

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

UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

## MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

En vue de l'obtention du diplôme

*DE MASTER ACADEMIQUE EN ELECTROTECHNIQUE*

*OPTION : MACHINES ELECTRIQUES*

### *Thème*

# Modélisation et Simulation du Générateur Asynchrone Autonome

*Mémoire soutenu publiquement le 06/07 /2017 devant le jury composé de:*

**Mr MANSOURI Rachid**  
Professeur, UMMTO, président.

**Mme IMADOUCHENE-DJAOUD Malika**  
Maître assistante A, UMMTO, Encadreur.

**Mme MANSOURI-TOUDERT Ouiza**  
Maître assistante A, UMMTO, Examineur.

**Mr SI BRAHIM Madjid**  
Maître de conférences B, UMMTO, Examineur.

Présenté par :  
**Mr. OUIDIR JUBA**  
**Mr. DIABI MEHAND**

*Promotion 2017*

# Remerciements

*Au terme de ce travail,*

*Nous tenons, en premier lieu à remercier le bon dieu pour le courage et la patience qu'il nous a donné afin de mener ce projet à terme.*

*Nous tenons aussi à remercier vivement tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin à élaborer ce projet et qui nous ont montré le chemin à suivre, pour lequel ils ont fait montré d'une disponibilité de tous les instants et qui nous ont fait profiter de leur large expérience.*

*Nous remercions également à notre promoteur Madame Imadouchene, qui nous a aidé tout le long de ce travail.*

*Nous remercions vivement les membres de jury, qui nous ont fait l'honneur de participer au jugement de ce travail.*

*Un grand merci à nos familles, plus particulièrement à nos parents, pour nous avoir soutenus et aidés tout au long de nos études.*

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail à tous ceux qui ont  
contribué de près ou de loin à la réalisation de  
notre projet.*

*Ainsi je le dédie à mes parents qui mon  
toujours soutenu et aidé dans toute ma vie.*

*Je le dédie également à ma sœur et mon frère.*

*A tous mes amis sans exceptions.*

*A tous ceux qui ont une bonne impression  
dans mon cœur, comme signes d'amour et  
respect.*

*JUBA*

# *Dédicaces*

*En premier lieu, je remercie le dieu qui m'a  
donné la volonté et le courage.*

*Je dédie le présent travail :*

*A la mémoire de mon très cher père ; que dieu  
l'accueille en son vaste paradis*

*A ma très chère mère*

*A tous mes amis de l'université Mouloud*

*Mammeri*

*A tous ceux qui m'ont accompagné de près ou de  
loin pendant mon apprentissage*

*Mehand*

## Sommaire

Introduction générale .....	1
-----------------------------	---

### CHAPITRE I

#### Généralité sur la machine asynchrone

Introduction .....	3
I.1. Constitution de la machine asynchrone à cage .....	3
I.1.1. Le stator .....	4
I.1.2. Le rotor .....	4
I.1.2.1. Types de rotor.....	5
I.1.2.1.a. Rotor bobiné .....	5
I.1.2.1. b. Rotor à cage.....	5
I.1.3. Les paliers.....	6
I.1.4. L'entrefer .....	6
I.2. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone .....	6
I.2.1. Principe de fonctionnement en moteur .....	7
I.2.2. Principe de fonctionnement en générateur .....	7
I.2.3. Le Glissement.....	7
I.2.4. Avantages et inconvénients de la génératrice asynchrone .....	8
I.2.4.a. Avantages.....	8
I.2.4.b. Inconvénients .....	8
I.3. Principaux domaines d'utilisation de la machine asynchrone .....	9
I.4. Différentes structures des aérogénérateurs autonomes .....	9
I.4.1. Structure avec générateurs de puissance réactive .....	9
I.4.2. Configuration avec convertisseur unidirectionnel .....	10
(Redresseur à diodes ou mixte)	
I.4.3. Configuration avec convertisseur bidirectionnels (convertisseurs à MLI) .....	10
Conclusion .....	11

## CHAPITRE II

## Etude statique de l'auto-amorçage

Introduction .....	12
II.1. Etude du phénomène d'auto- amorçage en régime permanent .....	12
II.1.1. Mise en équation de l'auto-amorçage à vide .....	13
II.1.2. Domaine d'auto-amorçage .....	13
Conclusion .....	16

## CHAPITRE III

## Modélisation du générateur asynchrone en régime linéaire

Introduction .....	17
III.1. Modélisation de la génératrice en régime linéaire .....	17
III.1.1. Hypothèses simplificatrices .....	17
III.1.2. Equations générales de la machine .....	18
III.1.3. Modèle diphasé équivalent de la machine transformée (modèle de Park) .....	20
III.2. Choix du référentiel (d,q) .....	23
III.2.1. Référentiel lié au stator .....	23
III.2.2. Référentiel lié au rotor .....	23
III.2.3. Référentiel lié au champ tournant .....	23
III.4. Simulation de la génératrice asynchrone en régime linéaire .....	24
III.5. Résultats de simulation en régime linéaire .....	26
Conclusion .....	28

## CHAPITRE IV

## Modélisation du générateur asynchrone en régime saturé

Introduction .....	29
IV.1. Prise en compte du phénomène de saturation .....	29
IV.2. Le phénomène secondaire de la saturation .....	30
IV.3. Mise en œuvre du modèle saturé .....	30
IV.4. Equation d'auto-amorçage en régime dynamique .....	34
IV.5. Expression du couple électromagnétique .....	35
IV.6. Résultats de simulation en régime saturé .....	37

---

IV.7. Interprétation des résultats de simulation.....	38
IV.8. Modélisation de l'auto-amorçage à vide.....	38
IV.8.1. Modélisation de l'auto-amorçage à vide en régime saturé.....	38
IV.8.1.1. Résultat de simulation de l'auto-amorçage à vide en régime saturé.....	39
IV.8.1.2. Influence de la capacité sur la tension d'auto-amorçage.....	40
IV.8.1.3. Influence de la vitesse sur la tension d'auto-amorçage.....	42
IV.9. Simulation de la génératrice asynchrone autonome en charge.....	42
IV.9.1. Fonctionnement de la génératrice asynchrone en charge Résistive.....	42
IV.9.2. Interprétation des résultats de simulation.....	45
Conclusion.....	46
Conclusion générale.....	47
Bibliographie.....	48
Annexe.....	51

# *Introduction*

---

## *Générale*

## **Introduction générale**

La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie, surtout en fonctionnement moteur. Par ailleurs, cette machine offre la possibilité d'être exploitée comme générateur. Dans ce mode de fonctionnement, la machine asynchrone équipe la majorité des éoliennes dans la gamme de la moyenne puissance. En pratique, toute machine asynchrone peut être utilisée en générateur. Il suffit de créer le flux magnétique tournant, en apportant au stator l'énergie réactive nécessaire, tout en entraînant son rotor au-delà de sa vitesse de synchronisme. Alors, une fois que les pertes mécaniques compensées, la puissance excédentaire se retrouve sous forme électrique au stator, où elle est récupérée.

Le principal avantage de la machine asynchrone, en particulier dans sa morphologie 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. Par contre ce type de machine 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 qui nécessite l'élaboration d'un modèle assez précis, afin de pouvoir prédire son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés [26]. L'une des difficultés rencontrées lors de la modélisation de la machine asynchrone est la non linéarité de son circuit magnétique. En effet, la machine asynchrone est généralement saturée durant son fonctionnement normal. Si dans certains modes de fonctionnement la saturation n'est pas considérée, il existe un cas spécifique où il est indispensable d'en tenir compte, comme lors du fonctionnement en générateur autonome.

Les générateurs asynchrones autonomes (non connectés au réseau électrique) sont utilisés pour produire de l'électricité dans des sites isolés ou difficiles d'accès. Ils ont dû leur rapide essor au développement des sources autonomes et, surtout aux systèmes de récupération d'énergie [27], [28]. Contrairement aux générateurs asynchrones couplés au réseau, où ils puisent le réactif nécessaire à leur fonctionnement, les générateurs asynchrones autonomes utilisent comme source du réactif, les batteries de condensateurs [29].

Les tensions produites aux bornes du générateur asynchrone autonome et leur fréquence dépendent des charges connectées par les utilisateurs et des capacités des condensateurs. Encore leur commutation doit être suffisamment rapide pour éviter le désamorçage de la machine, surtout lors des variations brusque. C'est pourquoi, nous nous proposons de prévoir les conditions d'auto-amorçage, à vide et en charge à vitesse constante.

Dans ce travail nous commençons par présenter, dans le premier chapitre, les généralités sur la machine asynchrone en donnant les différentes parties la constituant et les deux types de fonctionnement, moteur ou générateur, en passant par les avantages et inconvénients de la machine et les domaines où elles sont utilisées.

Le chapitre deux est consacré à l'étude en régime permanent de l'auto-amorçage. Cette étude permet de définir la capacité minimale requise pour que l'amorçage puissent avoir lieu.

Le troisième chapitre, portera sur la modélisation du générateur sans tenir compte de l'effet de saturation, en donnant les différentes équations le constituant en utilisant le modèle de Park, puis simuler sous Matlab Simulink pour voir le comportement de la machine à travers les différentes grandeurs tels que le courant et la tension statorique. Nous allons aussi rappeler le concept de base de l'auto-amorçage du générateur asynchrone en explicitant les relations qui nous permettent de comprendre ce phénomène.

Dans le quatrième chapitre, nous allons établir un modèle mathématique du générateur asynchrone autonome par un banc de capacités en prenant compte du phénomène de saturation à travers des équations simples à l'aide de la transformé de Park. Cela va faciliter par la suite l'établissement du modèle utilisé dans la simulation, en passant par l'autoamorçage en régime dynamique. Pour le fonctionnement en charge nous allons connecter une charge réelle aux bornes du stator et analyser le comportement de la machine.

Nous clôturons notre travail par une conclusion générale et des perspectives.

# *Chapitre I*

---

## *Généralités sur la machine asynchrone*

## Introduction

Les machines asynchrones sont les machines les plus utilisées dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de leur facilité de mise en œuvre, de leur bon rendement et de leur excellente fiabilité. Leur seul inconvénient est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser le circuit magnétique.

La machine asynchrone, connue également sous le nom de machine à induction, est une machine à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que sa vitesse et la fréquence du réseau, au quel elle est reliée, ne sont pas dans un rapport constant.

L'importance de la machine asynchrone s'est établie dans le temps. Elle a vu beaucoup de progrès, parmi les buts recherchés, c'est d'extraire le maximum de puissance avec moins de pertes.

### I.1. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone, appelée machine à induction (figure I-1) comprend deux armatures : le stator (fixe) et le rotor (tournant).

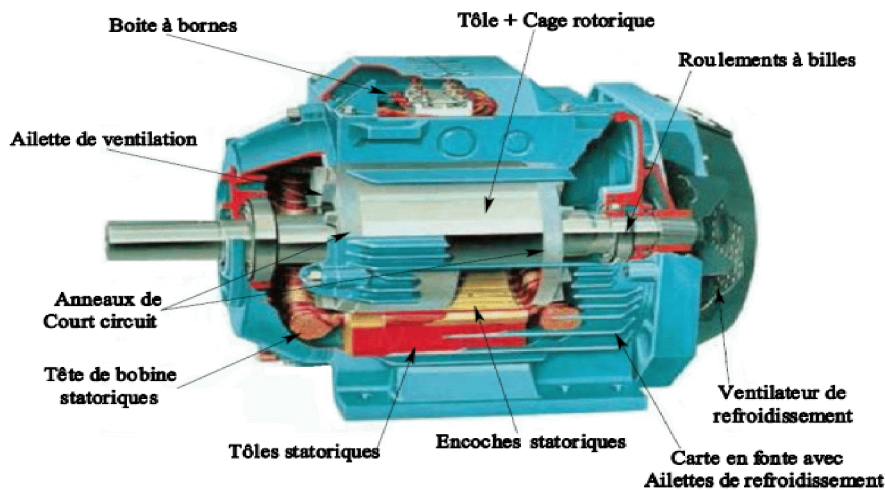


Figure I-1 : Vue d'ensemble d'une machine asynchrone à simple cage d'écureuil.

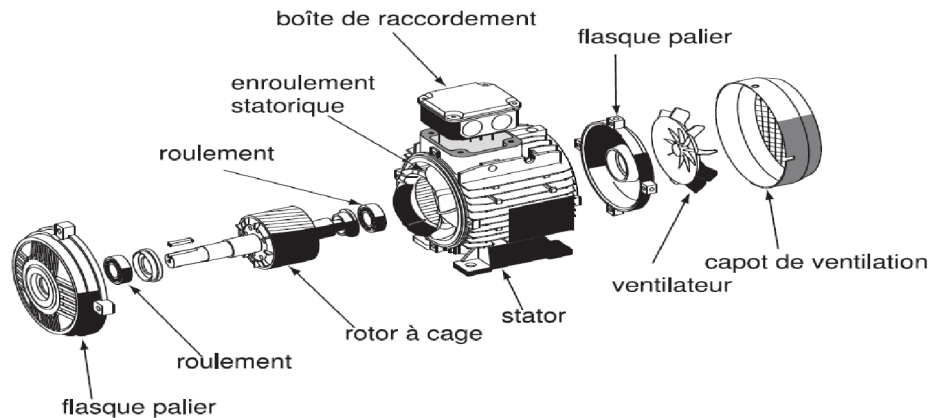


Figure I-2 : Vue détaillée d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

### I.1.1. Le stator

Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles identiques qui constituent un cylindre creux ; ces tôles sont régulièrement percées de trous à la périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans les quelles on loge un bobinage triphasé alimenté soit par le système de tensions du réseau, soit par une alimentation adaptée selon les performances désirées [1] (voir figure I-3).

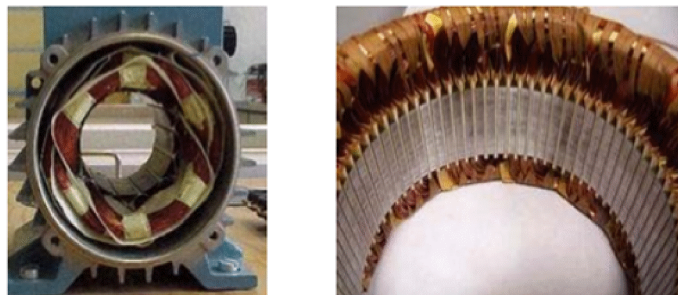


Figure I-3 : Vue du stator d'une machine asynchrone.

### I.1.2. Le rotor

C'est un cylindre plein, constitué également de tôles d'acier feuilletées, et porte soit des faisceaux de conducteurs logés dans les encoches (rotor bobiné), soit des barres métalliques directement coulées dans le fer (rotor à cage). Dans ce dernier cas les barres métalliques sont reliées à leurs extrémités par des anneaux conducteurs. Même si le rotor est bobiné, celui-ci n'est pas destiné à être alimenté mais court-circuité [1]. Le rotor est séparé du stator par un entrefer dont l'épaisseur est de l'ordre de 0.4 à 2mm

### I.1.2.1. Types de rotor

#### I.1.2.1.a. Rotor bobiné

Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile dont l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournant avec l'arbre du rotor. Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de trois balais, d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage de la machine. En fonctionnement normal, les trois balais sont court-circuités [2] (voir figure I-4).

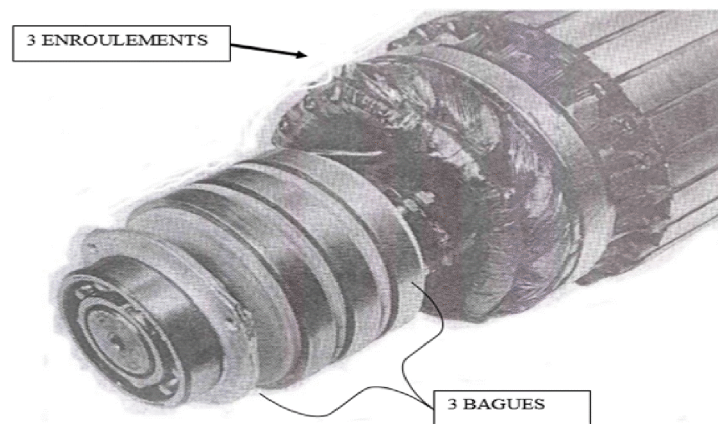
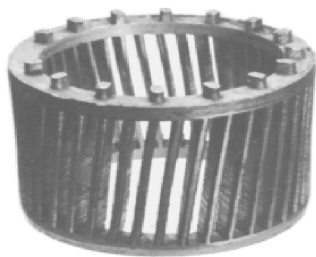


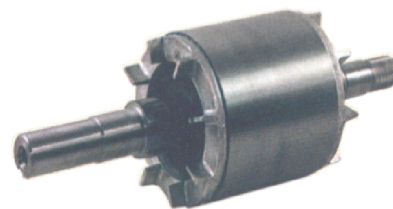
Figure I-4 : Vue du rotor bobiné [3].

#### I.1.2.1.b. Rotor à cage

Dans ce cas, le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités (voir figure I-5-a).



(a)



(b)

Figure I-5 : Vue du rotor à cage de la machine asynchrone [3].

### I.1.3. Les paliers

Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de roulement à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble forme alors la machine asynchrone à cage d'écureuil.


### I.1.4. L'entrefer

L'entrefer est une coupure dans un circuit magnétique, ou plus encore c'est la partie d'air entre le stator et le rotor qui doit être très étroite pour éviter les pertes de flux, elle est créée pour plusieurs raisons :

- Assurer la mobilité d'une partie du circuit magnétique, comme pour les machines électriques.
- Augmenter la réluctance du circuit magnétique afin de pouvoir augmenter la valeur de l'intensité du courant, provoquant la saturation du circuit magnétique.


## I.2. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le fonctionnement d'une machine asynchrone repose essentiellement sur trois principes de l'induction :

 **Premier principe** : Création d'un champ magnétique par des courants triphasé équilibré (loi de Ferraris) ; si l'on applique une source de tension triphasée aux bornes du stator, des courants alternatifs traversent les conducteurs des phases statoriques. Ces courants génèrent une force magnétomotrice donc un champ magnétique tournant à la vitesse  $\omega_s/p$  par rapport au stator et à  $(\omega_s - \omega_m)/p$  par rapport au rotor.

$\omega_s$  : étant la pulsation des courants statoriques directement lié à la fréquence du réseau qui est la source d'alimentation de la machine.

$\omega_m$  : est la vitesse électrique du rotor.

 **Troisième principe** : Tension induite dans un conducteur en mouvement dans un champ magnétique (loi de Faraday) ; le champ tournant provenant du stator, coupe les conducteurs du rotor qui deviennent siège d'un système de forces électromotrices induites de pulsation  $\omega_r = \omega_s - \omega_m$ . Cette fréquence dépend du nombre de pôles nord et sud passant devant un conducteur. Lorsque le rotor est au repos elle est toujours égale à la fréquence du réseau [5].

Les conducteurs rotoriques étant court-circuités à leurs extrémités, sont parcourus par des courants induits de pulsation  $\omega_r$ . D'après la loi de Lenz ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire au champ statorique et génèrent un système de forces magnétomotrices donc un champ magnétique tournant à la vitesse  $\omega_r/p$  par rapport au rotor et à la vitesse  $(\omega_r + \omega_m)/p$  égale à  $\omega_s/p$  par rapport au stator. Ainsi les champs statorique et rotorique tournent à la même vitesse.

✚ **Deuxième principe:** Force exercée sur un conducteur placé dans un champ magnétique (loi de Laplace); les conducteurs se trouvant à la fois dans les champs rotorique et statorique, sont soumis à des forces électromagnétiques qui tendent à entrainer le rotor dans le sens de rotation du champ figure (I-6).

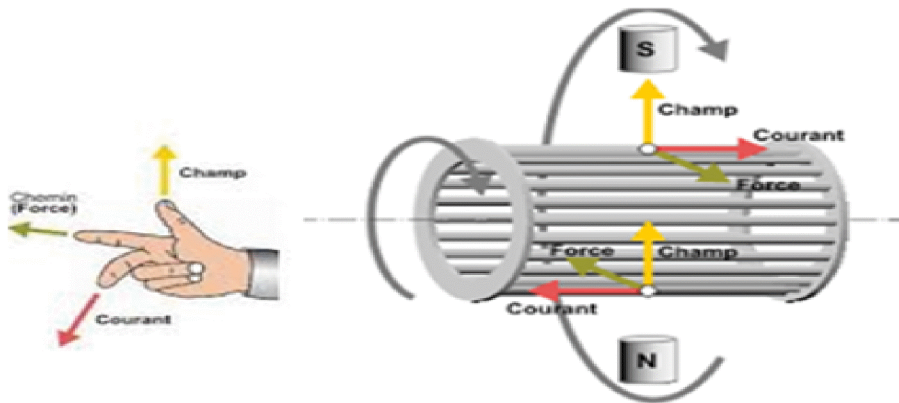


Figure I-6 : Schéma de principe du fonctionnement de la machine asynchrone.

### I.2.1. Fonctionnement en moteur

Si on exerce un couple résistant sur l'arbre, la machine ralentit, le champ du stator tend à accélérer le rotor pour atteindre la vitesse de synchronisme, ce qui lui permet d'absorber du réseau, une énergie électrique qu'elle transforme en énergie mécanique, la machine fonctionne dans ce cas en moteur. La vitesse du rotor continue d'augmenter, mais elle n'atteint pas celle du champ tournant. En effet, si le rotor tournait à la même vitesse que le champ (vitesse synchrone), le flux ne couperait plus les conducteurs et la tension induite et les courants dans le rotor seraient donc nuls. Dans ces conditions, les forces agissant sur les conducteurs qui deviendraient nulles.

La vitesse du rotor doit donc être légèrement inférieure à la vitesse synchrone pour produire un courant et, par conséquent, un couple suffisant pour vaincre les frottements.

### I.2.2. Fonctionnement en générateur

Le fonctionnement en générateur est envisagé dans de nombreuses applications comme les centrales éoliennes ou le choix de la machine asynchrone est souvent privilégié eu égard à un coût moindre et une procédure de couplage sur le réseau simplifiée, puisque la machine asynchrone démarre sans problème en mode moteur [1].

Si on exerce sur le rotor un couple moteur telle que la vitesse  $\omega_r$  devienne supérieure à  $\omega_s$ , le champ statorique tend à le ramener à la vitesse de synchronisme, la machine développe alors un couple résistant et absorbe de l'énergie mécanique qu'elle va restituer au réseau sous forme d'énergie électrique [4]. La machine devient alors une source débitant de la puissance active sur le réseau, elle se comporte comme un générateur asynchrone. Cependant pour créer son champ magnétique, le générateur a besoin d'une source réactive. Celle-ci peut provenir soit du réseau auquel il est relié ou bien fournie par une batterie de condensateurs banchée à ses bornes.

### I.2.3. Le glissement

Le glissement d'une machine asynchrone représente la différence relative entre la vitesse du champ tournant statorique ( $\Omega_s = \omega_s/p$ ) et celle de l'arbre du rotor ( $\Omega_m = \omega_m/p$ ). On écrit:

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

Nous donnons à la figure I-9, la caractéristique couple électromagnétique / vitesse de rotation.

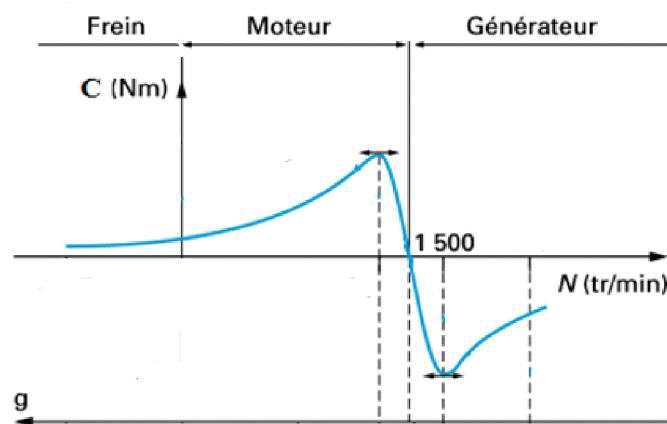


Figure I-9 : Couple de la machine asynchrone [7].

### **I.2.4. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone**

La machine asynchrone certes possède des avantages par rapport aux autres machines mais aussi des inconvénients.

#### **I.2.4.a. Avantages**

- Dans le fonctionnement en générateur, la machine asynchrone peut démarrer en moteur.
- N'exige pas de synchronisation.
- Structure simple.
- Robuste et facile à construire.
- Elle est utilisée dans les puissances moyennes et élevées.

#### **I.2.4.b. Inconvénients**

Parmi les inconvénients de la machine asynchrone on a :

- Un couple de démarrage très élevé.
- Possède un faible entrefer (difficulté de ventilation et risque de contact entre le stator et le rotor).
- Elle n'a qu'un seul facteur de puissance pour une charge active donnée.
- Consommation d'énergie réactive.
- Variation de vitesse (nécessité d'un variateur de vitesse).
- Structure dynamique couplée et non linéaire.

### **I.3. Principaux domaines d'utilisation de la machine asynchrone**

La machine asynchrone est très utilisée dans les applications industrielles, car son coût est relativement moins cher par rapport aux autres machines. Sa robustesse au niveau électromagnétique est grande, et une bonne standardisation existe entre les différents fabricants. Cependant, la simplicité de conception de cette machine est contrée par le fonctionnement complexe en mode générateur autonome.

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'invention de l'électronique de puissance. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métros, trains, propulsion des navires...etc.), dans l'industrie (machines-outils), ainsi que dans l'électroménager, Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur, mais

toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus utilisée en générateur, par exemple le cas de la génération de l'énergie éolienne.

#### I.4. Structures d'aérogénérateurs asynchrones autonomes

Nous présentons deux structures d'aérogénérateurs isolés du réseau. Une structure avec générateur de puissance réactive et structure avec convertisseur unidirectionnel.

##### I.4.1. Structure avec générateurs de puissance réactive

Le système de la figure I-10, est une structure qui est constituée d'un circuit d'excitation qui comprend une batterie de condensateurs fixes qui est toujours connectée avec la machine asynchrone, assurant un minimum d'excitation associée à un onduleur avec une capacité à son entrée, jouant le rôle d'une source de tension connectée en parallèle au stator de la machine. L'objectif est de maintenir la tension aux bornes de la machine avec une amplitude et une fréquence fixes en dépit des variations de la charge et de la vitesse [8].

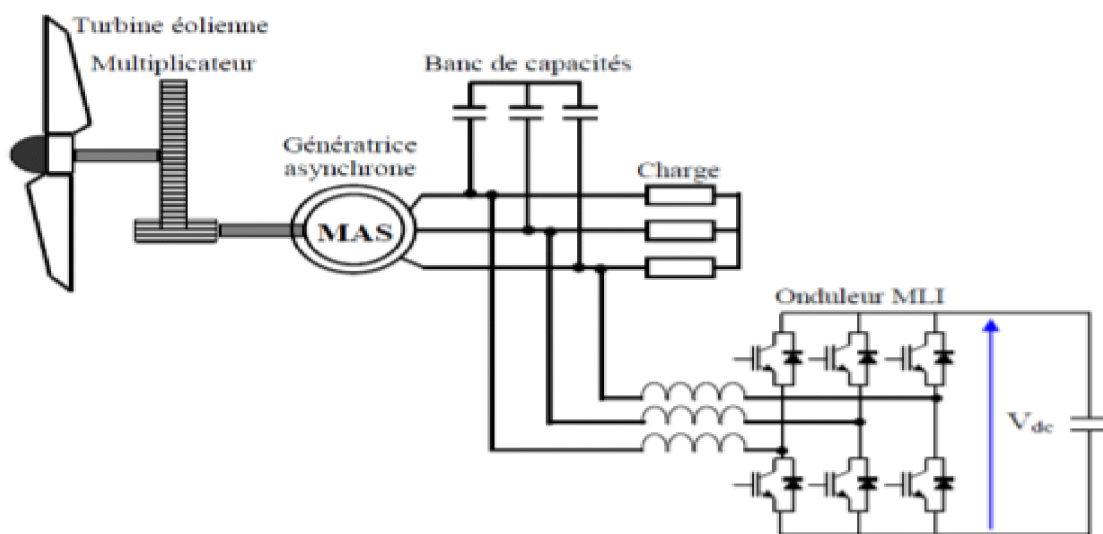


Figure I-10 : Structure avec convertisseur MLI en parallèle avec la charge.

### I.4.2. Configuration avec convertisseur unidirectionnel (redresseur à diodes ou mixte)

Dans la configuration de la figure I-11, les convertisseurs d'énergie sont un redresseur de type PD3 (redresseur triphasé pont de Graëtz) et un hacheur de type survolteur/dévolteur. Cette adaptation a pour but de maintenir la tension à une valeur constante aux bornes de la charge et ceci lorsque le système est placé dans un environnement dynamique où la vitesse, la charge et la capacité changent.

Cette configuration permet d'asservir la tension de sortie à la valeur désirée avec une dynamique satisfaisante et avec une commande caractérisée par sa simplicité de réalisation et son faible coût [9].

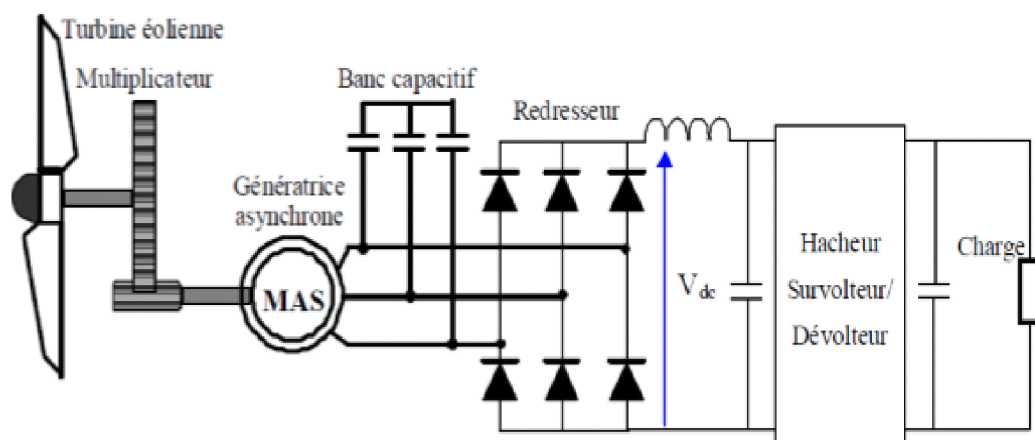


Figure I-11 : Structure avec convertisseur à diodes et hacheur.

### Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait la description de la machine asynchrone en donnant les différentes parties la constituant. Une étude a été présentée et qui concerne les machines asynchrones avec leurs constitutions et leurs principes de fonctionnements. Nous avons également donné un aperçu des différents rotors existants, à savoir celui à simple cage, à double cage...etc. pour finalement finir avec le principe de fonctionnement en moteur et en générateur ainsi les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone, ainsi que les différentes structures des aérogénérateurs.

D'après tous ce que la machine asynchrone a comme performance, elle constitue la plus grande partie des machines en service. Sa robustesse et son entretien facile la rendent en avant dans la génération de l'énergie électrique dans des sites isolés et intégrés au réseau électrique.

# *Chapitre II*

---

## *Etude statique de l'auto-amorçage*

**Introduction**

L'un des problèmes rencontré dans l'étude du générateur asynchrone est le choix adéquat des capacités d'auto-amorçage. L'étude au régime permanent de l'auto-amorçage par des condensateurs, permet de prédéterminer selon les conditions de fonctionnement, des valeurs des grandeurs électriques de la machine.

**II.1. Etude du phénomène d'auto- amorçage en régime permanent**

L'étude en régime statique du générateur asynchrone auto-amorcé, permet une prédétermination du fonctionnement de la machine en régime dynamique. Pour la mise en équation du fonctionnement autonome du générateur asynchrone, nous utilisons le schéma équivalent par phase à vide en régime établi représenté par la figure II-1 [4].

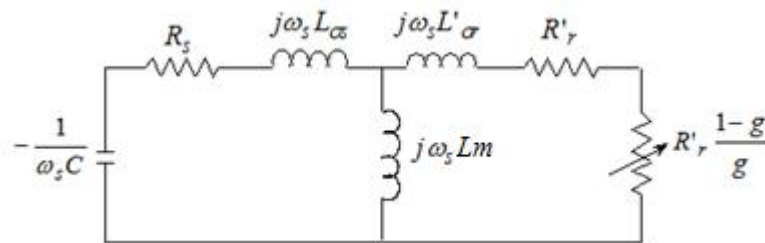


Figure II-1 : Schéma équivalent par phase en régime permanent du générateur asynchrone auto-amorcé [4].

- $R_s, R'_r$  : Résistances par phase statorique et rotorique ramenée au stator,
- $L_{\sigma s}, L'_{\sigma r}$  : Inductances de fuites par phase au stator et au rotor ramenée au stator,
- $L_m$  : Inductance magnétisante,
- $1/c\omega_s$  : Réactance capacitive.

On peut réduire le schéma équivalent de la figure II-1 à un schéma contenant deux impédances ; l'impédance résultante vue des bornes du générateur  $Z_G$  et l'impédance du condensateur  $Z_C$  comme le montre la figure II-2.

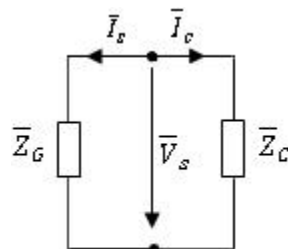


Figure II-2 : Schéma réduit du générateur auto-amorcé

### II.1.1. Mise en équation de l'auto-amorçage à vide

Pour un générateur débitant sur un réseau d'impédance  $Z_c$  (figure II-2), on a :

$$\bar{V}_s = \bar{Z}_G \bar{I}_s = -\bar{Z}_C \bar{I}_s \quad (\text{II.1})$$

Où :

$$\bar{Z}_G = R_s + j\omega_s L_{\sigma s} + \frac{j\omega_s L_m \frac{R'_r}{g} + j\omega_s L'_{\sigma r}}{\frac{R'_r}{g} + j\omega_s L'_{\sigma r} + j\omega_s L_m}$$

$$\bar{Z}_C = -\frac{j}{C\omega_s}$$

[ $L_m$ ] : inductance magnétisante.

En simplifiant l'équation (II.1), on obtient :

$$\bar{Z}_{res} = \bar{Z}_G + \bar{Z}_C = 0 \quad (\text{II.2})$$

Le fonctionnement stable du générateur asynchrone sera assuré si l'équation (II.2) est satisfaite, c'est-à-dire si l'impédance résultante du circuit de la figure (II-1), calculée selon l'expression (II.2) est telle que :

$$\begin{aligned} \text{Re } \bar{Z}_{res} &= 0 \\ \text{Im } \bar{Z}_{res} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

### II.1.2. Domaine d'auto-amorçage

Le phénomène d'auto-amorçage 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 (II.3)[25], et la condition d'amorçage peut se formuler par  $\text{Re } \bar{Z}_{res} < 0$ .

On a :

$$\bar{Z}_{res} = R_s + j\omega_s L_{\sigma s} - \frac{j}{\omega_s C} + \frac{j\omega_s L_m \frac{R'_r}{g} + j\omega_s L'_{\sigma r}}{\frac{R'_r}{g} + j\omega_s L'_{\sigma r} + j\omega_s L_m} \quad (\text{II.4})$$

$$\bar{Z}_{res} = R_s + j\omega_s L_{\sigma s} - \frac{1}{\omega_s C} + \frac{\omega_s^2 L_m^2 \frac{R'_r}{g} + j\omega_s L_m \omega_s^2 L'_{\sigma r} + L_m L'_{\sigma r} + \frac{R'_r}{g}}{\frac{R'_r}{g} + \omega_s^2 L'_{\sigma r} + L_m^2}$$

La partie réelle de l'impédance résultante est égale à :

$$\text{Re } \bar{Z}_{res} = R_s + \frac{\omega_s^2 L_m^2 \frac{R'_r}{g}}{\frac{R'_r}{g} + \omega_s^2 L'_{\sigma r} + L_m^2} = R_s + \frac{\omega_s^2 L_m^2 R_r g}{R_r^2 + g^2 \omega_s^2 L'_{\sigma r} + L_m^2} \quad (\text{II.5})$$

L'expression (II.5) est une fonction du glissement  $g$  du second ordre qui admet deux racines  $g_1$  et  $g_2$ . Elle ne peut être négative que si  $g_1 < g < g_2$ .

Pour des valeurs de  $g$  très faibles, on a :

$$\operatorname{Re} \bar{Z}_{res} \approx R_s + \frac{\omega_s^2 L_m^2}{R_r} g \quad (\text{II.6})$$

$$\operatorname{Re} \bar{Z}_{res} \Big|_{g \rightarrow g_1} = 0 \quad R_s + \frac{\omega_s^2 L_m^2}{R_r} g_1 = 0$$

D'où :

$$g_1 = - \frac{R_s R_r'}{\omega_s^2 L_m^2} \quad (\text{II.7})$$

La machine tourne pratiquement à sa vitesse de synchronisme.

Pour des valeurs de  $g$  très grandes, le terme  $\frac{R_r'}{g}$  devient négligeable, ce qui donne l'expression suivante :

$$\operatorname{Re} \bar{Z}_{res} \approx R_s + \frac{\omega_s^2 L_m^2}{\omega_s^2 L_{\sigma r} + L_m} \frac{R_r}{g} \approx R_s + \frac{R_r'}{g} \quad (\text{II.8})$$

$$\operatorname{Re} \bar{Z}_{res} \Big|_{g \rightarrow g_2} = 0 \quad R_s + \frac{R_r'}{g_2} = 0$$

$$\text{D'où : } g_2 = - \frac{R_r'}{R_s} \quad (\text{II.9})$$

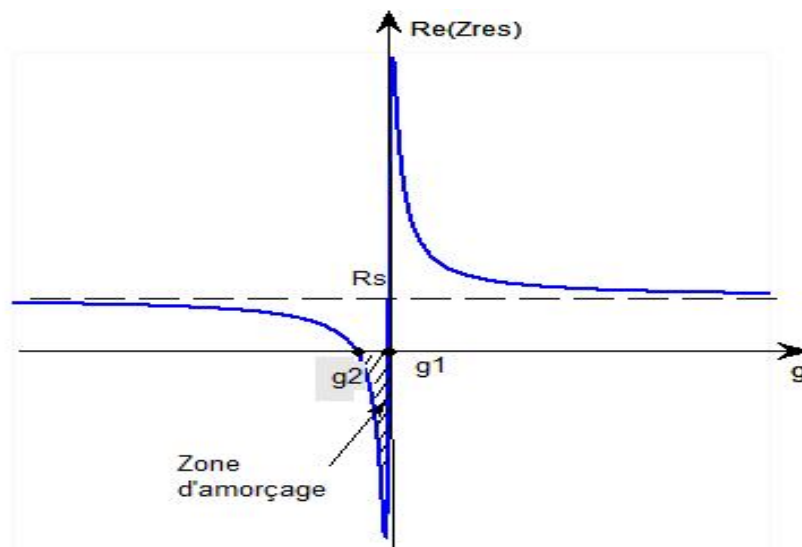


Figure II-3 : Domaine d'auto-amorçage

A partir des deux glissements limites  $g_1$  et  $g_2$ , on en déduit les capacités limites qui définissent le domaine dans lequel l'amorçage peut avoir lieu.

Nous avons selon l'expression (II.3) :

$$\text{Im } \bar{Z}_{res} = \omega_s L_{\sigma s} - \frac{1}{\omega_s C} + \omega_s L_m \frac{\frac{R'_r}{g} + \omega_s^2 L_{\sigma r} + L_m L'_{\sigma r}}{\frac{R'_r}{g} + \omega_s^2 L'^2_r} = 0 \quad (\text{II.10})$$

Pour  $g = g_1 = 0$ , on a  $\omega_{s1} = \omega_r$ . L'expression (II.10) devient alors :

$$\omega_r L_{\sigma s} + L_m - \frac{1}{C \omega_r} = 0 \quad (\text{II.11})$$

D'où :

$$C = C_1 = \frac{1}{\omega_r^2 L_{\sigma s} + L_m} \quad (\text{II.12})$$

La capacité  $C_1$  correspond à la résonance avec l'inductance propre statorique ( $L_s = L_{\sigma s} + L_m$ ).

La machine génère une fréquence nominale en tournant pratiquement à la vitesse de synchronisme.

Pour  $g = g_2 = 1 - \frac{R_s}{R'_r} = -1$ , on a :

$$\omega_r = 1 - g_2 \omega_{s2} = \frac{R_s + R'_r}{R'_r} \omega_{s2} = 2 \omega_{s2} \quad (\text{II.13})$$

L'équation (II.10) devient en négligeant le terme  $(R'_r/g_2)^2$  :

$$\omega_{s2} L_{\sigma s} - \frac{1}{\tilde{S}_s C} + \omega_{s2} L_m \frac{L'_{\sigma r}}{L_m + L'_{\sigma r}} = \omega_s L_{\sigma s} + L'_{\sigma r} - \frac{1}{\omega_{s2} C} = 0 \quad (\text{II.14})$$

$$\text{Il vient alors : } C = C_2 = \frac{1}{\tilde{S}_s^2 (L_{\dagger s} + L'_{\dagger r})} = \frac{1}{\tilde{S}_r^2 (L_{\dagger s} + L'_{\dagger r})} \left( \frac{R_s + R'_r}{R'_r} \right)^2 \quad (\text{II.15})$$

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

**Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons étudié l'auto-amorçage du générateur asynchrone, sur une batterie de condensateur en se basant sur le schéma équivalent de la figure II-1 en régime permanent.

La condition du fonctionnement stable étant satisfaite nous avons déterminé le domaine dans lequel l'auto-amorçage peut avoir lieu.

La première limite est la résonance entre l'inductance cyclique du stator et la capacité du condensateur, elle correspond au point de fonctionnement (point d'intersection entre la courbe de magnétisation et la droite d'excitation).

La deuxième limite correspond à la résonance avec l'inductance du court-circuit avec la capacité.

# *Chapitre III*

---

## *Modélisation du générateur asynchrone en régime linéaire*

## Introduction

La modélisation d'une machine électrique est une phase importante de son développement, les méthodes d'analyse et de simulation sont à l'heure actuelle, un outil qui permet de décrire, de réaliser des modélisations performantes, de prédire le comportement et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

En général, le processus de modélisation requiert au départ l'identification des paramètres de la machine (résistance, inductance...) en fonction des données expérimentales disponibles et en tenant compte des considérations théoriques. On pourra ensuite décrire l'évolution des grandeurs (courant, tension et flux) de la machine par l'écriture d'un système d'équations différentielles.

Il existe principalement deux types de modélisations : les modèles externes qui utilisent des schémas électriques équivalents des machines et les modèles internes qui sont basés sur la résolution des équations de l'électromagnétisme à l'intérieur de la machine à l'aide de méthodes souvent numériques.

Le modèle du générateur asynchrone autonome en régime linéaire est représenté dans ce chapitre, son intérêt est essentiellement théorique. Dans ce chapitre, nous nous basons principalement sur la modélisation du générateur asynchrone autonome, et nous aboutirons à des résultats de simulation qui nous permettront de juger l'efficacité du modèle.

### III.1. Modélisation du générateur asynchrone en régime linéaire

De façon à représenter au mieux le comportement du générateur asynchrone en simulation, il est nécessaire de faire appel à un modèle précis mais suffisamment simple pour que les temps de calcul du simulateur ne soient pas longs. Pour établir le modèle de la machine en régime dynamique, nous adoptons pour des hypothèses simplificatrices.

#### III.1.1. Hypothèses simplificatrices

- La machine est de construction symétrique,
- L'effet des encoches est négligé,
- L'entrefer est à épaisseur constante,
- Pas d'effet pelliculaire,
- L'induction et les forces magnétomotrices dans l'entrefer sont supposées à répartition sinusoïdale,

- Les pertes ferromagnétiques (pas de courants de Foucault ni d’hystérésis) et mécaniques sont négligeable,
- La saturation est négligée.

Les enroulements des trois phases statoriques et rotoriques peuvent être représentés par la figure III-1, où cette dernière est court-circuitée sur elles même.  $\theta$  est l’angle électrique entre l’axe de la phase statorique (Sa) et la phase rotorique (Ra).

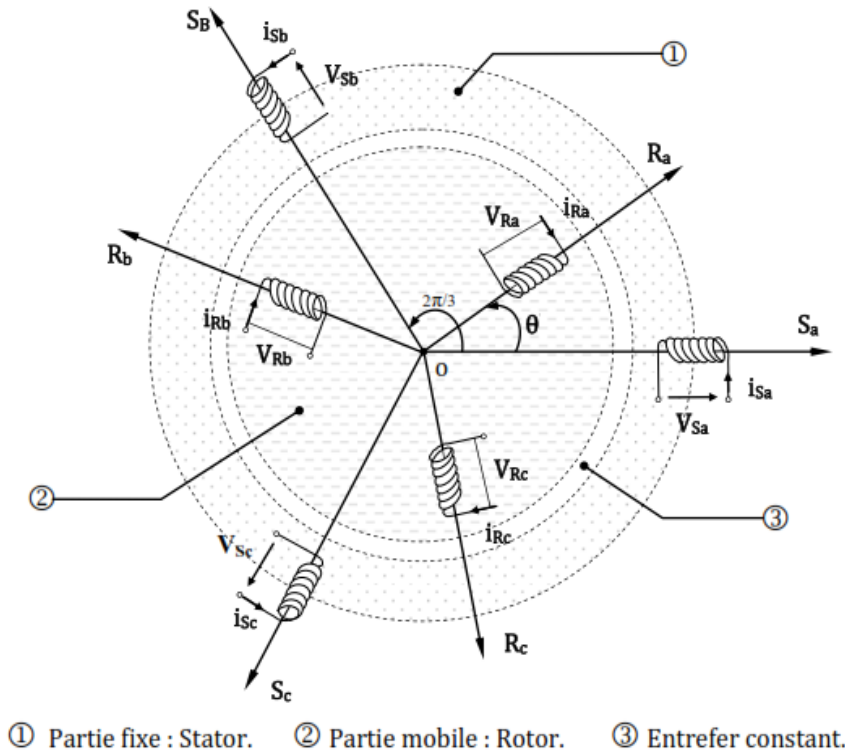


Figure III-1 : Représentation schématique d’une machine asynchrone triphasée.

### III.1.2. Equations générales de la machine

Les équations générales des tensions de la machine asynchrone elles découlent de la figure III-1, s’obtiennent en écrivant que la tension appliquée à chacun des enroulements est égale à la somme de la chute de tension ohmique et de la chute inductive due au flux total qui le traverse. Les équations générales dans un repère triphasé, s’écrivent sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{cases} [V_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d[\Phi_{abcs}]}{dt} & \text{(III. 1)} \\ [V_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d[\Phi_{abcr}]}{dt} & \text{(III. 2)} \end{cases}$$

$$\text{Avec : } [V_{abcs}] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad ; \quad [V_{abcr}] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}$$

$[V_{abcs}]$  et  $[V_{abcr}]$  Sont respectivement les vecteurs tensions statoriques et rotoriques.

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

$[R_s]$  et  $[R_r]$  sont respectivement les matrices des résistances statoriques et rotoriques.

$$[i_{abcs}] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad ; \quad [i_{abcr}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

$[i_{abcs}]$  et  $[i_{abcr}]$  sont respectivement les vecteurs des courants statoriques et rotoriques.

$$[\Phi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad ; \quad [\Phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_{abcs}]$  et  $[\Phi_{abcr}]$  sont respectivement les vecteurs des flux statoriques et rotoriques.

Comme le rotor de la machine est en court-circuit, la relation (III.2) devient :

$$[V_{abcr}] = 0 = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d[\Phi_{abcr}]}{dt} \quad (\text{III. 3})$$

Les flux s'expriment en fonction des courants et des inductances sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{cases} [\Phi_{abcs}] = [L_s] \cdot [i_{abcs}] + [M_{sr}(\theta)][i_{abcr}] & (\text{III. 4}) \\ [\Phi_{abcr}] = [L_r] \cdot [i_{abcr}] + [M_{rs}(\theta)][i_{abcs}] & (\text{III. 5}) \end{cases}$$

$[L_s]$  : Matrice de l'inductance propre statorique.

$[L_r]$  : Matrice de l'inductance propre rotorique.

Si  $\theta$  est l'écart angulaire, considéré dans la direction de rotation, entre les phases du rotor et du stator. En désignant par  $M_{sr}$  la mutuelle inductance entre ces phases et par  $M_{max}$  sa valeur lorsque leurs axes coïncident, on aura la forme matricielle suivante :

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

### III.1.3. Modèle diphasé équivalent de la machine transformée (modèle de Park)

Pour des objectifs de simplification de l'analyse de circuits triphasés, il est important d'écrire les différentes équations de la machine asynchrone dans un repère diphasé tournant « d,q ». La transformation de Park réduit les grandeurs triphasées alternatives dépendantes du temps qui composent le système différentiel régissant les équations de la machine en un système de grandeurs diphasé indépendantes qui a pour effet de faciliter les calculs. Le modèle de Park, assure la conservation de la puissance instantanée entre le repère triphasé et le repère d'axe (d,q).

En choisissant un repère (d,q) diphasé, l'axe d peut être repéré (voir figure III-2) par :

$\theta_s$  : L'angle électrique par rapport à l'axe de la phase « Sa » du stator ;

$\theta_r$  : L'angle électrique par rapport à l'axe de la phase « Ra » du rotor ;

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

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (\text{III. 6})$$

Où

P : Nombre de paires de pôles.

Les grandeurs (courant, tension et flux) du système diphasé s'expriment en fonction des grandeurs triphasées :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = [p(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}$$

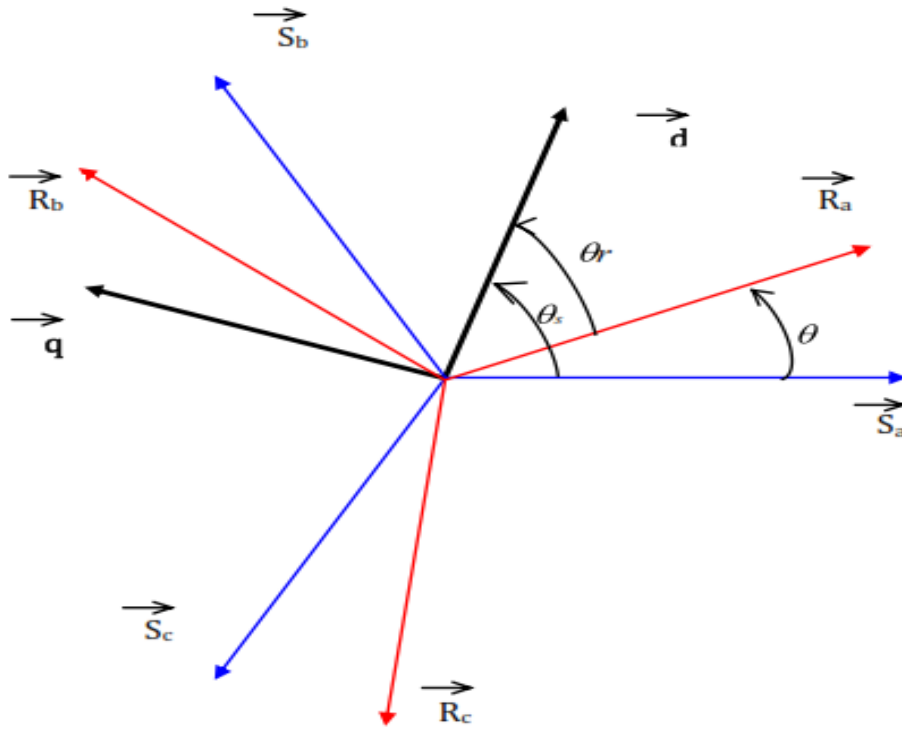


Figure III-2 : les différents systèmes d'axes utilisés.

$$\begin{cases} [V_{dqs}] = [p(\theta_s)][V_{abc s}] \\ [V_{dqr}] = [p(\theta_r)][V_{abc r}] \end{cases} \quad \begin{cases} [i_{dqs}] = [p(\theta_s)][i_{abc s}] \\ [i_{dqr}] = [p(\theta_r)][i_{abc r}] \end{cases} \quad \begin{cases} [\Phi_{dqs}] = [p(\theta_s)][\Phi_{abc s}] \\ [\Phi_{dqr}] = [p(\theta_r)][\Phi_{abc r}] \end{cases}$$

$[p(\theta_s)]$  et  $[p(\theta_s)]^{-1}$  s'expriment par :

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

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

Ainsi, en appliquant la transformation de Park à l'équation statorique (III.1), nous obtenons le système d'équation suivant :

$$[p(\theta_s)]^{-1}[V_{dqs}] = [R_s][p(\theta_s)]^{-1}[i_{dqs}] + \frac{d}{dt}[p(\theta_s)]^{-1}[\Phi_{dqs}] \tag{III. 7}$$

On démontre facilement que :

$$P(\theta_s) \cdot \frac{d(P(\theta_s)^{-1})}{d\theta_s} = P(\theta_r) \cdot \frac{d(P(\theta_r)^{-1})}{d\theta_r} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

On obtient les expressions suivantes dans le repère (d,q) :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_a \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_a \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III. 8})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} - (\omega_a - \omega_m) \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + (\omega_a - \omega_m) \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III. 9})$$

$\omega_a$ : vitesse angulaire électrique du repère (d,q) est telle que  $\omega_r = \omega_a - \omega_m$ .

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

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & L_m \\ L_m & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 10})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qs} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & L_m \\ L_m & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 11})$$

Plusieurs solutions sont possibles pour orienter le repère (d,q) par rapport aux repères triphasés. Si les axes d et q sont solidaires du champ tournant de la machine.

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

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

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

$$\omega_s - \omega_r = p \cdot \Omega = \omega_m \quad (\text{III. 12})$$

Avec :

$\Omega$  : La vitesse mécanique.

$\omega_m$ : La vitesse électrique du rotor.

La machine est représentée dans le nouveau repéré par la figure III-3 ci-dessous :

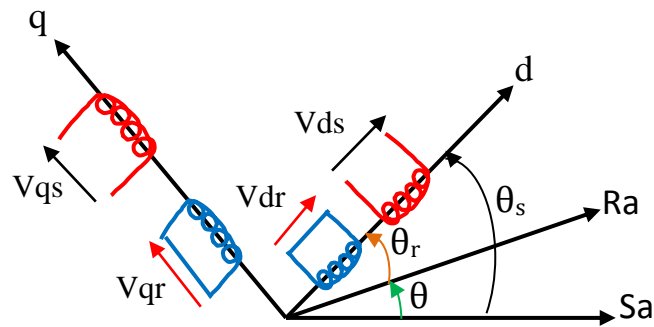


Figure III-3 : Représentation de la machine asynchrone dans le repère diphasé

### III.2. Choix du référentiel (d,q)

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère (d,q) qui fait un angle électrique  $\theta_s$  avec le stator et qui est fait également un angle électrique  $\theta_r$  avec le rotor mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est-à-dire qu'il est libre. Il existe trois choix possibles :

#### III.2.1. Référentiel lié au stator

Ce référentiel est souvent nécessaire lors de l'étude de la vitesse de rotation. Dans ces conditions, nous aurons :

$$\omega_a = 0 \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = -\omega_m$$

#### III.2.2. Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes de transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante. Nous avons donc :

$$\omega_a = \omega_m \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = 0$$

#### III.2.3. Référentiel lié au champ tournant

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé lorsque la fréquence d'alimentation est constante et à fréquence variable

lors des petites perturbations autour d'un régime donné. Ce type de référentiel est caractérisé par les relations :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \omega_a \quad , \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_m$$

Ainsi, en partant des équations (III.8), (III.9), et en utilisant les relations (III.10) et (III.11) qui lie les flux aux courants, on obtient l'équation matricielle suivante qui englobe les différentes équations électriques de la machine exprimées dans le repère d.q en utilisant le référentiel lié au rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & l_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & l_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_{ds}/dt \\ di_{qs}/dt \\ di_{dr}/dt \\ di_{qr}/dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & -l_s \cdot \omega_m & 0 & -L_m \cdot \omega_m \\ l_s \cdot \omega_m & R_s & L_m \cdot \omega_m & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (III.13)$$

On aura alors

$$\begin{bmatrix} di_{ds}/dt \\ di_{qs}/dt \\ di_{dr}/dt \\ di_{qr}/dt \end{bmatrix} = \frac{1}{(l_s \cdot l_r - L_m^2)} \begin{bmatrix} l_r & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & l_r & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & l_s & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} - R_s \cdot i_{ds} + l_s \cdot i_{qs} \cdot \omega_m + L_m \cdot i_{qr} \cdot \omega_m \\ V_{qs} - l_s \cdot i_{ds} \cdot \omega_m - R_s \cdot i_{qs} - L_m \cdot i_{dr} \cdot \omega_m \\ -R_r i_{dr} \\ -R_r \cdot i_{qr} \end{bmatrix}$$

### III.4. Simulation du générateur asynchrone en régime linéaire

Le modèle de la machine asynchrone établi ci-dessus est dans la plupart des cas suffisant pour obtenir de bons résultats dans l'analyse des régimes transitoires, toutefois ce modèle utilise une inductance magnétisante  $L_m$  constante, ce qui veut dire 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 une batterie de condensateur ne peut se satisfaire de ce modèle puisque c'est la saturation elle-même qui fixe le point de fonctionnement au régime permanent, 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 capacité 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 engendrant une force électromotrice sur les enroulements. C'est cette réaction cyclique qui permet à la machine d'arriver à un régime permanent situé dans la zone saturée.

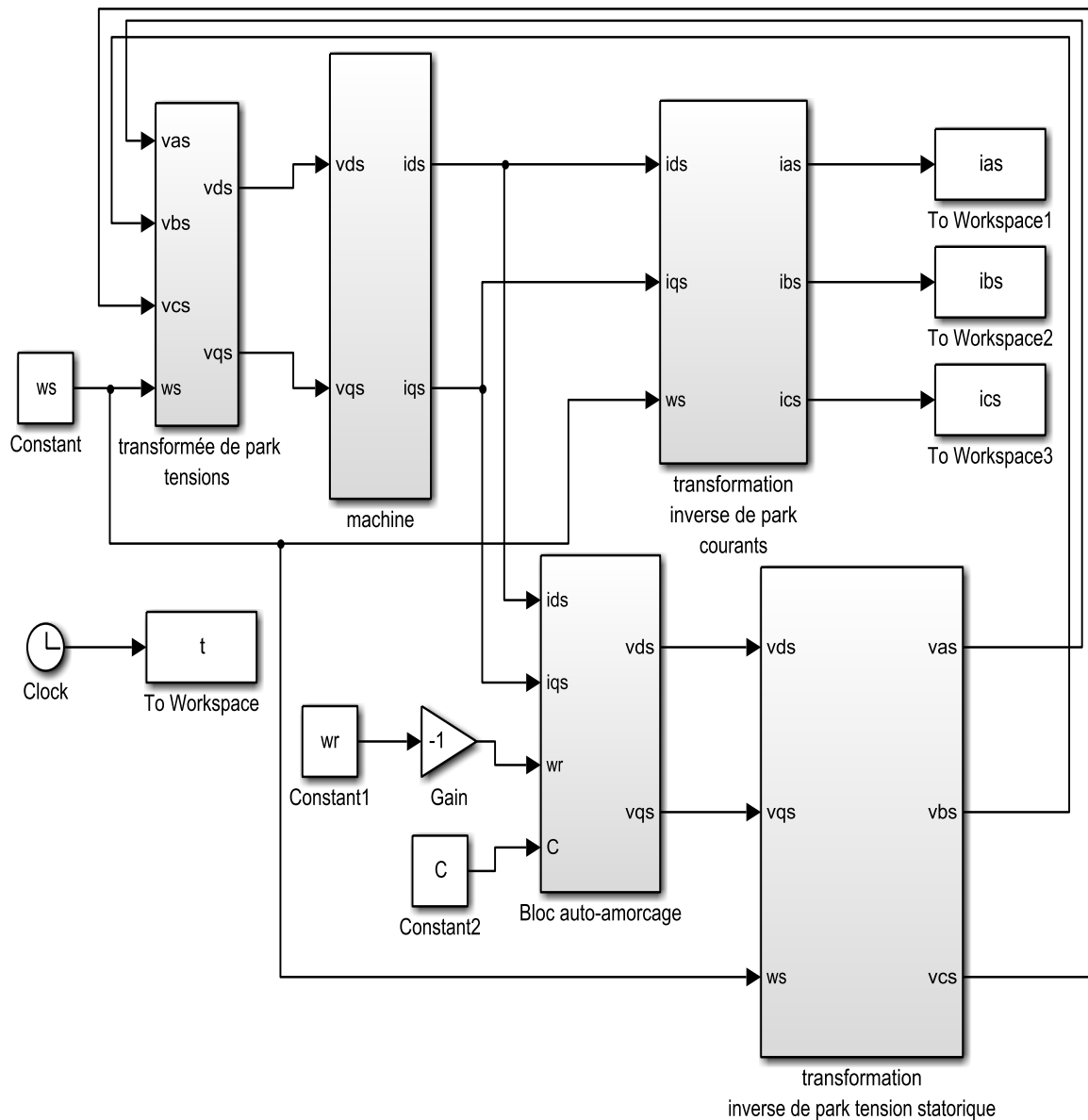


Figure III-4 : Schéma bloc de simulation du générateur asynchrone en régime linéaire.

### III.5. Résultats de simulation en régime linéaire

Ces résultats sont obtenus en négligeant la saturation du matériau magnétique, les figures (III-5) et (III-6) donnent l'évolution des tensions et courants statoriques.

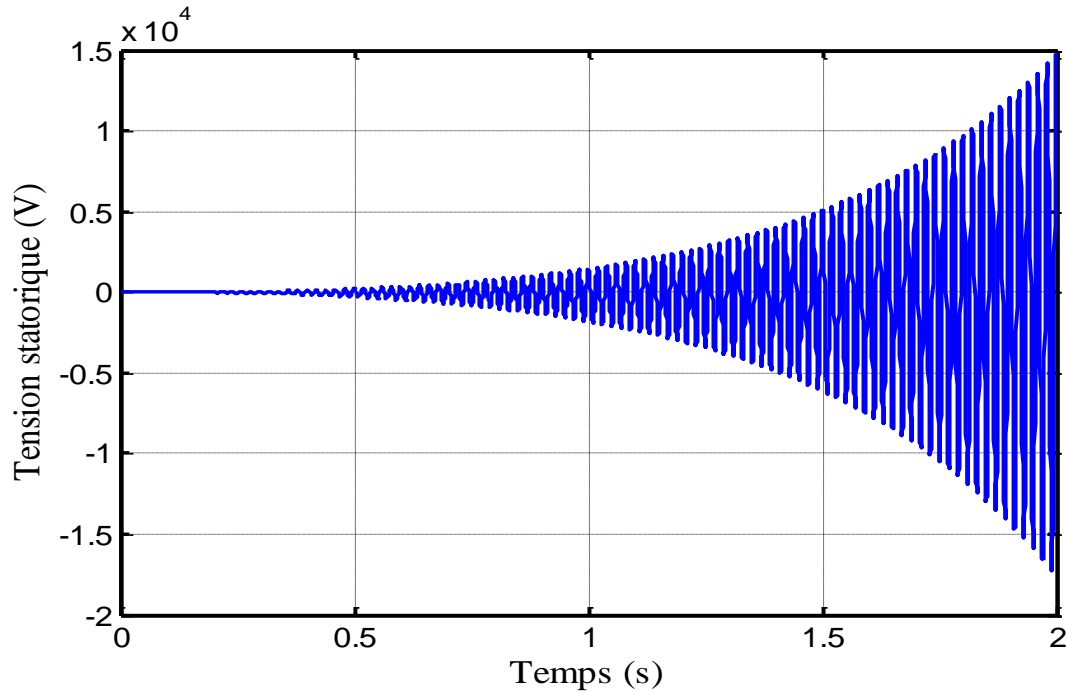


Figure III-5 : Tension statorique en fonction du temps en régime linéaire pour  $N=1428$  tr/min et  $C=120 \mu\text{F}$ .

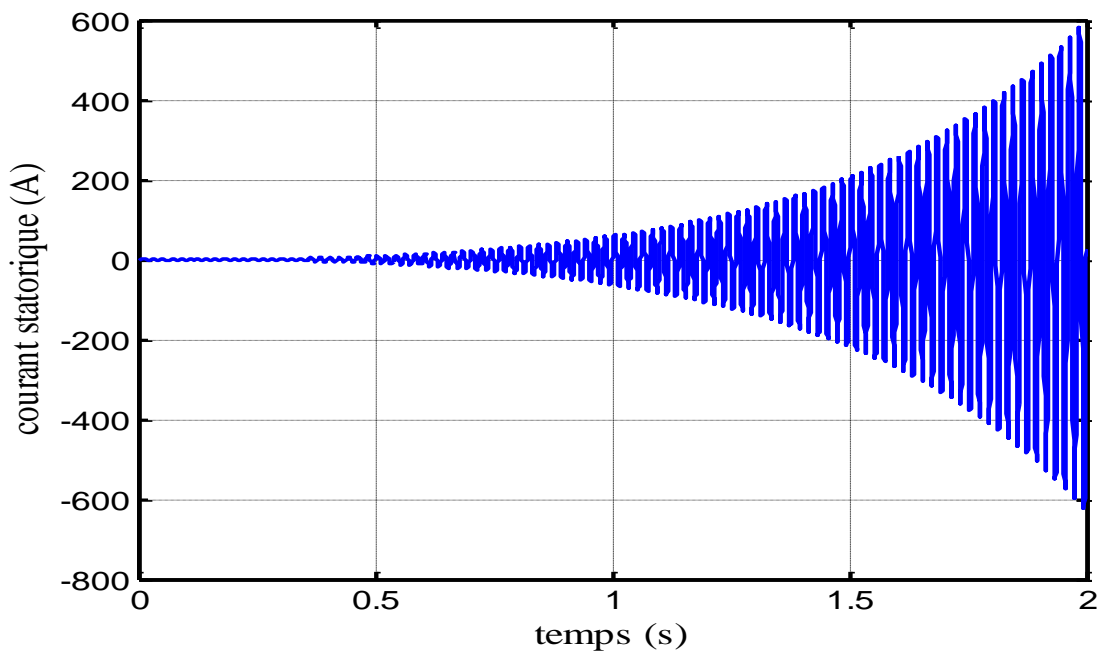


Figure III-6 : Courant statorique en fonction du temps en régime linéaire pour  $N=1428$  tr/min et  $C=120 \mu\text{F}$ .

A partir des figures (III-5) et (III-6) on constate que les enveloppes des grandeurs statoriques ( $v_s$  et  $I_s$ ) progressent d'une manière exponentielle et indéfinie par exemple pour  $t=2$  s,  $I_s=600$  A et  $V_s=15000$  V. Cela est dû au fait de négliger la saturation, dans ce cas il ne peut y'avoir d'intersection avec la caractéristique externe du condensateur ; la caractéristique de magnétisation étant linéaire (ne présente pas de coude de saturation), le point de fonctionnement en régime permanent ne peut être atteint. Cette courbe est purement théorique, la tension aux bornes de la machine dans la réalité est limitée par le phénomène de non linéarité de la saturation dont il faudra impérativement tenir compte.

Lorsque le point de fonctionnement est atteint (voir figure III-7), la machine donne une tension au stator d'une valeur efficace constante. Supposant que l'induction magnétisante est constante et égale à sa valeur en régime linéaire, la caractéristique de magnétisation ne présente pas de coude de saturation et il n'y a pas d'intersection avec la caractéristique externe du condensateur. Mais la tension statorique augmente jusqu'à atteindre une valeur théoriquement infinie.

Nous présentons à la figure III-7 les deux caractéristiques de magnétisation et externe de la machine où l'intersection donne le point de fonctionnement.

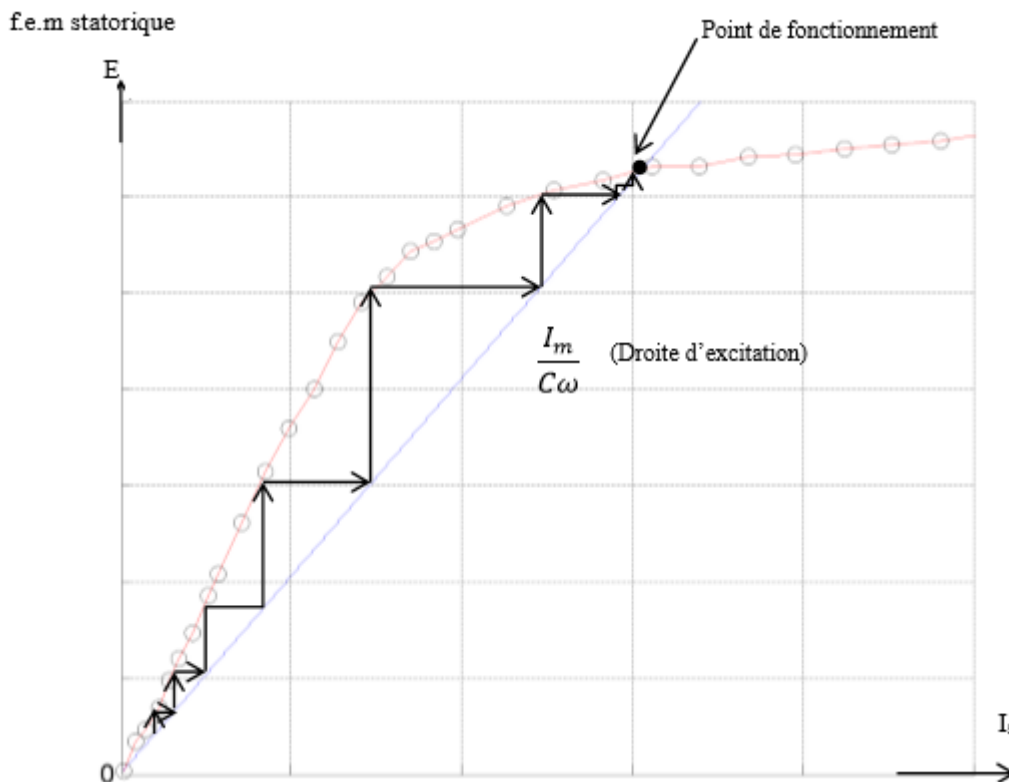


Figure III-7 : Point de fonctionnement de la machine asynchrone [26].

**Conclusion**

Ce chapitre est dédié à la modélisation du générateur asynchrone autonome fonctionnant en régime linéaire. Le modèle de la machine asynchrone développé au paravent, utilise des matrices d'inductances constantes en formant à partir du modèle de Park qui permet de rendre constants les coefficients dépendants du temps, les équations du modèle linéaire de notre générateur, exprimées dans les axes réels puis ramenées à un système d'axes en quadrature. Cependant, l'entrefer du générateur asynchrone est généralement très petit ce qui induit l'effet de saturation non négligeable. Le modèle développé sous cette hypothèse donne des résultats divergents qui ne reflètent pas la réalité physique pour un fonctionnement en générateur autonome, puisque c'est la saturation elle-même qui fixe le point de fonctionnement, sinon la tension ou le courant augmenterait jusqu'à l'infini.

Dans le chapitre qui va suivre, nous allons introduire le phénomène de la saturation du circuit magnétique, dans le modèle établi par la variation de l'inductance magnétisante considéré constante dans le modèle linéaire.

# *Chapitre IV*

---

## *Modélisation du générateur asynchrone en régime saturé*

## Introduction

La machine asynchrone est utilisée dans la plupart des applications comme moyen de conversion d'énergie. Son exploitation optimale dans les chaînes de production, nécessite la connaissance des régimes qui caractérisent son fonctionnement.

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...etc.). Néanmoins, ce modèle utilise une inductance magnétisante  $L_m$  constante, ce qui sous-entend que le matériau magnétique utilisé pour la conception de la machine est linéaire.

### IV.1. Prise en compte du phénomène de saturation

Le modèle établi précédemment considère que l'inductance magnétisante est constante, ce qui n'est pas exacte dans la réalité, car le matériau magnétique utilisé dans la génératrice pour la construction n'est pas parfaitement linéaire. Cependant dans la plupart des utilisations de la machine asynchrone (alimentation avec onduleur, génératrice auto-excitée, éoliennes...etc.), il est très important de prendre compte de l'effet de saturation du circuit magnétique, ce qui veut dire aussi de prendre en considération la variation de l'inductance de magnétisation [16].

On dit que le matériau se sature lorsque sa perméabilité diminue avec le degré d'induction magnétique figure IV-1.

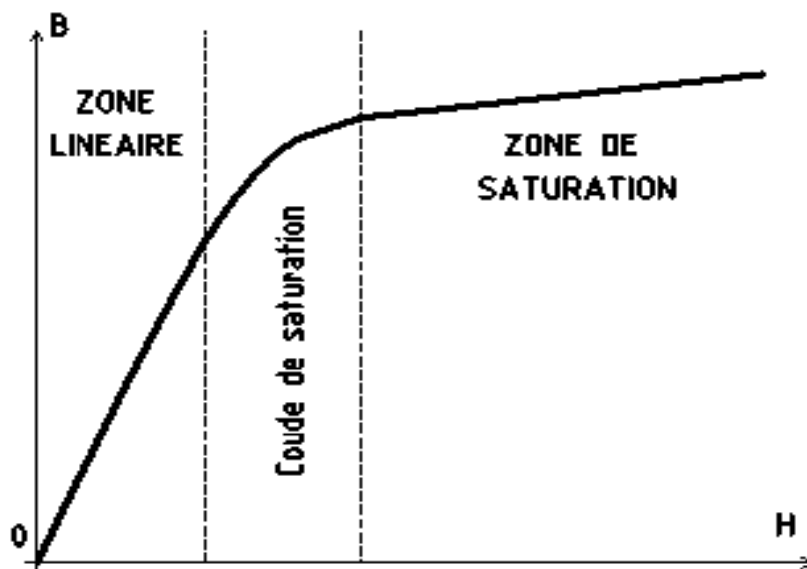


Figure IV-1 : Courbe de la première aimantation d'un matériau ferromagnétique.

## IV.2. Le phénomène secondaire de la saturation

Le phénomène de la saturation engendre également un autre phénomène secondaire dit « l'effet croiser de la saturation », qui se traduit par le fait que dans le circuit magnétique, les flux ( $\Phi_d$  et  $\Phi_q$ ) participent tous les deux à la saturation. Le phénomène de saturation croisé peut être considéré comme un couplage magnétique entre les enroulements d'axe d et q de la machine biphasée, ces deux bobinages sont spécialement en quadrature et donc, ce qui veut dire qu'elles ne devraient avoir aucune interaction mutuelle en régime non saturé [17]. 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 pôle saillants [18].

## IV.3. Mise en œuvre du modèle saturé

Réécrivons le système d'équations des tensions

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_a \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_a \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (IV.1)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (IV.2)$$

On à :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = l_{\sigma s} \cdot i_{ds} + \Phi_{dm} \\ \Phi_{qs} = l_{\sigma s} \cdot i_{qs} + \Phi_{qm} \end{cases} \quad (IV.3)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = l_{\sigma r} \cdot i_{dr} + \Phi_{dm} \\ \Phi_{qr} = l_{\sigma r} \cdot i_{qr} + \Phi_{qm} \end{cases} \quad (IV.4)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dm} = L_{md} \cdot i_{dm} \\ \Phi_{qm} = L_{mq} \cdot i_{qm} \end{cases} \quad (IV.5)$$

Avec :

$$i_{dm} = (i_{ds} + i_{dr}), \quad i_{qm} = (i_{qs} + i_{qr})$$

$[i_{dm}]$ ,  $[i_{qm}]$  : Sont respectivement les courants de magnétisation selon le système d'axe d et q.

Ce qui implique que:

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = l_{\sigma s} \cdot i_{ds} + L_{md} \cdot i_{dm} \\ \Phi_{qs} = l_{\sigma s} \cdot i_{qs} + L_{mq} \cdot i_{qm} \end{cases} \quad (IV.6)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = l_{\sigma r} \cdot i_{dr} + L_{md} \cdot i_{dm} \\ \Phi_{qr} = l_{\sigma r} \cdot i_{qr} + L_{mq} \cdot i_{qm} \end{cases} \quad (IV.7)$$

Ce qui implique que (IV.3) deviennent :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} = l_{\sigma s} \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{d(L_{md} \cdot i_{dm})}{dt} = l_{\sigma s} \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{d\Phi_{dm}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qs}}{dt} = l_{\sigma s} \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{d(L_{mq} \cdot i_{qm})}{dt} = l_{\sigma s} \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{d\Phi_{qm}}{dt} \end{cases} \quad (IV.8)$$

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = l_{\sigma r} \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{d(L_{md} \cdot i_{dm})}{dt} = l_{\sigma r} \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{d\Phi_{dm}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = l_{\sigma r} \cdot \frac{di_{qr}}{dt} + \frac{d(L_{mq} \cdot i_{qm})}{dt} = l_{\sigma r} \cdot \frac{di_{qr}}{dt} + \frac{d\Phi_{qm}}{dt} \end{cases} \quad (IV.9)$$

$[\Phi_{dm}]$  et  $[\Phi_{qm}]$  Sont respectivement les composantes du flux magnétiques dans le système d'axe d et q.

$[l_{\sigma s}]$  et  $[l_{\sigma r}]$  sont respectivement les inductances de fuites statoriques est rotoriques.

Les relations (IV.7) et (IV.8) deviennent :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} = l_{\sigma s} \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + L_{md} \frac{di_{dm}}{dt} + i_{dm} \frac{dL_{md}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qs}}{dt} = l_{\sigma s} \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + L_{mq} \frac{di_{qm}}{dt} + i_{qm} \frac{dL_{mq}}{dt} \end{cases} \quad (IV.10)$$

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = l_{\sigma r} \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + L_{md} \frac{di_{dm}}{dt} + i_{dm} \frac{dL_{md}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = l_{\sigma r} \cdot \frac{di_{qr}}{dt} + L_{mq} \frac{di_{qm}}{dt} + i_{qm} \frac{dL_{mq}}{dt} \end{cases} \quad (IV.11)$$

Pour pouvoir évaluer les quantités magnétiques  $\frac{d\Phi_{dm}}{dt}$  et  $\frac{d\Phi_{qm}}{dt}$  en fait comme suit, de la figure IV-2:

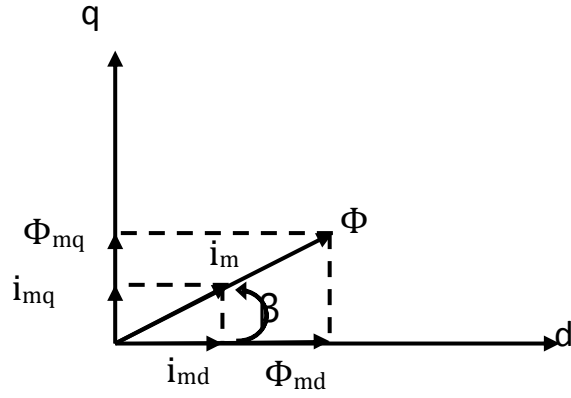


Figure IV-2 : Décomposition du flux et le courant selon les axes d,q

D'après la figure IV-2 :

$$\begin{cases} \Phi_{dm} = |\overline{\Phi_m}| \cdot \cos \beta \\ \Phi_{qm} = |\overline{\Phi_m}| \cdot \sin \beta \end{cases} \quad \text{avec} \quad \cos \beta = \frac{i_{dm}}{|\overline{i_m}|} = \frac{\Phi_{dm}}{|\overline{\Phi_m}|} \quad \text{et} \quad \sin \beta = \frac{i_{qm}}{|\overline{i_m}|} = \frac{\Phi_{qm}}{|\overline{\Phi_m}|}$$

Avec :  $\Phi_m$  et  $I_m$  sont respectivement les vecteurs flux et courant magnétisant.

Sachant que  $L_m = \frac{|\overline{\Phi_m}|}{|\overline{i_m}|}$

En remplaçant dans (IV.3) pour l'équation  $\frac{d\Phi_{dm}}{dt}$  de on aura :

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_{dm}}{dt} &= \frac{dL_m}{d|\overline{i_m}|} \cdot \frac{i_{dm}}{|\overline{i_m}|} \left( i_{dm} \frac{di_{dm}}{dt} + i_{qm} \frac{di_{qm}}{dt} \right) + \frac{di_{dm}}{dt} \cdot L_m \\ \frac{d\Phi_{dm}}{dt} &= \left( \frac{dL_m}{d|\overline{i_m}|} \cdot \frac{i_{dm}^2}{|\overline{i_m}|} + L_m \right) \frac{di_{dm}}{dt} + \frac{dL_m}{d|\overline{i_m}|} \cdot \frac{i_{dm} \cdot i_{qm}}{|\overline{i_m}|} \cdot \frac{di_{qm}}{dt} \end{aligned} \quad (IV.12)$$

On peut montrer facilement que :

$$|\overline{i_m}| \cdot \frac{dL_m}{d|\overline{i_m}|} = \frac{d|\overline{\Phi_m}|}{d|\overline{i_m}|} - L_m = L - L_m \quad (IV.13)$$

Où :

$L$  : La dérivée du flux magnétisant par rapport au courant magnétisant appelée inductance dynamique.

$L_m$  : Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique statique.

Posons :

$$l_{dq} = \frac{dL_m}{d|\overline{i_m}|} \cdot \frac{i_{dm} \cdot i_{qm}}{|\overline{i_m}|} = \frac{i_{dm} \cdot i_{qm}}{|\overline{i_m}|^2} [L - L_m] \quad (IV.14)$$

$$l_{md} = L_m + \frac{i_{dm}}{i_{qm}} \cdot l_{dq} \quad (\text{IV. 15})$$

De la même façon on arrive à :

$$l_{mq} = L_m + \frac{i_{qm}}{i_{dm}} \cdot l_{dq} \quad (\text{IV. 16})$$

$l_{dq}$  : Inductance cyclique d'inter-saturation.

$l_{md}$  : Inductance cyclique de saturation selon l'axe d.

$l_{mq}$  : Inductance cyclique de saturation selon l'axe q.

Les inductances cycliques totales selon les axes d et q sont :

$$\begin{cases} l_{sd} = l_{md} + l_{\sigma s} \\ l_{sq} = l_{mq} + l_{\sigma s} \end{cases} \quad (\text{IV. 17})$$

$$\begin{cases} l_{rd} = l_{md} + l_{\sigma r} \\ l_{rq} = l_{mq} + l_{\sigma r} \end{cases} \quad (\text{IV. 18})$$

On a :

$$i_m = \sqrt{(i_{ds} + i_{dr})^2 + (i_{qs} + i_{qr})^2} \Rightarrow i_m = \sqrt{(i_{dm})^2 + (i_{qm})^2} \quad (\text{IV. 19})$$

Ainsi que les équations précédentes deviennent :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} = l_{s\sigma} \frac{di_{ds}}{dt} + l_{md} \frac{di_{dm}}{dt} + l_{dq} \frac{di_{qm}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qs}}{dt} = l_{s\sigma} \frac{di_{qs}}{dt} + l_{dq} \frac{di_{dm}}{dt} + l_{mq} \frac{di_{qm}}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV. 20})$$

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -l_{r\sigma} \frac{di_{ds}}{dt} + (l_{\sigma r} + l_{md}) \frac{di_{dm}}{dt} + l_{dq} \frac{di_{qm}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -l_{r\sigma} \frac{di_{qs}}{dt} + l_{dq} \frac{di_{dm}}{dt} + (l_{\sigma r} + l_{mq}) \frac{di_{qm}}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV. 21})$$

Le système d'équations des tensions finales devient :

$$\begin{cases} V_{ds} = l_{s\sigma} \frac{di_{ds}}{dt} + l_{md} \frac{di_{dm}}{dt} + l_{dq} \frac{di_{qm}}{dt} + R_s \cdot i_{ds} - l_{s\sigma} \cdot i_{qs} \cdot \omega_m - L_m \cdot i_{qm} \cdot \omega_m \\ V_{qs} = l_{s\sigma} \frac{di_{qs}}{dt} + l_{dq} \frac{di_{dm}}{dt} + l_{mq} \frac{di_{qm}}{dt} + l_{s\sigma} \cdot i_{ds} \cdot \omega_m + R_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{dm} \cdot \omega_m \end{cases} \quad (\text{IV. 22})$$

$$\begin{cases} 0 = -l_{r\sigma} \frac{di_{ds}}{dt} + (l_{\sigma r} + l_{md}) \frac{di_{dm}}{dt} + l_{dq} \frac{di_{qm}}{dt} - R_r \cdot i_{ds} + R_r i_{dm} \\ 0 = -l_{r\sigma} \frac{di_{qs}}{dt} + l_{dq} \frac{di_{dm}}{dt} + (l_{\sigma r} + l_{mq}) \frac{di_{qm}}{dt} - R_r i_{qs} + R_r i_{qm} \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

On obtient le système matriciel final suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{s\sigma} & 0 & l_{md} & l_{dq} \\ 0 & l_{s\sigma} & l_{dq} & l_{mq} \\ -l_{r\sigma} & 0 & l_{\sigma r} + l_{md} & l_{dq} \\ 0 & -l_{r\sigma} & l_{dq} & l_{\sigma r} + l_{mq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_{ds}/dt \\ di_{qs}/dt \\ di_{dm}/dt \\ di_{qm}/dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & -l_{s\sigma}\omega_m & 0 & -L_m\omega_m \\ l_{s\sigma}\omega_m & R_s & L_m\omega_m & 0 \\ -R_r & 0 & R_r & 0 \\ 0 & -R_r & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix}$$

#### IV.4. Equation d'auto-amorçage en régime dynamique

Les équations des tensions statoriques selon les axes abc dans la maille extérieur sont :

$$V_{abc} = -\frac{1}{c} \int i_{abc} dt \Rightarrow \frac{d}{dt} V_{abc} = -\frac{1}{c} \int i_{abc}$$

En faisant appliquer la transformation de Park pour les équations précédentes on aura :

$$V_{abc} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = P(\theta_s)^{-1} \cdot V_{dqo} = P(\theta_s)^{-1} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix}$$

$$-\frac{1}{c} \cdot (P(\theta_s)^{-1} \cdot i_{dqo}) = \frac{d}{dt} (P(\theta_s)^{-1} \cdot V_{dqo})$$

$$-P(\theta_s)^{-1} \cdot \frac{1}{c} \cdot i_{dqo} = P(\theta_s)^{-1} \cdot \frac{d}{dt} (P(\theta_s)^{-1} \cdot V_{dqo})$$

$$\frac{d}{dt} P(\theta_s)^{-1} = \frac{d}{d\theta} P(\theta_s)^{-1} \cdot \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{d\theta} P(\theta_s)^{-1} \cdot \omega_a$$

$$P(\theta_s)^{-1} \frac{1}{c} i_{dqo} = P(\theta_s)^{-1} \frac{d}{dt} V_{dqo} + \frac{d}{d\theta} P(\theta_s)^{-1} \omega_a V_{dqo}$$

On multiplie à gauche par  $P(\theta_s)$  :

$$-\frac{1}{c} \cdot i_{dqo} = \frac{d}{dt} V_{abc} + P(\theta_s) \cdot \frac{d}{d\theta} P(\theta_s)^{-1} \cdot \omega_a \cdot V_{dqo}$$

Sachant que :

$$P(\theta_s) \cdot \frac{d}{d\theta} P(\theta_s)^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$-\frac{1}{c} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \omega_a \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix}$$

Si l'on ne tient pas compte de la composante homopolaire (indice o)

$$-\frac{1}{c} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \omega_a \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = -\frac{1}{c} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \omega_a \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = -\frac{1}{c} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \omega_a \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} V_d = -\frac{1}{c} \cdot i_d + \omega_a \cdot V_q \end{cases} \quad (\text{IV. 24})$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} V_q = -\frac{1}{c} \cdot i_q - \omega_a \cdot V_d \end{cases} \quad (\text{IV. 25})$$

#### IV.5. Expression du couple électromagnétique

L'expression générale du couple électromagnétique résulte de la dérivée de la co-énergie par rapport à l'angle mécanique de rotation. L'équation du couple électromagnétique développé par la machine dans le repère d,q, s'écrit comme suite :

$$C_e = pL_m(\Phi_{qs}i_{dr} - \Phi_{ds}i_{qr}) = \frac{3}{2}pL_m(i_{dr}i_{qs} - i_{ds}i_{qr}) \quad (\text{IV. 26})$$

Et celle du mouvement s'écrit :

$$C_{em} + C_m = J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + f \cdot \omega_m \quad (\text{IV. 27})$$

En négligeant les frottements « f » l'équation (IV.26) devient :

$$C_{em} + C_m = J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} \quad (\text{IV. 28})$$

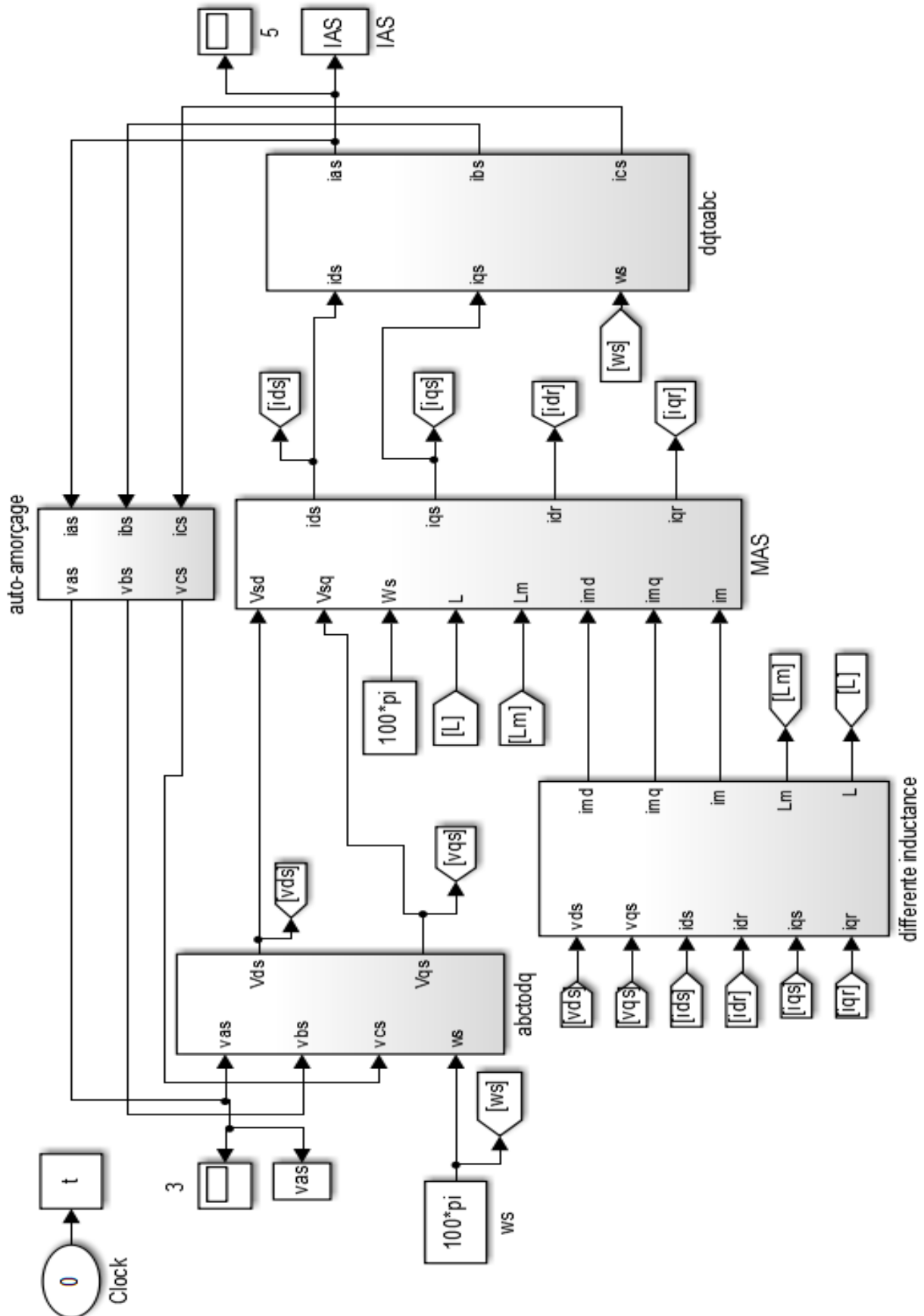


Figure IV-3 : Schéma bloc de simulation de la génératrice asynchrone en régime saturé.

## IV.6. Résultats de simulation en régime saturé

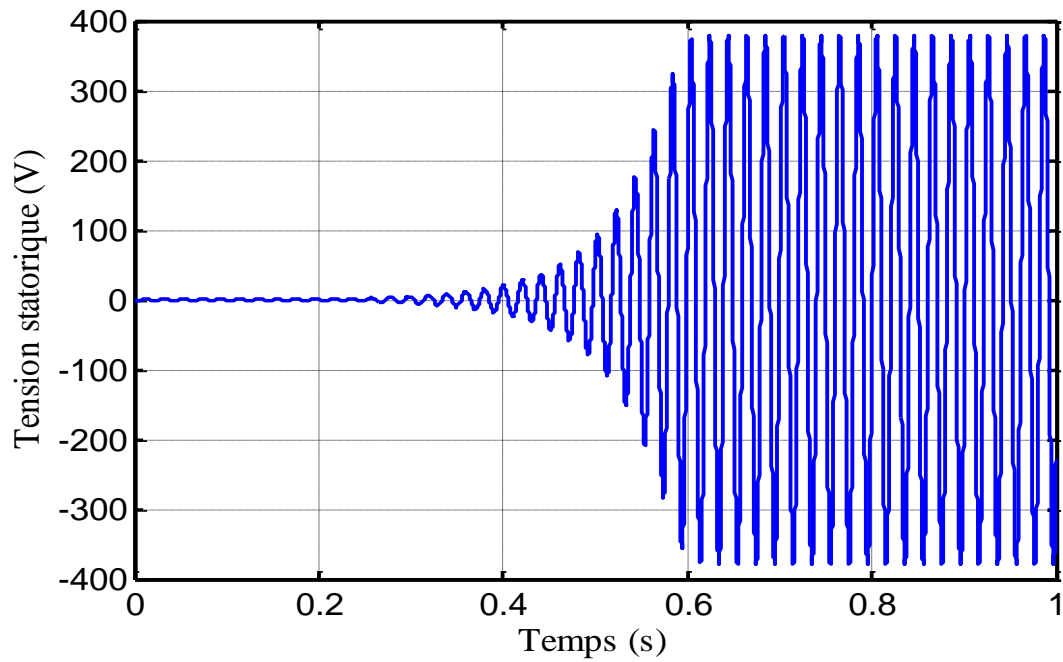


Figure IV-4 : Allure de la tension statorique en fonction du temps en régime saturé avec  $C=155 \mu\text{F}$  et  $N=1500 \text{ tr/min}$ .

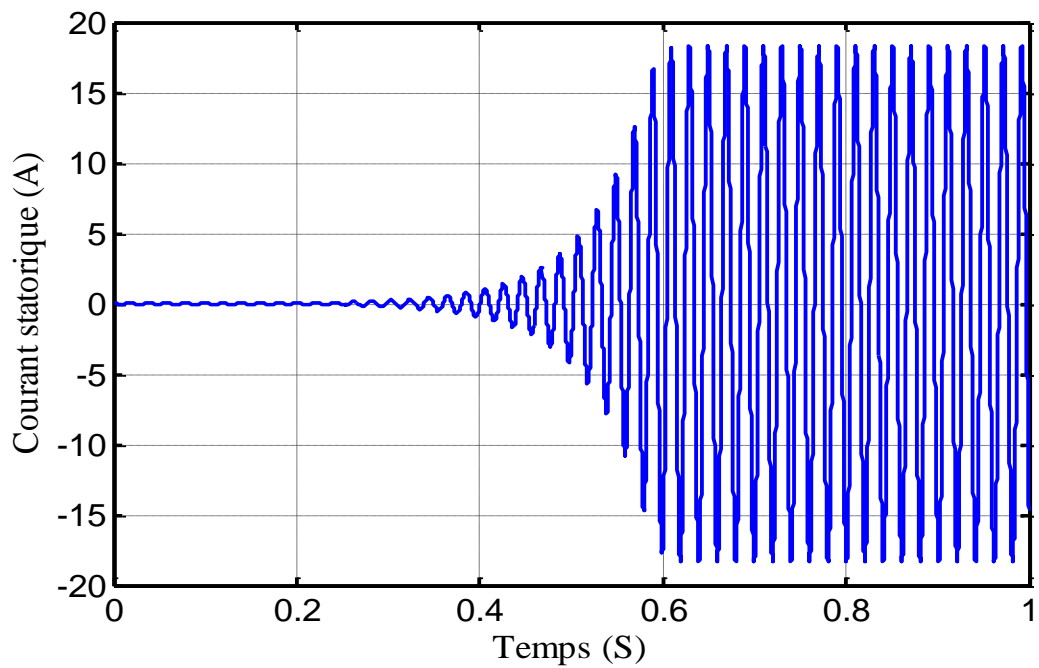


Figure IV-5 : Allure du courant statorique en fonction du temps en régime saturé avec  $C=155 \mu\text{F}$  et  $N=1500 \text{ tr/min}$ .

### IV.7. Interprétation des résultats de simulation

Les figures IV-4 et IV-5 représentent respectivement l'évolution des grandeurs statorique ( $V_s$  et  $I_s$ ) en fonctionnement à vide de la génératrice asynchrone à rotor bobiné autonome. On constate que d'après les résultats obtenus par simulation qu'au démarrage et à l'amorçage, ces grandeurs augmentent au début d'une manière exponentielle dans la zone de non saturation tout comme le cas linéaire, puis elle converge à une valeur fixe, qui correspond au point de fonctionnement qui dépend des valeurs de la vitesse de rotation du rotor, des paramètres de la machine et de la capacité des condensateurs utilisés. Cette évolution des courants et tensions statoriques suivent la forme de l'évolution de celle de magnétisation.

D'après les résultats obtenus, on remarque que la valeur de la capacité d'auto-amorçage joue un rôle sur la valeur de la tension et le régime transitoire (temps d'amorçage). Ce qui veut dire qu'il y a une valeur minimale de la capacité au-dessus de laquelle l'amorçage n'existe pas, et une maximale au-delà de laquelle la tension n'augmente plus à cause de la saturation [19].

### IV.8. Modélisation de l'auto-amorçage à vide

La simulation de l'auto-amorçage de la génératrice a été effectuée à l'aide du logiciel Matlab-Simulink, certains phénomènes perturbateurs (frottements, effet de la température, etc.) que n'ont pas été pris en considération peuvent bien intervenir. L'effet de saturation qui nous permet de limiter les valeurs de la tension et du courant, car 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.

#### IV.8.1. Modélisation de l'auto-amorçage à vide en régime saturé

Le modèle linéaire de la génératrice asynchrone n'est pas donc réel et la marche exacte de la machine doit être en prenant en considération la saturation du circuit magnétique. Les inductances peuvent varier largement selon l'état du flux dans les différentes parties internes de la génératrice. Ainsi, il est plus indiqué qu'elle soit reconsidérée différemment par un système d'équation différentielle avec des paramètres non linéaire caractérisant les modes saturées. En outre, il faudrait alors trouver un modèle qui permet de décrire la variation de ces inductances en fonction du courant [20]. Afin de tenir en considération la saturation du circuit

de la génératrice, il faut modéliser la courbe de magnétisation. Plusieurs fonctions sont utilisées, comme celle du modèle de Park, qui nous a permis d'avoir le résultat final des équations [21].

#### IV.8.1.1. Résultat de simulation de l'auto-amorçage à vide en régime saturé

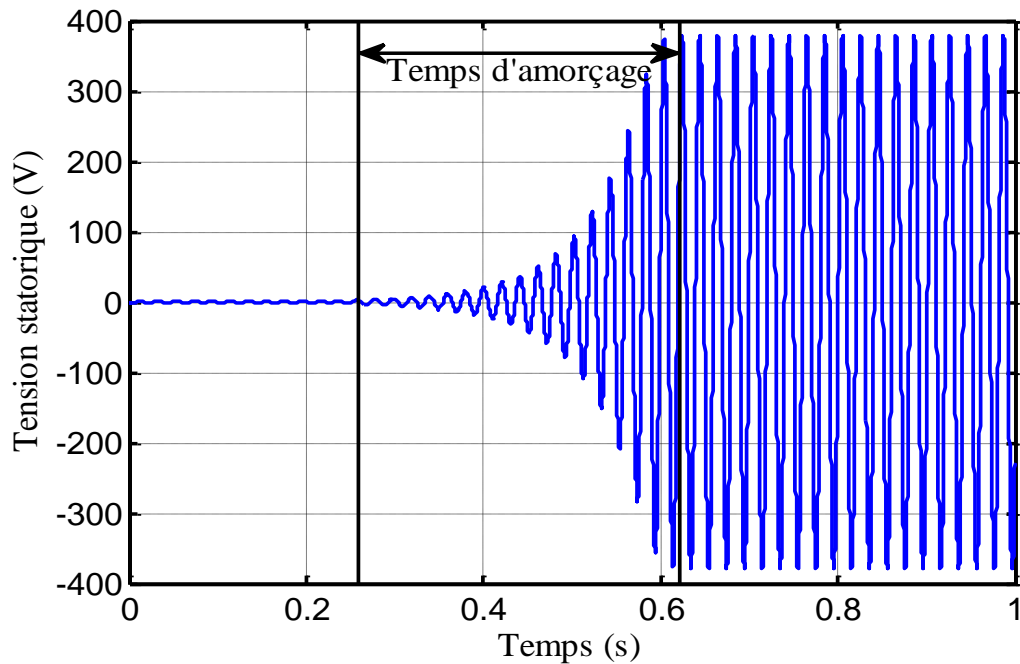


Figure IV-6 : Tension statorique pour  $C=120\mu\text{F}$

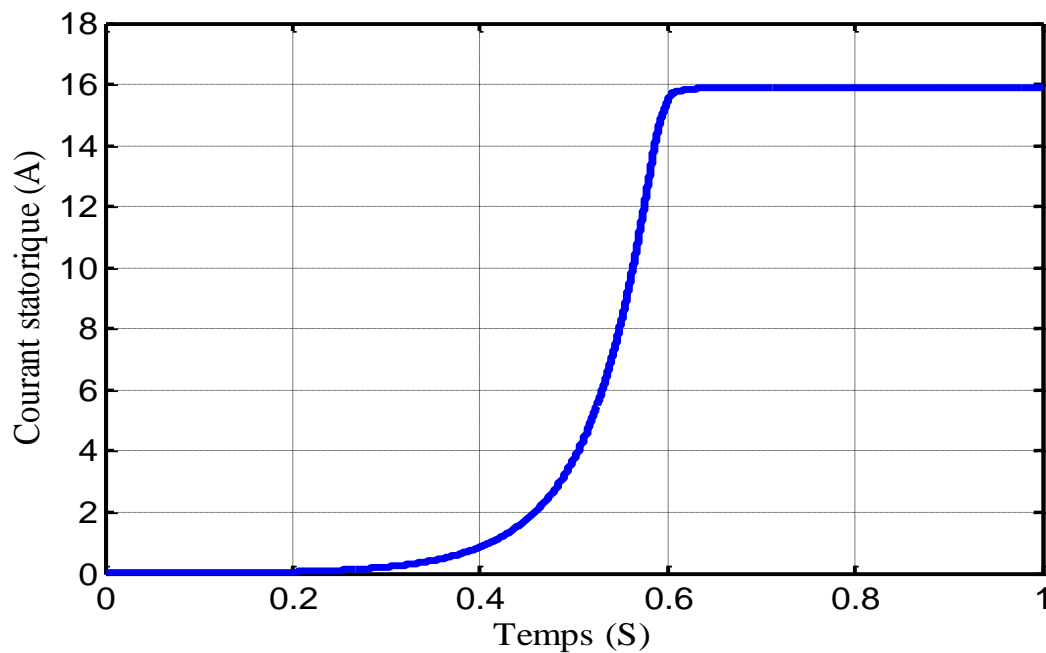


Figure IV-7 : Evolution du courant statorique pour  $C= 155 \mu\text{F}$  et  $N= 1500 \text{ tr/min}$ .

La figure IV-6 montre les résultats de la simulation de l'auto-amorçage à vide d'une génératrice asynchrone en régime saturé. On constate que l'allure de la tension et du courant statorique croît indéfiniment dans la zone non saturée puis convergent vers une valeur fixe dans la zone saturée. On remarque que les courbes montrent aisément la caractéristique interne ainsi qu'externe du condensateur, peuvent modifier l'emplacement du point de fonctionnement sur la caractéristique de magnétisation.

Les valeurs des tensions et des courants statoriques obtenus en régime permanent évoluent de la même manière. On constate aussi que les évolutions des tensions et des courants statoriques suivent la forme de l'évolution du courant de magnétisation représenté par la figure IV-7.

#### IV.8.1.2. Influence de la capacité sur la tension d'auto-amorçage

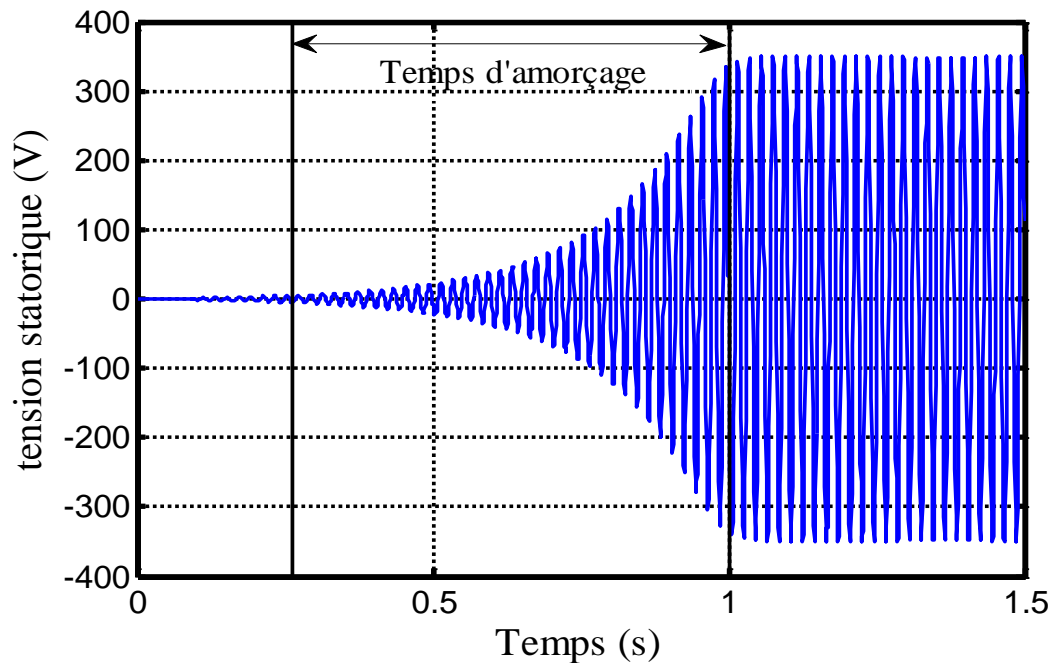


Figure IV-8 : Tension statorique pour C=130 µF.

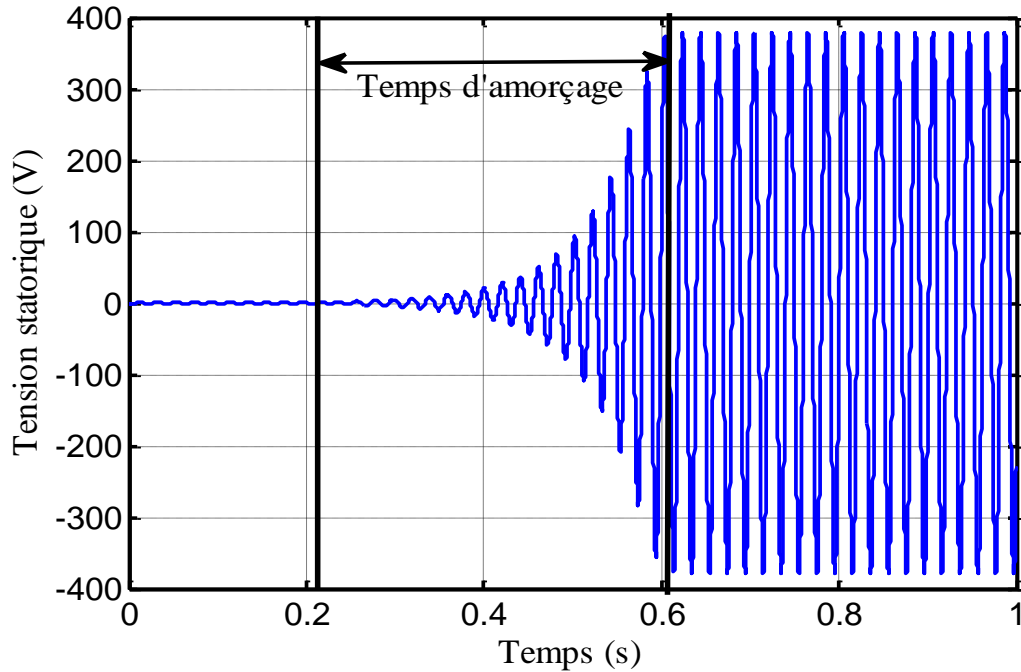
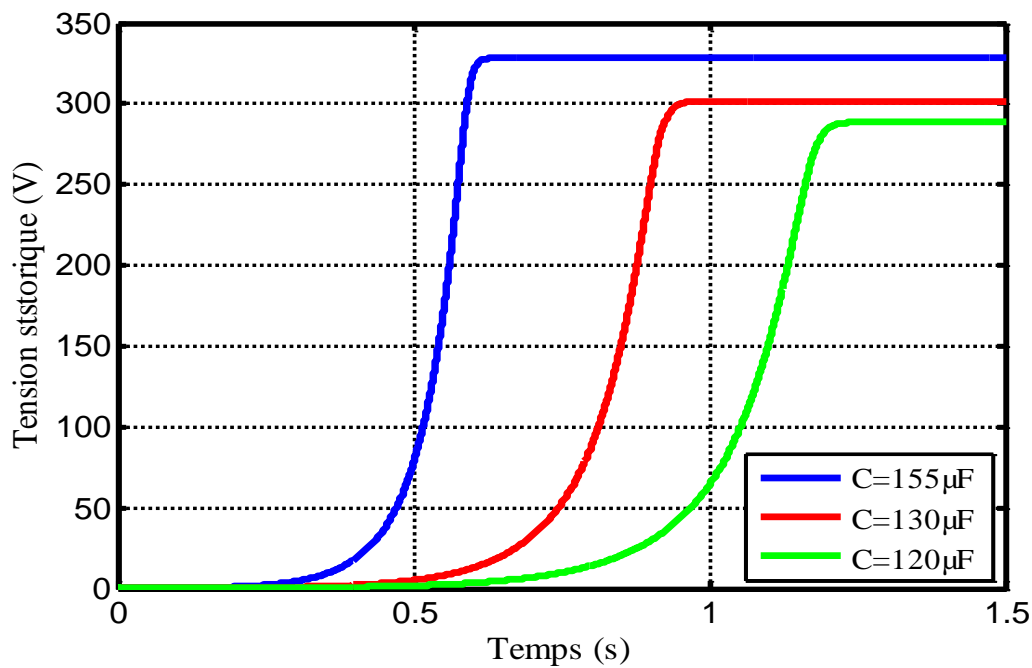
Figure IV-9 : Tension statorique pour  $C=155 \mu\text{F}$ 

Figure IV-10 : Influence de la capacité sur la tension d'auto-amorçage.

Les résultats des figures IV-8, IV-9 et IV-10, nous permettent de mieux apercevoir l'influence de la capacité sur la tension d'auto-amorçage, et sa en faisant varier le condensateur qui fait à son tour varier l'excitation utile à l'auto-amorçage. On constat que lorsque on diminue la valeur de la capacité sa influe sur le transitoire ainsi que sur la valeur finale de la tension, en raison de son aimantation.

### IV.8.1.3. Influence de la vitesse sur la tension d'auto-amorçage

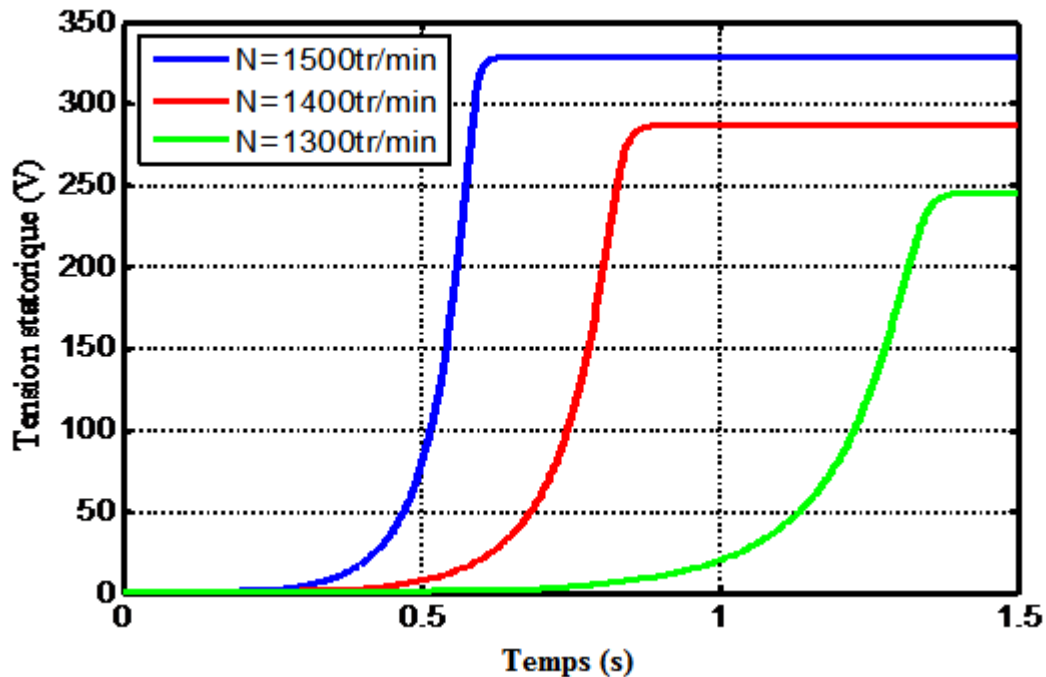


Figure IV-11 : Influence de la vitesse sur la tension d'auto-amorçage.

La figure IV-11 illustre l'influence de la vitesse sur la tension d'auto-amorçage pour une même valeur du courant magnétisant. On constate qu'en faisant augmenter la vitesse de rotation la tension elle aussi augmente pour se stabiliser à des différentes valeurs finales.

## IV.9. Simulation de la génératrice asynchrone autonome en charge

Le modèle ainsi les paramètres de la machine étant faits, on va faire construire un modèle des capacités d'auto-amorçage et des charges connectées à la machine. Il permet la décomposition du modèle de la machine en trois sous-systèmes : directe, inverse et homopolaire [22]. Il présente de plus l'avantage d'être complètement indépendant du modèle de la machine.

### IV.9.1. Fonctionnement de la génératrice asynchrone en charge Résistive

Pour l'étude du fonctionnement de la génératrice asynchrone en charge purement résistive on la connecte au stator de la génératrice asynchrone, le schéma équivalent par phase de l'ensemble machine-capacité d'auto-amorçage-charge peut être construit de manière à simplifier les calculs. Ainsi on aura une résistance  $R$  en série avec  $R_s$  et une capacité qui nous donne le schéma à vide suivant :



Les résultats obtenus par simulation en charge résistive sont illustrés ci-dessous :

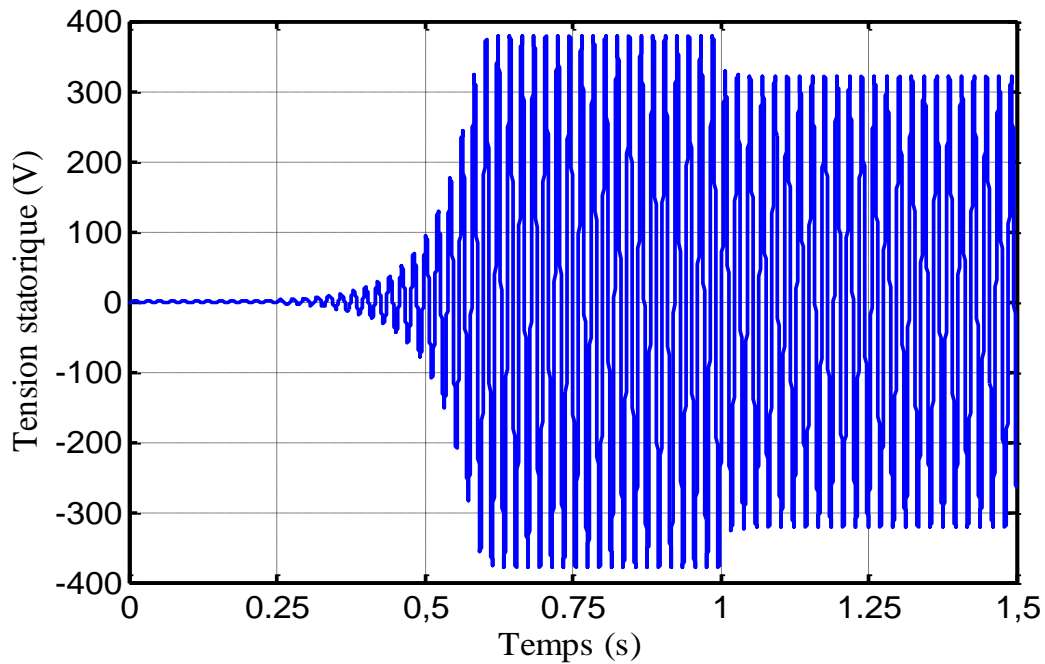


Figure IV-14 : Simulation de l'évolution de la tension statorique avec charge résistive avec  $C=155 \mu\text{F}$  et  $R_{ch}=50 \Omega$ .

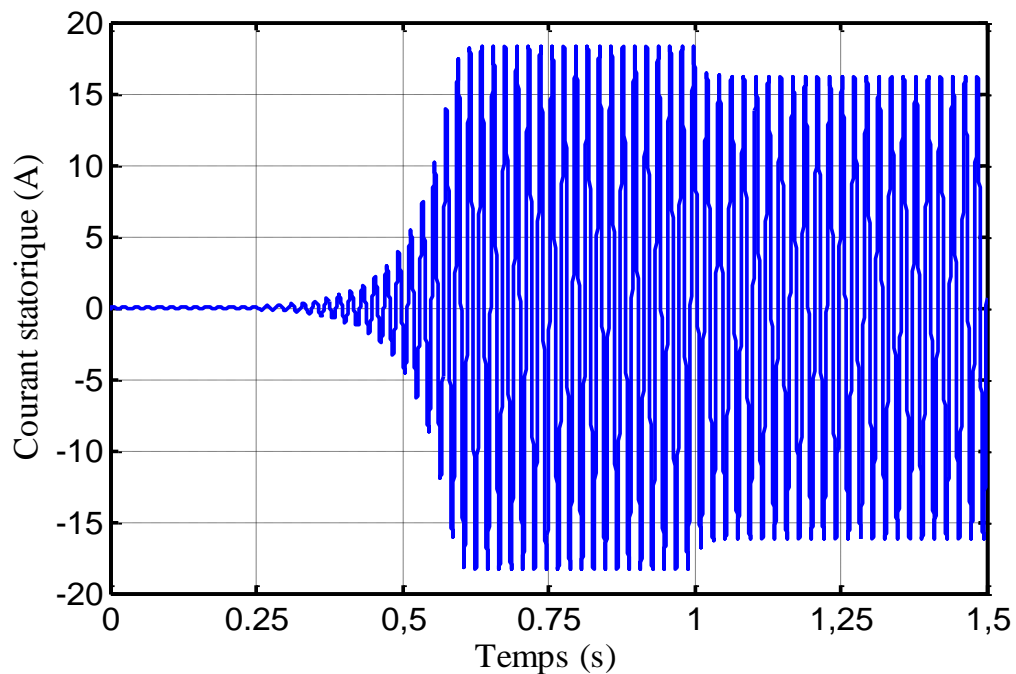


Figure IV-15 : Simulation de l'évolution du courant de sortie statorique avec charge résistive avec  $C=155 \mu\text{F}$  et  $R_{ch}=50 \Omega$ .

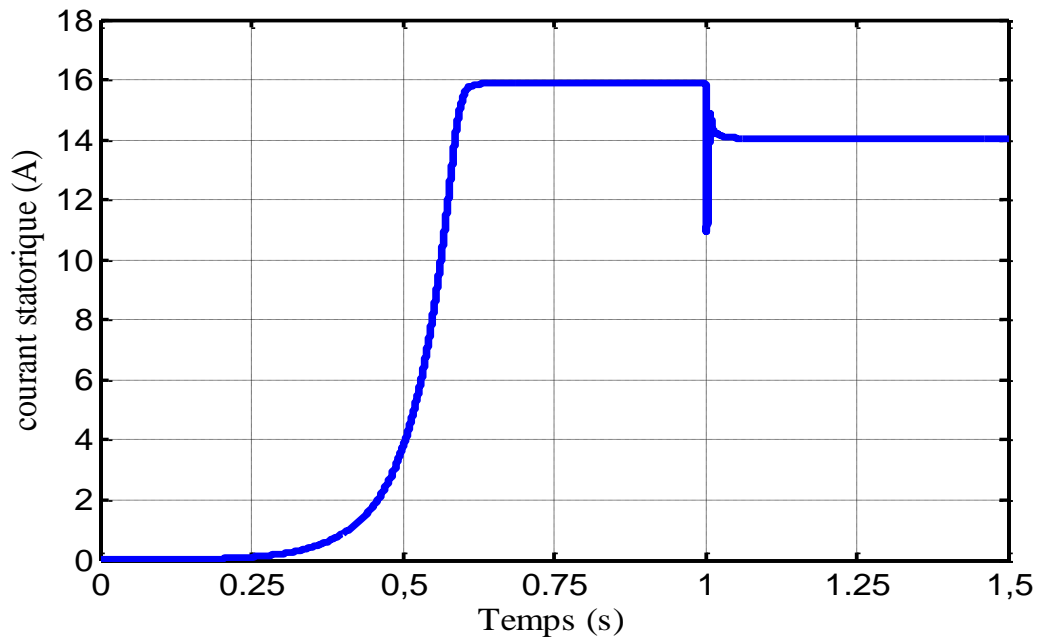


Figure IV-16 : Simulation de l'évolution du courant statorique avec charge résistive avec  $C=155 \mu\text{F}$  et  $R_{ch}=50 \Omega$ .

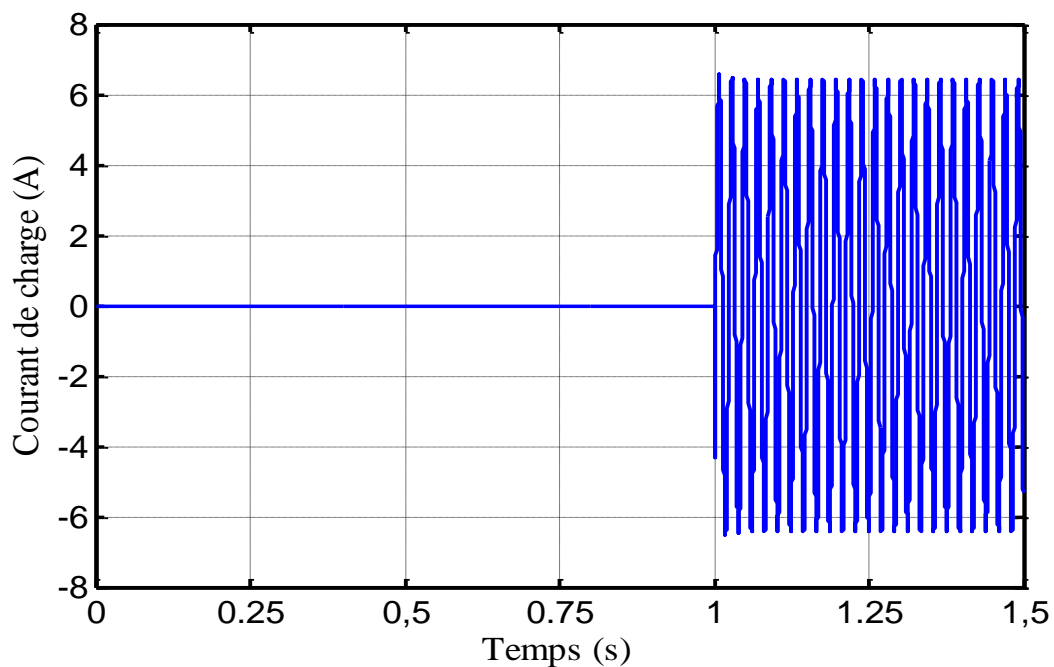


Figure IV-17 : Courant de charge obtenu par simulation suite à la connexion d'une charge réelle  $R=50 \Omega$ .

#### IV.9.2. Interprétation des résultats de simulation :

Lorsqu'on applique la charge résistive à l'instant  $t=1\text{s}$  plusieurs phénomènes se produisent tels que la diminution de la tension de phase (figure IV-14) ainsi que le courant

magnétisant (figure IV-16), et l'augmentation du courant de ligne (figure IV-15) pour fournir le courant de charge (figure IV-17).

### Conclusion

La simulation du phénomène d'auto-amorçage 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 la capacité 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. Dans ce modèle il faut bien préciser que les inductances cycliques ne sont pas considérées comme constantes mais plutôt variables. Nous allons prendre en considération la variation de l'inductance mutuelle à travers la variation de l'inductance magnétisante notée  $L_m$ .

Ce chapitre a permis d'analyser les performances de la machine asynchrone auto-excitée en fonctionnement générateur autonome. Afin de pouvoir mener cette étude, nous avons utilisé un modèle permettant de simuler le comportement de cette machine connectée à sa charge, constituée des capacités d'auto excitation et des récepteurs passifs triphasés. Les risques de démagnétisation en cas de surcharge de la machine sont également à prendre en compte car ils nécessitent une intervention externe ou une phase de fonctionnement spécifique afin de remagnétiser la machine. Le principe de la machine asynchrone auto-excitée peut cependant être amélioré grâce à un dispositif d'électronique de puissance. Toutefois, l'avantage de la simplicité est alors perdu et il semble préférable de se tourner vers une autre structure.

***Conclusion***

---

***Générale***

## Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire constitue une contribution à l'étude des systèmes comportant des générateurs asynchrones autonomes associés ou non à des dispositifs d'électronique de puissance. Le générateur asynchrone est de plus en plus exploité pour la production de l'énergie électrique, il apparaît aujourd'hui comme une option importante pour le remplacement de la machine synchrone dans des applications telle que la production de l'énergie éolienne.

Dans ce cadre, nous avons présenté dans un premier temps un modèle dynamique du générateur asynchrone dans le repère de Park, basé sur l'hypothèse de linéarité, son intérêt étant théorique. Les résultats de la simulation montrent bien que le modèle linéaire n'est adapté pour l'auto-amorçage.

Nous avons présenté par la suite un modèle dynamique dans le repère de Park lié au rotor en tenant compte du phénomène de la saturation du circuit magnétique de la machine asynchrone.

Pour se faire, nous avons opté pour le modèle des courants et la saturation est prise en compte à travers la variation de l'inductance magnétisante.

Nous avons donné les résultats de la simulation de l'auto-amorçage à vide pour des conditions de fonctionnement adéquates (capacité et vitesse suffisantes). Nous aurions souhaité donnée aussi les résultats expérimentaux afin de les confronter à ceux obtenus par simulation.

L'application du modèle au fonctionnement en charge montre que la tension aux bornes du générateur ainsi que le courant diminuent en amplitude. Ce qui montre les grandeurs de la machine dans ce mode de fonctionnement dépendent en plus de la charge connectée.

La poursuite de cette étude serait intéressante dans un contexte d'accrochage au réseau électrique ou du fonctionnement en charge avec une source de tension stable en utilisant l'interfaçage redresseur-onduleur et dispositif de commande.

# ***Bibliographie***

---

- [1] **D. SATOR-NAMANE**, « ELECTROTECHNIQUE : Machines à courant alternatif, Machines asynchrones et synchrones, convertisseurs électromagnétiques », Ecole nationale polytechnique d'Alger, Edition ellipses marketing S.A, 2010.
- [2] **B. BAYALA**, «FORMATION CONTINUE – TECNICIEN SUPERIEURS – INGENIEURS ELECTROTECHNICIENS » Edition revue 2010.
- [3] **<http://slideplayer.fr>** « photos sur les différents rotors de la machine asynchrone ».
- [4] **A. FOUILLE**, «ELECTROTHERMIQUE A L'USAGE DES INGENIEURS, Machines électriques à courants alternatifs, TOME II », Ecole nationales d'ingénieurs, instituts universitaires de technologie, section de techniciens supérieurs. BORDAS, Paris, 1973.
- [5] **I.Z. MOHAMMEDI, I. BOURAY**, « Modélisation d'un générateur asynchrone à vitesse fixe » Projet de fin d'études, Ecole Nationale Polytechnique, 2013.
- [7] **<http://blog.formatis.pro/moteurs-rhrp>** « allure du glissement d'une génératrice asynchrone ».
- [8] **L. A. C. LOPES, R. G. ALMEIDA**, « Operation aspects of an isolated wind driven induction generator regulated by a shunt voltage source inverter », Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129), vol.4, Rome, Italy, 8-12 October 2000, pp. 2277 - 2282.
- [9] **M. L. ELHAFYANI, S. ZOUGGAR, A. AZIZ et M. BENKADDOUR**, « Conception et modélisation d'un système éolien contrôlé par un régulateur de tension », Colloque International sur les Energies renouvelables (CER 2007), Oujda, Maroc, 4-5 Mai 2007, pp. 1-5.
- [10] **D. SEYOUM, M. F. RAHMAN, C. GRANTHAM**, « Terminal voltage control of wind turbine driven isolated induction generator using stator oriented field control », Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE, vol.2, Miami Beach, FL, USA, 9-13 February 2003, pp. 846 – 852.
- [11] **D. REKIOUA, K. IDJDARENE, T. REKIOUA, A. TOUNZI** « Vector controlled strategy of an autonomous induction generator: modeling and simulation », International Conference on Modeling and Simulation (ICMS'05), Marrakech, Morocco, 22-24 November 2005, pp. 1-5.

- [12] **D. REKIOUA, K. IDJDARENE, T. REKIOUA, A. TOUNZI**, « An approach for the modeling of an autonomous induction generator taking in to the saturation effect », *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, vol. 4, n°. 1, December 2005, pp. 1-25.
- [13] **D. REKIOUA, K. IDJDARENE, T. REKIOUA, A. TOUNZI**, « Vector Control Strategy Application to Stand alone Induction Generator », *International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies* », Hammamet, Tunisie, 4-6 November 2007, pp. 1-6.
- [14] **D. REKIOUA, K. IDJDARENE, T. REKIOUA, A. TOUNZI**, « Commande vectorielle d'une génératrice asynchrone en fonctionnement autonome en tenant en compte de la saturation », 4th conference on Electrical Engineering, Batna, Algeria, 07-08 November 2006, pp. 203-208.
- [15] **S.S. MURTHY, O.P. MALIK , A.K. TANDON**, « Analysis of self-excited induction generators », *IEE Proceedings C - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 129, n°. 6, November 1982, pp. 260-265.
- [16] **M. JUFER**, « Circuits magnétiques-Principes », *Technique de l'ingénieur, Electromagnétisme pour le génie électrique*, D1050, Aout 2010.
- [17] **M. OUBIDAR, S. BENDAOU**, « Machine synchrone / asynchrone » 30 Avril 2010.
- [18] **A. NESBA**, « Caractérisation du phénomène de la saturation magnétique de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [19] **F. ZEMMOUK, G. ROUAS**, « Développement du modèle dynamique d'une génératrice asynchrone auto-excitée en régime saturé », mémoire de Master, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, septembre 2015.
- [20] **D. PENDA, E. L. BENEDICT, G. VENKATARAMANAN, T. A. LIPO**, « A Novel Control Strategy for the Rotor Side Control of a Doubly-Fed Induction Machine », *Proceedings of Thirty-Sixth IAS Annual Meeting Conference IEEE*, vol.3, Chicago, USA, 30 Sept.-4 Oct. 2001, pp. 1695 - 1702.
- [21] **Ivanov-Smolensk A.V.** « Machines électriques vol 2 ». Moscou, Edition Energie 1980. Collation p. 469.
- [22] **L. WANG, R.Y.GENG**, « Transient Performance of an Isolated Induction Generator under Unbalanced Excitation Capacitors », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, n° 4, December 1999, pp. 887-893.

- [23] **R. ABDESSAMED**, «Electrotechnique Modélisation et Simulation des machines Electriques Niveau C», Ellipses Marketing, ELLIPES MARKETING édition, 2011.
- [24] **R.C. BANSAL**, « Three-Phase Self-Excitated induction Generators: an overview », IEEE Transactions On Energy Conversion, vol.20, n°. 2, pp. 292-299, 2005.
- [25] **J. CHATELIN**, « Traité d'électricité », Presses Polytechniques romandes, Lousanne, vol. X, 1982.
- [26] **A. NESBA**, « Génératrice Asynchrone En Régime Dynamique – Extension du modèle linéaire à la saturation », Thèse de Magister, E.N.P, 1994.
- [27] **M. TESSIER**, « Auto-amorçage d'une génératrice asynchrone triphasé autonome en charge équilibrée ou non », Thèse de Doctorat, SPI-EEA de lyon, 1997.
- [28] **P. C. KRAUSE**, « Analysis of electric machine », Mc Graw-hill, 1987.

# *Annexe*

---

## Annexe

## Paramètre de la machine asynchrone étudiée

Nombre de pôles :	$p=2$
Puissance nominale	$P_n=3.5 \text{ kW}$
Courant nominal	$I_n=14/9 \text{ A}$
Tension nominal	$U_n=380/220 \text{ V}$
Résistance du stator :	$R_s=1.35$
Résistance du rotor :	$R_r=1.45$
Inductance mutuelle :	$M=0.087 \text{ H}$
Inductance statorique :	$L_s=0.003 \text{ H}$
Inductance rotorique :	$L_r=0.0034 \text{ H}$
Inductance de fuite des enroulements statorique :	$l_s=0.0032 \text{ H}$
Inductance de fuite des enroulements rotorique :	$l_r=0.0031 \text{ H}$
Vitesse nominale de la machine	$N=1428 \text{ tr/min}$