

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU



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

# *Mémoire*

**de fin d'études**

**En vue de l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique  
Option : Machines Electriques**

## *Thème*

Modélisation et Simulation d'une  
Génératrice Asynchrone Autonome

*Proposé et dirigé par :*

*M' T.Otmane Cherif*

*M<sup>me</sup> M.Imadouchène*

*Etudié par :*

*M<sup>elle</sup> G. Leghlid*

**Promotion 2011**

# Remerciements

# Remerciements

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements et ma profonde gratitude à mon promoteur M<sup>r</sup> Tahar OTMANE CHERIF qui m'a fait confiance en me proposant le travail, objet du présent mémoire. Il n'a eu de cesse de me prodiguer de précieux conseils durant toute la période de réalisation du travail. Je lui en suis reconnaissante .

Je remercie très vivement M<sup>me</sup> Malika IMADOUCHENE pour l'aide qu'elle m'a dispensée tout au long de ce travail.

J'adresse mes remerciements aux membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en acceptant d'examiner ce travail.

Je tiens à remercier toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à l'aboutissement de ce mémoire.

# Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail à*

- Ma mère et mon père*
- Mes neveux Milina, i a, amel,  
Mouhand alah et Dyhia*
- Ma sœur afia*
- Ma sœur Nora et son époux arbi*
- Mon frère alah et on épouse ahra*
- a mémoire de ma sœur Chafia*
- Toute la famille*
- Tous mes amis es surtout ina*

# Sommaire

<b>Introduction générale.....</b>	<b>1</b>
-----------------------------------	----------

## **Chapitre I : Etude statique du générateur asynchrone autonome**

Introduction .....	3
1.1.Utilisation de la machine asynchrone comme générateur.....	3
1.2.Mode de fonctionnement du générateur asynchrone.....	4
1.2.1. Fonctionnement non autonome.....	4
1.2.2. Fonctionnement autonome.....	5
1.3. Etude du phénomène d’auto-excitation en régime statique .....	5
1.3.1 Mise en équation de l’auto - excitation à vide.....	6
a. Pour de faibles valeurs du glissement.....	9
b. Pour de grandes valeurs du glissement.....	9
1.3.2 Interprétation du fonctionnement autonome.....	10
Conclusion.....	16

## **Chapitre II Modèle linéaire du générateur asynchrone auto-amorcé**

Introduction.....	17
2.1 Représentation schématique de la machine.....	17
2.2 Modèle mathématique en grandeurs de phases de la machine asynchrone.....	18
2.2.1 Equations électriques.....	19
2.2.2 Equations des flux.....	19
2.3 Théorie du référentiel arbitraire.....	22
2.3.1 Transformation des circuits statorique et rotorique au référentiel arbitraire.....	23
2.3.2 Transformation d’un système de tensions triphasé équilibré au référentiel arbitraire.....	24
2.4 Modèle de la machine dans le référentiel arbitraire.....	25
2.4.1 Equations des tensions .....	25
2.4.2 Equations des flux .....	26

2.5 Choix du référentiel.....	28
2.5.1 Référentiel immobile par rapport au stator.....	28
2.5.2 Référentiel immobile par rapport au rotor .....	29
2.5.3 Référentiel lié au champ tournant.....	29
2.6 Equations d'auto-excitation.....	29
2.7 Simulation de l'auto-amorçage de générateur asynchrone sous l'hypothèse de linéarité.....	30
Conclusion.....	32

### **Chapitre III Modèle saturé du générateur asynchrone auto-amorcé**

Introduction .....	33
3.1 Extension du modèle linéaire au modèle saturé.....	33
3.2 Construction de la fonction degré de saturation.....	34
3.3 Introduction de la saturation dans le modèle de la machine .....	37
3.4 Simulation du modèle saturé avec application à l'auto-amorçage.....	40
Conclusion.....	44

### **Chapitre IV Fonctionnement en charge**

Introduction .....	45
4.1 Modélisation de la charge .....	45
4.2 Mode opératoire .....	46
4.3 Applications .....	47
4.3.1 Cas de la charge résistive.....	47
4.3.1.1 Modélisation .....	47
4.3.1.2 Résultats .....	48
4.3.2 Cas de la charge R-L.....	50
4.3.2.1 Modélisation .....	51
4.3.2.2 Résultats .....	53
4.3.3 Cas de la charge R-C.....	55

---

4.3.3.1 Modélisation.....	55
4.3.3.2 Résultats.....	57
4.4. Influence de la charge sur la génératrice asynchrone.....	59
Conclusion .....	61.....
<b>Conclusion générale et perspectives.....</b>	<b>62</b>
<b>Annexes.....</b>	<b>63</b>
<b>Références bibliographiques.....</b>	<b>68</b>

# Introduction générale

La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie, surtout en fonctionnement moteur. En plus, cette machine offre la possibilité d'utilisation comme générateur. Dans ce dernier mode de fonctionnement, la machine asynchrone équipe la majorité des éoliennes dans la gamme de la moyenne puissance.

Pour une génératrice asynchrone autonome, l'hypothèse de la linéarité n'a plus de sens, la saturation devient indispensable lors de son fonctionnement. Ce qui nous a amené à étendre le modèle linéaire à la saturation..

Notre travail consiste à la modélisation et à la simulation de la génératrice asynchrone auto-excitée.

L'utilisation de la machine asynchrone dans ce mode de fonctionnement particulier commence à s'élargir [16-18] grâce d'une part, au développement actuel des dispositifs de l'électronique de puissance, qui permettent de surmonter le problème de régulation de la génératrice autonome [19,20]. D'autre part, grâce aux avantages présentés par la génératrice : son coût peu élevé, sa robustesse, l'absence de contacts glissants, la possibilité de son utilisation dans des endroits hostiles, maintenances non régulière, etc...[21,22].

Ces avantages ont amené beaucoup de chercheurs à se consacrer à l'étude des performances de cette machine. Cependant, la plupart d'entre eux [4-30] n'ont abordé que le fonctionnement en régime établi de la génératrice. Très peu de travaux sont basés sur l'analyse des régimes dynamiques [6-24-26-27-28-29].

Ce qui nous conduit à orienter notre recherche vers l'analyse de ces régimes dynamiques à vide et en charge.

Nous avons subdivisé notre travail en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous traitons l'étude statique du phénomène d'auto-amorçage du générateur asynchrone.

Au second chapitre, nous développons le modèle linéaire en régime dynamique de la machine asynchrone. Cette modélisation s'appuie sur le formalisme du référentiel généralisé qui permettrait un traitement dans l'espace d'état et la simulation du fonctionnement en générateur autonome.

Dans le troisième chapitre, nous introduisons une fonction qui nous renseigne sur le degré de saturation de la machine. En intégrant cette fonction dans le modèle linéaire, nous aboutissons à un modèle saturé.

Au quatrième chapitre, en utilisant le modèle saturé établi précédemment, nous étudions le fonctionnement en charge pour des types résistif, inductif et capacitif.

# Chapitre I

## Etude statique du générateur asynchrone

## Introduction

L'étude statique du générateur asynchrone auto-excité par des condensateurs, permet une prédétermination selon les conditions de fonctionnement, des valeurs des variables électriques de la machine.

### 1.1 Utilisation de la machine asynchrone comme générateur

Lorsqu'on fait circuler dans les enroulements statoriques de la machine asynchrone un système de courants triphasé, ceux-ci créent dans l'entrefer un champ tournant à la vitesse dite de synchronisme  $w$  telle que :

$$\omega = \frac{\omega_s}{p} \quad (1.1)$$

$p$  étant le nombre de paires de pôles du stator.

Si le rotor tourne au synchronisme chacun de ses enroulements embrasse un flux statorique constant et n'est donc siège d'aucune f.e.m, par conséquent, la machine ne transforme aucune énergie.

Si le rotor tourne à une vitesse  $w_r$  différente de  $w$ , les enroulements rotoriques voient un flux statorique variable, il apparaîtra à leurs bornes un système de f.e.m triphasé de pulsation  $p (w - w_r)$  La valeur relative de la différence  $(w - w_r)$  par rapport à la vitesse  $w$  est appelée glissement.

$$g = \frac{\omega - \omega_r}{\omega} \quad (1.2)$$

De cette définition, il en résulte que [1]:

Si on exerce un couple résistant sur l'arbre, la machine ralentit ( $0 < g < 1$ ), 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.

Si on exerce sur le rotor un couple telle que la vitesse  $w_r$  devienne supérieure à  $w$  ( $0 > g > -1$ ), le champ statorique tend à la ramener au synchronisme, elle développe ainsi un couple résistant et absorbe de l'énergie mécanique qu'elle va restituer au réseau, la machine fonctionne alors en générateur.

## 1.2 Mode de fonctionnement du générateur asynchrone

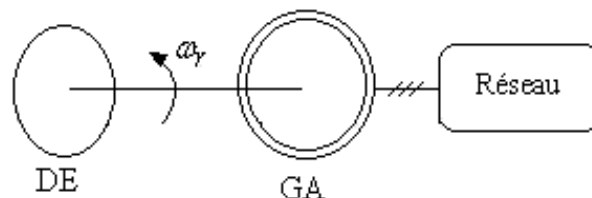
En principe, toute machine asynchrone peut être utilisée comme générateur. Pour cela, il suffit de créer le flux magnétique tournant, en apportant au stator l'énergie réactive nécessaire, tout en entraînant son rotor au-delà de sa vitesse de synchronisme. Une fois les pertes compensées, la puissance mécanique excédentaire se retrouve sous forme électrique, active, au stator, où elle est récupérée [2].

Le générateur asynchrone présente deux modes de fonctionnement différents :

### 1.2.1 Fonctionnement non autonome

Dans ce mode de fonctionnement, la génératrice est couplée à un réseau assez puissant. Ce dernier impose alors à la génératrice sa propre tension et sa propre fréquence [3, 4, 5]. Par ailleurs il lui fournit automatiquement l'énergie réactive dont il a besoin pour son fonctionnement.

Le schéma correspondant à ce mode de fonctionnement est donné en Figure ( 1.1).



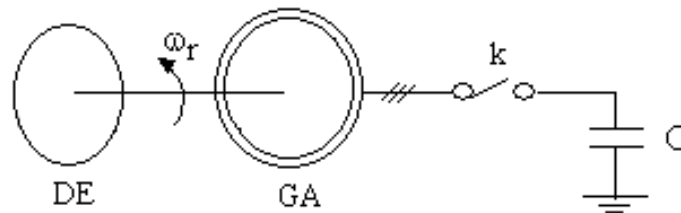
**Figure 1.1** Générateur asynchrone couplé au réseau.

GA : Générateur asynchrone

DE : Dispositif d'entraînement

### 1.2.2 Fonctionnement autonome

Dans ce mode de fonctionnement la génératrice asynchrone est isolée du réseau et entraînée à une vitesse suffisante. Le fonctionnement autonome nécessite l'apport de l'énergie réactive qui dans ce cas est fournie par une batterie de condensateurs qui, montée parallèlement avec le primaire (stator)(Figure(1.2)).



**Figure 1.2** Générateur asynchrone isolé du réseau.

L'interrupteur  $k$  de la Figure (1.2) nous permet de connecter des condensateurs à la machine.

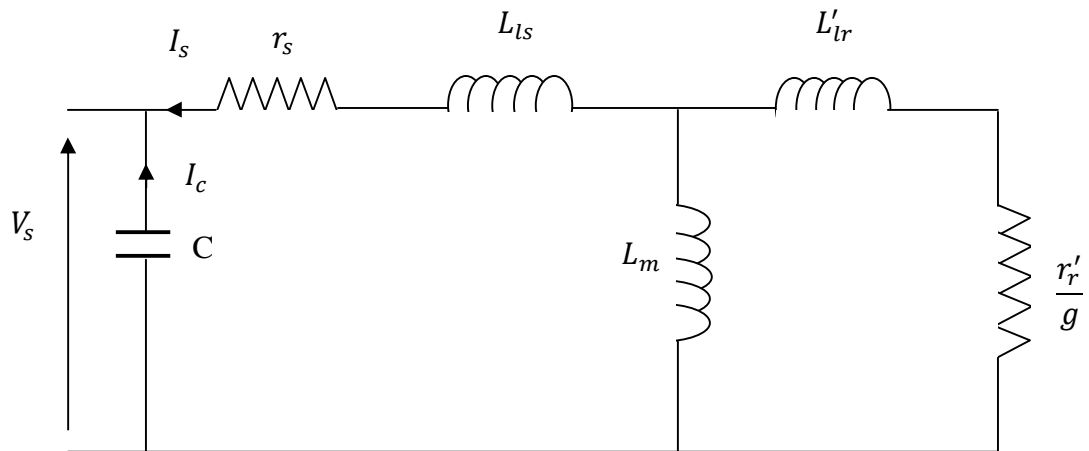
La mise en marche du système de la Figure (1.2) est soumise aux conditions suivantes :

- Vitesse d'entraînement suffisante.
- Existence d'une aimantation rémanente, pour cela, il suffit que la génératrice ait été mise déjà au moins une fois sous tension.
- La source d'énergie réactive doit être correctement dimensionnée (la valeur de la capacité des condensateurs doit être supérieure à une capacité de seuil en dessous de laquelle la machine ne s'amorce pas).

Dans ces conditions, la f.e.m induite et les courants statoriques accroîtront jusqu'à atteindre un équilibre imposé par la saturation magnétique de la machine.

### 1.3 Etude du phénomène d'auto-excitation en régime statique

Pour la mise en équation du fonctionnement autonome du générateur asynchrone, nous utilisons le schéma équivalent par phase à vide en régime permanent, représenté par la Figure (1.3).



**Figure 1.3** Schéma équivalent par phase en régime permanent du générateur asynchrone autonome.

Les hypothèses simplificatrices sont :

- la f.m.m est à répartition sinusoïdale,
- les pertes fer sont négligées,
- la saturation n'apparaît qu'au niveau de la branche magnétisante.

Avec :

$r_s, r_r'$  : Résistances par phase statorique et rotorique ramenée,

$L_{ls}w, L_{lr}'w$  : Réactances de fuites par phase au stator et au rotor,

$L_mw$  : Réactance magnétisante,

$\frac{1}{Cw}$  : Réactance capacitive.

### 1.3.1 Mise en équation de l'auto - excitation à vide

Le fonctionnement autonome en régime établi de la génératrice asynchrone à vide est décrit par l'équation d'équilibre suivante :

$$\bar{I}_c + \bar{I}_s = \bar{0} \quad (1.3)$$

Cette équation signifie que l'énergie réactive cédée par le condensateur doit être égale à celle consommée par la génératrice.

Au moment où cette condition est vérifiée, il suffit d'une simple impulsion pour amorcer la génératrice asynchrone. Le magnétisme rémanent suffit pour créer cette impulsion [6].

En désignant par  $\bar{Z}_{tm}$  l'impédance du générateur asynchrone, et par  $\bar{Z}_c$  l'impédance du condensateur. L'équation (1.3) peut s'écrire :

$$\frac{\bar{V}_s}{\bar{Z}_{tm}} + \frac{\bar{V}_s}{\bar{Z}_c} = \bar{0} \quad (1.4)$$

Soit:

$$\frac{1}{\bar{Z}_{tm}} + \frac{1}{\bar{Z}_c} = \bar{0} \quad (1.5)$$

Il en résulte que l'impédance totale vue par les bornes statoriques de la machine soit nulle

$$\bar{Z}_c + \bar{Z}_{tm} = \bar{0} \quad (1.6)$$

Les impédances  $\bar{Z}_{tm}$  et  $\bar{Z}_c$  s'expriment :

$$\bar{Z}_{tm} = r_s + jL_{ls} \omega + jL_m \omega \frac{\frac{r'_r}{g} + jL'_{lr} \omega}{\frac{r'_r}{g} + j(L'_{lr} + L_m) \omega} \quad (1.7)$$

$$\bar{Z}_c = -\frac{j}{C\omega} \quad (1.8)$$

L'impédance résultante est  $\bar{Z}_{rés}$  tel que :

$$\bar{Z}_{rés} = -\frac{j}{C\omega} + r_s + jL_{ls} \omega + \frac{\frac{r'_r}{g} (L_m \omega)^2 + j \left(\frac{r'_r}{g}\right)^2 L_m \omega + j L_m L'_{lr} (L_m + L'_{lr}) \omega^3}{\left(\frac{r'_r}{g}\right)^2 + (L_m + L'_{lr})^2 \omega^2} \quad (1.9)$$

En séparant les parties réelle et imaginaire, nous avons:

$$R_e(\bar{Z}_{rés}) = r_s + \frac{\frac{r'_r}{g} (L_m \omega)^2}{\left(\frac{r'_r}{g}\right)^2 + (L_m + L'_{lr})^2 \omega^2} \quad (1.10.a)$$

$$I_m(\bar{Z}_{rés}) = L_{ls}\omega - \frac{1}{C\omega} + \frac{L_m \omega [ L'_{lr} (L_m + L'_{lr}) \omega^2 + \left(\frac{r'_r}{g}\right)^2 ]}{\left(\frac{r'_r}{g}\right)^2 + (L_m + L'_{lr})^2 \omega^2} \quad (1.10.b)$$

En remplaçant  $g$  par son expression définie par l'équation (1.2) et en divisant les équations (1.10) sur  $\omega$ , on obtient les expressions des parties réelle et imaginaire en fonction de la vitesse d'entraînement  $\omega_r$  :

$$R_e(\bar{Z}_{rés}) = \frac{r_s}{\omega} + \frac{r'_r L_m^2 (\omega - \omega_r)}{r_r'^2 + (L_m + L'_{lr})^2 \omega - \omega_r)^2} \quad (1.11.a)$$

$$I_m(\bar{Z}_{rés}) = -\frac{1}{C\omega^2} + L_{ls} + L_m \frac{r_r'^2 + L'_{lr} (L_m + L'_{lr}) (\omega - \omega_r)^2}{r_r'^2 + (L_m + L'_{lr})^2 (\omega - \omega_r)^2} \quad (1.11.b)$$

Les équations (1.11) représentent un système de deux équations non-linéaires à deux inconnues. Ces dernières seront choisies parmi les variables suivantes :

- La pulsation statorique  $\omega$  et l'inductance de magnétisation  $L_m$  pour une capacité  $C$  (par phase) donnée.

- La pulsation statorique  $\omega$  et la capacité  $C$  pour une inductance magnétisante  $L_m$  fixe.

Les résistances  $r_s$ ,  $r'_r$  et les inductances  $L_{ls}$ ,  $L'_{lr}$  de fuites statoriques et rotoriques, sont considérées comme constantes.

Le calcul de  $\omega$  et de  $L_m$  permet par l'intermédiaire de la caractéristique de magnétisation de retrouver les différentes grandeurs électriques à partir du schéma équivalent Figure 1.3 de la machine. Le calcul de  $C$  permet de déterminer la zone d'auto-excitation hors desquelles il ne peut y avoir d'amorçage.

$$\omega_{1,2} = \omega_r - \frac{r'_r L_m^2 \omega_r}{r_s (L'_{lr} + L_m)^2 + L_m^2} \times \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4 r_s}{L_m^4 \omega_r^2} ((L'_{lr} + L_m)^2 + r'_r L_m^2)}\right) \quad (1.12)$$

D'où :

$$C_{1,2} = \frac{1}{\omega_{1,2}^2} \left( L_{ls} + L_m \frac{r_r'^2 + L'_{lr} (L'_{lr} + L_m) (\omega_{1,2} - \omega_r)^2}{r_r'^2 + (L'_{lr} + L_m)^2 (\omega_{1,2} - \omega_r)^2} \right) \quad (1.13)$$

a. Pour de faibles valeurs du glissement :  $g \simeq 0^- \Rightarrow \omega_1 \simeq \omega_r$

On néglige  $(L_m + L'_{lr})^2 \omega^2$  devant  $(\frac{r'_r}{g})^2$ , les parties réelle et imaginaire ont les expressions approchées suivantes :

$$R_e(Z_{rés}) \simeq r_s + \frac{L_m^2 \omega^2}{r'_r} g_1 \quad (1.14.a)$$

$$I_m(\bar{Z}_{rés}) \simeq L_{ls} \omega - \frac{1}{C\omega} + L_m \omega \quad (1.14.b)$$

En annulant la partie réelle, les expressions du glissement et de la vitesse de synchronisme sont :

$$g_1 = \frac{-r_s r'_r}{L_m^2 \omega_1^2}, \quad \omega_1 \simeq \omega_r \left( 1 - \frac{r_s r'_r}{\omega_r^2 L_m^2} \right) \quad (1.15)$$

En annulant la partie imaginaire et en remplaçant  $\omega$  par  $\omega_1$ , l'expression de la capacité est :

$$C_1 \simeq \frac{1}{\omega_1^2 (L_{ls} + L_m)} \quad (1.16)$$

b. Pour de grandes valeurs du glissement :

Pour de grandes valeurs du glissement, les expressions approchées des parties réelle et imaginaire sont :

$$R_e(\bar{Z}_{rés}) \simeq r_s + \frac{r'_r L_m^2}{g (L_m + L'_{lr})^2} \quad (1.17.a)$$

$$I_m(\bar{Z}_{rés}) \simeq L_{ls} \omega - \frac{1}{C\omega} + \frac{L_m \omega L'_{lr}}{(L_m + L'_{lr})} \quad (1.17.b)$$

En annulant la partie réelle, les expressions du glissement et de la vitesse de synchronisme sont :

$$g_2 = \frac{-r'_r L_m^2}{r_s (L_m + L'_{lr})^2}, \quad \omega_2 \simeq \frac{\omega_r}{1 + \frac{r'_r L_m^2}{r_s (L_m + L'_{lr})^2}} \quad (1.18)$$

En annulant la partie imaginaire et en remplaçant  $\omega$  par  $\omega_2$ , l'expression de la capacité est:

$$C_2 \simeq \frac{1}{\omega_2^2 (L_{ls} + L'_{lr})} \quad (1.19)$$

### 1.3.2 Interprétation du fonctionnement autonome

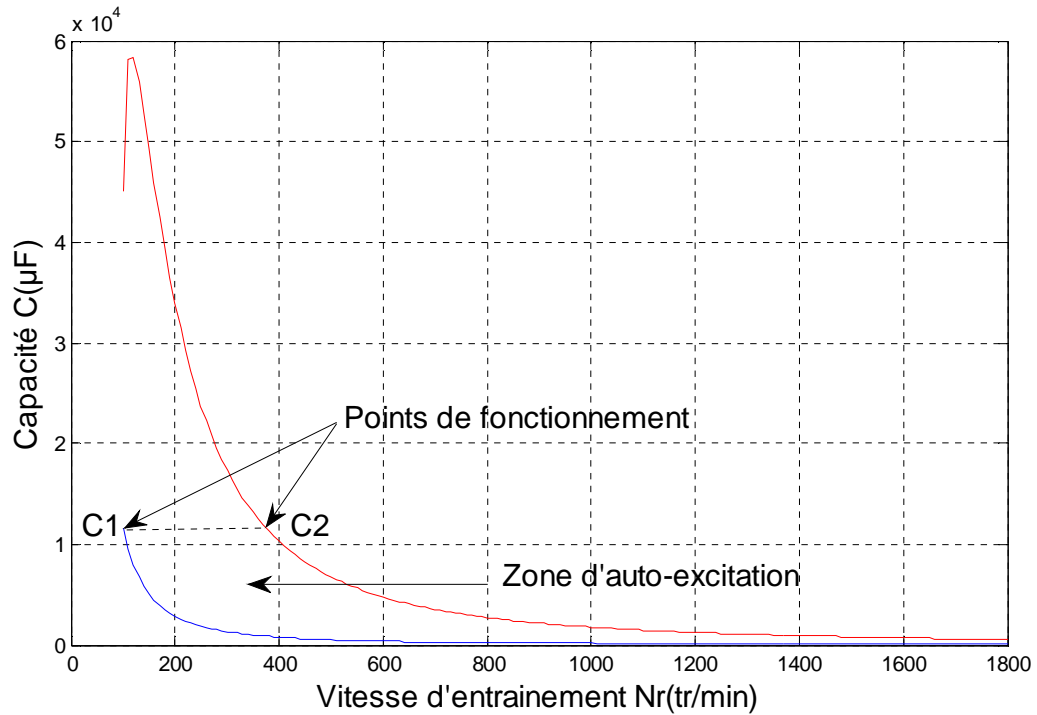
D'après les équations en dessus, il existe deux points de fonctionnement stable en mode autonome :

- Un premier point correspondant à une pulsation statorique aux alentours de la vitesse électrique du rotor (glissement  $g \simeq 0^-$ ), la capacité  $C_1$  correspond à la résonance avec l'inductance propre statorique, autrement dit, l'énergie absorbée par la machine est égale à l'énergie fournie par le condensateur. C'est la capacité de seuil au-dessous de laquelle il ne peut y' avoir d'amorçage.

- Un deuxième point correspond à une vitesse rotorique égale au double de la pulsation statorique ( $g \simeq -1$ ), Il est caractérisé par la résonance de la capacité  $C_2$  avec l'inductance de court circuit. Dans ce cas, il faudra entraîner la machine au double de la pulsation statorique.

Du point de vue pratique, le deuxième point correspond à la vitesse  $\omega_2$  n'est pas intéressant puisque cette vitesse est excessive car si la vitesse  $\omega_r$  est imposée par un dispositif extérieur, les courants générés peuvent dangereusement dépasser les possibilités thermiques de la machine [7]. Seule  $\omega_1$  sera retenue.

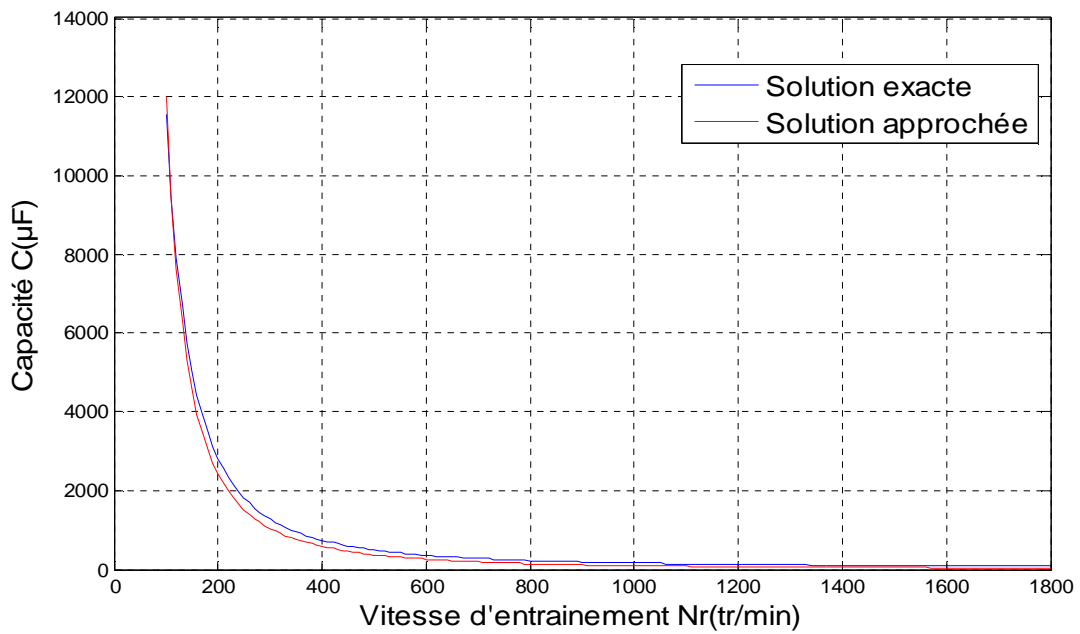
Sur la Figure (1.4), nous avons représenté la zone d'auto-excitation délimitée par les courbes  $C_1$  et  $C_2$  en fonction de la vitesse d'entraînement  $N_r$ .



**Figure 1.4** Zone d'auto-excitation du générateur asynchrone.

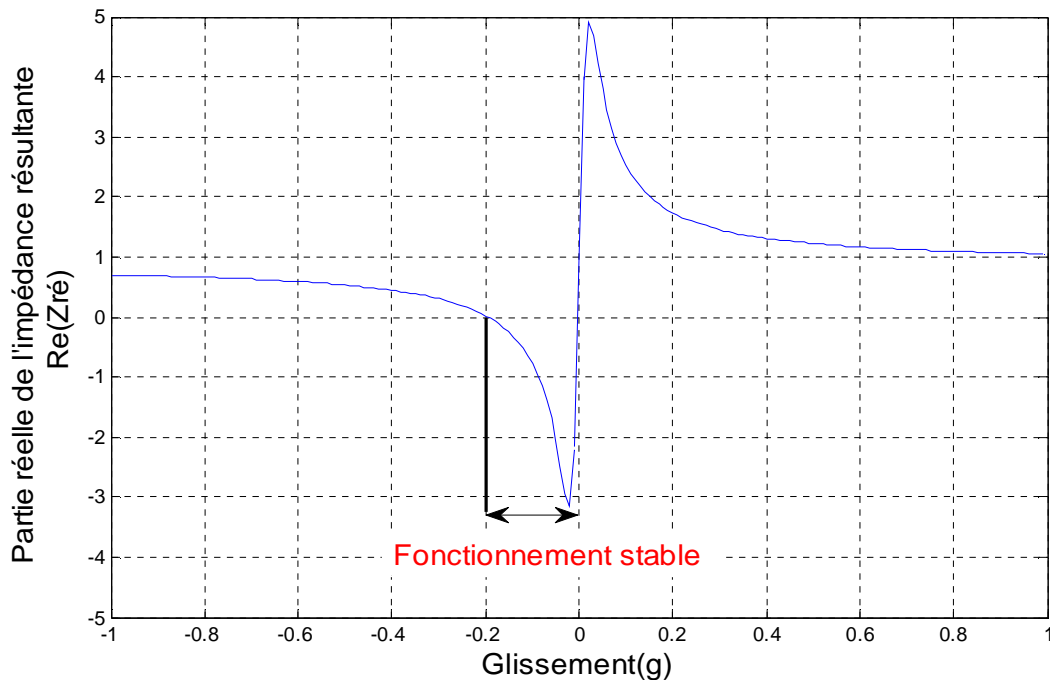
Ces courbes sont obtenues en résolvant le système d'équations (1.11).  $C_1$  et  $C_2$  sont des solutions exactes du système.

La Figure (1.5) montre que les solutions, exacte et approximative  $C_1(\omega_r)$  sont identiques. La capacité minimale pour chaque vitesse rotorique, peut donc être calculé en faisant des approximations sans commettre une erreur de précision notable.



**Figure 1.5** Capacité minimale d'auto-excitation en fonction de la vitesse rotorique.

La caractéristique réelle de l'impédance totale de la génératrice auto-excitée en fonction du glissement est donnée par la Figure (1.6). Le fonctionnement stable correspond aux valeurs négatives de cette caractéristique.



**Figure 1.6** Variation de la partie réelle de l'impédance totale lorsque la machine est chargée sur des condensateurs en fonction du glissement.

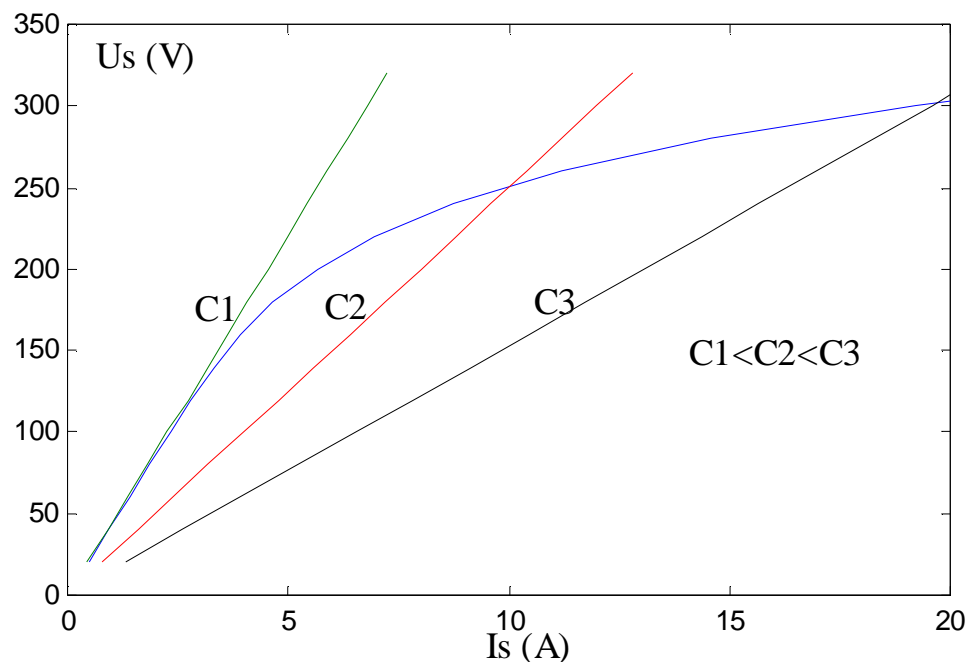
Le point de fonctionnement du générateur asynchrone autonome peut-être déterminé graphiquement par l'intersection de la courbe de magnétisation  $U_s(I_s)$  avec la droite d'excitation ( $I_s/C\omega$ ). Sachant que cette caractéristique est semblable à celle de la génératrice shunt ou le point d'amorçage est définie par l'intersection de la f.e.m à vide avec la droite des inducteurs.

Sur la Figure (1.7) sont représentées trois droites d'excitation pour trois valeurs de capacités différentes et la tension à vide. On peut partager le fonctionnement en trois zones différentes :

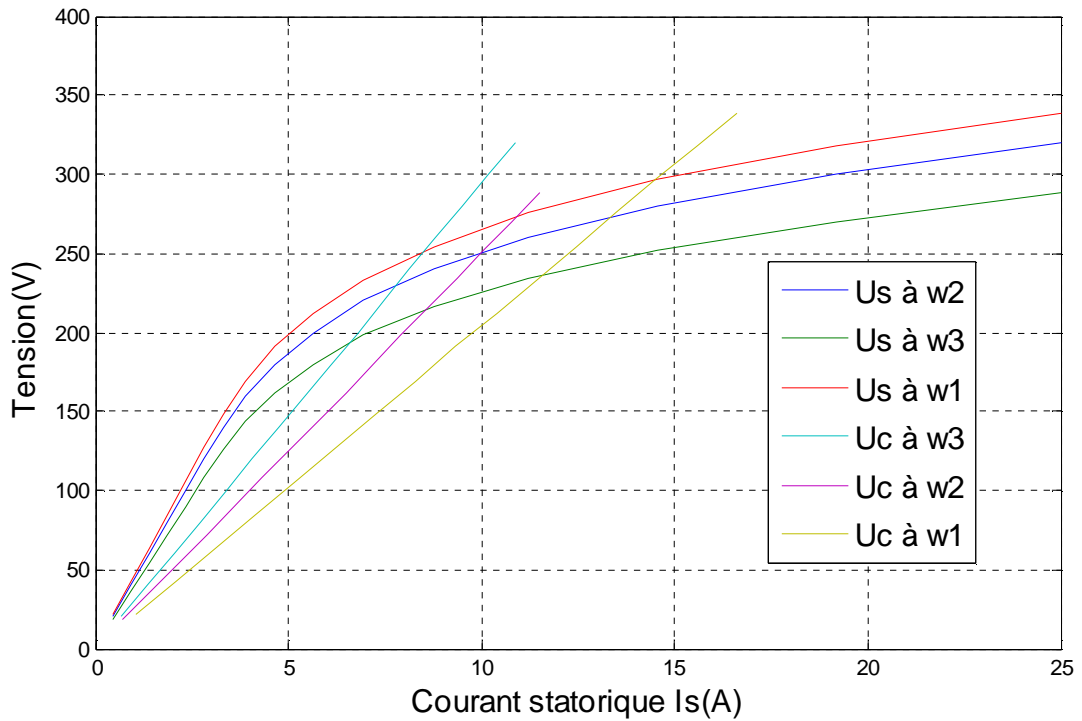
1. une zone qui correspond au fonctionnement dans la région linéaire du circuit magnétique lorsque la droite ( $I_s/C\omega$ ) est au dessus de courbe de magnétisation  $U_s(I_s)$ .

2. une zone correspondante au fonctionnement en saturation du circuit magnétique ( $C_2$ ), le point d'intersection des deux courbes correspond à la résonance avec l'inductance propre statorique .

3. une zone de sursaturation où la seule intersection se trouve à l'origine ( $C_3$ ). Nous observons sur la Figure (1.8), le déplacement du point de fonctionnement lorsque la vitesse change (changement dû, soit au dispositif d'entraînement, soit à la charge).

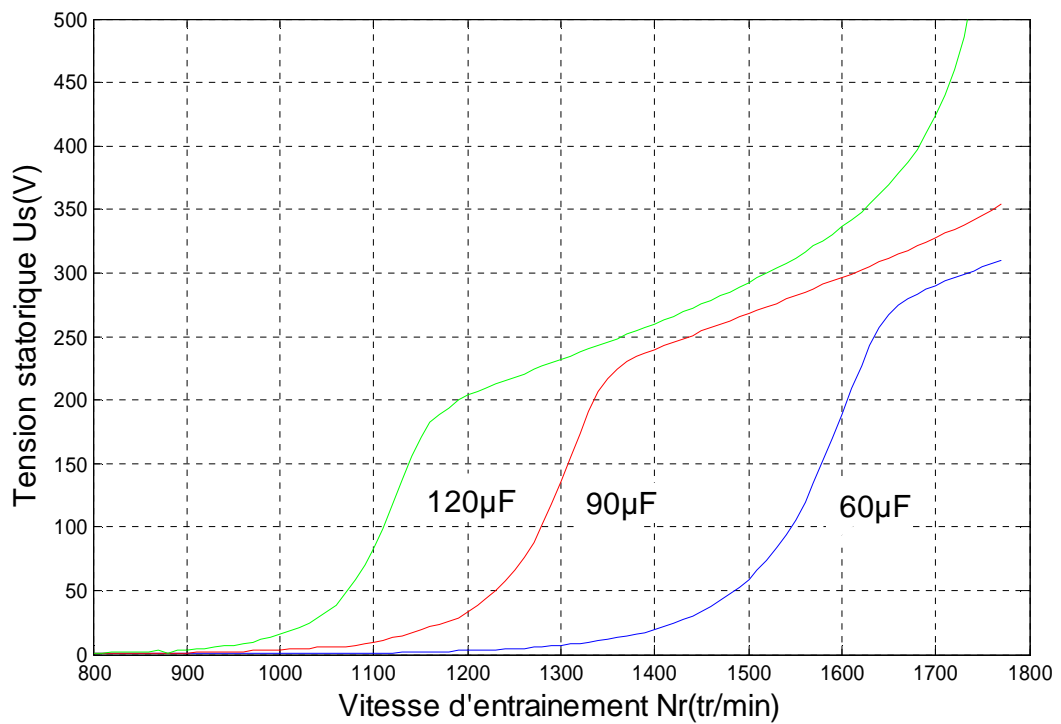


**Figure 1.7** Détermination du point de fonctionnement du générateur asynchrone [17].

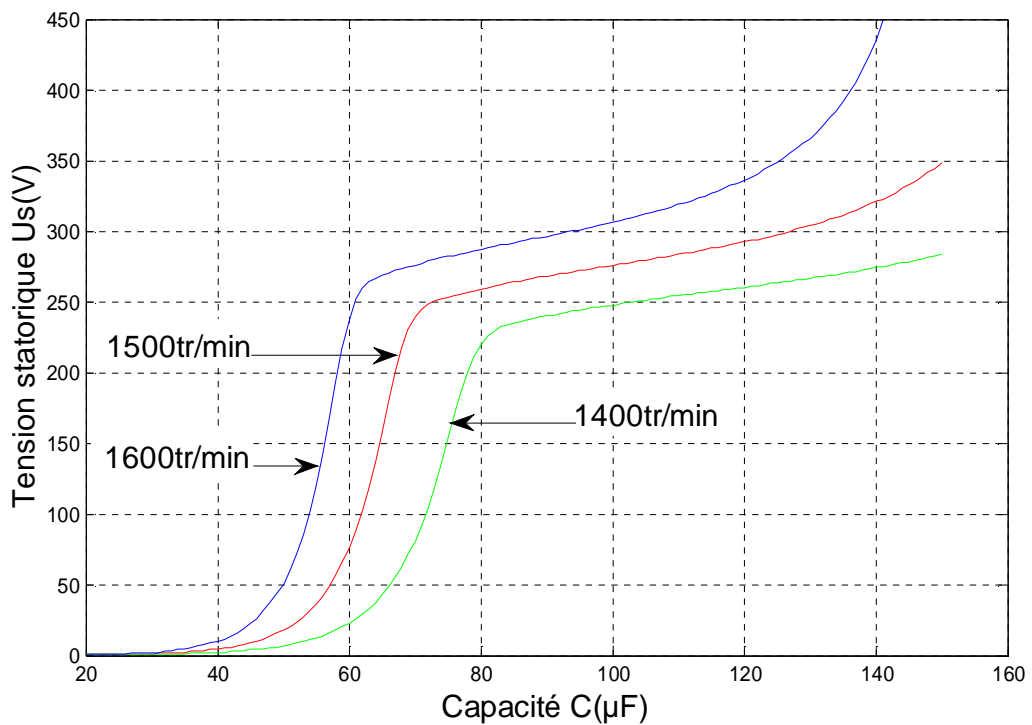


**Figure 1.8** Variation du point de fonctionnement en fonction de la fréquence [17].

La Figure(1.9) et la Figure(1.10) représentent les variations de la tension d'auto amorçage en fonction de la vitesse rotorique et de la capacité d'excitation. La tension est plus influencée par la variation de la vitesse que par la variation de la capacité.



**Figure I.9** Variation de la tension statorique en fonction de la vitesse, pour des valeurs de capacité différentes.



**Figure 1.10** Variation de la tension statorique en fonction de la capacité obtenue par simulation.

**Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons fait un rappel sur l'auto amorçage de la génératrice asynchrone. Cette dernière pouvant être utilisée en mode autonome ou non autonome.

Le premier mode de fonctionnement a fait l'objet d'une étude en régime permanent. Cette étude montre que le point de fonctionnement en auto-excitation est déterminé par la condition de résonance entre l'inductance cyclique du stator et le condensateur d'excitation. Graphiquement on le détermine par l'intersection de la courbe de magnétisation avec la droite d'excitation. L'existence du rémanent est indispensable pour ce mode de fonctionnement.

Nous avons montré également l'influence de la capacité des condensateurs d'excitation et de la vitesse d'entraînement sur la valeur de la tension à vide; en effet plus ces deux grandeurs sont élevées, plus la tension délivrée par la génératrice asynchrone l'est aussi.

# Chapitre II

## Modèle linéaire du générateur asynchrone auto-amorcé

## Introduction

Les méthodes de modélisation, d'analyse et de simulation sont à l'heure actuelle, un outil qui permet de décrire et de prédire le comportement des machines électriques, mais aussi des systèmes plus complexes associant machines-convertisseurs et dispositifs de commande.

Ces méthodes sont basées sur des notions mathématiques. La description différentielle est la plus utilisée pour caractériser les comportements dynamiques et pour prédire les effets des perturbations.

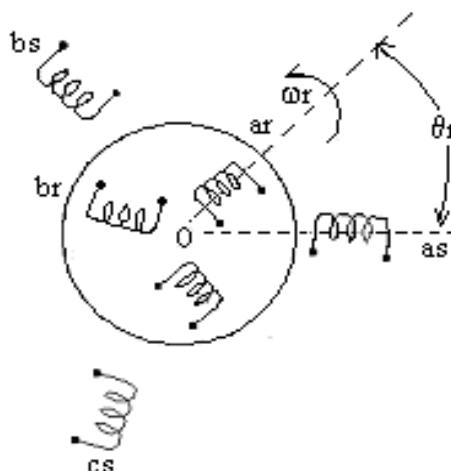
En général, le processus de modélisation requiert au départ l'identification des paramètres de la machine (résistances et inductances ...) en fonction des données expérimentales disponibles et en tenant compte des considérations théoriques. On pourra ensuite décrire l'évolution des grandeurs (courants,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

Le modèle linéaire du générateur asynchrone auto-excité en régime dynamique est présenté dans ce chapitre, son intérêt est essentiellement théorique. Nous reprenons les équations de base de la machine asynchrone idéalisée [8-9], l'utilisation de la transformation d'axe arbitraire nous permet d'obtenir des équations différentielles simplifiées.

Nous simulons par la suite le modèle établi avec une application à l'auto-amorçage sur une batterie de condensateurs.

### 2.1 Représentation schématique de la machine

Les enroulements du stator  $as$ ,  $bs$ ,  $cs$  ainsi que ceux du rotor  $ar$ ,  $br$  et  $cr$  sont représentés par la Figure (2.1) ci-dessous :



**Figure 2.1** Représentation électrique des enroulements de la machine asynchrone.

$\theta_r$  est la position angulaire instantanée de l'axe du rotor par rapport à l'axe du stator.

## 2.2 Modèle mathématique en grandeurs de phases de la machine asynchrone

Pour la modélisation des machines asynchrones, il existe essentiellement deux approches ; la première est basée sur la décomposition du flux total au stator et au rotor en un terme dû au flux de fuites indépendant de la saturation et un autre terme magnétisant lié à la saturation [15-16] et la deuxième consiste à exprimer les inductances propres et mutuelles dans l'espace d'état en fonction du courant magnétisant. Ces deux approches nous permettent d'introduire le phénomène de la saturation magnétique.

Pour simuler l'évolution des courants et des tensions en régime dynamique, de la machine asynchrone, nous adoptons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- pas d'effet pelliculaire,
- la machine est de construction symétrique,
- on admet la répartition sinusoïdale de la f.m.m dans l'entrefer.

Les enroulements de la machine seront modélisés par leur montage équivalent en étoile. Nous pouvons écrire par la suite les équations électriques et magnétiques par phase.

### 2.2.1 Equations électriques

Les équations générales des tensions s'obtiennent en écrivant que la tension appliquée à chacun des six enroulements est égale à la somme de la chute de tension ohmique et de la chute inductive due au flux total qui le traverse.

$$\begin{pmatrix} \underline{v}_{abcs} \\ \underline{v}_{abcr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{i}_{abcs} \\ \underline{i}_{abcr} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} p\underline{\Psi}_{abcs} \\ p\underline{\Psi}_{abcr} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Où :

$p$  désigne l'opérateur dérivée par rapport au temps

$\underline{v}_{abcs}, \underline{i}_{abcs}$  désignent respectivement les vecteurs tensions et courants statoriques,

$\underline{\Psi}_{abcs}$  désigne le vecteur flux statorique.

$r_s$  désigne la matrice résistance des enroulements statoriques.

Avec :

$$\underline{v}_{abcs} = (v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs})^t, \quad \underline{i}_{abcs} = (i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs})^t, \quad \underline{\Psi}_{abcs} = (\Psi_{as} \ \Psi_{bs} \ \Psi_{cs})^t$$

$$r_s = \begin{pmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{pmatrix}$$

On définit également les grandeurs du rotor en remplaçant l'indice s par r.

### 2.2.2 Equations des flux

Les flux totaux au stator et au rotor ont pour expressions :

$$\begin{pmatrix} \underline{\Psi}_{abcs} \\ \underline{\Psi}_{abcr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{L}_{ss} & \underline{L}_{sr} \\ (\underline{L}_{sr})^t & \underline{L}_{rr} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{i}_{abcs} \\ \underline{i}_{abcr} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

$\underline{L}_{ss}, \underline{L}_{rr}$  sont respectivement les matrices inductances propres des circuits statorique et rotorique.

$\underline{L}_{sr}$  est la matrice inductance mutuelle entre les bobines du stator et celles du rotor.

Vue la symétrie des armatures de la machine, les inductances propres et mutuelles entre enroulements d'une même armature sont égales.

Les matrices inductances figurant dans le système (2.2) sont données (voir annexe 1) par :

$$\underline{L}_{ss} = \begin{pmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{pmatrix}$$

$$\underline{L}_{rr} = \begin{pmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{pmatrix}$$

$L_{ls}, L_{lr}$  sont respectivement les inductances de fuites des enroulements du stator et du rotor.

$L_{ms}, L_{mr}$  sont les inductance magnétisantes du stator et du rotor.

Les inductances mutuelles entre les différents enroulements du stator et du rotor sont fonction de l'écart angulaire  $\theta_r$  entre les phases d'indice a du rotor et du stator.

En désignant par  $L_{sr}$  la valeur de la mutuelle inductance entre ces phases lorsque leurs axes magnétiques coïncident, ces inductances s'expriment par :

$$\underline{L}_{sr} = L_{sr} \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

Les grandeurs secondaires primées ; représentent les grandeurs du circuit rotorique ramenées au primaire en utilisant le rapport de transformation  $m$  tel que :

$$m = \frac{N_s}{N_r} \quad (2.4)$$

Où  $N_s$  et  $N_r$  sont les nombres de spires effectives des phases statorique et rotorique.

Les grandeurs ramenées au primaire, sont définies comme suit :

$$\underline{i}'_r = \frac{1}{m} \underline{i}_{abcr} \quad (2.5)$$

$$\underline{v}'_{abcr} = m \underline{v}_{abcr} \quad (2.6)$$

$$\underline{\Psi}'_{abcr} = m \underline{\Psi}_{abcr} \quad (2.7)$$

Compte tenu des équations (2.5), (2.6) et (2.7), les équations des flux rotoriques (2.2) et celles des tensions (2.1) deviennent en les ramenant au stator :

$$\underline{v}'_{abcr} = \underline{r}'_r \underline{i}'_{abcr} + p \underline{\Psi}'_{abcr} \quad (2.8)$$

$$\underline{\Psi}'_{abcr} = (\underline{L}'_{sr})^t \underline{i}'_{abcs} + \underline{L}'_{rr} \underline{i}'_{abcr} \quad (2.9)$$

Tel que :

$$\underline{L}'_{sr} = m \underline{L}_{sr} , \underline{L}'_{rr} = m^2 \underline{L}_{rr} \quad \text{et} \quad \underline{r}'_r = m^2 \underline{r}_r$$

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

$$L_{ms} = m L_{sr} \quad (2.10)$$

$$L'_{lr} = m^2 L_{lr} \quad (2.11)$$

$$L_{mr} = \frac{1}{m^2} L_{ms} \quad (2.12)$$

D'où :

$$\underline{L}'_{sr} = L_{ms} \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

Et

$$\underline{L}'_{rr} = \begin{pmatrix} L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

Enfin, les équations des flux et des tensions en termes de variables de phases peuvent s'écrire sous la forme compacte suivante :

$$\begin{pmatrix} \underline{\Psi}_{abcs} \\ \underline{\Psi}'_{abcr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{L}_{ss} & \underline{L}'_{sr} \\ (\underline{L}'_{sr})^t & \underline{L}'_{rr} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{i}_{abcs} \\ \underline{i}'_{abcr} \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{pmatrix} \underline{v}_{abcs} \\ \underline{v}'_{abcr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{r}_s & 0 \\ 0 & \underline{r}'_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{i}_{abcs} \\ \underline{i}'_{abcr} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} p \underline{\Psi}_{abcs} \\ p \underline{\Psi}'_{abcr} \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

Le système défini par ((2.15) et (2.16)) représente le modèle de la machine asynchrone exprimé en grandeurs de phase. Tel qu'il est donné, ce système d'équations différentielles est à coefficients variables, ce qui complique sa résolution. Pour le rendre à coefficients constants, nous lui appliquons une transformation triphasé-biphasé.

### 2.3 Théorie du référentiel arbitraire

Dans le système d'équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine synchrone ou asynchrone, les différentes inductances qui interviennent dans le système sont à coefficients dépendants du temps, ce qui rend son étude beaucoup plus difficile [11-12].

Les hypothèses classiques généralement adoptées ont certes permis de simplifier les équations électriques, mais les équations différentielles obtenues sont à coefficients variables, le système ainsi formé est impossible à résoudre analytiquement [8-13-14]. Même si actuellement les calculateurs numériques sont suffisamment puissants pour une résolution rapide d'un tel système, il est plus intéressant d'utiliser un modèle simplifié pour réduire le temps de calcul et faciliter l'interprétation des phénomènes physiques.

Pour rendre le système à coefficients constants, ce qui s'adapte mieux à la résolution numérique, on utilise les transformations d'axes orthogonaux qui permettent de passer des grandeurs réelles aux composantes relatives. Celles-ci sont connues sous le terme de transformations triphasé-biphasé (théorie des deux axes) [11-12-14].

En 1929, R. H. Park fût le premier à introduire cette nouvelle approche dans l'analyse des machines électriques. Son idée consiste à transformer les grandeurs statoriques ( tensions, flux, courants) d'une machine synchrone à un référentiel lié au rotor [11].

A. C. Stanly en 1938, employa lors de l'étude de la machine asynchrone, un référentiel lié au stator ( stationnaire).

G. Kron a introduit un autre changement de variables, en utilisant le référentiel lié au champ tournant.

D.S.Brereton et al. utilisèrent l'approche de Park pour l'analyse de la machine asynchrone.

Toutes les applications devinrent, selon la vitesse du référentiel choisi, des cas particuliers d'une transformation généralisée, introduite en 1965 par Krause pour l'analyse de la machine asynchrone uniquement. Cette transformation permet d'éliminer les variations d'inductances en substituant aux variables de phases d'un stator et du rotor des composantes

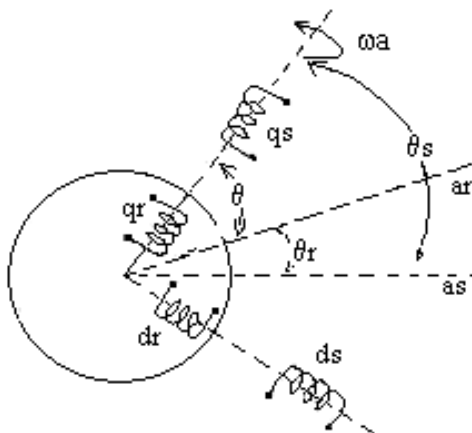
relatives liées à un référentiel tournant à une vitesse arbitraire n'ayant aucune signification physique .

### 2.3.1 Transformation des circuits statorique et rotorique au référentiel arbitraire

La transformation arbitraire, fait correspondre aux variables réelles leurs composantes

- homopolaire (indice  $o$ ),
- d'axe direct (indice  $d$ ),
- d'axe en quadrature (indice  $q$ ).

Nous proposons dans ce qui suit de substituer aux enroulements des circuits statoriques et rotoriques de la Figure(2.2), deux enroulements fictifs d'axes magnétiques ( $q-d$ ) tournants et de déterminer par suite les nouvelles équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine.



**Figure 2.2** Schéma de la machine dans le système d'axes  $d$  et  $q$ .

En désignant par  $\underline{X}$  un vecteur représentant l'une des grandeurs (tension, flux ou courant), les variables de phase sont transformées au système ( $q-d$ ), tournant à une vitesse arbitraire  $\omega_a$  .

Les composantes relatives des variables statoriques et rotoriques sont :

$$\underline{X}_{qdos} = \underline{T}_{as}(\theta_s)\underline{X}_{abcs} \quad (2.17)$$

$$\underline{X}'_{qdor} = \underline{T}_{ar}(\theta_r)\underline{X}'_{abcr} \quad (2.18)$$

$\underline{T}_{as}(\theta_s)$  et  $\underline{T}_{ar}(\theta)$  sont respectivement les matrices de transformation des circuits stationnaire et tournant. Leurs expressions sont données à l'annexe 1.

$\theta_s$  est l'abscisse angulaire du référentiel arbitraire par rapport à l'axe de la phase a du circuit statorique, elle est définie par :

$$\theta_s = \int_0^t \omega_a(\xi) d\xi + \theta_s(t=0) \quad (2.19)$$

L'angle est l'abscisse angulaire du référentiel arbitraire par rapport à l'axe de la phase du circuit rotorique,  $\theta = \theta_s - \theta_r$ .

$\theta_r$  est définie par :

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r(\xi) d\xi + \theta_r(t=0) \quad (2.20)$$

Pour calculer les grandeurs de phases à partir de leurs composantes relatives nous aurons à utiliser les matrices de transformation inverses  $\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s)$  et  $\underline{T}_{ar}^{-1}(\theta)$  (voir annexe 1), telles que :

$$\underline{X}_{abcs} = \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{X}_{qdos} \quad (2.21)$$

$$\underline{X}'_{abcr} = \underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) \underline{X}'_{qdor} \quad (2.22)$$

La propriété suivante nous permettra par la suite, de réduire les calculs:

$$\begin{cases} \underline{T}_{as}(\theta_s)^{-1} = \underline{T}_{as}(\theta_s)^t \\ \underline{T}_{ar}(\theta)^{-1} = \underline{T}_{ar}(\theta)^t \end{cases} \quad (2.23)$$

### 2.3.2 Transformation d'un système de tensions triphasé équilibré au référentiel arbitraire

Un système de tensions triphasé équilibré constitue généralement la source d'alimentation des circuits stationnaires. Les tensions sont définies comme suit:

$$\begin{cases} v_{as} = V_m \cos(\omega t + \alpha) \\ v_{bs} = V_m \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cs} = V_m \cos\left(\omega t + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.24)$$

Avec :

$\omega$  : pulsation des tensions,

$V_m$  : leur amplitude.

Si on applique un changement de variables à ce système, on obtient :

$$\begin{cases} v_{qs} = -V_m \cos(\omega t + \alpha - \theta_s) \\ v_{ds} = V_m \cos(\omega t + \alpha - \theta_s) \\ v_{os} = 0 \end{cases} \quad (2.26)$$

pour  $\theta_s = \omega t$ , les composantes relatives des tensions deviennent constantes. Le système d'axes lié au champ tournant est alors le plus simple.

Le calcul menant aux expressions de l'équation (2.26) n'impose aucune condition sur la valeur de  $V_m$ . Elle doit tout simplement être la même sur les trois phases (c'est-à-dire un système triphasé équilibré). La valeur de  $V_m$  peut alors être constante ou variable dans le temps.

## 2.4 Modèle de la machine dans le référentiel arbitraire

### 2.4.1 Equations des tensions

On montre facilement ( annexe1) que :

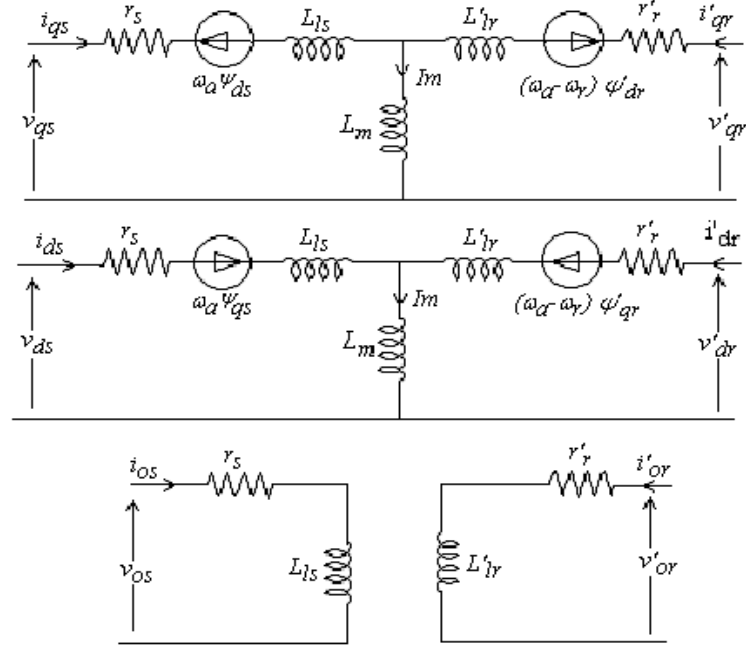
$$\underline{v}_{qdos} = \underline{r}_s \underline{i}_{qdos} + \omega_a \underline{\Psi}_{dqs} + p \underline{\Psi}_{qdos} \quad (2.27)$$

$$\underline{v}'_{qdor} = \underline{r}'_r \underline{i}'_{qdor} + (\omega_a - \omega_r) \underline{\Psi}'_{dqr} + p \underline{\Psi}'_{qdor} \quad (2.28)$$

Avec :

$$\underline{\Psi}_{dqs} = [\Psi_{ds} \quad -\Psi_{qs} \quad 0]^t, \quad \underline{\Psi}'_{dqr} = [\Psi'_{dr} \quad -\Psi'_{qr} \quad 0]^t$$

A partir de ces équations on déduit le schéma équivalent en régime dynamique de la machine asynchrone Fig.(2.3).



**Figure 2.3** Schéma équivalent en régime dynamique de la machine asynchrone dans le référentiel arbitraire.

Les équations des systèmes (2.27) et (2.28), peuvent se mettre sous forme d'état dans le référentiel arbitraire.

$$p\underline{\Psi}_{qdos} = \underline{v}_{qdos} - r_s \underline{i}_{qdos} - \omega_a \underline{\Psi}_{dqs} \quad (2.29)$$

$$p\underline{\Psi}'_{qdr} = \underline{v}'_{qdr} - r'_r \underline{i}'_{qdr} - (\omega_a - \omega_r) \underline{\Psi}_{dqs} \quad (2.30)$$

#### 2.4.2 Equations des flux

En adoptant les mêmes transformations, on peut déduire également la représentation dans le référentiel arbitraire des équations des flux :

$$\underline{\Psi}_{qdos} = \underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{L}_{ss} \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{i}_{qdos} + \underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{L}'_{sr} \underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) \underline{i}'_{qdor} \quad (2.31)$$

$$\underline{\Psi}'_{qdor} = \underline{T}_{ar}(\theta) (\underline{L}'_{sr})^t \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{i}_{qdos} + \underline{T}_{ar}(\theta) \underline{L}'_{rr} \underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) \underline{i}'_{qdor} \quad (2.32)$$

$$\underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{L}_{ss} \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) = \begin{pmatrix} L_{ls} + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{pmatrix} \quad (2.33)$$

$$\underline{T}_{ar}(\theta) \underline{L}'_{rr} \underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) = \begin{pmatrix} L_{lr}' + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr}' + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr}' \end{pmatrix} \quad (2.34)$$

$$L_m = \frac{3}{2} L_{ms} \quad (2.35)$$

Après calcul :

$$\underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{L}'_{sr} \underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) = \underline{T}_{ar}(\theta) (\underline{L}'_{sr})^t \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) = \begin{pmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m \end{pmatrix} \quad (2.36)$$

Ainsi nous aboutissons aux équations des flux :

$$\Psi_{qs} = L_{ls} i_{qs} + \Psi_{qm} \quad (2.37)$$

$$\Psi_{ds} = L_{ls} i_{ds} + \Psi_{dm} \quad (2.38)$$

$$\Psi_{os} = L_{ls} i_{os} \quad (2.39)$$

$$\Psi_{qr}' = L_{lr}' i_{qr}' + \Psi_{qm} \quad (2.40)$$

$$\Psi_{dr}' = L_{lr}' i_{dr}' + \Psi_{dm} \quad (2.41)$$

$$\Psi_{or}' = L_{lr}' i_{or}' \quad (2.42)$$

$\Psi_{qm}$  et  $\Psi_{dm}$  représentent les composantes d'axes q et d du flux magnétisant. Elles sont définies par :

$$\Psi_{qm} = L_m (i_{qs} + i_{qr}') \quad (2.43)$$

$$\Psi_{dm} = L_m (i_{ds} + i_{dr}') \quad (2.44)$$

Les courants déduits des équations (2.37) à (2.44) ont les expressions suivantes :

$$i_{qs} = \frac{1}{L_{ls}} (\Psi_{qs} - \Psi_{qm}) \quad (2.45)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{L_{ls}} (\Psi_{ds} - \Psi_{dm}) \quad (2.46)$$

$$i_{os} = \frac{1}{L_{ls}} \Psi_{os} \quad (2.47)$$

$$i_{qr}' = \frac{1}{L_{lr}'} (\Psi_{qr}' - \Psi_{qm}) \quad (2.48)$$

$$i_{dr}' = \frac{1}{L_{lr}'} (\Psi_{dr}' - \Psi_{dm}) \quad (2.49)$$

$$i_{or}' = \frac{1}{L_{lr}'} \Psi_{or}' \quad (2.50)$$

En remplaçant ces courants par leurs expressions dans les équations (2.29) et (2.30), nous aboutissons au système d'équations différentielles suivant :

$$p\Psi_{qs} = v_{qs} - \omega_a \Psi_{ds} + \frac{r_s}{L_{ls}} (\Psi_{qm} - \Psi_{qs}) \quad (2.51)$$

$$p\Psi_{ds} = v_{ds} - \omega_a \Psi_{qs} + \frac{r_s}{L_{ls}} (\Psi_{dm} - \Psi_{ds}) \quad (2.52)$$

$$p\Psi_{os} = v_{os} - \frac{r_s}{L_{ls}} \Psi_{os} \quad (2.53)$$

$$p\Psi_{qr'} = v_{qr'} - (\omega_a - \omega_r) \Psi_{dr'} + \frac{r_r'}{L_{lr'}} (\Psi_{qm} - \Psi_{qr'}) \quad (2.54)$$

$$p\Psi_{dr'} = v_{dr'} - (\omega_a - \omega_r) \Psi_{qr'} + \frac{r_r'}{L_{lr'}} (\Psi_{dm} - \Psi_{dr'}) \quad (2.55)$$

$$p\Psi_{or'} = v_{or'} - \frac{r_r'}{L_{lr'}} \Psi_{or'} \quad (2.56)$$

Le flux magnétisant en fonction des flux statorique et rotorique s'exprime comme suit :

$$\Psi_{qm} = \frac{L_q}{L_{ls}} \Psi_{qs} + \frac{L_q}{L_{lr'}} \Psi_{qr'} \quad (2.57)$$

$$\Psi_{dm} = \frac{L_d}{L_{ls}} \Psi_{ds} + \frac{L_d}{L_{lr'}} \Psi_{dr'} \quad (2.58)$$

Avec :

$$L_q = L_d = \left( \frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L_{lr'}} \right)^{-1} \quad (2.59)$$

## 2.5 Choix du référentiel

Les f.e.m de transformation et de rotation présentent dans les équations électriques, dépendent du choix du référentiel.

Trois types de référentiel sont intéressants en pratique, le choix se fait selon le problème étudié [9].

Dans chacun de ces nouveaux référentiels les équations de la machine sont plus simple que dans le référentiel quelconque.

### 2.5.1 Référentiel immobile par rapport au stator

Ce référentiel est intéressant dans le cas d'une étude analytique à vitesse constante ( système linéaire) ; ou dans le cas de grandes variations de la vitesse du rotor (système non

linéaire résolu numériquement) avec éventuellement des variations de la fréquence d'alimentation [9-13]. Il se traduit par ( $\omega_a = 0$ ).

### 2.5.2 Référentiel immobile par rapport au rotor

Ce référentiel est intéressant dans le cas des régimes transitoires où la vitesse du rotor peut être considérée comme constante. Il se traduit par la relation ( $\omega_a = \omega_r$ ).

### 2.5.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans le cas d'une alimentation à fréquence constante ( $\omega_a = \omega$ ), c'est le référentiel le plus intéressant.

Notons que ces référentiels sont tous déduits du référentiel arbitraire et ne diffèrent que par leurs vitesses de rotation.

## 2.6 Equations d'auto - excitation

Le dispositif assurant l'excitation de la génératrice asynchrone autonome est une batterie de condensateurs montée aux bornes du stator de cette dernière. Les équations d'auto-excitation correspondent donc aux équations des tensions de ces condensateurs.

Le système triphasé équilibré de condensateurs, est mis sous forme matricielle suivant :

$$\underline{\dot{i}}_{cabc} = p \underline{Q}_{cabc} \quad (2.60)$$

Où  $\underline{Q}_{cabc}$  et  $\underline{\dot{i}}_{cabc}$  représente respectivement les charges des condensateurs, liées aux bornes statoriques du générateur asynchrone, et les courants les traversant.

L'équation (2.60) devient dans le référentiel arbitraire :

$$\underline{\dot{i}}_{cqdo} = \underline{T}_{as}(\theta_s) p \left( \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{Q}_{cqdo} \right) \quad (2.61)$$

$$\underline{\dot{i}}_{cqdo} = \underline{T}_{as}(\theta_s) \left( p \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \right) \underline{Q}_{cqdo} + \underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) p \underline{Q}_{cqdo} \quad (2.62)$$

En se référant à l'annexe 1 l'équation (2.62) devient :

$$\underline{\dot{i}}_{cqdo} = \omega_a \underline{Q}_{cqd} + p \underline{Q}_{cqdo} \quad (2.63)$$

La charge des condensateurs est liée aux tensions appliquées à leurs bornes par l'expression :

$$\underline{Q}_{cabc} = \underline{C} \underline{v}_{cabc} \quad (2.64)$$

L'équation (2.64) s'exprime dans le référentiel arbitraire par :

$$\underline{Q}_{cqdo} = \underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{C} \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{v}_{cqdo} \quad (2.65)$$

On a :

$$\underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{C} \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) = \underline{C} \underline{I}_3 \quad (2.66)$$

En remplaçant la charge par son expression dans le système d'équation (2.63), on aboutit à l'expression suivante:

$$\underline{\dot{i}}_{cqdo} = \underline{C} \omega_a \underline{v}_{cdq} + \underline{C} p \underline{v}_{cqdo} \quad (2.67)$$

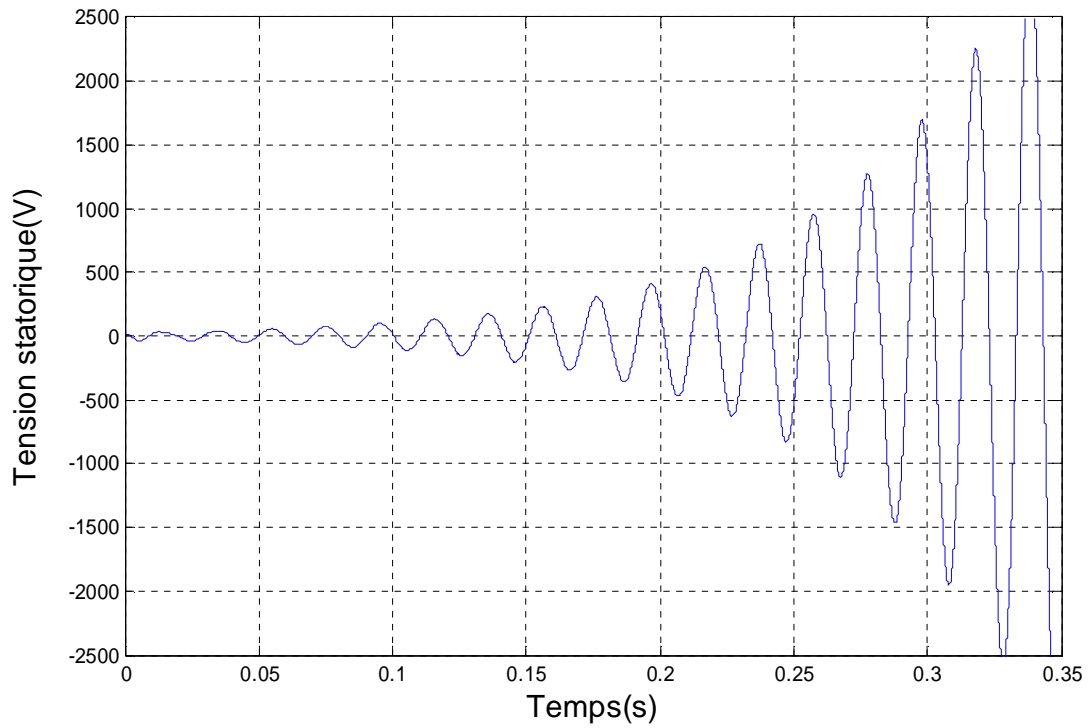
que nous réécrivons sous la forme différentielle:

$$p \underline{v}_{cqdo} = \frac{1}{\underline{C}} \underline{\dot{i}}_{cqdo} - \omega_a \underline{v}_{cdq} \quad (2.68)$$

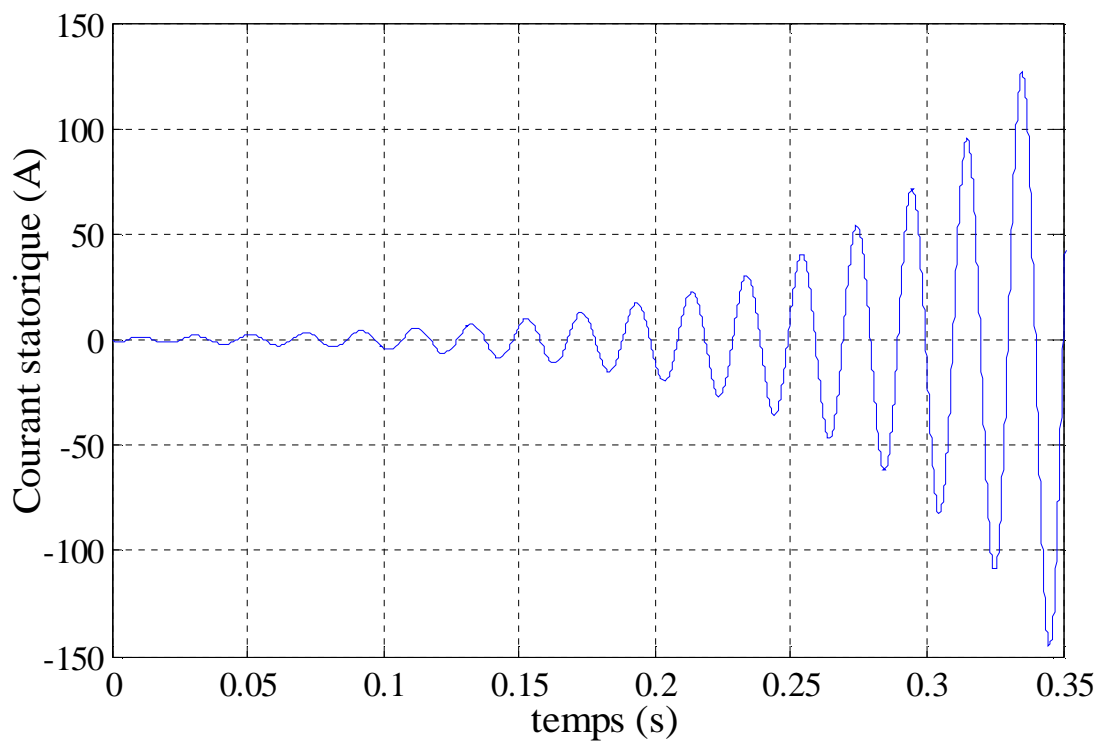
Le générateur asynchrone est modélisé par le système d'équations (2.51) à (2.56) et les équations d'excitations (2.68). Ce système traduit le modèle dynamique des flux en régime linéaire du générateur asynchrone auto-amorcé.

## 2.7 Simulation de l'auto-amorçage du générateur asynchrone sous l'hypothèse de linéarité

La simulation du fonctionnement de la génératrice asynchrone auto-amorcé à vide, sous l'hypothèse de linéarité du flux, conduit à une divergence des caractéristiques ( tension, courant, etc...). En effet la tension statorique atteint quelques milliers de volts en quelques dixièmes de seconde Figure (2.4). Nous remarquons la même chose pour le courant qui atteint 150 A au bout de 0.35s, Figure (2.5).



**Figure 2.4** Tension d'auto-amorçage à vide de la machine.



**Figure 2.5** Courant statorique d'auto-amorçage à vide de la machine.

Ces résultats sont dues au fait d'avoir négliger un phénomène très important, dans le fonctionnement en génératrice de la machine asynchrone, à savoir la saturation magnétique que nous devons prendre en considération.

## **Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons établi un modèle linéaire de la machine asynchrone en partant des équations des tensions, exprimées dans les axes réels puis ramenées à un système d'axes en quadrature. Pour cela nous avons utilisé la transformation triphasé-biphasé qui permet de rendre constants les coefficients dépendants du temps.

Lors de cette étude, nous avons négligé l'effet de la saturation du circuit magnétique. Le modèle développé sous cette hypothèse donne des résultats divergents qui ne reflètent aucune réalité physique pour un fonctionnement en générateur autonome.

C'est pourquoi nous allons introduire la non linéarité du circuit magnétique au chapitre suivant.

# Chapitre III

## Modèle saturé du générateur asynchrone auto-amorcé

## Introduction

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

Quoi qu'ils constituent actuellement l'objet de recherches très poussées, la saturation, la variation de la résistance rotorique due à l'élévation de la température, la structure et la répartition non sinusoïdale du champ dans l'entrefer sont des phénomènes physiques internes habituellement négligés dans l'analyse des machines alternatives, car l'introduction de ces phénomènes augmentera considérablement la complexité d'analyse. [17 ]

La machine asynchrone standard est généralement modérément saturée durant son fonctionnement normal. De plus, les progrès réalisés dans les convertisseurs statiques ont permis de mettre au point des techniques de commande permettant d'exploiter la machine à des niveaux de flux très élevés dans le but d'en tirer le maximum de couple et une meilleur dynamique. Ce qui a souvent pour conséquence une saturation assez forte de la machine. Il existe aussi des cas spécifiques, tels que celui du générateur asynchrone auto-excité, où la prise en compte de la saturation n'est plus une question d'amélioration de la précision du modèle. Ce phénomène, qui est indispensable au fonctionnement du générateur, devient nécessaire à la convergence du modèle [18].

Le phénomène de saturation du milieu magnétique est très important pour l'auto-amorçage du générateur asynchrone sur une batterie de condensateurs. Plusieurs auteurs ont mis en évidence son effet dans le modèle du générateur. [2-7], [10-19].

### 3.1 Extension du modèle linéaire au modèle saturé

Dès que l'hypothèse de la linéarité du circuit magnétique est écartée, on ne peut plus utiliser des inductances constantes. De nombreux chercheurs ont alors abordé ce problème de manière à modéliser la caractéristique magnétique [20], où différentes techniques d'introduction de la saturation dans les modèles d-q de la machine asynchrone ont été proposées [21-22-23-24]. Nous citons à titre d'exemple les modèles suivants :

- le modèle analytique.

- Le modèle hyperbolique.
- Le modèle qui consiste à décomposer la caractéristique de magnétisation en segments de droites mais de moins en moins utilisé [20].
- le modèle exponentiel.

La prise en compte de la saturation devenue donc impérative, notre choix pour la modélisation de la caractéristique magnétique s'est porté sur une approche dite méthode de *la fonction degré de saturation*, l'approximation de cette fonction est faite par une fonction exponentielle [25]. Dans la suite, la fonction degré de saturation sera notée  $F_{ds}$ .

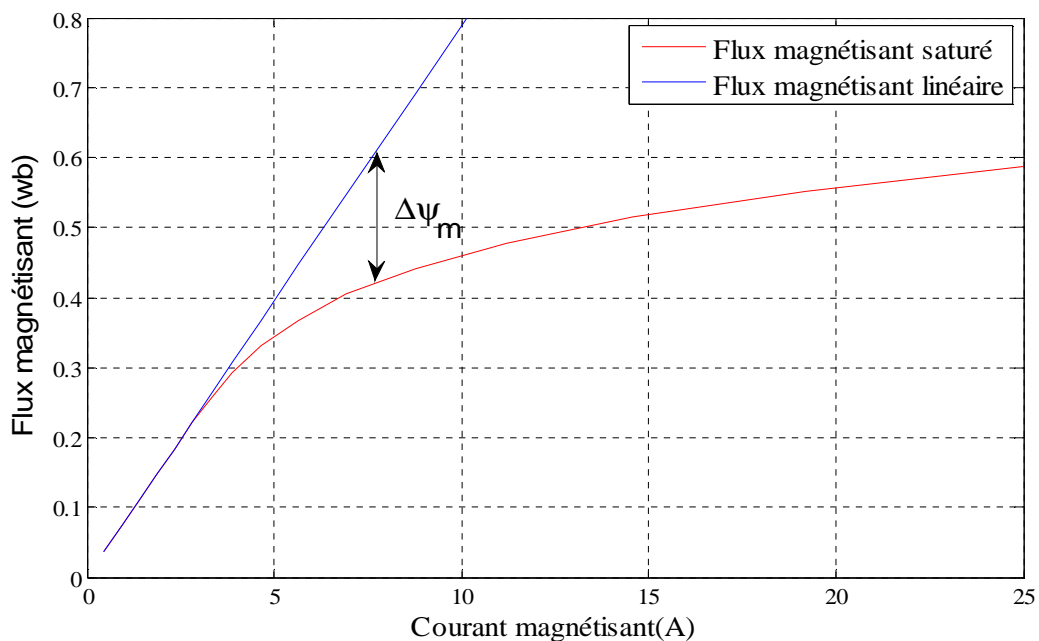
### 3.2 Construction de la fonction degré de saturation

La Figure (3.1) représente la caractéristique de magnétisation réelle de la machine utilisée [24]. Relevée par un essai au synchronisme [17].

La même figure représente aussi une caractéristique linéaire que nous construisons en supposant que la machine ne se sature pas quelque soit le courant magnétisant absorbé.

Définissons pour tout point de fonctionnement, l'écart  $\Delta \Psi_m$  entre les flux magnétisants linéaire  $\Psi_{mlin}$  et saturé  $\Psi_{msat}$ .

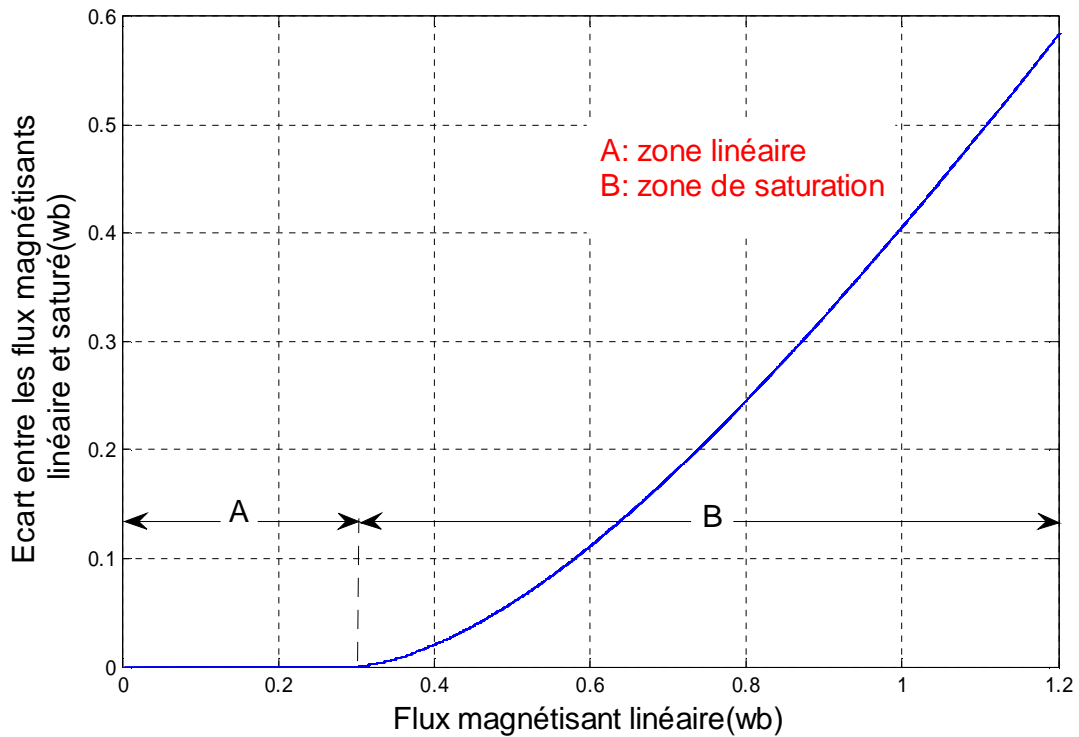
$$\Delta \Psi_m = \Psi_{mlin} - \Psi_{msat} \quad (3.1)$$



**Figure 3.1** Caractéristique de magnétisation en régime linéaire et saturé de la machine étudiée.

$\Delta \Psi_m$  : représente l'atténuation du flux magnétisant par rapport à la valeur qu'il aurait sous l'hypothèse linéaire.

La Figure (3.2) montre les variations de  $\Delta \Psi_m$  en fonction du flux  $\Psi_{mlin}$ .

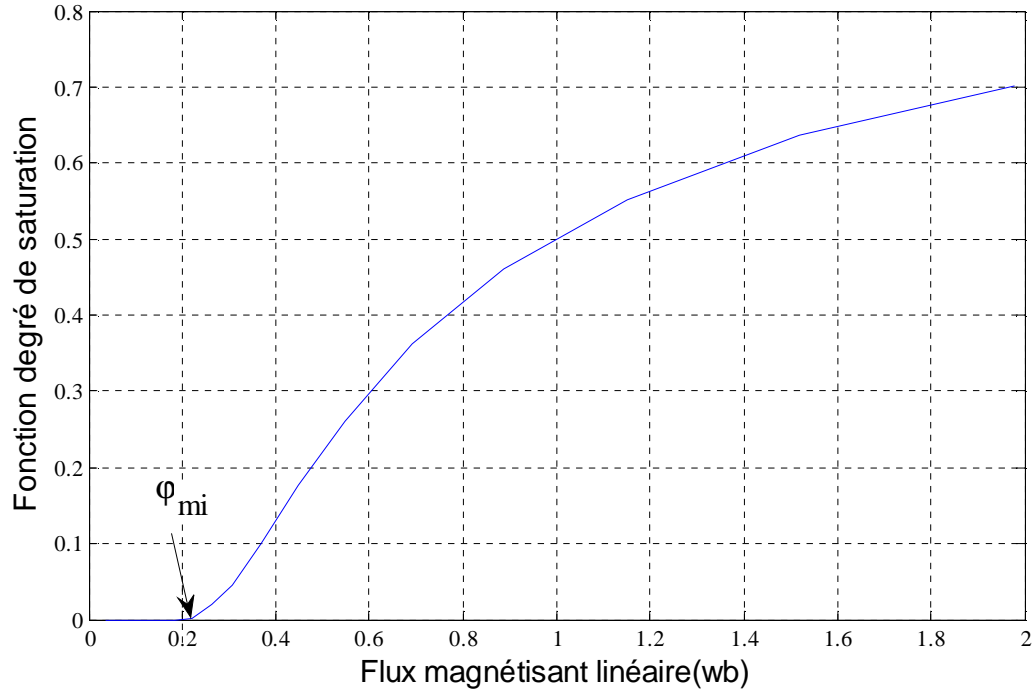


**Figure 3.2** Variation de l'écart  $\Delta \Psi_m$  en fonction du flux linéaire.

Nous définissons la fonction « degré de saturation » par l'expression suivante:

$$F_{ds}(Y_{mlin}) = \frac{\Delta Y_m}{Y_{mlin}} \quad (3.2)$$

Les variations de cette fonction sont données à la Figure (3.3)



**Figure. 3.3** Variation de la fonction degré de saturation en fonction du flux linéaire.

Nous remarquons sur la Figure (3.3) que la fonction  $F_{ds}$  reste nulle tant que le flux  $\Psi_m$  est inférieur à une valeur que nous notons  $\Psi_{mi}$ . Cette valeur est la limite de la zone linéaire de la caractéristique magnétique.

En se basant sur cette dernière remarque, nous avons décomposé la courbe de  $F_{ds}$  en deux branches; l'une à degré de saturation nul et l'autre à degré de saturation croissant; d'où la notation suivante :

$$F_{ds} = \begin{cases} 0 & \text{si } \Psi_m \leq \Psi_{mi} \\ S > 0 & \text{si } \Psi_m > \Psi_{mi} \end{cases} \quad (3.3)$$

Nous avons modélisé l'évolution de la fonction degré de saturation représentée à la Figure (3.3), par une approche mathématique à l'aide d'une série d'exponentielles, en utilisant une méthode d'optimisation ( moindres carrés ). La non linéarité peut être construite par une somme de deux fonctions exponentielles ou plus.

$$S = E_1 - E_2 - E_1 \exp(-\varepsilon_1(\Psi_{mlin} - \Psi_{mi})) + E_2 \exp\left(\varepsilon_2 \frac{\Psi_{mlin} - \Psi_{mi}}{\Psi_{mlin} + \Psi_{mi}}\right) \quad (3.4)$$

Les coefficients  $E_1$ ,  $E_2$ ,  $e_1$  et  $e_2$  sont donnés par [17].

### 3.3 Introduction de la saturation dans le modèle de la machine

Les composantes d'axes d et q du flux magnétisant, s'expriment dans le modèle linéaire en fonction de l'inductance magnétisante et des courants.

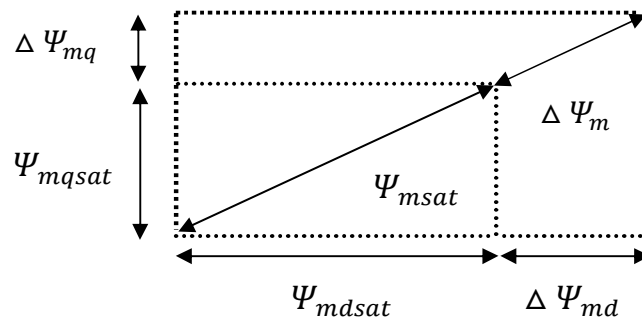
Les flux magnétisants en saturation s'expriment par :

$$\Psi_{mqsat} = \Psi_{mqlin} - \Delta \Psi_{mq} \quad (3.5)$$

$$\Psi_{mdsat} = \Psi_{mdlin} - \Delta \Psi_{md} \quad (3.6)$$

D'après le diagramme de la Figure (3.4) le flux magnétisant linéaire est donné par :

$$\Psi_{mlin} = \sqrt{\Psi_{mqlin}^2 + \Psi_{mdlin}^2} \quad (3.7)$$



**Figure 3.4** Diagramme des vecteurs flux magnétisants d'axes d-q.

D'une autre part, les variations du flux magnétisant d'axes d-q vérifient :

$$\Delta \Psi_{mq} = \Delta \Psi_m \frac{\Psi_{mqlin}}{\Psi_{mlin}} \quad (3.8)$$

$$\Delta \Psi_{md} = \Delta \Psi_m \frac{\Psi_{mdlin}}{\Psi_{mlin}} \quad (3.9)$$

Or :

$$\Delta \Psi_m \frac{\Psi_{mqlin}}{\Psi_{mlin}} = \Psi_{mqlin} \frac{\Delta \Psi_m}{\Psi_{mlin}} \quad (3.10)$$

$$\Delta \Psi_m \frac{\Psi_{mdlin}}{\Psi_{mlin}} = \Psi_{mdlin} \frac{\Delta \Psi_m}{\Psi_{mlin}} \quad (3.11)$$

La relation (3.2), nous permet d'écrire :

$$\Delta \Psi_{mq} = \Psi_{mqlin} F_{ds}(\Psi_{mlin}) \quad (3.12)$$

$$\Delta \Psi_{md} = \Psi_{mdlin} F_{ds}(\Psi_{mlin}) \quad (3.13)$$

La combinaison des équations (3.5), (3.6) avec les équations (3.12), (3.13) permettent d'obtenir les deux composantes saturées du flux magnétisant.

$$\Psi_{mqsat} = \Psi_{mqlin}(1 - F_{ds}(\Psi_{mlin})) \quad (3.14)$$

$$\Psi_{mdsat} = \Psi_{mdlin}(1 - F_{ds}(\Psi_{mlin})) \quad (3.15)$$

Les flux magnétisants en linéaire suivant les axes  $d$  et  $q$  s'écrivent :

$$\Psi_{mqlin} = L_m(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (3.16)$$

$$\Psi_{mdlin} = L_m(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (3.17)$$

Les courants s'expriment en fonction des flux magnétisants saturés par :

$$i_{qs} = \frac{1}{L_{ls}}(\Psi_{qssat} - \Psi_{mqsat}) \quad (3.18)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{L_{ls}}(\Psi_{dssat} - \Psi_{mdsat}) \quad (3.19)$$

$$i'_{qr} = \frac{1}{L'_{lr}}(\Psi'_{qrsat} - \Psi_{mqsat}) \quad (3.20)$$

$$i'_{dr} = \frac{1}{L'_{lr}}(\Psi'_{drsatsat} - \Psi_{mdsat}) \quad (3.21)$$

Nous injectons les expressions des courants obtenues ci-dessus dans les équations (3.16) et (3.17), on aura :

$$\Psi_{mqlin} = L_m \left( \frac{\Psi_{qssat}}{L_{ls}} + \frac{\Psi'_{qrsat}}{L'_{lr}} - \Psi_{mqsat} \left( \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) \right) \quad (3.22)$$

$$\Psi_{mdlin} = L_m \left( \frac{\Psi_{dssat}}{L_{ls}} + \frac{\Psi'_{drsatsat}}{L'_{lr}} - \Psi_{mdsat} \left( \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) \right) \quad (3.23)$$

D'où :

$$\frac{\Psi_{mq\text{lin}}}{L_m} + \Psi_{mq\text{sat}} \left( \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) = \left( \frac{\Psi_{q\text{ssat}}}{L_{ls}} + \frac{\Psi'_{q\text{rsat}}}{L'_{lr}} \right) \quad (3.24)$$

$$\frac{\Psi_{md\text{lin}}}{L_m} + \Psi_{md\text{sat}} \left( \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) = \left( \frac{\Psi_{d\text{ssat}}}{L_{ls}} + \frac{\Psi'_{d\text{rsat}}}{L'_{lr}} \right) \quad (3.25)$$

On exprimons les flux  $\Psi_{mq\text{sat}}$  et  $\Psi_{md\text{sat}}$  en fonction des flux  $\Psi_{mq\text{lin}}$  et  $\Psi_{md\text{lin}}$  d'après les équations (3.5) et (3.6) on aura :

$$\Psi_{mq\text{lin}} \left( \frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) = \Delta \Psi_{mq} \left( \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) + \left( \frac{\Psi_{q\text{ssat}}}{L_{ls}} + \frac{\Psi'_{q\text{rsat}}}{L'_{lr}} \right) \quad (3.26)$$

$$\Psi_{md\text{lin}} \left( \frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) = \Delta \Psi_{md} \left( \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) + \left( \frac{\Psi_{d\text{ssat}}}{L_{ls}} + \frac{\Psi'_{d\text{rsat}}}{L'_{lr}} \right) \quad (3.27)$$

D'où :

$$\Psi_{mq\text{lin}} = L_q \left( \Delta \Psi_{mq} \left( \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) + \left( \frac{\Psi_{q\text{ssat}}}{L_{ls}} + \frac{\Psi'_{q\text{rsat}}}{L'_{lr}} \right) \right) \quad (3.28)$$

$$\Psi_{md\text{lin}} = L_d \left( \Delta \Psi_{md} \left( \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) + \left( \frac{\Psi_{d\text{ssat}}}{L_{ls}} + \frac{\Psi'_{d\text{rsat}}}{L'_{lr}} \right) \right) \quad (3.29)$$

Pour déduire les expressions de  $\Psi_{mq\text{sat}}$  et  $\Psi_{md\text{sat}}$ , nous utilisons de nouveau les équations (3.5) et (3.6) :

$$\Psi_{mq\text{sat}} = \Delta \Psi_{mq} \left( L_q \left( \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) - 1 \right) + L_q \left( \frac{\Psi_{q\text{ssat}}}{L_{ls}} + \frac{\Psi'_{q\text{rsat}}}{L'_{lr}} \right) \quad (3.30)$$

$$\Psi_{md\text{sat}} = \Delta \Psi_{md} \left( L_d \left( \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) - 1 \right) + L_d \left( \frac{\Psi_{d\text{ssat}}}{L_{ls}} + \frac{\Psi'_{d\text{rsat}}}{L'_{lr}} \right) \quad (3.31)$$

Or :

$$L_q \left( \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} \right) - 1 = L_q \left( \frac{1}{L_{ls}} + \frac{1}{L'_{lr}} - \frac{1}{L_q} \right) = -\frac{L_q}{L_m} = -\frac{L_d}{L_m}$$

Finalement:

$$\Psi_{mq\text{sat}} = L_q \left( \frac{\Psi_{q\text{ssat}}}{L_{ls}} + \frac{\Psi'_{q\text{rsat}}}{L'_{lr}} \right) - \frac{L_q}{L_m} \Delta \Psi_{mq} \quad (3.33)$$

$$\Psi_{md\text{sat}} = L_d \left( \frac{\Psi_{d\text{ssat}}}{L_{ls}} + \frac{\Psi'_{d\text{rsat}}}{L'_{lr}} \right) - \frac{L_d}{L_m} \Delta \Psi_{md} \quad (3.34)$$

Par l'établissement des équations (3.28), (3.29), (3.33) et (3.34), nous terminons la modélisation de l'effet de la saturation dans les équations de la génératrice asynchrone.

Le modèle dynamique des flux en régime saturé de la génératrice asynchrone est obtenu en associant les équations des flux d'axes  $d$  et  $q$  du régime linéaire (2.51)-(2.56), les équations d'auto-excitation (2.68) et les équations (3.28), (3.29), (3.33) et (3.34) des flux magnétisants linéaire et saturé.

### 3.4 Simulation du modèle saturé avec application à l'auto-amorçage

La simulation de l'auto-amorçage à vide du générateur asynchrone pour ce régime de fonctionnement consiste à résoudre un système d'équations différentielles non linéaires. Pour la résolution du système, nous avons choisi la méthode Runge-Kutta d'ordre 4 à pas variable. Nous présentons les résultats de simulation :

Les figures (3.5) à (3.10) représentent, pour la machine considérée, l'auto-amorçage à vide sur une batterie de condensateurs de  $90\mu\text{F}$ , pour des vitesses de rotation de 1400, 1500, et 1600 tr/min.

La figure (3.5) représente la tension entre phases lorsque le rotor tourne à 1500tr/min. Elle atteint à son régime permanent une valeur efficace de 255.124 V.

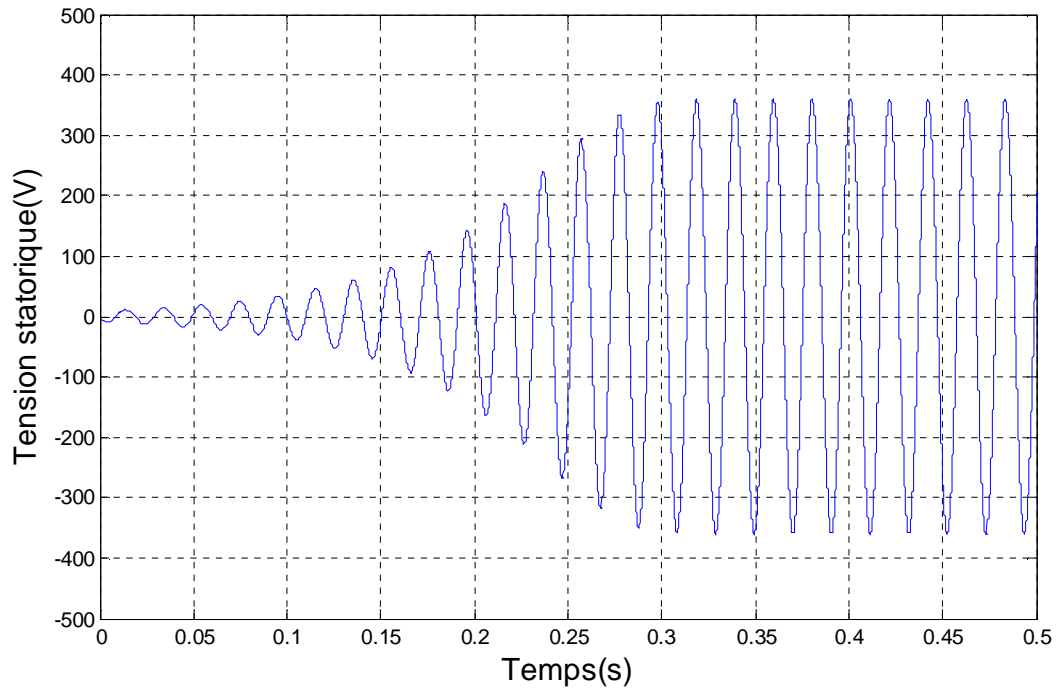
La figure (3.6) représente le courant statorique qui atteint une valeur efficace de 10.564 A à son régime permanent.

La figure (3.7) représente la tension statorique entre phases à 1600 tr/min qui atteint à son régime permanent une valeur efficace de 279.307 V.

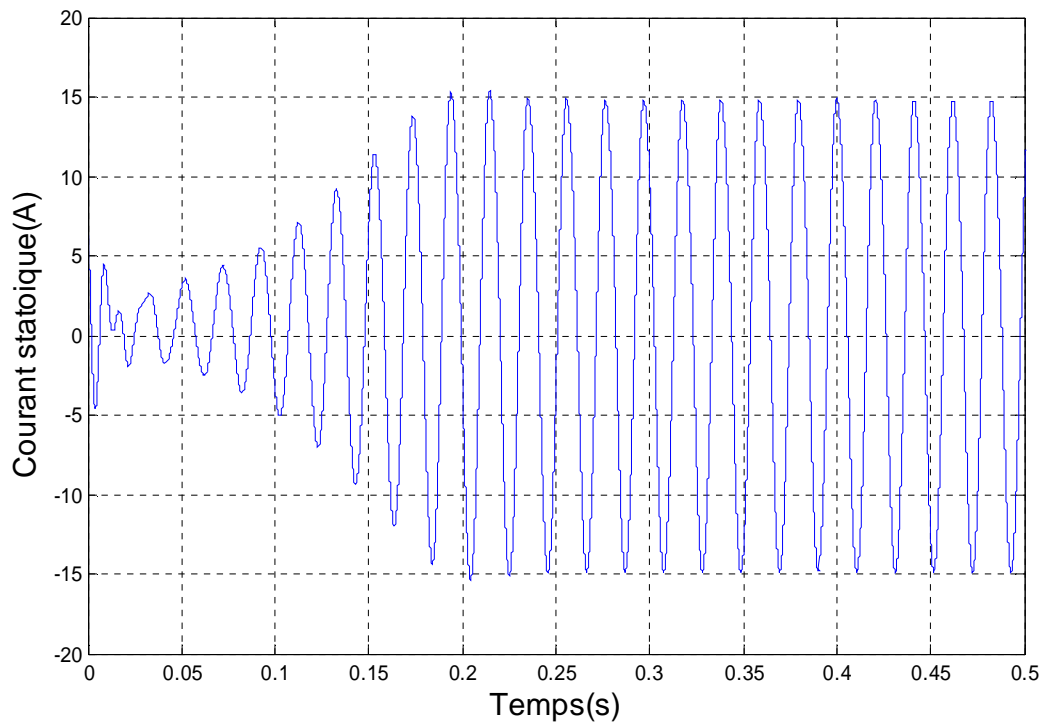
La figure (3.8) représente le courant statorique qui atteint une valeur efficace de 12.8 A à son régime permanent.

La figure (3.9) représente la tension statorique à 1400 tr/min. Sa valeur efficace est de 229V.

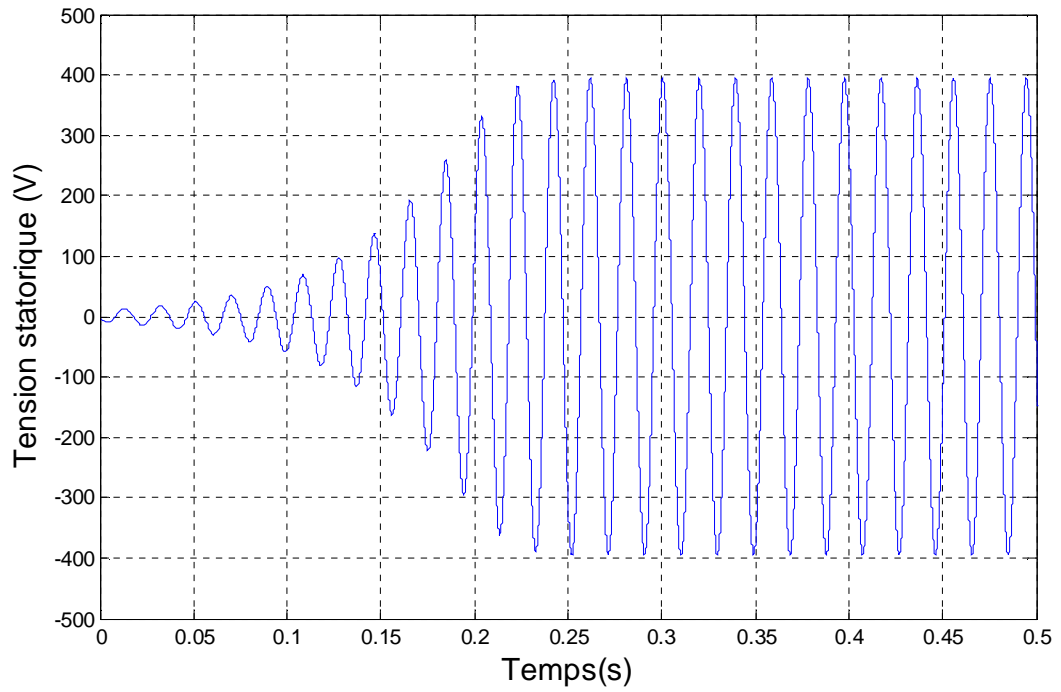
La figure (3.10) représente le courant statorique, sa valeur efficace est de 9.05 A.



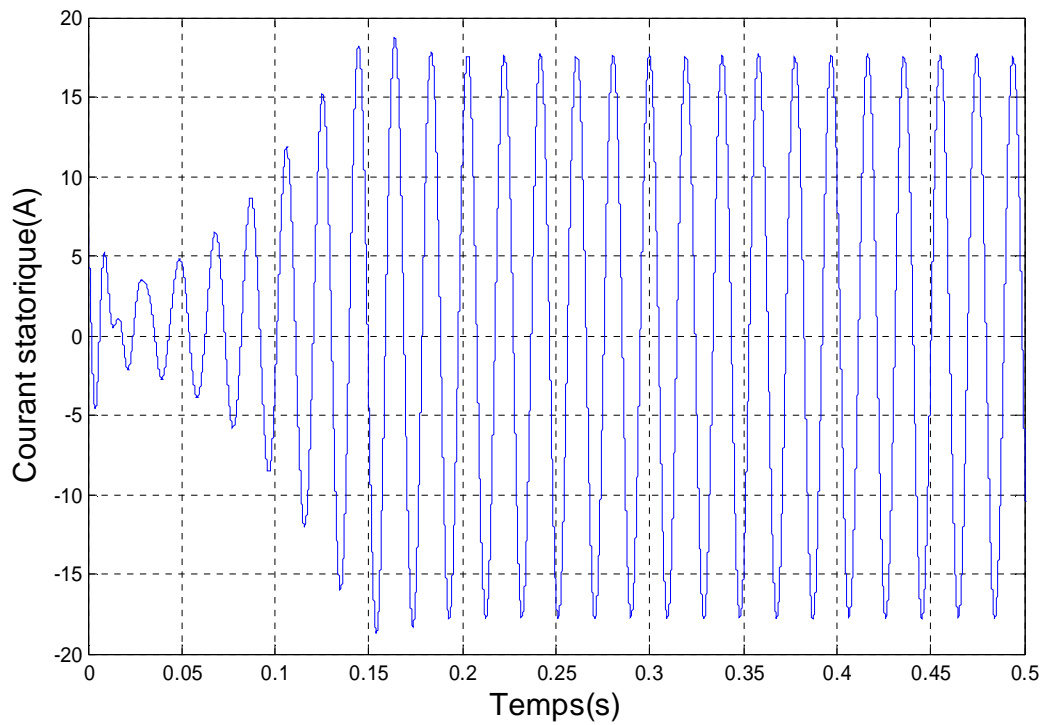
**Figure 3.5** Tension d'auto-amorçage à vide, pour  $N=1500$  tr/min et  $C=90\mu\text{F}$ .



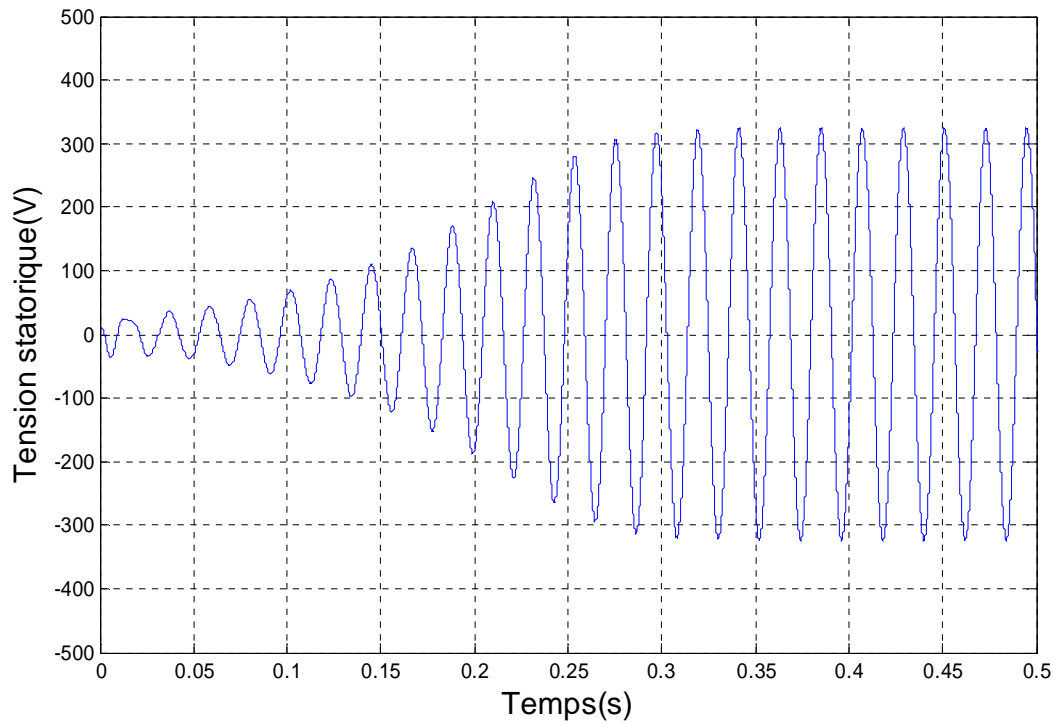
**Figure 3.6** Courant statorique d'auto-amorçage à vide, pour  $N=1500$ tr/min,  $C=90\mu\text{F}$ .



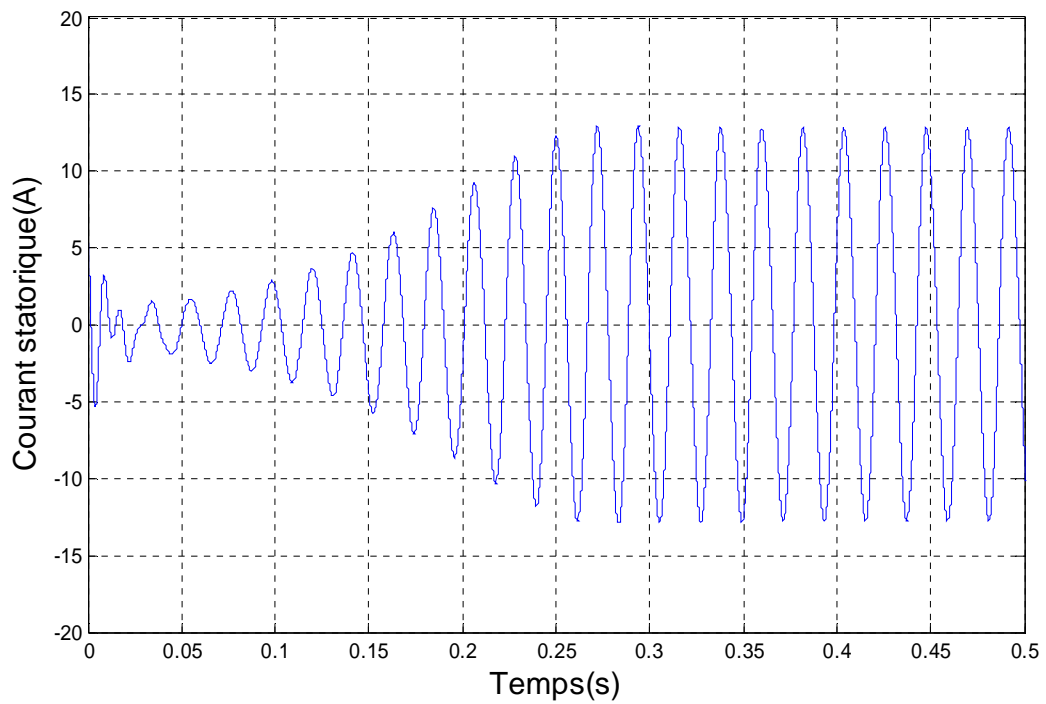
**Figure 3.7** Tension d'auto-amorçage à vide pour  $N=1600$  tr/min et  $C=90\mu\text{F}$ .



**Figure 3.8** Courant d'auto-amorçage pour  $N=1600$  tr/min et  $C=90\mu\text{F}$ .



**Figure 3.9** Tension d'auto-amorçage à vide pour  $N=1400$  tr/min et  $C=90\mu\text{F}$ .



**Figure 3.10** Courant d'auto-amorçage à vide, pour  $N=1400$  tr/min et  $C=90\mu\text{F}$

**Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons introduit l'effet de la saturation dans le modèle dynamique de la machine asynchrone.

La saturation de la branche magnétisante est indispensable au fonctionnement autonome du générateur.

La connaissance avec précision de la caractéristique de magnétisation de la machine est particulièrement importante.

La valeur des condensateurs d'excitation ainsi que la vitesse d'entraînement, ont une influence remarquable sur le comportement en régime dynamique et permanent de la génératrice.

Contrairement au modèle linéaire, le modèle saturé est convergent et donne des résultats qui décrivent bien le comportement réel de la génératrice.

# Chapitre IV

## Fonctionnement en charge

## Introduction

L'auto-amorçage de la génératrice asynchrone à vide présente un intérêt pratique considérable (auto-amorçage accidentel [26], freinage hypersynchrone [27,28,29]).

Cependant, la génératrice asynchrone, comme tout autre générateur, est conçue pour fonctionner en charge. Elle présente dans ce mode de fonctionnement le plus d'intérêt.

Nous avons considéré trois types de charges passives R, RL et RC.

Nous nous proposons d'établir les modèles de ces différents types de charges passives, ensuite nous couplons ces modèles avec le modèle principal de la génératrice asynchrone.

Le choix de ces types de charge n'est pas arbitraire, en effet, les deux premiers (R et RL) sont choisis en tant que charges d'utilisation très courante.

Le dernier est considéré afin de montrer l'effet de l'association de condensateurs en série avec la charge.

Enfin nous présentons, les résultats obtenus par simulation.

### 4.1. Modélisation de la charge

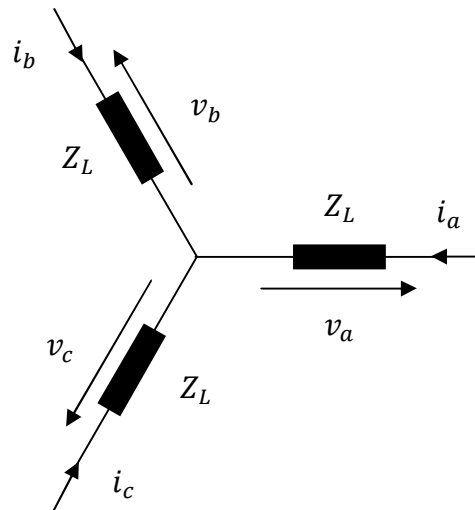
Etant donné que le modèle de la génératrice asynchrone est établi au chapitre précédent, une grande partie de ce chapitre est consacrée à la modélisation de la charge.

Comme au chapitre II, nous établissons la représentation de la charge dans le référentiel  $q d o$ .

Nous nous servons des rappels donnés au chapitre II, concernant la transformation des variables d'un circuit stationnaire au référentiel arbitraire.

Les éléments de la charge sont, tout au long du chapitre, considérés montés en série. Le cas du montage en parallèle peut être déduit du montage série.

Pour cela, considérons le circuit triphasé équilibré de la figure (4.1)



**Figure 4.1** Charge triphasée équilibrée.

$Z_L$  : Impédance par phase de la charge,

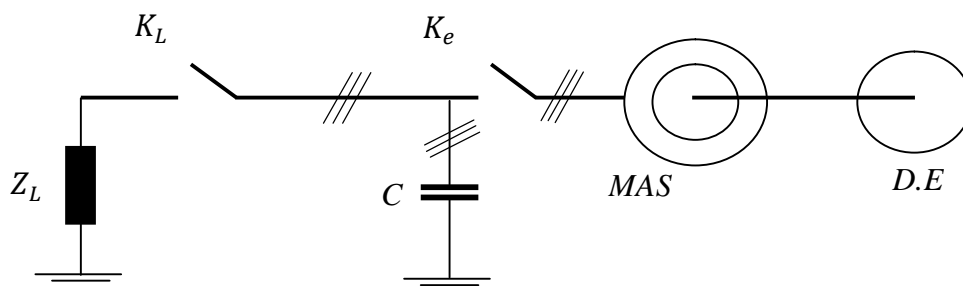
$v_a, v_b, v_c$  : Tensions par phases appliquées à la charge,

$i_a, i_b, i_c$  : Courants de lignes circulant dans la charge.

## 4.2. Mode opératoire

La génératrice étudiée est entraînée à 1500 tr/min, une batterie de condensateurs de  $90\mu\text{F}/\text{phase}$ , montée en triangle, est placée à ses bornes. Lorsque le régime établi de l'auto-excitation est atteint (après fermeture de  $K_e$ ), nous connectons la charge (fermeture de  $K_L$ ) aux bornes de la génératrice.

Le dispositif utilisé est schématisé sur la figure (4.2).



**Figure 4.2** Dispositif du fonctionnement en charge.

## 4.3 Applications

### 4.3.1 Cas de la charge résistive

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

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

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

#### 4.3.1.1 Modélisation

Supposons que le circuit de la figure (4.1) soit purement résistif. Chaque phase de la charge a une résistance  $R$ .

La matrice résistance de ce circuit est donnée par :

$$\underline{R} = \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

Les courants  $\underline{i}_{abc}$  circulant dans le circuit, et les tensions qui lui sont appliquées  $\underline{v}_{abc}$  par phase sont liés par :

$$\underline{v}_{abc} = \underline{R} \underline{i}_{abc} \quad (4.2)$$

Pour passer des variables de phases  $\underline{i}_{abc}$  et  $\underline{v}_{abc}$  aux variables relatives  $\underline{i}_{qdo}$  et  $\underline{v}_{qdo}$ , il suffit d'utiliser la matrice de transformation inverse des circuits stationnaires  $\underline{T}_{as}^{-1}$  ( voir annexe 1) :

$$\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{v}_{qdo} = \underline{R} \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{i}_{qdo} \quad (4.3)$$

D'où :

$$\underline{v}_{qdo} = \underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{R} \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{i}_{qdo} \quad (4.4)$$

La charge étant supposée équilibrée :

$$\underline{R} = R \underline{I}_3 \quad (4.5)$$

Où  $\underline{I}_3$  désigne la matrice identité d'ordre 3.

Le produit  $\underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{R} \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s)$  peut être écrit comme suit :

$$R \underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{I}_3 \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \quad (4.6)$$

La commutativité du produit matriciel avec la matrice identité permet d'écrire :

$$R \underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{I}_3 \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) = R \underline{I}_3 \underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \quad (4.7)$$

L'équation (4.4) s'écrit :

$$\underline{v}_{qdo} = R \underline{i}_{qdo} \quad (4.8)$$

Sous forme explicite :

$$v_q = R i_q \quad (4.9)$$

$$v_d = R i_d \quad (4.10)$$

$$v_o = R i_o \quad (4.11)$$

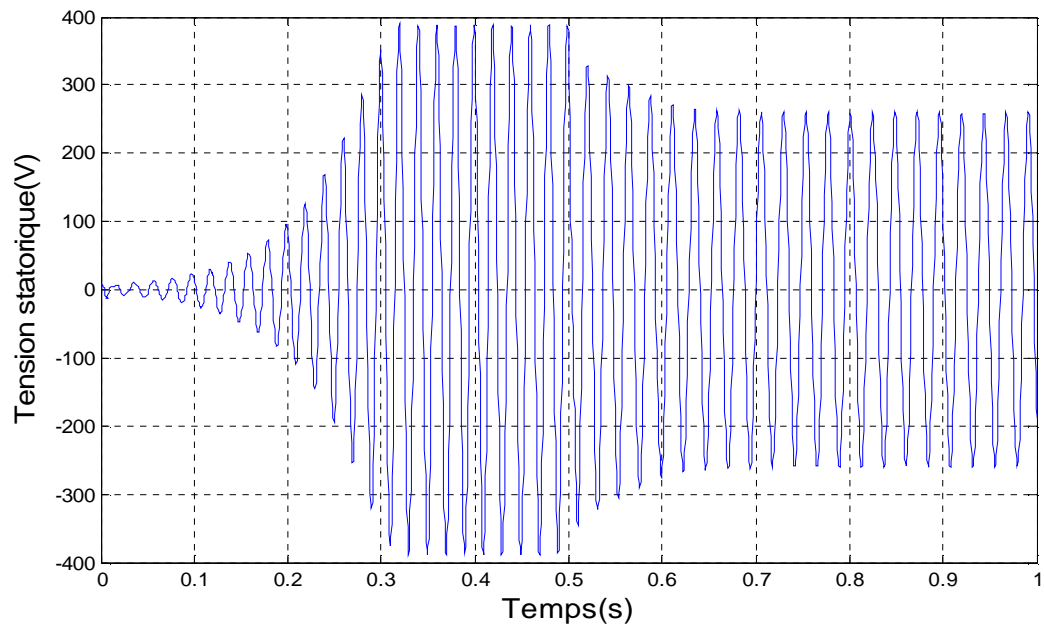
Il est à observer que dans le cas d'une charge équilibrée, la matrice résistance associée aux variables relatives, est la même que celle associée aux variables de phases.

Le système d'équations (4.9) à (4.11) représente le modèle de la charge résistive dans le référentiel arbitraire.

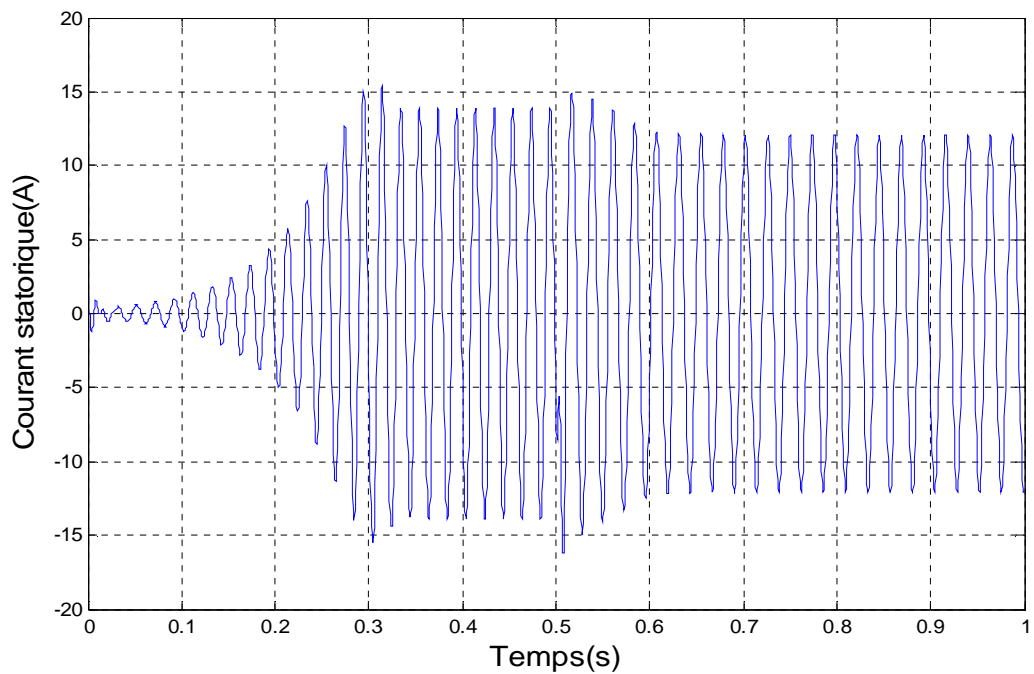
#### 4.3.1.2 Résultats

Les figures (4.3) à (4.5) représentent les résultats obtenus par simulation sur charge résistive.

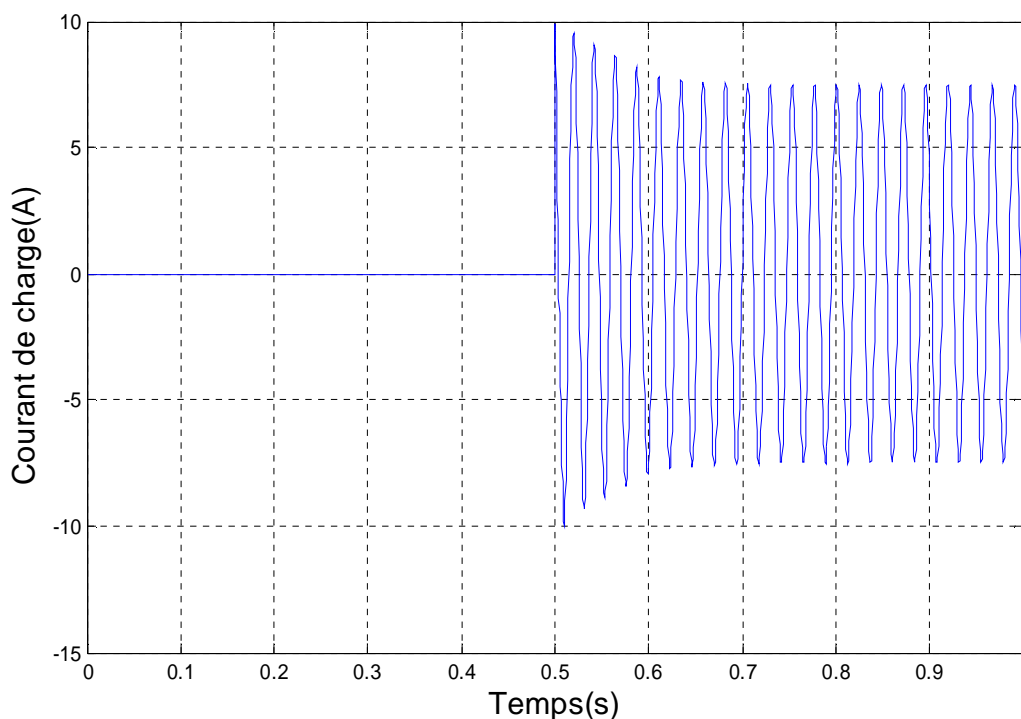
La résistance de la charge est de 20 Ohm.



**Figure 4.3** Transitoire de la tension statorique suite à la connexion d'une charge résistive  $R=20 \Omega$ .



**Figure 4.4** Transitoire du courant statorique suite à la connexion d'une charge résistive  $R=20 \Omega$ .



**Figure 4.5** Transitoire du courant de charge suite à la connexion d'une charge résistive  $R=20 \Omega$ .

### 4.3.2 Cas de la charge R-L

Nous considérons maintenant le cas d'une charge RL. Cette charge très fréquemment rencontrée, est caractérisée essentiellement par sa consommation en énergie réactive.

L'appel d'énergie réactive, nous l'avons déjà signalé, pose un problème pour la génératrice asynchrone. Car, même pour ses propres besoins en réactif, cette dernière dépend d'un dispositif extérieur (Les capacités d'excitation).

Pour pouvoir simuler le débit de la génératrice sur une charge RL, nous procédons d'abord par la modélisation de cette charge. Nous allons donner une représentation du circuit dans le référentiel arbitraire.

### 4.3.2.1 Modélisation

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

La matrice inductance est définie par :

$$\underline{L} = \begin{pmatrix} L & M_c & M_c \\ M_c & L & M_c \\ M_c & M_c & L \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

La tension appliquée sur chaque phase peut être exprimée comme la somme de deux tensions ; l'une appliquée sur l'élément résistif, l'autre sur l'élément inductif :

$$\begin{cases} v_a = v_{Ra} + v_{La} \\ v_b = v_{Rb} + v_{Lb} \\ v_c = v_{Rc} + v_{Lc} \end{cases} \quad (4.13)$$

Soit :

$$\underline{v}_{abc} = \underline{v}_{Rabc} + \underline{v}_{Labc} \quad (4.14)$$

Multiplions chaque terme de l'équation (4.14) par  $\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s)$  :

$$\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{v}_{abc} = \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{v}_{Rabc} + \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{v}_{Labc} \quad (4.15)$$

$$\underline{v}_{qdo} = \underline{v}_{Rqdo} + \underline{v}_{Lqdo} \quad (4.16)$$

Or, nous savons d'après les équations (4.8) que :

$$\underline{v}_{Rqdo} = R \underline{i}_{qdo} \quad (4.17)$$

Il reste à chercher les expressions de  $\underline{v}_{Lqdo}$ .

Nous connaissons que :

$$\underline{v}_{Labc} = p \underline{\Psi}_{abc} \quad (4.18)$$

$\Psi_a, \Psi_b, \Psi_c$  étant les flux par phase et p est l'opérateur dérivé.

Pour passer des variables de phases  $\underline{v}_{Labc}$  et  $\underline{\Psi}_{abc}$  aux variables relatives  $\underline{v}_{Lqdo}$  et  $\underline{\Psi}_{qdo}$ , il suffit d'utiliser la matrice de transformation inverse des circuits stationnaires  $\underline{T}_{as}^{-1}$  ( voir annexe 1 ) :

$$\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{v}_{Lqdo} = p(\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{\Psi}_{qdo}) \quad (4.19)$$

D'où :

$$\underline{v}_{Lqdo} = \underline{T}_{as}(\theta_s) p(\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{\Psi}_{qdo}) \quad (4.20)$$

Alors:

$$\underline{v}_{Lqdo} = \underline{T}_{as}(\theta_s) p \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{\Psi}_{qdo} + \underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) p \underline{\Psi}_{qdo} \quad (4.21)$$

Or on a (voir annexe 1) :

$$\underline{T}_{as}(\theta_s) p \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{\Psi}_{qdo} = \omega_a \underline{\Psi}_{dq} \quad (4.22)$$

D'autre part :

$$\underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) = \underline{I}_3 \quad (4.23)$$

L'équation (4.21) peut s'écrire :

$$\underline{v}_{Lqdo} = \omega_a \underline{\Psi}_{dq} + p \underline{\Psi}_{qdo} \quad (4.24)$$

Si de plus nous supposons que le circuit magnétique de la charge n'est pas saturé, nous pouvons poser :

$$\underline{\Psi}_{abc} = \underline{L} \underline{i}_{abc}$$

Ce qui est équivalent à :

$$\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{\Psi}_{dqo} = \underline{L} \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{i}_{dqo} \quad (4.25)$$

D'où :

$$\underline{\Psi}_{dqo} = \underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{L} \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{i}_{dqo} \quad (4.26)$$

On peut montrer que :

$$\underline{T}_{as}(\theta_s) \underline{L} \underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) = \begin{pmatrix} L - M_c & 0 & 0 \\ 0 & L - M_c & 0 \\ 0 & 0 & L + 2M_c \end{pmatrix} \quad (4.27)$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} \Psi_q = (L - M_c) i_q \\ \Psi_d = (L - M_c) i_d \\ \Psi_o = (L + 2M_c) i_o \end{cases} \quad (4.28)$$

En remplaçant  $\Psi_q$ ,  $\Psi_d$  et  $\Psi_o$  par leurs expressions (équation (4.28)) dans l'équation (4.24), nous aboutissons à :

$$\begin{cases} v_{Lq} = \omega_a (L - M_c) i_d + (L - M_c) p i_q \\ v_{Ld} = -\omega_a (L - M_c) i_q + (L - M_c) p i_d \\ v_{Lo} = (L + 2M_c) p i_o \end{cases} \quad (4.29)$$

Finalement, les relations (4.16), (4.17) et (4.29), permettent d'écrire le système suivant :

$$\begin{cases} v_q = R i_q + \omega_a (L - M_c) i_d + (L - M_c) p i_q \\ v_d = R i_d - \omega_a (L - M_c) i_q + (L - M_c) p i_d \\ v_o = R i_o + (L + 2M_c) p i_o \end{cases} \quad (4.30)$$

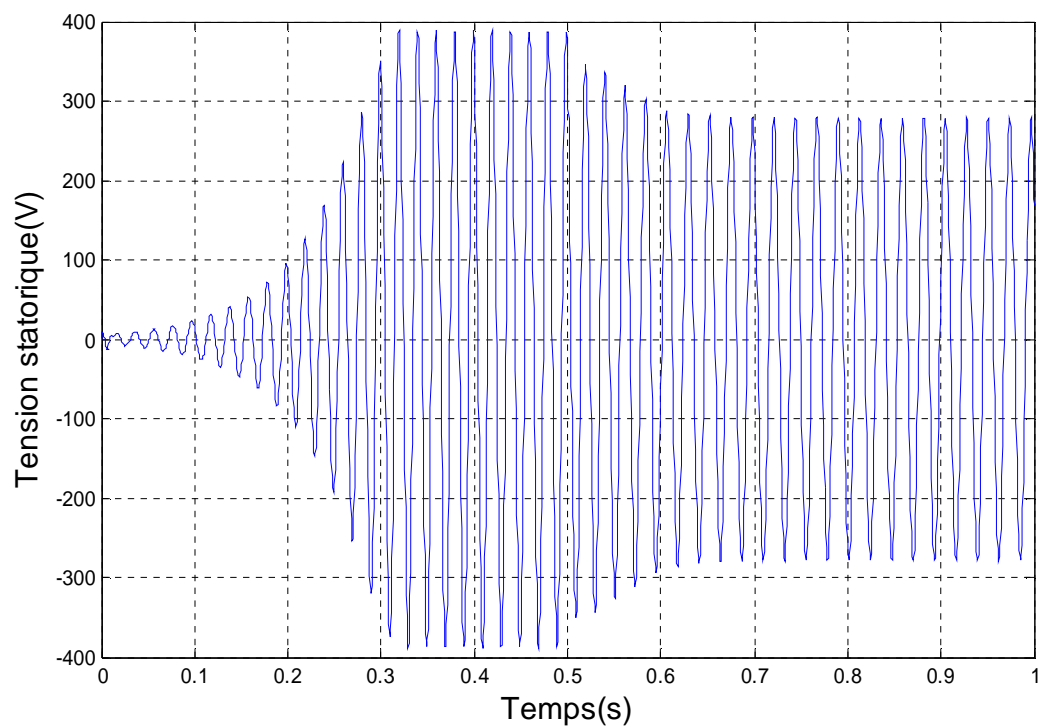
Qui s'expriment par :

$$\begin{cases} p i_q = (v_q - R i_q - \omega_a (L - M_c) i_d) / (L - M_c) \\ p i_d = (v_d - R i_d + \omega_a (L - M_c) i_q) / (L - M_c) \\ p i_o = (v_o - R i_o) / (L + 2M_c) \end{cases} \quad (4.31)$$

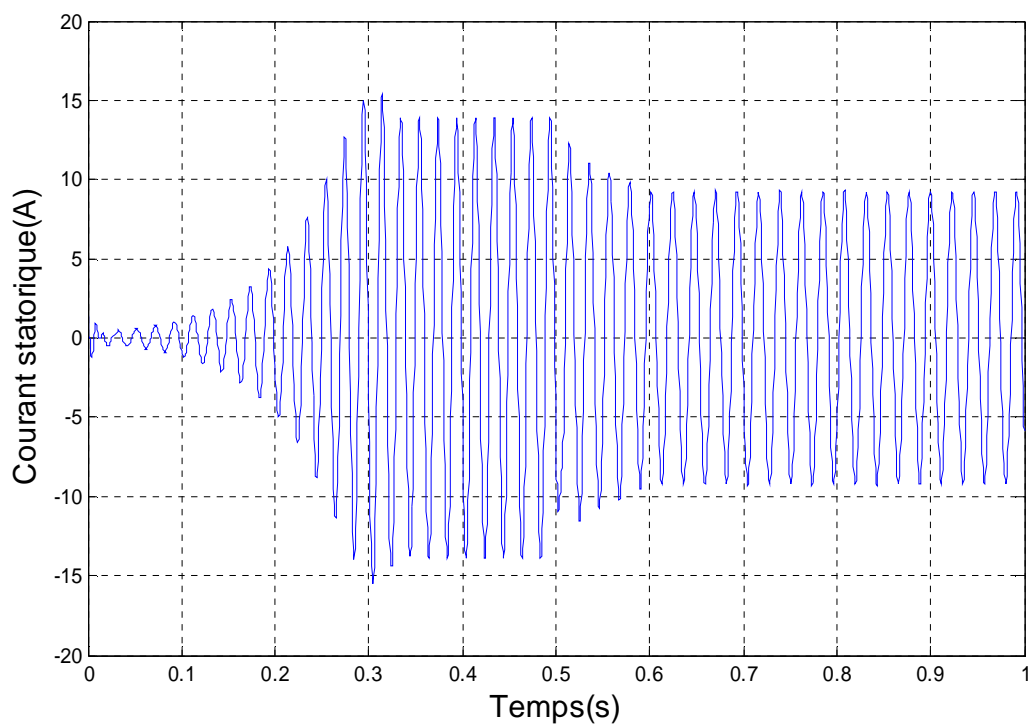
Ce système d'équations différentielles, représente le modèle dynamique de la charge RL série dans le référentiel arbitraire.

#### 4.3.2.2 Résultats

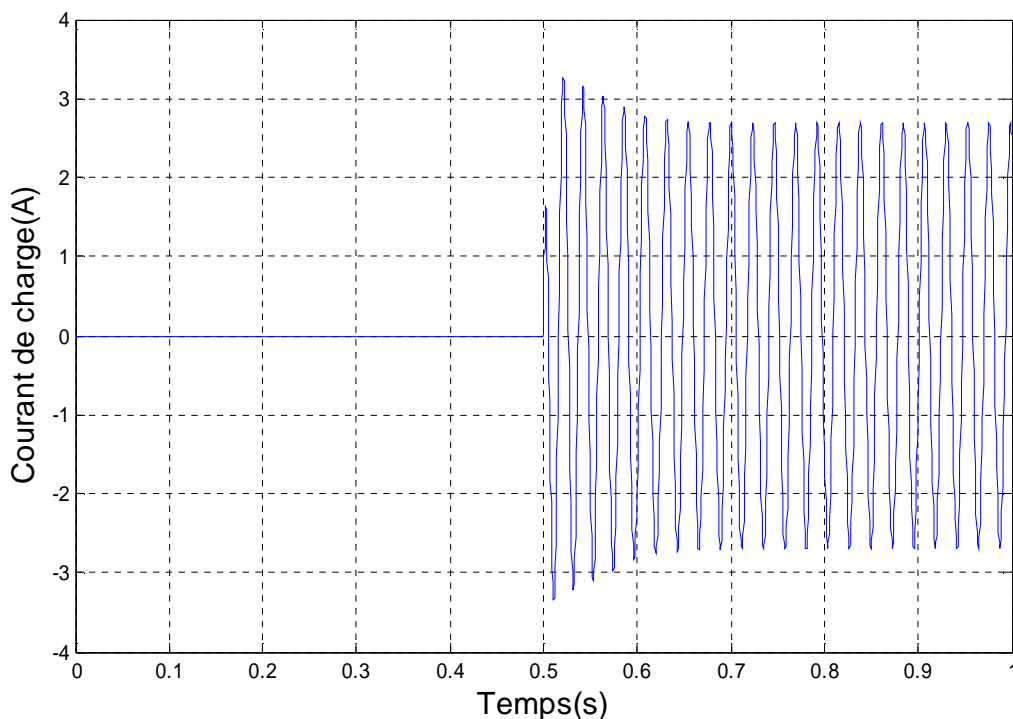
Les figures (4.6), (4.7) et (4.8) représentent les résultats obtenus par simulation sur charge résistive-inductive en série. Tel que  $R=50\Omega$  et  $L=0.12H$ .



**Figure 4.6** Transitoire de la tension statorique suite à la connexion d'une charge RL,  $R=50\ \Omega$ ,  $L=0.12\text{H}$ .



**Figure 4.7** Transitoire du courant statorique suite à la connexion d'une charge RL,  $R=50\ \Omega$ ,  $L=0.12\text{H}$ .



**Figure 4.8** Transitoire du courant de charge suite à la connexion d'une charge RL,  $R=50 \Omega$ ,  $L=0.12H$ .

### 4.3.3 Cas de la charge R-C

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

C'est pour étudier l'effet de ces condensateurs de compensation sur le comportement de la génératrice, que nous allons examiner le débit sur charge RC.

Nous procédons par l'établissement du modèle du circuit RC dans le référentiel arbitraire.

#### 4.3.3.1 Modélisation

Le circuit R-C triphasé équilibré monté en étoile, que nous modélisons est analogue à celui de la figure (4.1). Chaque phase est constituée par l'association en série d'une résistance R et d'un condensateur de capacité C.

Nous définissons la matrice capacité du circuit par :

$$\underline{C} = \begin{pmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{pmatrix} \quad (4.32)$$

La tension appliquée sur chaque phase peut être exprimée par la somme de deux tensions, l'une appliquée sur l'élément résistif et l'autre sur l'élément capacitif.

$$\begin{cases} v_a = v_{Ra} + v_{Ca} \\ v_b = v_{Rb} + v_{Cb} \\ v_c = v_{Rc} + v_{Cc} \end{cases} \quad (4.33)$$

Que nous écrivons sous forme matricielle :

$$\underline{v}_{abc} = \underline{v}_{Rabc} + \underline{v}_{Cabc} \quad (4.34)$$

Multiplions chaque terme de cette équation par  $T_{as}^{-1}(\theta_s)$  :

$$T_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{v}_{abc} = T_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{v}_{Rabc} + T_{as}^{-1}(\theta_s) \underline{v}_{Cabc} \quad (4.35)$$

$$\underline{v}_{qdo} = \underline{v}_{Rqdo} + \underline{v}_{Cqdo} \quad (4.36)$$

D'après l'équation (4.8) :

$$\underline{v}_{Rqdo} = R \underline{i}_{qdo} \quad (4.37)$$

Au chapitre II, nous avons établi les relations liant les tensions aux bornes des condensateurs et les courants qui les traversent (équation (2.67)).

$$\begin{cases} i_q = C \omega_a v_{Cd} + Cp v_{Cq} \\ i_d = -C \omega_a v_{Cq} + Cp v_{Cd} \\ i_o = Cp v_{Co} \end{cases} \quad (4.38)$$

Soit sous forme matricielle :

$$\underline{i}_{qdo} = C \omega_a \underline{v}_{Cdq} + Cp \underline{v}_{Cqdo} \quad (4.39)$$

Sachant que les courants qui traversent les condensateurs sont les mêmes courants qui traversent les résistances (circuit R-C série), l'équation (4.37) devient :

$$\underline{v}_{Rqdo} = RC \omega_a \underline{v}_{Cdq} + RCp \underline{v}_{Cqdo} \quad (4.40)$$

En utilisant la relation (4.40), l'équation (4.36) devient :

$$\underline{v}_{qdo} = RC\omega_a \underline{v}_{cdq} + RCp \underline{v}_{cqdo} + \underline{v}_{cqdo} \quad (4.41)$$

Qui s'écrit sous forme explicite :

$$\begin{cases} v_q = RC\omega_a v_{cd} + RCp v_{cq} + v_{cq} \\ v_d = -RC\omega_a v_{cq} + RCp v_{cd} + v_{cd} \\ v_o = RCp v_{co} + v_{co} \end{cases} \quad (4.42)$$

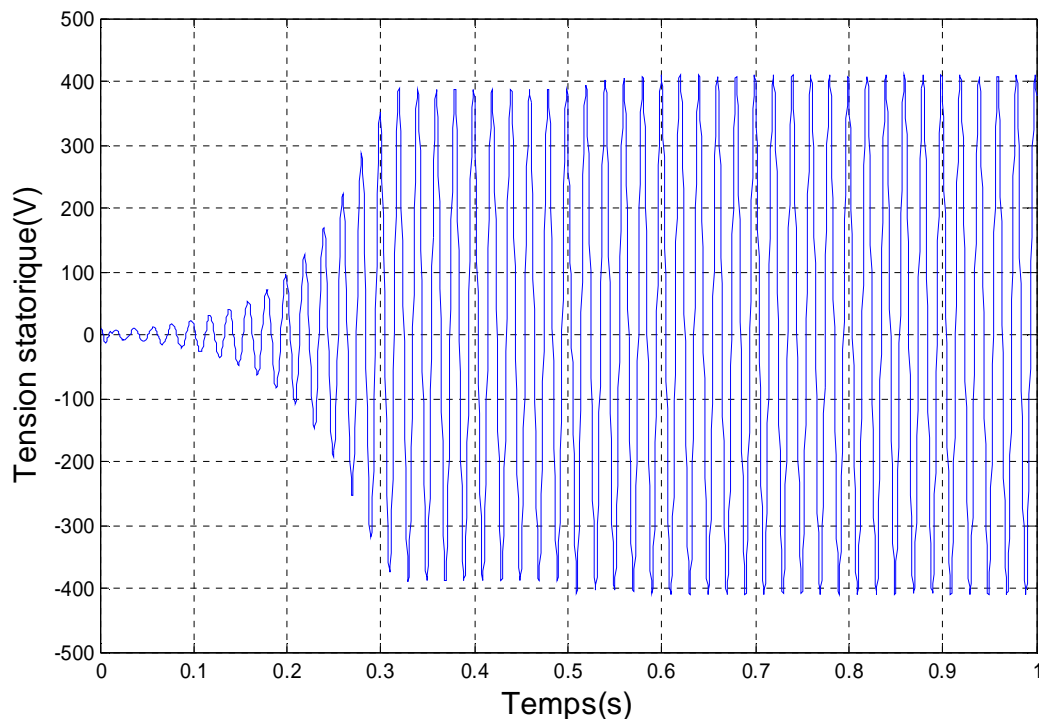
Finalement :

$$\begin{cases} p v_{cq} = (v_q - RC\omega_a v_{cd} - v_{cq})/RC \\ p v_{cd} = (v_d + RC\omega_a v_{cq} - v_{cd})/RC \\ p v_{co} = (v_o - v_{co})/RC \end{cases} \quad (4.43)$$

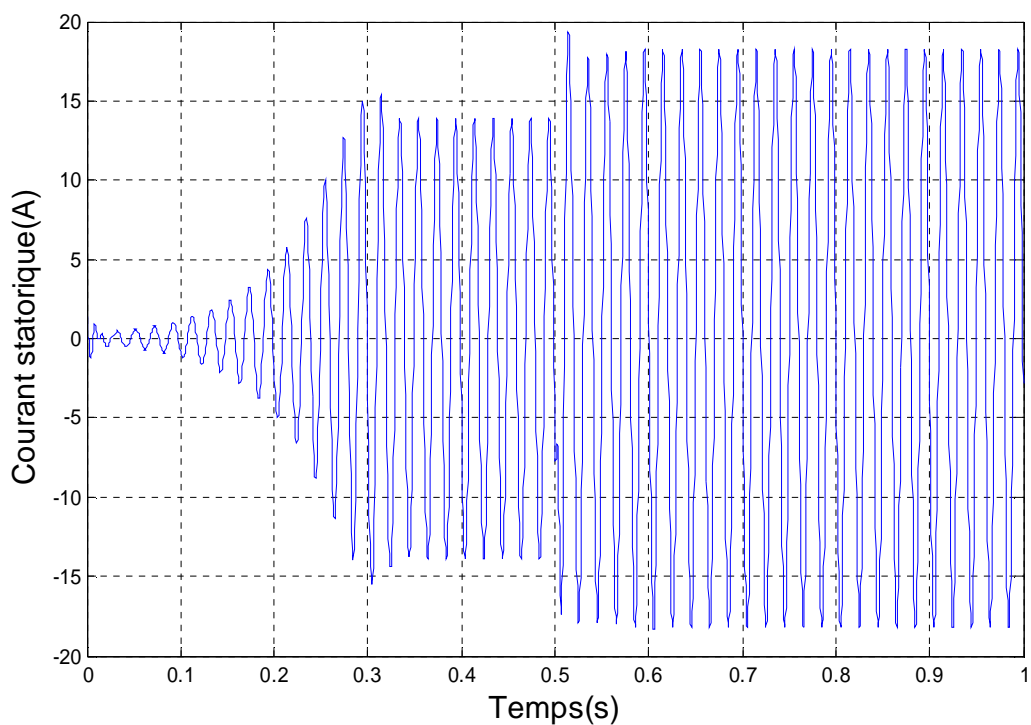
Ce système d'équations différentielles (4.42) et (4.43) représente le modèle dynamique de la charge R-C série dans le référentiel arbitraire.

#### 4.3.3.2 Résultats

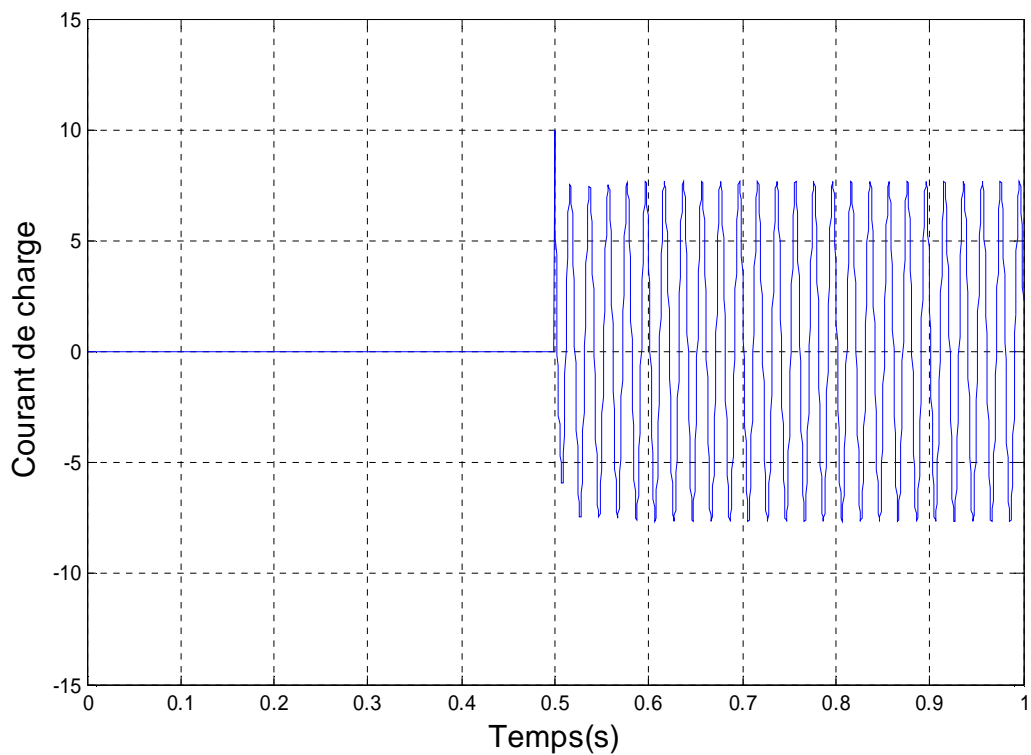
Les figures (4.9), (4.10) et (4.11) représentent les résultats obtenus par simulation sur charge résistive-capacitive en série. Tel que  $R=20\Omega$  et  $C=135\mu\text{F}$ .



**Figure 4.9** Transitoire de la tension statorique suite à la connexion d'une charge RL,  $R=20\Omega$ ,  $C=135\mu\text{F}$ .



**Figure 4.10** Transitoire du courant statorique suite à la connexion d'une charge RC,  $R=20\ \Omega$ ,  $C=135\ \mu\text{F}$ .



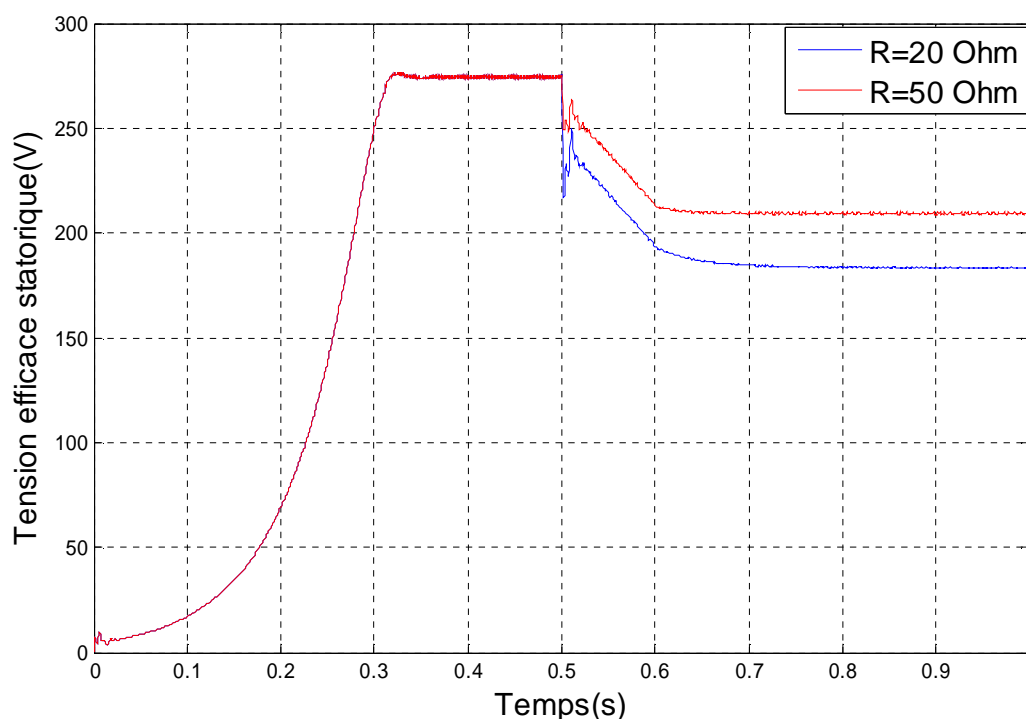
**Figure 4.11** Transitoire du courant de charge suite à la connexion d'une charge RC,  $R=20\ \Omega$ ,  $C=135\ \mu\text{F}$ .

#### 4.4. Influence de la charge sur la génératrice asynchrone

L'effet de la charge résistive diffère suivant la valeur de la résistance de charge.

Dans ce paragraphe nous étudions les effets de la puissance de la charge (son impédance), ainsi que sa nature ( $\cos\Phi$ ).

La figure (4.12) représente les valeurs efficaces des tensions à vide, et après connexion de charges résistives de différentes puissances.



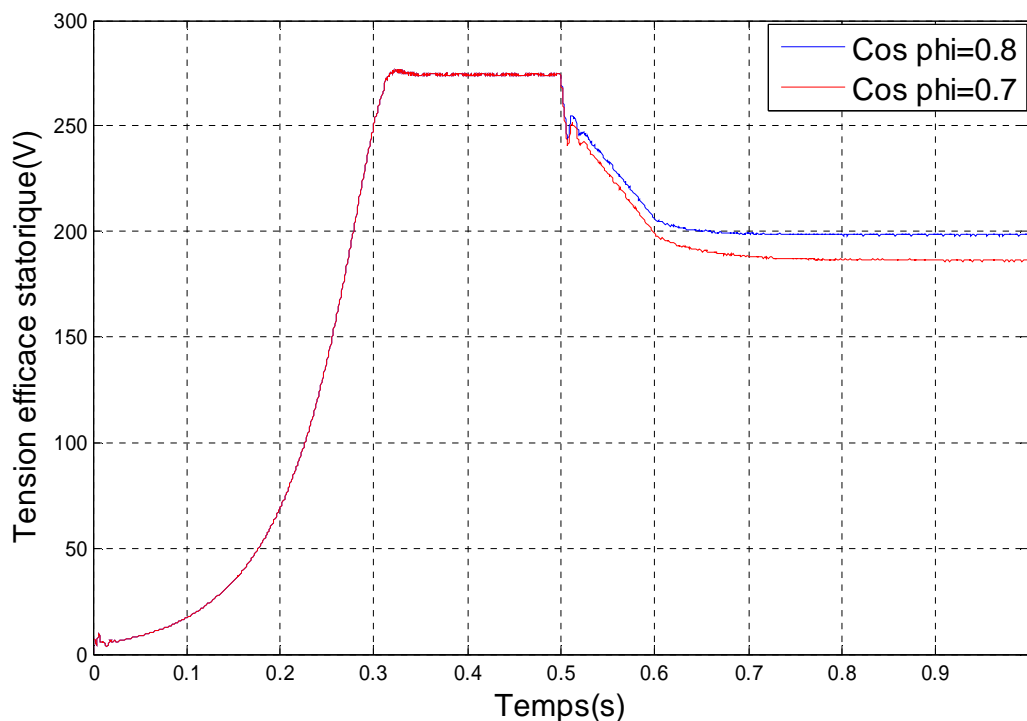
**Figure 4.12** Influence de la résistance de charge sur la tension efficace de la génératrice.

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

Nous accordons cette chute de tension à la sous-excitation de la génératrice asynchrone. En effet plus la résistance de charge diminue plus le courant de charge augmente, et plus les chutes inductives et résistives au stator augmentent.

Ceci entraîne la diminution de la tension aux bornes des condensateurs d'excitation et par conséquent la réduction de l'énergie réactive fournie à la génératrice.

La figure (4.13) représente les valeurs efficaces des tensions à vide et après connexion de différentes charges RL.



**Figure 4.12** Influence du  $\cos\Phi$  de la charge, sur la tension efficace de la génératrice.

Nous remarquons que, plus le  $\cos\Phi$  diminue, plus la chute de tension augmente.

On explique aussi cette chute, par la sous-excitation de la génératrice asynchrone. Mais cette fois-ci, elle est due à la variation du besoin en énergie réactive, qui influe sur la tension en charge.

En effet plus le  $\cos\Phi$  décroît, plus le besoin en réactif de la charge augmente et plus alors cette dernière dérive une quantité plus importante de l'énergie réactive produite par les condensateurs d'excitation.

Etant donné que ces condensateurs forment l'unique source de réactif dans ce circuit, la génératrice asynchrone va alors se trouver de plus en plus sous-excité, lorsque le  $\cos\Phi$  de la charge diminue.

**Conclusion**

Dans ce dernier chapitre, nous avons étudié le fonctionnement en charge de la génératrice asynchrone. Différents types de charges ont été considérés : R, RL et RC. Nous avons modélisé chacune de ces charges dans le référentiel arbitraire.

Le comportement de la génératrice asynchrone dépend fortement de la nature de la charge ainsi que de la puissance de cette dernière; plus le courant de charge est important plus la chute de tension par rapport au fonctionnement à vide est importante.

Nous signalons aussi que plus le  $\cos\Phi$  décroît plus la chute de tension augmente.

# Conclusion générale

Nous avons étudié tout au long de notre travail le phénomène d'auto-amorçage.

Ce mode de fonctionnement est soumis à certaines conditions à savoir :

- Existence du magnétisme rémanent,
- Capacité de valeur convenable,
- Vitesse de rotation suffisante.

L'étude en régime statique nous a conduit aux conclusions suivantes :

Le point de fonctionnement en auto-excitation est déterminé par la condition de résonance entre l'inductance cyclique du stator et le condensateur d'excitation. Graphiquement, on le détermine par l'intersection de la courbe de magnétisation avec la droite d'excitation.

En régime dynamique, l'utilisation du modèle linéaire pour simuler le fonctionnement en génératrice asynchrone autonome conduit à des résultats divergents qui ne reflètent aucune réalité physique.

Contrairement au modèle linéaire, le modèle saturé est convergent et donne des résultats qui décrivent bien le comportement réel de la génératrice, ce qui montre la nécessité d'introduire la saturation dans le modèle dynamique pour étudier le fonctionnement autonome de la génératrice asynchrone.

Le fonctionnement en charge de la génératrice asynchrone est établi. Le comportement de la génératrice asynchrone dans ce mode de fonctionnement dépend non seulement de la puissance de la charge mais aussi de sa nature.

En l'absence de dispositifs de régulation adéquat, les caractéristiques (tension, courants) de la génératrice changent considérablement lors de la connexion de la charge. L'insertion de condensateurs en série avec la charge améliore considérablement les caractéristiques de la génératrice. Ceci constitue une méthode de compensation simple pour cette dernière.

Enfin ce travail pourrait être poursuivi par d'autres études portant sur l'auto-amorçage accidentel de la machine asynchrone ; problème souvent rencontré dans l'industrie, ainsi que sur la régulation de la génératrice et son fonctionnement non-autonome.

# Références bibliographiques

## Références bibliographiques

- [1] M. LARBANI , « Etude du moteur asynchrone triphasé en régime dynamique saturé », Mémoire de Magister, E.N.P d'Alger, p.6.
- [2] A. NESBA, Génératrice Asynchrone En Régime Dynamique – Extension du modèle linéaire à la saturation, Thèse de Magister, E.N.P, 1994.
- [3] N. AMMASAIGOUNDEN, M. SUBBIAH and M. R KRISHNAMURTHY, “Wind-Driven self-excited pole-changing induction generators,” IEE Proc. Vol. 133, Pt. B, No. 5, Sep. 1986, pp. 315-321.
- [4] S.S MURTHY, H. S. NAGARAJ, ANNIE KURIYAN, “Design-based computational Procedure for performance prediction and analysis of self-excited induction Generators using motor design packages” Proc. IEE vol. 135, pt. B, No. 1, Jan 1988, pp. 8-16.
- [5] S. S MURTHY, C. S. JHA, P. S. NAGENDRA RAO, “Analysis of grid connected Induction generators driven by hydro/wind turbines under realistic system,” IEEE Trans. On E. C. Vol. 5 No.1 March 1990, pp. 1-7.
- [6] S. MEKHTOUB, M. IVANS, ‘Naissance de l’auto-amorçage d’une machine Asynchrone’, Journal of technologie, ENP, N° 10, 1994.
- [7] T. KHALDI, « Retour Réseau sur auto-amorçage accidentel de la machine asynchrone», Thèse de Magister, E.N.P ,1999. [7]
- [8] P. C. Krause, « Analysis of electric machine », Mc Graw-hill, 1987.
- [9] P. Barret, « Régimes transitoires des machines tournantes électriques », Eyrolles,1982.
- [10] K.P. Kovacs, « On the theory of cylindrical rotor AC machines, including main flux saturation », IEEE Trans. On PAS, Vol.. PAS-103, No. 4, April 1984 pp. 754 -761.

- [11] P.C Krause, C.H. Thomas, « Simulation of symmetrical induction machinery », IEEE trans. PAS, Vol. PAS-84, N°.11, Nov. 1965, PP. 1038-1053.
- [12] Z.M. Salamah, L.F. Kazda, « Analysis of the steady state performances of the double outputs induction generator », IEEE trans. On E.C. Vol EC-1, N°.1, March 1986, PP. 26-32.
- [13] Segulier G, Lessene J, Notlet F, « Introduction à l'électrotechnique approfondie » ;Techniques et documentation ; 1981.
- [14] Chatelain J. « Machines électriques »; Editio Georgie; 1983.
- [15] Reynaud J, Pillay P : « Reclosing transients in induction machines including the effects of saturation of the magnetizing branch and a practical case study »; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 9 N° 2 June 1994, pp. 333-339.
- [16] Boldea I., Nasar S.A.: « Unified treatment of core losses and saturation in the orthogonal-axis Model of electric machines »; IEE Proc. Vol. 134, Pt. B, N° 6, Nov 1987, pp. 355-363.
- [17] M. IMADOUCHENE «Modélisation et Régulation d'un Générateur Asynchrone Autonome Redressé » , thèse de Magister, E.N.P,2004.
- [18] A. NESBA « Caractérisation du phénomène de la saturation magnétique de la machine asynchrone »; thèse de Doctorat, E.N.P,2007.
- [19] J. M. Ferreira de Jesus, « A model for saturation in induction machines »; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.3, Septembr 1988, pp 682-688.

- [20] M. Boussak, « Contribution à la modélisation entrée-sortie et à l'identification paramétrique des machines à induction »; Thèse de l'université de Paris VI, 1989.
- [21] F. P. De Mello and G. W. Walsh, « Reclosing transients in induction motors with terminal capacitors »; AIEE Trans, on Power Apparatus and Systems, vol. 80,1961, pp. 1206-1213.
- [22] T. A. Lipo and A. Consoli, « Modeling and simulation of induction motors with saturable leakage reactances», IEEE Trans. Ind. Applicat, vol. IA-20, pp. 180-189, Jan./Feb. 1981.
- [23] J. A. A. Melkebeek, « Magnetising-Field Saturation and Dynamic Behaviour of induction Machines. Part 1: Improved Calculation Method for induction-Machine Dynamics », IEE Proc, vol. 130, Pt. B, N°. 1, January 1983, pp. 1-9.
- [24] K. E. Hallenius, P. Vas and J. E. Brown, The Analysis of a Saturated Self-Excited Asynchronous Generator, IEEE Trans. On Energy Conversion, Vol. 6, N°. 2, June 1991, pp. 336-345.
- [25] B.K. Bose, « Power electronics and AC drives », Prentice-Hall , 1986.
- [26] G. A. CAPOLINO, M. GAUTIER, 'Non linear modeling and simulation of an induction generator', IMACS 1987 pp. 419-425.
- [27] A. NESBA, S. MEKHTOUB, 'Modélisation non-linéaire et simulation d'une génératrice à induction autonome', Premier similaire en Génie Electrique, Biskra, Dec. 1995.
- [28] H. Rehaoulia, 'Contribution à l'étude des génératrices à induction autonomes, régimes statique et dynamique', Thèse 3<sup>ème</sup> cycle de Tunis, 1983.
- [29] H. Rehaoulia, G. A. CAPOLINO, E. PILLET, M. POLOUJADOFF, 'Auto-amorçage accidentel des machines asynchrones triphasées sur un réseau capacitif', E. Vol. 102, N°. 3, 1986, pp. 75-79.

- [30] A. K AL JABRET, A. I. ALOLAH, 'Capacitance requirement for isolated self-excited induction generator', IEE Proc. Vol. 137, Pt. B, N°. 3, May 1990, pp. 154-159.

# Annexes

## Annexe 1

Les matrices inductances s'écrivent :

$$\underline{L}_{ss} = \begin{pmatrix} L_{asas} & L_{asbs} & L_{ascsc} \\ L_{bsas} & L_{bsbs} & L_{bscsc} \\ L_{csas} & L_{csbs} & L_{cscsc} \end{pmatrix}$$

$$\underline{L}_{sr} = \begin{pmatrix} L_{asar} & L_{asbr} & L_{ascrc} \\ L_{bsar} & L_{bsbr} & L_{bsrcr} \\ L_{csar} & L_{csbr} & L_{cscrc} \end{pmatrix}$$

$$\underline{L}_{rr} = \begin{pmatrix} L_{arar} & L_{arbr} & L_{arcrc} \\ L_{brar} & L_{brbr} & L_{brrcr} \\ L_{crar} & L_{crbr} & L_{crrcr} \end{pmatrix}$$

$L_{asas}$ ,  $L_{bsbs}$ ,  $L_{cscsc}$  sont les inductances propres du circuit statorique,

$L_{arar}$ ,  $L_{brbr}$ ,  $L_{crrcr}$  sont les inductances propres du circuit rotorique,

Vu la symétrie de la machine, ces inductances sont égales dans chaque circuit.

Les mutuelles inductances entre bobines statoriques respectivement rotoriques sont aussi égales :

$$L_{asbs} = L_{ascsc} = L_{bscsc}$$

$$L_{arbr} = L_{arcrc} = L_{brrcr}$$

Ces différentes inductances s'expriment par [10] :

$$L_{asas} = L_{ms} + L_{ls}$$

$$L_{arar} = L_{mr} + L_{lr}$$

$$L_{asbs} = -\frac{1}{2}L_{ms}$$

$$L_{arbr} = -\frac{1}{2}L_{mr}$$

Avec :

$L_{ls}$  : inductance de fuite des enroulements statoriques.

$L_{lr}$  : inductance de fuite des enroulements rotoriques.

$L_{ms}$  : inductance magnétisante du stator.

$L_{mr}$  : inductance magnétisante du rotor.

La matrice inductance  $L_{sr}$  dépend de l'écart angulaire  $\theta_r$  entre la phase a du stator et celle du rotor. L'écart entre la phase de rang j du rotor et celle de rang k du stator s'exprime :

$$\theta_r + \frac{2}{3}(k-1)\pi - \frac{2}{3}(j-1)\pi$$

Avec :

$j = 1, 2, 3$  correspondant respectivement aux phases  $a_s, b_s, c_s$ ,

$k = 1, 2, 3$  correspondant respectivement aux phases  $a_r, b_r, c_r$ .

En désignant par  $L_{sr}$  la valeur de la mutuelle inductance entre ces phases lorsque leurs axes coïncident, nous aurons :

$$L_{asar} = L_{bsbr} = L_{cscr} = L_{sr} \cos(\theta_r)$$

$$L_{asbr} = L_{bscr} = L_{csar} = L_{sr} \cos\left(\theta_r + 2\frac{\pi}{3}\right)$$

$$L_{ascr} = L_{csbr} = L_{bsar} = L_{sr} \cos\left(\theta_r - 2\frac{\pi}{3}\right)$$

Les matrices de transformation s'écrivent :

$$\underline{T}_{as}(\theta_s) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_s) & \sin\left(\theta_s - 2\frac{\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}$$

$$\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) = \begin{pmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) & 1 \\ \cos\left(\theta_s - 2\frac{\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s - 2\frac{\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_s + 2\frac{\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s + 2\frac{\pi}{3}\right) & 1 \end{pmatrix}$$

$$\underline{T}_{ar}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}$$

$$\underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & 1 \end{pmatrix}$$

On a :

$$\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s)\underline{v}_{qdos} = \underline{r}_s\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s)\underline{i}_{qdos} + p\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s)\underline{\Psi}_{qdos}$$

$$\underline{T}_{ar}^{-1}(\theta)\underline{v}'_{qdor} = \underline{r}'_r\underline{T}_{ar}^{-1}(\theta)\underline{i}'_{qdor} + p\underline{T}_{ar}^{-1}(\theta)\underline{\Psi}'_{qdor}$$

Multiplions ces équations par les matrices de transformation.

$$\underline{v}_{qdos} = \underline{T}_{as}(\theta_s)\underline{r}_s\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s)\underline{i}_{qdos} + \underline{T}_{as}(\theta_s)\left(p\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s)\right)\underline{\Psi}_{qdos} + \underline{T}_{as}(\theta_s)\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s)p\underline{\Psi}_{qdos}$$

$$\underline{v}'_{qdor} = \underline{T}_{ar}(\theta)\underline{r}'_r\underline{T}_{ar}^{-1}(\theta)\underline{i}'_{qdor} + \underline{T}_{ar}(\theta)\left(p\underline{T}_{ar}^{-1}(\theta)\right)\underline{\Psi}'_{qdor} + \underline{T}_{ar}(\theta_s)\underline{T}_{ar}^{-1}(\theta)p\underline{\Psi}'_{qdor}$$

$$\underline{T}_{as}(\theta_s)\underline{r}_s\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) = \underline{r}_s\underline{I}_3$$

$$\underline{T}_{ar}(\theta)\underline{r}'_r\underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) = \underline{r}'_r\underline{I}_3$$

$\underline{I}_3$  étant la matrice identité d'ordre 3.

Rappelons les relations trigonométriques suivante :

$$\cos \theta \sin \theta + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = 0$$

$$\cos^2 \theta + \cos^2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos^2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{3}{2}$$

$$\sin^2 \theta + \sin^2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin^2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{3}{2}$$

$$\sin \theta + \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) = 0$$

$$\cos \theta + \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) = 0$$

$$\underline{T}_{as}(\theta_s) \left( p\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \right) = \begin{pmatrix} 0 & w_a & 0 \\ -w_a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \underline{T}_{ar}(\theta) \left( p\underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) \right) = (w_a - w_r) \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Ce qui permet d'écrire :

$$\underline{T}_{as}(\theta_s) \left( p\underline{T}_{as}^{-1}(\theta_s) \right) \underline{\Psi}_{qdos} = w_a [\Psi_{ds} \quad -\Psi_{qs} \quad 0]^t$$

$$\underline{T}_{ar}(\theta) \left( p\underline{T}_{ar}^{-1}(\theta) \right) \underline{\Psi}'_{qdor} = (w_a - w_r) [\Psi'_{dr} \quad -\Psi'_{qr} \quad 0]^t$$

## Annexe 2

Sur la plaque signalétique de la machine étudiée sont données les indications suivantes :

Tension nominale : 220/380 V

Fréquence nominale : 50 Hz

Courant nominale : 14/8 A

Puissance nominale : 3.5 KW

Nombre de paires de pôles : P=2

Les paramètres de la machine correspondant au schéma monophasé équivalent sont mesurés utilisant les essais classiques sont les suivants :

$$r_r = 0.37 \Omega$$

$$r_s = 0.088 \Omega$$

$$L_{ls} = 0.0346 \text{ H}$$

$$L_m = 0.075 \text{ H}$$