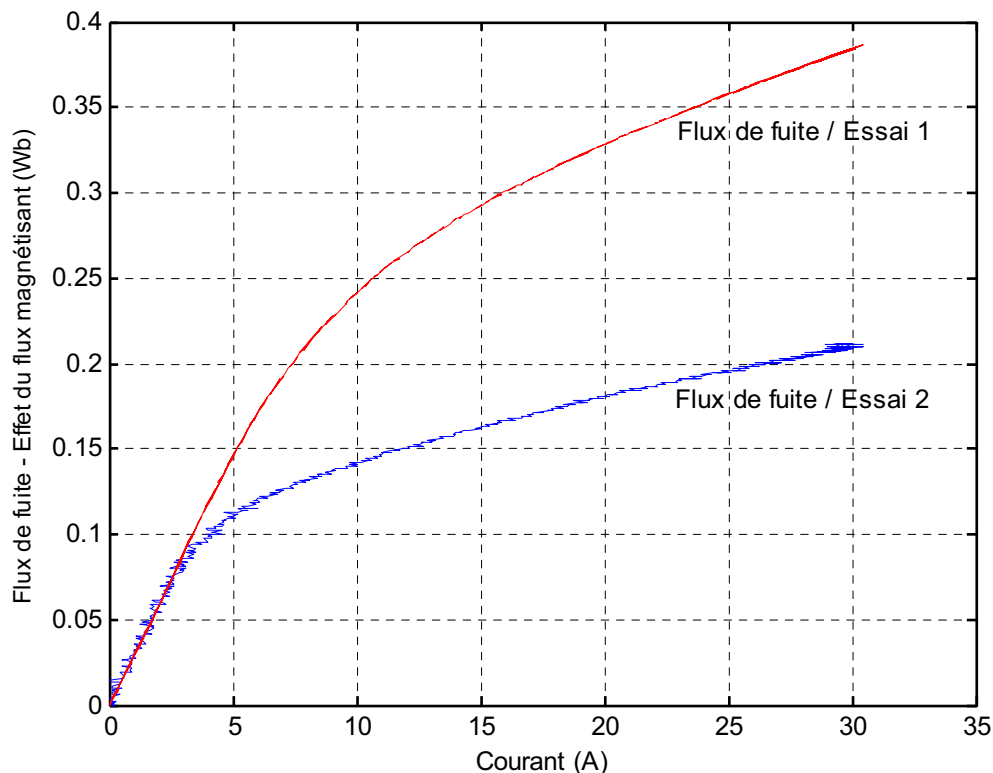


Figure 2.16. Flux de fuite en fonction du courant.
 En haut : obtenu par l'essai précédent (3 bobines)
 En bas : obtenu par le présent essai (flux magnétisant non nul)

Nous observons une nette divergence des deux courbes. Cette divergence apparaît à la fin de la zone linéaire du circuit magnétique et augmente de plus en plus avec le degré de saturation de la machine (Figure 2.16). La figure 2.16 montre que le point à partir duquel les courbes du flux de fuite ne coïncident plus correspond bien au début du coude de saturation de la machine.

La différence entre les deux méthodes de mesures des fuites réside dans l'état magnétique de la machine. Dans le premier essai, le circuit magnétique du flux principal n'est pas magnétisé (flux total = flux de fuite), alors que dans le deuxième essai le circuit magnétique est soumis à un état magnétique variable (flux magnétisant croissant).

Nous avons utilisé ce fait pour :

- ⇒ Démontrer que flux de fuite ne dépend pas uniquement du courant – comme on l’a souvent considéré – mais aussi du degré de saturation du circuit magnétique. (la détermination de l’inductance de fuite par l’essai à rotor bloqué ne tient pas compte de ce fait)
- ⇒ Montrer que plus le circuit magnétique sature moins il présente de fuite.
- ⇒ Développer un modèle mathématique du flux de fuite à deux variables ; à savoir, le courant et le flux magnétisant.

La figure 2.17 montre la courbe de variation du flux de fuite à flux magnétisant nul (en haut), croissant (en bas) ainsi que sa courbe de variation obtenue à partir du modèle analytique. Les deux dernières courbes coïncident.

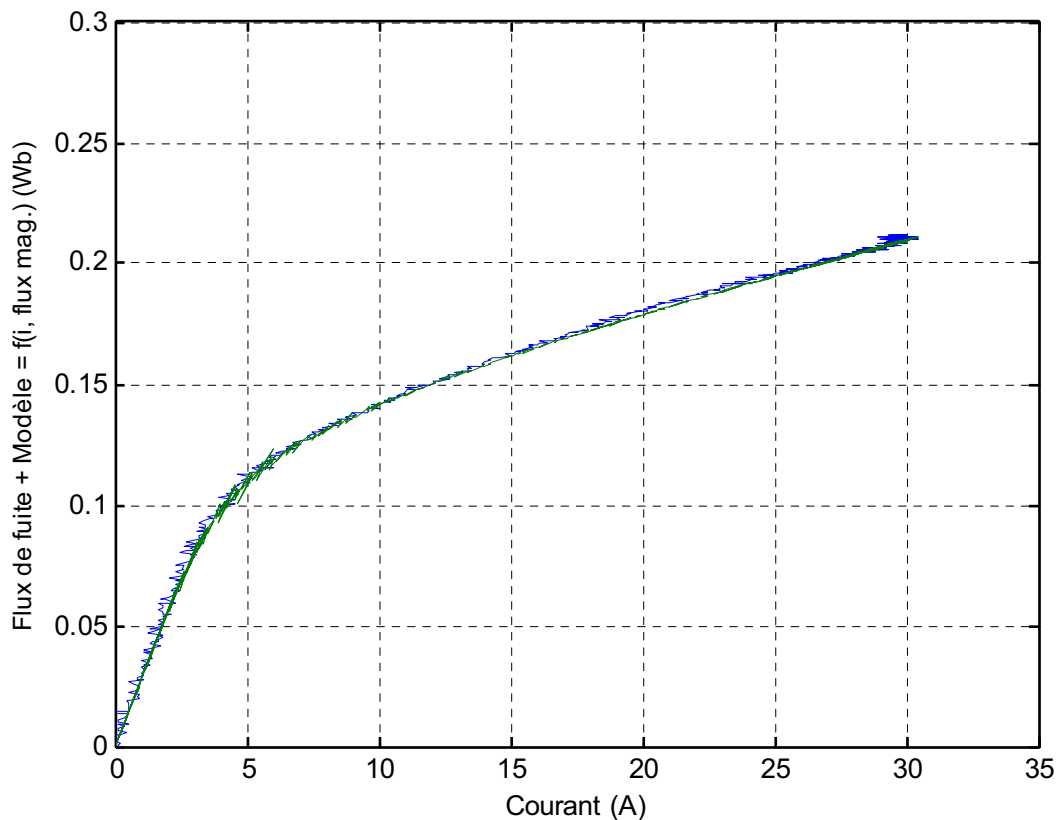


Figure 2.17. Flux de fuite obtenu par le présent essai comparé à celui obtenu par le modèle à deux variables (courant, flux magnétisant).

La figure 2.18 montre les variations de l’inductance de fuite en fonction du courant à degré de saturation croissant (obtenu par le présent essai). Cette courbe est comparée à celle obtenue à flux magnétisant nul (obtenu par l’essai précédent).

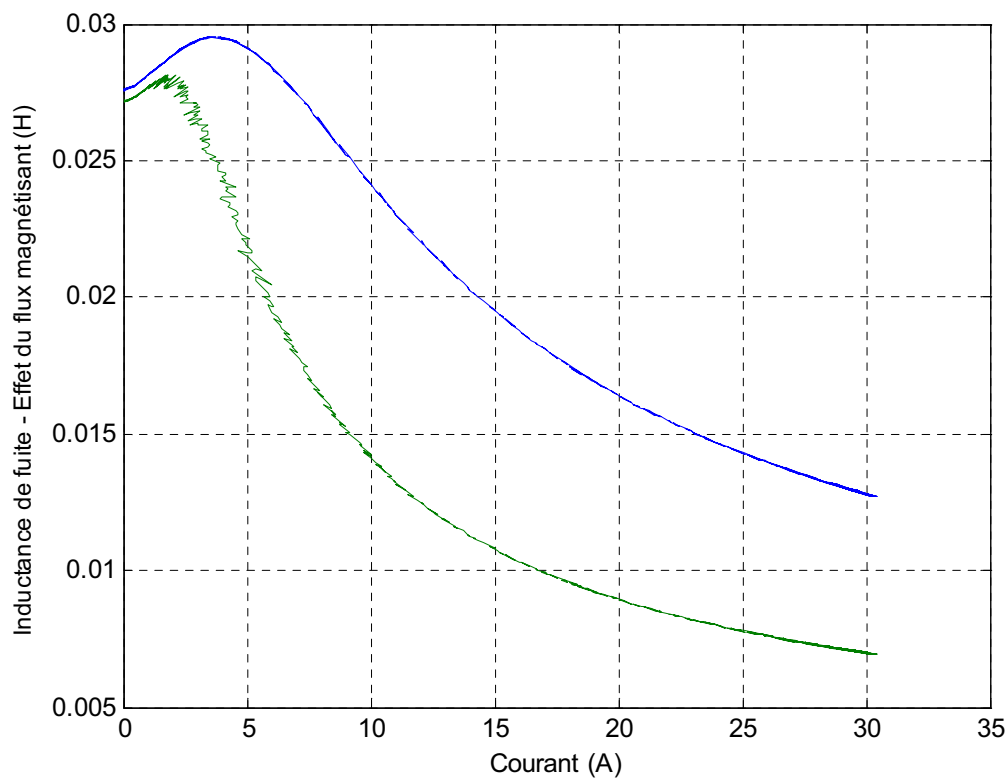


Figure 2.18. Inductance de fuite en fonction du courant.

En haut : obtenue à flux magnétisant nul.

En bas : obtenue à degré de saturation croissant.

Cette figure montre un décalage des deux courbes de variation de l'inductance de fuite. Ce décalage est d'autant plus important que l'état magnétique de la machine rentre dans la zone de saturation. Cette remarque est particulièrement utile lors de l'étude des transitoires tels que le démarrage direct du moteur asynchrone où les inductances de fuite jouent un rôle important dans l'évolution du transitoire [73].

Nous tenons enfin à signaler que tous les développements que nous venons d'effectuer pourraient être appliqués intégralement à l'identification des fuites rotoriques si le neutre des bobines rotoriques était accessible. Malheureusement ceci n'est souvent pas le cas. Nous nous contenterons dans la détermination de l_r de l'hypothèse d'Alger qui suppose l'égalité des fuites statorique et rotorique.

2.6. Détermination des inductances de magnétisation statique et dynamique

Cet essai d'identification est basé sur l'exploitation des résultats de la réponse de la machine à l'excitation simultanée avec un échelon de tension continue de deux bobines statoriques branchées en anti-série (en série en sens opposés), la troisième bobine étant ouverte. L'essai sert à déterminer la caractéristique de magnétisation de la machine. On l'utilisera pour déterminer les inductances de magnétisation statique et dynamique. La dernière étant responsable de l'apparition de l'effet croisé de la saturation.

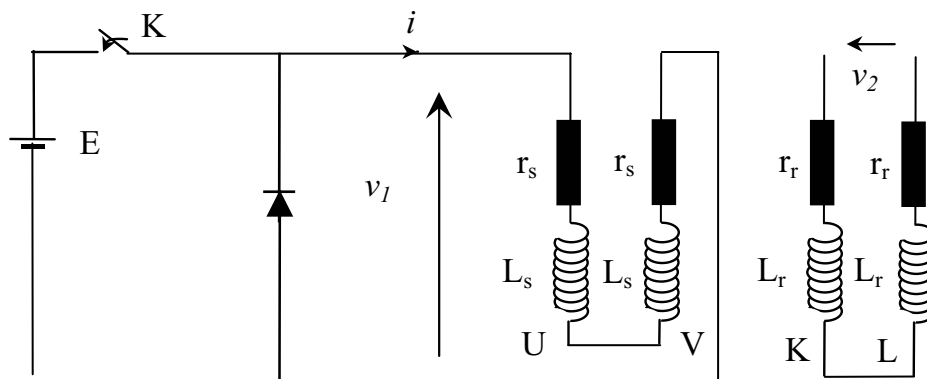


Figure 2.19. Schéma du circuit de l'essai

2.6.1 Description de l'essai

- Initialement, aucun couplage des phases de la machine n'est effectué. Les trois bobines statoriques sont ouvertes et complètement isolées.
- La machine à rotor ouvert est à l'arrêt.
- Les phases K, L, M du rotor sont alignées respectivement avec les phases U, V, W du stator.
- Ensuite on procède aux branchements, comme indiqué sur le schéma de la figure 2.19. Les deux bobines U et V de la machine sont branchées en anti-série (en série, mais le courant circulant dans des sens opposés).
- On ferme l'interrupteur K pour alimenter U et V avec un échelon de tension continue d'une batterie d'accumulateurs $E=48V$.
L'interrupteur K, est rouvert dès que le régime établi est atteint. La diode sert à faire circuler le courant dans les bobines après ouverture de l'interrupteur (diode roue libre).
- Pendant le transitoire on effectue les mesures suivantes :
 - Tension v_1 aux bornes des deux phases U et V en anti-série,
 - Tension v_2 induite aux bornes des bobines K et L du rotor,
 - Courant i absorbé par les deux phases U et V.

La figure 2.20 représente le relevé expérimental de l'essai. On distingue :

En haut : la courbe de variation de la tension aux bornes de l'une des deux bobines U et V en anti-série.

En bas : (allure décroissante) : la courbe de variation de la tension induite aux bornes de l'une des deux bobines K et L du rotor.

Au milieu (allure croissante) : la courbe de variation du courant i , absorbé par les deux bobines U et V.

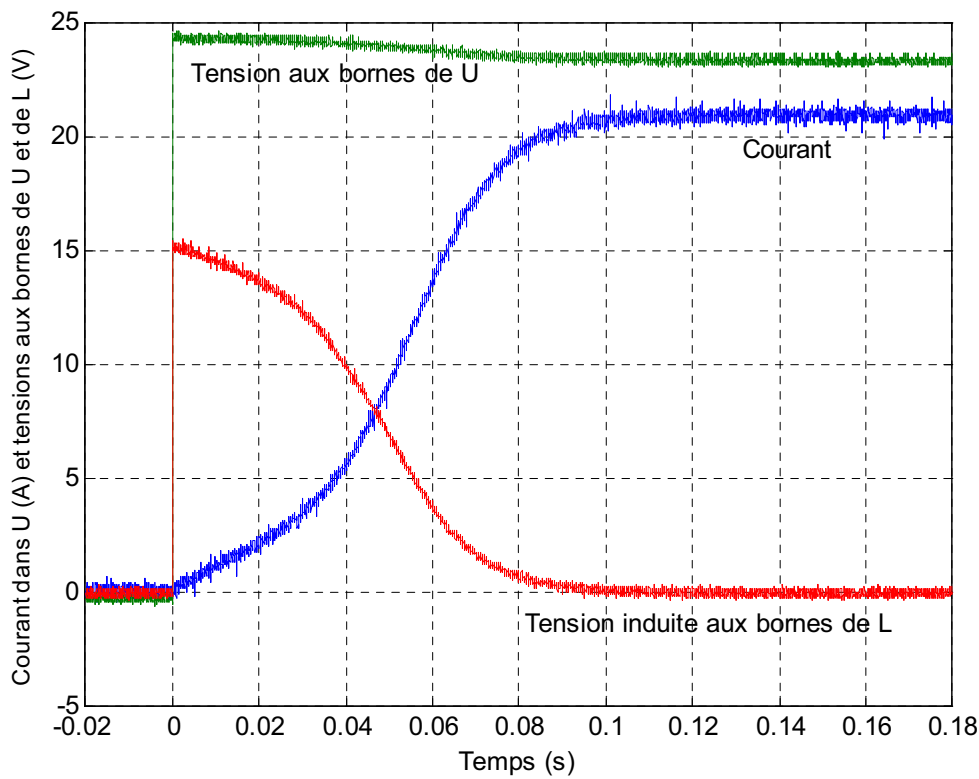


Figure 2.20. Relevé expérimental du courant et des tensions aux bornes de U et celle induite aux bornes de L du rotor ouvert (alignée avec U)

Le relevé de la tension induite aux bornes des bobines rotoriques permet la détermination du rapport de transformation de la machine. Le développement nécessaire à l'identification de ce paramètre n'est présenté dans cette thèse.

2.6.2 Exploitation des résultats

Le schéma du circuit de l'essai (figure 2.19) nous permet d'écrire :

$$i_{as} = -i_{bs} = i \quad (2.44)$$

$$i_{cs} = 0 \quad (2.45)$$

$$v_{as} + v_{bs} = v_1 \quad (2.46)$$

Et du fait de la symétrie de la machine :

$$v_{as} = v_{bs} = \frac{v_1}{2} \quad (2.47)$$

Le flux total traversant la bobine a qui est le même dans la bobine b peut être déterminé par intégration numérique à partir des relevés expérimentaux par les équations (2.14), (2.15), (2.44) et (2.46) :

$$\varphi_{as}^* = \varphi_{bs}^* = \int \left(\frac{v_1}{2} - r_s^* i^* \right) dt \quad (2.48)$$

La figure 2.21 représente les variations des flux dans les bobines a et b :

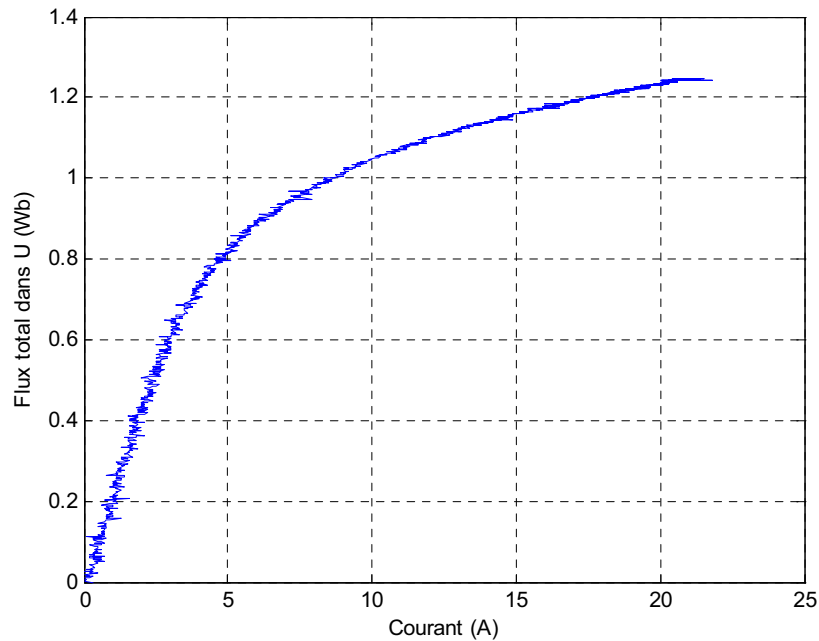


Figure 2.21. Flux total dans une des deux bobine excitées (U, V) en fonction du courant.

L'objectif de cet essai est de déterminer la caractéristique de magnétisation de la machine, ce qui nécessite la connaissance de l'évolution du flux magnétisant en fonction du courant. Or, le présent essai ne permet pas la mesure directe du flux magnétisant, mais uniquement celle le flux total. Nous avons donc eu recours au modèle du flux de fuite en fonction du courant et flux magnétisant développé précédemment.

L'utilisation de ce modèle permet, moyennant une procédure itérative, de déterminer la courbe de variation du flux de fuite. Le flux magnétisant est obtenu par soustraction des fuites du flux total.

La figure 2.22 illustre les courbes de variation des flux total, flux magnétisant et flux de fuite.

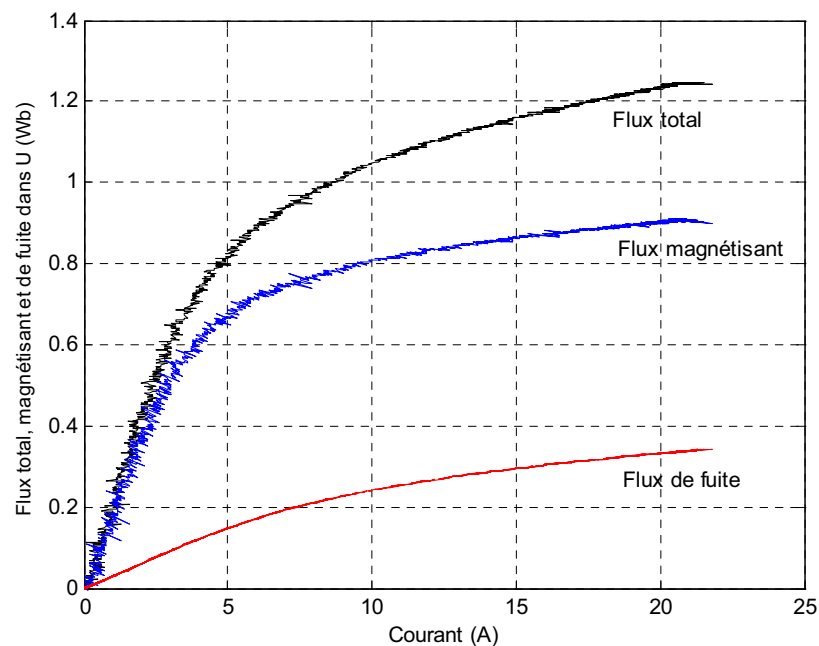


Figure 2.22. Flux total, magnétisant et fuite dans la bobine U, en fonction du courant.

En utilisant (2.44) et (2.45) les expressions des flux totaux φ_{as} , φ_{bs} et φ_{cs} deviennent :

$$\varphi_{as} = (l_s + L_{ms})i_{as} + \frac{L_{ms}}{2}i_{bs} \quad (2.49)$$

$$\varphi_{bs} = +\frac{L_{ms}}{2}i_{bs} + (l_s + L_{ms})i_{bs} \quad (2.50)$$

$$\varphi_{cs} = -\frac{L_{ms}}{2}i_{as} - \frac{L_{ms}}{2}i_{bs} = 0 \quad (2.51)$$

Nous constatons donc l'égalité des flux φ_{as} et φ_{bs} , et que φ_{cs} est constamment nul.

En utilisant les valeurs expérimentales des courants nous pouvons déduire les expressions suivantes des flux :

$$\varphi_{as} = \varphi_{bs} = l_s i + \frac{3}{2}L_{ms} i \quad (2.52)$$

Nous pouvons également constater dans (2.52) que :

- le flux total présente une composante « fuite » et une composante « magnétisante » que nous venons de séparer et de calculer numériquement.
- La comparaison du terme $(\frac{3}{2}L_{ms}i)$ relatif au flux magnétisant dans (2.52) avec ses valeurs que nous venons de déterminer numériquement permet de déduire ***l'inductance de magnétisation cyclique*** de la machine.

Ayant obtenu les valeurs numériques de l'inductance de magnétisation, nous avons proposé un modèle mathématique permettant de la représenter par une expression continue au lieu des valeurs numériques discrètes. Ce modèle, analogue à celui de l'inductance de fuite, car les deux inductances varient avec la même allure par rapport au courant est donné par :

$$M(i) = \frac{c_1 i^{c_2} + c_6}{c_3 i^{c_4} + c_5} \quad (2.53)$$

L'identification des paramètres C_i du modèle est obtenue avec une optimisation par la méthode des moindres carrés. Les paramètres C_i sont donnés en annexe.

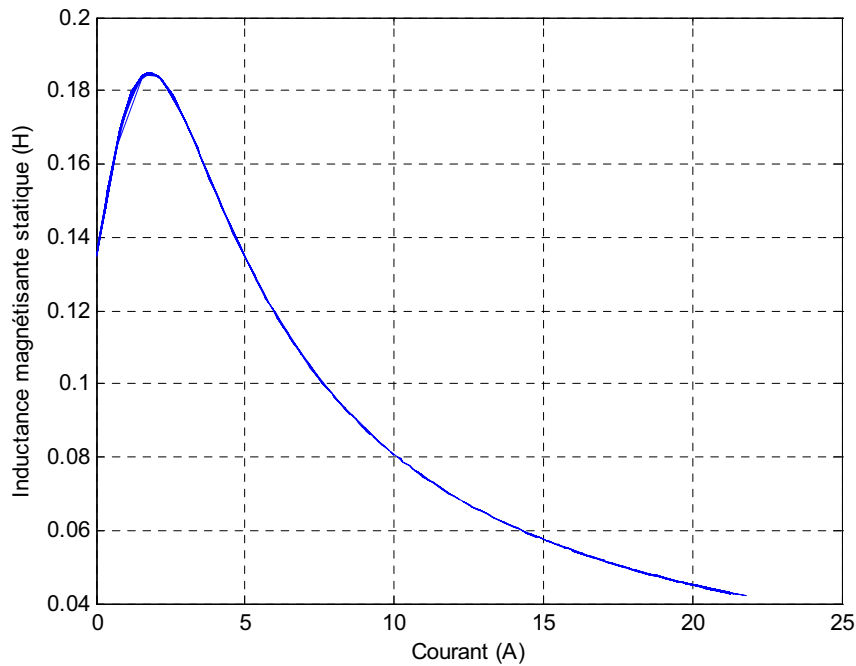


Figure 2.23. Inductance magnétisante statique

L'inductance de magnétisation dynamique de la machine s'obtient par dérivation (analytique) de l'inductance magnétisante statique dont on vient de déterminer le modèle. Sa courbe de variation est représentée par la figure 2.24.

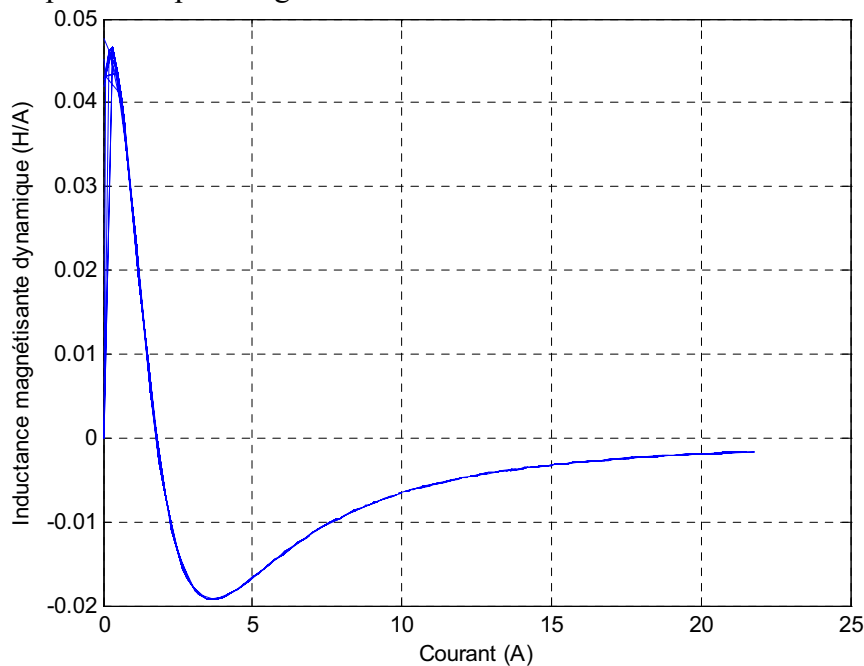


Figure 2.24. Inductance dynamique, obtenue par dérivation.

Pour vérifier la validité du modèle ainsi que la bonne convergence de la technique d'optimisation des paramètres, nous avons tracé sur le même graphique (Figure 2.25) la courbe du flux magnétisant déterminée numériquement par intégration des valeurs expérimentales avec celle obtenue à partir du modèle ($\frac{3}{2} L_{ms} i^*$)

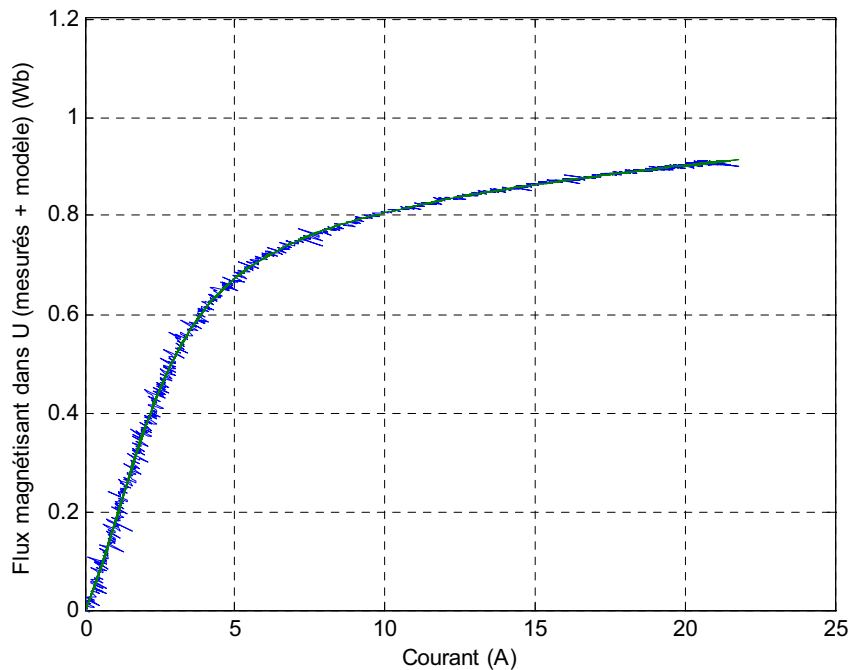


Figure 2.25. Flux magnétisant en fonction du courant obtenu expérimentalement comparé à celui basé sur le modèle analytique de l'inductance magnétisante.

La superposition de ces deux courbes confirme la validité du modèle analytique proposé (son adéquation à l'allure des variations de l'inductance).

2.7. Conclusion

Cette deuxième partie du travail a été consacrée à l'identification statique de la machine asynchrone. Un intérêt particulier a été donné à l'identification des paramètres liés à la saturation. Différentes configurations des schémas d'essais ont été proposés conjointement aux développements mathématiques nécessaires. L'expérimentation basée sur ces schémas d'essais a permis de déduire l'évolution du flux de fuite, et magnétisant en fonction de l'état magnétique de la machine. L'exploitation de cette même expérimentation nous a également permis de déterminer les courbes de variation de différentes inductances de la machine. Nous avons proposé et utilisé une méthode d'identification statique pour la détermination des paramètres de la machine. La méthode proposée ne nécessite aucun dispositif d'entraînement, et la machine est à l'arrêt tout le long des essais. L'identification exploite la réponse de la machine à un échelon de tension continue. L'inductance de fuite stator, de magnétisation statique mais aussi l'inductance de magnétisation dynamique ont été considérées par l'étude. Cette dernière inductance est responsable de l'apparition du phénomène de l'intersaturation. Des modèles analytiques de ces inductances ont été proposés et vérifiés expérimentalement. Les différents paramètres que nous venons d'identifier ainsi que leurs modèles nous seront très utiles dans la partie suivante de notre travail dans laquelle nous aborderons la modélisation de la machine asynchrone en régime saturé.

Chapitre 3

Modélisation de la machine asynchrone saturée

Modélisation de la machine asynchrone saturée

3.1 Introduction

Un intérêt sans cesse croissant est de plus en plus accordé à la machine asynchrone au détriment des autres machines. En effet, cette machine est devenue le choix par excellence de la majorité des industriels, grâce à son prix, sa robustesse et surtout c'est une machine - dans sa version à cage - qui n'a pas de contacts glissants. Cependant, elle a une dynamique fortement non-linéaire. Ses variables d'états ne sont pas toutes mesurables, et c'est une machine facilement saturable puisque l'entrefer entre son stator et son rotor est très petit.

L'étude du comportement en régime dynamique de cette machine est donc une tâche difficile et qui nécessite l'élaboration de modèle précis, afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

Nous nous intéressons dans ce qui suit à la modélisation de la machine asynchrone. La non-linéarité du circuit magnétique sera prise en considération afin d'obtenir le plus de concordance entre le comportement réel de la machine ainsi celui donné par le modèle.

Différentes méthodes de modélisation peuvent être envisagées. Certaines d'entre elles sont plus appropriées pour décrire tel ou tel phénomène avec le meilleur compromis précision/temps de calcul.

Nous trouvons dans la littérature principalement trois approches de modélisation des machines électriques :

- La modélisation par éléments finis,
- La modélisation par réseaux de perméances,
- La modélisation par les circuits électriques (Park)

La modélisation par éléments finis

Ce type de modélisation est le plus précis. Ces méthodes particulièrement bien adaptées à des géométries complexes renseignent sur l'évolution des champs en tout point du circuit magnétique [37-44]. Cependant, le temps de calculs requis par cette approche est important et l'écarte de l'utilisation dans un contexte de commande de machines électriques. Néanmoins, lors d'un dimensionnement ou lors d'une estimation de paramètres de la machine, sa précision justifie son utilisation.

La modélisation par réseaux de perméances

La modélisation par réseaux de perméances est basée sur le découpage d'un circuit magnétique en perméances. Cette technique offre de nombreux avantages : le temps de calcul est inférieur aux modèles basés sur la méthode par éléments finis, le couplage avec les équations de circuit électrique est facile. La principale difficulté de la modélisation par réseaux de perméances se situe au niveau de la représentation de l'entrefer de la machine.

L'erreur de modélisation est très sensible au modèle utilisé pour la perméance d'entrefer. [26, 43-46]

La modélisation par les circuits électriques (Park)

La modélisation par les circuits électriques, aussi dite modélisation de Park est construite à partir des équations électriques de la machine [47]. Cette méthode de modélisation, très simple à formuler, offre un bon compromis temps de calcul/précision. Ce type d'approche est bien adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande. Seule cette dernière méthode de modélisation sera utilisée dans le présent travail. Nous l'appellerons aussi 'théorie des deux axes'. Elle est principalement basée sur un changement de référentiel dit « transformation triphasé-biphasé » ou aussi transformation de Park. [4, 16-22, 47-52]

Des approches hybrides utilisant simultanément deux méthodes de modélisation existent aussi. Les auteurs dans [74] établissent un état de l'art de l'utilisation de la méthode de Park couplée à celle des éléments finis.

3.2 La transformation triphasé-biphasé

Les performances dynamiques de la machine asynchrone sont très complexes en raison du couplage entre les phases statoriques et rotoriques, qui dépend de la position du rotor. Le modèle mathématique régissant son fonctionnement en régime dynamique est un système d'équations différentielles à coefficients variables. En effet les différentes inductances qui interviennent dans le système sont dépendants du temps ce qui rend son étude très difficile.

Pour rendre ce système à coefficients constants, ce qui s'adapte mieux à sa résolution, on utilise les transformations triphasé-biphasé (théorie des deux axes) qui permettent de passer des grandeurs réelles aux composantes relatives.

R.H. PARK (1929) fût le premier à introduire cette nouvelle approche dans l'analyse des machines électriques. Son idée consiste à transformer les grandeurs statoriques (tensions, flux, courants) d'une machine synchrone à un référentiel lié au rotor. A.C. STANLEY en 1938, employa lors de l'étude de la machine asynchrone, un référentiel lié au stator (stationnaire). G. KRON a introduit un autre changement de variables, en utilisant le référentiel lié au champ tournant [47].

Depuis, ces transformations (PARK, STANLEY, KRON...etc.) et même d'autres ont été traitées séparément dans la littérature scientifique. En 1965, P.C. KRAUSE et C.H. THOMAS [47] ont montré que toutes ces transformations sont incluses dans une seule transformation générale. Le système d'axes q.d.0 de cette dernière transformation tourne alors à une pulsation arbitraire ω . Cette transformation générale conduit aux transformations usuelles (PARK, STANLEY, CLARK, CONCORDIA, etc.) selon la valeur de la pulsation ω . [47]

C'est ce référentiel arbitraire que nous utiliserons dans notre travail. Nous décrirons brièvement la transformation vers ce référentiel.

Il est bien connu que la représentation dans le système d'axes q.d.0 d'un circuit électrique dépend des vitesses relatives de ce dernier et celle du référentiel. C'est pour

cette raisons que nous rappellerons séparément, la transformation des variables d'un circuit stationnaire (stator), et celle des variables d'un circuit tournant (rotor).

3.2.1 Transformation des variables statoriques

Nous nous proposons de déterminer les composantes relatives v_{qs} , v_{ds} et v_{0s} des tensions réelles v_{as} , v_{bs} et v_{cs} appliquées aux phases statoriques. Ces composantes relatives s'obtiennent à partir des grandeurs réelles suivant l'équation :

$$\mathbf{v}_{qd0s} = \mathbf{P}_s(\theta) \mathbf{v}_{abc} \quad (3.1)$$

où

$$\mathbf{v}_{abc} = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^t \quad (3.2)$$

$$\mathbf{v}_{qd0s} = [v_{qs} \ v_{ds} \ v_{0s}]^t \quad (3.3)$$

avec

$$\mathbf{P}_s(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$\mathbf{P}_s(\theta)$ étant la matrice de transformation.

L'angle θ est l'abscisse angulaire du référentiel arbitraire par rapport à l'axe de la phase a (figure (3.1)), il est donné par:

$$\theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta(0) \quad (3.5)$$

$\theta(0)$ est la valeur initiale de θ .

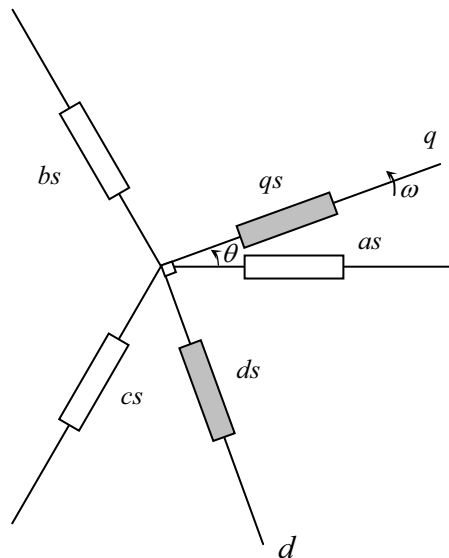


Figure 3.1. Représentation géométrique de la transformation triphasé-biphasé (variables statoriques).

Les composantes relatives des autres variables triphasées (courants, flux,...) s'obtiennent de la même manière.

Nous pouvons retrouver les tensions réelles \mathbf{v}_{abcs} à partir de leurs composantes relatives \mathbf{v}_{qd0s} , en utilisant la transformation inverse:

$$\mathbf{v}_{abcs} = \mathbf{P}_s^{-1}(\theta) \mathbf{v}_{qd0s} \quad (3.6)$$

avec

$$\mathbf{P}_s^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

3.2.2 Transformation des variables rotoriques

Les composantes relatives des tensions \mathbf{v}_{qd0r} sont liées aux tensions réelles \mathbf{v}_{abcr} par l'équation:

$$\mathbf{v}_{qd0s} = \mathbf{P}_r(\beta) \mathbf{v}_{abcr} \quad (3.8)$$

où

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{abcr} &= [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^t \\ \mathbf{v}_{qd0r} &= [v_{qr} \ v_{dr} \ v_{0r}]^t \end{aligned} \quad (3.9)$$

$\mathbf{P}_r(\beta)$ représente la matrice de transformation d'un circuit tournant au référentiel arbitraire. Elle est définie comme suit :

$$\mathbf{P}_r(\beta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \beta & \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \beta & \sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Où $\beta = \theta - \theta_r$ représente l'abscisse angulaire du référentiel arbitraire par rapport à l'axe de la phase « ar » du circuit tournant et où θ_r est donné par:

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r(\xi) d\xi + \theta_r(0) \quad (3.11)$$

θ_r est l'abscisse angulaire de la phase « ar » du circuit, figure (3.2).

$\theta_r(0)$ est la valeur initiale de θ_r ,

L'angle θ est l'abscisse angulaire du référentiel arbitraire par rapport à l'axe de la phase a

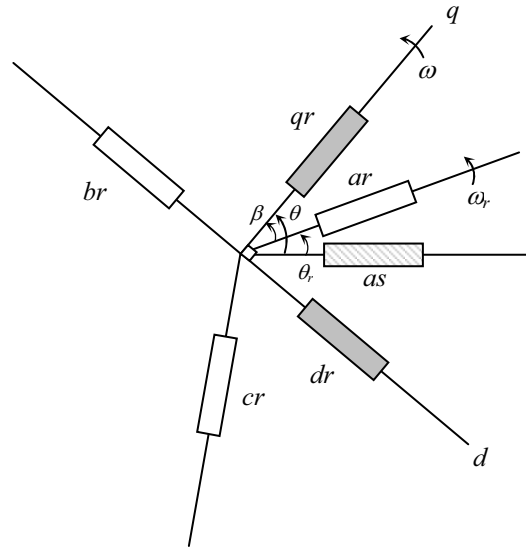


Figure 3.2. Représentation géométrique de la transformation triphasé-biphasé (variables rotoriques).

On retrouve les grandeurs de phase à partir de leurs composantes relatives en utilisant l'équation de la transformation inverse suivante:

$$\mathbf{v}_{abcr} = \mathbf{P}_r^{-1}(\beta) \mathbf{v}_{qd0r} \quad (3.12)$$

Où $\mathbf{P}_r^{-1}(\beta)$ est la matrice inverse de $\mathbf{P}_r(\beta)$, elle donnée par:

$$\mathbf{P}_r^{-1}(\beta) = \begin{bmatrix} \cos\beta & \sin\beta & 1 \\ \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Remarquons qu'il est possible de retrouver les équations de transformation des circuits stationnaires en prenant $\omega_r=0$.

3.3 Modélisation de la machine asynchrone non saturée

Après ce bref rappel sur la transformation triphasé-biphasé, nous allons nous intéresser à la modélisation de la machine asynchrone. La littérature recense plusieurs types de modèles de la machine asynchrone. Ils se différencient principalement par le choix des variables d'état. Nous avons opté dans cette partie de notre étude pour le modèle des flux. Le modèle des courants sera également considéré lors de la prise en compte de la saturation.

Nous admettons, lors de cette première phase de modélisation, l'hypothèse de la linéarité du circuit magnétique. Malgré le fait qu'ils soient très utilisés dans des applications ne nécessitant pas une grande précision, il importe également de signaler que les modèles basés sur cette hypothèse de linéarité, ne donnent pas toujours satisfaction. Il

existe même des cas où l'adoption de cette hypothèse conduit à des résultats erronés. Nous en donnerons un exemple après l'élaboration du modèle linéaire.

Le modèle que développerons suppose aussi les hypothèses simplificatrices suivantes :

- la machine est considérée parfaitement symétrique,
- La force magnétomotrice dans l'entrefer est supposée à répartition sinusoïdale.
- Les pertes fer dans le circuit magnétique sont négligées.
- Le phénomène d'effet de peau est négligé.

3.3.1 Equations de la machine en grandeurs de phases

Les équations des tensions de la machine asynchrone exprimées en grandeurs de phases, sont données par :

$$\mathbf{v}_{abc s} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abc s} + p \varphi_{abc s} \quad (3.14)$$

$$\mathbf{v}_{abc r} = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{abc r} + p \varphi_{abc r} \quad (3.15)$$

$$\mathbf{v}_{abc s} = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^t \quad (3.16)$$

$$\mathbf{i}_{abc s} = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^t \quad (3.17)$$

$$\varphi_{abc s} = [\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs}]^t \quad (3.18)$$

Où $p=d/dt$ représente l'opérateur dérivé par rapport au temps.
Les variables rotoriques sont définies d'une manière analogue.

Les termes r_s et r_r représentent les matrices résistances statoriques et rotoriques:

$$\mathbf{r}_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad \mathbf{r}_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Les équations des flux s'expriment par:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{abc s} \\ \varphi_{abc r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ (\mathbf{L}_{sr})^t & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abc s} \\ \mathbf{i}_{abc r} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Où \mathbf{L}_s , \mathbf{L}_r et \mathbf{L}_{sr} représentent respectivement les matrices inductances des bobines statoriques, rotoriques, ainsi que la matrice mutuelle inductance stator - rotor.

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_{ss} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{rr} & M_{rr} & M_{rr} \\ M_{rr} & L_{rr} & M_{rr} \\ M_{rr} & M_{rr} & L_{rr} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

L_{ss} (respectivement L_{rr}) désigne l'inductances propres d'une bobines statoriques (respectivement rotoriques), qui sont toutes égales vu la symétrie de la machine.

M_{ss} (respectivement M_{rr}) désigne la mutuelles inductances entre bobines statoriques (respectivement rotoriques).

L_{sr} représente l'amplitude de la mutuelle inductance stator-rotor.

D'une autre part ces différentes inductances s'expriment par [47] :

$$M_{ss} = -\frac{1}{2} L_{ms} \quad (3.24)$$

$$M_{rr} = -\frac{1}{2} L_{mr} \quad (3.25)$$

$$L_{ss} = L_{ms} + l_s \quad (3.26)$$

$$L_{rr} = L_{mr} + l_r \quad (3.27)$$

avec l_s : inductance de fuite des enroulements statoriques.

l_r : inductance de fuite des enroulements rotoriques.

L_{ms} : inductance de magnétisation du stator.

L_{mr} : inductance de magnétisation du rotor.

Après avoir établi les équations des tensions, nous ramenons les grandeurs (variables et paramètres) rotoriques au stator dans le but d'aboutir aux équations des tensions ramenées au stator.

Soit alors m , le rapport de transformation stator-rotor

$$m = \frac{E_s}{E_r} \quad (3.28)$$

avec E_s : tension d'entrefer statorique par phase.

E_r : tension induite par phase rotorique.

Les variables rotoriques sont ramenées au stator en utilisant les équations suivantes:

$$\mathbf{i}'_{abcr} = \mathbf{i}_{abcr} / m \quad (3.29)$$

$$\mathbf{v}'_{abcr} = m \mathbf{v}_{abcr} \quad (3.30)$$

$$\varphi'_{abcr} = m \varphi_{abcr} \quad (3.31)$$

Les inductances de magnétisation statoriques et rotoriques ainsi que la mutuelle inductance sont liées par les équations ci-dessous:

$$L_{ms} = m L_{sr} \quad (3.32)$$

$$L_{sr} = L_{ms} / m \quad (3.33)$$

$$L_{mr} = L_{ms} / m^2 \quad (3.34)$$

Nous définissons les deux matrices inductances L'_{sr} et L'_r par :

$$L'_{sr} = mL_{sr} \quad (3.35)$$

$$L'_r = m^2 L_r \quad (3.36)$$

Compte tenu des équations (3.32) et (3.34), les matrices L'_{sr} et L'_r peuvent être exprimées par:

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

et

$$\mathbf{L}'_r = \begin{bmatrix} l'_r + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & l'_r + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & l'_r + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

avec

$$l'_r = m^2 l_r \quad (3.39)$$

En utilisant les équations (3.29), (3.31), (3.35) et (3.36), les équations (3.20) des flux rotoriques ramenées au stator deviennent:

$$\varphi'_{abcr} = [(\mathbf{L}_{sr})^t \quad \mathbf{L}'_r] [\mathbf{i}_{abcs} \quad \mathbf{i}'_{abcr}]^t \quad (3.40)$$

Enfin, les équations des flux et des tensions en termes de variables de phases peuvent s'écrire:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{abcs} \\ \varphi'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}'_{sr} \\ (\mathbf{L}'_{sr})^t & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{abcs} \\ \mathbf{v}'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + p\mathbf{L}_s & p\mathbf{L}'_{sr} \\ p(\mathbf{L}'_{sr})^t & r'_r + p\mathbf{L}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

avec

$$r'_r = m^2 r_r \quad (3.43)$$

Ce système d'équations différentielles à coefficients variables (3.42) représente le modèle de la machine asynchrone exprimé en grandeurs de phase. L'utilisation de la transformation de Park le rendra à coefficients constants et facilitera ainsi sa résolution.

3.3.2 Equations de la machine dans le système d'axes orthogonaux

Pour aboutir aux équations des tensions de la machine asynchrone dans le référentiel arbitraire, nous allons exprimer dans (3.42) chaque variable de phase dans ce dernier référentiel.

La matrice $\mathbf{P}_s(\theta)$ sert à transformer les variables statoriques, la matrice $\mathbf{P}_r(\theta)$ les variables rotoriques.

$$\mathbf{f}_{abc_s} = \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{f}_{qd0s} \quad (3.44)$$

$$\mathbf{f}'_{abcr} = \mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{f}'_{qd0r} \quad (3.45)$$

Les équations (3.42) deviennent alors:

$$\mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{v}_{qd0s} = \mathbf{r}_s \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{i}_{qd0s} + p(\mathbf{P}_s^{-1} \boldsymbol{\varphi}_{qd0s}) \quad (3.46)$$

$$\mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{v}'_{qd0r} = \mathbf{r}'_r \mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{i}'_{qd0r} + p(\mathbf{P}_r^{-1} \boldsymbol{\varphi}'_{qd0r}) \quad (3.47)$$

d'où:

$$\mathbf{v}_{qd0s} = \mathbf{P}_s \mathbf{r}_s \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{i}_{qd0s} + \mathbf{P}_s (p \mathbf{P}_s^{-1}) \boldsymbol{\varphi}_{qd0s} + \mathbf{P}_s \mathbf{P}_s^{-1} p \boldsymbol{\varphi}_{qd0s} \quad (3.48)$$

$$\mathbf{v}'_{qd0r} = \mathbf{P}_r \mathbf{r}'_r \mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{i}'_{qd0r} + \mathbf{P}_r (p \mathbf{P}_r^{-1}) \boldsymbol{\varphi}'_{qd0r} + \mathbf{P}_r \mathbf{P}_r^{-1} p \boldsymbol{\varphi}'_{qd0r} \quad (3.49)$$

Par ailleurs, il est facile de montrer que:

$$\mathbf{P}_s (p \mathbf{P}_s^{-1}) \boldsymbol{\varphi}_{qd0s} = \omega [\boldsymbol{\varphi}_{ds} \ - \boldsymbol{\varphi}_{qs} \ 0]^t = \omega \boldsymbol{\varphi}_{dqs} \quad (3.50)$$

La notation $\boldsymbol{\varphi}_{dqs}$ désigne le vecteur : $[\boldsymbol{\varphi}_{ds} \ - \boldsymbol{\varphi}_{qs} \ 0]^t$

$$\mathbf{P}_r (p \mathbf{P}_r^{-1}) \boldsymbol{\varphi}'_{qd0r} = (\omega - \omega_r) [\boldsymbol{\varphi}'_{dr} \ - \boldsymbol{\varphi}'_{qr} \ 0]^t = (\omega - \omega_r) \boldsymbol{\varphi}'_{dqr} \quad (3.51)$$

Du fait de la symétrie de la machine, les matrices \mathbf{r}_s et \mathbf{r}'_r sont diagonales et à termes égaux (3.19). Ceci nous permettra de les exprimer comme suit ::

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_s &= r_s \mathbf{I}_3 \\ \mathbf{r}'_r &= r'_r \mathbf{I}_3 \end{aligned} \quad (3.52)$$

\mathbf{I}_3 étant la matrice identité d'ordre 3, r_s et r'_r les résistances par phase au stator et au rotor (vue du stator).

Les équations (3.48) et (3.49) deviennent alors:

$$\mathbf{v}_{qd0s} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{qd0s} + \omega \boldsymbol{\varphi}_{dqs} + p \boldsymbol{\varphi}_{qd0s} \quad (3.53)$$

$$\mathbf{v}'_{qd0r} = \mathbf{r}'_r \mathbf{i}'_{qd0r} + (\omega - \omega_r) \boldsymbol{\varphi}'_{dqr} + p \boldsymbol{\varphi}'_{qd0r} \quad (3.54)$$

Ces deux dernières équations représentent les équations des tensions de la machine asynchrone exprimées dans le référentiel arbitraire. Elles permettent d'obtenir le schéma équivalent en régime dynamique de la machine asynchrone représenté par la figure (3.3).

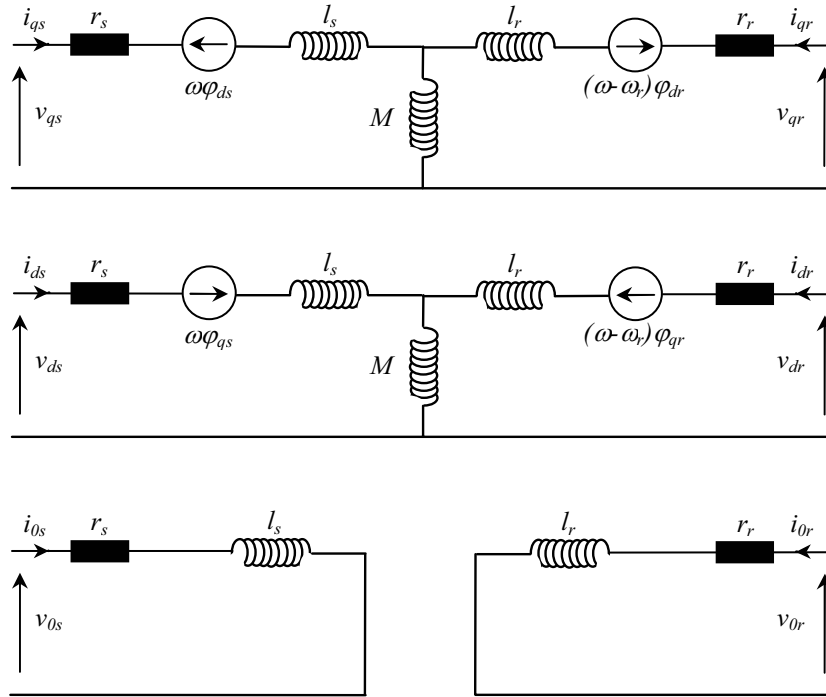


Figure 3.3. Schéma équivalent en régime dynamique de la machine asynchrone, dans le référentiel arbitraire.

3.3.3 Equations des flux dans le référentiel arbitraire

En utilisant les équations des flux par phase et les équations de transformation des circuits stationnaires et tournants, on aboutit à la représentation des équations des flux dans le référentiel arbitraire s'écrivant:

$$\varphi_{qd0s} = \mathbf{P}_s \mathbf{L}_s \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{i}_{qd0s} + \mathbf{P}_s \mathbf{L}'_{sr} \mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{i}'_{qd0r} \quad (3.55)$$

$$\varphi'_{qd0r} = \mathbf{P}_r (\mathbf{L}'_{sr})^t \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{i}_{qd0s} + \mathbf{P}_r \mathbf{L}'_r \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{i}'_{qd0r} \quad (3.56)$$

Qui s'exprime sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{qd0s} \\ \varphi'_{qd0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_s \mathbf{L}_s \mathbf{P}_s^{-1} & \mathbf{P}_s \mathbf{L}'_{sr} \mathbf{P}_r^{-1} \\ \mathbf{P}_r (\mathbf{L}'_{sr})^t \mathbf{P}_s^{-1} & \mathbf{P}_r \mathbf{L}'_r \mathbf{P}_s^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{qd0s} \\ \mathbf{i}'_{qd0r} \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

Il est facile de montrer que:

$$\mathbf{P}_s \mathbf{L}_s \mathbf{P}_s^{-1} = \begin{bmatrix} l_s + M & 0 & 0 \\ 0 & l_s + M & 0 \\ 0 & 0 & l_s \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

où

$$M = \frac{3}{2} L_{ms} \quad (3.59)$$

\mathbf{L}'_r étant de même forme que \mathbf{L}_s , d'où:

$$\mathbf{P}_r \mathbf{L}'_r \mathbf{P}_r^{-1} = \begin{bmatrix} l'_r + M & 0 & 0 \\ 0 & l'_r + M & 0 \\ 0 & 0 & l'_r \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

$$\mathbf{P}_s \mathbf{L}'_{sr} \mathbf{P}_r^{-1} = \mathbf{P}_r (\mathbf{L}'_{sr})^t \mathbf{P}_s^{-1} = \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

Ainsi, nous aboutissons aux équations des flux sous leur forme explicite:

$$\varphi_{qs} = l_s i_{qs} + M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (3.62)$$

$$\varphi_{ds} = l_s i_{ds} + M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (3.63)$$

$$\varphi_{0s} = l_s i_{0s} \quad (3.64)$$

$$\varphi'_{qr} = l'_r i'_{qr} + M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (3.65)$$

$$\varphi'_{dr} = l'_r i'_{dr} + M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (3.66)$$

$$\varphi'_{0r} = l'_r i'_{0r} \quad (3.67)$$

Les expressions $M(i_{qs} + i'_{qr})$ et $M(i_{ds} + i'_{dr})$ représentent les composantes d'axes q et d du flux magnétisant. On les notera respectivement φ_{mq} et φ_{md} . Cette notation nous sera très utile lors de l'introduction de la saturation.

Les courants i_{qd0s} , et i'_{qd0r} se déduisent des équations (3.62)-(3.67) et s'expriment :

$$i_{qs} = \frac{1}{l_s} (\varphi_{qs} - \varphi_{mq}) \quad (3.68)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{l_s} (\varphi_{ds} - \varphi_{md}) \quad (3.69)$$

$$i_{0s} = \frac{1}{l_s} \varphi_{0s} \quad (3.70)$$

$$i'_{qr} = \frac{1}{l'_r} (\varphi'_{qr} - \varphi_{mq}) \quad (3.71)$$

$$i'_{dr} = \frac{1}{l'_r} (\varphi'_{dr} - \varphi_{md}) \quad (3.72)$$

$$i'_{0r} = \frac{1}{l'_r} \varphi'_{0r} \quad (3.73)$$

En remplaçant les courants dans les équations des tensions (3.53) et (3.54) par leurs expressions ci-dessus, nous aboutissons au système d'équations différentielles suivant:

$$p \varphi_{qs} = v_{qs} - \omega \varphi_{ds} + \frac{r_s}{l_s} (\varphi_{mq} - \varphi_{qs}) \quad (3.74)$$

$$p \varphi_{ds} = v_{ds} + \omega \varphi_{qs} + \frac{r_s}{l_s} (\varphi_{md} - \varphi_{ds}) \quad (3.75)$$

$$p \varphi_{0s} = v_{0s} - \frac{r_s}{l_s} \varphi_{0s} \quad (3.76)$$

$$p \varphi'_{qr} = v'_{qr} - (\omega - \omega_r) \varphi'_{dr} + \frac{r'_r}{l'_r} (\varphi_{mq} - \varphi'_{qr}) \quad (3.77)$$

$$p \varphi'_{dr} = v'_{dr} + (\omega - \omega_r) \varphi'_{qr} + \frac{r'_r}{l'_r} (\varphi_{md} - \varphi'_{dr}) \quad (3.78)$$

$$p \varphi'_{0r} = v'_{0r} - \frac{r'_r}{l'_r} \varphi'_{0r} \quad (3.79)$$

avec

$$\varphi_{mq} = L_q \left(\frac{\varphi_{qs}}{l_s} + \frac{\varphi'_{qr}}{l'_r} \right) \quad (3.80)$$

$$\varphi_{md} = L_d \left(\frac{\varphi_{ds}}{l_s} + \frac{\varphi'_{dr}}{l'_r} \right) \quad (3.81)$$

$$L_q = L_d = \left(\frac{1}{M} + \frac{1}{l_s} + \frac{1}{l'_r} \right)^{-1} \quad (3.82)$$

Ce système d'équations (3.74)-(3.82) constitue le modèle des flux de la machine asynchrone en régime linéaire. Il suffit de lui rajouter l'équation mécanique pour aboutir au modèle dynamique du moteur asynchrone en régime linéaire. Le modèle décrivant le fonctionnement en générateur s'obtient en rajoutant les équations de l'auto-excitation au lieu de l'équation mécanique.

3.4 Vérification du modèle linéaire

Il est bien connu que le modèle linéaire peut être utilisé pour étudier le comportement de la machine asynchrone dans un fonctionnement en mode moteur. Les résultats que donne ce modèle sont acceptables. Cependant, il n'en est pas de même si ce même modèle est utilisé pour examiner le fonctionnement en mode générateur autonome.

D'un autre côté nous avons choisi tout le long de notre travail d'utiliser le fonctionnement en générateur asynchrone autonome comme moyen de validation expérimentale des modèles développés. Ce choix se justifie par le fait que ce mode de fonctionnement ne peut être obtenu avec une machine non saturée. Différents niveaux de saturation peuvent être obtenus selon le point de fonctionnement choisi. De ce fait, le choix du mode générateur auto-excité nous sera donc très utile pour vérifier la validité des modèles saturés que nous développerons dans la suite de ce chapitre.

Le dispositif assurant l'excitation du générateur asynchrone autonome est une batterie de condensateurs montée aux bornes du stator de ce dernier. Il faudrait donc, adjoindre aux équations d'état du modèle linéaire (3.74)-(3.82), les équations liées au mode générateur auto-excité. Ces équations relatives à l'auto-excitation correspondent aux équations des tensions de ces condensateurs.

Dans le cas d'une batterie de condensateurs triphasée équilibrée, les équations des tensions s'expriment sous forme matricielle par :

$$\mathbf{i}_{Cabc} = p \mathbf{Q}_{Cabc} \quad (3.83)$$

où Q_{Cabc} et i_{Cabc} représentent respectivement les charges des condensateurs et les courants les traversant.

La représentation de l'équation (3.83) dans le référentiel qd0 arbitraire s'écrit:

$$p v_{Cqd0} = \frac{1}{C} i_{Cqd0} - \omega v_{cdq} \quad (3.84)$$

et que nous écrivons sous forme explicite comme suit:

$$\begin{cases} p v_{Cq} = \frac{1}{C} i_{Cq} - \omega v_{Cd} \\ p v_{Cd} = \frac{1}{C} i_{Cd} - \omega v_{Cq} \\ p v_{C0} = \frac{1}{C} i_{C0} \end{cases} \quad (3.85)$$

Le système (3.85) représente le système d'équations de l'auto-excitation du générateur asynchrone. Le modèle du générateur asynchrone que nous appellerons « linéaire » s'obtient en associant ce dernier système (3.85) aux équations d'état (3.74)-(3.82) de la machine asynchrone.

La simulation du fonctionnement du générateur asynchrone, basée sur le modèle linéaire, nous l'avons déjà signalé, conduit à une divergence des caractéristiques (tensions, courants, etc.). Nous pouvons voir cette divergence sur la caractéristique tension représentée sur la figure (3.4) où la tension atteint des milliers de volts en quelques dixièmes de seconde. Le courant donné sur la figure (3.5) présente une allure similaire. Le transitoire décrit par ces figures correspond à un auto-amorçage à vide du générateur asynchrone. Les relevés expérimentaux de ce même transitoire donnés par les figures (3.6) et (3.7) sont bien convergents.

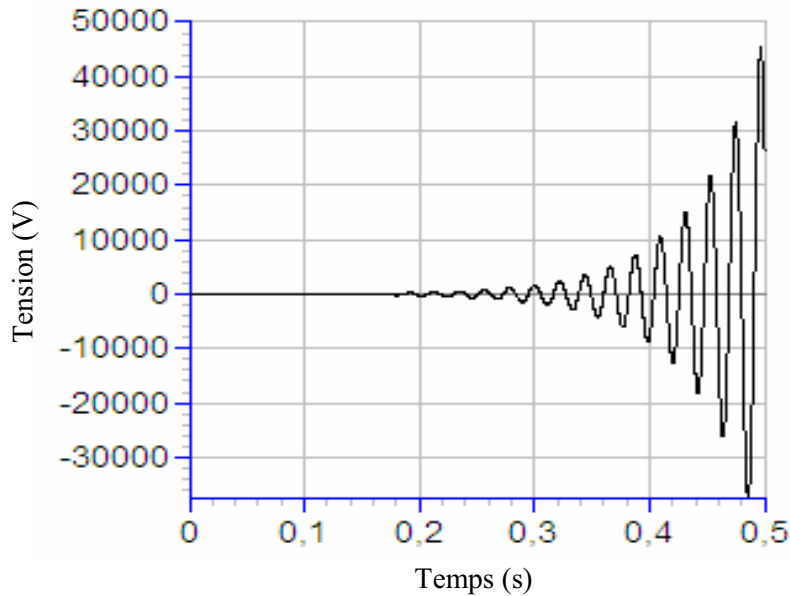


Figure 3.4. Tension de l'auto-amorçage à vide à 1400 tr/min, 120 μ F
Obtenu par simulation basée sur le modèle linéaire

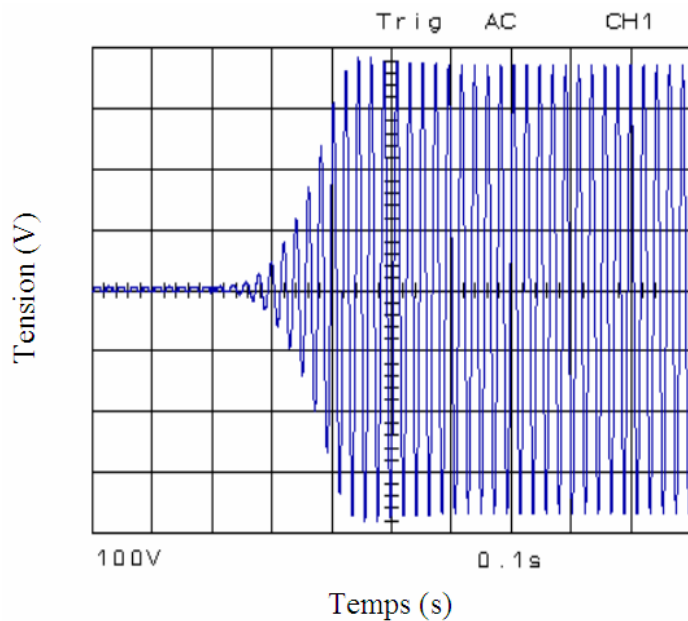


Figure 3.5. Tension de l'auto-amorçage à vide à 1400 tr/min, 120 μ F
Obtenue expérimentalement

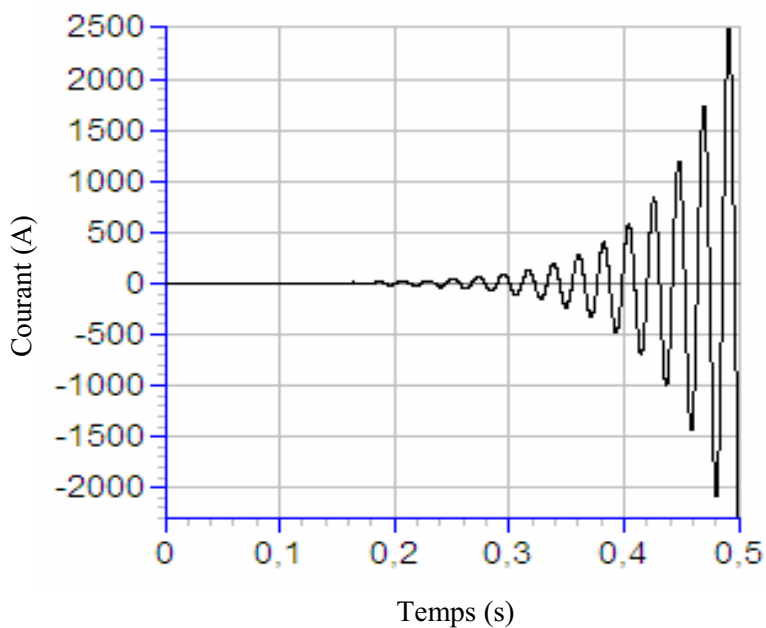


Figure 3.6. Courant de l'auto-amorçage à vide à 1400 tr/min, 120 μ F
Obtenu par simulation basée sur le modèle linéaire

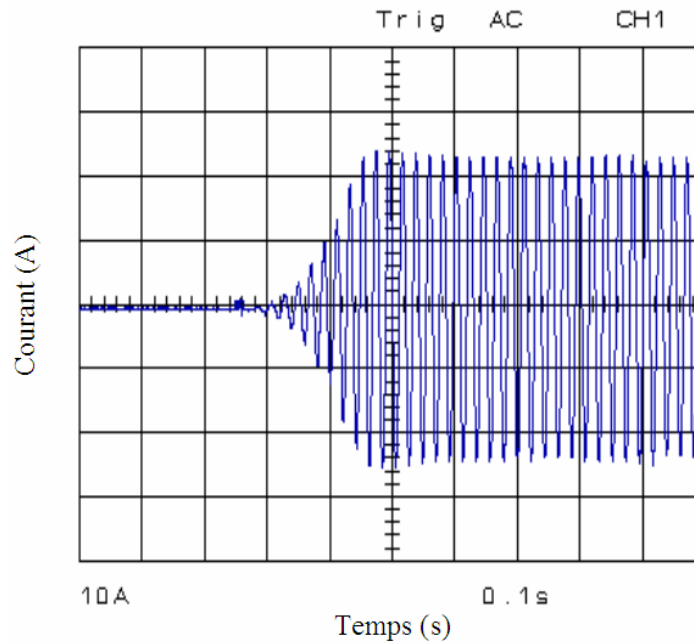


Figure 3.7. Courant de l'auto-amorçage à vide à 1400 tr/min, 120µF
Obtenu expérimentalement

La raison de la divergence des caractéristiques obtenues sur la base du modèle linéaire est due au fait d'avoir négliger le phénomène de la saturation magnétique. Ce phénomène étant indispensable au fonctionnement de la machine asynchrone en mode générateur asynchrone. L'hypothèse simplificatrice de linéarité du circuit magnétique devrait donc être écartée.

En effet le point de fonctionnement du générateur asynchrone en mode auto excité est défini par l'intersection entre la caractéristique de magnétisation de la machine d'une part et la droite d'excitation d'une autre part. Dans le cas où la machine est supposée linéaire ce point d'intersection n'existe plus. Les grandeurs électriques (tension, courant, flux) de l'ensemble machine – condensateurs évoluent donc indéfiniment à la recherche de ce point d'intersection inexistant. Ceci explique la divergence des caractéristiques représentées sur les figures 3.4 et 3.6.

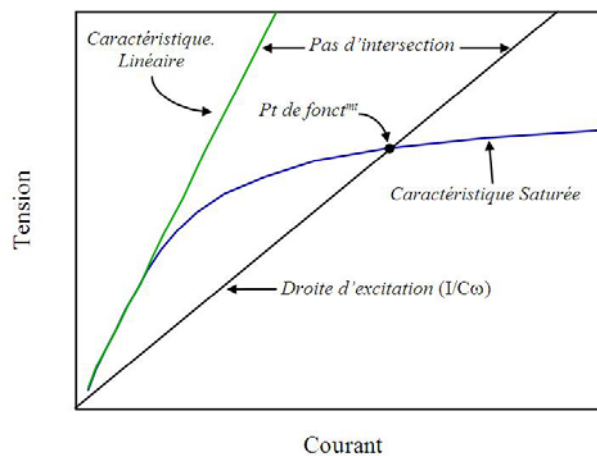


Illustration : Point de fonctionnement du générateur asynchrone en mode auto-excité.

3.5 Modélisation de la saturation magnétique

La machine asynchrone standard est généralement modérément saturée durant son fonctionnement normal. De plus, les progrès réalisés dans les convertisseurs statiques ont permis de mettre au point des techniques de commande permettant d'exploiter la machine à des niveaux de flux très élevés dans le but d'en tirer le maximum de couple et une meilleure dynamique. Ce qui a souvent pour conséquence une saturation assez forte de la machine. Il existe aussi des cas spécifiques, tels que celui du générateur asynchrone auto-excité, où la prise en compte de la saturation n'est plus une question d'amélioration de la précision du modèle. Ce phénomène, qui est indispensable au fonctionnement du générateur, devient nécessaire à la convergence du modèle.

Nous allons aborder dans ce qui suit la modélisation de ce phénomène de saturation. Différentes techniques d'introduction de la saturation dans les modèles d-q de la machine asynchrone ont été proposées [13, 14, 48, 49]. Les auteurs utilisent dans ces techniques une modélisation mathématique du comportement non linéaire du circuit magnétique de la machine. Un réajustement du degré de saturation est alors effectué au fur et à mesure de l'évolution du point de fonctionnement de la machine. Ceci est réalisé dans [13, 14] à travers l'utilisation des facteurs de saturation. Dans [48, 49] c'est l'inductance de magnétisation qui est réajustée avec un échantillonnage plus ou moins fin. Nous présenterons dans ce qui suit cette dernière technique ainsi que celle de la 'fonction degré de saturation'.

3.5.1 Technique d'ajustement de l'inductance de magnétisation

A. Modèle des flux

Dans cette technique, la saturation magnétique est introduite dans le modèle des flux de Park par réajustement de la valeur de l'inductance de magnétisation en fonction de la valeur prise par le courant magnétisant. Les équations (3.86) et (3.87) ci-après permettent de calculer les composantes d'axes q et d de ce courants.

$$i_{mq} = i_{qs} + i'_{qr} \quad (3.86)$$

$$i_{md} = i_{ds} + i'_{dr} \quad (3.87)$$

Sa valeur efficace s'écrit :

$$i_m = \sqrt{(i_{mq}^2 + i_{md}^2)}/2 \quad (3.88)$$

La représentation discrète de l'inductance de magnétisation par un ensemble de valeurs issues des mesures expérimentales est remplacée par une représentation continue (figure 3.8).

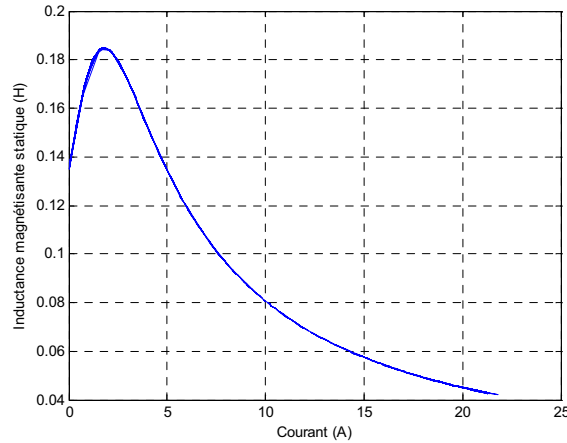


Figure 3.8. Inductance magnétisante statique donnée par le modèle

Plusieurs modèles continus ont été proposés dans la littérature, et dont nous pouvons en citer : le modèle polynomial, le modèle en puissance, le modèle en arctangente, le modèle en tangente hyperbolique et bien d'autres. Dans le souci d'avoir un maximum de précision nous avons opté dans notre travail pour le modèle en puissances non entières proposé et identifié précédemment (3.89) donné par :

$$M(i_m) = \frac{c_1 i^{c_2} + c_6}{c_3 i^{c_4} + c_5} \quad (3.89)$$

Les inductances L_q et L_d peuvent alors être calculées sur la base d'une inductance de magnétisation variable avec la saturation.

$$L_q(i_m) = L_d(i_m) = \left(\frac{I}{M(i_m)} + \frac{I}{l_s} + \frac{I}{l'_r} \right)^{-1} \quad (3.90)$$

Ce qui permet enfin d'aboutir aux expressions des flux magnétisants en régime saturé :

$$\varphi_{mq}(i_m) = L_q(i_m) \left(\frac{\varphi_{qs}}{l_s} + \frac{\varphi'_{qr}}{l'_r} \right) \quad (3.100)$$

$$\varphi_{md}(i_m) = L_d(i_m) \left(\frac{\varphi_{ds}}{l_s} + \frac{\varphi'_{dr}}{l'_r} \right) \quad (3.101)$$

Ce sont ces flux magnétisants saturés qui introduiront l'effet de la saturation magnétique dans les équations (3.74)- (3.79). Le système obtenu représente donc le modèle des flux saturé de la machine asynchrone.

B. Modèle des courants

Nous avons également utilisé cette approche de modélisation de la saturation avec le modèle des courants. Dans ce dernier, une précaution supplémentaire doit être prise lors de la modélisation du phénomène de la saturation qui engendre à son tour l'apparition explicite du phénomène de l'effet croisé de la saturation. Car, en effet, l'élaboration du modèle des courants passe par l'opération de dérivation du flux magnétisant qui n'est autre que le produit du courant et de l'inductance de magnétisation.

Nous allons maintenant nous intéresser à l'élaboration du modèle des courants. Cette deuxième formulation du modèle dynamique de la machine asynchrone se distingue de la première (modèle des flux) par le choix des courants comme variables d'état, au lieu des flux choisis dans la première formulation.

Nous avons choisi d'aborder le développement du modèle des courants afin de pouvoir mettre en évidence le phénomène de l'effet croisé de la saturation qui n'apparaît pas explicitement dans le modèle des flux. Ce dernier étant le seul modèle de la machine asynchrone où l'intersaturation est prise en compte implicitement sans qu'il y ait des termes relatifs à ce phénomène dans les équations du modèle.

L'apparition explicite de l'intersaturation dans les équations du modèle des courants est due à l'opération de dérivation de l'inductance de magnétisation qui ne peut être considérée comme constante dans le contexte de l'étude d'une machine à circuit magnétique non linéaire.

Nous donnons dans ce qui suit le détail du développement du modèle des courants.

Les expressions des flux statoriques et rotoriques totaux données par (3.-62)-(3.67), s'écrivent en fonction des courants magnétisants :

$$\varphi_{qs} = l_s i_{qs} + M i_{mq} \quad (3.102)$$

$$\varphi_{ds} = l_s i_{ds} + M i_{md} \quad (3.103)$$

$$\varphi_{0s} = l_s i_{ds} \quad (3.104)$$

$$\varphi'_{qr} = l'_r i'_{qr} + M i_{mq} \quad (3.105)$$

$$\varphi'_{dr} = l'_r i'_{dr} + M i_{md} \quad (3.106)$$

$$\varphi'_{0r} = l'_r i'_{0r} \quad (3.107)$$

Dans le système (3.53)-(3.54) représentant les équations des tensions dans le système d'axes q-d nous remarquons que si les variables courants sont choisies comme variables d'état, les flux statoriques et rotoriques doivent être remplacés par leurs expressions en fonction des courants. Le système (3.53)-(3.54) devient donc :

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega(l_s i_{ds} + M i_{md}) + p(l_s i_{qs} + M i_{mq}) \quad (3.108)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + \omega(l_s i_{qs} + M i_{mq}) + p(l_s i_{ds} + M i_{md}) \quad (3.109)$$

$$v_{0s} = r_s i_{0s} + p(l_s i_{0s}) \quad (3.110)$$

$$v'_{qr} = r'_r i'_{qr} + (\omega - \omega_r)(l'_r i'_{dr} + M i_{md}) + p(l'_r i'_{qr} + M i_{mq}) \quad (3.111)$$

$$v'_{dr} = r'_r i'_{dr} + (\omega - \omega_r)(l'_r i'_{qr} + M i_{mq}) + p(l'_r i'_{dr} + M i_{md}) \quad (3.112)$$

$$v'_{0r} = r'_r i'_{0r} + p(l'_r i'_{0r}) \quad (3.113)$$

En admettant – dans un souci de simplicité des calculs – que les inductances de fuites sont constantes, les dérivées des flux statoriques et rotoriques totaux (derniers termes des équations (3.108)-(3.113) deviennent :

$$p(l_s i_{qs} + M i_{mq}) = l_s p i_{qs} + p M i_{mq} + M p i_{mq} \quad (3.114)$$

$$p(l_s i_{ds} + M i_{md}) = l_s p i_{ds} + p M i_{md} + M p i_{md} \quad (3.115)$$

$$p(l_{ls} i_{0s}) = l_{ls} p i_{0s} \quad (3.116)$$

$$p(l'_r i'_{qr} + M i_{mq}) = l'_r p i'_{qr} + pM i_{mq} + Mp i_{mq} \quad (3.117)$$

$$p(l'_r i'_{dr} + M i_{md}) = l'_r p i'_{dr} + pM i_{md} + Mp i_{md} \quad (3.118)$$

$$p(l'_r i'_{0r}) = l'_r p i'_{0r} \quad (3.119)$$

La prise en compte de la saturation magnétique implique une inductance de magnétisation variable avec le courant. Ceci explique le terme $(pM)_{i_m}$ qui apparaît dans (3.114), (3.115) (3.117) et (3.118) lors de la dérivation du produit de M avec les courants, que nous reprenons dans les équations ci-dessous :

$$p\varphi_{mq} = p(M i_{mq}) = pM i_{mq} + Mp i_{mq} \quad (3.120)$$

$$p\varphi_{md} = p(M i_{md}) = pM i_{md} + Mp i_{md} \quad (3.121)$$

la dérivée de M par rapport au temps peut s'écrire :

$$\frac{dM}{dt} = \frac{dM}{di_m} \cdot \frac{di_m}{dt} \quad (3.122)$$

où

$$i_m = \sqrt{i_{mq}^2 + i_{md}^2} \quad (3.123)$$

donc

$$\frac{dM}{dt} = \frac{dM}{di_m} \cdot \frac{d(\sqrt{i_{mq}^2 + i_{md}^2})}{dt} \quad (3.124)$$

$$\frac{dM}{dt} = \frac{dM}{di_m} \cdot \frac{i_{mq} \frac{di_{mq}}{dt} + i_{md} \frac{di_{md}}{dt}}{i_m} \quad (3.125)$$

En utilisant cette dernière expression, les dérivées des composantes du flux magnétisant s'écriront :

$$p\varphi_{mq} = pM i_{mq} + Mp i_{mq} = L_{mq} p i_{mq} + L_{qd} p i_{md} \quad (3.126)$$

$$p\varphi_{md} = pM i_{md} + Mp i_{md} = L_{md} p i_{md} + L_{qd} p i_{mq} \quad (3.127)$$

Où

$$L_{mq} = M + \frac{dM}{di_m} \cdot \frac{i_{mq}^2}{i_m} \quad (3.128)$$

$$L_{md} = M + \frac{dM}{di_m} \cdot \frac{i_{md}^2}{i_m} \quad (3.129)$$

$$L_{qd} = \frac{dM}{di_m} \cdot \frac{i_{mq} i_{md}}{i_m} \quad (3.130)$$

Nous pouvons constater sur les équations (3.126)-(3.127) l'apparition d'interactions mutuelles entre les axes q et d qui étaient jusque là supposés indépendants. En fait, c'est la prise en compte de la saturation du flux magnétisant qui a engendré cette interaction. L'introduction de l'effet de la saturation des inductances de fuite aurait également engendré un phénomène similaire. Cette interaction est attribuée à un phénomène qui a suscité beaucoup d'intérêt tout au long des dernières années [24, 31, 32, 34], à savoir, le phénomène de l'effet croisé de la saturation (intersaturation).

Les auteurs dans [24] ont développé un modèle de la machine asynchrone tenant en compte l'intersaturation provoquée par la saturation des inductances de fuite. Ils ont donné une évaluation de l'effet de ce phénomène d'intersaturation sur la commande vectorielle de la machine asynchrone. Dans la suite notre travail, seuls les effets de la saturation et la saturation croisée du flux magnétisant sont considérés.

En remplaçant dans le système d'équations des tensions (3.108)-(3.113), les composantes du flux magnétisant par leurs nouvelles expressions, nous obtenons :

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega(l_{ls} i_{ds} + M i_{md}) + l_{ls} p i_{qs} + L_{mq} p i_{mq} + L_{qd} p i_{md} \quad (3.131)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + \omega(l_{ls} i_{qs} + M i_{mq}) + l_{ls} p i_{ds} + L_{md} p i_{md} + L_{qd} p i_{mq} \quad (3.132)$$

$$v_{0s} = r_s i_{0s} + l_{ls} p i_{0s} \quad (3.133)$$

$$v'_{qr} = r'_r i'_{qr} + (\omega - \omega_r)(l'_r i'_{dr} + M i_{md}) + l'_r p i'_{qr} + L_{mq} p i_{mq} + L_{qd} p i_{md} \quad (3.134)$$

$$v'_{dr} = r'_r i'_{dr} + (\omega - \omega_r)(l'_r i'_{qr} + M i_{mq}) + l'_r p i'_{dr} + L_{md} p i_{md} + L_{qd} p i_{mq} \quad (3.135)$$

$$v'_{0r} = r'_r i'_{0r} + l'_r p i'_{0r} \quad (3.136)$$

Les composantes du courant magnétisant étant données par :

$$i_{mq} = i_{qs} + i'_{qr} \quad (3.137)$$

$$i_{md} = i_{ds} + i'_{dr} \quad (3.138)$$

En utilisant ces deux dernières équations, le système (3.131)-(3.136) devient :

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega(l_{ls} + M) i_{ds} + M \omega i'_{dr} + (l_{ls} + L_{mq}) p i_{qs} + L_{qd} p i_{ds} + L_{mq} p i'_{qr} + L_{qd} p i'_{dr} \quad (3.139)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + \omega(l_{ls} + M) i_{qs} - M \omega i'_{qr} + L_{qd} p i_{qs} + (l_{ls} + L_{md}) p i_{ds} + L_{qd} p i'_{qr} + L_{md} p i'_{dr} \quad (3.140)$$

$$v_{0s} = r_s i_{0s} + l_{ls} p i_{0s} \quad (3.141)$$

$$v'_{qr} = r'_r i'_{qr} + (\omega - \omega_r) M i_{ds} + (\omega - \omega_r)(l'_r + M) i'_{dr} + L_{mq} p i_{qs} + L_{qd} p i_{ds} + (l'_r + L_{mq}) p i'_{qr} + L_{qd} p i'_{dr} \quad (3.142)$$

$$v'_{dr} = r'_r i'_{dr} - (\omega - \omega_r) M i_{qs} + (\omega - \omega_r)(l'_r + M) i'_{qr} + L_{qd} p i_{qs} + L_{md} p i_{ds} + L_{qd} p i'_{qr} + (l'_r + L_{md}) p i'_{dr} \quad (3.143)$$

$$v'_{0r} = r'_r i'_{0r} + l'_r p i'_{0r} \quad (3.144)$$

Que nous pouvons écrire sous forme matricielle :

$$\mathbf{V} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{I} + \mathbf{G} \cdot \mathbf{I} + \mathbf{L} \cdot \frac{d\mathbf{I}}{dt} \quad (3.145)$$

et qui devient sous forme d'état :

$$\frac{d\mathbf{I}}{dt} = \mathbf{L}^{-1} \cdot (\mathbf{V} - \mathbf{R} \cdot \mathbf{I} - \mathbf{G} \cdot \mathbf{I}) \quad (3.146)$$

où

$$\mathbf{V} = [v_{qs} \quad v_{ds} \quad v_{0s} \quad v'_{qr} \quad v'_{dr} \quad v'_{0r}]^T \quad (3.147)$$

$$\mathbf{I} = [i_{qs} \quad i_{ds} \quad i_{0s} \quad i'_{qr} \quad i'_{dr} \quad i'_{0r}]^T \quad (3.148)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r'_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r'_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r'_r \end{bmatrix} \quad (3.150)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & \omega(M + l_{ls}) & 0 & 0 & M\omega & 0 \\ -\omega(M + l_{ls}) & 0 & 0 & -M\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (\omega - \omega_r)M & 0 & 0 & (\omega - \omega_r)(M + l'_{lr}) & 0 \\ -(\omega - \omega_r)M & 0 & 0 & -(\omega - \omega_r)(M + l'_{lr}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.151)$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{mq} + l_{ls} & L_{qd} & 0 & L_{mq} & L_{qd} & 0 \\ L_{qd} & L_{md} + l_{ls} & 0 & L_{qd} & L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & l_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_{mq} & L_{qd} & 0 & L_{mq} + l'_{lr} & L_{qd} & 0 \\ L_{qd} & L_{md} & 0 & L_{qd} & L_{md} + l'_{lr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l'_{lr} \end{bmatrix} \quad (3.152)$$

La technique d'ajustement de l'inductance de magnétisation est très utilisée, elle présente l'avantage de la simplicité de mise en œuvre. De plus elle offre une bonne précision. Cependant, le réajustement de l'inductance M (i.e. variation de M) constitue un non respect dans le sens mathématique des hypothèses sur lesquelles le modèle d-q est élaboré. Car, en effet, nous avons supposé lors du développement du modèle que l'inductance M était constante.

3.5.2 Technique de la 'Fonction Degré de Saturation'

Pour remédier à ce non respect des hypothèses de Park, nous avons proposé une nouvelle technique d'introduction de la saturation dans le modèle d-q. [50]. Dans cette technique, l'inductance de magnétisation est maintenue constante. L'introduction de la saturation n'est pas basée sur le réajustement de M , mais en agissant directement sur le flux magnétisant. Nous avons alors introduit la notion de flux magnétisant linéaire (dédit de l'évolution en linéaire du modèle de Park) et qui correspond à la valeur qu'aurait le flux magnétisant si le circuit magnétique était supposé linéaire [51, 52]. Une fonction que nous avons appelée « Fonction Degré de Saturation », que nous noterons FDS, et que nous avons déterminée à partir de mesures expérimentales, donne pour chaque point de fonctionnement le degré de saturation de la machine. C'est la valeur de cette fonction qui permet de calculer les vraies valeurs (saturées) du flux magnétisant.

Le modèle des flux utilisant cette nouvelle technique pour la prise en compte de la saturation présente plusieurs avantages dont nous pouvons citer :

- Mise en œuvre facile, grâce à l'utilisation de la modélisation de Park,
- Faible temps de calcul même par rapport aux autres modèles de Park (courant et mixtes),
- Non violation de l'hypothèse de « constance » de l'inductance de magnétisation.

En effet, l'inductance de magnétisation constante (linéaire) est utilisée uniquement pour prévoir l'évolution en linéaire du flux magnétisant autour d'un point de fonctionnement donné de la machine. Ensuite, la fonction FDS détermine le degré de saturation de la machine et affecte au flux magnétisant sa valeur réelle (qui tient compte de la saturation).

A. Construction de la FDS

Sur la figure (3.9) nous avons représenté la caractéristique de magnétisation de la machine utilisée dans les tests. Cette caractéristique est relevée par un essai au synchronisme. Sur la même figure nous avons également représenté la caractéristique linéaire que nous avons construite en supposant que la machine ne se sature pas quelque soit le courant magnétisant absorbé.

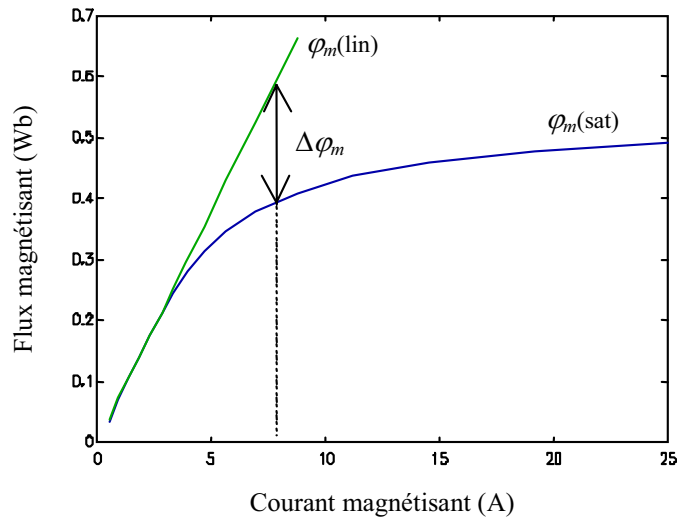


Figure 3.9. Caractéristique de magnétisation de la machine utilisée dans les tests

Pour tout point de fonctionnement, nous définissons la variation $\Delta \varphi_m$ entre les flux $\varphi_m(sat)$ et $\varphi_m(lin)$:

$$\Delta \varphi_m = \varphi_m(lin) - \varphi_m(sat) \quad (3.153)$$

où :

$\varphi_m(sat)$ représente la valeur réelle (saturée) du flux magnétisant,

$\varphi_m(lin)$ sa valeur sous l'hypothèse de la linéarité.

$\Delta \varphi_m$ représente l'atténuation du flux magnétisant par rapport à la valeur qu'il aurait en régime non saturé.

Il serait plus avantageux de rapporter $\Delta \varphi_m$ au flux $\varphi_m(lin)$ pour gagner en terme de nombre d'opérations et donc en temps de calculs. Nous définissons alors la FDS par la fonction F de la manière suivante:

$$F(\varphi_m(lin)) = \frac{\Delta \varphi_m}{\varphi_m(lin)} \quad (3.154)$$

La figure (3.10) ci-dessous représente la courbe de variation de cette fonction.

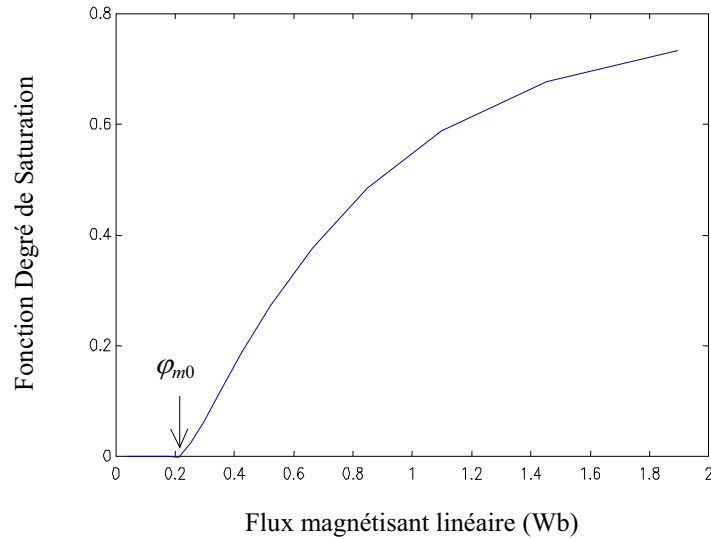


Figure 3.10 Variation de la FDS

La fonction F reste constamment nulle tant que le flux φ_m est inférieur à une valeur que nous notons φ_{m0} . Cette valeur est la limite de la zone linéaire de la caractéristique magnétique. Dans cette partie linéaire $\varphi_m(\text{lin}) = \varphi_m(\text{sat})$ et c'est alors normal que F y soit nulle. Par conséquent, nous avons décomposé la courbe de F en deux zones:

- la zone à degré de saturation nul, pour $\varphi_m \leq \varphi_{m0}$
- la zone à degré de saturation croissant pour $\varphi_m > \varphi_{m0}$

Ce-ci donne:

$$F = \begin{cases} F_0 = 0 & \text{si } \varphi_m \leq \varphi_{m0} \\ F_1 \neq 0 & \text{si } \varphi_m > \varphi_{m0} \end{cases} \quad (3.155)$$

A partir de l'évolution de cette fonction nous l'avons modélisée par une approche mathématique à l'aide d'une série d'exponentielles, en utilisant une optimisation par les moindres carrés. Ceci nous permettra de travailler avec une expression analytique continue, au lieu d'une représentation discrète.

Le modèle que nous avons choisi pour F_1 est le suivant:

$$F_1 = C_1 [1 - \exp(-\lambda_1(\varphi_m(\text{lin}) - \varphi_{m0}))] + C_2 [\exp(\lambda_2(\varphi_m(\text{lin}) - \varphi_{m0}) / (\varphi_m(\text{lin}) + \varphi_{m1})) - 1] \quad (3.156)$$

F_0 étant identiquement nulle.

Le résultat d'identification des coefficients λ_i , C_i , φ_{mi} est donné en annexe.

B. Intégration de la FDS dans le modèle de Park

L'introduction de la saturation dans le modèle des flux de la machine asynchrone, repose essentiellement sur la connaissance en chaque point de fonctionnement, des composantes φ_{mq} et φ_{md} du flux magnétisant s'exprimant par :

$$\varphi_{mq}(sat) = \varphi_{mq}(lin) - \Delta\varphi_{mq} \quad (3.157)$$

$$\varphi_{md}(sat) = \varphi_{md}(lin) - \Delta\varphi_{md} \quad (3.158)$$

Le flux magnétisant $\varphi_m(lin)$ est lié à ses composantes $\varphi_{mq}(lin)$ et $\varphi_{md}(lin)$ par:

$$\varphi_m(lin) = \sqrt{\varphi_{mq}^2(lin) + \varphi_{md}^2(lin)} \quad (3.159)$$

D'une autre part, les variations $\Delta\varphi_{mq}$ et $\Delta\varphi_{md}$ vérifient:

$$\Delta\varphi_{mq} = \frac{\varphi_{mq}(lin)}{\varphi_m(lin)} \Delta\varphi_m \quad (3.160)$$

$$\Delta\varphi_{md} = \frac{\varphi_{md}(lin)}{\varphi_m(lin)} \Delta\varphi_m \quad (3.161)$$

or

$$\frac{\varphi_{mq}(lin)}{\varphi_m(lin)} \Delta\varphi_m = \varphi_{md}(lin) \frac{\Delta\varphi_m}{\varphi_m(lin)} = \varphi_{mq}(lin) F(\varphi_m(lin)) \quad (3.162)$$

et

$$\frac{\varphi_{md}(lin)}{\varphi_m(lin)} \Delta\varphi_m = \varphi_{md}(lin) \frac{\Delta\varphi_m}{\varphi_m(lin)} = \varphi_{md}(lin) F(\varphi_m(lin)) \quad (3.163)$$

d'où

$$\Delta\varphi_{mq} = \varphi_{mq}(lin) F(\varphi_m(lin)) \quad (3.164)$$

$$\Delta\varphi_{md} = \varphi_{md}(lin) F(\varphi_m(lin)) \quad (3.165)$$

Etant donnés $\varphi_{mq}(lin)$ et $\varphi_{md}(lin)$, il est donc possible de déterminer $\Delta\varphi_{mq}$ et $\Delta\varphi_{md}$ à partir des équations (3.159), (3.164) et (3.165), qui, associées aux équations (3.157) et (3.158) permettent d'obtenir les deux composantes saturées du flux magnétisant.

$$\varphi_{mq}(sat) = \varphi_{mq}(lin) [1 - F(\varphi_m(lin))] \quad (3.166)$$

$$\varphi_{md}(sat) = \varphi_{md}(lin) [1 - F(\varphi_m(lin))] \quad (3.167)$$

Les composantes non saturées $\varphi_{mq}(lin)$ et $\varphi_{md}(lin)$ s'expriment en fonction des flux statoriques et rotoriques par :

$$\varphi_{mq}(lin) = L_q \left(\Delta\varphi_{mq} \left(\frac{1}{l_s} + \frac{1}{l'_r} \right) + \left(\frac{\varphi_{qs}}{l_s} + \frac{\varphi'_{qr}}{l'_r} \right) \right) \quad (3.168)$$

$$\varphi_{md}(lin) = L_d \left(\Delta\varphi_{md} \left(\frac{1}{l_s} + \frac{1}{l'_r} \right) + \left(\frac{\varphi_{ds}}{l_s} + \frac{\varphi'_{dr}}{l'_r} \right) \right) \quad (3.169)$$

Nous aboutissons aux expressions des composantes saturées $\varphi_{mq}(sat)$ et $\varphi_{md}(sat)$ en utilisant à nouveau (3.157) et (3.158) :

$$\varphi_{mq}(sat) = L_q \left(\frac{\varphi_{qs}}{l_s} + \frac{\varphi'_{qr}}{l'_r} \right) - \frac{L_q}{M} \Delta\varphi_{mq} \quad (3.170)$$

$$\varphi_{md}(sat) = L_d \left(\frac{\varphi_{ds}}{l_s} + \frac{\varphi'_{dr}}{l'_r} \right) - \frac{L_d}{M} \Delta\varphi_{md} \quad (3.171)$$

Par l'établissement de ces quatre équations (3.168)-(3.171) nous terminons l'intégration de la FDS dans les équations du modèle de Park de la machine asynchrone.

Afin de vérifier expérimentalement la validité de la FDS pour l'extension du modèle de Park à la saturation, nous présentons à la fin de cette partie des résultats expérimentaux et de simulation basée sur ce modèle. Ces résultats décrivent le transitoire de l'auto-amorçage à vide du générateur asynchrone.

Les figures 3.11 à 3.16 représentent l'auto-amorçage à vide sur une batterie de condensateurs de $90\mu\text{F}$, le rotor étant entraîné à 1500 tr/min.

Les figures 3.17 à 3.22 représentent l'auto-amorçage à vide sur une batterie de condensateurs de $120\mu\text{F}$, le rotor étant entraîné à 1400 tr/min.

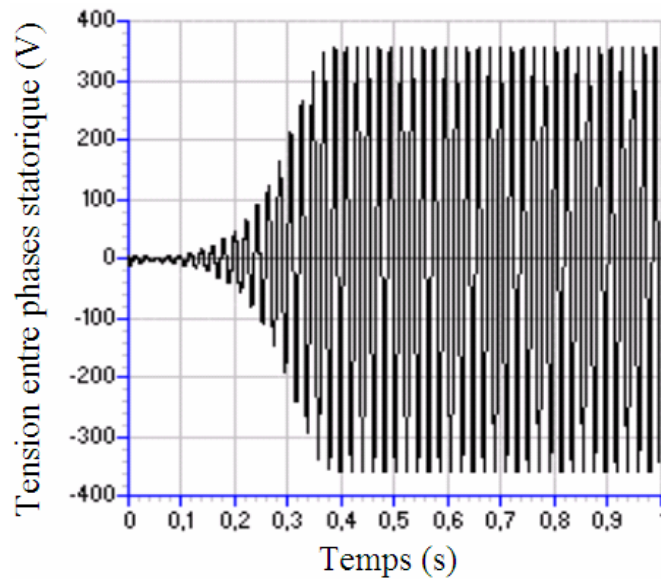


Figure 3.11. Tension de l'auto-amorçage à vide à 1500 tr/min, $90\mu\text{F}$
Obtenu par simulation basée sur le modèle saturé

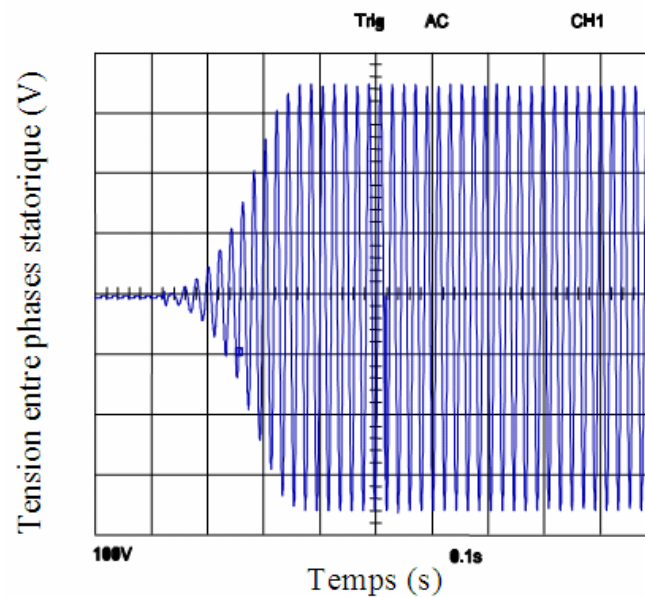


Figure 3.12. Tension de l'auto-amorçage à vide à 1500 tr/min, $90\mu\text{F}$
Obtenu expérimentalement

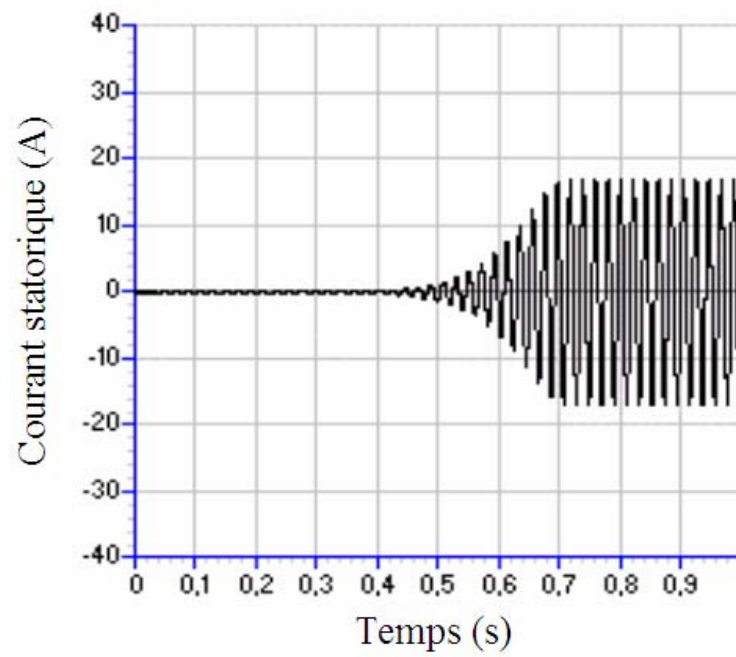


Figure 3.13. Courant de l'auto-amorçage à vide à 1500 tr/min, $90\mu\text{F}$
Obtenu par simulation basée sur le modèle saturé

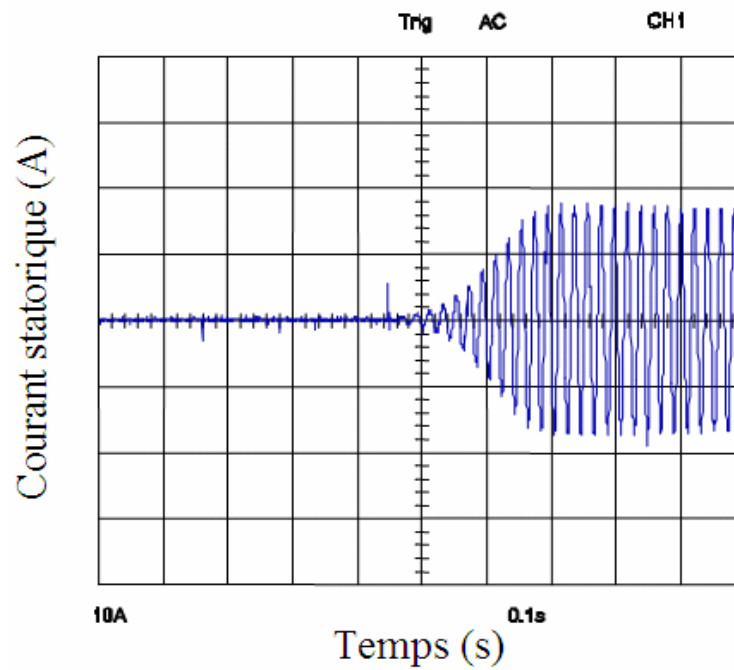


Figure 3.14. Courant statorique de l'auto-amorçage à vide à 1500 tr/min, $90\mu\text{F}$
Obtenu expérimentalement

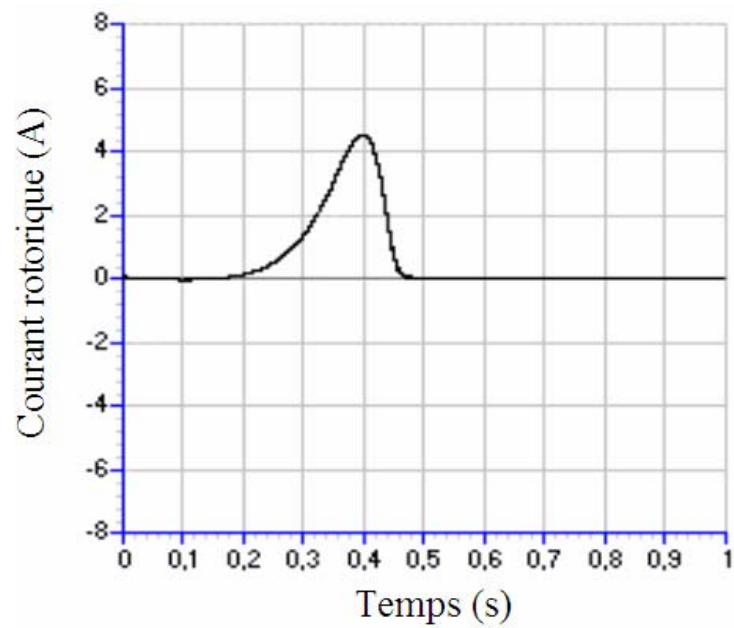


Figure 3.15. Courant rotorique de l'auto-amorçage à vide à 1500 tr/min, $90\mu\text{F}$
Obtenu par simulation basée sur le modèle saturé

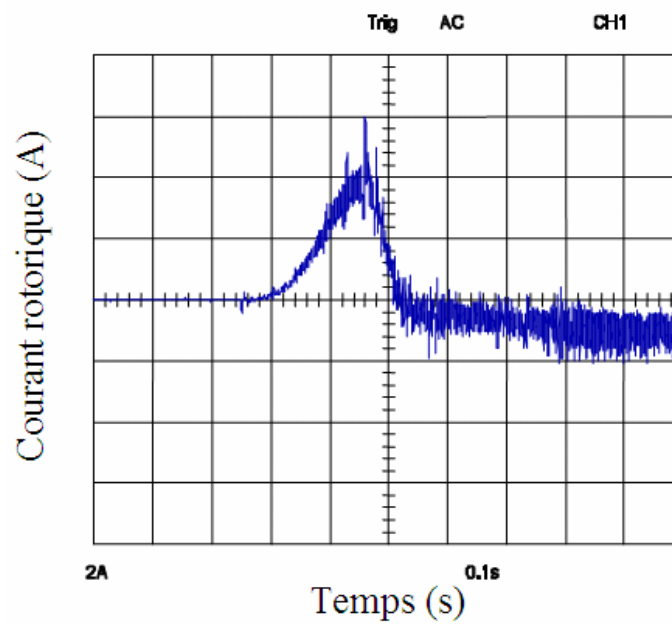


Figure 3.16. Courant rotorique de l'auto-amorçage à vide à 1500 tr/min, $90\mu\text{F}$
Obtenu expérimentalement

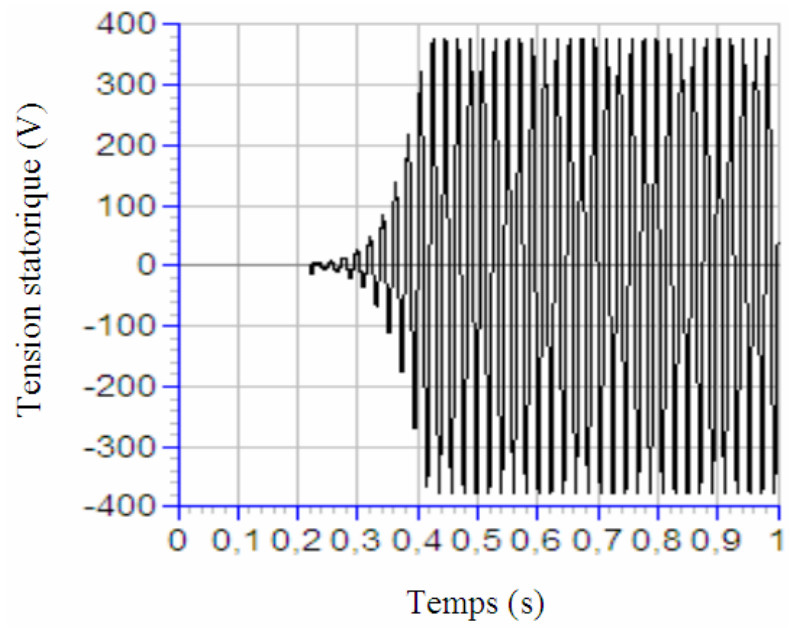


Figure 3.17. Tension de l'auto-amorçage à vide à 1400 tr/min, 120 μ F
Obtenue par simulation

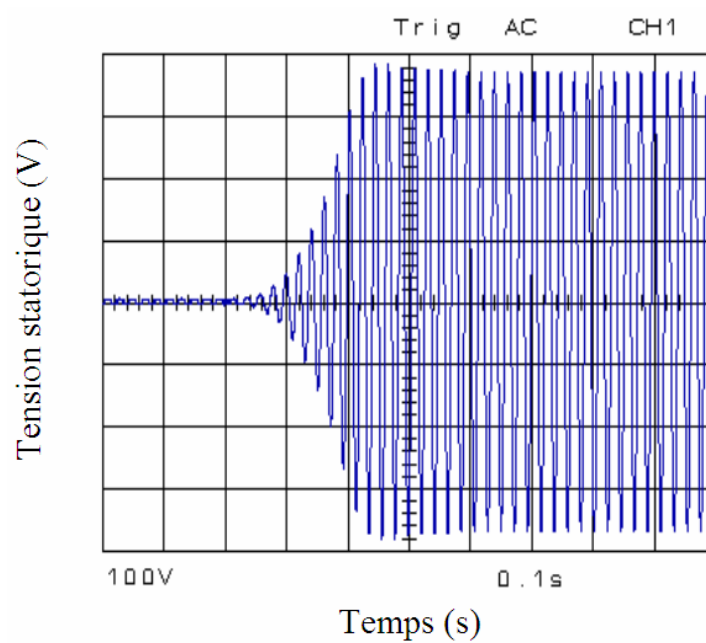


Figure 3.18. Tension de l'auto-amorçage à vide à 1400 tr/min, 120 μ F
Obtenue expérimentalement

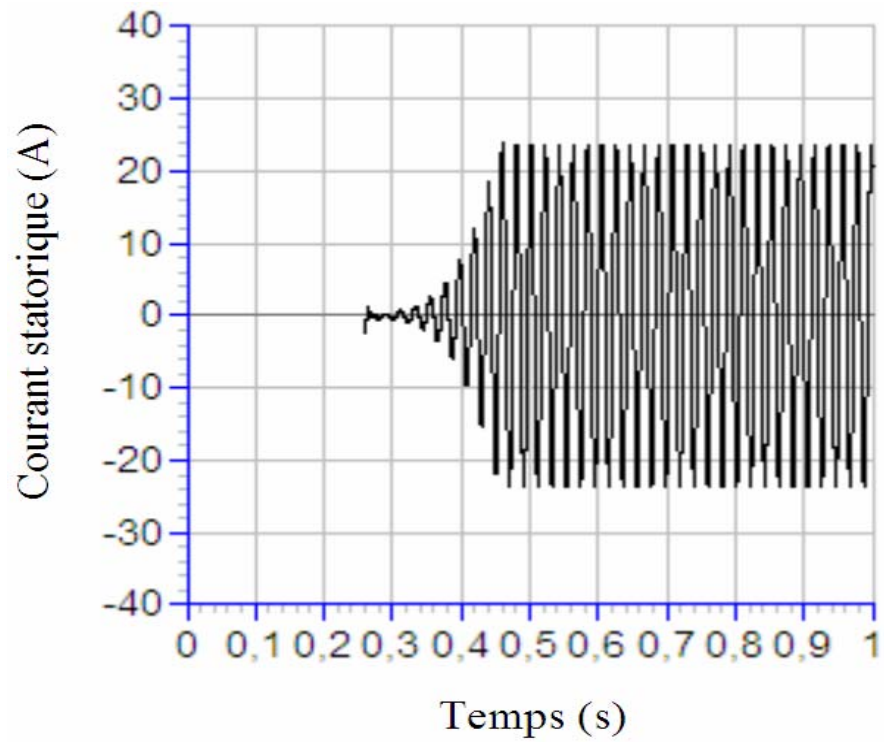


Figure 3.19. Courant de l'auto-amorçage à vide à 1400 tr/min, $120\mu\text{F}$
Obtenu par simulation basée sur le modèle linéaire

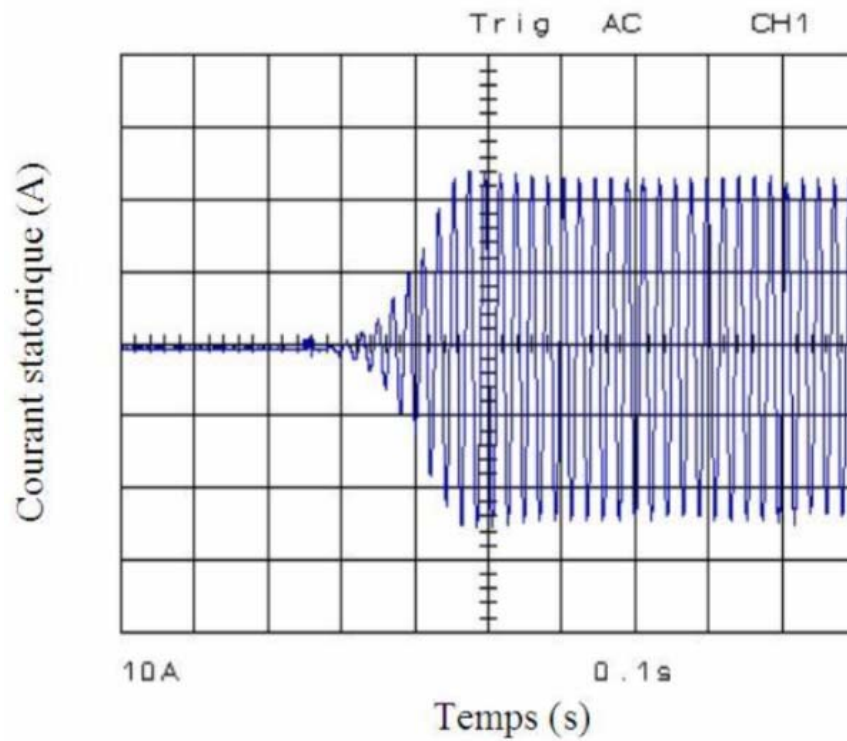


Figure 3.20. Courant de l'auto-amorçage à vide à 1400 tr/min, $120\mu\text{F}$
Obtenu expérimentalement

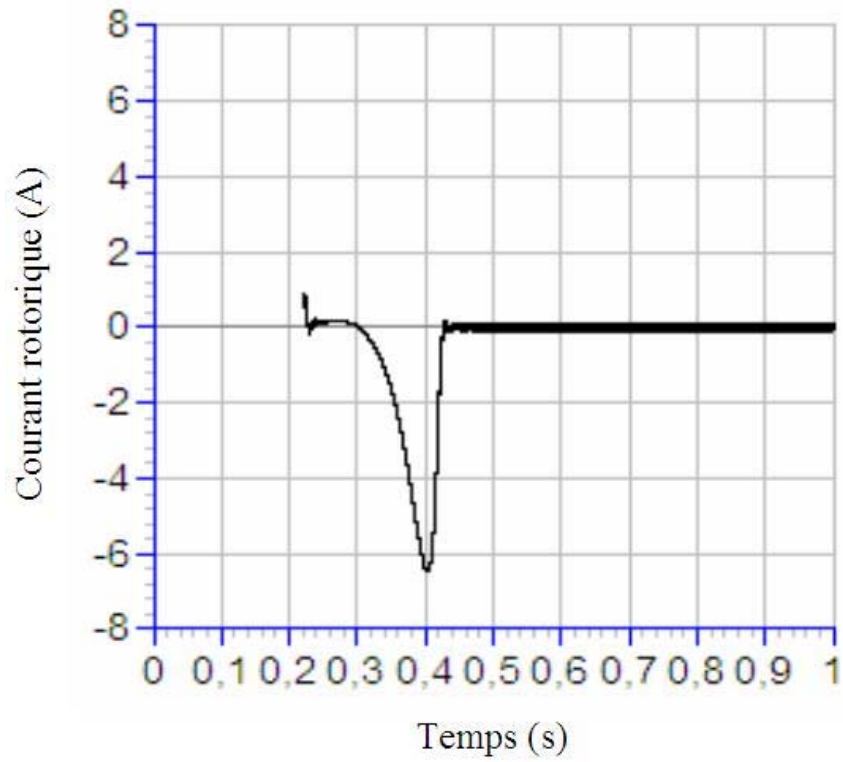


Figure 3.21. Courant rotorique de l'auto-amorçage à vide à 1500 tr/min, 90 μ F
Obtenu expérimentalement

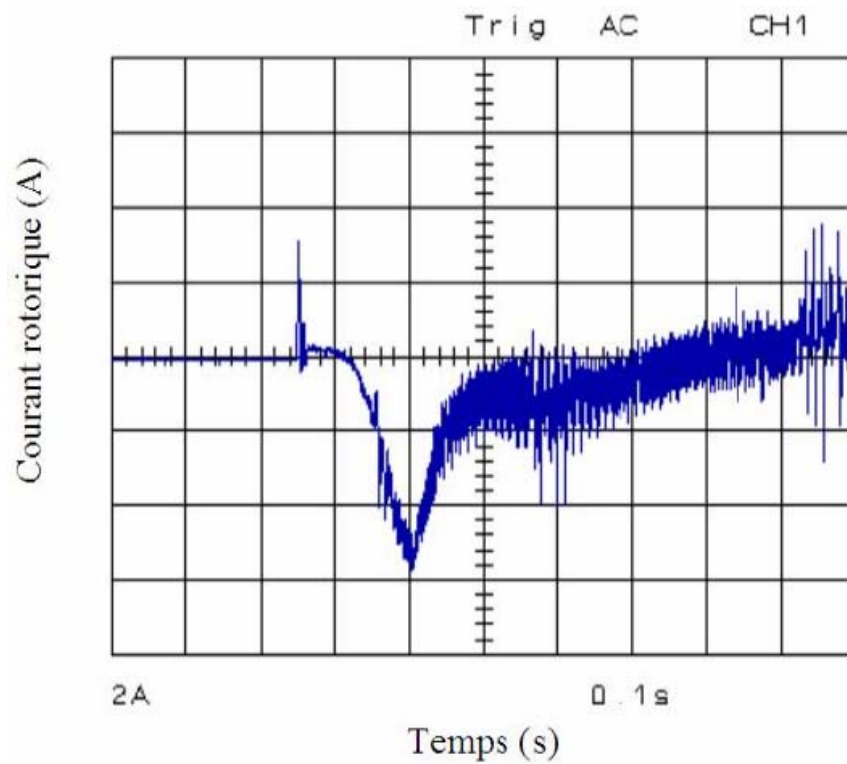


Figure 3.22. Courant rotorique de l'auto-amorçage à vide à 1400 tr/min, 120 μ F
Obtenu expérimentalement

La confrontation des ces résultats (figures 3.11 à 3.16) montre que la tension statorique présente une amplitude en régime établi de 379 V (écart de 0.6 % avec la simulation), et un transitoire de 0.24 sec (écart de 2.5 % avec la simulation). L'amplitude du courant statorique en régime établi étant de 18.1 A (écart de 1.7 % avec la simulation). Les résultats de l'autoamorçage à vide à 1400tr/min et 120 μ F (figures 3.17 à 3.22) montre aussi une bonne cohérence entre la simulation et l'expérience. Cette concordance des résultats expérimentaux avec ceux de la simulation, confirme la validité de la technique de la FDS et du modèle saturé développé.

3.6 Conclusion

Nous nous sommes intéressés à travers ce chapitre à la modélisation de la machine asynchrone selon l'approche de Park. Nous avons en premier lieu élaboré un modèle non saturé. L'utilisation de ce dernier dans l'étude des régimes dynamique de la machine asynchrone en mode générateur auto-excité conduit à des résultats erronés. Ce fait a été vérifié par des essais expérimentaux.

Nous avons ensuite abordé la modélisation du phénomène de la saturation magnétique de la machine asynchrone. Deux techniques de prise en compte de ce phénomène ont été utilisées. La première est la technique d'ajustement de l'inductance de magnétisation. Cette technique est très utilisée grâce à sa simplicité de mise en œuvre et sa bonne précision. Les développements nécessaires à l'introduction de cette technique dans le modèle des courants et ainsi que celui des flux sont présentés. Cependant, le réajustement de l'inductance de magnétisation constitue un non respect dans le sens mathématique de l'hypothèse de Park qui suppose une inductance constante.

L'établissement des équations du modèle des courants nous a permis de mettre en évidence le phénomène de l'effet croisé de la saturation et qui est étroitement lié au phénomène de la saturation. L'apparition explicite de l'intersaturation dans les équations du modèle des courants est due à l'opération de dérivation de l'inductance de magnétisation.

La deuxième technique utilisée, en l'occurrence, celle de la FDS constitue un remède à ce non respect de l'hypothèse de Park. L'introduction de la saturation n'est pas basé sur le réajustement de l'inductance de magnétisation, mais en agissant directement sur le flux magnétisant. Les développements nécessaires à l'intégration de cette technique dans le modèle des flux sont présentés.

Les équations liées à l'effet croisé de la saturation n'apparaissent pas explicitement dans le modèle des flux. Ce dernier étant le seul modèle de la machine asynchrone où l'intersaturation est prise en compte implicitement sans qu'il y ait des termes relatifs à ce phénomène dans les équations du modèle.

Une validation expérimentale des modèles développés a été présentée. Les essais expérimentaux effectués correspondent aux régimes transitoires de l'auto-amorçage à vide du générateur asynchrone. Contrairement au modèle linéaire, le modèle saturé est convergent et donne des résultats qui décrivent bien le comportement réel du générateur asynchrone autonome. La prise en considération de la saturation magnétique de la branche magnétisante est donc indispensable au fonctionnement autonome du générateur asynchrone autonome.

Chapitre 4

Application au fonctionnement en charge linéaire et non linéaire

Application au fonctionnement en charge linéaire et non linéaire

4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons abordé la modélisation de la machine asynchrone en régime saturé. Les modèles développés ont été validés expérimentalement sur des auto-amorçages à vide. Ce dernier chapitre, consiste à donner une seconde validation des modèles développés; cette fois ci sur un fonctionnement en charge. Des charges linéaires (passives) et non linéaires (convertisseur statique) seront considérées.

Ce chapitre constitue également une exploitation du travail de modélisation effectué dans le chapitre précédent. Nous y aborderons l'analyse des performances du fonctionnement en charge du générateur asynchrone autonome.

Cette utilisation de la machine asynchrone en générateur autonome ou même relié au réseau constitue un mode de fonctionnement qui a longtemps resté réservé à la machine synchrone, et qui trouve de nos jours un essor très rapide. En effet, malgré le fait que le mode fonctionnement en moteur constitue incontestablement le mode le plus utilisé pour ce type de machine, néanmoins le mode générateur présente aussi un intérêt pratique considérable [53-61] tel que l'utilisation dans les centrales à énergie renouvelables [62-72]. Le freinage hypersynchrone constitue aussi une autre utilisation du fonctionnement en générateur.

Les objectifs que nous visons par ce dernier chapitre sont :

- Donner une deuxième validation du modèle saturé développé précédemment.
- Analyser les performances du fonctionnement du générateur asynchrone sur différents types de charges linéaires
- Etudier l'association du générateur à un convertisseur statique (charge polluante – non linéaire)

4.2 Fonctionnement sur charge linéaire :

Nous considérerons quatre types de charges linéaires : R, RL, RC et RLC.

Nous allons établir les modèles de ces quatre types de charges, dans le référentiel $qd0$. Ensuite, nous couplerons chacun de ces quatre modèles avec le modèle du générateur asynchrone. Les relevés expérimentaux du régime transitoire de connexion de chacune de ces charges sur le générateur asynchrone seront donnés pour chacune des quatre charges. Nous les comparerons aux résultats obtenus par simulation. L'influence de la charge sur la tension de sortie du générateur sera discutée.

4.2.1 Modélisation de la charge

Pour étudier le fonctionnement en charge du générateur et examiner ses performances, nous allons dans ce qui suit établir la représentation des quatre types de charges utilisées dans le référentiel $qd0$. Le générateur ainsi que sa charge seront alors représentés dans le même référentiel.

Les éléments de la charge sont considérés en montage série. Le cas du montage parallèle peut être déduit du montage série.

Considérons le circuit triphasé équilibré de la figure 4.1.

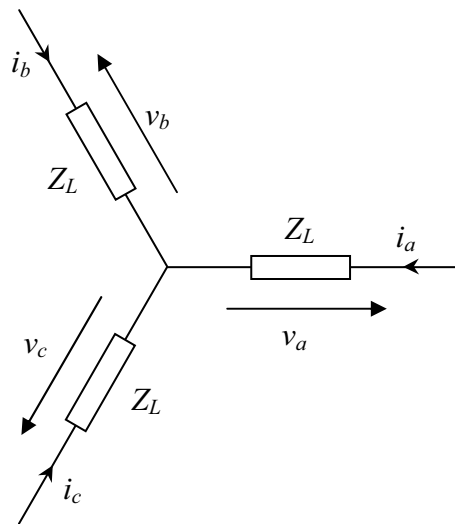


Figure 4.1. Charge triphasée équilibrée.

Z_L : représente l'impédance par phase de la charge.

v_a v_b v_c : Les tensions par phases appliquées à la charge.

i_a i_b i_c : Les courants de lignes circulant dans la charge.

Les vecteurs tension v_{abc} et courant i_{abc} , ainsi que la matrice impédance Z_L sont liés par la relation:

$$v_{abc} = Z_L i_{abc} \quad (4.1)$$

La représentation de la charge dans le référentiel $qd0$ passe par les étapes suivantes:

- La substitution des variables f_{abc} aux variables f_{qd0} moyennant l'équation de transformation 3.1. (f représente l'une des variables d'un circuit triphasé).
- Le choix d'un vecteur d'état (notons-le X).
- L'écriture du système d'équations liant les variables du circuit de la charge sous la forme d'état:

$$\dot{X} = h(X, v_{qd0}, Z_L) \quad (4.2)$$

N.B.

- Nous donnerons uniquement dans le cas de la charge *RL* le détail de l'application de ces étapes pour le développement du modèle de la charge. L'obtention des modèles des autres types de charges se fera d'une manière analogue
- Dans le cas de la charge *R*, le système différentiel précédent est d'ordre "zéro" ($\dot{X} = 0$), nous l'écrivons sous la forme : $X = h(v_{qd0}, Z_L)$.
- Dans le cas de la charge *RLC*, le système est d'ordre deux. Nous le ramenons à un système différentiel d'ordre un, moyennant un changement de variables. Il devient alors de la forme:

$$\begin{cases} \dot{Y} = h(Y, v_{qd0}, Z_L) \\ \dot{X} = Y \end{cases} \quad (4.3)$$

Le nombre d'équations de ce système est alors le double de celui du système d'origine.

4.2.2 Mode opératoire

Le générateur asynchrone est entraîné à 1500 tr/min grâce à un moteur à courant continu. Ensuite, l'interrupteur K_e est fermé; une batterie de condensateurs de $90\mu\text{F}/\text{phase}$, montée en triangle, est alors placée aux bornes statoriques du générateur. Lorsque le régime établi de l'auto-excitation est atteint, nous connectons le circuit de charge aux bornes du générateur (fermeture de K_L). Ce dispositif expérimental est schématisé sur la figure 4.2

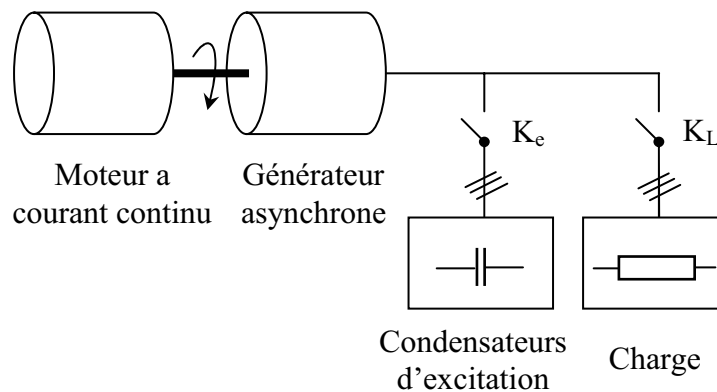


Figure 4.2. Dispositif expérimental du fonctionnement en charge.

4.2.3 Cas de la charge résistive

L'utilisation du générateur asynchrone pour alimenter une charge résistive constitue l'application la plus simple de cette dernière. Ceci étant grâce au fait que les fluctuations de la tension et de la fréquence, si elles ne sont pas excessives, ne posent pas de problèmes

pour la charge (pour l'alimentation de résistance de chauffage, on admet couramment des variations de fréquence et/ou de tension de l'ordre de 20%). Une telle utilisation du générateur asynchrone nécessite donc le minimum de circuits auxiliaires pour la régulation et la protection.

En pratique, une charge résistive peut représenter des résistances de chauffage, d'éclairage, etc.

Dans ce qui suit nous allons établir le modèle de la charge résistive triphasée équilibrée dans le référentiel qd0. Ce dernier, associé au modèle du générateur asynchrone, permet de simuler le débit sur charge résistive.

Le circuit de charge (figure 4.1) est purement résistif. Chaque phase de la charge (équilibrée) a une résistance R. La matrice résistance de ce circuit est donc:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Les courants (i_{abc}) circulant dans le circuit, et les tensions qui lui sont appliquées (v_{abc}) par phases sont liés par:

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{R} \mathbf{i}_{abc} \quad (4.5)$$

En passant des variables de phases (i_{abc} et v_{abc}) aux variables relatives (i_{qd0} et v_{qd0}), en utilisant la matrice de transformation des circuits stationnaire \mathbf{P}_s , nous obtenons :

$$\mathbf{v}_{qd0} = \mathbf{R} \mathbf{i}_{qd0} \quad (4.6)$$

et sous forme explicite:

$$\begin{cases} v_q = R i_q \\ v_d = R i_d \\ v_0 = R i_0 \end{cases} \quad (4.7)$$

Nous remarquons que dans le cas d'une charge équilibrée, la matrice résistance associée aux variables relatives, est la même que celle associée aux variables de phases.

Le système d'équations (4.7) représente le modèle de la charge résistive dans le référentiel qd0.

Les figures 4.3 et 4.4 représentent les relevés expérimentaux, ainsi que les résultats de la simulation, de l'essai en charge.

Nous avons relevé la tension entre phases du stator, les courants statoriques. La résistance de la charge est de 15Ω .

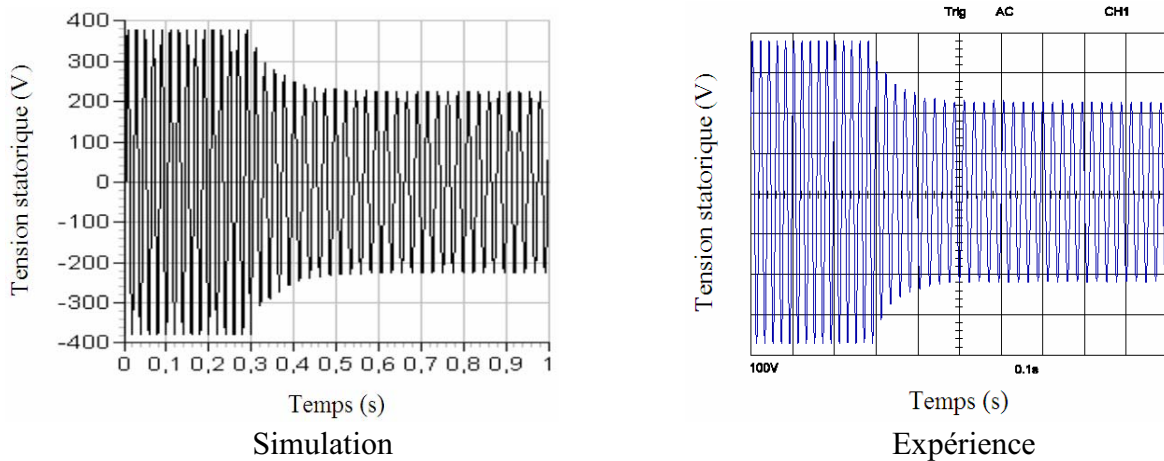


Figure 4.3. Transitoire de la tension statorique suite à la connexion d'une charge résistive $R=15\Omega$

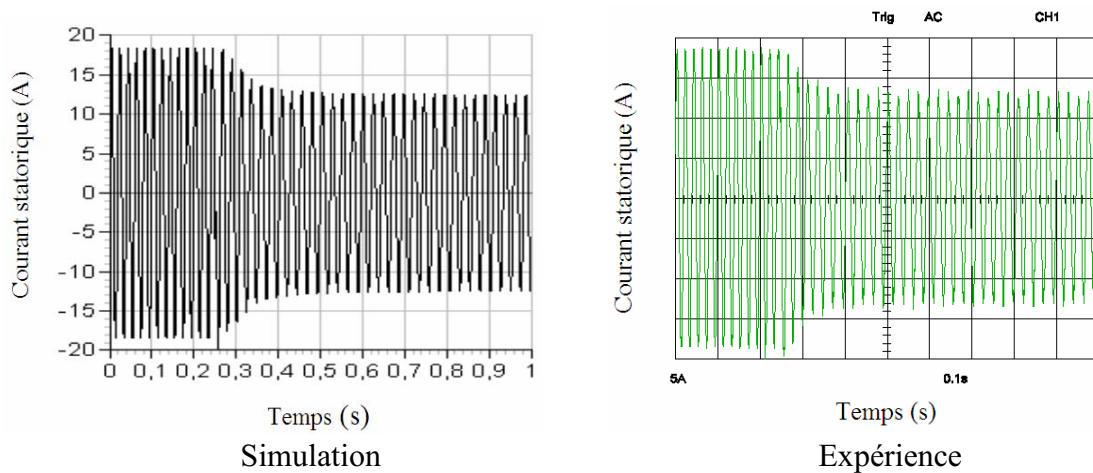


Figure 4.4. Transitoire du courant statorique, suite à la connexion d'une charge résistive $R=15\Omega$.

4.2.4 Cas de la charge inductive

Après avoir examiné le cas d'une charge purement résistive, nous considérons maintenant le cas d'une charge RL. Ce type charge est caractérisé essentiellement par sa consommation en énergie réactive.

L'appel d'énergie réactive, pose un problème pour le générateur asynchrone. Car, même pour ses propres besoins en réactif, ce dernier dépend d'une source extérieure (les capacités d'excitation). L'insertion de charge inductive variable constitue l'un des moyens les plus simples utilisés pour réguler la tension de sortie du générateur asynchrone autonome [8].

Pour pouvoir simuler le débit du générateur sur une charge RL, il faut tout d'abord modéliser cette charge. Nous allons donc donner une représentation du circuit RL triphasé

équilibré dans le référentiel $qd0$.

Le circuit est analogue à celui de la figure 4.1. Chaque phase est constituée par l'association en série d'une résistance R et d'une inductance L . Nous considérons que les trois phases sont magnétiquement couplées. La mutuelle entre phases et notée par M_c , les inductances sont supposées non saturables.

La matrice résistance est définie comme dans le cas de la charge résistive. La matrice inductance est définie par:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L & M_c & M_c \\ M_c & L & M_c \\ M_c & M_c & L \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

La tension appliquée sur chaque phase de la charge peut être exprimée comme la somme de deux composantes; l'une appliquée sur l'élément résistif (\mathbf{v}_{Rabc}), l'autre sur celui inductif (\mathbf{v}_{Labc}):

$$\begin{cases} v_a = v_{Ra} + v_{La} \\ v_b = v_{Rb} + v_{Lb} \\ v_c = v_{Rc} + v_{Lc} \end{cases} \quad (4.9)$$

Soit sous forme matricielle:

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{v}_{Rabc} + \mathbf{v}_{Labc} \quad (4.10)$$

En multipliant chaque terme de l'équation précédente par \mathbf{P}_s^{-1} :

$$\mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{v}_{abc} = \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{v}_{Rabc} + \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{v}_{Labc} \quad (4.11)$$

Qui devient, d'après la définition de la transformation triphasé-biphasé :

$$\mathbf{v}_{qd0} = \mathbf{v}_{Rqd0} + \mathbf{v}_{Lqd0} \quad (4.12)$$

avec

$$\mathbf{v}_{Rqd0} = \mathbf{R} \mathbf{i}_{qd0} \quad (4.13)$$

D'une autre part, nous pouvons écrire :

$$\mathbf{v}_{Labc} = p \boldsymbol{\Phi}_{abc} \quad (4.14)$$

$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$ étant les flux par phase.

En appliquant ici aussi la transformation triphasé-biphasé nous obtenons :

$$\mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{v}_{Lqdo} = p(\mathbf{P}_s^{-1} \boldsymbol{\Phi}_{qdo}) \quad (4.15)$$

$$\mathbf{v}_{Ldq0} = \mathbf{P}_s p(\mathbf{P}_s^{-1} \boldsymbol{\Phi}_{qdo}) \quad (4.16)$$

$$\mathbf{v}_{Lqd0} = \mathbf{P}_s p(\mathbf{P}_s^{-1}) \boldsymbol{\Phi}_{qdo} + \mathbf{P}_s \mathbf{P}_s^{-1} p \boldsymbol{\Phi}_{qdo} \quad (4.17)$$

Or, on sait que :

$$\mathbf{P}_s (\mathbf{P}_s^{-1}) \boldsymbol{\Phi}_{qdo} = \omega \mathbf{v}_{dq} \quad (4.18)$$

et

$$\mathbf{P}_s \mathbf{P}_s^{-1} = \mathbf{I}_3 \quad (4.19)$$

L'équation (4.18) peut donc s'écrire:

$$\mathbf{v}_{Lqd0} = \omega \boldsymbol{\Phi}_{dq} + p \boldsymbol{\Phi}_{qdo} \quad (4.20)$$

Si de plus le circuit magnétique de la charge est supposé linéaire, nous pouvons poser:

$$\Phi_{abc} = \mathbf{L} \mathbf{i}_{abc} \quad (4.21)$$

La matrice \mathbf{L} est donnée par (4.8).

En utilisant la matrice de transformation inverse, l'équation (4.21) devient :

$$\mathbf{P}_s^{-1} \Phi_{dq0} = \mathbf{L} \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{i}_{dq0} \quad (4.22)$$

d'où

$$\Phi_{dq0} = \mathbf{P}_s \mathbf{L} \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{i}_{dq0} \quad (4.23)$$

Il facile de montrer que:

$$\mathbf{P}_s \mathbf{L} \mathbf{P}_s^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{L} - \mathbf{M}_c & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{L} - \mathbf{M}_c & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{L} + 2 \mathbf{M}_c \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Ce qui donne:

$$\begin{cases} \Phi_q = (\mathbf{L} - \mathbf{M}_c) i_q \\ \Phi_d = (\mathbf{L} - \mathbf{M}_c) i_d \\ \Phi_0 = (\mathbf{L} + 2 \mathbf{M}_c) i_0 \end{cases} \quad (4.25)$$

En utilisant ces dernières expressions des flux Φ_q, Φ_d, Φ_0 l'équation (4.20) devient :

$$\begin{cases} v_{Lq} = \omega(\mathbf{L} - \mathbf{M}_c) i_d + (\mathbf{L} - \mathbf{M}_c) p i_q \\ v_{Ld} = -\omega(\mathbf{L} - \mathbf{M}_c) i_q + (\mathbf{L} - \mathbf{M}_c) p i_d \\ v_{L0} = (\mathbf{L} + 2 \mathbf{M}_c) p i_0 \end{cases} \quad (4.26)$$

Le système (4.12) s'écrira donc :

$$\begin{cases} v_q = R i_q + \omega(\mathbf{L} - \mathbf{M}_c) i_d + (\mathbf{L} - \mathbf{M}_c) p i_q \\ v_d = R i_d - \omega(\mathbf{L} - \mathbf{M}_c) i_q + (\mathbf{L} - \mathbf{M}_c) p i_d \\ v_0 = R i_0 + (\mathbf{L} + 2 \mathbf{M}_c) p i_0 \end{cases} \quad (4.27)$$

Et sous la forme d'équations d'état :

$$\begin{cases} p i_q = (v_q - R i_q - \omega(\mathbf{L} - \mathbf{M}_c) i_d) / (\mathbf{L} - \mathbf{M}_c) \\ p i_d = (v_d - R i_d + \omega(\mathbf{L} - \mathbf{M}_c) i_q) / (\mathbf{L} - \mathbf{M}_c) \\ p i_0 = (v_0 - R i_0) / (\mathbf{L} + 2 \mathbf{M}_c) \end{cases} \quad (4.28)$$

Ce système d'équations différentielles, représente le modèle dynamique de la charge RL série dans le référentiel qd0.

La simulation du fonctionnement en charge basé sur ce modèle conduit aux résultats représentés sur les figures ci-dessous. Les résultats expérimentaux sont également représentés. L'essai est réalisé avec une charge RL composée de $R = 47,5\Omega$ et $L = 0.12H$. La machine étant entraînée à 1500tr/min et avec une batterie de condensateur d'excitation de $90\mu F$.

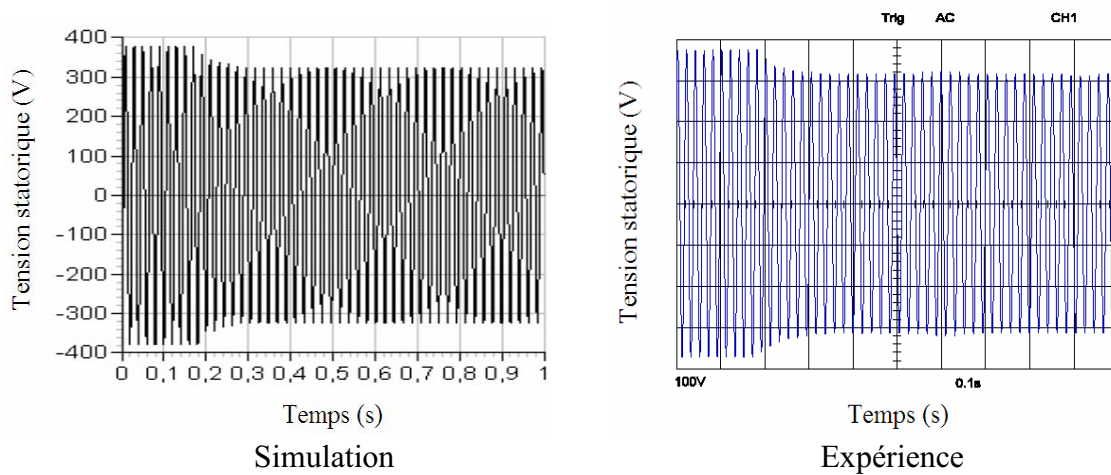


Figure 4.5. Transitoire de la tension statorique suite à la connexion d'une charge RL, $R=47.5\Omega$, $L=0.12H$, pour $N=1500\text{tr/min}$ et $C=90\mu\text{F}$.

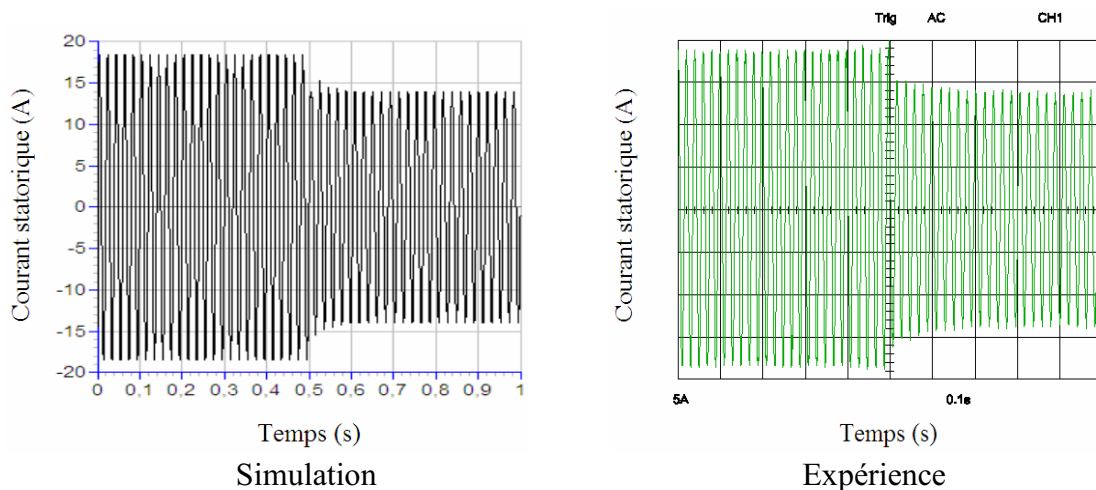


Figure 4.6. Transitoire du courant statorique, suite à la connexion d'une charge RL, $R=47.56\Omega$, $L=0.12H$, pour $N=1500\text{tr/min}$ et $C=90\mu\text{F}$.

4.2.5 Cas de la charge RC

Plus le courant de charge est élevé, plus le besoin en énergie réactive du générateur asynchrone est important. Pour compenser le supplément de réactif appelé par le générateur, on peut insérer des condensateurs en série avec la charge. Cette technique de compensation constitue une méthode simple permettant d'améliorer la régulation en tension du générateur [8].

C'est pour étudier l'effet de ces condensateurs de compensation sur le comportement du générateur, que nous avons choisi d'examiner le débit sur charge RC. En effet, ce fonctionnement en charge (RC) correspond bien au fonctionnement du générateur asynchrone avec condensateurs de compensation, débitant sur une charge résistive.

Pour pouvoir examiner le fonctionnement du générateur avec cette configuration de

la charge, nous allons commencer par établir le modèle du circuit RC dans le référentiel qd0.

Le circuit RC triphasé équilibrée monté en étoile, que nous allons modélisé est analogue à celui de la Figure 4.1. Chaque phase est constituée par l'association en série d'une résistance R et d'un condensateur de capacité C.

La matrice capacité du circuit est donnée par:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

La tension appliquée au circuit RC peut être exprimée par la somme de deux composantes, l'une appliquée sur l'élément résistif v_{Rabc} , l'autre sur l'élément capacitif v_{Cabc} .

$$\begin{cases} v_a = v_{Ra} + v_{Ca} \\ v_b = v_{Rb} + v_{Cb} \\ v_c = v_{Rc} + v_{Cc} \end{cases} \quad (4.30)$$

Le passage au référentiel qd0 donne :

$$\begin{cases} v_q = RC\omega v_{Cd} + RCp v_{Cq} + v_{Cq} \\ v_d = -RC\omega v_{Cq} + RCp v_{Cd} + v_{Cd} \\ v_0 = RCp v_{C0} + v_{C0} \end{cases} \quad (4.31)$$

qui peut être exprimé sous forme d'équations d'états comme suit:

$$\begin{cases} p v_{Cq} = \frac{1}{RC}(v_q - RC\omega v_{Cd} - v_{Cq}) \\ p v_{Cd} = \frac{1}{RC}(v_d + RC\omega v_{Cq} - v_{Cd}) \\ p v_{C0} = \frac{1}{RC}(v_0 - v_{C0}) \end{cases} \quad (4.32)$$

Ce système d'équations différentielles représente le modèle dynamique de la charge RC série dans le référentiel qd0.

La simulation du fonctionnement en charge basé sur ce modèle conduit aux résultats représentés sur les figures ci-dessous. Les résultats expérimentaux sont également représentés. L'essai est réalisé avec une charge RC composée de $R = 15\Omega$ et $C=135\mu$. La machine étant entraînée à 1500tr/min et avec une batterie de condensateur d'excitation de $90\mu F$.

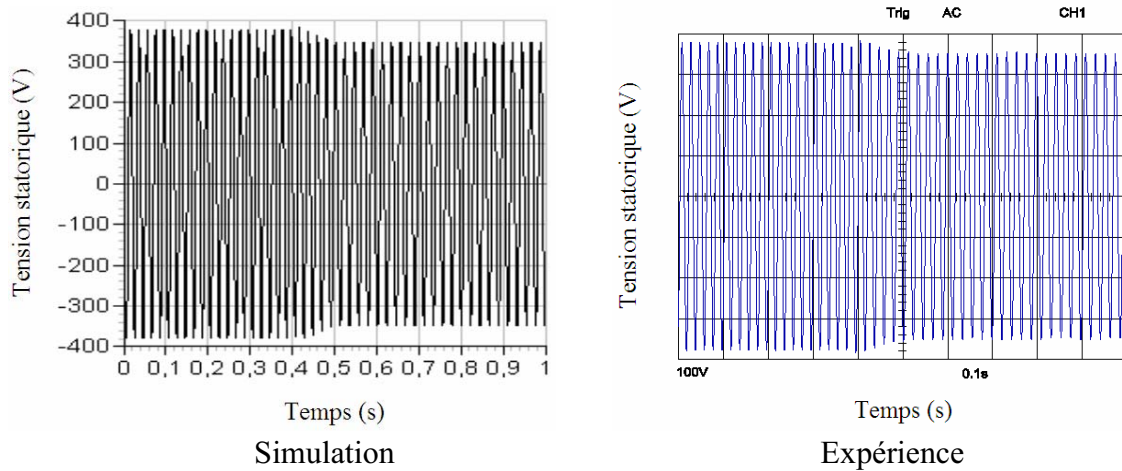


Figure 4.7. Transitoire de la tension statorique suite à la connexion d'une charge RC, $R=15\Omega$, $C=135\mu\text{F}$

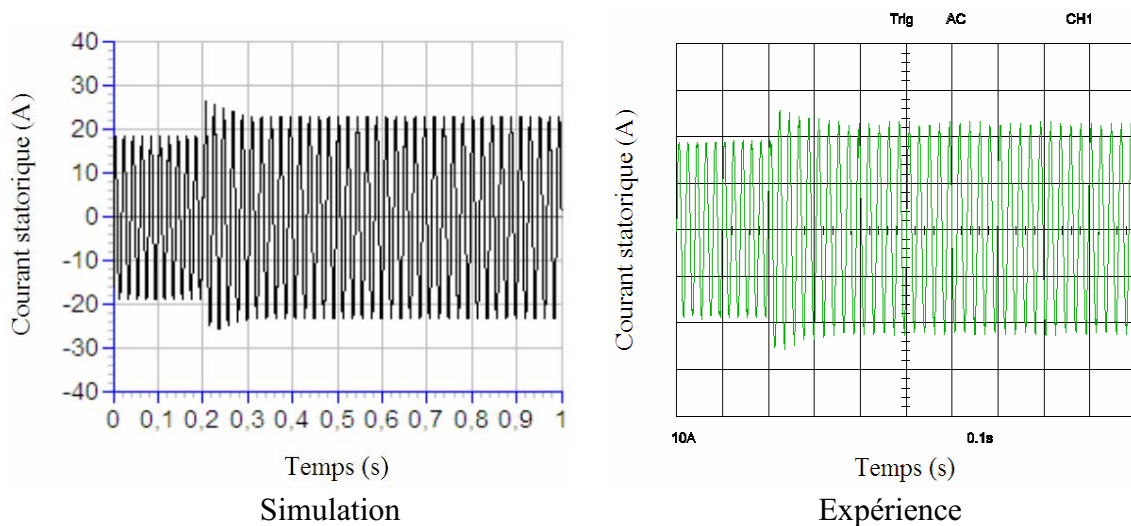


Figure 4.8. Transitoire du courant statorique suite à la connexion d'une charge RC, $R=15\Omega$, $C=135\mu\text{F}$

4.2.6 Cas de la charge RLC

Par analogie avec la charge résistive, on peut insérer des condensateurs en série avec une charge RL comme moyen de compensation de l'énergie réactive. La nécessité de procéder à cette compensation est plus prononcée dans le cas d'une charge RL, que dans celui d'une charge purement résistive. En effet, pour les forts courants de charge, non seulement la consommation du générateur augmente, mais celle de la charge aussi.

Nous examinons dans ce qui suit, le débit du générateur sur une charge RLC. Pour ce faire, nous allons établir comme pour les cas des charges précédentes, le modèle dynamique du circuit de charge (RLC série) dans le référentiel $qd0$.

Nous considérons un circuit RLC triphasé équilibré monté en étoile, analogue à celui de la figure (4.1). Chaque phase comporte en série une résistance R , une inductance L , et un condensateur de capacité C .

Les matrices résistance R et capacité sont définies comme précédemment. Concernant la matrice inductance, nous avons choisi, pour simplifier les calculs, un circuits magnétiquement découplés (il n'est y a pas d'interaction magnétique entre les trois phases de la charge). Chaque bobine ayant uniquement son inductance propre L , la matrice inductance est alors diagonale, et est définie comme suit:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

La tension appliquée sur chaque phase peut être décomposée en la somme de trois composantes; l'une appliquée sur l'élément résistif v_{Rabc} , l'autre sur celui inductif v_{Labc} , et la troisième sur l'élément capacitif v_{Cabc} .

$$\begin{cases} v_a = v_{Ra} + v_{La} + v_{Ca} \\ v_b = v_{Rb} + v_{Lb} + v_{Cb} \\ v_c = v_{Rc} + v_{Lc} + v_{Cc} \end{cases} \quad (4.34)$$

qui s'écrit dans le référentiel $qd0$:

$$\begin{cases} v_q = RC\omega v_{cd} + RCp v_{cq} + (1 - LC\omega^2) v_{cq} + 2LC\omega p v_{cd} + LCp^2 v_{cq} \\ v_d = -RC\omega v_{cq} + RCp v_{cd} + (1 - LC\omega^2) v_{cd} - 2LC\omega p v_{cq} + LCp^2 v_{cd} \\ v_0 = RCp v_{c0} + (1 - LC\omega^2) v_{c0} + LCp^2 v_{c0} \end{cases} \quad 35 \quad (4.35)$$

C'est un système d'équations différentielles du deuxième ordre, que nous pouvons ramener au premier ordre comme indiqué au début de ce chapitre (équation 4.3). Ceci le rendra mieux adapté aux algorithmes de résolution numérique. Le nombre d'équations sera donc le double et système s'écrira :

$$\begin{cases} pX = (v_q - RC\omega v_{cd} - RCX - (1 - LC\omega^2) v_{cq} - 2LC\omega Y) / LC \\ pY = (v_d + RC\omega v_{cq} - RCY - (1 - LC\omega^2) v_{cd} + 2LC\omega X) / LC \\ pZ = (v_0 - RCZ - (1 - LC\omega^2) v_{c0}) / LC \\ p v_{cq} = X \\ p v_{cd} = Y \\ p v_{c0} = Z \end{cases} \quad 36 \quad (4.36)$$

Le système ainsi obtenu représente le modèle dynamique de la charge RLC dans le référentiel $qd0$.

La simulation du fonctionnement en charge basé sur ce modèle conduit aux résultats représentés sur les figures ci-dessous. Les résultats expérimentaux sont également représentés. L'essai est réalisé avec une charge RLC composée de $R = 22.6\Omega$, $L=0.06H$, et $C=135\mu$. La machine étant entraînée à 1500tr/min et avec une batterie de condensateur d'excitation de $90\mu F$.

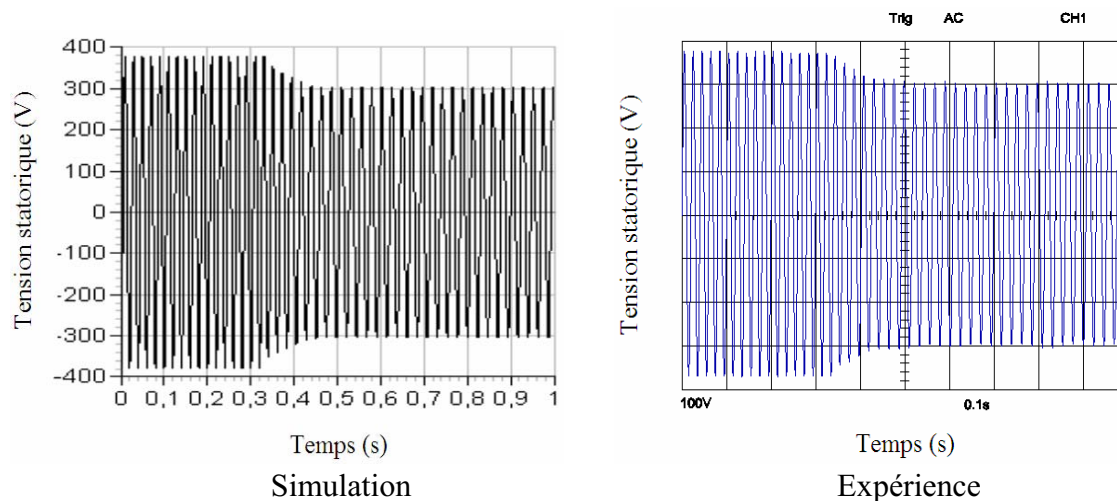


Figure 4.9. Transitoire de la tension statorique suite à la connexion d'une charge RLC, $R=22.6\Omega$, $L=0.03\text{H}$, $C=135\mu\text{F}$.

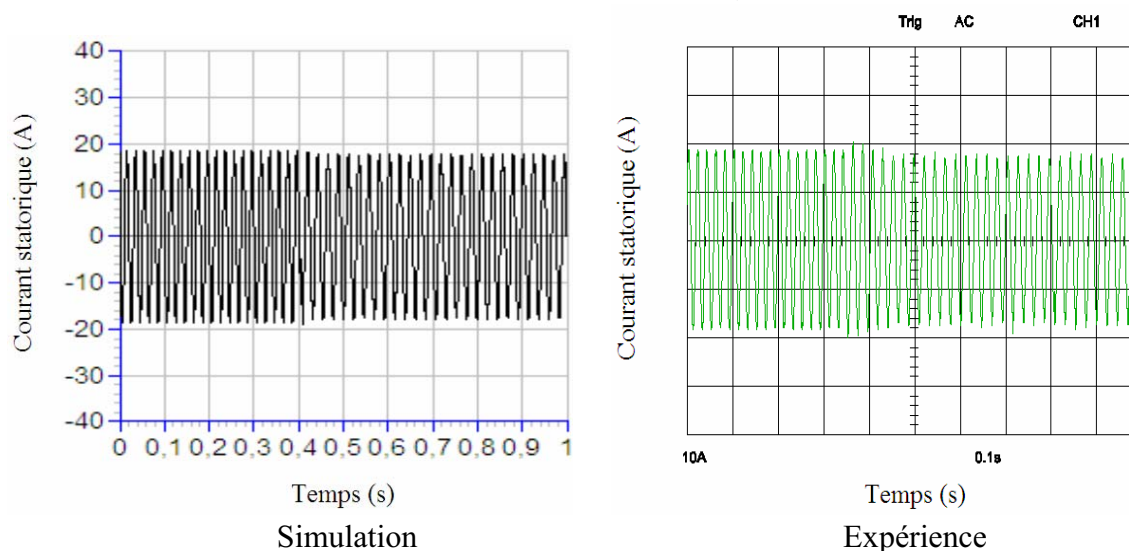


Figure 4.10. Transitoire du courant statorique suite à la connexion d'une charge RLC, $R=22.6\Omega$, $L=0.06\text{H}$, $C=135\mu\text{F}$.

4.3 Analyse des résultats

4.3.1 Validation du modèle

Nous avons représenté dans les paragraphes précédents les transitoires de connexion de différents types de charges linéaires sur le générateur asynchrone. Les résultats de la simulation que nous avons présentés sont obtenus à partir du modèle saturé de la machine asynchrone développé et validé expérimentalement dans le chapitre précédent. Cette validation était basée sur un fonctionnement à vide du générateur asynchrone auto-excité. La bonne concordance des résultats expérimentaux et de simulation présentés ci-dessus constitue une seconde validation du modèle saturé. Cette cohérence des résultats est très bonne aussi bien durant le transitoire qu'en régime établi. Uniquement des charges

passives linéaires ont été considérées dans cette première partie du chapitre. Le cas d'une charge non linéaire sera étudié dans la deuxième partie de ce même chapitre.

4.3.2 Performances du générateur

Nous constatons sur les résultats que nous venons de présenter que la charge résistive n'influe pas de la même façon que la charge RL, RC ou RLC, sur le point de fonctionnement du générateur. L'effet de la charge résistive, diffère aussi, suivant la valeur de la résistance de charge.

La figure 4.11 représente les valeurs efficaces des tensions à vide, et après la connexion de charges résistives de différentes valeurs.

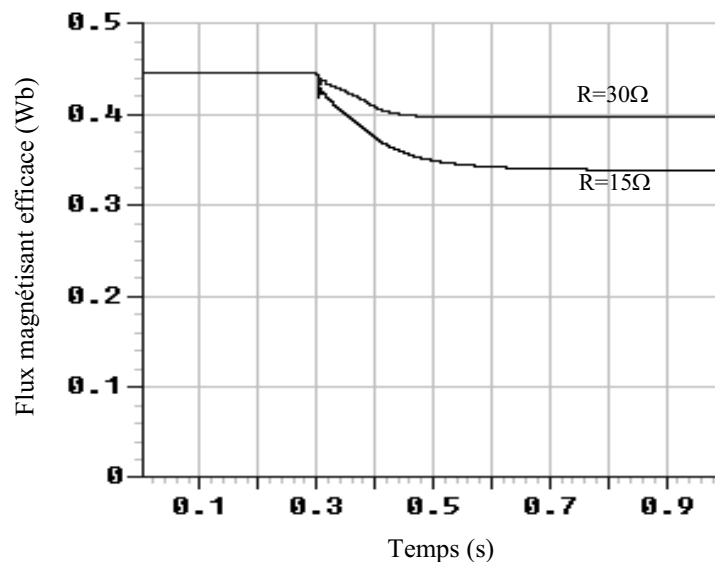


Figure 4.11. Influence de la résistance de charge sur la tension efficace du générateur.

Nous remarquons que, plus la résistance de charge diminue, plus la chute de tension augmente.

On attribue cette chute de tension à la sous excitation du générateur asynchrone. En effet plus la résistance de charge diminue plus le courant de charge augmente, plus alors les chutes inductives et résistives au stator augmentent. Ceci implique la diminution de la tension aux bornes des condensateurs d'excitation et donc la diminution de l'énergie réactive fournie au générateur.

Outre son impédance, la nature de la charge influence aussi le point de fonctionnement du générateur asynchrone. La figure 4.12 représente les valeurs efficaces des tensions à vide et après connexion de différentes charges RL. Ces charges RL ont la même impédance, mais des $\cos\phi$ différents.

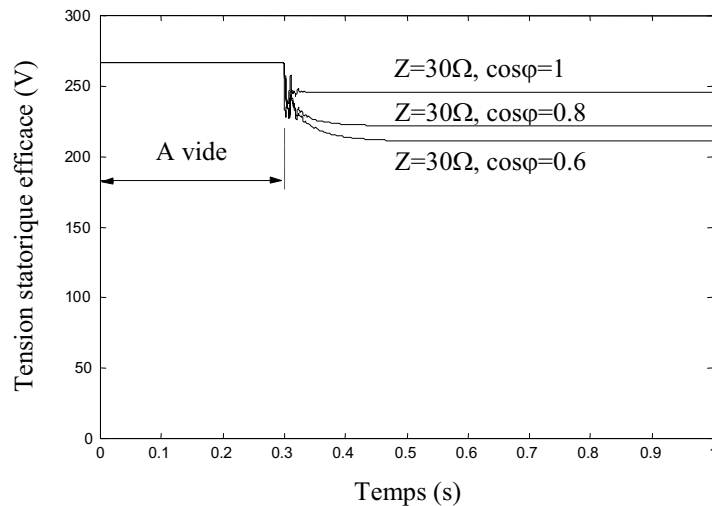


Figure 4.12. Influence du $\cos\phi$ de la charge sur la tension efficace du générateur.

Nous remarquons que, plus le $\cos\phi$ de la charge diminue, plus la chute de tension aux bornes du générateur augmente. On explique aussi cette chute, par la sous excitation du générateur asynchrone. Mais cette fois-ci, elle est due à la variation du besoin en énergie réactive. En effet plus le $\cos\phi$ de la charge est faible, plus cette dernière dérive une quantité plus importante de l'énergie réactive produite par les condensateurs d'excitation.

Sachant que ces condensateurs forment l'unique source de réactif dans le circuit, le générateur asynchrone va alors se trouver de plus en plus sous excitée, lorsque le $\cos\phi$ de la charge diminue.

4.4 Fonctionnement sur charge non linéaire

Après avoir étudié le fonctionnement du générateur asynchrone sur charge linéaire, nous consacrerons cette dernière partie du mémoire à l'étude du comportement du générateur asynchrone débitant sur une charge non linéaire constitué d'un redresseur régulé en tension à thyristors en pont mixte débitant sur une charge résistive. Cet ensemble ; Générateur Asynchrone Autonome Redresseur Régulé (GAARR) est très adapté aux microcentrales hybrides (photovoltaïques - éoliens) avec stockage de l'énergie électrique dans les batteries d'accumulateurs [70-72].

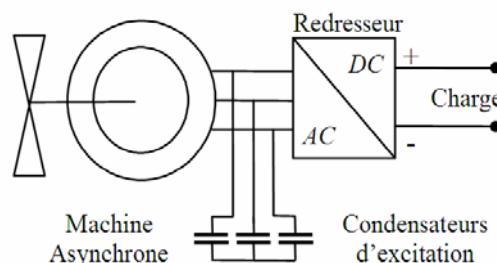


Figure 4.13. Schéma synoptique du système générateur asynchrone-redresseur

Le système étudié (Fig. 4.13) comporte les blocs suivants :

- La source de tension alternative, en l'occurrence, le générateur asynchrone autonome,
- Le redresseur triphasé à thyristors en pont mixte, avec cartes de filtrage et de régulation, conçu et réalisé dans le laboratoire.

4.4.1 Modélisation de la source

Contrairement aux alimentations conventionnelles fournies par un réseau puissant et que nous pouvons considérer comme un système triphasé équilibré à amplitude et fréquence fixes et à forme d'onde sinusoïdale, la source d'alimentation du redresseur, dans le système GAARR, est assurée par le générateur asynchrone auto-excité. Ce dernier délivre un système de tensions triphasé dont la forme d'onde, l'amplitude ainsi que la fréquence sont tributaires des condensateurs de l'auto-excitation, de la vitesse d'entraînement, mais aussi de la charge.

Le modèle de la source est donc celui du générateur asynchrone et que nous avons établi dans la précédente précédent. Mais dans ce cas particulier le courant d'excitation comporte une composante non sinusoïdale, à savoir, le courant absorbé par le redresseur. Par conséquent, la tension de la source (générateur) qui est obtenue par intégration des courants d'excitation ne peut être sinusoïdale (équations (4.41)-(4.43)).

4.4.2 Modélisation du redresseur

Le schéma électrique du redresseur triphasé en pont mixte avec son alimentation est représenté par la Figure 4.14.

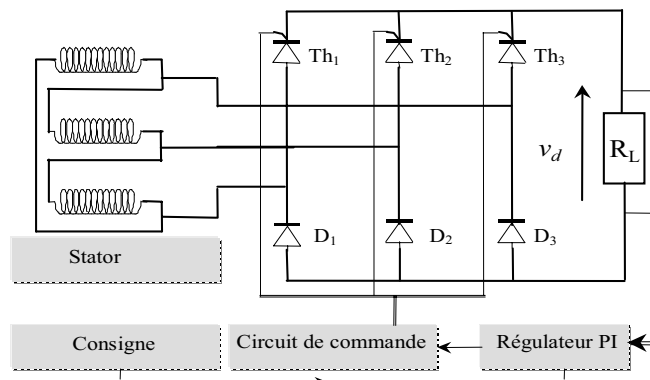


Figure 4.14. Redresseur triphasé en pont mixte

Le modèle du redresseur prend en considération les hypothèses suivantes:

- Les semi-conducteurs sont considérés comme parfaits (chute de tension nulle à l'état passant et courant nul à l'état bloqué),
- La commutation des semi-conducteurs de puissance est supposée instantanée.

Notons v_d la tension de sortie du redresseur. Le courant à la sortie du redresseur, absorbé par la charge R est donné par :

$$I_d = \frac{v_d}{R} \quad (4.37)$$

Le courant triphasé fourni par le générateur asynchrone au redresseur est donné par :

$$i_{dl} = \begin{cases} I_d & \text{lorsque } Th_1 \text{ et } (D_2 \text{ ou } D_3) \text{ conduisent} \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (4.38)$$

$$i_{bl} = \begin{cases} I_d & \text{lorsque } Th_2 \text{ et } (D_1 \text{ ou } D_3) \text{ conduisent} \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (4.39)$$

$$i_{cl} = \begin{cases} I_d & \text{lorsque } Th_3 \text{ et } (D_1 \text{ ou } D_2) \text{ conduisent} \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (4.40)$$

Ces courants ont une influence directe sur le fonctionnement en auto-amorçage, suivant les équations de l'auto-excitation:

$$\frac{d}{dt}v_{qs} = \frac{1}{C}(i_{qs} - i_{ql}) + \omega v_{ds} \quad (4.41)$$

$$\frac{d}{dt}v_{ds} = \frac{1}{C}(i_{ds} - i_{dl}) - \omega v_{qs} \quad (4.42)$$

$$\frac{d}{dt}v_{0s} = \frac{1}{C}(i_{0s} - i_{0l}) \quad (4.43)$$

4.4.3 Régulation de la tension de sortie du redresseur

Le régulateur est à actions proportionnelle et intégrale (PI) à base d'amplificateurs opérationnels. Il agit sur la tension de commande de façon à ajuster les angles d'amorçage des thyristors dès que la tension de sortie du redresseur commence à s'écarter de la valeur de consigne. Nous avons également utilisé un filtre passe-bas pour éliminer tous les signaux de fréquences élevées et ne laisser que la composante continue de la tension redressée. C'est ce signal filtré qui sert d'image de la tension réelle à la sortie du redresseur pour le circuit de régulation.

4.4.4 Vérification expérimentale

Le banc d'essai que nous avons monté et utilisé comporte :

- la source de tension alternative, qui est le générateur asynchrone,
- le redresseur triphasé en pont mixte, avec circuits de filtrage et de régulation, il comprend les deux cartes suivantes :
- la carte « puissance » qui est le redresseur. Sur cette carte on trouve les semi-conducteurs de puissance (trois thyristors à cathode commune et trois diodes à anode commune) et les opto-coupleurs assurant l'isolation entre la commande et la puissance. Les diodes et les thyristors seront choisis en fonction des tensions directe et inverse maximales qui leur seront appliquées
- la carte « commande analogique » qui génère les impulsions d'amorçage des trois thyristors. Elle utilise un circuit intégré spécifique de chez Siemens destiné à la commande des thyristors, le TCA 785.

4.4.5 Influence du redresseur sur le générateur asynchrone

Nous étudions cette section l'effet du redresseur sur le générateur asynchrone. Les figures 4.15 et 4.16 présentent le régime permanent de la tension d'entre phases et du courant statoriques sur des charges $R=58.5\Omega$. On distingue une nette différence entre le courant statotique simulé et celui de l'expérience sur la Fig. 4.15. Cela est dû aux hypothèses simplificatrices adoptées lors de la modélisation. La structure en pont mixte du redresseur produit une légère dissymétrie entre alternances positives et négatives de tensions et

courants.

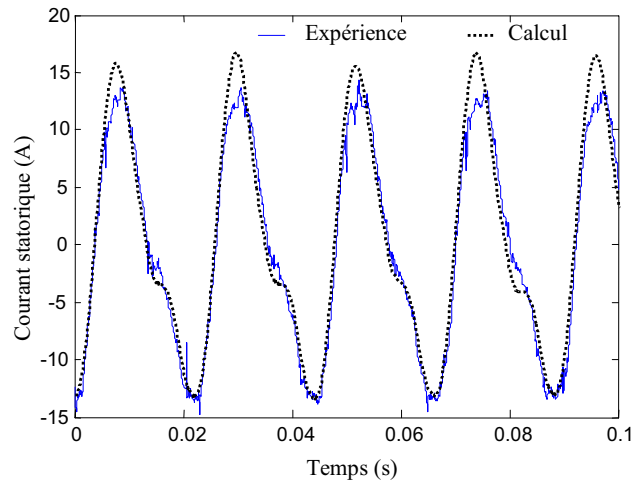


Figure 4.15. Courant statorique pour une charge $R=58.5\Omega$, simulation et expérience

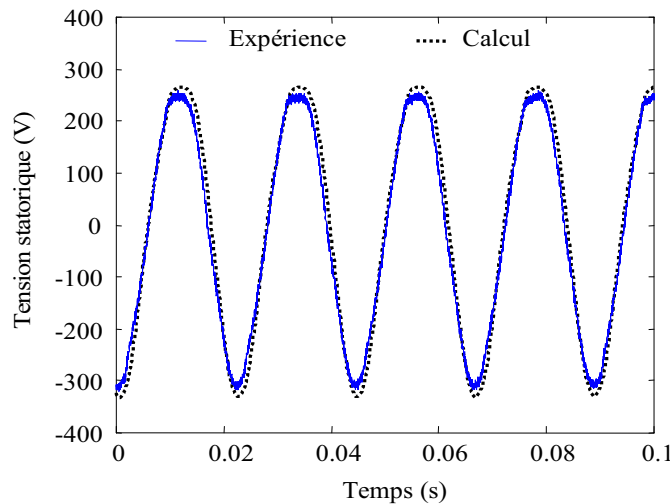


Figure 4.16. Tension statorique pour une charge $R=58.5\Omega$, simulation et expérience

4.4.6 Transitoires d'une perturbation due à la charge

Les Fig. 4.17-4.19 représentent la réponse du système en boucle fermée suite à des augmentations brusques de la résistance de charge. L'amplitude de la tension redressée augmente en passant de $R=35.5\Omega$ à $R=88.5\Omega$. Nous avons représenté la tension redressée expérimentale, ainsi que la tension redressée filtrée reconstituée à partir de l'acquisition via un filtre de Butterworth passe bas de 2nd ordre et la tension de consigne. Nous avons également donné la tension à la sortie du générateur.

Pour garder la valeur moyenne constante, le régulateur augmente l'angle d'amorçage des thyristors d'environ 6° (Fig. 4.20).

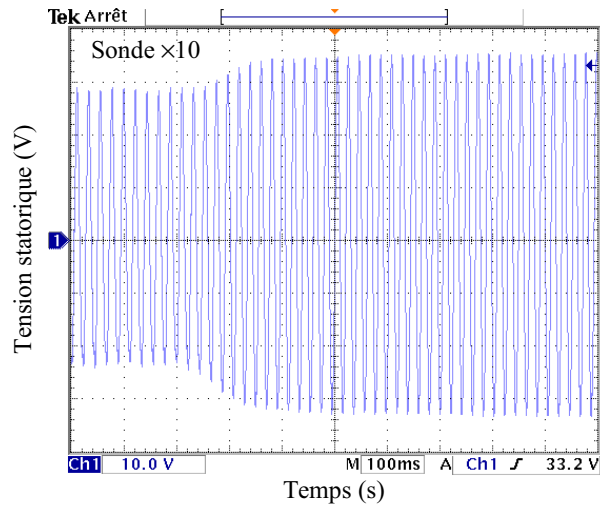


Figure 4. 17. Transitoire de la tension statorique suite à une diminution de la charge (35.5Ω - 88.5Ω)

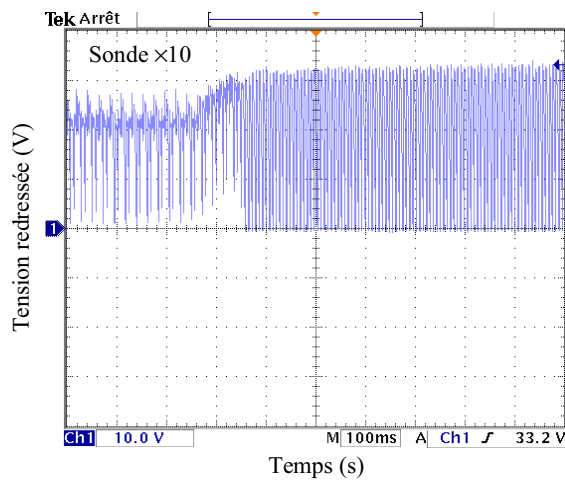


Figure 4. 18. Transitoire de la tension redressée suite à une diminution de la charge (35.5Ω - 88.5Ω)

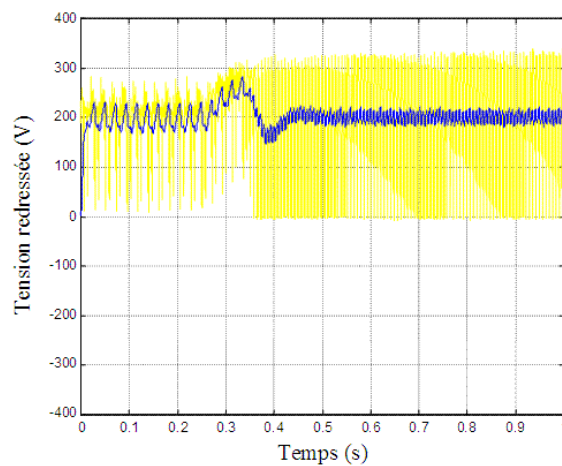


Figure 4. 19. Transitoire des tensions, redressée, filtrée et de consigne suite à une diminution de la charge (35.5Ω - 88.5Ω)

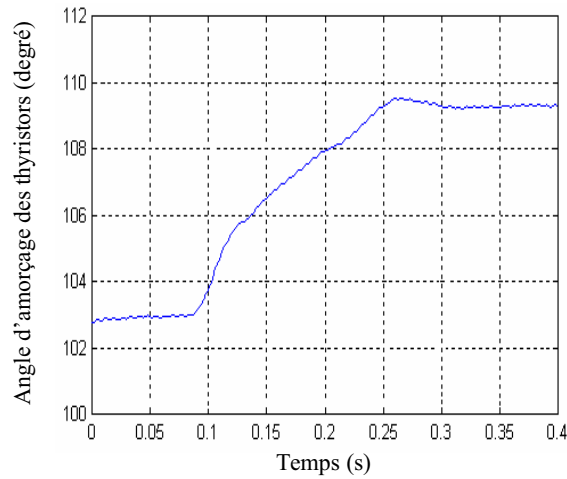


Figure 4. 20. Transitoire l'angle d'amorçage des thyristors suite à une diminution de la charge ($35.5\Omega - 88.5\Omega$)

4.4.7 Transitoires d'une perturbation due à la vitesse

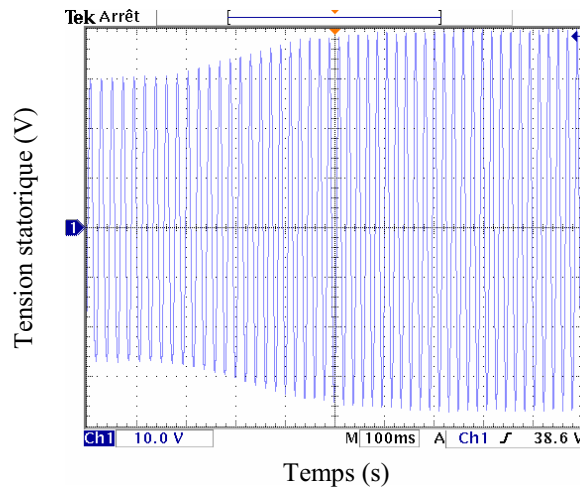


Figure 4. 21 Transitoire de la tension statorique suite à une augmentation de la vitesse (1400-1600 tr/mn)

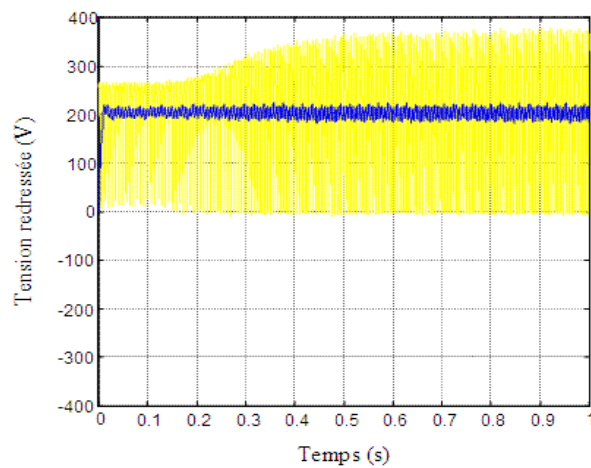


Figure 4. 22 Transitoire des tensions, redressée, filtrée et de consigne suite à une augmentation de la vitesse (1400-1600 tr/mn)

Nous constatons que la valeur moyenne de la tension redressée est maintenue constante. En effet, c'est le régulateur qui agit continuellement sur la tension redressée instantané de façon à ramener sa valeur moyenne à la valeur de consigne (200V) et ce quelque soit la charge.

4.4.8 Influence de la non-linéarité de la charge sur la qualité de l'énergie produite par le générateur

La qualité de l'énergie électrique est d'une importance capitale dans tous les systèmes de production. La forme d'un signal donné est un caractère d'appréciation indispensable pour une analyse précise de la qualité d'énergie. Pour évaluer le taux de distorsion d'un signal, différents indices ont été définis. Parmi ces indices, le plus employé est l'indice de distorsion harmonique globale. Il est égal au rapport entre la valeur efficace des harmoniques et celle du fondamental.

$$TDH \% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (y_h)^2}}{y_1} 100 \quad (4.44)$$

Les figures 4.23 à 26 que nous allons illustrer renseignent sur le comportement du générateur asynchrone en présence de la charge dite « non linéaire ». Ces figures représentent les courants et tensions mesurés ainsi que leur spectres d'harmonique, le redresseur débitant sur une charge $R=87.75\Omega$, pour $N=1410$ tr/min.

Nous constaterons que ces taux de distorsion diminuent lorsque la résistance augmente. En effet l'amplitude du courant appelé par la charge devient faible, ce qui donne naissance à des courants harmoniques négligeables affectant moins l'onde de tension du générateur.

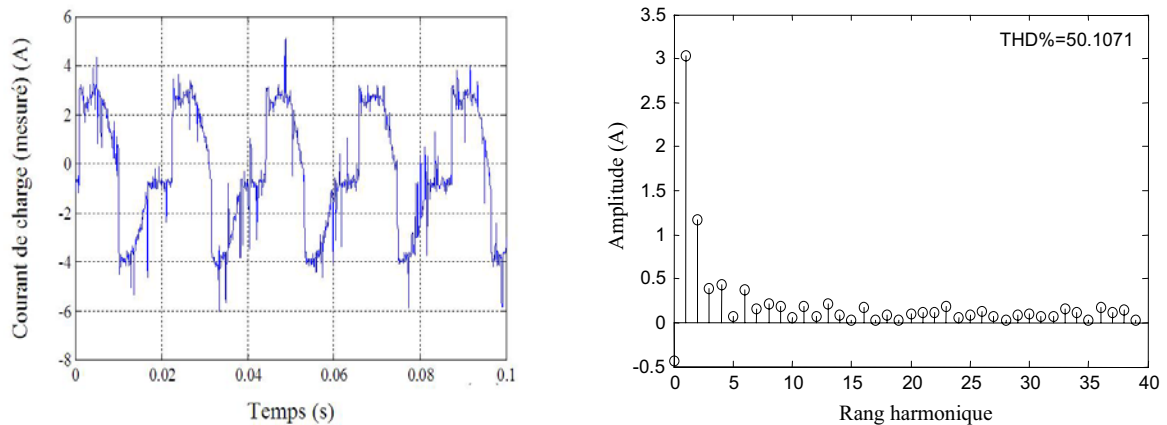


Figure 4. 23. Courant mesuré et son spectre à l'entrée du redresseur débitant sur une charge $R=87.75\Omega$, $N=1410$ tr/min

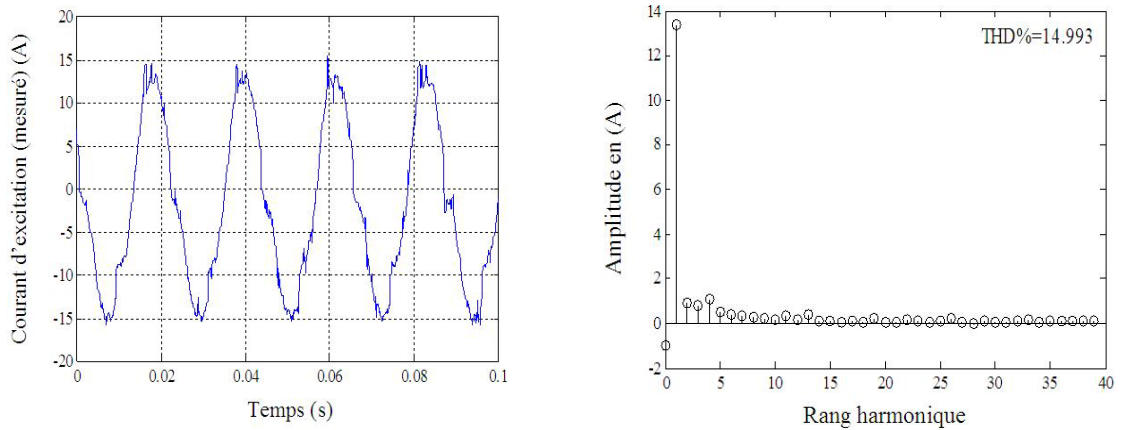


Figure 4. 24 Courant d'excitation mesuré et son spectre, le redresseur débitant sur une charge $R=87.75\Omega$, $N=1410$ tr/min

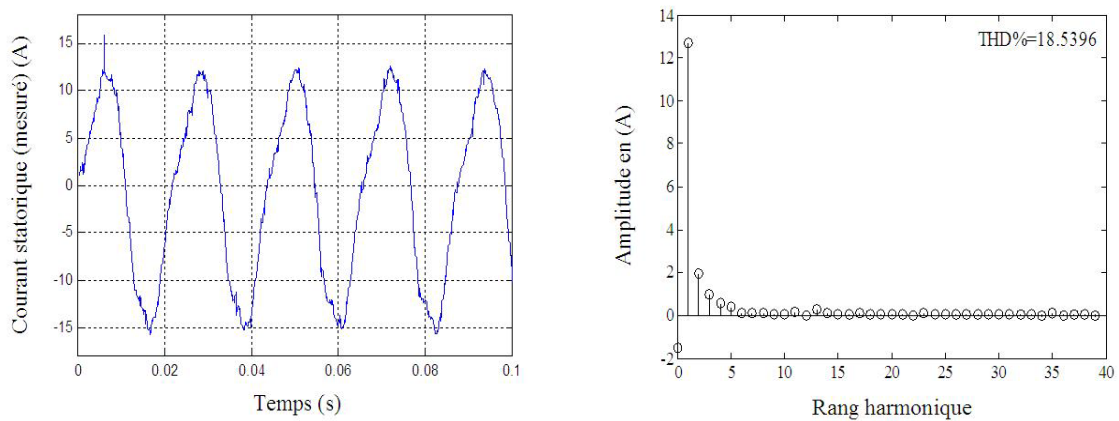


Figure 4. 25 Courant statorique mesuré et son spectre, le redresseur débitant sur une charge $R=87.75\Omega$, $N=1410$ tr/min

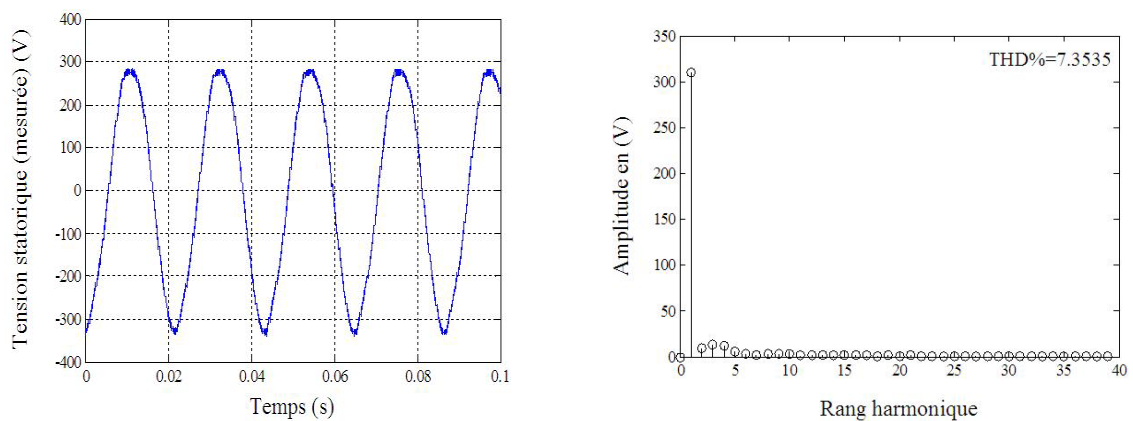


Figure 4. 26 Tension statorique mesurée et son spectre, le redresseur débitant sur une charge $R=87.75\Omega$, $N=1410$ tr/min

4.5 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons étudié le fonctionnement du générateur asynchrone sur des charges linéaires et non-linéaires. Cette dernière consiste en un redresseur triphasé en pont mixte débitant sur une charge résistive. Différentes valeurs de la charge et de la vitesse d'entraînement du générateur asynchrone ont été considérées.

Le comportement du générateur asynchrone est très influencé par la charge. En effet, dans le cas où le générateur débite sur une charge passive R, RL, RC ou RLC, la nature linéaire de cette dernière fait que la forme d'onde de la tension délivrée par le générateur asynchrone ainsi que les courants qui y circulent est sinusoïdale.

Dans le cas de l'association du générateur asynchrone au redresseur, la forme d'onde des tensions et des courants n'est plus sinusoïdale. En effet le redresseur avec sa charge résistive constitue, par rapport au générateur, une charge déformante.

La comparaison des résultats expérimentaux à ceux obtenus par simulation constitue une validation du modèle saturé de la machine asynchrone développé dans le chapitre précédent.

Les grandeurs électriques du générateur asynchrone sont relativement distordues, ce qui détériore la qualité de l'énergie fournie par ce dernier.

Conclusions générales et perspectives du sujet

Nous avons abordé à travers cette thèse l'étude du phénomène de la saturation magnétique dans le cas de la machine asynchrone. Un état de l'art sur ce phénomène a été présenté. Les premiers travaux effectués dans la modélisation de la saturation datent des débuts des années soixante. Depuis, de nombreux travaux de recherche participent dans l'amélioration de la modélisation de ce phénomène. Un autre phénomène étroitement lié à la saturation a également été considéré. Il s'agit de la saturation croisée qui consiste en une interaction mutuelle entre les axes q et d de la machine de Park si la saturation n'est pas négligée. Ce phénomène de saturation croisée a aussi suscité beaucoup d'intérêt tout le long des dernières décennies. Il a été signalé dans la première partie de cette thèse que le phénomène de la saturation n'est pas toujours considéré comme un phénomène parasite. Dans certaines applications (commande vectorielle sans capteur) les saillances induites par la saturation magnétique ont été utilisées par l'algorithme de commande pour renseigner sur la phase du vecteur flux. Dans d'autres applications le phénomène de la saturation devient un élément indispensable au fonctionnement. Un exemple avec vérification expérimentale a été donné dans la troisième partie de ce travail.

Dans une deuxième partie de ce travail nous avons abordé l'identification des paramètres de la machine asynchrone. Un intérêt particulier a été donné à la détermination des paramètres liés à la saturation. Nous avons proposé une méthode d'identification statique pour la détermination des paramètres de la machine. La méthode proposée exploite la réponse de la machine à un échelon de tension continue. Elle nous a permis à travers le premier essai de déterminer l'inductance de fuite statorique ainsi que sa variation en fonction du courant statorique. L'identification de l'inductance de fuite stator ne nécessite pas la connaissance préalable de l'inductance de magnétisation, ni de l'inductance de fuite rotor. La mesure de l'inductance de fuite statorique issue de cet essai est obtenue à flux magnétisant nul, elle est donc très utile lors de l'étude des transitoires de démarrage direct des gros moteurs asynchrones.

Le deuxième essai permet de déterminer la dépendance de l'inductance de fuite des bobines statoriques de la saturation magnétique. Nous avons montré que plus la machine est saturée moins il y a de fuites.

Le troisième essai nous a permis de déterminer les inductances de magnétisation statique et dynamique. Cette dernière inductance représente le paramètre responsable de l'apparition du phénomène de l'intersaturation. Des modèles analytiques de ces inductances ont été proposés et vérifiés expérimentalement. Les différents paramètres que nous venons d'identifier ainsi que leurs modèles nous seront très utiles dans la partie suivante de notre travail dans laquelle nous aborderons la modélisation de la machine asynchrone en régime saturé.

Les cartes de commandes des dispositifs d'entraînement à vitesse variable sont de plus en plus souvent à base de circuits logiques programmables (ASIC). Nous proposons de poursuivre ce travail par l'élaboration et l'implémentation de la méthode d'identification proposée sur circuit à logique programmable FPGA ou CPLD. Ces deux variantes de la famille des ASIC deviennent de plus en plus utilisées en raison de la facilité de leur programmation. L'implémentation de cette méthode d'identification sur la carte de commande serait très utile lors de la phase d'auto-tuning des paramètres de l'entraînement.

Dans la troisième partie travail nous avons abordé la modélisation de la machine asynchrone. La littérature recense plusieurs approches de modélisation. Nous avons opté dans la présente étude pour l'approche de modélisation par les circuits électriques, qui est très simple à formuler et offre un bon compromis temps de calcul/précision. Ce type d'approche est aussi bien adapté à l'élaboration des algorithmes de commande. La modélisation de la saturation magnétique a été effectuée par ajustement de l'inductance de magnétisation ainsi qu'en utilisant la technique de la fonction degré de saturation. Le phénomène la saturation croisée a été mis en évidence lors du développement du modèle des courants. Les relevés des caractéristiques expérimentales ont montré une bonne concordance avec les résultats de simulation, ce qui confirme la validité des techniques utilisées ainsi que des modèles développés.

Le fonctionnement en charge du générateur asynchrone a également été étudié. Différents types de charges linéaires ont été considérés: R, RL, RC et RLC. Nous avons illustré ce fonctionnement par des caractéristiques obtenues par simulation et par des relevés expérimentaux. L'expérimentation et la simulation concordent bien, ce qui confirme la validité du modèle développé pour des fonctionnements sur charges linéaires. Le comportement du générateur asynchrone dépend considérablement de la nature de la charge. Il dépend aussi de la puissance de cette dernière; plus le courant de charge est important plus la chute de tension par rapport au fonctionnement à vide est importante. Ces variations de la tension en fonction de la charge nécessitent l'utilisation d'une boucle de régulation de la tension.

Dans la dernière partie nous avons étudié le fonctionnement en charge du générateur asynchrone redressé régulé. Des variations de la charge et de la vitesse ont été considérées. Notre charge est une charge déformante, car elle est branchée au générateur à travers un redresseur, et comme le comportement du générateur asynchrone est tributaire de la charge l'onde de tension produite est distordue.

Bien que nous ayons obtenu des résultats satisfaisants en ce qui concerne la tension continue, les grandeurs électriques du générateur sont relativement distordues. La mauvaise qualité de l'énergie fournie par le générateur asynchrone est liée à la forme non sinusoïdale de l'onde de tension. Avec la présence du redresseur, cette forme d'onde n'est plus conservée à cause de la non linéarité des semi-conducteurs. De plus qu'il existe une forte interdépendance entre les éléments constituant le système complet. Nous recommandons de poursuivre ce travail avec un redresseur à commande minimisant le taux d'harmoniques injecté dans le générateur asynchrone.

Annexe

Coefficients du modèle de l'inductance de fuite en fonction du courant :

$$\begin{aligned}C_1 &= 0.0533 \\C_2 &= 1.1849 \\C_3 &= 0.5916 \\C_4 &= 1.7800 \\C_5 &= 17.5438 \\C_6 &= 0.4677\end{aligned}$$

Coefficients du modèle de l'inductance magnétisante statique en fonction du courant :

$$\begin{aligned}C_1 &= 0.5312 \\C_2 &= 1.1982 \\C_3 &= 1.0618 \\C_4 &= 2.0148 \\C_5 &= 8.6710 \\C_6 &= 1.1708\end{aligned}$$

Coefficients du modèle de l'inductance magnétisante dynamique en fonction du courant :

$$\begin{aligned}C_1 &= 0.5312 \\C_2 &= 1.1982 \\C_3 &= 1.0618 \\C_4 &= 2.0148 \\C_5 &= 8.6710 \\C_6 &= 1.1708\end{aligned}$$

Remarque : Les coefficients du modèle de l'inductance magnétisante dynamique sont les mêmes que ceux de l'inductance magnétisante statique. (La première étant obtenue par simple dérivation analytique de la seconde)

Coefficients du modèle de la FDS en fonction du flux magnétisant linéaire

$$\begin{aligned}\lambda_1 &= 0.00537 \\ \lambda_2 &= -2.1995 \\ C_1 &= 0.96578 \\ C_2 &= 0.20872 \\ \varphi_{m0} &= 0.2180 \\ \varphi_{m1} &= 0.0318\end{aligned}$$

Références bibliographiques

- [1] D. Bispo, L. M. Neto, J. Tarcísio de Resende, and D. Alves de Andrade, A New Strategy for Induction Machine Modeling Taking Into Account the Magnetic Saturation, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 37, No. 6, Nov./Dec. 2001, pp. 1710-1719.
- [2] T. J. Sobczyk, K. Weinreb, T. Wegiel, M. Suiowicz, A. Warzecha, Effects in Stator Currents of Cage Motors Due to Saturation of Main Magnetic Circuit, *Symposium on Diagnostics for Electric Machines Power Electronics and Drives*, Atlanta, GA USA, 24-26 August 2003, pp. 81-86.
- [3] T. Kasmieh, Y. Lefevre, and J.C. Hapiot, Modeling and experimental characterization of saturation effect of an induction machine, *Eur. Phys. J. AP* 10, 2000, pp. 123-130.
- [4] S. D. Sudhoff, D. C. Aliprantis, B. T. Kuhn and P. L. Chapman, An Induction Machine Model for Predicting Inverter–Machine Interaction, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol.17, No.2, June 2002, pp. 203-210.
- [5] M. A. de Freitas, D. A. de Andrade, H. de Paula, J. L. Domingos, Effects of Magnetic Saturation on Induction Machines Driven by Static Converters, *Proc. IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2003, pp. 1026 1032.
- [6] G. Pugsley, C. Chillet, A. Fonseca, A-L. Bui-Van, New Modeling Methodology For Induction Machine Efficiency Mapping For Hybrid Vehicles, *Proc. IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2003, pp. 776 782.
- [7] C. Chakraborty, S. N. Bandra, and A. K. Chattopadhyay, “Excitation requirements for stand alone three-phase induction generator,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 13, no. 4, pp. 358–365, Dec. 1998.
- [8] R. C. Bansal, T. S. Bhatti, and D. P. Kothari, “A bibliographical survey on induction generators for application of nonconventional energy systems,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 3, pp. 433–439, Sep. 2003.
- [9] A. L. Alolah and M. A. Alkanthal, “Optimization based steady state analysis of three phase SEIG,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 15, no. 1, pp. 61–65, Mar. 2000.
- [10] L. Wang and C. H. Lee, “Long-shunt and short shunt connections on a dynamic performance of a SEIG feeding an induction motor load,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 15, no. 1, pp. 1–7, Mar. 2000.
- [11] D. Seyoum, C. Grantham, and M. F. Rahman, “The dynamic characteristics of an isolated self-excited induction generator driven by a wind turbine,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 936–944, Jul./Aug. 2003.
- [12] T. F. Chan and L. L. Loi, “Capacitance requirements of a three-phase induction generator self-excited with a single capacitance and supplying a single-phase load,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 17, pp. 90–94, Mar. 20 2002.
- [13] F. P. De Mello and G. W. Walsh, "Reclosing transients in induction motors with terminal capacitors," *AIEE Trans, on Power Apparatus and Systems*, vol. 80, 1961, pp. 1206-1213.
- [14] T. A. Lipo and A. Consoli, “Modeling and simulation of induction motors with saturable leakage reactances,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-20, pp. 180–189, Jan./Feb. 1981.
- [15] Y. K. He and T. A. Lipo, “Computer simulation of an induction machine with spatially dependent saturation,” *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. PAS-103, pp. 707–714, Apr. 1984.
- [16] M. E. H. Benbouzid, M. Zerikat and M. S. Nait-Said, A practical approach to modelling induction machine saturation, *Euro. Trans. Electr. Power* 2004; 14;119–130.

- [17] E. Levi, A Unified Approach to Main Flux Saturation Modelling in D-Q axis models of induction machine, ,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 10, no. 3, Sep. 1995, pp. 455–461.
- [18] O.J. Ojo, Alfio Consoli and Thomas A. Lipo, “An improved model of saturated induction machine,” *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 26, no. 2, pp. 212-222, March /April 1990.
- [19] B. Lemaire-Semail, J.P. Louis, and F. Bouillault, Computation of induction machine inductances for extended analytical modeling accounting for saturation, *Eur. Phys. J. AP* 5, 257-267 (1999)
- [20] E. Levi, General method of magnetizing flux saturation modeling in d-q axis models of double cage induction machines, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.* Vol. 144, No. 2, March 1997.
- [21] N. Khenfer, Machine Asynchrone ses Modèles, son Identification et sa Commande, Thèse de Doctorat, INP NANCY, 1995
- [22] E. Levi, M. Sokola, and S. N. Vukosavic, A Method for Magnetizing Curve Identification in Rotor Flux Oriented Induction Machines, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol.15, No.2, June 2000, pp. 156-162.
- [23] C. R. Sullivan, C. Kao, B. M. Acker, and S. R. Sanders, Control Systems for Induction Machines with Magnetic Saturation, *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 43, No.1, pp. 142–152, Feb. 1996.
- [24] Gerada, C., Bradley, K., Sumner, M., Sewell, P., Evaluation and modelling of cross saturation due to leakage flux in vector controlled induction machines, *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International* Vol. 3, pp. 1983-89, 1-4 June 2003.
- [25] P. Vas, *Vector Control of AC Machines*. London, U.K.: Oxford Univ. Press, 1990.
- [26] S. Nandi, A Detailed Model of Induction Machines With Saturation Extendable for Fault Analysis, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 40, No. 5, pp. 1302-9, September/October 2004.
- [27] C. R. Sullivan, and S. R. Sanders, Models for Induction Machines with Magnetic Saturation of the Main Flux Path, *IEEE Trans. on Industry Applications*. Vol. 31, No. 4, pp. 907-17, July/August 1995.
- [28] M. L. Aime, M. W. Degner, N. Tice, The Effects of Saturation on Flux Angle Estimation for Sensorless, Direct Field Oriented Control of Induction Machines, *Proc. of EPE Conf.*, Lausanne, Switzerland, Sept. 7-9, 1999.
- [29] P.L. Jansen, R.D. Lorenz, "Transducerless Field Orientation Concepts Employing Saturation-Induced Saliencies in Induction Machines", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 32, No. 6, Nov. 1996, pp. 1380-1393.
- [30] M. Schroedl, “Sensorless Control of AC Machines at Low Speed and Standstill Based on the “INFORM” Method”, *Proc. IEEE-IAS 1996 Annual Meeting*, San Diego, CA, Oct., 1996, pp. 270-277.
- [31] E. Levi, and V. A. Levi, Impact of Dynamic Cross-Saturation on Accuracy of Saturated Synchronous Machine Models, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 15, No. 2, pp. 224-30, June 2000.
- [32] K. P. Kovacs, On the theory of cylindrical rotor AC machines including main flux saturation, *IEEE Trans, on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-103, no. 4, 1984, pp. 754-757.
- [33] K. P. Kovacs, On the theory of cross-coupling experiments in 2-phase cylindrical rotor AC machines, *Proc. Int. Conf. on Electrical Machines ICEM*, Lausanne, Switzerland, 1984, pp. 235-238.

- [34] K. P. Kovacs, R. Belmans, W. Geysen, A. Vandenput, The complete theory of cross-magnetization in uniform air-gap electrical machines, *Archiv für Elektrotechnik*, vol. 71, 1988, pp. 43-55.
- [35] M. Mena, O. Touhami, R. Ibtouen, Estimation of the rotor resistance in induction motor by application of the spiral vector theory associate to extended Kalman filter, Proceedings of the 35th Southeastern Symposium on System Theory, 16-18 March 2003 pp: 211 – 216.
- [36] K. Yazid, M. Mena, O. Touhami, R. Ibtouen, Application of EKF to parameters estimation and neural-network control of an induction motor 6th Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems, Electromotion 2005, Lausanne, Switzerland, 27-29 September 2005.
- [37] Y. Ouazir, Contribution à la modélisation électromagnétique d'une machine asynchrone, Thèse de Doctorat d'Etat, à soutenir à l'ENP, Alger, 2006.
- [38] Y. Ouazir, R. Ibtouen, N. Takorabet, O. Touhami, S. Mezani, Phase-belt harmonics in complex finite-element analysis of induction motors with an airgap interface coupling, *IEE Proceedings, Electric Power Applications*, Vol. 153, Issue 4, July 2006, pp:530-534.
- [39] Y. Ouazir, N. Takorabet, R. Ibtouen, S. Mezani, Consideration of space harmonics in complex finite element analysis of induction motors with an air-gap interface coupling, *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 42, Issue 4, April 2006, pp: 1279-1282.
- [40] L. Hadjout, R. Ibtouen, N. Takorabet and S. Mezani, "Estimation of the external performances of a PMSM using neural networks on FEM results", 6th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems, ELECTROMOTION 2005, Lausanne, Switzerland, September 27-29, 2005.
- [41] L. Hadjout, N. Takorabet, R. Ibtouen and S. Mezani, "Estimation of instantaneous torque of a PMSM using artificial neural networks based on finite elements results", 15th IEEE Conference on the computation of the electromagnetic fields, COMPUMAG'05, China, 2005.
- [42] L. Hadjout, N. Takorabet, R. Ibtouen and S. Mezani, "Estimation of instantaneous torque of a PMSM using artificial neural networks based on finite elements results", IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 42, No. 4, April 2006, pp. 1283-1286.
- [43] C. Delforge, B. Lemaire-Semail, Induction Machine Modeling Using Finite Element and Permeance Network Methods, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 31, No. 3, May 1995, pp: 2092-95.
- [44] N. Richard, N. Szylowicz, Comparison Between a Permeance Network Model and a 2D Finite Element Model for the Inrush Current Computation in a Three Phase Transformer, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 30, No. 5, September 1994, pp: 3232-35
- [45] T. M. Wolbank, R. Woehrschimmel, and H. Hauser, Transient Magnetic Modeling and Measurements of Sensorless Controlled Induction Machines, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 38, No. 5, September 2002, pp: 3279-84.
- [46] M. Hecquet, P. Brochet, Modeling of a Claw-Pole Alternator Using Permeance Network Coupled With Electric Circuits, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 31, No. 3, May 1995, pp: 2131-34.
- [47] P.C. Krause, *Analysis of electric machinery*, McGraw-Hill, 1987.
- [48] J.A.A. Melkebeek, Magnetising-Field Saturation and Dynamic Behaviour of Induction Machines. Part 1: Improved Calculation Method for Induction- Machine Dynamics, *IEE Proc., Vol. 130, Pt. B, No. 1*, January 1983, pp. 1-9.
- [49] K.E. Hallenius, P. Vas and J.E. Brown, The Analysis of a Saturated Self-Excited Asynchronous Generator, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 6, No. 2, June 1991, pp. 336-345.

- [50] A. Nesba, R. Ibtouen, S. Mekhtoub, O. Touhami, and S. Bacha, A Novel Method for Modeling Magnetic Saturation in the Main Flux of Induction Machine, *The 6th WSEAS/IASME International Conference on Electric Power Systems, High Voltages, And Electric Machines (POWER'06)*, Spain, December 16-18, 2006.
- [51] A. Nesba, S. Mekhtoub, R. Ibtouen, Nouvelle Technique de Modélisation de la Machine Asynchrone en Régime Dynamique Saturé, *CIMASI'2000*, EHTP, Casablanca, Maroc, 23-25 Octobre 2000.
- [52] R. Ibtouen A. Nesba S. Mekhtoub O. Touhami, An approach for the modeling of saturated induction machine, *Proc. International AEGAN Conference on Electrical Machines and Power Electronics, ACEMP'01*, Kasudasi-Turkey, 27-29 June, 2001, pp. 269-274.
- [53] A. L. Alolah and M. A. Alkanthal, "Optimization based steady state analysis of three phase SEIG," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 15, no. 1, pp. 61–65, Mar. 2000.
- [54] L. Wang and C. H. Lee, "Long-shunt and short shunt connections on a dynamic performance of a SEIG feeding an induction motor load," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 15, no. 1, pp. 1–7, Mar. 2000.
- [55] L. Wang and J. Y. Su, "Dynamic performances of an isolated self-excited induction generator under various loading conditions," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 1, pp. 93–100, Mar. 1999.
- [56] O. Chtchetinine, "Voltage stabilization system for induction generator in stand alone mode," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 4, pp. 298–303, Dec. 1999.
- [57] E. Suarez and G. Bortolotto, "Voltage-frequency control of a self-excited induction generator," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 3, pp. 394–401, Sep. 1999.
- [58] C. Chakraborty, S. N. Bhadra, and A. K. Chattopadhyay, "Analysis of parallel-operated self-excited induction generators," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 2, pp. 209–216, Jun. 1999.
- [59] L. Wang and C. H. Lee, "Dynamic analysis of parallel operated selfexcited induction generators feeding an induction motor load," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 3, pp. 479–485, Sep. 1999.
- [60] R. Ibtouen, M. Benhaddadi, A. Nesba, S. Mekhtoub, O. Touhami, Dynamic performances of a self-excited induction generator feeding different static loads, *International Conference on Electrical Machines, Bruges, Belgium, 2002*.
- [61] A. Nesba, R. Ibtouen, O. Touhami, Dynamic Performances of Self-Excited Induction Generator Feeding Different Static Loads, *Serbian Journal Of Electrical Engineering*, Vol. 3, No. 1, June 2006, pp. 63 – 76.
- [62] C. Grantham, F. Rahman, and D. Seyoum, "A regulated self-excited induction generator for use in a remote area power supply," *Int. J. Renewable Energy Eng.*, vol. 2, no. 1, Apr. 2000.
- [63] R. C. Bansal, T. S. Bhatti, and D. P. Kothari, "Induction generator for isolated hybrid power system applications: A review," *J. Inst. Eng.*, vol. 83, pp. 262–269, Mar. 2003.
- [64] J. G. Slootweg, H. Polinder, and W. L. Kling, "Dynamic modeling of wind turbine with doubly fed induction generator," in *Proc. IEEE Power Eng. Soc. Summer Meeting*, Vancouver, BC, Canada, Jul. 15–19, 2001.
- [65] S. M. Alghuwainem, "Steady-state analysis of an isolated self-excited induction generator driven by regulated and unregulated turbine," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 3, pp. 718–723, Sep. 1999.
- [66] T. F. Chan and L. L. Lai, "Steady-state analysis and performance of a stand-alone three-phase induction generator with asymmetrically connected load impedances and excitation capacitances," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 16, no. 4, pp. 327–333, Dec. 2001.

- [67] D. Seyoum, C. Grantham, and M. F. Rahman, "The dynamic characteristics of an isolated self-excited induction generator driven by a wind turbine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 936–944, Jul./Aug. 2003.
- [68] T. F. Chan and L. L. Loi, "Capacitance requirements of a three-phase induction generator self-excited with a single capacitance and supplying a single-phase load," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 17, pp. 90–94, Mar. 20 2002.
- [69] Y. Zidani and M. Naciri, "A numerical analytical approach for the optimal capacitor used for the self excited induction generator," in *Proc. 32nd IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, Vancouver, BC, Canada, Jun. 2001, pp. 216–220.
- [70] A. Nesba, R. Ibtouen, S. Mekhtoub, S. Mezani And O. Touhami, Hybrid Renewable Energy System – Modeling of the Wind Power Generating Unit, *First Baha Technical Meeting*, Al-Baha, Saudi Arabia, May 2004.
- [71] A. Nesba, R. Ibtouen, S. Mekhtoub, O. Touhami, and N. Takorabet, Autonomous Induction Generator/Rectifier as Regulated DC Power Supply for Hybrid Renewable Energy Systems, *7th WSEAS Int. Conf. on Mathematical Methods and Computational Techniques in Electrical Engineering (MMACTEE '05)*, Sofia, Bulgaria, October 27-29, 2005.
- [72] A. Nesba, R. Ibtouen, S. Mekhtoub, O. Touhami, and N. Takorabet, Rectified Self-Excited Induction Generator as Regulated DC Power Supply for Hybrid Renewable Energy Systems, *WSEAS Trans. on Circuits and Systems*, Issue 11, Vol. 4, pp. 1457-1463, November 2005.
- [73] S. D. Sudhoff, D. C. Aliprantis, B. T. Kuhn, and P. L. Chapman, Experimental Characterization Procedure for Use With an Advanced Induction Machine Model, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 18, No. 1, March 2003.
- [74] S. L. Ho, W. N. Fu, H. L. Li, The State of Art on Dynamic Mathematical Models of Induction Machines: Circuit-Field Coupled Models, *IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99*, July 1999, Hong Kong.
- [75] A. Nesba, R. Ibtouen, S. Mekhtoub, O. Touhami, and S. Bacha, A New Approach to Main Flux Saturation Modeling of Induction Machine, *WSEAS Trans. on Circuits and Systems*, Issue 11, Volume 5, November 2006.