

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



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electrotechnique

Projet de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique

Présenté par :
MOHAMMEDI Imène Zoulikha
BOURAY Islam

Intitulé

Modélisation d'un générateur asynchrone à vitesse fixe

Promoteurs :

MEKHTOUB Saïd
IMADOUCHE Malika

Ecole Nationale Polytechnique
UMM Tizi-Ouzou

ENP 2013

ملخص

هذا العمل ينص على التعريف بالخصائص الكهربائية للمولد الكهربائي اللامتزامن ذو قفص السنجاب و تمثيل المولد في النظامين الخطي والمشبع , نقوم بعدها بالتحقق من قيم التوتر و التيار الخاصين بالاشتعال الذاتي للمولد بالمحاكاة, في الأخير ننهي عملنا بمحاكاة وصل الشبكة بالمولد اللامتزامن والتي سنقارنها بعدها بالنتائج التجريبية.

الكلمات المفتاحية

المولد اللامتزامن, قفص السنجاب, التعريف, المحاكاة, التمثيل, نظام خطي, نظام مشبع, وصل الشبكة, الاشتعال الذاتي.

Résumé

Ce travail consiste à identifier des paramètres électriques de la machine asynchrone à cage d'écureuil ainsi qu'à l'élaboration d'un modèle de la machine pour deux régimes de fonctionnement (linéaire et saturé). Nous validerons par la suite par voie de simulation la tension et le courant d'auto-amorçage. Enfin nous terminerons notre travail par des simulations du retour réseau sur le générateur asynchrone que nous comparerons par la suite à quelques résultats expérimentaux.

Mots clés

Générateur asynchrone, cage d'écureuil, identification, simulation, modélisation, régime linéaire, régime saturé, auto-amorçage, retour réseau.

Abstract

This thesis consist to identify the electrical parameters of the squirrel cage asynchronous machine and the modelisation of the machine in two regimes (linear and saturated), after that we validate the tension and the current of the bootstrap by a simulation, finally, we achieve our work by a simulation of the asynchronous generator's connection to the local grid wich we compare with experimental results.

Key words

Asynchronous generator, squirrel cage, generator, identification, simulation, modelisation, linear regime, saturated regime, bootstrap, grid's connection.

Remerciements

Nous remercions en premier lieu notre Dieu de nous donner la santé et la patience pour pouvoir terminer ce travail.

Nous remercions particulièrement notre promoteur Pr.Saïd MEKHTOUB pour nous avoir suivis et soutenus pour réaliser ce travail. Nous lui exprimons notre gratitude pour sa disponibilité, ses précieux conseils et pour le soutien qu'il nous ait apportés tout au long de la durée de préparation de ce mémoire.

Nos vifs remerciements vont à Monsieur le Président, pour l'honneur qu'il nous fait et aux membres du jury pour avoir accepté de corriger et d'évaluer ce modeste travail.

Nous tenons également à remercier tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Que tous les professeurs ayant contribué à notre formation trouvent ici notre profonde reconnaissance.

Dédicaces

*A ma très chère grand-mère qui m'a renforcée aux moments les plus difficiles;
A ma mère qui n'a jamais cessé de me supporter et de me soutenir;
A mon père qui m'a facilité la dureté du parcours;
A mon frère que j'aime tant;
A ma sœur qui m'a comblée de bonté;
A mon Créateur qui m'a offert une famille pareille et qui m'a donné la force
physique et morale pour accomplir ce modeste travail;
A ceux dont le passage a été ancré dans ma mémoire et qui ne quitteront guère
mes souvenirs;
A tous mes proches;
A toutes mes amies;
A tous ceux qui ont contribué à ma formation depuis mon jeune âge;
A notre généreux bibliothécaire Âmi Salah et à mon binôme;
A tous ceux qui m'aiment gratuitement;
Je dédie ce travail.*

Imène Loufikha Mohammédi

Dédicaces

A celle qui m'a donné la vie, symbole de tendresse, celle qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite, à ma mère.

A mon père, école de mon enfance, qui a été mon ombre durant toutes les années des études, et qui a veillé tout au long de ma vie à m'encourager, à m'aider et à me protéger.

A mes adorables sœurs.

A mes amis.

A mon binôme.

A tous ceux qui me sont chers.

A tous ceux qui m'aiment.

A tous ceux que j'aime.

Je dédie ce travail.

Islam.BOURAY

SOMMAIRE

Liste des symboles	3
Introduction générale.....	5
Chapitre I : Généralités sur la machine asynchrone à cage	7
Introduction	8
I.1. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone	8
I.2. Composition de la machine asynchrone à cage.....	9
I.2.1. Le stator	9
I.2.2 .Le rotor	9
I.3. Types de cages d'écureuil	10
1.3.1. Rotor à double cage.....	10
1.3.2. Rotor à encoches profondes	11
I.4. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone en moteur	11
I.4.1. Le glissement	12
I.5. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone en générateur.....	12
Conclusion	13
Chapitre II : Identification de la machine asynchrone à cage	14
Introduction	15
II.1 Présentation du banc d'essai expérimental	15
II.2 .Schéma équivalent du générateur asynchrone	15
II.3. Identification de la machine.....	16
II.3.1 Essai en courant continu.....	16
II.3.2 Essai au synchronisme	17
II.3.3 Essai en court circuit	19
Interprétation des résultats.....	21
Conclusion	21
Chapitre III : Modélisation de la machine asynchrone.....	22
Partie A : Modélisation linéaire de la machine asynchrone à cage	23
Introduction	24
III.1. Hypothèses simplificatrices	24
III.2. Equations électriques et magnétiques.....	24
III.2.1. Equations électriques	25

III.2.2.Relation entre flux et courant.....	26
III.2.3.Modèle diphasé équivalent de la machine transformation de R.H Park	27
III.3.Puissance et couple	30
Conclusion	31
Partie B : Modélisation en saturé de la machine asynchrone à cage	32
Introduction	33
III.B.1.Prise en compte de l'effet de la saturation	33
III.B.2.Le phénomène de saturation croisée	33
III.B.3.Méthodes de prise en compte de la saturation	34
III.B.4.Mise en œuvre du modèle saturé	34
Conclusion	39
Chapitre IV : Auto-amorçage de la machine asynchrone à cage	40
Introduction	41
IV.1 Conditions d'amorçage de la machine asynchrone :	41
IV.2. Auto-excitation du générateur à vide	41
IV.2.1. Détermination de la capacité d'auto-amorçage	41
IV.2.2 Prise en compte du phénomène de saturation	47
IV.2.3 Simulation et résultats expérimentaux	48
IV.2.4 Interprétation des résultats	53
IV.3 Comportement de la machine lors de la connexion au réseau	54
IV.3.1 Simulation et résultats expérimentaux	54
IV.3.2 Interprétation des résultats	59
Conclusion	59
Conclusion générale	61
Références bibliographiques	63

LISTE DES SYMBOLES

s, r : Indices respectifs du stator et du rotor de la machine à induction à cage.

a, b, c : Les trois phases du rotor.

d, q : L'axe direct et l'axe en quadrature dans le référentiel de R.H.Park.

$\varphi_{sabc}, \varphi_{rabc}$: Flux total par phase statorique respectivement rotorique.

i_{sabc}, i_{rabc} : Courant par phase statorique respectivement rotorique.

v_{sabc}, v_{rabc} : Tension par phase statorique respectivement rotorique.

R_s, R_r : Résistance d'une phase statorique, respectivement rotorique.

l_s, l_r : Inductance de fuites statorique, respectivement rotorique.

R'_r : Résistance d'une phase rotorique ramené au stator.

M_s, M_r : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques, respectivement rotoriques.

M_{sr}, M_{rs} : Inductance mutuelle stator-rotor.

M_{max} : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une autre rotorique.

L_s, L_r : Inductance cycliques statorique, respectivement rotorique.

M : Inductance mutuelle cyclique.

p : Nombre de paires de pôles.

θ_s, θ_r : Angle statorique (respectivement rotorique) par rapport au repère d, q .

θ : Angle électrique entre l'axe rotorique et l'axe statorique.

Θ : La position mécanique de l'axe rotorique par rapporte à l'axe rotorique.

ω_s, ω_r : Pulsation statorique, respectivement rotorique.

ω : Pulsation électrique.

Ω : Vitesse mécanique.

i_{sd}, i_{sq} : Composantes du courant statorique suivant l'axe d , respectivement q .

i_{rd}, i_{rq} : Composantes du courant rotorique suivant l'axe d, respectivement q.

$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$: Composantes du flux statorique suivant l'axe d, respectivement q.

$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$: Composantes du flux rotorique suivant l'axe d, respectivement q.

i_{md}, i_{mq} : Composantes du courant magnétisant suivant l'axe d, respectivement q.

$\varphi_{md}, \varphi_{mq}$: Composantes du flux magnétisant suivant l'axe d, respectivement q.

i_m : Courant magnétisant global.

φ_m : Flux magnétisant.

L_m : Inductance magnétisante statique.

L'_m : Inductance magnétisante dynamique.

L_{md}, L_{mq} : Inductance magnétisante suivant l'axe d et q respectivement.

L_{dq} : Inductance d'effet croisé.

C: capacité par phase.

g : Glissement.

FEM : Force électromotrice.

MCC : Machine à courant continu

MAS : Machine asynchrone

INTRODUCTION GENERALE

Malgré son ancienne conception et sa consommation réactive importante, le moteur asynchrone reste toujours d'actualité et représente la plus grande partie des machines électriques mises en service dans l'industrie, vu toutes les performances qu'offre ce type de machines électriques.

Le rotor de la machine asynchrone peut être bobiné ou à cage d'écureuil, ce dernier est beaucoup plus fréquent car il est beaucoup plus facile à construire que celui à rotor bobiné (pas d'enroulements rotoriques, pas de balais et pas d'entretien), il est donc peu onéreux et d'une robustesse plus grande.

Dans ce contexte, notre travail consiste à étudier la machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil dans un fonctionnement en générateur autonome.

Après un bref rappel sur les caractéristiques de la machine, sa composition, son principe de fonctionnement, ses avantages et ses inconvénients, nous consacrons la première partie de notre travail à l'identification des paramètres électriques de la machine en réalisant les différents essais classiques, puis nous nous intéressons au modèle de la machine asynchrone à cage en donnant les équations des courants et des flux. Le modèle est établi en utilisant la transformation de R.H.Park en régime linéaire puis en régime saturé.

La troisième partie porte sur l'étude du générateur asynchrone auto-amorcé, des simulations sont faites à l'aide du logiciel Matlab et sont validées par des essais expérimentaux au laboratoire de l'école, enfin, nous montrons les résultats de simulation d'un branchement au réseau de la machine asynchrone à cage validés aussi par les tests expérimentaux.

Nous avons scindé notre travail en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré aux rappels sur le fonctionnement et la constitution de la machine asynchrone.

Le deuxième chapitre traite de l'identification de la machine asynchrone à l'aide des essais classiques.

Le troisième chapitre comprend deux parties :

La partie A : est consacrée au modèle linéaire de la machine asynchrone à cage

La partie B : est consacrée au modèle saturée de machine asynchrone à cage.

Le dernier chapitre aborde l'auto-amorçage de la machine asynchrone à cage ainsi que son comportement lors d'un branchement au réseau de distribution de l'énergie.

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE

Introduction

Inventée en 1882 par Nikola Tesla [1], ensuite perfectionnée en 1891 par Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski en restituant le rotor bobiné par le rotor à cage d'écureuil, L'importance de la machine asynchrone s'est étalée dans le temps. Son ancienne existence laisse prédire qu'elle n'a plus aucun secret, et pourtant ça n'est pas le cas, puisque le but majeur restera toujours de chercher la manière de tirer un maximum de puissance pour un minimum de pertes [2].

La machine asynchrone étant largement utilisée dans l'industrie, elle occupe environ 70 % de la puissance installée dédiée à la conversion électromécanique. Cette place prépondérante laisse se poser la question pourquoi ce choix ?

Ce présent chapitre est destiné à expliquer dans ses grandes lignes, la composition des machines asynchrones à cage d'écureuil sujettes de notre étude.

I.1. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

Comme n'importe quel équipement électrique, la machine asynchrone présente des avantages et des inconvénients. Ce compromis sera géré par l'utilisateur selon les performances exigées et les couts fixés selon la technologie adoptée.

On peut citer comme principaux atouts, les points suivants avec des explications brèves et concises

- **Robustesse des pièces de la machine**

Le rotor à cage d'écureuil présente un seul bloc solidaire dépourvu de contacts électriques tournants.

- **Prix peu onéreux**

Vu la simplicité de construction de la machine asynchrone à cage d'écureuil, son prix de revient est économique[3].

- **Rendement élevé**

Pour les machines de faible puissance, le rendement varie de 70% à 90%.

Pour les machines de forte puissance, le rendement est meilleur. Il s'étend de 93% à 98%.

Ajoutons pour cela d'autres qualités: une facilité d'entretien et de mise en œuvre, un faible encombrement, un démarrage qui ne nécessite pas d'artifice externe et une excellente fiabilité.

On cite dans ce qui suit les principaux inconvénients de la machine asynchrone.

- **Consommation réactive importante**

Cela affecte directement le facteur de puissance. En effet, la puissance réactive requise pour créer le champ magnétique tournant est considérable. Afin de la réduire on est donc amené à diminuer l'entrefer le plus possible dans la mesure des contraintes mécaniques de construction.

- **Impossibilité d'accès électrique aux phases rotoriques** vu le type du rotor à cage.

- **Présence de l'effet de peau** (ou effet pelliculaire)

Cet effet engendre des pertes en charge dans le rotor à cage (majoritairement en aluminium).

L'épaisseur de peau varie en fonction de la fréquence du courant alternatif qui traverse le conducteur et de sa section.

– **Mauvais refroidissement**

La nécessité d'utilisation d'un entrefer petit limite la liberté de circulation de l'air à l'intérieur de la machine. Du coup la machine chauffe rapidement.

I.2. Composition de la machine asynchrone à cage

La machine asynchrone est composée de deux parties principales, une partie fixe dite « le stator » et une autre tournante dite « le rotor ».

I.2.1. Le stator

Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles ferromagnétiques identiques constituant un cylindre creux. A la périphérie interne de ce dernier, des trous sont percés. Leur alignement forme les encoches dans lesquelles le bobinage triphasé est logé.

I.2.2 .Le rotor

Le rotor, abordé dans notre étude, est à simple cage. Il est constitué de tôles ferromagnétiques et de barres conductrices régulièrement réparties à la périphérie du rotor. Les barres sont reliées entre elles par deux anneaux de court-circuit.

Les tôles ferromagnétiques servent à guider les lignes de champ tandis que les barres accueillent les courants induits.

Dans les moteurs de faible (1kW-10kW) et moyenne puissance, les barres conductrices et les deux anneaux de court circuit sont formés d'un seul bloc d'aluminium coulé [4]. En outre, pour les moteurs de forte puissance (1MW-20MW), les barres sont insérées dans le rotor puis les anneaux de court-circuit sont soudés ou brasés aux barres[5].

Le matériau constituant les barres et les anneaux de court-circuit est généralement un alliage à base d'aluminium figure (I.2), mais on peut aussi rencontrer du cuivre ou du laiton. En général, les barres sont légèrement inclinées suivant l'axe du rotor afin que le nombre de barres présentes sous une phase statorique soit constant quelle que soit la position du rotor. Ce procédé permet de diminuer la variation de la réluctance du circuit magnétique au cours de la rotation du rotor et de diminuer ainsi les oscillations de couple. C'est cette inclinaison des encoches qui donne à l'ensemble barres/anneaux de court-circuit la forme d'une cage d'écureuil déformée.

Ces deux parties sont séparées par un très petit entrefer de l'ordre de 0.4 à 2 mm [4].

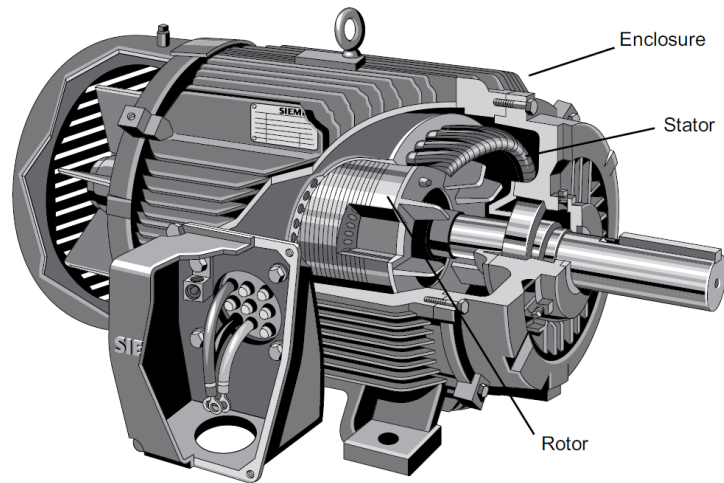


Fig.I.1. Vue d'ensemble d'une machine asynchrone à simple cage d'écureuil

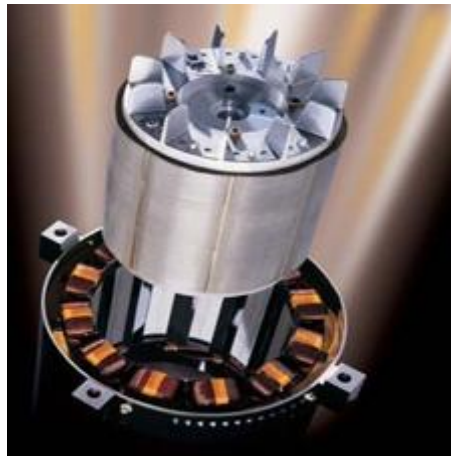


Fig.I.2. Vue éclatée d'une machine asynchrone à simple cage d'écureuil

I.3.Types de cages d'écureuil

C'est pour remédier aux mauvaises performances liées au démarrage qu'ont été développés deux autres types de cages (rotor à double cage et rotor à encoches profondes).

1.3.1.Rotor à double cage

Le rotor est composé de deux cages coaxiales électriquement indépendantes (figure (I.3))

Une cage externe, située près de l'entrefer à base de matériaux résistifs (laiton, bronze), dispose d'une faible dispersion magnétique.

Active au démarrage, elle permet l'obtention d'un couple plus important tout en limitant le courant à une valeur admissible.

Une cage interne, fabriqué en cuivre ensuite noyée dans le fer [6], est de plus faible résistivité

et d'une dispersion magnétique plus importante. Elle permet, en régime nominal, de gagner la caractéristique d'un rotor à simple cage.

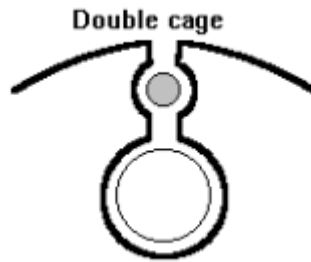


Fig.I.3.Double cage

1.3.2.Rotor à encoches profondes

Vu la complexité de construction et donc le coût élevé de la cage double. Un compromis, entre la performance et la simplicité de construction, est parfois mis en jeu. De là jaillit l'idée de la cage à encoches profondes (rotor à double encoche).

Il s'agit d'une cage d'écureuil simple avec des barres conductrices très plates s'enfonçant profondément dans le circuit magnétique du rotor.

Son principe de fonctionnement est basé sur l'effet de peau dans les conducteurs.

Au démarrage, la fréquence des courants rotoriques est égale à celle de l'alimentation, par conséquent, ces courants n'utilisent que la partie périphérique des barres conductrices.

Au fur et à mesure que la vitesse de rotation du rotor augmente, la fréquence des courants rotoriques chute d'avantage. Ces derniers s'étendent jusqu'à occuper la surface entière des barres.

Ce type de cage est beaucoup plus utilisé dans les machines asynchrones à tension élevée. Cependant, ils requièrent un espace plus volumineux (diamètre rotorique plus important). D'où vient l'appel à des conducteurs de formes compliquées en trapèze ou en L (figure (I.4)).

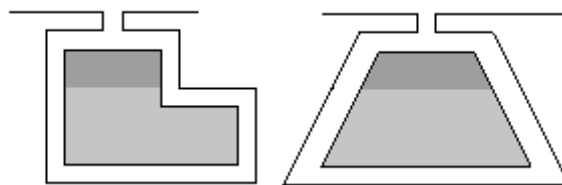


Fig.I.4. Encoches profondes : (a) forme trapézoïdale, (b) forme en L

I.4.Principe de fonctionnement de la machine asynchrone en moteur

Lorsque les enroulements statoriques sont alimentés par des courants triphasés équilibrés, un champ magnétique tournant sera engendré par le stator, à lequel la masse rotorique serait directement exposée.

Selon la loi de Lenz [7], la variation du flux magnétique vue par le rotor va générer une FEM induite au niveau des barres conductrices de la cage.

Les barres tantôt positionnées devant un pôle nord, tantôt devant un pôle sud du champ tournant, fait que cette tension soit de nature alternative. Sa fréquence dépend du nombre de pôle nord et sud passant devant un conducteur en une seconde. Lorsque le rotor est au repos elle est toujours égale à la fréquence du réseau.

Comme cette cage est court-circuitée sur elle-même, une circulation de courant serait possible. Selon la loi de Laplace [7], ce courant embrasse les lignes de flux statoriques d'où la production d'un couple électromagnétique important qui aura tendance à faire tourner le rotor dans le sens de rotation du champ tournant.

« La résistance et l'inductance offertes par la cage sont très faibles et les courants sont intenses : quelques centaines d'ampères pour les machines de moyenne puissance »[4].

I.4.1. Le glissement

Soit un moteur asynchrone à p paires de pôles alimenté par des courants triphasés équilibrés. Ceux-ci vont créer un champ magnétique tournant à une vitesse dite de synchronisme tel que :

$$\omega_s = \frac{\omega}{p}$$

Tel que :

ω : Pulsation électrique du réseau.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse égale à ω_s chacune de ses barres embrasse un flux statorique constant, du coup, il ne sera le siège d'aucune force électromotrice.

Si le rotor tourne à une vitesse ω_r différente de ω_s ses barres conductrices s'aperçoivent de la présence d'un flux statorique dont la pulsation est de :

$$p(\omega_s - \omega_r)$$

Cette différence des vitesses est appelée **vitesse de glissement** du rotor par rapport au stator. Sa valeur relative par rapport à la vitesse de synchronisme est appelée **glissement**, tel que :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$$

La pulsation des phénomènes rotoriques est de $g\omega$, les courants rotoriques à la pulsation de glissement engendrent un champ tournant à la vitesse $\frac{g\omega}{p}$ par rapport au rotor ; comme celui-ci tourne à la vitesse $\frac{(1-g)\omega}{p}$ par rapport au stator, le champ rotorique tourne par rapport au stator à la vitesse :

$$\frac{g\omega}{p} + \frac{(1-g)\omega}{p} = \frac{\omega}{p} = \omega_s$$

Cela laisse dire que le champ rotorique tournant est immobile par rapport au champ statorique [8].

I.5. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone en générateur

Vu la légèreté des rotors à cage d'écureuil, toutes les machines asynchrones triphasées peuvent être utilisées comme générateurs. En effet, la génératrice asynchrone est dotée d'une caractéristique mécanique très utile, elle augmente ou diminue légèrement sa vitesse en fonction des variations du couple et cela réduit indéniablement l'usure du multiplicateur (à cause d'une réduction du couple maximal).

Néanmoins, son stator ayant besoin d'être alimenté en courant afin de créer le champ magnétique nécessaire pour le fonctionnement du générateur. Il est cependant possible de la faire fonctionner dans un système autonome, si elle a été munie de condensateurs fournissant le courant nécessaire pour la magnétisation.

Ce générateur peut supporter une surtension de 200% sans danger. Néanmoins, il fonctionne de l'énergie pour son excitation ce qui fait de lui un producteur et un consommateur à la fois sans oublier sa forte demande de puissance réactive qui est compensée par la connexion des condensateurs en parallèle avec le générateur.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné une brève description de la machine asynchrone à rotor à cage en commençant d'abord par introduire quelques notions sur ses atouts, ses inconvénients et sa composition puis, hormis la simple cage, nous avons également donné un aperçu des deux types de cages, à savoir celles à double cage et celles à encoches profondes pour finalement clôturer avec les principes de fonctionnement en moteur et en générateur.

D'après toutes les performances que peut offrir une machine asynchrone, il n'est donc pas étonnant qu'elle constitue la plus grande partie du parc des machines asynchrones en service et qu'elle fait l'objet de notre modeste travail.

Sa robustesse et son entretien facile la mettent en avant dans la génération décentralisée de l'énergie électrique dans des sites isolés dans diverses contrées [9].

CHAPITRE II : IDENTIFICATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE

Introduction

Avant de pouvoir étudier le comportement statique et/ou dynamique du générateur asynchrone à cage, un schéma équivalent descriptif de sa constitution doit être élaboré dans la mesure qu'il présente au mieux notre machine.

Ce schéma équivalent est construit pour une seule phase, le comportement des grandeurs physiques sur les autres phases sera identiquement déduit en considérant que la machine ainsi que la charge sont équilibrées.

II.1 Présentation du banc d'essai expérimental

La machine utilisée est une machine asynchrone à cage dont les caractéristiques sont : 4kW, 220/380V, 4 pôles, 50Hz, 1435tr/mn, $\cos\phi=0,83$. Cette machine a été fabriquée localement.

Outre la machine asynchrone, le banc d'essais est doté d'une machine à courant continu de 3,5kW, 110V, 1500tr/mn qui entraîne la machine à cage.

Les photos ci-dessous représentent le banc d'essais utilisé au laboratoire pour des tests expérimentaux ainsi que le schéma de principe.

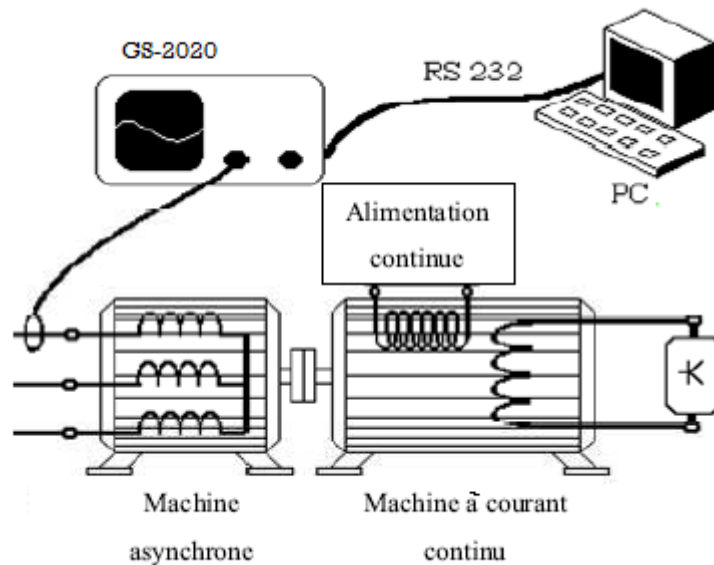


Fig.II.1.Schéma de principe du banc d'essai.

II.2 .Schéma équivalent du générateur asynchrone

On présente dans la figure (II.5) de ci dessous le schéma équivalent du générateur asynchrone qui tient compte de toutes les formes de puissance que fournit ou dissipe la machine.

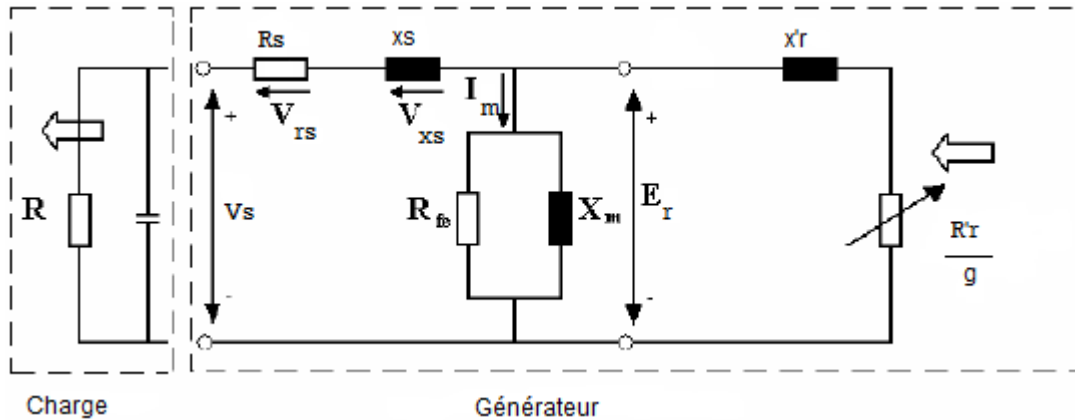


Fig.II.2.Schéma équivalent du générateur asynchrone[10]

Où:

R_s : Résistance statorique.

R'_r : Résistance rotorique équivalente ramenée au stator.

R_f : Résistance du fer.

X_m : Réactance magnétisante.

x_s : Réactance de fuite statorique.

x'_r : Réactance de fuite rotorique ramenée au stator.

V_s : Tension simple statorique.

V_{rs} : Chute de tension causée par la résistance statorique.

V_{xs} : Chute de tension causée par la réactance statorique.

E_r : FEM rotorique.

I_m : Courant magnétisant.

g : Glissement.

II.3. Identification de la machine

Les paramètres de la machines présents sur le modèle sont déterminés grâce aux essais à puissance réduite.

Dans tous les essais d'identification de la machine asynchrone à cage, le stator est couplé en triangle.

II.3.1 Essai en courant continu

Afin de mesurer la valeur de la résistance statorique, un essai à chaud en courant continu est réalisé suivant le montage suivant :

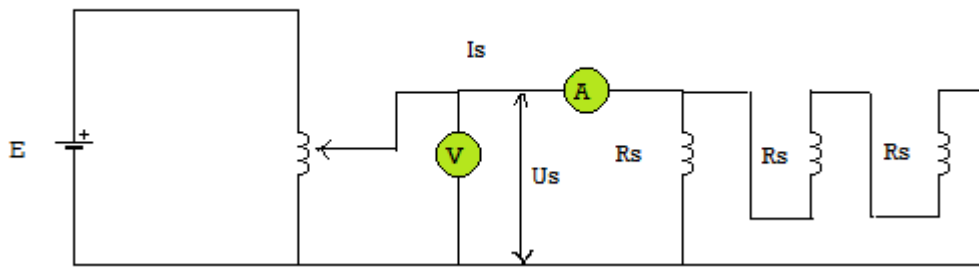


Fig.II.3.Montage de la mesure de la résistance statorique de la machine asynchrone à cage

La tension et le courant statoriques sont ainsi quantifiés sans avoir à dépasser le courant statorique nominal I_{sn} fixé à 15A.

La valeur de la résistance s'obtient en appliquant la loi d'ohm :

$$R_{seq} = \frac{U_s}{I_s} = \frac{5.6}{10} \Omega$$

Donc : $R_{seq} = \frac{2}{3} R_s$

D'où : $R_s = \frac{3}{2} R_{seq}$

La résistance statorique par phase est de: 0.84Ω

II.3.2 Essai au synchronisme

On fait fonctionner la machine au synchronisme, puisque à glissement nul le rapport R'/g est infini, et donc le circuit de la partie rotorique est équivalent à un circuit ouvert. Ainsi, le courant statorique passe en entier dans la branche magnétisante.

Le schéma équivalent par phase devient :

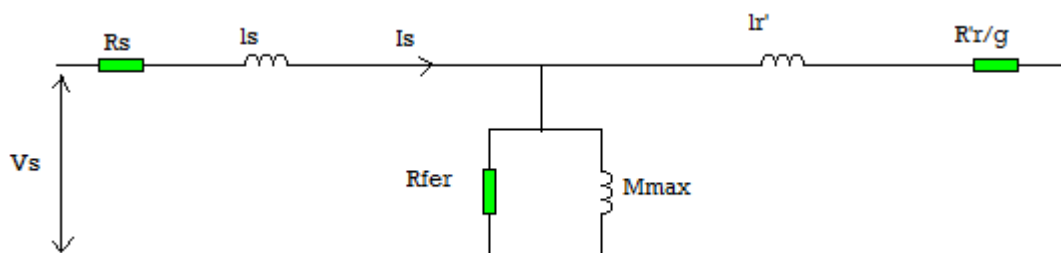


Fig.II.4.Le schéma équivalent de la machine asynchrone au synchronisme

Pour obtenir le synchronisme , on entraîne la machine asynchrone à cage à l'aide d'une machine à courant continu à la vitesse de synchronisme 1500tr/mn,voir le montage suivant :

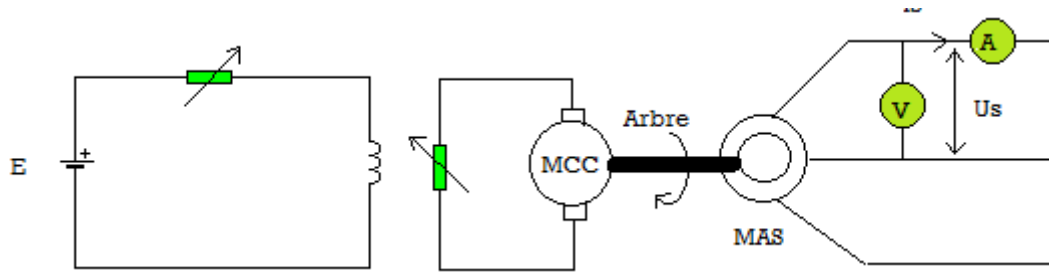


Fig.II.5.Montage de l'essai au synchronisme de la machine asynchrone à cage

La mesure de la tension et du courant statoriques, permet l'obtention de la caractéristique magnétique $\Phi_{max} = f(i_m)$ de la machine.

En effet, selon la loi de Lenz:

$$v_{s0}\sqrt{2} = -\frac{d\Phi_{max}}{dt}$$

Or en régime harmonique sinusoïdal:

$$\overline{v_{s0}\sqrt{2}} = -j\omega_s \overline{\Phi_{max}}$$

En module :

$$v_{s0}\sqrt{2} = \omega_s \Phi_{max}$$

Comme le stator est couplé en étoile :

$$v_{s0} = \frac{u_{s0}}{\sqrt{3}}$$

On obtient au final :

$$\Phi_{max} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{u_{s0}}{\omega_s}$$

Tels que :

v_{s0} :Tension simple efficace d'une phase statorique à glissement nul.

u_{s0} :Tension efficace entre phases statoriques à glissement nul.

Φ_{max} :Flux magnétisant maximal.

Le tracé des points expérimentaux ainsi obtenus nous donne le graphe suivant :

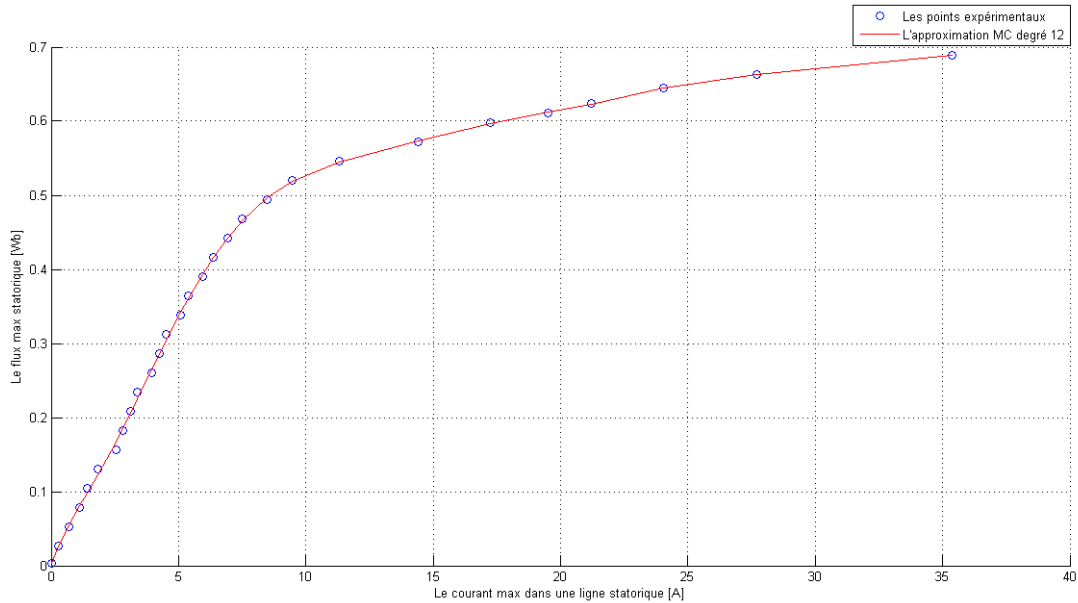


Fig.II.6. Méthode des moindres carrés appliquée sur l'essai au synchronisme dans la machine asynchrone à rotor à cage

Dans le but d'obtenir une courbe adoucie qui passe par un nombre majoritaire de points expérimentaux. On l'ajuste à l'aide de la méthode des moindres carrés.

Cette méthode d'ajustement consiste à minimiser l'impact des erreurs expérimentales en ajoutant de l'information dans le processus de mesure en sélectionnant le degré du polynôme qui décrit le mieux les données et celui qui minimise la somme quadratique des écarts des mesures.

Dans notre cas, le degré 12 permet d'atteindre une précision assez acceptable de l'ordre de $1.1554 \cdot 10^{-2} \text{Wb}$.

L'inductance magnétisante M_{max} est valorisée à partir de la zone linéaire de la caractéristique magnétique de la machine tel que :

$$M_{max} = \frac{\Phi_{max}}{i_{max}}$$

On conclut que $M_{max} = 0.07014 \text{H}$.

II.3.3 Essai en court circuit

Cet essai permet la détermination de la résistance rotorique ramenée au stator et des inductances de fuites statorique et rotorique ramenée au stator, respectivement. En mesurant la puissance active et réactive dissipées par la machine asynchrone à cage à courant nominal à l'aide de la méthode de Boucherot (l'utilisation d'un disjoncteur monophasé a permis l'omission de la nécessité d'utilisation de deux wattmètres) selon le montage suivant :

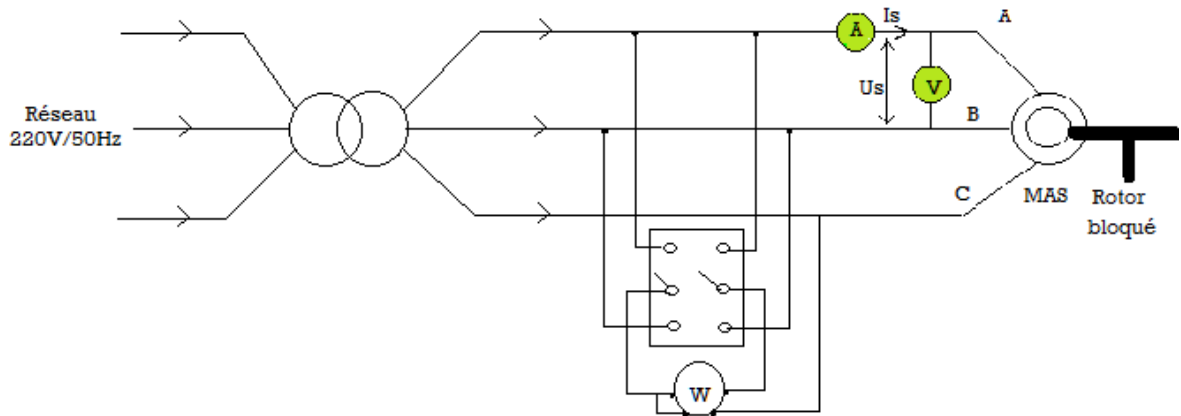


Fig.II.7.Montage de l'essai en court circuit appliqué à la machine asynchrone à cage

Données de la mesure :

$$I_{cc} = 14.5A$$

$$P_{cc} = 650W$$

$$Q_{cc} = 952.63Var$$

$$P_{cc} = (R_s + R'_r) I_{cc}^2 \rightarrow R'_r = \frac{P_{cc}}{I_{cc}^2} - R_s$$

Application numérique :

$$R'_r = \frac{650}{14.5^2} - 0.84$$

$$R'_r = 2.25\Omega$$

$$Q_{cc} = (X_s + X'_r) I_{cc}^2 \rightarrow X_s + X'_r = \frac{Q_{cc}}{I_{cc}^2}$$

Application numérique :

$$X_s + X'_r = \frac{952.63}{14.5^2}$$

$$X_s + X'_r = 4.53\Omega$$

Or :

$$X_s + X'_r = \omega_s (l_s + l'_r) \rightarrow l_s + l'_r = \frac{X_s + X'_r}{\omega_s}$$

Application numérique :

$$l_s + l'_r = 0.0144H$$

Si on considère que

$$l_s = l'_r$$

On obtient :

$$l_s=l'_r=0.0072H$$

Interprétation des résultats

Mis à part l'ancienneté de l'appareillage de mesures et la défektivité des disjoncteurs, nous avons rencontré quelques difficultés lors du montage de la machine asynchrone sur le banc d'essais, mise au même niveau des deux arbres de la MCC et de la MAS. Cela nous a paru nécessaire pour ne pas abimer la machine une fois entraînée.

Nous avons choisi d'utiliser la méthode d'interpolation des moindres carrés pour approximer la courbe expérimentale de magnétisation de la machine en choisissant le degré du polynome qui offre une précision acceptable.

A partir de la zone linéaire de cette caractéristique, l'inductance magnétisante de la machine a été calculé.

Conclusion

Nous avons effectué des essais sur la machine asynchrone à rotor à cage à l'aide des essais classiques. Une série d'essais a été réalisée pour avoir plus de précision.

Ces paramètres calculés à partir des essais expérimentaux peuvent être affectés par des erreurs. Les résultats de simulation présentés dans les chapitres à venir seront d'autant plus précis si ces paramètres sont moins erronés.

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

**PARTIE A : MODELISATION LINEAIRE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE**

Introduction

On choisit d'utiliser le modèle de R.H Park qui sert à nous ramener d'un système d'équations triphasé complexe à résoudre, à un autre bidimensionnel ; tout en conservant la puissance. Néanmoins, nous présentons quelques hypothèses simplificatrices qui ne doivent pas altérer les comportements réels de la machine. La cage d'écureuil est remplacée par un bobinage triphasé rotorique équivalent.

III.1.Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone étant un système non linéaire très complexe [11], la modélisation analytique ou numérique de la machine asynchrone se fait sous les hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est supposé à épaisseur constante.
- L'effet des encoches est négligé.
- L'induction dans l'entrefer est supposée à répartition sinusoïdale.
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est supposée sinusoïdale.
- Les pertes ferromagnétiques sont négligées (pas de courants de Foucault ni d'hystérésis).
- Les pertes mécaniques sont négligées.
- L'influence de l'effet de peau est négligée.
- Les variations des caractéristiques dues à l'échauffement ne sont pas prises en compte.
- La cage d'écureuil est remplacée par un bobinage triphasé rotorique équivalent.

Dans un premier temps, le modèle numérique que nous élaborerons, négligera également l'effet de la saturation.

III.2.Equations électriques et magnétiques

Soit le schéma représentatif de la machine asynchrone suivant :

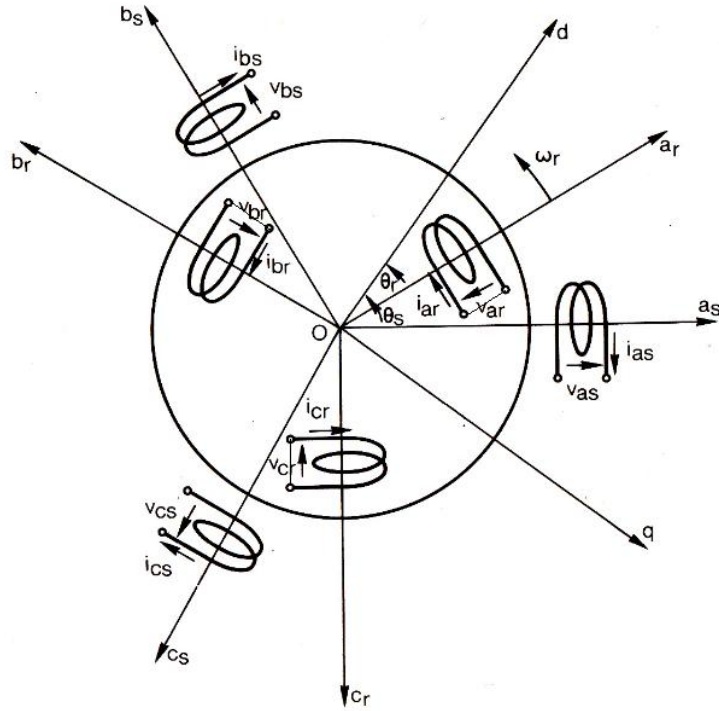


Fig.III.1.Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée au stator

On aura donc les définitions angulaires suivantes, dans le sens trigonométrique [12]

$$\left\{ \begin{array}{l} (O_{as}, O_d) = \theta_s \\ (O_{bs}, O_d) = \theta_s - \frac{2\pi}{3} \\ (O_{cs}, O_d) = \theta_s - \frac{4\pi}{3} \\ (O_{ar}, O_d) = \theta_r \\ (O_{br}, O_d) = \theta_r - \frac{2\pi}{3} \\ (O_{cr}, O_d) = \theta_r - \frac{4\pi}{3} \\ (O_{as}, O_{ar}) = \theta_s - \theta_r = \theta \\ (O_q, O_d) = \frac{\pi}{2} \end{array} \right.$$

III.2.1.Equations électriques

En appliquant l'approche des circuits couplés magnétiquement, la loi d'Ohm et la loi de Faraday à chaque bobinage de la machine asynchrone, on peut écrire, pour chacun des six enroulements statoriques et rotoriques, l'équation électrique suivante:

$$v = R \cdot i + \frac{d\Phi}{dt}$$

Où R est la résistance du bobinage, i , v , Φ représentent respectivement le courant dans le bobinage, la tension à ses bornes et le flux le traversant.

Les équations matricielles pour les bobines statoriques et rotoriques s'écrivent alors sous la forme suivante :

$$[v_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d[\Phi_{sabc}]}{dt} \quad (III.1)$$

$$[v_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \frac{d[\Phi_{rabc}]}{dt} \quad (III.2)$$

Avec

$$[v_{sabc}] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad [v_{rabc}] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}$$

Respectivement les vecteurs des tensions statoriques et rotoriques.

$$[i_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad [i_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

Respectivement les vecteurs des courants statoriques et rotoriques.

$$[\Phi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad [\Phi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

Respectivement les vecteurs des flux totaux statoriques et rotoriques.

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

Respectivement les matrices des résistances des phases statoriques et rotoriques.

Le rotor de la machine étant en court-circuit, la relation (III.2) devient :

$$[v_{rabc}] = 0 = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \frac{d[\Phi_{rabc}]}{dt} \quad (III.3)$$

III.2.2.Relation entre flux et courant

Les hypothèses du paragraphe entraînent les relations suivantes entre flux et courants, en appelant :

l_s : Inductance propre d'une phase du stator.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases du stator.

l_r : Inductance propre d'une phase du rotor.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases du rotor.

M_{max} : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor (atteint lorsque leurs axes magnétiques sont alignés). Cette mutuelle inductance est la seule exprimée en fonction de la position angulaire du rotor par rapport au stator θ .

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}] \cdot [i_{sabc}] + [M_{sr}(\theta)] \cdot [i_{rabc}]$$

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}] \cdot [i_{rabc}] + [M_{rs}(\theta)] \cdot [i_{sabc}]$$

Où

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{max} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

III.2.3. Modèle diphasé équivalent de la machine transformation de R.H Park

Pour des raisons de simplicité, il est classique d'exprimer les différentes équations triphasées de la machine asynchrone dans un repère diphasé tournant (dqo). Dans ce cas, on utilise la transformation de R.H Park. Cette dernière normée, assure l'invariance de la puissance instantanée entre les repères triphasés et (dqo). La transformation de R.H Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. D'après la figure (III.1) c'est l'angle θ_s qui doit intervenir pour les grandeurs du stator et l'angle θ_r pour les grandeurs du rotor.

En choisissant un repère dqo diphasé, on aura :

θ_s : L'angle électrique entre l'axe de la phase "a" du stator et l'axe d.

θ_r : L'angle électrique entre l'axe de la phase "a" du rotor et l'axe d.

A chaque instant, ces deux angles sont liés par la relation suivante :

$$\theta = p\Theta = \theta_s - \theta_r \quad (III.4)$$

Où

p : Nombre de paires de pôles.

Θ : La position mécanique de l'axe rotorique par rapport à l'axe statorique.

θ : L'angle électrique entre l'axe rotorique et l'axe statorique.

Les différents axes sont illustrés sur la figure (III.2)

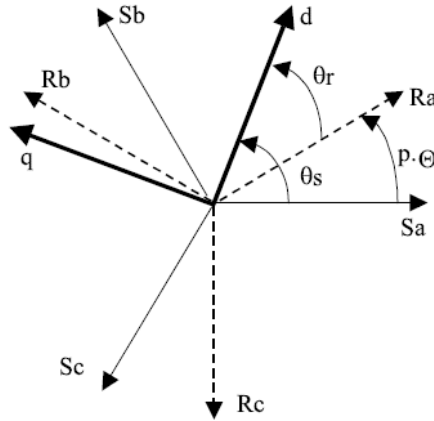


Fig.III.2. Les différents systèmes d'axes utilisés

En appliquant alors la transformation de R.H Park aux équations statoriques (III.1) avec un angle de rotation θ_s .

$$[p(\theta_s)][v_{sp}] = [R_s][p(\theta_s)][i_{sp}] + \frac{d}{dt}[p(\theta_s)][\Phi_{sp}]$$

Avec :

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} [v_{sp}] &= [R_s][i_{sp}] + [p(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt} [p(\theta_s)][\Phi_{sp}] \\ &= [R_s][i_{sp}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sp}] + [p(\theta_s)]^{-1} \left(\frac{d}{dt} [p(\theta_s)] \right) [\Phi_{sp}] \end{aligned}$$

$$\left(\frac{d}{dt} [p(\theta_s)] \right) [\Phi_{sp}] = \frac{d}{dt} [p(\theta_s)] \begin{bmatrix} \Phi_{s0} \\ \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix}$$

On démontre que :

$$[p(\theta_s)]^{-1} \left(\frac{d}{dt} [p(\theta_s)] \right) [\Phi_{sp}] = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 \\ -\Phi_{sq} \\ \Phi_{sd} \end{bmatrix}$$

On aboutit aux expressions suivantes dans le repère dq :

$$v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \Phi_{sq} \quad (III.5)$$

$$v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \Phi_{sd} \quad (III.6)$$

$$v_{so} = R_s \cdot i_{so} + \frac{d\Phi_{so}}{dt} \quad (III.7)$$

De même, en l'appliquant aux équations rotoriques (III.2) avec un angle de θ_r , on obtient les équations rotoriques dans le repère dq :

$$v_{rd} = 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{rq} \quad (III.8)$$

$$v_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{rd} \quad (III.9)$$

$$v_{ro} = R_r \cdot i_{ro} + \frac{d\Phi_{ro}}{dt} \quad (III.10)$$

En supposant le système parfaitement équilibré, les équations (III.7) et (III.10) qui correspondent aux composantes homopolaires, sont identiquement nulles.

Suite à l'hypothèse de linéarité des matériaux ferromagnétiques, les flux statoriques et rotoriques s'expriment dans le repère de R.H Park, en fonction des courants, par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \quad (III.11)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sq} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (III.12)$$

Avec :

$L_s = l_s + M_s$: Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = l_r + M_r$: Inductance propre cyclique du rotor.

$M = \frac{3}{2} M_{max}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

L'isotropie de la machine asynchrone fait que les systèmes (III.11) et (III.12) ont les mêmes coefficients.

Plusieurs solutions sont possibles pour orienter le repère (dq) par rapport aux repères triphasés. Dans le cadre de notre travail, on se fixe les axes d et q solidaires au champ statorique.

Cette transformation de R.H Park est interprétée sur la figure suivante.

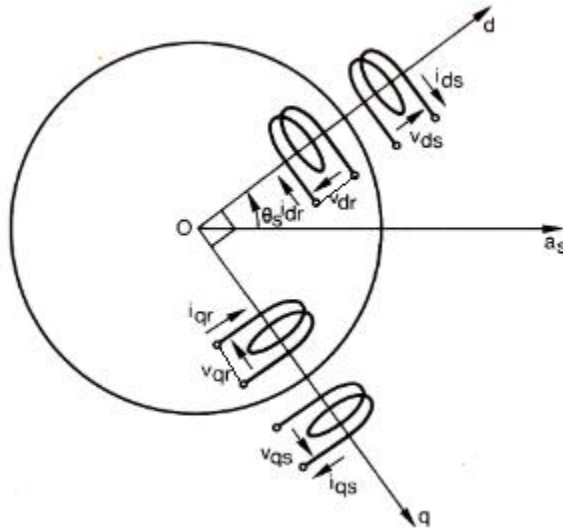


Fig.II.3.Interprétation physique de la transformation de R.H PARK pour une machine asynchrone

Lors d'une alimentation sinusoïdale, il est possible d'écrire, en régime permanent :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s: \text{ Pulsation des grandeurs statoriques}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r: \text{ Pulsation des grandeurs rotoriques}$$

Par la suite, l'expression (III.4) peut se transformer, en régime permanent, sous la forme suivante :

$$\omega_s - \omega_r = p\Omega = \omega$$

Avec :

Ω : La vitesse mécanique.

ω : La pulsation électrique.

Ainsi, en partant des équations (III.5), (III.6), (III.8), (III.9), et en utilisant les relations qui lient les flux aux courants (III.11), (III.12), on obtient l'équation matricielle suivante qui englobe les différentes équations électriques de la machine exprimée dans le repère dq :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & -\omega_r M & R_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r M & 0 & \omega_r L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_{sd}/dt \\ di_{sq}/dt \\ di_{rd}/dt \\ di_{rq}/dt \end{bmatrix} \quad (III.13)$$

III.3.Puissance et couple

Le stator étant considéré comme générateur, et le rotor comme récepteur, la puissance électrique fournie au milieu extérieur vaut:

$$P_e = v_{as} \cdot i_{as} + v_{bs} \cdot i_{bs} + v_{cs} \cdot i_{cs} - v_{ar} \cdot i_{ar} - v_{br} \cdot i_{br} - v_{cr} \cdot i_{cr} \quad (III.14)$$

Qui s'écrit en appliquant la transformation de R.H Park

$$P_e = \frac{3}{2} (v_{sd} \cdot i_{sd} + v_{sq} \cdot i_{sq} + 2v_{so} \cdot i_{so} - v_{rd} \cdot i_{rd} - v_{rq} \cdot i_{rq} - 2v_{ro} \cdot i_{ro}) \quad (III.15)$$

Soit en utilisant (III.5) à (III.19), et en rangeant les termes par familles :

$$\begin{aligned} P_e = \frac{3}{2} & \left[-i_{sd} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - i_{sq} \frac{d\Phi_{sq}}{dt} - 2i_{so} \frac{d\Phi_{so}}{dt} - i_{rd} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - i_{rq} \frac{d\Phi_{rq}}{dt} - 2i_{ro} \frac{d\Phi_{ro}}{dt} \right] \\ & + \frac{3}{2} \left[(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \frac{d\theta_s}{dt} + (\Phi_{rd} i_{rq} - \Phi_{rq} i_{rd}) \frac{d\theta_r}{dt} \right] \\ & + \frac{3}{2} [R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2 + 2i_{so}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2 + 2i_{ro}^2)] \quad (III.16) \end{aligned}$$

Le premier crochet représente la variation par unité de temps de l'énergie magnétique emmagasinée. Le deuxième crochet représente la puissance mécanique transformée en puissance électrique à l'intérieur de la machine. En utilisant et on peut constater que dans ce crochet, la deuxième parenthèse est égale et de signe contraire à la première; la puissance électromagnétique s'écrit donc, en tenant compte de :

$$(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \left(\frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \right) = (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \omega_r$$

D'où le couple électromagnétique (résistant), en divisant par ω_r

$$C_{em} = \frac{3}{2} (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd})$$

Expression indépendante du choix du référentiel. Le troisième crochet représente les pertes Joule.

Pour une machine multipolaire, le couple s'exprime sous la forme suivante :

$$C_{em} = p \frac{3}{2} (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd})$$

Conclusion

Nous avons su, d'après nos résultats de travaux pratiques durant notre cursus de formation d'ingénieur, que ce modèle décrit avec succès le comportement de la machine asynchrone en fonctionnement moteur.

Nous l'appliquerons pour un fonctionnement en générateur dans le chapitre suivant.

**PARTIE B : MODELISATION EN SATURE
DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE**

Introduction

La machine asynchrone à cage est facilement saturable, de plus elle a une dynamique fortement non linéaire et ses variables d'états ne sont pas toutes mesurables. L'étude du comportement en régime dynamique de cette machine est donc une tâche difficile qui nécessite l'élaboration d'un modèle précis afin de bien prédire par voie de simulation son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

III.B.1. Prise en compte de l'effet de la saturation

La machine, dans sa partie intégrante, est composée d'un empilage de tôles ferromagnétiques. Exposées à un champ magnétique, ces tôles s'aimantent naturellement, en outre, cette aimantation est limitée.

On dit que le matériau se sature lorsque sa perméabilité diminue avec le degré d'induction magnétique [13] (figure (III.4))

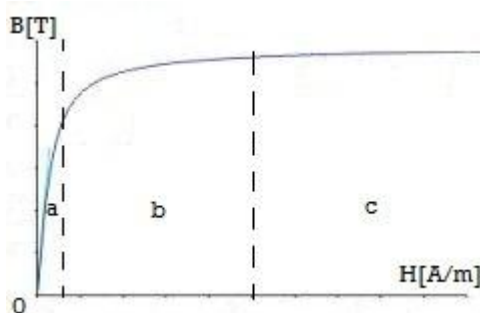


Fig. III.4. La courbe de la première aimantation d'un matériau ferromagnétique
(a) Zone linéaire ; (b) Coude de saturation ; (c) Zone de forte saturation

III.B.2. Le phénomène de saturation croisée

L'effet de la saturation entraîne également un phénomène secondaire dit "l'effet croisé" qui peut être considéré comme un couplage magnétique entre les enroulements d'axe d et q de la machine biphasée (machine de R.H 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 en régime non saturé.

Son impact est non négligeable lors des régimes transitoires.

Ces deux phénomènes conjugués doivent donc être pris en compte par le modèle équivalent afin d'obtenir le plus de concordance entre le comportement réel ainsi celui donné par le modèle.

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 [14].

III.B.3.Méthodes de prise en compte de la saturation

Beaucoup de travaux ont été consacrés à l'étude du générateur asynchrone en fonctionnement autonome en tenant compte de la saturation du circuit magnétique. Différentes approches, plus au moins performantes et simples à implémenter, ont été proposées pour tenir compte de la saturation.

– **Méthode au travers des flux variables** : cette approche est la plus 'physique' mais elle a l'inconvénient de ne pas faire apparaître les grandeurs d'état et de nécessiter l'accès aux flux qui ne sont pas mesurables [15], [16].

– **Méthode de la variation de l'inductance de magnétisation** : dans les références, la variation de l'inductance de magnétisation est prise en compte par l'utilisation d'une fonction dénommée en anglais 'saturation degree function', mais cette méthode qui est précise, nécessite la connaissance des composantes linéaire et non linéaire du flux magnétisant [17], [18].

– **Méthode des techniques de détermination des paramètres (tension, courant,...)** : pour effectuer l'étude du générateur asynchrone [19], [20].

– **Méthode des k facteurs** : utilisée pour tenir compte de la saturation. Cependant, elle manque de précision [21], [22].

– **Méthode d'approximation de la tension en fonction de la réactance magnétisante par une courbe d'ajustage de précision quadratique** [23].

Dans notre approche, nous privilégions la prise en compte de la saturation magnétique au travers d'inductances variables. Ceci permet d'une part de simplifier le modèle de la machine et d'autre part de faire apparaître les grandeurs d'état.

L'approche de modélisation est donc directement issue du modèle de la machine asynchrone élaboré dans le paragraphe précédent. Nous allons, dans ce qui suit, déterminer les expressions des inductances en tenant compte des effets de la saturation et du couplage croisé tout en considérant des inductances de fuites dans l'air.

III.B.4.Mise en œuvre du modèle saturé

Pour aborder le modèle en régime saturé, reprenons les équations dans le repère de R.H Park, chacun des flux peut être décomposé en flux magnétisant et un flux de fuite.

$$\Phi_{sd} = l_s i_{sd} + \Phi_{md} \quad (III. 17)$$

$$\Phi_{sq} = l_s i_{sq} + \Phi_{mq} \quad (III. 18)$$

$$\Phi_{rd} = l_r i_{rd} + \Phi_{md} \quad (III. 19)$$

$$\Phi_{rq} = l_r i_{rq} + \Phi_{mq} \quad (III.20)$$

En considérant les courants magnétisants de la machine à partir des composantes des courants statoriques et rotoriques suivant les deux axes d et q comme suit

$$i_{md} = i_{sd} + i_{rd} \quad (III.21)$$

$$i_{mq} = i_{sq} + i_{rq} \quad (III.22)$$

Nous pouvons exprimer chacun des deux flux magnétisants par :

$$\Phi_{md} = L_m \cdot i_{md} \quad (III.23)$$

$$\Phi_{mq} = L_m \cdot i_{mq} \quad (III.24)$$

L_m est appelée "inductance magnétisante statique". L'épaisseur de l'entrefer étant supposée constante, L_m , en fonction du courant, est identique suivant les deux axes d et q. En partant des relations (III.17), (III.18), (III.19), (III.20) et en utilisant les relations (III.21), (III.22), (III.23), (III.24), on obtient, pour les flux statoriques et rotoriques suivant les deux axes, les expressions suivantes :

$$\Phi_{sd} = l_s i_{sd} + L_m \cdot i_{md} \quad (III.25)$$

$$\Phi_{sq} = l_s i_{sq} + L_m \cdot i_{mq} \quad (III.26)$$

$$\Phi_{rd} = -l_r i_{sd} + (l_r + L_m) \cdot i_{md} \quad (III.27)$$

$$\Phi_{rq} = -l_r i_{sq} + (l_r + L_m) \cdot i_{mq} \quad (III.28)$$

Le niveau de saturation de la machine est une fonction des ampères-tours globaux de la machine. Par conséquent, on définit le module du courant magnétisant global sous la forme suivante :

$$|i_m| = \sqrt{i_{md}^2 + i_{mq}^2} \quad (III.29)$$

Dans ce cas, L_m , qui caractérise la magnétisation de la machine, peut être exprimée comme étant le rapport de $|\Phi_m|$, flux total magnétisant de la machine par $|i_m|$:

$$L_m = \frac{|\Phi_m|}{|i_m|} \quad (III.30)$$

Cette inductance de magnétisation est, bien évidemment, fonction du courant $|i_m|$,

$L_m = f(|i_m|)$. Pour une machine donnée, son identification s'obtient expérimentalement au travers de la caractéristique interne de la machine comme nous allons l'explicitier plus loin.

Dans le cas d'un prototype virtuel, il est possible d'obtenir cette caractéristique à partir d'une modélisation numérique tenant compte de la non linéarité des matériaux ferromagnétiques constituant la machine [24].

Les équations (III.5), (III.6), (III.8), (III.9), font toutes apparaître une dérivée d'un flux par rapport au temps. Nous allons chercher à exprimer l'une de ces dérivées.

Soit $\frac{d\Phi_{sd}}{dt}$:

D'après l'expression (III.17), cette dérivée s'écrit

$$\frac{d\Phi_{sd}}{dt} = \frac{d}{dt}(l_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{md})$$

Les inductances de fuite étant supposées constantes, on aboutit à :

$$\frac{d\Phi_{sd}}{dt} = l_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \cdot \frac{di_{md}}{dt} + i_{md} \cdot \frac{dL_m}{dt}$$

Comme L_m varie avec le module de $|i_m|$, l'équation précédente peut se mettre sous la forme suivante :

$$\frac{d\Phi_{sd}}{dt} = l_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \cdot \frac{di_{md}}{dt} + i_{md} \cdot L'_m \frac{d|i_m|}{dt}$$

Avec :

$$L'_m = \frac{dL_m}{d|i_m|}$$

Sachant que :

$$\frac{d|i_m|}{dt} = \frac{d}{dt} \sqrt{i_{md}^2 + i_{mq}^2} = \frac{i_{md}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{md}}{dt} + \frac{i_{mq}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{mq}}{dt}$$

La dérivée temporelle du flux Φ_{sd} devient alors :

$$\frac{d\Phi_{sd}}{dt} = l_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \cdot \frac{di_{md}}{dt} + i_{md} \cdot L'_m \left(\frac{i_{md}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{md}}{dt} + \frac{i_{mq}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{mq}}{dt} \right)$$

En développant les différents termes, on obtient :

$$\frac{d\Phi_{sd}}{dt} = l_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + \left(L_m + L'_m \frac{i_{md}^2}{|i_m|} \right) \frac{di_{md}}{dt} + L'_m \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{mq}}{dt}$$

Trois termes peuvent être distingués :

- Le premier $l_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt}$ est issu du flux de fuites.
- Le second $\left(L_m + L'_m \frac{i_{md}^2}{|i_m|} \right) \frac{di_{md}}{dt}$ est dû à la saturation suivant l'axe direct.
- Le troisième $L'_m \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|} \cdot \frac{di_{mq}}{dt}$ reflète l'effet du courant suivant l'axe q sur le flux direct. C'est l'effet croisé.

Les dérivées temporelles des flux Φ_{sq} , Φ_{rd} et Φ_{rq} peuvent être exprimées de manière similaire. Ainsi, dans les quatre équations (III.5), (III.6), (III.8), (III.9) les flux seront fonction des courants et des diverses inductances introduites précédemment. Les équations électriques de la machine asynchrone s'écrivent alors, sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s l_s & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s l_s & R_s & \omega_s L_m & 0 \\ -R_r & \omega_r l_r & R_r & -\omega_r (L_m + l_r) \\ -\omega_r l_r & -R_r & \omega_r (L_m + l_r) & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_s & 0 & L_m + L'_m \frac{i_{md}^2}{|i_m|} & L'_m \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|} \\ 0 & l_s & L'_m \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|} & L_m + L'_m \frac{i_{mq}^2}{|i_m|} \\ -l_r & 0 & l_r + L_m + L'_m \frac{i_{md}^2}{|i_m|} & L'_m \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|} \\ 0 & -l_r & L'_m \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|} & l_r + L_m + L'_m \frac{i_{mq}^2}{|i_m|} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_{sd}/dt \\ di_{sq}/dt \\ di_{md}/dt \\ di_{mq}/dt \end{bmatrix} \quad (III.31)$$

On pose :

$$L_{md} = L_m + L'_m \frac{i_{md}^2}{|i_m|} \quad (III.32)$$

$$L_{mq} = L_m + L'_m \frac{i_{mq}^2}{|i_m|} \quad (III.33)$$

$$L_{dq} = L'_m \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|} \quad (III.34)$$

L_{md} et L_{mq} représentent les inductances magnétisantes dynamiques suivant les axes direct et en quadrature respectivement. Dans le cas d'une caractéristique linéaire des matériaux ferromagnétiques $L_{md} = L_{mq} = L_m = \text{Constante}$.

L_{dq} représente l'inductance d'effet croisé, exprime la variation de L_m en fonction de i_{md} et i_{mq} . Elle quantifie le couplage croisé entre les bobinages des axes d et q. Dans l'hypothèse de la linéarité des matériaux, $L_{dq} = 0$.

La relation matricielle (III.31) devient alors :

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s l_s & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s l_s & R_s & \omega_s L_m & 0 \\ -R_r & \omega_r l_r & R_r & -\omega_r (L_m + l_r) \\ -\omega_r l_r & -R_r & \omega_r (L_m + l_r) & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} l_s & 0 & L_{md} & L_{dq} \\ 0 & l_s & L_{dq} & L_{mq} \\ -l_r & 0 & l_r + L_{md} & L_{dq} \\ 0 & -l_r & L_{dq} & l_r + L_{mq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_{sd}/dt \\ di_{sq}/dt \\ di_{md}/dt \\ di_{mq}/dt \end{bmatrix} \tag{III.35}
\end{aligned}$$

Dans le modèle développé ci-dessus, les courants rotoriques ne sont plus explicites mais sont 'inclus' implicitement dans les expressions des courants magnétisants i_{md} et i_{mq} .

Afin de générer une tension statorique à la fréquence 50Hz, On impose un entrainement au synchronisme du rotor. Du coup, on choisit de travailler avec le référentiel de R.H Park lié au stator pour diminuer le nombre d'inconnus.

Ainsi, le système (III.35) devient :

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ -R_r & \omega_r l_r & R_r & -\omega_r (L_m + l_r) \\ -\omega_r l_r & -R_r & \omega_r (L_m + l_r) & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} l_s & 0 & L_{md} & L_{dq} \\ 0 & l_s & L_{dq} & L_{mq} \\ -l_r & 0 & l_r + L_{md} & L_{dq} \\ 0 & -l_r & L_{dq} & l_r + L_{mq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_{sd}/dt \\ di_{sq}/dt \\ di_{md}/dt \\ di_{mq}/dt \end{bmatrix} \tag{III.36}
\end{aligned}$$

En reprenant la relation précédente du couple et en appliquant la transformation de R.H Park aux différents flux et courants, on aboutit à l'expression suivante du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p \cdot L_m \cdot (i_{md} \cdot i_{sq} - i_{mq} \cdot i_{sd}) \tag{III.37}$$

Conclusion

La machine asynchrone soumise à des niveaux de flux élevés présente des variations non linéaires des inductances ou des flux en fonction des courants magnétisants.

La connaissance des évolutions des inductances magnétisantes statiques et dynamiques en fonction des courants magnétisants en chaque point de fonctionnement permet la prise en considération du phénomène de la saturation. En conséquence, l'étude dynamique de la machine fondée sur le modèle saturé de R.H Park devient plus complète et précise.

CHAPITRE IV : AUTO-AMORÇAGE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE

Introduction

En l'absence de réseau pilote, il est possible d'auto-exciter la génératrice asynchrone au moyen de condensateurs, mais l'amorçage et la protection contre les surtensions de résonance nécessitent une étude très soignée de l'installation. [25] [26] [27]

Seul un dispositif basé sur une machine asynchrone auto-excitée par des capacités directement connectées sur une charge permet d'obtenir un fonctionnement purement autonome. Le phénomène d'auto-excitation est en revanche difficile à maîtriser car les variations de charge influent directement sur les valeurs de la tension et la fréquence délivrées.

IV.1 Conditions d'amorçage de la machine asynchrone :

La machine asynchrone peut fonctionner en mode isolée du réseau (autonome) si :

- Il y a présence d'une induction rémanente dans le fer du rotor.
- Un système qui peut fournir la puissance réactive nécessaire à la magnétisation du générateur asynchrone. Ce, peut être une batterie de condensateurs correctement dimensionnés pour réaliser les conditions de l'auto-amorçage, ou le réseau lui-même en mode raccordé.

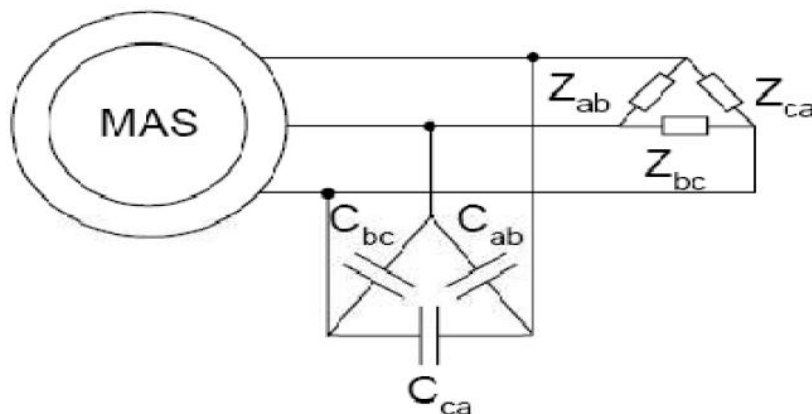


Fig IV.1: Schéma de principe

IV.2. Auto-excitation du générateur à vide

IV.2.1. Détermination de la capacité d'auto-amorçage

Considérons un générateur asynchrone débitant sur un réseau d'impédance Z_{ch}

$$V_s = Z_{tot} I_s = -Z_{ch} I_s \quad (IV.1)$$

Où Z_{tot} représente l'impédance résultante vue des bornes du générateur.

$Q_c = 3V_s^2 C \omega$: Lorsque les condensateurs sont connectés en étoile.

$Q_c = 3V_s^2 C \omega$: lorsque les condensateurs sont connectés en triangle.

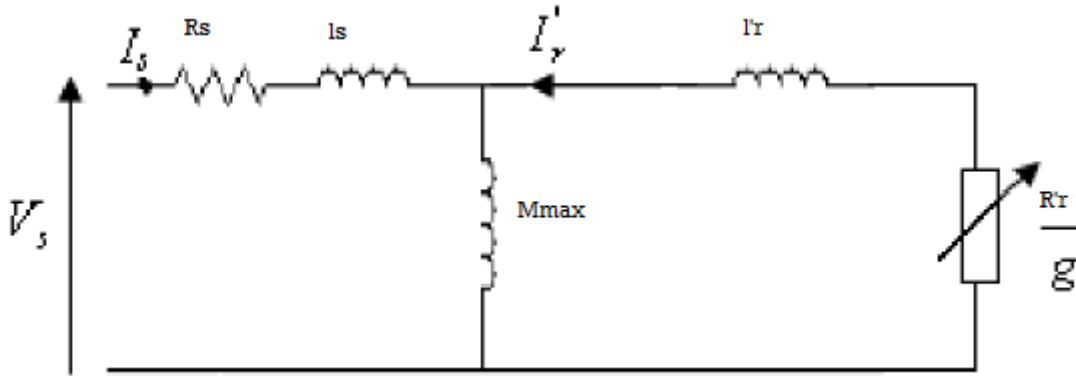


Fig.IV.2 Schéma équivalent

$$Z_{tot} = R_s + j\omega l_s + \frac{j\omega M_{max}(\frac{R_r'}{g} + j\omega l_r')}{\frac{R_r'}{g} + j\omega(l_r' + M_{max})} \quad (IV.2)$$

Avec :

l_s et l_r' : Inductances de fuites au stator et au rotor.

M_{max} : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une autre rotorique.

ω : pulsation statorique en régime d'auto-excitation.

En simplifiant l'équation (IV.1) on trouve :

$$Z_{res} = Z_{tot} + Z_{ch} \quad (IV.3)$$

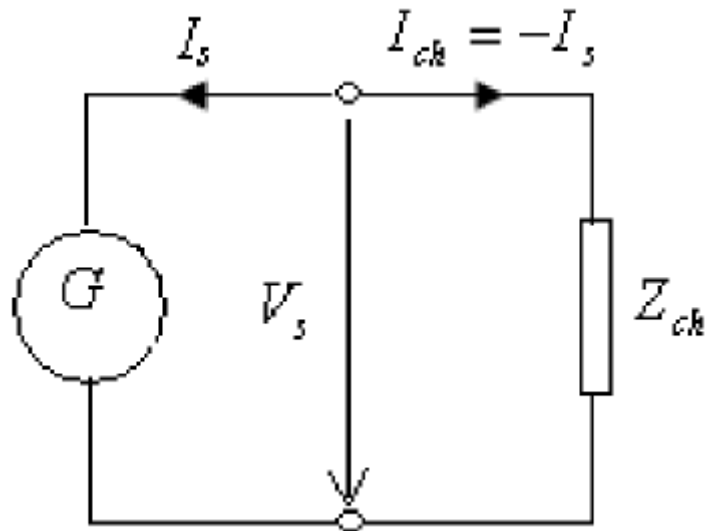


Fig.IV.3 Fonctionnement en générateur auto-excité.

Si le générateur est déconnecté du réseau et chargé sur des condensateurs tels que :

$$Z_{ch} = - \frac{j}{C\omega}$$

Le fonctionnement stable du générateur asynchrone auto-excité sera assuré si l'équation (IV.3) est satisfaite, c'est-à-dire si l'impédance résultante du circuit de la figure (IV.4) selon l'expression (IV.3) est telle que :

$$\begin{cases} \text{Re}(Z_{res}) = 0 \\ \text{Im}(Z_{res}) = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

Le phénomène d'amorçage de l'auto-excitation correspond au passage d'un état d'équilibre instable (début de l'amorçage) à un état d'équilibre stable (point de fonctionnement final) défini par les conditions (IV.4).

Par conséquent l'amorçage ne peut se produire que si l'énergie fournie au système par l'organe d'entraînement (la machine à courant continu dans notre cas) est supérieure à l'énergie consommée dans les résistances R'_r et R_s . La puissance fournie au système correspond à la puissance dissipée dans la résistance $R'_r \frac{1-g}{g}$

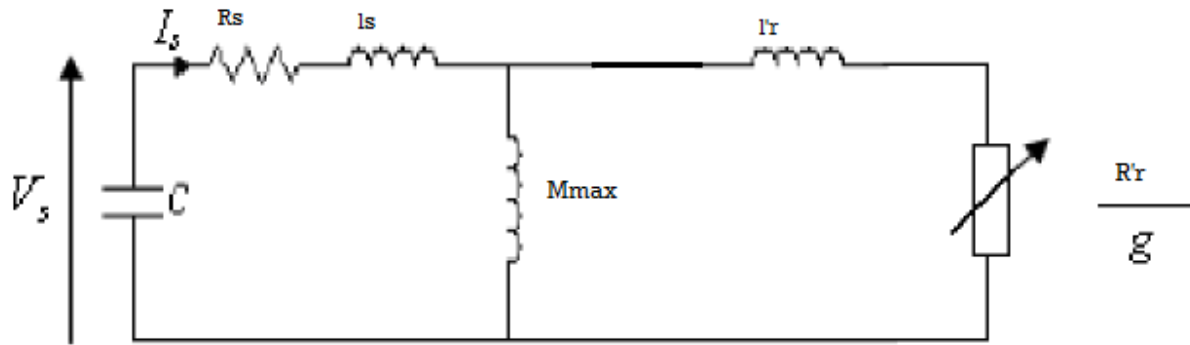


Fig.IV.4 schéma équivalent d'un générateur asynchrone auto-excité.

La condition d'autoamorçage peut, dès lors, s'exprimer sous la forme simple : $\text{Re}(Z_{res}) < 0$

On a :

$$Z_{res} = R_s + j\omega l_s - \frac{j}{C\omega} + \frac{j\omega M_{max}(\frac{R'_r}{g} + j\omega l'_r)}{\frac{R'_r}{g} + j\omega(l'_r + M_{max})}$$

Avec :

$$L'_r = l'_r + M_{max}$$

La partie réelle est égale à

$$\text{Re}(Z_{res}) = R_s + \frac{\omega^2 M_{max}^2 \frac{R'_r}{g}}{\omega^2 l_r'^2 + \frac{R'_r}{g}} \quad (\text{IV.5})$$

La figure (V.5) représente la variation de Z_{res} en fonction de g .

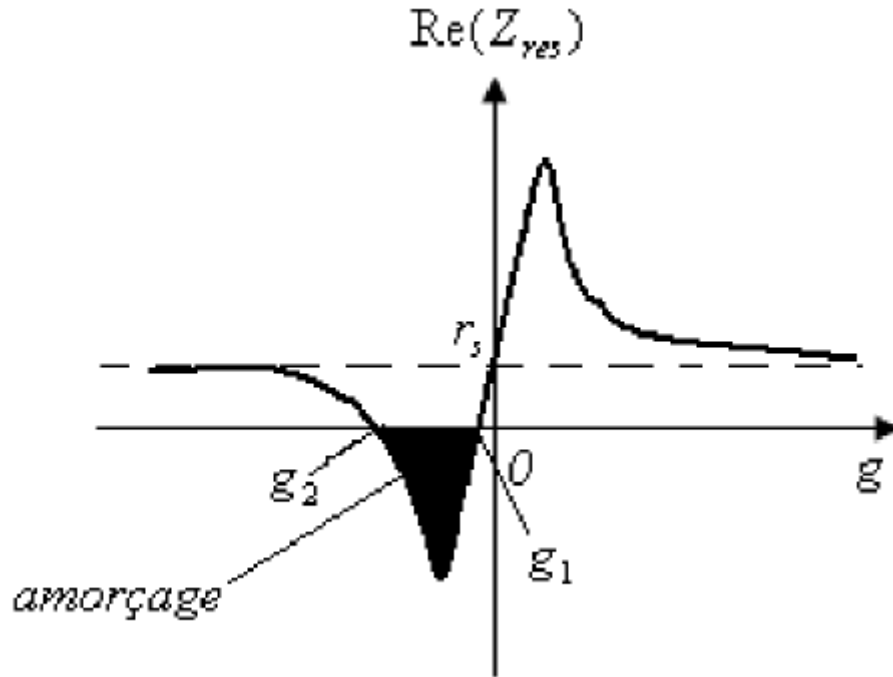


Fig.IV.5 Détermination du domaine d'amorçage.

Cette fonction a pour asymptote r_s et ne peut être négative que pour des valeurs de g comprises entre g_1 et g_2 . La condition d'amorçage s'exprime par conséquent comme : $g_2 < g < g_1$. Pour des valeurs très faibles de g , on peut négliger le terme $\omega^2 L_r^2 r$ et on trouve :

$$\text{Re}(Z_{\text{res}}) = R_s + \frac{\omega^2 M_{\text{max}}^2 g}{R_r'} \quad (\text{IV.6})$$

D'ou, pour $\text{Re}(Z_{\text{res}}) = 0$:

$$g_1 \cong \frac{R_s R_r'}{\omega^2 M_{\text{max}}^2} \quad (\text{IV.7})$$

La machine tourne pratiquement à sa vitesse de synchronisme. Pour des grandes valeurs de g , on a :

$$\text{Re}(Z_{\text{res}}) \cong R_s + \frac{\omega^2 M_{\text{max}}^2 R_r'}{\omega^2 L_r'^2 + g} \cong R_s + \frac{R_r'}{g} \quad (\text{IV.8})$$

D'ou :

$$g_2 = \frac{-R_s}{R_r'} \quad (\text{IV.9})$$

Connaissant les glissements limites g_1 et g_2 , on déduit les valeurs extrêmes de la capacité C, qui définissent le domaine dans lequel l'amorçage peut avoir lieu. Le générateur asynchrone ne recevant d'autre énergie réactive que celle provenant de la capacité C, on a selon (IV.4)

$$Im(Z_{res}) = \omega l_s - \frac{1}{\omega C} + \frac{\omega M_{max} [\omega^2 L_r' l_r' + \left(\frac{R_r'}{g}\right)^2]}{\omega^2 L_r' + \left(\frac{R_r'}{g}\right)^2} \quad (IV.10)$$

Pour $g = g_1 \approx 0$, on a $\omega_1 = \omega_r$, d'où :

$$\omega_r l_s - \frac{1}{\omega_r C_1} + \omega_r M_{max} \cong 0$$

$$\omega_r l_s - \frac{1}{\omega_r C_1} \cong 0$$

Et donc :

$$C_1 = \frac{1}{\omega_r^2 L_s} \quad (IV.11)$$

Avec

$$L_s = M_{max} + l_s \quad (IV.12)$$

La capacité C_1 correspond à la résonance avec l'inductance propre statorique L_s . Comme $g = g_1 \approx 0$, la machine génère la fréquence nominale en tournant pratiquement à la vitesse de synchronisme définie par son nombre de paires de pôles.

Pour $g = g_2 \approx -1$, on a :

$$\omega_r = (1 - g_2)\omega_2 \cong 2\omega_2 \quad (IV.13)$$

En négligeant le terme $(R_r'/g_2)^2$ dans l'équation (V.10) on obtient :

$$Im(Z_{res}) = \omega_2 l_s - \frac{1}{\omega_2 C_2} + \omega_2 M_{max} \frac{l_r'}{L_r'} \cong 0 \quad (IV.14)$$

D'où :

$$C_2 = \frac{1}{\omega_2^2 (l_s + l_r')} = \frac{1}{\omega_2^2 (l_s + l_r')} \left(\frac{R_s + R_r'}{R_r'}\right)^2 \quad (IV.15)$$

La capacité C_2 correspond à la résonance avec l'inductance de court-circuit de la machine. Cette solution n'est pas intéressante car, pour générer la fréquence nominale, la machine doit tourner pratiquement au double de sa vitesse de synchronisme.

IV.2.2 Prise en compte du phénomène de saturation

Le modèle de la machine asynchrone établi précédemment est, dans la plupart des cas, suffisant pour obtenir de bons résultats dans l'analyse des régimes transitoires (démarrage, impact de charge. . .) [27] [28]. Néanmoins, ce modèle utilise une inductance magnétisante M_{\max} constante, ce qui sous-entend que le matériau magnétique utilisé pour la conception de la machine est linéaire. La simulation du phénomène d'auto-excitation de la machine asynchrone par un banc de capacités ne peut se satisfaire de ce modèle puisque c'est la saturation elle-même qui fixe le point de fonctionnement en régime permanent. En effet lorsque la machine est entraînée par un dispositif externe, la présence d'un champ rémanent dans le circuit magnétique de la machine crée un couple électromagnétique engendrant une force électromotrice sur les enroulements statoriques. La connexion de capacités sur les phases du stator entraîne alors la création d'un courant réactif qui augmente le champ magnétique de la machine et par conséquent les forces électromotrices. C'est cette réaction cyclique qui permet à la machine d'arriver à un régime permanent situé dans la zone saturée.

La figure (IV.6) représente l'évolution de la force électromotrice statorique ainsi que la caractéristique externe du condensateur ($V_c = \frac{I_m}{C\omega}$) en fonction du courant I_m pour un fonctionnement à vide de la machine.

L'interaction des deux phénomènes entraîne l'amorçage de la machine jusqu'au point de fonctionnement en régime permanent. L'observation de ces courbes montre aisément que deux phénomènes peuvent modifier l'emplacement du point de fonctionnement sur la caractéristique de magnétisation :

- La variation de la capacité d'auto-amorçage qui entraîne une modification de la pente de la droite de charge de la capacité
- La variation de la charge connectée sur la machine qui provoque une variation du glissement. Ceci rend la résistance R_r/g non négligeable et le courant est alors partagé entre l'inductance magnétisante et la résistance rotorique.

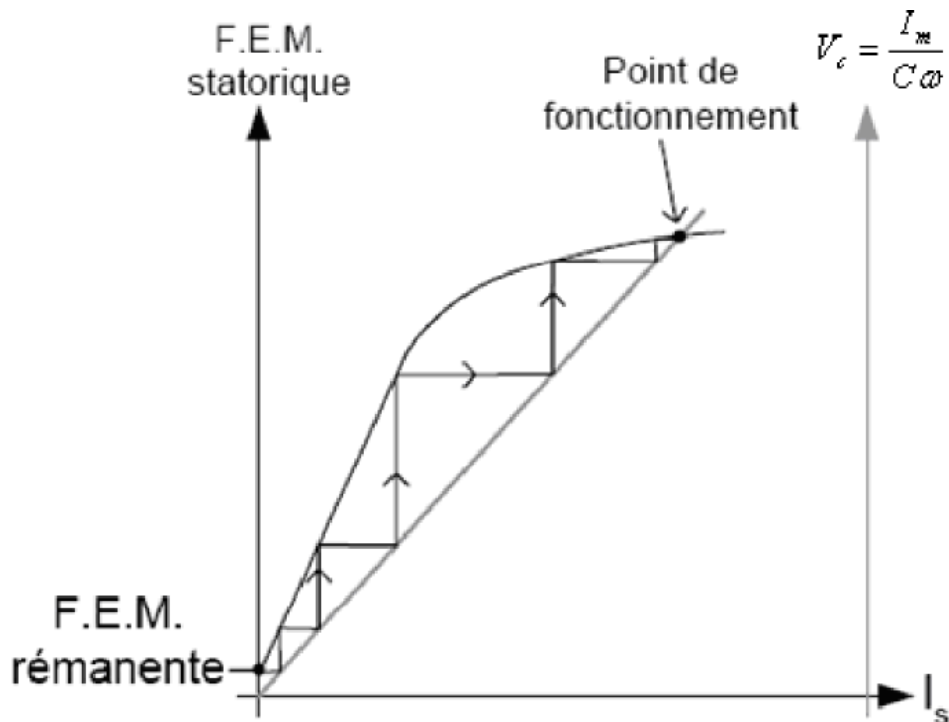


Fig.IV.6 Phénomène d'auto-amorçage

Lorsque le point de fonctionnement est atteint, la machine délivre une tension au stator dont la valeur efficace est constante. Si l'inductance magnétisante est considérée comme constante et égale à sa valeur en régime non-saturé, la caractéristique de magnétisation ne présente alors pas de coude de saturation et il n'y a pas d'intersection avec la caractéristique externe du condensateur. L'auto-amorçage est alors possible mais la tension statorique augmente alors jusqu'à atteindre une valeur théoriquement infinie. Cette partie sera interprétée dans la partie simulation et expérimentation avec comparaison des courbes à l'appui.

IV.2.3 Simulation et résultats expérimentaux

Les essais que nous avons réalisés au laboratoire tiennent compte de la saturation du circuit magnétique et sont effectués en régime équilibré.

Ces essais consistent à valider le modèle du générateur asynchrone autonome.

Pour cela on étudie d'abord l'auto-amorçage en simulation pour les deux régimes (saturé et linéaire) puis expérimentalement dans le but de valider le modèle après comparaisons des résultats ainsi obtenus.

La machine à vide est entraînée à la vitesse de synchronisme (1500tr/mn). Les capacités d'auto-excitation sont fixées à 90µF. La simulation de l'auto-amorçage du générateur a été effectuée à l'aide du logiciel Matlab, ayant identifié les différents paramètres de la machine, nous avons essayé d'approcher le plus possible les résultats expérimentaux tout en sachant que certains phénomènes perturbateurs (frottements, effet de la température, perturbations causées par la sonde de la gs2020, l'entraînement pas vraiment synchrone etc.) que nous n'avons pas pris en

considération peuvent bien intervenir. La simulation a été validée expérimentalement dans les conditions réelles de la machine.

- **Modèle linéaire**

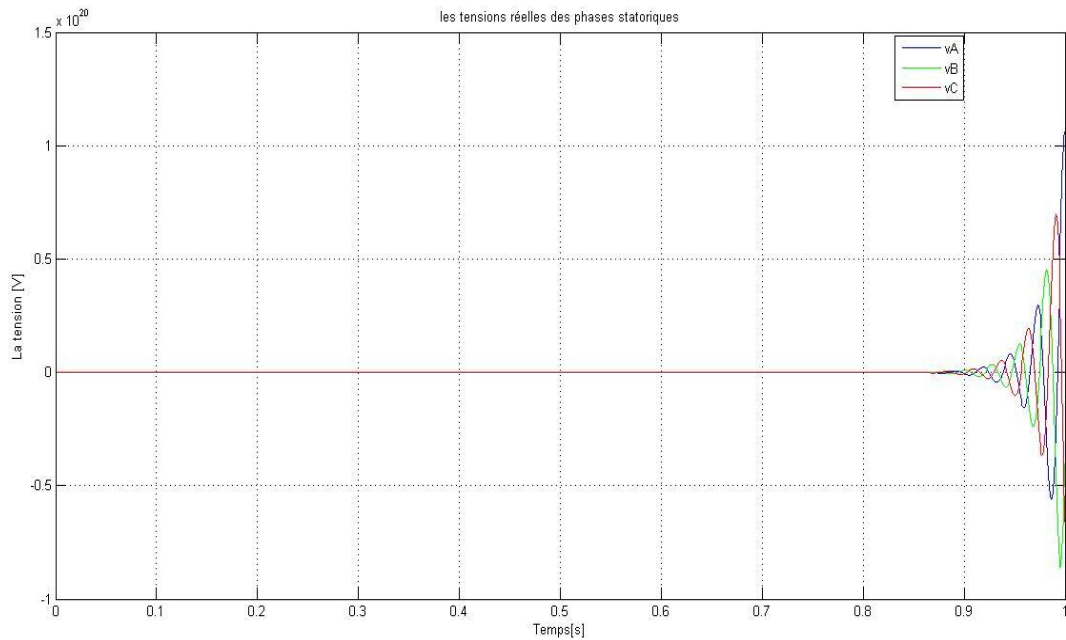
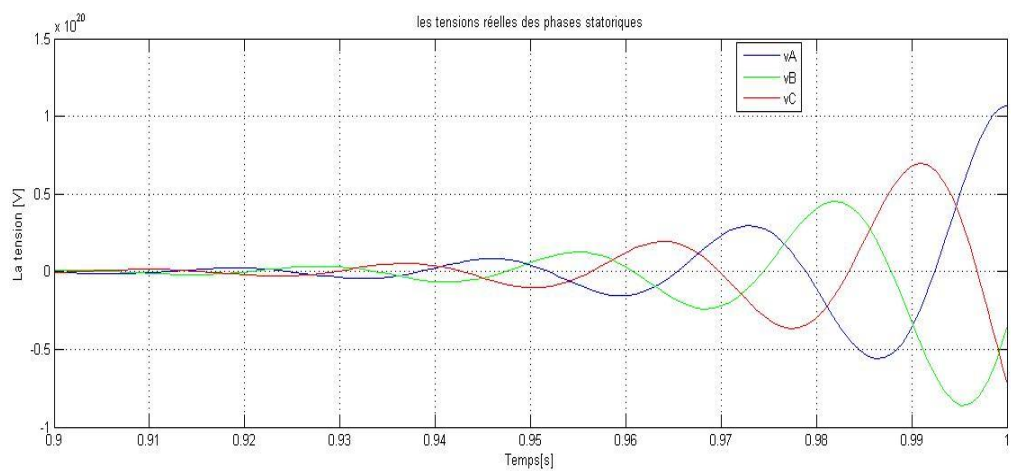


Fig.IV.7 Tensions statoriques d'auto-amorçage obtenues par simulation (modèle linéaire)



Zoom de la figure IV.7

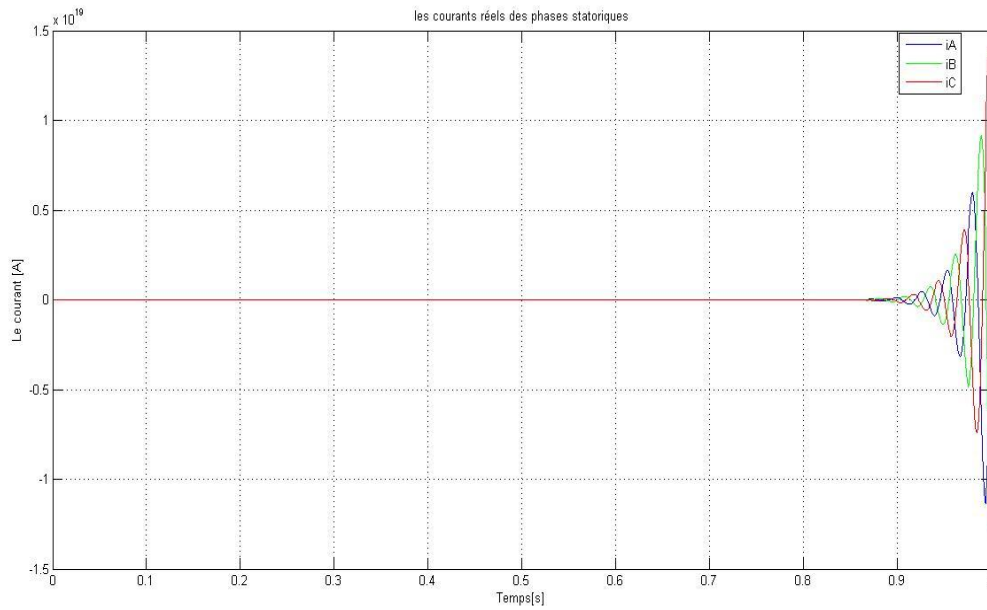
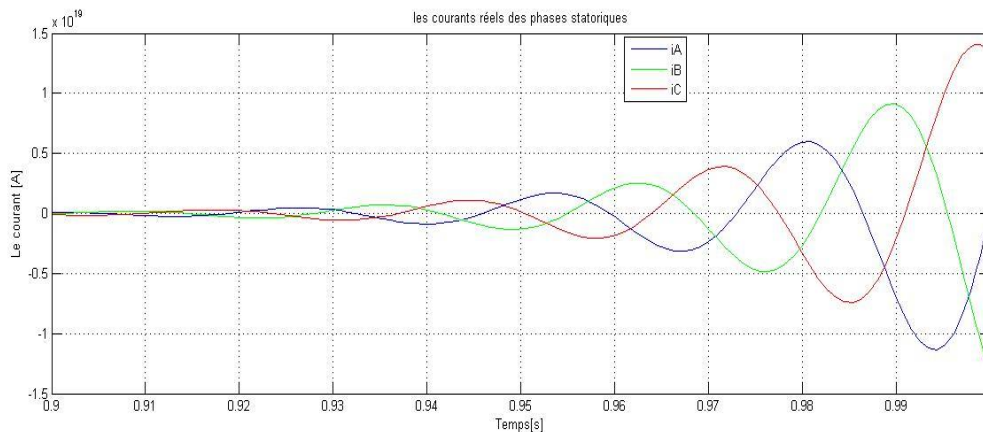


Fig.IV.8 Courants statoriques d'auto-amorçage obtenues par simulation (modèle linéaire)



Zoom de la figure IV.8

On voit sur les figures (IV.7) et (IV.8) que les tensions et les courants statoriques divergent et atteignent des valeurs très grandes quand la simulation se fait dans un régime linéaire, cela est dû au fait de ne pas tenir compte du phénomène de saturations.

Ces résultats ne sont pas réels et montrent la nécessité de la prise en compte de la saturation du circuit magnétique de la machine

- **Modèle saturé**

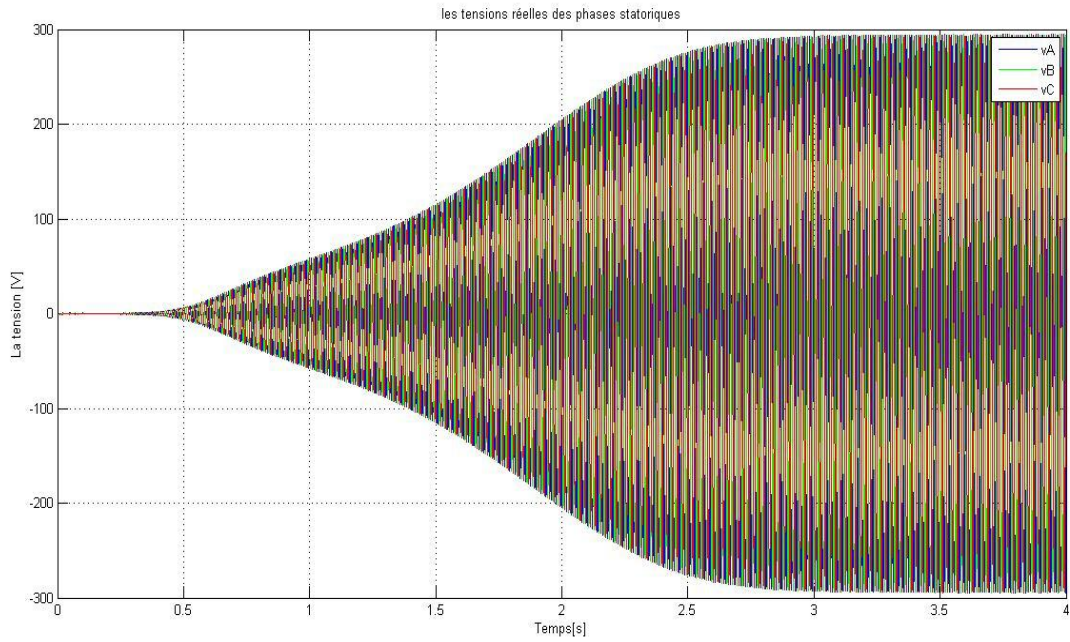


Fig.IV.9 Tensions statoriques d'auto-amorçage obtenues par simulation

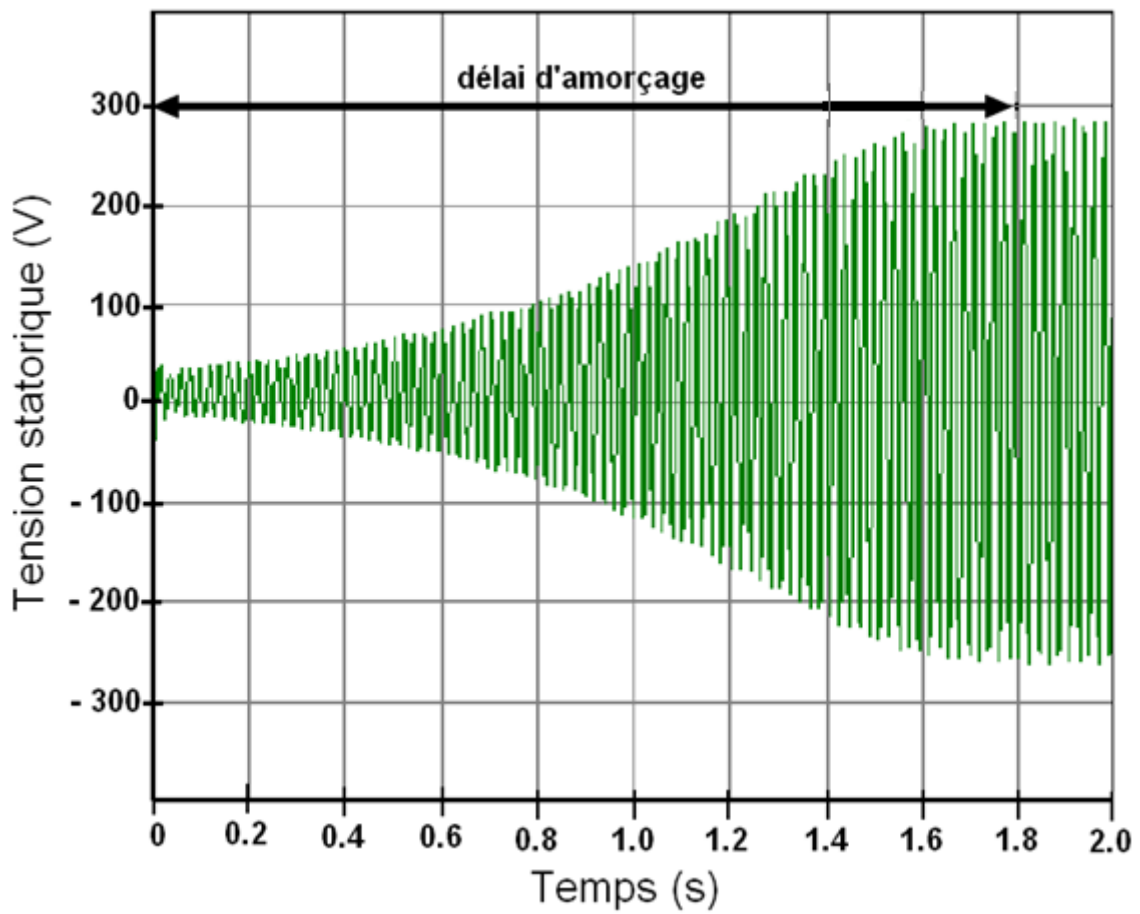


Fig IV.10. Tension statorique d'auto-amorçage obtenue expérimentalement

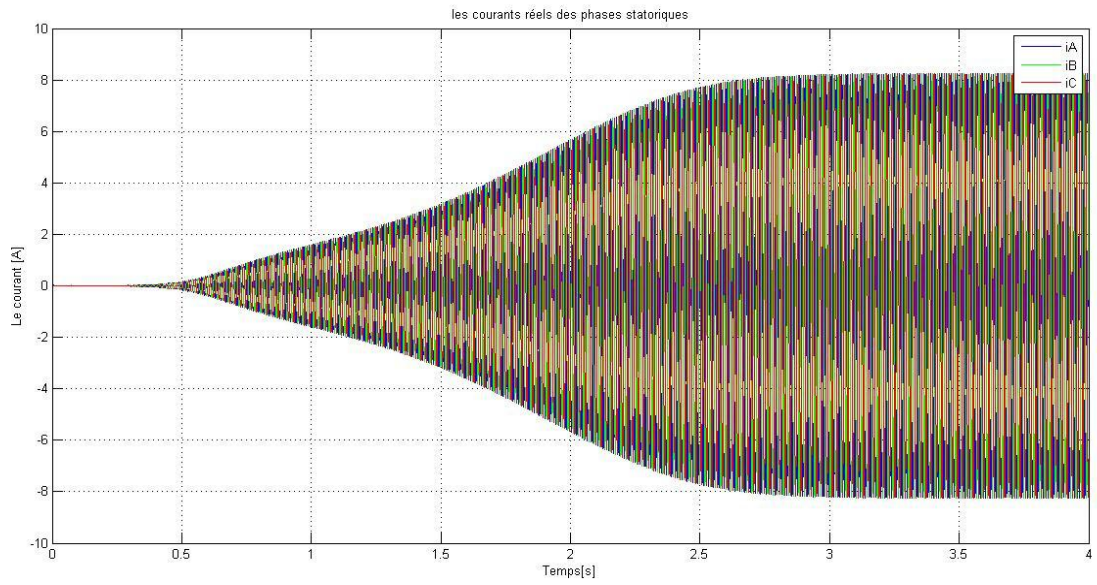


Fig.IV.11 Courants statoriques d'auto-amorçage obtenus par simulation

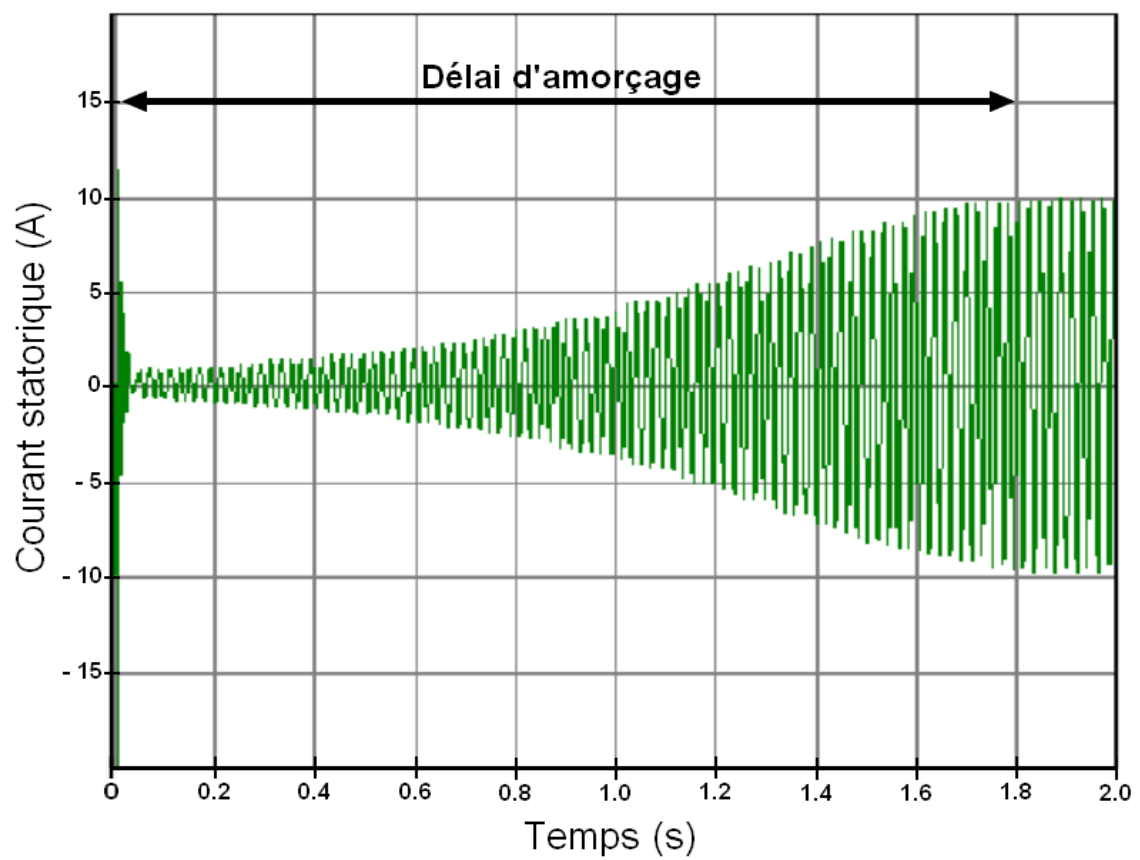


Fig.IV.12. Courant statorique d'auto-amorçage obtenus expérimentalement

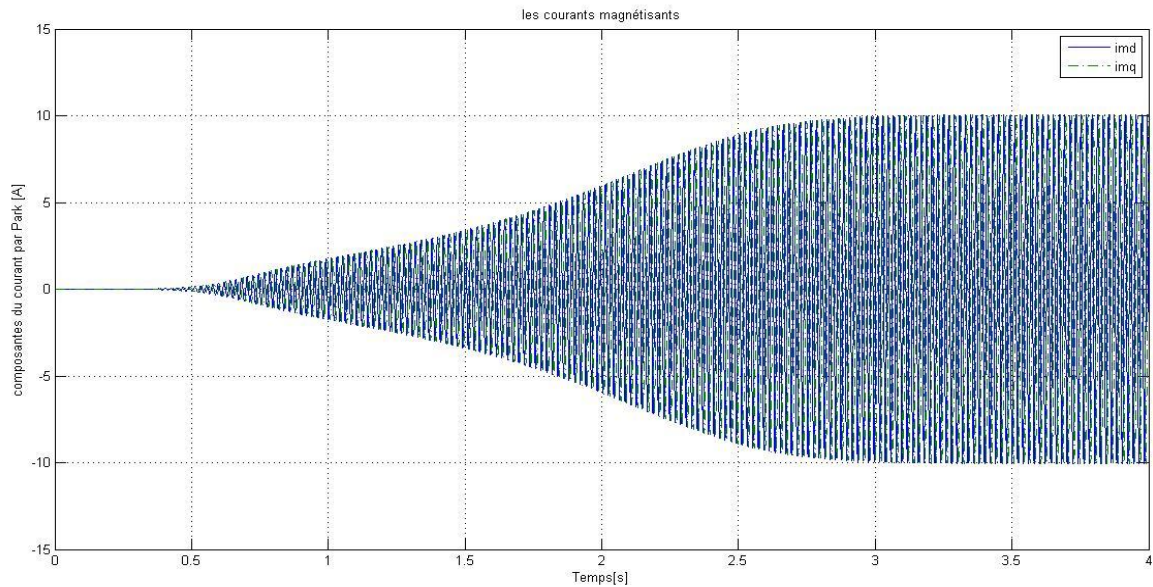


Fig.IV.13 Courants magnétisants d'auto-amorçage obtenus par simulation

IV.2.4 Interprétation des résultats

Dans cette application, la valeur de la capacité d'excitation est de $90\mu\text{F}$, alors que la vitesse de rotation est considérée fixe et égale à $1500\text{tr}/\text{min}$

Les figures (IV.8) et (IV.10) représentent respectivement l'évolution de la tension et le courant statoriques en fonctionnement à vide du générateur asynchrone à cage obtenus par simulation.

Au démarrage, la tension et le courant générés croissent de façon exponentielle, puis se stabilisent respectivement à 290V et à 8A en régimes totalement établis après écoulement d'une période temporelle de 3s , et c'est l'instant où le courant de magnétisation atteint son régime saturé (figure (V.13)).

On constate que les évolutions des tensions et des courants statoriques suivent la forme de l'évolution du courant de magnétisation.

En comparant les résultats obtenus par simulation avec ceux obtenus expérimentalement, on observe que la valeur initiale de la tension, avant le processus d'amorçage est un peu différente en simulation et dans l'essai expérimental. Cette différence est due aux conditions initiales correspondantes à la valeur de l'aimantation rémanente dans le rotor de la machine. En effet celle-ci est différente après chaque utilisation de la machine. Dans nos simulations, cette rémanence est prise en compte par une faible ($0,0054\text{ Wb}$) valeur initiale sur un des intégrateurs de flux.

IV.3 Comportement de la machine lors de la connexion au réseau

Lors de l'accrochage de la machine asynchrone au réseau, cette dernière doit tourner à une vitesse constante. Pour une mise en service de la génératrice, elle est préalablement auto-excitée lorsqu'on la fait basculer sur le réseau. Ce dernier possède aussi des moyens de réenclenchement automatique ou de commutation sur les jeux de barres en cas de déclenchement de la machine. Au moment de la connexion, des phénomènes transitoires importants prennent naissance dans le générateur. [28][29][30]. En effet, suivant le déphasage entre la tension à ses bornes et celle du réseau et l'instant d'accrochage, les courants et le couple électromagnétique transitoires ont des valeurs proches de celles du démarrage direct dans les situations favorables et des valeurs beaucoup plus grandes dans les situations défavorables. La machine subit alors des chocs et devra donc être dimensionnée en conséquence.

On s'aperçoit que lors de la connexion au réseau, l'amplitude du pic de courant $i(t)$ est maximale lorsque les tensions du réseau et celle de la machine sont en opposition de phase, en d'autres termes, lorsque le déphasage entre la tension statorique de la machine et celle du réseau $\varphi = 180$ degrés pour une vitesse de rotation valant celle du synchronisme. [29]

IV.3.1 Simulation et résultats expérimentaux

Pour voir le comportement de la machine asynchrone lors de l'accrochage au réseau, des simulations ont été faites à l'aide du logiciel Matlab pour des valeurs de φ différentes, les figures ci-dessous montrent les résultats obtenus.

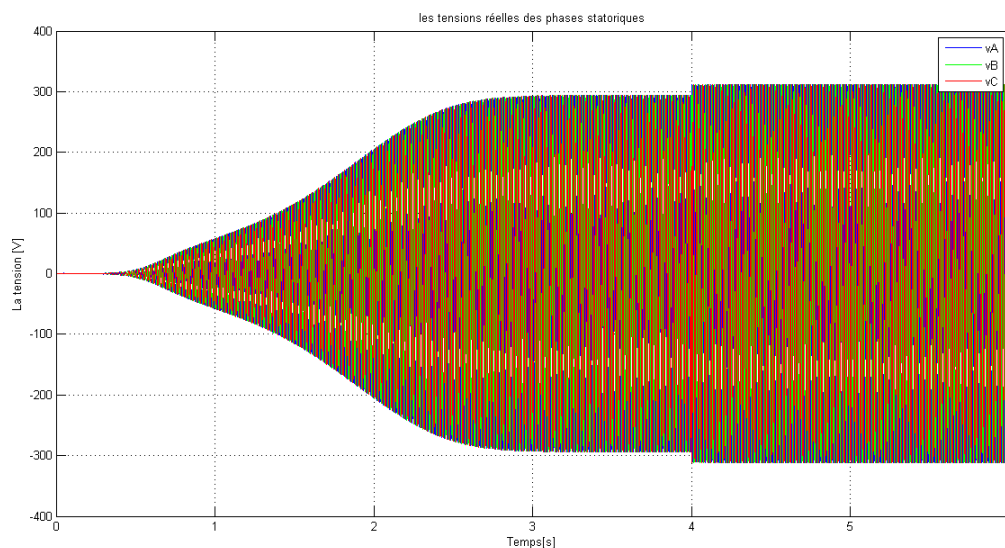


Fig.IV.14. Tensions Statoriques après l'accrochage au réseau obtenues par simulation

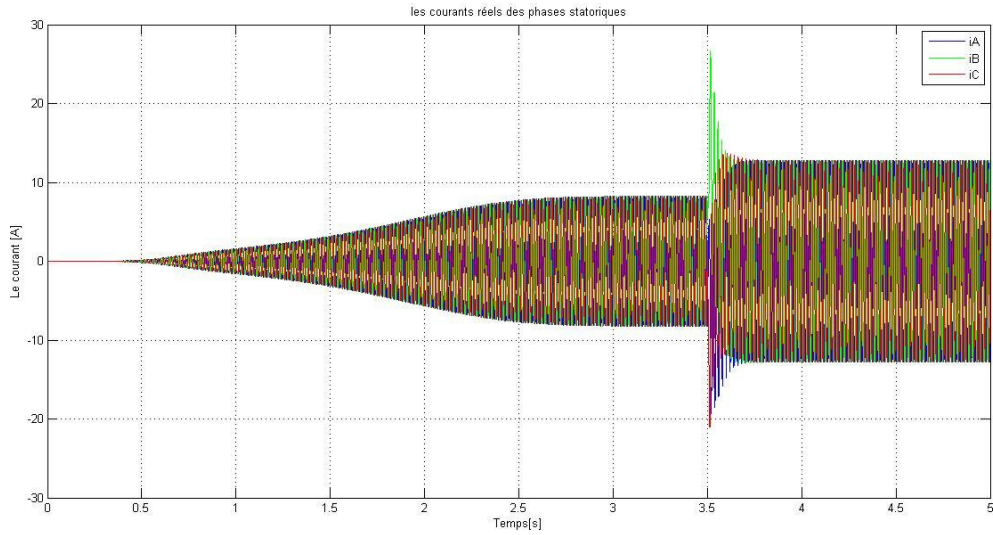
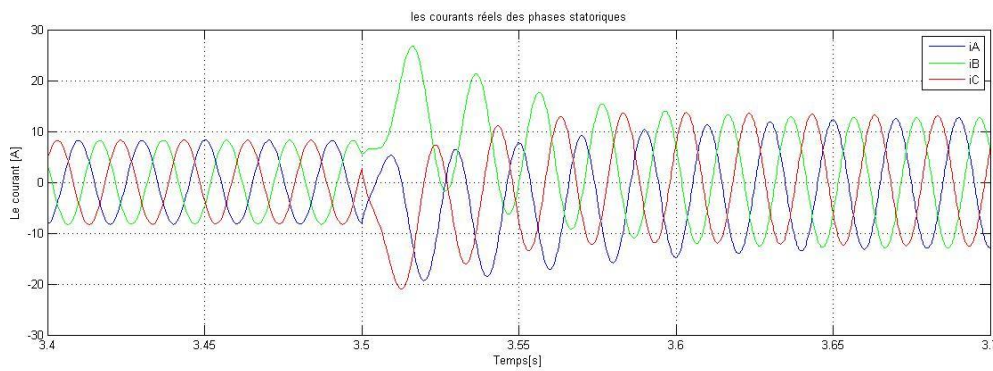


Fig.IV.15 Courants Statoriques après l'accrochage au réseau obtenus par simulation (φ proche de 0)



Zoom de la figure (IV.15)

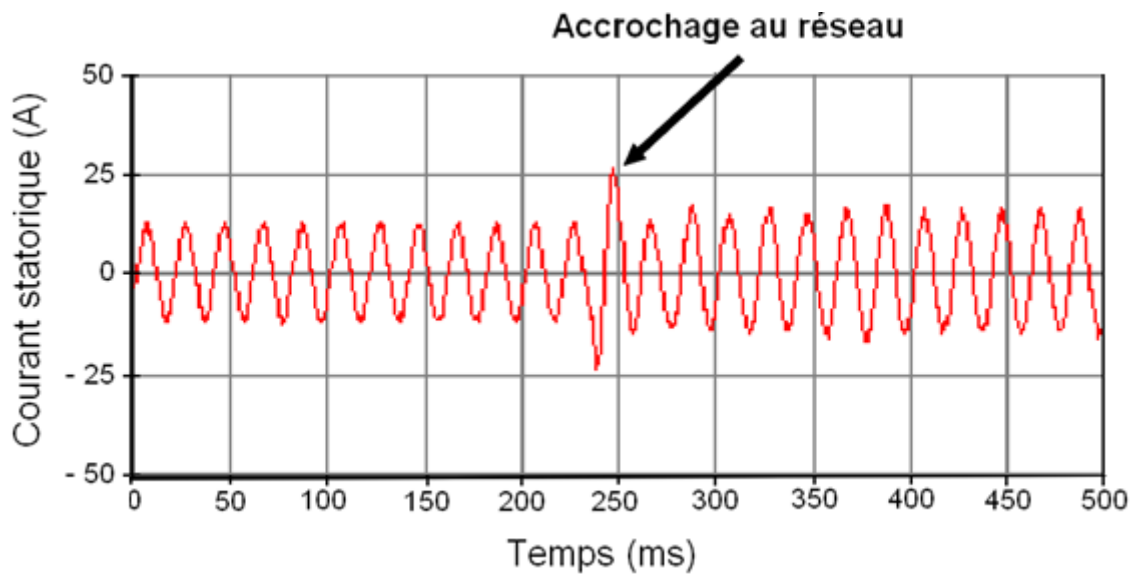


Fig.IV.16 Courant Statorique après l'accrochage au réseau obtenu expérimentalement (φ proche de 0°)

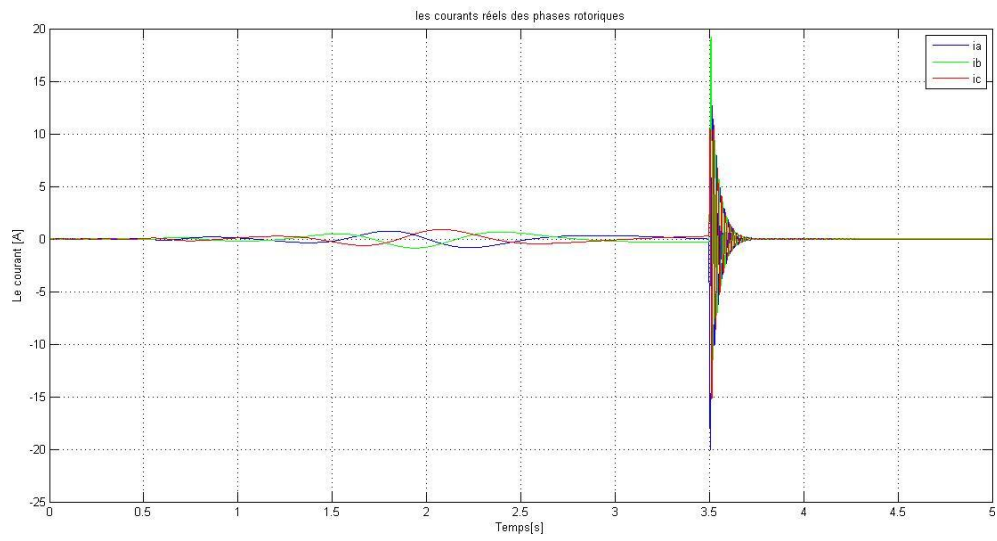
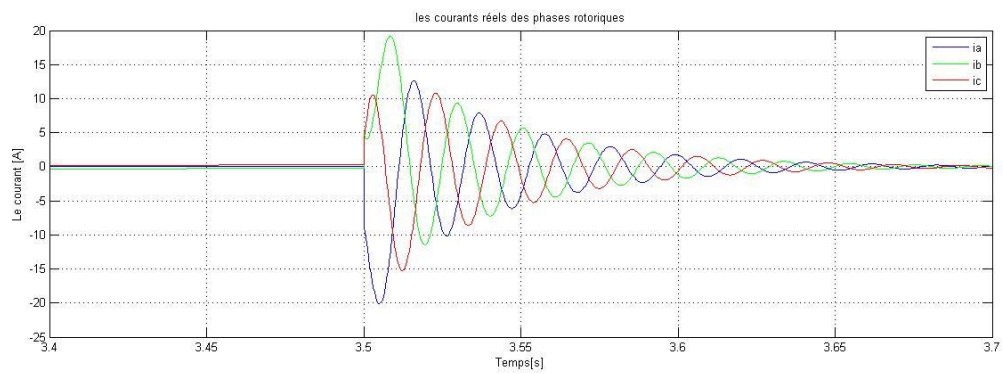


Fig.IV.17 Courants rotoriques après l'accrochage au réseau obtenus par simulation (φ proche de 0°)



Zoom de la figure (IV.17)

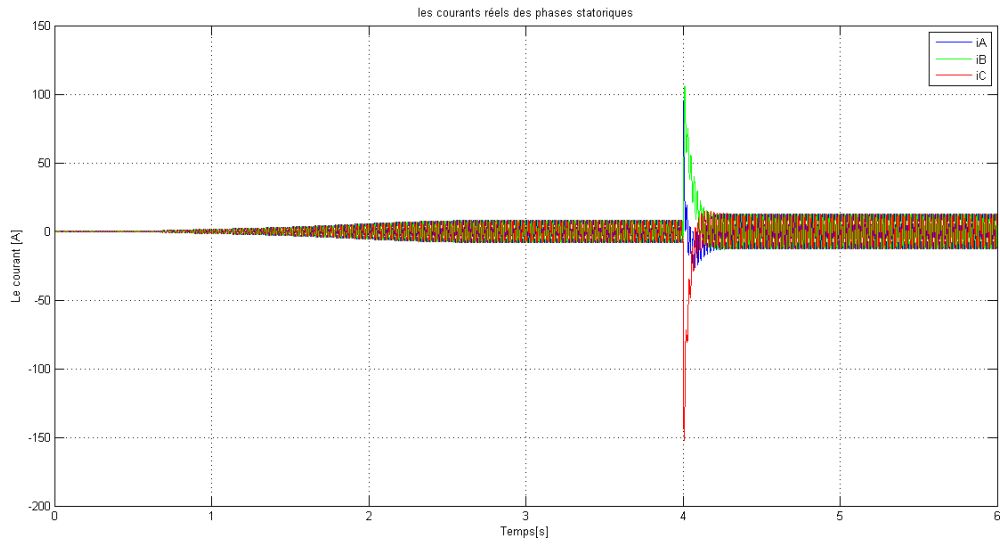
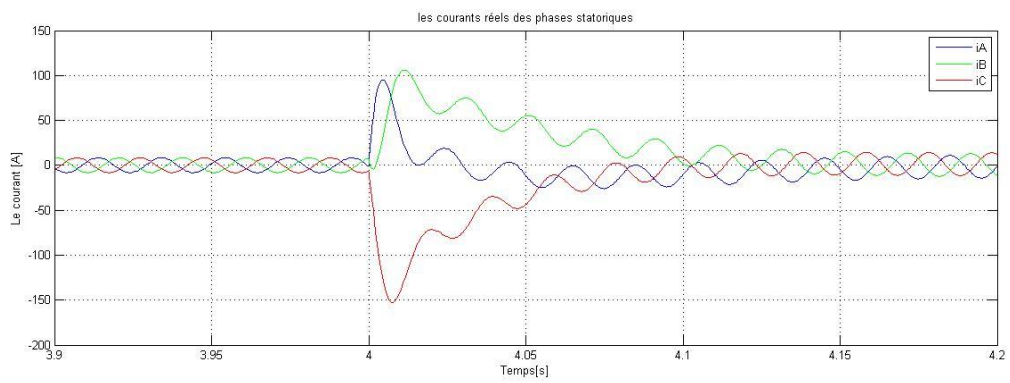


Fig.IV.18. Courants statotriques après l'accrochage au réseau obtenus par simulation (φ relativement grand)



Zoom de la figure (IV.18)

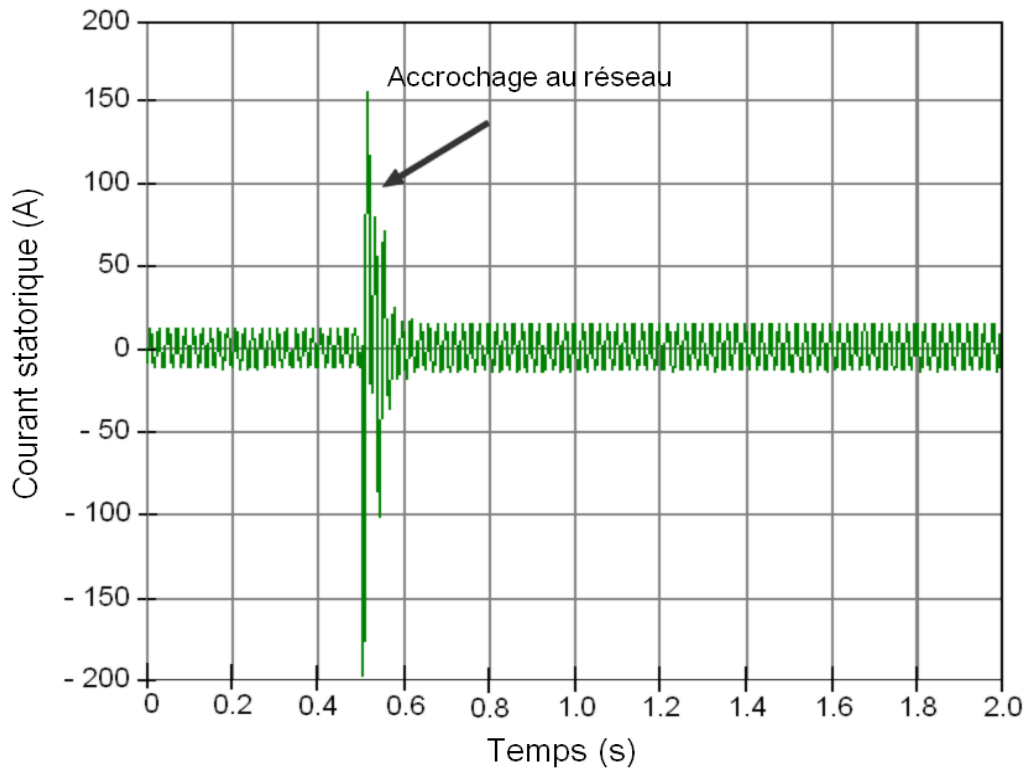


Fig.IV.19 Courant statorique après l'accrochage au réseau obtenu expérimentalement (φ relativement grand)

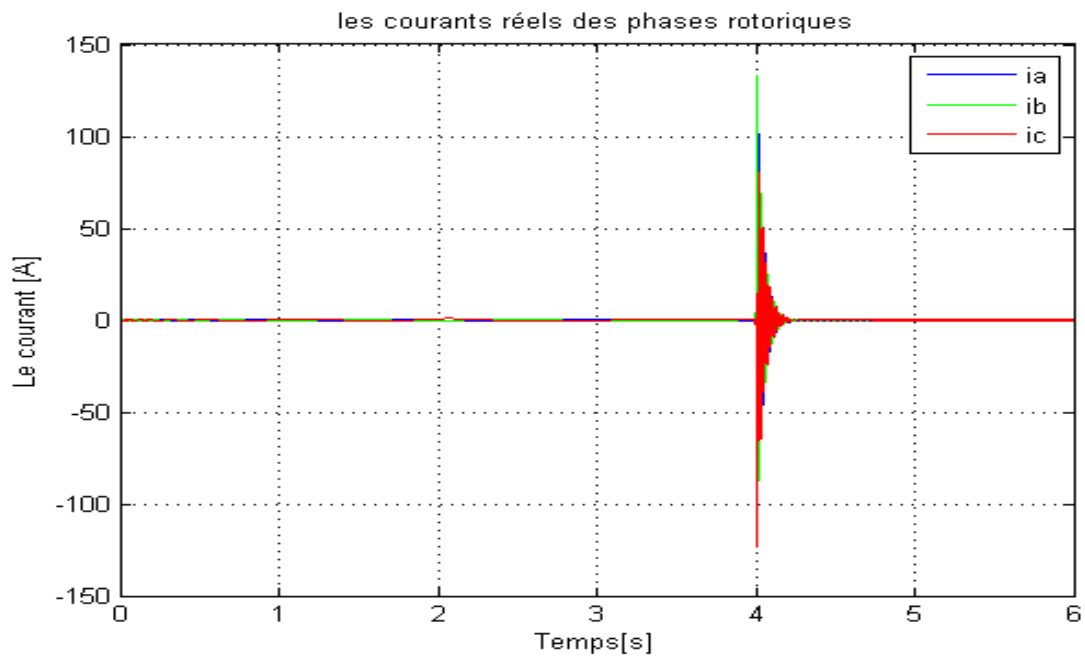
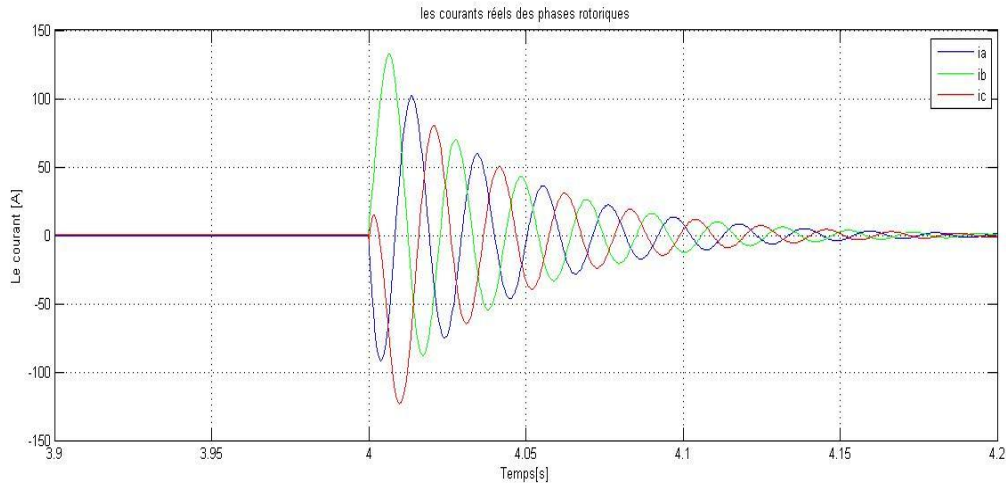


Fig.IV.20 Courants rotoriques après l'accrochage au réseau obtenus par simulation (φ relativement grand)



Zoom de la figure (IV.20)

IV.3.2 Interprétation des résultats

Lors de la connexion au réseau de la génératrice, on voit apparaître des perturbations au niveau des courbes des courants statoriques. Ces perturbations sont dues essentiellement au déphasage φ entre les tensions du réseau et les tensions statoriques de la machine. En effet, ce phénomène engendre des pics de courant statorique très élevés lors de la connexion de la machine au réseau, ces pics sont minimums pour un déphasage proche de 0 et maximums quand les tensions sont en oppositions de phase (200 A pour notre machine).

Pour la tension statorique, on voit que son amplitude augmente lors de la connexion au réseau, elle augmente de 290 à 310, cela est dû à un léger changement sur la vitesse de la machine ainsi qu'à l'imposition du réseau de sa tension sur la machine.

Concernant le courant rotorique, on voit l'apparition de pic lors de l'accrochage au réseau, puis il se stabilise autour d'une valeur très proche de zéro (figures IV.17 et IV.20). D'ailleurs, dans les calculs théoriques on considère que ce courant tend vers zéro pour simplifier largement le modèle de la machine.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes d'abord intéressés à la détermination des capacités d'auto-amorçage d'un générateur asynchrone autonome en fonctionnement linéaire que nous avons corrigées par la suite en tenant compte de la saturation magnétique qui permet de limiter les amplitudes des tensions et courants en régime établi. Par la suite nous avons étudié le comportement du générateur lors du retour réseau à travers les équations électriques et de flux. Durant l'expérience nous avons relevé les différentes courbes d'auto-amorçage à vide, ainsi que celles liées au comportement transitoire de la machine lors d'une connexion au réseau. Dans un

esprit de clarté nous avons poursuivi notre étude en procédant à la simulation du modèle du générateur afin de pouvoir valider nos résultats. L'interprétation et la comparaison entre les résultats expérimentaux et les résultats de simulation ont révélé que ceux donnés par la simulation sont assez satisfaisants, ce qui nous a permis de valider le modèle. La principale source des écarts observés reste la précision de l'identification de la caractéristique de magnétisation et les autres paramètres de la machine.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de cette thèse était de modéliser la machine asynchrone à cage d'écureuil en tenant compte du phénomène de saturation et étudier son comportement en fonctionnement autonome, et lors d'un accrochage au réseau électrique.

Après avoir rappelé les caractéristiques de la machine et cité ses principaux avantages et inconvénients, nous avons procédé dans le deuxième chapitre à l'identification de ses paramètres électriques en réalisant plusieurs essais, les résultats trouvés sont très acceptables bien qu'ils peuvent être affectés par des erreurs de calcul, de lecture ou dues à l'ancienneté de l'appareillage de mesure.

Le troisième chapitre a été dédié à la modélisation de la machine à cage en régime linéaire dans sa première partie, puis, en régime saturé en tenant compte du phénomène de saturation, et cela en considérant une inductance magnétisante variable en fonction du courant magnétisant.

Dans le dernier chapitre, nous avons d'abord calculé la capacité minimale d'auto-amorçage de la machine, puis, nous avons simulé le modèle de la machine avec l'insertion d'un banc de capacités en parallèle, les simulations ont été faites dans les deux régimes (linéaire et saturé) et nous avons constaté la nécessité de la prise en compte du phénomène de saturation après comparaison avec les résultats obtenus par les essais expérimentaux, cela nous a permis de valider le modèle saturé de la machine ainsi établi.

La deuxième partie de ce chapitre a été consacré pour l'étude du comportement de la machine à cage dans le cas d'une connexion au réseau, les simulations numériques que nous avons établies puis validées par les essais expérimentaux ont montré les perturbations au niveau des courants statoriques et rotoriques de la machine ainsi qu'un léger changement de la tension statorique, cela est justifié par une baisse de vitesse et aussi le déphasage entre la tension de la machine et celle du réseau.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] M.CHENEY, « Tesla, la passion d'inventer », Belin, ISBN 2-7011-0618-4, 1987.
- [2] T.ACHOUR, « Diagnostic de défauts électriques et mécaniques de la machine asynchrone à simple cage d'écuriel: étude expérimentale », Projet de fin d'études, E.N.P, Alger, juin 2008.
- [3] M.DESSOUDE, « Moteurs asynchrones-Choix et problèmes connexes », Techniques de l'ingénieur, Différents types de machines électriques tournantes, d3490, juin 1996.
- [4] G.SIBILLE et T.WILDI, « Electrotechnique », De Boeck Supérieur, 4^{ème} Ed, Physique générale, Distribution exclusive : Canada - Les Presses de l'Université de Laval, 2005, pp. 225-234.
- [5] T.Bishop, « Squirrel cage Rotor Testing », EASA Convention 2003, Moscone convention Centre , San Francisco, CA, June 30, 2003.
- [6] D.SATOR-NAMANE, « Machines à courant alternatif, machines asynchrones et synchrones, convertisseurs électromagnétiques, Ellipses, 2010, pp. 139-140.
- [7] M.NEY, «Bases de l'électromagnétisme », Techniques de l'ingénieur, Propagation, e1020, aout 2004.
- [8] M.POLOUJADOFF, « Machines asynchrones-Régime permanent », Techniques de l'ingénieur, Différents types de machines électriques tournantes, d3480, aout 1998.
- [9] G. QUINONEZ-VARELA, A. CRUDEN, «Modelling and validation of a squirrel cage induction generator wind turbine during connection to the local grid», Generation, Transmission & Distribution, IET, vol. 2, no. 2, pp. 301-309, March 2008.
- [10] A.F.F. FILHO, C. S. C. do NASCIMENTO, «A method to determine the capacitance required by the operation of a grid-connected induction generator», Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on, pp. 1, 4, 6-8, September 2010.
- [11] A.K.BENMANSOUR et I.D.KHALED, « Comparaison de l'effet du creux de tension sur deux types de générateurs asynchrones », Projet de fin d'études, E.N.P, Alger, juin 2010.
- [12]P.BARRET, « Régimes transitoires des machines tournantes électriques », Eyrolles, France, 1982, pp. 166-172.
- [13]M.JUFER, « Circuits magnétiques-Principes », Techniques de l'ingénieur, Électromagnétisme pour le génie électrique, d1050, aout 2010.
- [14]A.NESBA, « Caractérisation du phénomène de la saturation magnétique de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, E.N.P, Alger, 2007.
- [15] A. CONSOLI and T. A. LIPO and J. O. OJO «An improved model of saturated induction machines», Research report, Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium, July 1988, pp. 1-6.

- [16] H. HOFMANN, S. R.SANDERS and C. R. SULLIVAN, «Stator-flux-based vector control of induction machines in magnetic saturation», IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no. 4, July/August 1997 pp. 935-942.
- [17] R. IBTIOUEN, S.MEKHTOUB, A. NESBA and O.TOUHAMI, « An approach for the modeling of saturated induction machine», in the Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Power Electronics(ACEMP'01), Kasudasi, Turkey, 27-29 June 2001, pp. 269-274.
- [18]M. BENHADDADI, R. IBTIOUEN, S. MEKHTOUB, A. NESBA and O. TOUHAMI, «Dynamic performances of a self excited induction generator feeding different static loads», 15th International Conference on Electrical Machine ICEM 2002, Bruggue, Belgium, 25-28 August 2002, pp. 1-6.
- [19]C. GRANTHAM and H. TABATABAEI-YAZDI, «Rapid Parameter Determination for use in the control high performances induction motor drives », in the Proceeding of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1999, pp. 267-272.
- [20]J. A. P. GRANTHAM and E. G. MARRA, «Self excited induction generator controlled by a VS-PWM bi-directional converter for rural applications», IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 1, 1998, pp. 116-122.
- [21]C. H. LEE and L. WANG, «A novel analysis of parallel operated self-excited induction generators », IEEE Transaction on Energy Conversion, vol 13, no. 2, 1998, pp. 117-123.
- [22]C. H. LEE and L. WANG, «A novel analysis on the performance of an isolated self-excited induction generator », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol 12, no. 2, 1997, pp. 109-117.
- [23]M.KAZERANI, K.A.NIGIM and M.M.A.SALAMA, «Identifying machine parameters influencing the operation of the self-excited induction generator », Electric Power Systems Research, vol 69, 2004, pp. 123-128, (Elsevier Science)
- [24] M. K. IDJDARENE, « Contribution à l'étude et la commande de génératrices asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonomes », Thèse de doctorat, Université Lille 1, mai 2010.
- [25] J. CHATELAIN, « Machines électriques, Traité d'électricité », Vol X, Presse Polytechniques romandes, édition Georgi, 1983.
- [26] F.POITIERS, « Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'utilisation de l'Energie Eolienne, Machine asynchrone à cage autonome, Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau», Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2003
- [27] L. MUTREL, « Régimes statique et dynamique des Machines Asynchrones », Technosup, édition Ellipses
- [28] D. KAIROUS, S. MEKHTOUB, R. IBTIOUEN, O. TOUHAMI, « Modèle d'un générateur asynchrone auto-amorcé lors d'un retour réseau », Algerian Journal of Technology, P49-55, ENP,2005.

[29] T. KHALDI, « Retour réseau sur un autoamorçage accidentel de la machine asynchrone », thèse de Magister, ENP, Alger, 1999.

[30] L.PIEGARI, R.RIZZO, «Study of saturation phenomena on asynchronous generators used in wind farms, Electrical Engineering Department », University of Naples "Federico II", Via Claudio 21, Naples, Italy.