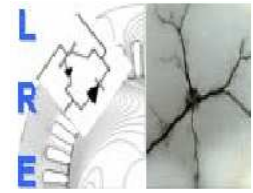


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



**Ecole Nationale Polytechnique**

**DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE  
SPECIALITE : ELECTROTECHNIQUE**

Mémoire de fin d'études  
En vue de l'obtention du diplôme  
D'Ingénieur d'Etat

**Thème :**

**ETUDE DYNAMIQUE D'UNE GENERATRICE  
ASYNCHRONE AUTO-EXCITEE**

*Proposé et dirigé par :*

**M<sup>r</sup>: S. MEKHTOUB**

*Etudié par :*

- **KERBOUAI Hamza**
- **ZERMANI Yacine**

**Promotion: Juin 2009**

**10, Avenue Hassen Badi El Harrach Alger. Tel: (021) 52.14.94 Fax: (021) 52.29.73**

## *Dédicaces*

*Je dédie ce mémoire à mon cher frère Mounir qui  
n'a jamais cessé de me soutenir est que Dieu le  
protège.*

*Yacine*

*A mes parents*

*A mes frères et sœurs*

*A toute ma famille*

*A mon binôme Yacine*

*A mes amis*

*Je dédie ce mémoire.*

*Hamza*

# *Remerciement*

*Ce modeste travail a été effectué au sein du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique LRE de L'Ecole Nationale Polytechnique ENP.*

*Nous remercions vivement Monsieur S. MEKHTOUB Maître de Conférence à l'ENP et directeur de ce mémoire, pour sa totale disponibilité et son écoute, ainsi que ses qualités humaines indéniables.*

*Nous adressons également nos remerciements à S. METATLA poste graduation à L'ENP pour son aide durant tous nos essais expérimentaux, et nous tenons aussi à remercier N. BENKHELLAT pour son aide au niveau de nos simulations.*

## Symboles Utilisés

S(ou s), R(ou r) : Indices respectifs du stator et rotor

$a, b, c; 1, 2, 3$  : Les trois phases de stator et du rotor.

$d, q$  : Indices relatifs à l'axe direct et à l'axe en quadrature. »

« ' » : Indice correspondant aux grandeurs rotoriques ramené au stator.

$\Phi_S(1, 2, 3), \Phi_R(1, 2, 3)$  : Flux totaux par phase statorique et rotorique.

$i_R(1, 2, 3), i_S(1, 2, 3)$  : Courants statoriques et rotoriques.

$V_R(1, 2, 3), V_S(1, 2, 3)$  : Tensions statoriques et rotoriques.

$R_S, l_S$  : Résistance et inductance propre d'une phase statorique.

$R_R, l_R$  : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.

$M_S, M_R$  : Inductance mutuelle entre phases de stator et entre phases du rotor.

$M_{SR}, M_{RS}$  : Inductances mutuelles stator-rotor

$M$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre la phase statorique et rotorique.

$s$  : Opérateur de Laplace.

$\theta_S, \theta_R$  : Angles statorique et rotorique par rapport au repère  $d, q$

$\omega_S, \omega_R$  : Pulsation statorique et rotorique

$\alpha$  :

$L_S, L_R$  : Inductances cycliques statorique et rotorique

$M_C, M'$  : Inductance mutuelle cyclique et mutuelle cyclique ramenée.

$k_s, k_r$  : Coefficient de couplage statorique et rotorique.

$L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$  : Inductances de fuites statorique et rotorique.

$\sigma$  : Coefficient de fuites totales.  $C$  : Capacitance par phase triangle.

$g, g_c$  : Glissement et glissement critique correspondant au couple de décrochage (maximal) en régime moteur.

$\omega_a$  : vitesse angulaire du référentiel.

$\bar{V}_m$  : Vecteur tension du réseau d'alimentation.

$\bar{U}_{S0}$  : Vecteur tension générée par la machine

<b>Introduction générale.....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : Modélisation en régime non saturé de la génératrice Asynchrone auto-excitée.</b>	
I.1 Introduction. ....	03
I.2 Modèle linéaire de la Machine Asynchrone.....	03
I.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	03
I.2.2 Equations générales de la machine Asynchrone.....	04
I.2.3 Equations des flux.....	04
I.2.4 mise en équations matricielle.....	05
I.2.5 Utilisation de la transformation de Park.....	06
I.2.5.1 application de la transformation de Park sur les tensions et les courants.....	09
I.2.5.2 application de la transformation de Park sur les flux.....	11
I.2.6 Expression de couple. ....	11
I.2.7 Représentation sous forme d'équations d'état.....	11
I.3 modélisation de capacité d'excitation.....	12
I.4 simulation du modèle linéaire de la génératrice Asynchrone auto-excité à vide.....	13
I.5 Conclusion.....	14
<b>Chapitre II : Introduction de la Saturation dans le modèle linéaire.</b>	
II.1 Introduction.....	15
II.2 Modélisation en saturé de la Machine asynchrone .....	17
II.2.1 effet de la saturation.....	17
II.2.1.1 Harmoniques de saturation.....	17
II.2.1.2 le phénomène de la saturation croisée.....	18
II.2.1.3 Mise en ouvre de modèle saturée.....	18
II.2.2 détermination des inductances saturables équivalentes.....	22
II.2.3 Modèle mathématique de la courbe de magnétisation.....	24
II.3 Validation du modèle.....	26
II.4 Conclusion.....	27

**Chapitre III : Fonctionnement autonome de la génératrice asynchrone.**

Introduction.....	29
<b>III.1</b> Auto-amorçage de la génératrice asynchrone.....	29
III .1.1 Modélisation de la MAS en régime permanent.....	29
III.1.1.1 Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent.....	30
III.1.1.2 Schéma ramené au stator avec inductance de fuites localisées au stator.....	31
III .1.2 Étude analytique de l'auto-amorçage de la génératrice asynchrone.....	31
III .1.2.1 Amorçage à vide.....	33
III .1.2.2 Amorçage en charge.....	35
III .1.2.2.1 cas d'une charge résistive.....	35
III .1.2.2.2 cas d'une charge mixte R-L.....	38
<b>III.2</b> Analyse des performances en régime équilibré.....	39
III.2.1 fonctionnement à vide de la génératrice asynchrone.....	39
III.2.1.1 Tension d'amorçage de la génératrice.....	39
III.2.1.2 Courant d'amorçage statorique.....	40
III.2.1.3 Courant d'amorçage rotorique.....	40
III.2.2 Fonctionnement en charge de la génératrice asynchrone.....	41
III.2.2.1 Cas d'une charge résistive:.....	41
III.2.2.2 cas d'une charge inductive.....	43
III.2.2.3 Cas d'une charge RC.....	45
<b>III.3.</b> Analyse des performances de générateur.....	46
III.3.1 Influence de la capacité C sur la tension et le courant statorique.....	46
III.3.2 Influence de la vitesse de rotation sur la tension statorique.....	47
III.3.3 Influence de la résistance statorique sur la tension statorique.....	49
III.3.4 Influence de la résistance rotorique sur la tension statorique.....	49
III.3.5 Influence de la résistance de charge sur la tension statorique.....	50
III.3.6 Influence de $\cos\varphi$ de la charge sur la tension statorique.....	50

III.3.6 déséquilibre des trois charges.....	51
III.3.7 déséquilibre des trois capacités.....	51
<b>III.4 Conclusion.....</b>	<b>52</b>
<b>Chapitre IV : Phénomènes Transitoires Dus à la Reconnexion de la MAS Auto-Excitée.</b>	
IV.1 Introduction.....	53
IV.2 Expressions approximatives du Réenclenchement.....	53
IV .2.1 Reconnexion à la vitesse de synchronisme.....	56
IV .2.2 Prise en compte de l'influence des résistances des enroulements de la machine.....	56
<b>IV.3 Résultats d'expérimentations et de simulations. ....</b>	<b>57</b>
IV.3.1 Tension statorique.....	58
IV.3.2 Courant statorique et Courant rotorique.....	59
IV.4 Influence de déphasage et l'instant de reconnexion sur les pics de courant.....	62
IV.4.1 Influence de déphasage.....	62
IV.4.2 Influence de l'instant de reconnexion sur les pics de courant.....	63
IV.5 Conclusion.....	63
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>66</b>

# **Introduction Générale**



## Introduction Générale

L'utilisation des machines asynchrones comme générateurs d'électricité est moins courante que celle des alternateurs synchrones, néanmoins lorsque il s'agit de la production d'électricité dans les petites centrales hydrauliques sans personnel de surveillance, ou bien pour éviter les problèmes de couplage, de régulation de vitesse et de tension des machines synchrones, c'est la génératrice asynchrone qu'on utilise [1] [29].

L'avantage de la génératrice asynchrone par rapport à la génératrice synchrone réside surtout dans son coût moindre et une procédure de couplage sur le réseau simplifiée, puisque la machine démarre sans problème en moteur asynchrone. Ainsi que lorsque le raccordement au réseau est impossible, trop cher ou trop complexe à réaliser, en cas de décharge totale du dispositif de stockage ou de défaillance de la source externe, il ne peut plus y avoir production d'énergie, Seul un dispositif basé sur une machine asynchrone auto-excitée par un banc de capacités directement connecté sur une charge permet d'obtenir un fonctionnement purement autonome [6][19,30].

Le phénomène d'auto-excitation est en revanche difficile à maîtriser car les variations de charge influent directement sur les valeurs de la tension et la fréquence délivrées et aussi des régimes transitoires sévères engendrés lors de reconnexion de la génératrice asynchrone.

Conjointement à la progression de l'utilisation des génératrices asynchrones, les chercheurs en électrotechnique ont menés des investigations de façon à améliorer l'efficacité de la conversion électromécanique et la qualité de l'énergie fournie. De ce fait l'étude et l'analyse de comportement de la génératrice asynchrone en différentes possibilités de fonctionnement restent indispensables avant la mettre en service.

Dans ce cadre, le présent mémoire décrit une étude sur les performances de la génératrice asynchrone en mode isolé et raccordé au réseau électrique.

Le premier chapitre est consacré à:

- ✓ La modélisation de système de production d'énergie: La génératrice asynchrone-batteries d'excitation.
- ✓ La simulation du modèle globale établi précédemment.
- ✓ Comparaison des résultats obtenus expérimentalement et simulés.

Dans le deuxième, après un brève rappel sur la saturation dans la machine asynchrone surtout en fonctionnement génératrice, une méthode est utilisée pour introduire la saturation dans le modèle linéaire établi dans le premier chapitre, ensuite une validation expérimentale

du modèle saturé permet le rendre apte pour l'analyse des performances de la génératrice dans ce qui suit de notre travail.

Le troisième chapitre présente une étude sur les performances et les limites de l'utilisation de la génératrice asynchrone auto-excitée par un banc de capacités. Pour mener cette étude plus vaste, la génératrice est placée dans plusieurs configurations de charges et de capacités. Le régime déséquilibré est aussi étudié.

Le quatrième et dernier chapitre de ce mémoire est consacré à l'étude des régimes transitoires dus à la reconnexion de la machine asynchrone auto excitée au réseau d'alimentation, afin de mieux interpréter ces régimes on a résolu analytiquement les équations électriques établis dans le premier chapitre, en comparant les résultats obtenus en simulation par le modèle saturé avec ceux provenant d'essais expérimentaux.

Finalement, on termine ce travail par une conclusion générale qui résume les différents résultats trouvés.

# **Chapitre I**

## **Modélisation en Régime non Saturé de la Génératrice Asynchrone**

## **I.1 Introduction:**

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique [24]. C'est ce qu'on appelle modélisation; Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes performants.

Le système électrique étudié est l'association d'une machine asynchrone avec des capacités reliées au stator de la machine ce qui constitue la génératrice asynchrone auto-excitée.

Après la description et la modélisation de la machine dans un référentiel lié aux phases statorique, une transformation dite de Park est utilisée; cette transformation rapporte les équations statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature) [27-28], à ce modèle, on ajoute le modèle des capacités d'excitation pour que le système de production soit complet.

## **I.2. modélisation de la Machine Asynchrone.**

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulement identiques, leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à  $(2\pi/3)$ .

### **I.2.1.Hypothèses Simplificatrices:**

La modélisation mathématique de la Machine Asynchrone est basée sur un certain nombre d'hypothèses qui rend le modèle plus simple mais moins précis [1-2][27-29]. On suppose :

- ✓ La machine est de construction symétrique, à entrefer lisse.
- ✓ Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- ✓ Le bobinage est réparti de manière à donner une Fmm sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux. Le bobinage est réparti de manière à donner une Fmm. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- ✓ On néglige les pertes fer, l'hystérésis et le courant Foucault.
- ✓ Influence de la température sur les résistances est négligés.

De ce fait, tous les coefficients d'inductance propre sont constants, les coefficients d'inductance mutuelle ne dépendent que de la position des enroulements et le flux est additif.

### I.2.2. Equations générales de la Machine Asynchrone.

La machine possède 6 enroulements (3 au stator et 3 au rotor) couplés magnétiquement (Fig. I.1).

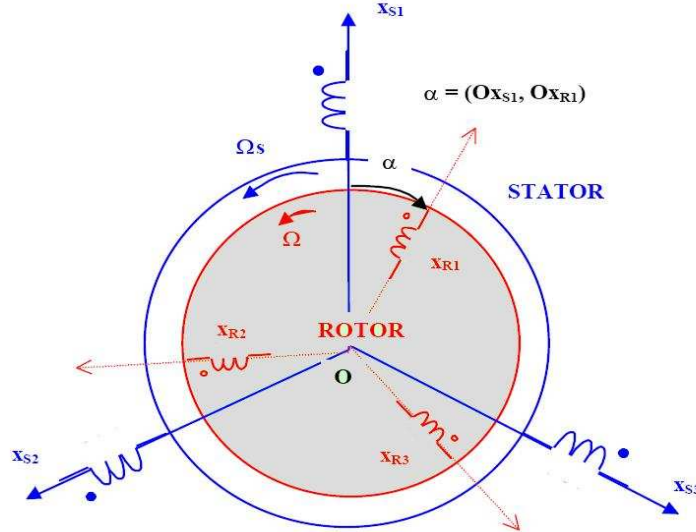


Fig. I.1 Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée

Pour chacun d'eux on peut écrire une équation :

$$V = RI + \frac{d\Phi}{dt} \quad (I.1)$$

Où  $\Phi$  représente le flux total à travers l'enroulement.

Pour l'ensemble des enroulements statoriques et rotoriques, on écrira en notation matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{S1} \\ V_{S2} \\ V_{S3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{S1} \\ \Phi_{S2} \\ \Phi_{S3} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_R & 0 & 0 \\ 0 & R_R & 0 \\ 0 & 0 & R_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R1} \\ i_{R2} \\ i_{R3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{R1} \\ \Phi_{R2} \\ \Phi_{R3} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

### I.2.3. Equations des flux:

On désigne par :

$l_s$  : Le coefficient d'inductance propre d'un enroulement statorique

$M_s$  : Le coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

$M_1, M_2$  et  $M_3$  : Les coefficients d'inductance mutuelle avec les 3 bobinages rotoriques. Compte tenu du schéma ci-dessus, on écrira :

$$\begin{aligned} M_1 &= \cos(OX_{S1}, OX_{R1}) = M \cos(\alpha) \\ M_2 &= \cos(OX_{S1}, OX_{R2}) = M \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) = M \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ M_3 &= \cos(OX_{S1}, OX_{R3}) = M \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) = M \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (I.3)$$

Où  $M$  représente la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor obtenue lorsque les bobinages en question sont en regard l'un de l'autre.

L'expression du flux total à travers le bobinage statorique 1 sera la suivante :

$$\Phi_{S1} = l_S i_{S1} + M_S (i_{S2} + i_{S3}) + M_1 i_{R1} + M_2 i_{R2} + M_3 i_{R3}$$

L'écriture matricielle ci-dessous résume les 3 équations de flux statoriques :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{S1} \\ \Phi_{S2} \\ \Phi_{S3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_S & M_S & M_S \\ M_S & l_S & M_S \\ M_S & M_S & l_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M \cos(\alpha) & M \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & M \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & M \cos(\alpha) & M \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ M \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & M \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & M \cos(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R1} \\ i_{R2} \\ i_{R3} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

De façon similaire, on aura au rotor :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{R1} \\ \Phi_{R2} \\ \Phi_{R3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_R & M_R & M_R \\ M_R & l_R & M_R \\ M_R & M_R & l_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R1} \\ i_{R2} \\ i_{R3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M \cos(\alpha) & M \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & M \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ M \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & M \cos(\alpha) & M \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & M \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & M \cos(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

#### I.2.4. Mise en équation matricielle:

En reprenant les résultats du paragraphe précédent (I.4) et (I.5) (équations des flux), il vient avec des notations évidentes :

$$[V_S] = [R_S][i_S] + \frac{d}{dt}[\Phi_S] \quad (I.6)$$

$$[0] = [R_R][i_R] + \frac{d}{dt}[\Phi_R] \quad (I.7)$$

$$\text{Avec } [R_R] = \begin{bmatrix} R_R & 0 & 0 \\ 0 & R_R & 0 \\ 0 & 0 & R_R \end{bmatrix}, [R_S] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

On constate que ce sont des matrices diagonales.

$$[\Phi_S] = [L_S][i_S] + [M_{SR}][i_R] \quad (\text{I.9})$$

$$[\Phi_R] = [L_R][i_R] + [M_{RS}][i_S] \quad (\text{I.10})$$

$$\text{Avec } [L_S] = \begin{bmatrix} l_S & M_S & M_S \\ M_S & l_S & M_S \\ M_S & M_S & l_S \end{bmatrix} \text{ et } [M_{SR}] = M \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

La matrice  $[L_S]$  est symétrique et l'on a une notation analogue pour  $[L_R]$ . La matrice  $[M_{SR}]'$  est la transposée de  $[M_{SR}]$ .

### 1.2.5. Utilisation de la transformation de PARK:

#### 1.2.5.1. Application de la transformation de Park sur les tensions et les courants

Pour chaque vecteur défini précédemment (tension, courant, flux), on va faire un changement de repère de PARK aussi bien au stator qu'au rotor,  $\theta_S$  désignera l'angle pour le stator et  $\theta_R$  celui pour le rotor.

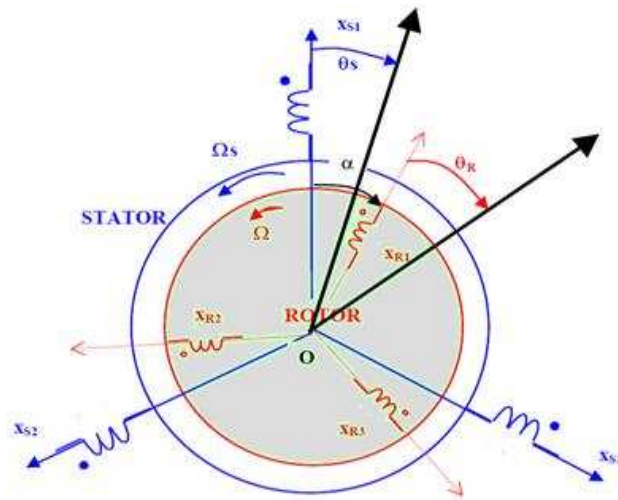


Fig. I.2 Transformation de système triphasé à un système biphasé.

Loi des mailles:

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (\text{I.10})$$

A l'aide de la formule de changement de base il vient :

$$[P_1(\theta_s)][V_{s_p}] = [R_s][P_1(\theta_s)][i_{s_p}] + \frac{d}{dt}[P_1(\theta_s)][\Phi_{s_p}] \quad (\text{I.11})$$

$$\text{Avec: } [P_1(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

En multipliant à gauche par  $[P_1(\theta_s)]^{-1}$  :

$$[V_{s_p}] = [R_s][i_{s_p}] + [P_1(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt}([P_1(\theta_s)][\Phi_{s_p}]) \quad (\text{I.12})$$

$$[V_{s_p}] = [R_s][i_{s_p}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s_p}] + [P_1(\theta_s)]^{-1} \left( \frac{d}{dt}[P_1(\theta_s)] \right) [\Phi_{s_p}] \quad (\text{I.13})$$

C'est le dernier terme de la somme qui pose problème. On a:

$$\frac{d}{dt}[P_1(\theta_s)] \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{s0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$\frac{d}{dt}[P_1(\theta_s)] \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{s0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \omega_s \begin{bmatrix} -\sin(\theta_s)\Phi_{sd} - \cos(\theta_s)\Phi_{sq} \\ -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right)\Phi_{sd} - \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right)\Phi_{sq} \\ -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right)\Phi_{sd} - \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right)\Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\text{Avec } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$$



$$\begin{aligned}
 & [P_1(\theta_S)]^{-1} \left( \frac{d}{dt} [P_1(\theta_S)] \right) \begin{bmatrix} \Phi_{Sd} \\ \Phi_{Sq} \\ \Phi_{S0} \end{bmatrix} = \\
 & = \frac{2}{3} \omega_S \begin{bmatrix} \cos(\theta_S) & \cos\left(\theta_S - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_S - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_S) & -\sin\left(\theta_S - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_S - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_S) \Phi_{Sd} - \cos(\theta_S) \Phi_{Sq} \\ -\sin\left(\theta_S - \frac{2\pi}{3}\right) \Phi_{Sd} - \cos\left(\theta_S - \frac{2\pi}{3}\right) \Phi_{Sq} \\ -\sin\left(\theta_S - \frac{4\pi}{3}\right) \Phi_{Sd} - \cos\left(\theta_S - \frac{4\pi}{3}\right) \Phi_{Sq} \end{bmatrix} \quad (I.16)
 \end{aligned}$$

Il est alors facile de montrer en effectuant la multiplication des matrices que :

$$[P_1(\theta_S)]^{-1} \left( \frac{d}{dt} [P_1(\theta_S)] \right) \begin{bmatrix} \Phi_{Sp} \\ \Phi_{Sd} \\ 0 \end{bmatrix} = \omega_S \begin{bmatrix} -\Phi_{Sq} \\ \Phi_{Sd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$$\text{D'où le résultat final : } \begin{bmatrix} V_{Sp} \\ V_{Sd} \\ 0 \end{bmatrix} = [R_S] \begin{bmatrix} i_{Sp} \\ i_{Sd} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{Sp} \\ \Phi_{Sd} \\ 0 \end{bmatrix} + \omega_S \begin{bmatrix} -\Phi_{Sq} \\ \Phi_{Sd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

En développant les composantes de PARK pour le stator.

$$\begin{cases} V_{Sd} = R_S i_{Sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{Sd} - \omega_S \Phi_{Sq} \\ V_{Sq} = R_S i_{Sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{Sq} + \omega_S \Phi_{Sd} \\ V_{S0} = R_S i_{S0} + \frac{d}{dt} \Phi_{S0} \end{cases} \quad (I.19)$$

On notera le couplage de  $V_{Sd}$  avec  $\Phi_{Sq}$  et  $V_{Sq}$  avec  $\Phi_{Sd}$  [3].

On aura les mêmes équations au niveau du rotor en changeant partout l'indice « S » en « R » et en annulant les tensions puisque le rotor est en court-circuit.

$V_{S0}$  Est considéré nul puisque le rotor est couplé en triangle et le neutre n'est plus accessible [2].

$$\begin{cases} V_{Rd} = R_R i_{Rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{Rd} - \omega_R \Phi_{Rq} \\ V_{Rq} = R_R i_{Rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{Rq} + \omega_R \Phi_{Rd} \\ V_{R0} = R_R i_{R0} + \frac{d}{dt} \Phi_{R0} \end{cases} \quad (I.20)$$

Avec :  $\omega_r = \frac{d\alpha}{dt}$

Le même pour  $V_{R0}$  qui est considéré nul.

**1.2.5.2. Application de la transformation de Park sur les Flux**

$$[\Phi_S] = [L_S][i_S] + [M_{SR}][i_R] \tag{I.21}$$

$$[P_1(\theta_S)][\Phi_{SP}] = [L_S][P_1(\theta_S)][i_{SP}] + [M_{SR}][P_1(\theta_R)][i_{RP}] \tag{I.22}$$

$$[\Phi_{SP}] = [P_1(\theta_S)]^{-1} [L_S][P_1(\theta_S)][i_{SP}] + [P_1(\theta_S)]^{-1} [M_{SR}][P_1(\theta_R)][i_{RP}] \tag{I.23}$$

On remarquera ici l'angle  $\theta_S$  pour le stator et l'angle  $\theta_R$  pour le rotor

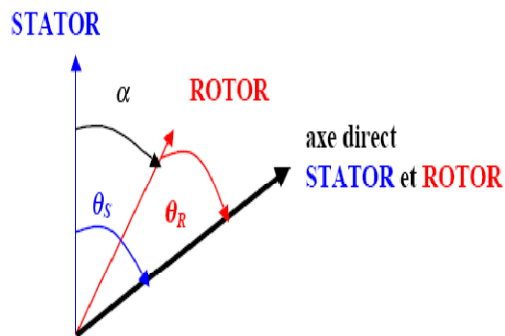
La matrice  $[P_1(\theta_S)]^{-1} [L_S][P_1(\theta_S)]$  ne pose pas de problème, compte tenu de la formule de changement de base pour les matrices :

Soit :

$$[L_S] = \begin{bmatrix} l_S - M_S & 0 & 0 \\ 0 & l_S - M_S & 0 \\ 0 & 0 & l_S - M_S \end{bmatrix} \tag{I.24}$$

$[P_1(\theta_R)]^{-1} [M_{SR}][P_1(\theta_S)]$  Est moins simple à obtenir à cause des deux angles  $\theta_S$  pour le stator et l'angle  $\theta_R$  pour le rotor qui interviennent.

En faisant coïncider les axes directs rotor et stator, le calcul se simplifie.



On a alors :  $\theta_S = \theta_R + \alpha$

**Fig. I.3 Coïncidence des axes directs de rotor et de stator**

$$\begin{aligned}
 [M_{SR}][P_1(\theta_R)] &= M \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_R) & -\sin(\theta_R) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_R - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_R - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_R - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_R - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \\
 [M_{SR}][P_1(\theta_S)] &= \sqrt{\frac{2}{3}} M \begin{bmatrix} \cos(\theta_S) & -\sin(\theta_S) & 0 \\ \cos\left(\theta_S - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_S - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ \cos\left(\theta_S - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_S - \frac{4\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (I.25)
 \end{aligned}$$

$$[P_1(\theta_S)]^{-1} [M_{SR}][P_1(\theta_R)] = \frac{3}{2} M \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

Où l'on constate que l'on a ici aussi une matrice diagonale, ce qui justifie l'intérêt de la transformée de PARK. En reprenant les notations  $L_S = l_S - M_S$  et  $M_C = \frac{3}{2} M$ , et en développant chaque ligne, on obtient les composantes de PARK du flux statorique :

$$\begin{cases} \Phi_{Sd} = L_S i_{Sd} + M_C i_{Rd} \\ \Phi_{Sq} = L_S i_{Sq} + M_C i_{Rq} \\ \Phi_{S0} = (l_S - 2M_S) i_{S0} \end{cases} \quad (I.27)$$

Avec :  $\Phi_{S0} = 0$  ;

On notera cette fois, l'absence de couplage entre les axes d et q de la transformation [3].

Au rotor, on aura les mêmes équations en substituant l'indice « S » à l'indice « R ».

$$\begin{cases} \Phi_{Rd} = L_R i_{Rd} + M_C i_{Sd} \\ \Phi_{Rq} = L_R i_{Rq} + M_C i_{Sq} \\ \Phi_{R0} = (l_R - 2M_R) i_{R0} \end{cases} \quad (I.28)$$

Avec :  $\Phi_{R0} = 0$  ;

### 1.2.6. Expression du couple.

Puisque la transformation de PARK orthonormée conserve la puissance instantanée [1].

$$P_E = [V_S]^t [i_S] = V_{S1}i_{S1} + V_{S2}i_{S2} + V_{S3}i_{S3} = V_{sd}i_{sd} + V_{sq}i_{sq} \quad (I.29)$$

En tenant compte du fait que le terme homopolaire sera nul.

Faisons intervenir les lois des mailles

$$P_E = \left( R_S + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_S \Phi_{sq} \right) i_{sd} + \left( R_S + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_S \Phi_{sd} \right) i_{sq} \quad (I.30)$$

$$P_E = \left( R_S i_{sd}^2 + R_S i_{sq}^2 \right) + \left( \frac{d\Phi_{sd}}{dt} i_{sd} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} i_{sq} \right) + \omega_S \left( \Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd} \right)$$

Le premier terme entre accolades est facilement identifiable aux pertes joules. Le second terme correspond à de la puissance électromagnétique stockée dans le champ. Reste donc le 3ème terme: ce terme ne peut donc représenter que la puissance électrique transformée en puissance mécanique puisque notre modélisation néglige les pertes fer [3].

Cette puissance peut se mettre sous la forme :

$$P_{mec} = C_{em} \Omega_S = \omega_S \left( \Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd} \right) \quad (I.31)$$

$$C_{em} = \frac{\omega_S}{\Omega_S} \left( \Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd} \right) = P \left( \Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd} \right) \quad (I.32)$$

### 1.2.7. Représentation sous forme d'équation d'état

Reprenons les équations de système (I.19) et (I.20) avec  $V_{rd} = 0, V_{rq} = 0$  (rotor en CC)

$$\begin{cases} V_{sd} = R_S i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_S \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_S i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_S \Phi_{sd} \\ 0 = R_R i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_R \Phi_{rq} \\ 0 = R_R i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_R \Phi_{rd} \end{cases} \quad (I.33)$$

Soit  $(i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq})$  le vecteur d'état choisit:

En remplaçant ((I.27)) et ((I.28)) dans ((I.34)), on obtient:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_S i_{sd} + \frac{d}{dt}(L_S i_{sd} + M_C i_{rd}) - \omega_S (L_S i_{sq} + M_C i_{rq}) \\ V_{sq} = R_S i_{sq} + \frac{d}{dt}(L_S i_{sq} + M_C i_{rq}) + \omega_S (L_S i_{sd} + M_C i_{rd}) \\ 0 = R_R i_{rd} + \frac{d}{dt}(L_R i_{rd} + M_C i_{sd}) - \omega_S (L_R i_{rq} + M_C i_{sq}) \\ 0 = R_R i_{rq} + \frac{d}{dt}(L_R i_{rq} + M_C i_{sq}) + \omega_S (L_R i_{rd} + M_C i_{sd}) \end{cases} \quad (I.34)$$

Après arrangement des équations, on aboutit à:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{T_S \sigma} i_{sd} + (\omega_R + \frac{1}{\sigma} \omega) i_{sq} + \frac{M_C}{L_S T_R \sigma} i_{rd} + \frac{M_C}{L_S \sigma} \omega i_{rq} + \frac{1}{L_S \sigma} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -(\omega_R + \frac{1}{\sigma} \omega) i_{sd} - \frac{1}{T_S \sigma} i_{sq} - \frac{M_C}{L_S \sigma} \omega i_{rd} + \frac{M_C}{L_S T_R \sigma} i_{rq} + \frac{1}{L_S \sigma} V_{sq} \\ 0 = \frac{M_C}{L_R T_S \sigma} i_{sd} - \frac{M_C}{L_R \sigma} \omega i_{sq} - \frac{1}{T_R \sigma} i_{rd} + (\omega_R - \frac{M_C^2}{L_S L_R \sigma} \omega) i_{rq} - \frac{M_C}{L_S L_R \sigma} V_{sd} \\ 0 = \frac{M_C}{L_R \sigma} \omega i_{sd} + \frac{M_C}{L_R T_S \sigma} i_{sq} + (\omega_R - \frac{M_C^2}{L_S L_R \sigma} \omega) i_{rd} - \frac{1}{T_R \sigma} i_{rq} - \frac{M_C}{L_S L_R \sigma} V_{sq} \end{cases} \quad (I.35)$$

**Avec :**

$$\sigma = (1 - \frac{M_C^2}{L_S L_R}) : \text{Facteur de dispersion.}$$

$$T_S = \frac{L_S}{R_S} : \text{Constante de temps statorique.}$$

$$T_R = \frac{L_R}{R_R} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

### I.3. Modélisation de capacité d'excitation

Le modèle décrivant le fonctionnement en générateur s'obtient en rajoutant les équations de l'auto-excitation au lieu de l'équation mécanique.

La condition nécessaire d'apparition d'une tension aux bornes des enroulements statoriques de la génératrice est l'existence d'un champ rémanent. Cette tension d'amplitude relativement faible, pour

l'amener à sa valeur nominale on doit fournir à la génératrice une puissance réactive suffisante pour la magnétisation [4]. Le dispositif assurant l'excitation du générateur asynchrone autonome est une batterie de condensateurs montée aux bornes du stator de ce dernier. Il faudrait donc, adjoindre aux équations d'état du modèle linéaire (I.35), les équations liées au mode générateur auto-excité. Ces équations relatives à l'auto-excitation correspondent aux équations des tensions de ces condensateurs. (Fig. I.4).

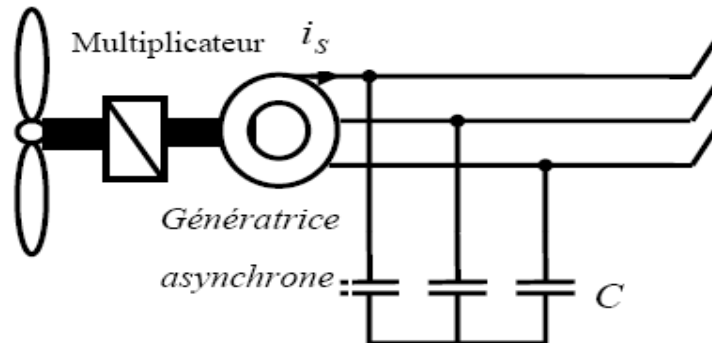


Fig. I.4. Chaîne de conversion éolienne basée sur une génératrice asynchrone auto-amorcée

On ajoute au modèle de la machine l'équation de condensateur.

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{1}{C} \int i_{as} dt \\ V_{bs} = \frac{1}{C} \int i_{bs} dt \\ V_{cs} = \frac{1}{C} \int i_{cs} dt \end{cases} \quad (I.36)$$

Pour qu'il y ait amorçage il faut choisir des valeurs bien déterminé du banc de capacités.

#### I.4.Simulation du modèle linéaire de la génératrice Asynchrone à vide.

La simulation du fonctionnement de la génératrice asynchrone, basée sur le modèle linéaire, conduit à une divergence des caractéristiques (tension, courant). Nous pouvons voir cette divergence sur la caractéristique tension sur les figures (Fig. I.5.a) où la tension atteinte des centaines de volts en quelques dixièmes de seconde. Le courant aussi présente une allure similaire (Fig. I.6. a) .Cependant, Les relevés expérimentaux donnés par les figures (Fig. I.5. b) et (Fig. I.6. b) sont bien convergents

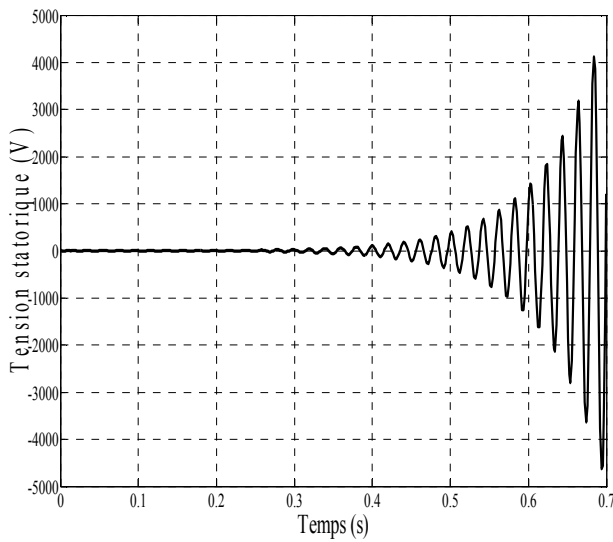


Fig. I.5.a La tension statorique simulée

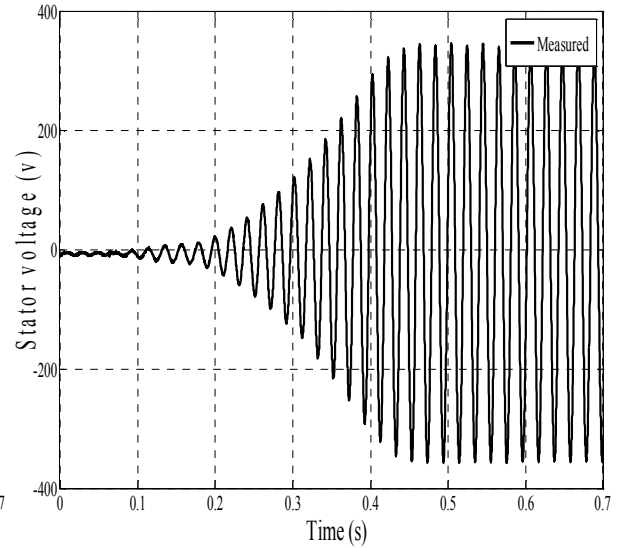


Fig. I.5.b La tension statorique expérimentale.

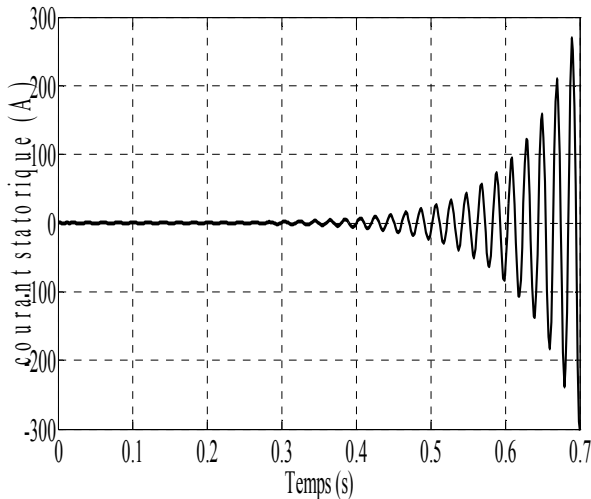


Fig. I.6. a) simulé en régime linéaire.

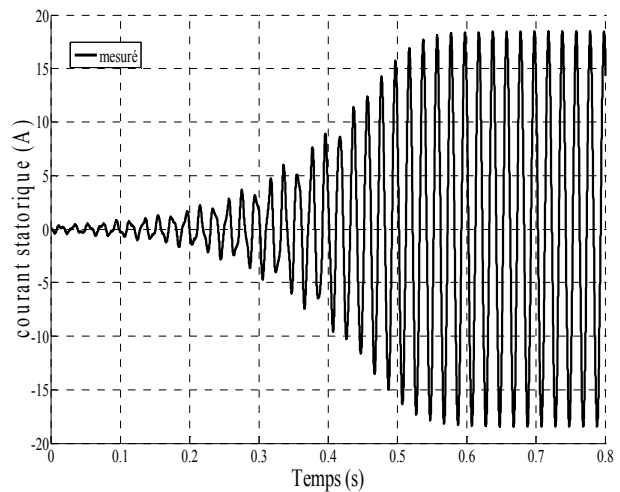


Fig. I.6. b) Expérimental.

### I.5.Conclusion:

La divergence des caractéristiques obtenus par simulation est justifié par le fait que la caractéristique de magnétisation ne présente pas de coude de saturation et donc il ni peut avoir une intersection avec la caractéristique externe du condensateur. La raison de la divergence des caractéristiques obtenues sur la base du modèle linéaire est due au fait d'avoir négliger le phénomène de la saturation magnétique, ce phénomène étant indispensable au fonctionnement de la génératrice asynchrone. L'hypothèse de la linéarité du circuit magnétique devrait être écartée.

## **Chapitre II**

### **Introduction de la Saturation dans le Modèle Linéaire de la Génératrice Asynchrone**



## II.1 Introduction

Un intérêt sans cesse croissant est de plus en plus accordé à la machine asynchrone au détriment des autres machines. En effet, cette machine est devenue le choix par excellence de la majorité des industriels, grâce à son prix, sa robustesse et surtout c'est une machine - dans sa version à cage - qui n'a pas de contacts glissants. Cependant, elle a une dynamique fortement non-linéaire. Ses variables d'états ne sont pas toutes mesurables, et c'est une machine facilement saturable puisque l'entrefer entre son stator et son rotor est très petit. L'étude du comportement en régime dynamique de cette machine est donc une tâche difficile et qui nécessite l'élaboration de modèle précis, afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés. Nous nous intéressons dans ce qui suit à la modélisation de la machine asynchrone. La non-linéarité du circuit magnétique sera prise en considération afin d'obtenir le plus de concordance entre le comportement réel de la machine ainsi celui donné par le modèle [15] [27,30].

### **Prise en compte du phénomène de saturation.**

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

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

Le modèle de la machine asynchrone établi précédemment n'est plus suffisant pour obtenir de bons résultats dans l'analyse des régimes de la génératrice. Néanmoins, ce modèle utilise une inductance magnétisante  $M$  constante, ce qui sous-entend que le matériau magnétique utilisé pour la conception de la machine est linéaire.

La simulation du phénomène d'auto-excitation de la machine asynchrone par un banc de capacités ne peut se satisfaire de ce modèle puisque c'est la saturation elle-même qui fixe le point de fonctionnement en régime permanent. En effet lorsque la machine est entraînée par un dispositif

externe, la présence d'un champ rémanent dans le circuit magnétique de la machine crée un couple électromagnétique engendrant une force électromotrice sur les enroulements statoriques. La connexion de capacités sur les phases du stator entraîne alors la création d'un courant réactif qui augmente le champ magnétique de la machine et par conséquent les forces électromotrices. C'est cette réaction cyclique qui permet à la machine d'arriver à un régime permanent situé dans la zone saturée. La Figure Fig. II.1 représente l'évolution de la force électromotrice statorique ainsi que la caractéristique externe du condensateur  $V_C = \frac{I_C}{C \omega_s}$  (où  $\omega_s$  est la pulsation des signaux statoriques)

en fonction du courant  $I_m$ , pour un fonctionnement à vide de la machine. L'interaction des deux phénomènes entraîne l'amorçage de la machine jusqu'au point de fonctionnement en régime permanent. L'observation de ces courbes montre aisément que deux phénomènes peuvent modifier l'emplacement du point de fonctionnement sur la caractéristique de magnétisation :

-La variation de la capacité d'auto-amorçage qui entraîne une modification de la pente de la droite de charge de la capacité.

-La variation de la charge connectée sur la machine qui provoque une variation du glissement. Ceci rend la résistance  $\frac{R'_R}{g}$  non négligeable et le courant  $I$  est alors partagé entre l'inductance

magnétisante et la résistance rotorique. Lorsque le point de fonctionnement est atteint, la machine délivre une tension au stator dont la valeur efficace est constante (Fig. II.8), si l'inductance magnétisante est considérée comme constante et égale à sa valeur. En régime non-saturé, la caractéristique de magnétisation ne présente alors pas de coude de saturation et il n'y a pas d'intersection avec la caractéristique externe du condensateur. L'auto-amorçage est alors possible mais la tension statorique augmente alors jusqu'à atteindre une valeur théoriquement infinie (Figure I.6) [06] [11-12].

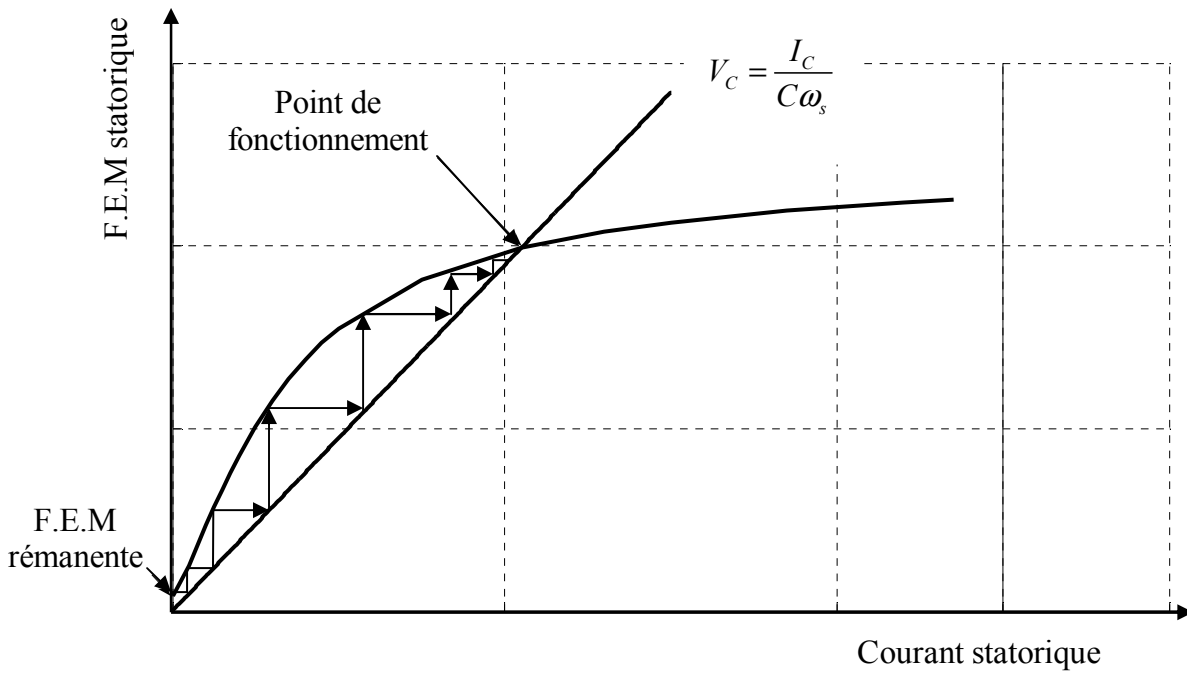


Fig. II.1 Phénomène d'autoamorçage

## II.2 Modélisation en saturé de la machine asynchrone

### II.2.1 Effet de la saturation

#### II.2.1.1 Harmoniques de saturation

La saturation crée des harmoniques qui diffèrent des harmoniques temporelles créés par l'alimentation et des harmoniques spatiales dues aux distributions non sinusoïdales des enroulements et des encoche [12][17][29]. Pour illustrer ce phénomène, on considère une excitation magnétique  $H(\theta_e)$  étant à répartition sinusoïdale. Si l'on choisit une caractéristique magnétique  $B(H)$  de la tôle approximée par [17]:

$$H = H_0 \sin \theta_e \quad (\text{II.1})$$

$$B(H) = a_1 H + a_3 H^3 \quad (\text{II.2})$$

Le champ d'induction magnétique dans l'entrefer s'écrit:

$$B(\theta_e) = B_1 \sin(\theta_e) + B_3 \sin(3\theta_e) \quad (\text{II.3})$$

nous remarquons que la non linéarité de la caractéristique de la tôle magnétique donnée par l'équation (II.2) induit dans B des harmoniques comme le montre l'équation (II.3) L'induction magnétique  $B(\theta_e)$  dans l'entrefer est représenté sur la figure suivante :

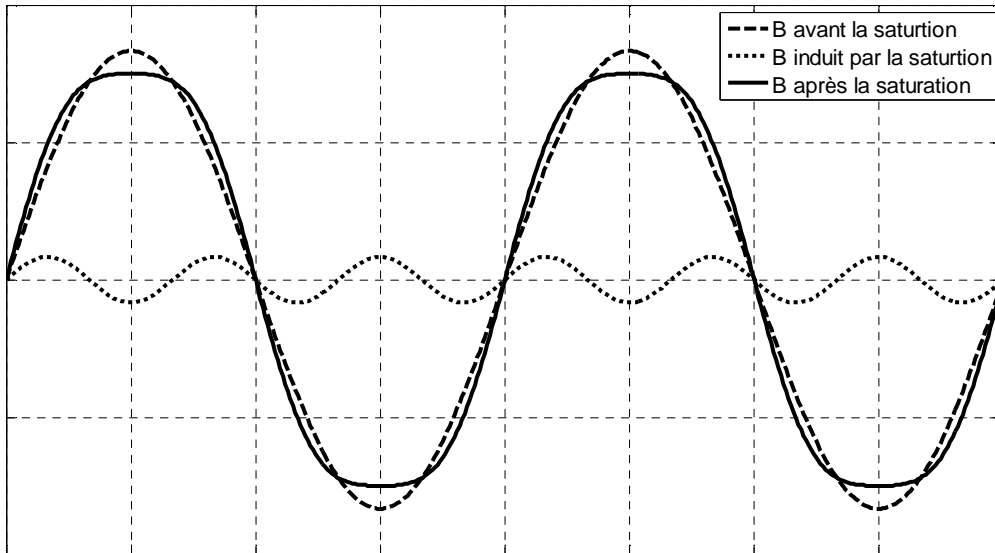


Fig. II.2 L'influence de la saturation sur l'induction magnétique.

### II.2.1.2 Le phénomène de saturation croisée

La saturation est à l'origine du phénomène de la saturation croisée ou effet croisé (Cross Magnétisation ou Cross Saturation). Il consiste en une interaction mutuelle entre les bobinages d'axes q et d de la machine biphasée (machine de Park), et qui apparaît si la machine asynchrone associée est saturée. Ces deux bobinages sont par définition spatialement en quadrature et donc, à priori, ne devraient avoir aucune interaction mutuelle en régime non saturé.

L'effet croisé de la saturation est un phénomène analogue à celui de la réaction d'induit de la machine à courant continu ainsi que la machine synchrone à pôles saillants [15].

#### Mis en œuvre:

La première étape de l'extension du modèle saturé par rapport au modèle linéaire est de supposer que le flux magnétisant et le flux de fuite sont indépendants l'un de l'autre et que le flux magnétisant ne dépend que du courant magnétisant  $I_m$ .

Les vecteurs des flux statorique et rotorique totaux s'écrivent alors :

$$\begin{aligned}\bar{\Phi}_S &= \bar{\Phi}_{\sigma 1} + \bar{\Phi}_m \\ \bar{\Phi}_R &= \bar{\Phi}_{\sigma 2} + \bar{\Phi}_m\end{aligned}\tag{II.4}$$

Le flux magnétisant dépend que du courant magnétisant

$$\bar{\Phi}_m = M \bar{I}_m \quad (\text{II.5})$$

Où:

$\bar{\Phi}_{\sigma 1}$  : Flux de fuite statorique

$\bar{\Phi}_{\sigma 2}$  : Flux de fuite rotorique

$\bar{\Phi}_m$  : Flux magnétisant

$\bar{I}_m$  : Courant magnétisant

Dans le système d'axe d, q les vecteurs flux et courant magnétisant ont pour composantes :

$$\bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}_r = I_{md} + jI_{mq} = (I_{ds} + I_{dr}) + j(I_{qs} + I_{qr}) \quad (\text{II.6})$$

$$\bar{\Phi}_m = \Phi_{md} + j\Phi_{mq} = M \bar{I}_m \quad (\text{II.7})$$

En remplaçant (II.4) dans (I.33) on aura:

$$\begin{cases} V_{Sd} = R_S i_{Sd} + L_{\sigma 1} \frac{di_{Sd}}{dt} + \frac{d}{dt} \Phi_{md} - \omega_S (L_{\sigma 1} i_{Sq} + \Phi_{mq}) \\ V_{Sq} = R_S i_{Sq} + L_{\sigma 1} \frac{di_{Sq}}{dt} + \frac{d}{dt} \Phi_{mq} + \omega_S (L_{\sigma 1} i_{Sd} + \Phi_{md}) \\ 0 = R_R i_{Rd} + L_{\sigma 2} \frac{di_{Rd}}{dt} + \frac{d}{dt} \Phi_{md} - \omega_R (L_{\sigma 2} i_{Rq} + \Phi_{mq}) \\ 0 = R_R i_{Rq} + L_{\sigma 2} \frac{di_{Rq}}{dt} + \frac{d}{dt} \Phi_{mq} + \omega_R (L_{\sigma 2} i_{Rd} + \Phi_{md}) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

$L_{\sigma 1}$  : L'inductance de fuite statorique

$L_{\sigma 2}$  : L'inductance de fuite rotorique

La seconde étape consiste à expliciter la dérivée du flux magnétisant en fonction des courants. En tenant compte que les vecteurs complexes du flux et du courant magnétisant sont en phase (Fig. II. 3), ceci est juste si on néglige les pertes fer et l'effet hystérésis (par hypothèse).

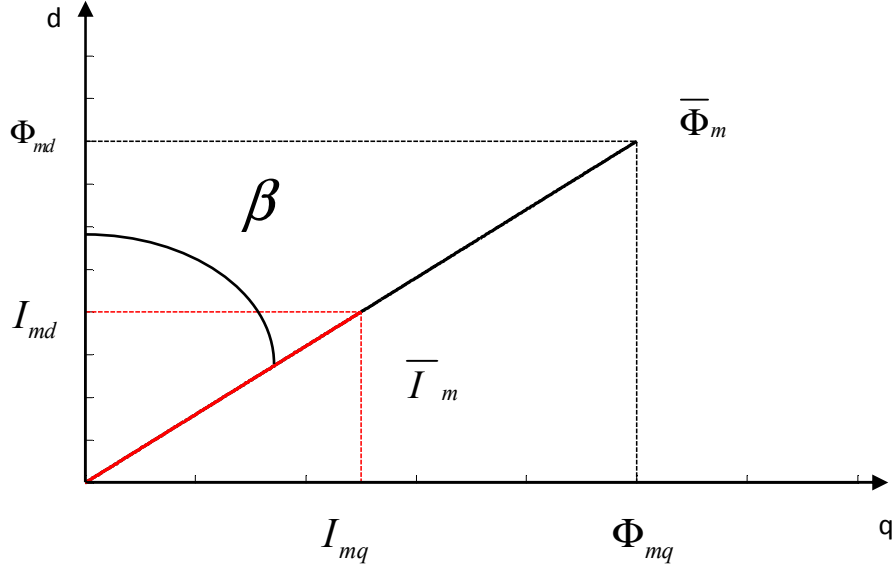


Fig. II.3 Décomposition du flux et du courant magnétisant suivant les axes d, q

Il reste à déterminer le rapport  $\frac{d}{dt}\Phi_{md}$  et  $\frac{d}{dt}\Phi_{mq}$

En effet:

$$\frac{d\Phi_{md}}{dt} = \frac{d}{dt}(\Phi_m \cos(\beta)) = \frac{d\Phi_m}{dt} \cos(\beta) - \Phi_m \frac{d\beta}{dt} \sin(\beta) \quad (\text{II.9})$$

$$\frac{d\Phi_m}{dt} \cos(\beta) = \frac{d\Phi_m}{di_m} \frac{di_m}{dt} \cos(\beta) = \frac{d\Phi_m}{di_m} \cos(\beta) \frac{d}{dt} \left( \frac{i_{md}}{\cos(\beta)} \right) \quad (\text{II.10})$$

$$= \frac{d\Phi_m}{di_m} \left( \frac{di_{md}}{dt} + i_{md} \operatorname{tg}(\beta) \frac{d\beta}{dt} \right) \quad (\text{II.11})$$

Donc:

$$\frac{d\Phi_m}{dt} = \frac{d\Phi_m}{di_m} \frac{di_{md}}{dt} + \left( \frac{d\Phi_m}{di_m} i_{md} \operatorname{tg}(\beta) - \Phi_m \sin(\beta) \right) \frac{d\beta}{dt} \quad (\text{II.12})$$

Il reste à déterminer le rapport  $\frac{d\beta}{dt}$  :

$$\frac{d\beta}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \arctg \left( \frac{i_{mq}}{i_{md}} \right) \right) = \frac{\cos \beta}{i_m} \left( \frac{di_{mq}}{dt} - \operatorname{tg}(\beta) \frac{di_{md}}{dt} \right) \quad (\text{II.13})$$

Donc:

$$\frac{d\Phi_{md}}{dt} = \left[ \frac{d\Phi_m}{di_m} + \sin^2(\beta) \left( \frac{\Phi_m}{i_m} - \frac{d\Phi_m}{di_m} \right) \right] \frac{di_{md}}{dt} + \left[ \left( \frac{d\Phi_m}{di_m} - \frac{\Phi_m}{i_m} \right) \sin(\beta) \cos(\beta) \right] \frac{di_{mq}}{dt} \quad (\text{II.14})$$

De la même façon on calcule  $\frac{d\Phi_{mq}}{dt}$

$$\frac{d\Phi_{mq}}{dt} = \left[ \frac{d\Phi_m}{di_m} + \cos^2(\beta) \left( \frac{\Phi_m}{i_m} - \frac{d\Phi_m}{di_m} \right) \right] \frac{di_{mq}}{dt} + \left[ \left( \frac{d\Phi_m}{di_m} - \frac{\Phi_m}{i_m} \right) \sin(\beta) \cos(\beta) \right] \frac{di_{md}}{dt} \quad (\text{II.15})$$

$$\frac{\Phi_m}{i_m} : \text{représente la mutuelle inductance statique } M_{st} \quad (\text{II.16})$$

$$\frac{d\Phi_{md}}{dt} : \text{représente la mutuelle inductance dynamique } M_{dy} \quad (\text{II.17})$$

On pose:

$$L_d = \frac{d\Phi_m}{di_m} + \sin^2(\beta) \left( \frac{\Phi_m}{i_m} - \frac{d\Phi_m}{di_m} \right) \quad (\text{II.18})$$

$$L_q = \frac{d\Phi_m}{di_m} + \cos^2(\beta) \left( \frac{\Phi_m}{i_m} - \frac{d\Phi_m}{di_m} \right) \quad (\text{II.19})$$

$$L_{dq} = \left( \frac{d\Phi_m}{di_m} - \frac{\Phi_m}{i_m} \right) \sin(\beta) \cos(\beta) \quad (\text{II.20})$$

$L_d$  : Inductance cyclique mutuelle suivant l'axe d.

$L_q$  : Inductance cyclique mutuelle suivant l'axe q.

$L_{dq}$  : Terme traduisant l'effet croisé entre les axes d et q.

$\beta$  : L'angle entre le vecteur flux de magnétisation  $\bar{\Phi}_m$  (ou le courant  $\bar{I}_m$ ) et l'axe direct d, voir la figure (Fig. II.3).

Ce qui permet d'écrire:

$$\frac{d\Phi_{md}}{dt} = L_d \frac{di_{md}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{mq}}{dt} \quad (\text{II.21})$$

$$\frac{d\Phi_{mq}}{dt} = L_q \frac{di_{mq}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{md}}{dt} \quad (\text{II.22})$$

Avec la nouvelle représentation pour les inductances, le système devient:

$$i_m = i_S + i'_R = (i_{Sd} + i'_{Rd}) + j(i_{Sq} + i'_{Rq}) \quad (\text{II.23})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{Sd} = R_S i_{Sd} + (L_{\sigma 1} + L_{md}) \frac{di_{Sd}}{dt} - \omega_S L_S i_{Sq} + L_{dq} \frac{di_{Sq}}{dt} + L_{md} \frac{di'_{Rd}}{dt} - \omega_S M_C i'_{Rq} + L_{dq} \frac{di'_{Rq}}{dt} \\ V_{Sq} = R_S i_{Sq} + (L_{\sigma 1} + L_{mq}) \frac{di_{Sq}}{dt} + \omega_S L_S i_{Sd} + L_{dq} \frac{di_{Sd}}{dt} + L_{dq} \frac{di'_{Rd}}{dt} - \omega_S M_C i'_{Rd} + L_q \frac{di'_{Rq}}{dt} \\ 0 = -\omega_R M_C i_{Sq} + L_{dq} \frac{di_{Sq}}{dt} + L_d \frac{di_{Sd}}{dt} + (L_{\sigma 1} + L_{mq}) \frac{di'_{Rd}}{dt} + R_R i'_{Rd} + \omega_R L_R i'_{Rq} + L_{dq} \frac{di'_{Rq}}{dt} \\ 0 = \omega_R M_C i_{Sd} + L_q \frac{di_{Sq}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{Sd}}{dt} + (L_{\sigma 1} + L_{mq}) \frac{di'_{Rq}}{dt} + R_R i'_{Rq} + \omega_R L_R i'_{Rd} + L_{dq} \frac{di'_{Rd}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{II.24})$$

Ou sous la forme matricielle suivante:

$$[V] = [L][I] + [R][I] \quad (\text{II.25})$$

Nous mettons le système sous la forme d'équation d'état :

$$\frac{d[i]}{dt} = [L_S]^{-1} \{ [V] - [R][I] \} \quad (\text{II.26})$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{\sigma 1} + L_{md} & L_{\sigma 1} + L_{md} & L_{md} & L_{dq} \\ L_{dq} & L_{\sigma 1} + L_{mq} & L_{dq} & L_q \\ L_d & L_{dq} & L_{\sigma 2} + L_{mq} & L_{dq} \\ L_{dq} & L_q & L_{dq} & L_{\sigma 2} + L_{mq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

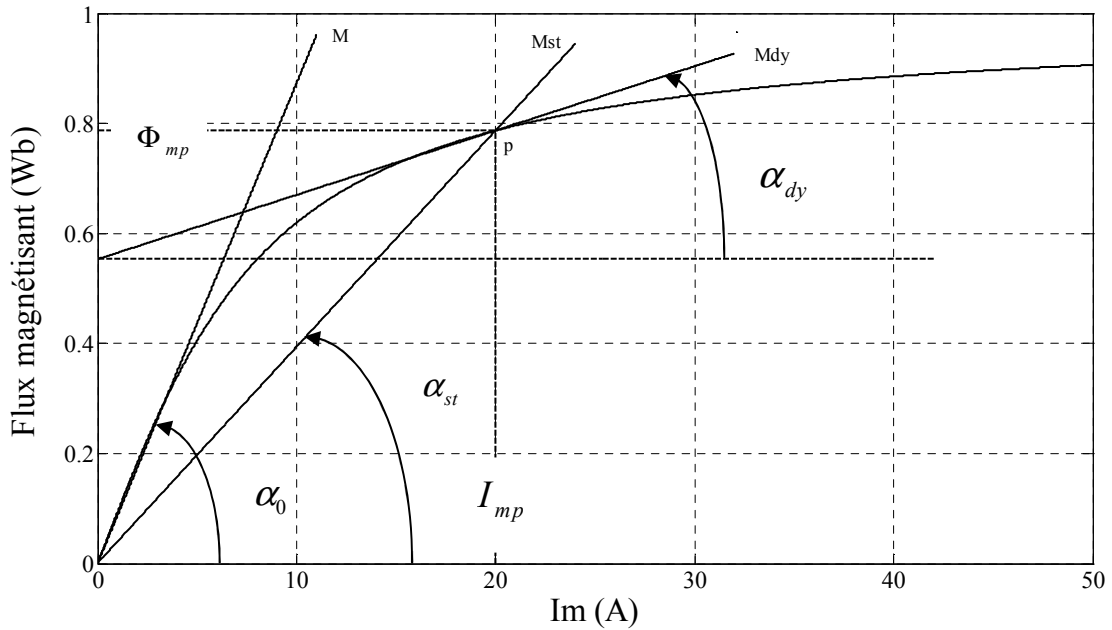
$$[R] = \begin{bmatrix} R_S & -\omega_S L_S & 0 & -\omega_S M_C \\ \omega_S L_S & R_S & \omega_S M_C & 0 \\ 0 & -\omega_R M_C & R_R & -\omega_R L_R \\ \omega_R M_C & 0 & \omega_R L_R & R_R \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Les mutuelles  $L_d, L_q$  et  $L_{dq}$  sont déterminées à partir de la caractéristique magnétique de la machine.

### II.2.2 Détermination des inductances saturables équivalentes :

Le relevé expérimental du flux magnétisant en fonction du courant magnétisant  $\Phi_m = f(I_m)$  effectué à l'aide d'un essai à vide ou au synchronisme (**Fig. II.3**), permet de calculées les inductances statique et dynamique.





**Fig. II.4** Caractéristique de magnétisation de la machine

A partir de la figure ci-dessus, trois valeurs de l'inductance de magnétisation peuvent être définies :

- 1) L'inductance de magnétisation non saturée  $M$  :

$$M = \tan(\alpha_0)$$

Elle correspond à la caractéristique de l'entrefer de la machine.

- 2) L'inductance de magnétisation statique  $M_{st}$ , Elle est définie pour chaque point de fonctionnement p :

$$M_{st} = \left. \frac{\Delta\Phi}{\Delta I_m} \right|_p = \frac{\Phi_{mp}}{I_{mp}} = \tan(\alpha_{st})$$

- 3) L'inductance de magnétisation dynamique  $M_{dy}$  :

$$M_{dy} = \left. \frac{d\Phi}{dI_m} \right|_p = \tan(\alpha_{dy})$$

C'est la tangente à la courbe de magnétisation au point de fonctionnement p.

Pour le régime linéaire, les inductances de magnétisation devient  $M_{st} = M = M_{dy}$ .

### II.2.3 Modèle mathématique de la courbe de magnétisation :

La courbe de magnétisation de la machine asynchrone issue de tests expérimentaux ou à l'aide de méthodes numériques de calculs de champs comme la méthode des éléments finis est représentée par un ensemble discret de points reflétant la relation entre le flux et le courant magnétisant.

Afin d'éviter les erreurs dues à la différentiation numérique lors du calcul de l'inductance dynamique, il est judicieux d'approcher la courbe de magnétisation par un modèle mathématique [09-10] [17]. Plusieurs modèles faisant appels à des fonctions polynomiales, des fonctions arc-tangentes, des fonctions tangente-hyperboliques et exponentielles sont proposés dans la littérature. Dans la suite de notre travail, nous représentons la courbe de magnétisation par une fonction arc-tangente [08].

$$\Phi_m = a_1 \arctan(a_2 I_m) \quad (\text{II.29})$$

On adopte l'approximation suivante [16]:

$$\Phi_m = 0.63 \arctan(0.15 I_m) \quad (\text{II.30})$$

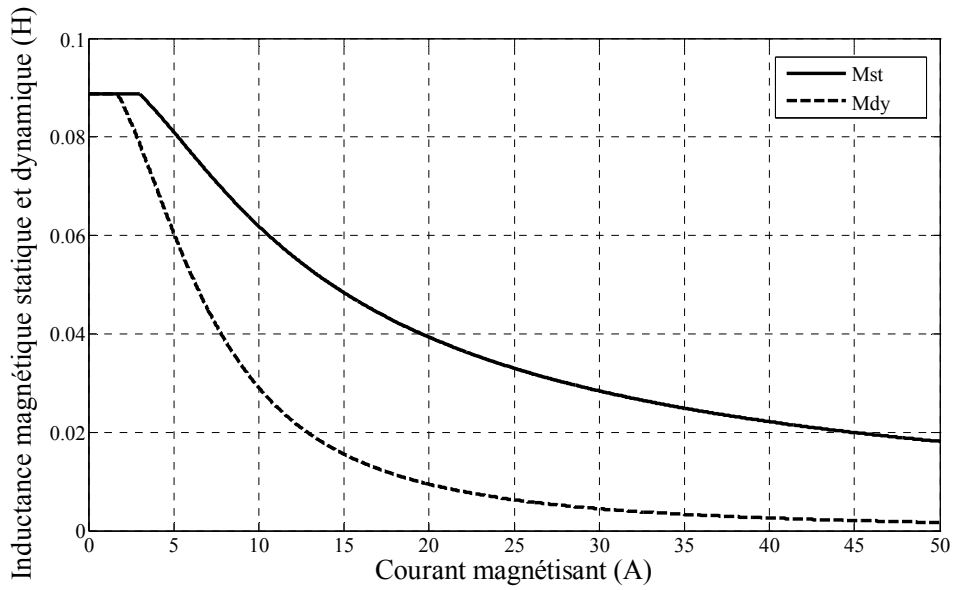
Les inductances statique et dynamique, s'expriment alors par :

$$M_{st} = \begin{cases} 0.09\text{H}, & \text{Si } I_m < 3\text{A} \\ \frac{0.63 \arctan(0.15 I_m)}{I_m} \text{H}, & \text{Sinon} \end{cases}$$

Et

$$M_{dy} = \frac{37.8}{9I_m^2 + 400} \quad (\text{II.32})$$

L'approximation mathématique des inductances de magnétisation statique et dynamique est donnée sur la figure ci-dessous.

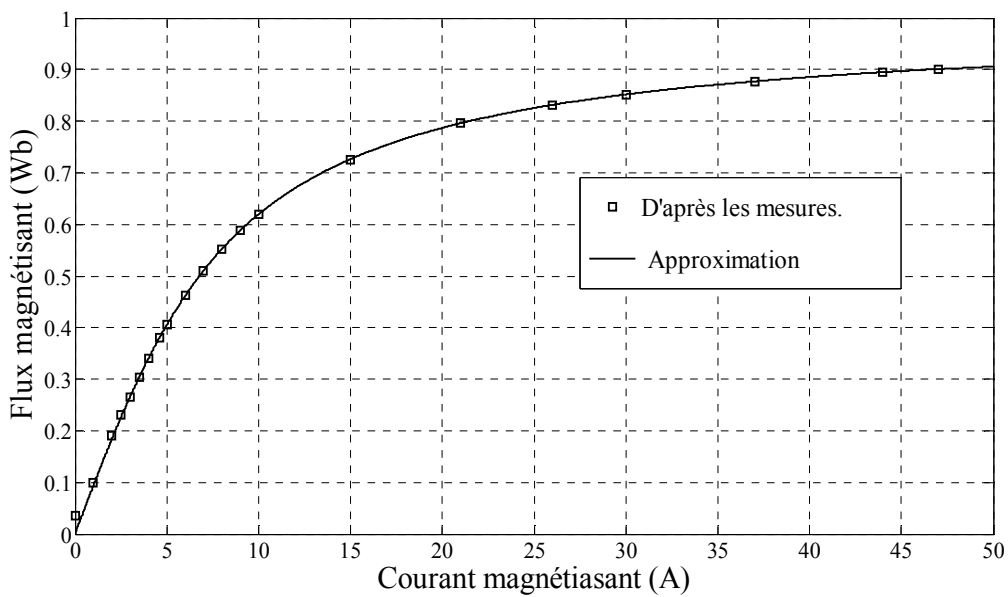


**Fig. II.5 Inductance magnétique statique et dynamique.**

Les résultats obtenus montrent que l'inductance magnétisant n'est plus constante mais elle varie avec le courant électrique.

L'inductance de magnétisation dynamique de la machine s'obtient par dérivation de l'inductance magnétisante statique. Elle est responsable de l'apparition de l'effet croisé de la saturation [15].

La figure ci-dessous représente le résultat de l'approximation de la caractéristique de magnétisation obtenue à partir d'une approximation mathématique (II.30).



**Fig. II.6 Approximation mathématique de la caractéristique de magnétisation.**

### II.3 Validation du modèle

Dans le but de tester les performances du modèle établi, en comparant les signaux de tension et de courant simulés et expérimentaux lors d'un autoamorçage à vide.

Les figures ci-dessous représentent la tension statorique d'amorçage obtenue expérimentalement (a) et par simulation (b), le rotor étant entraîné à 1500 tr/mn et excité par une capacité de valeur 198  $\mu\text{F}$ .

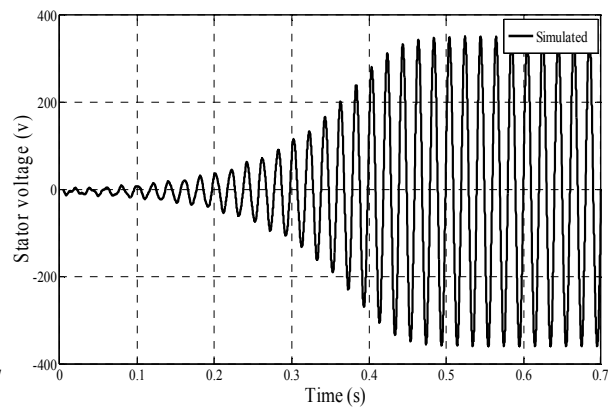
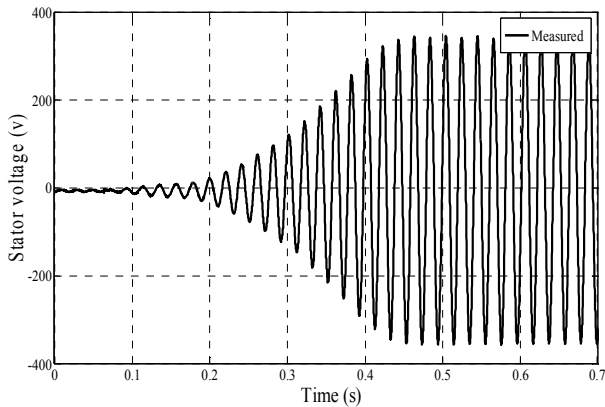


Fig. I.7 .a) Expérimental

Fig. II.7 .b) Simulation

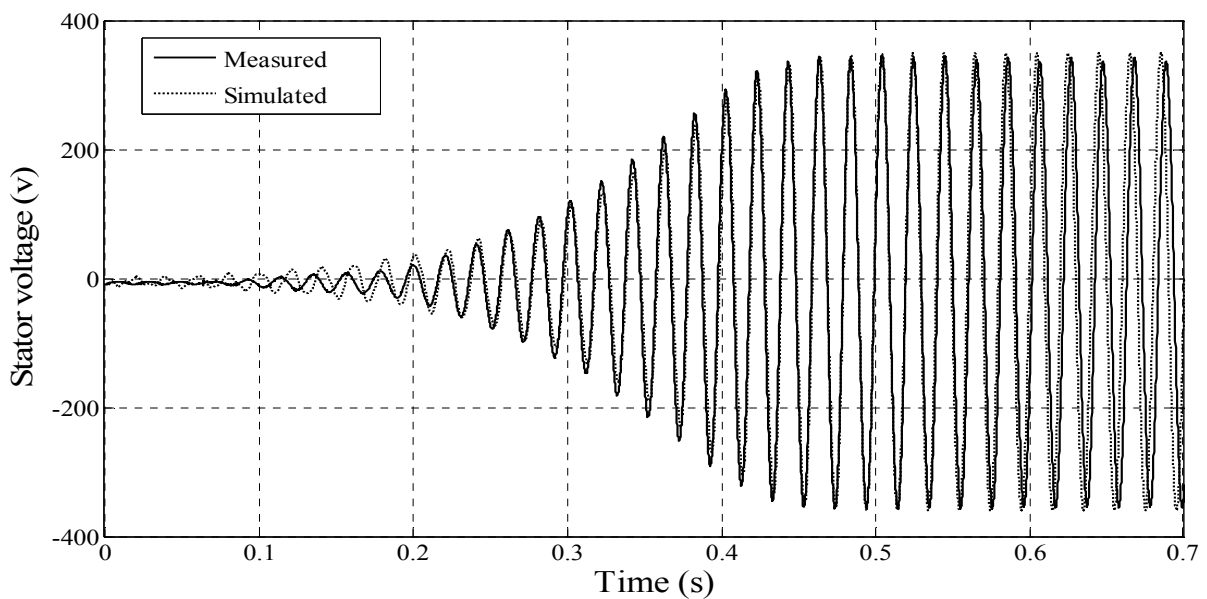
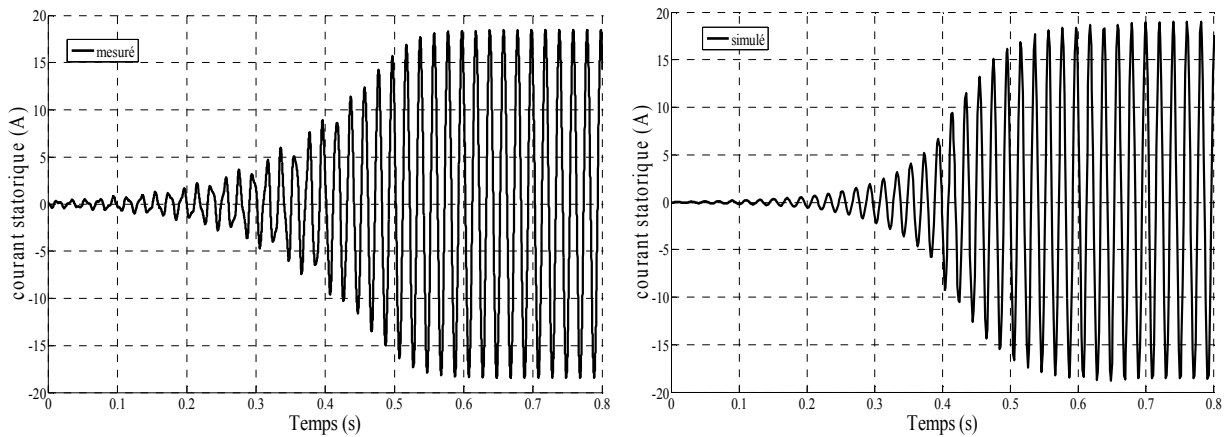


Fig. II.7.c) Superposition de la tension statorique simulée et expérimentale.

Le courant statorique d'amorçage est représenté sur les figures (Fig. II.9.a, Fig. II.9.b, Fig. II.9.c)



a) Expérimental.

b) Simulation.

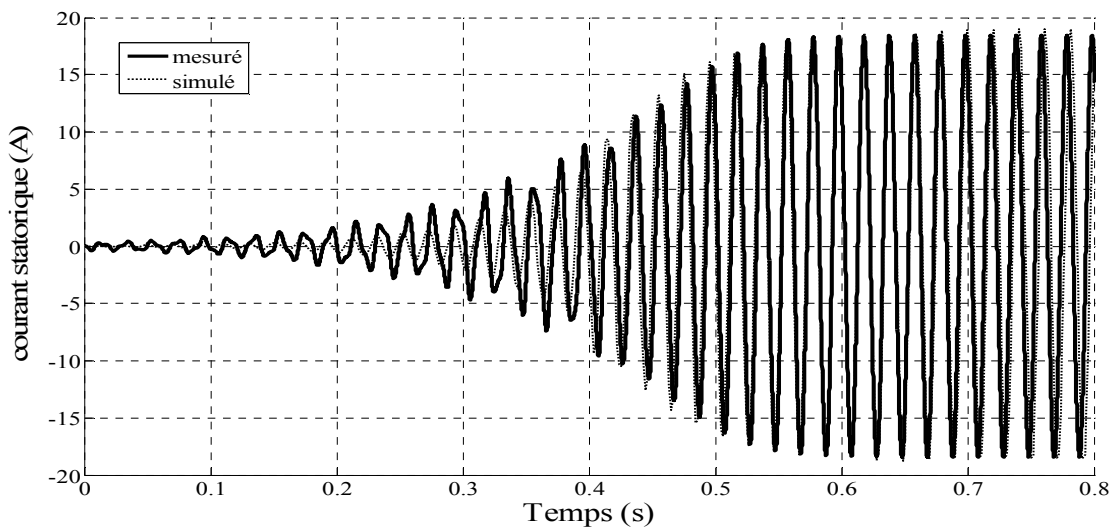


Fig. II.8.c) Superposition du courant statorique simulé et expérimental.

Les résultats de l'autoamorçage à vide ( $\omega_R=1500\text{tr/min}$  et  $C=198\mu\text{F}$ ) (figures II.8 à II.9) montrent aussi une bonne cohérence entre la simulation et l'expérience. Cette concordance des résultats expérimentaux avec ceux de la simulation, confirme la validité du modèle saturé utilisé.

#### II.4.Conclusion

Cette deuxième partie du travail a été consacrée à la modélisation statique et dynamique en régime saturé de la génératrice asynchrone auto-excitée. Un intérêt particulier a été donné au phénomène de saturation magnétique.

L'établissement des équations du modèle saturé nous a permis de mettre en évidence le phénomène de l'effet croisé de la saturation et qui est étroitement lié au phénomène de la saturation [15].

L'apparition explicite de l'inter-saturation dans les équations du modèle des courants est due à l'opération de dérivation de l'inductance de magnétisation.

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

## **Chapitre III**

### **Fonctionnement Autonome de la Génératrice Asynchrone**

## Introduction

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

Ce chapitre présente l'étude d'un dispositif autonome de production d'énergie électrique qui est la machine asynchrone auto-excitée par un banc de capacités.

Dans un premier lieu on détermine les conditions qui permettent à la génératrice de s'amorcer à vide et de garder son amorçage en charge.

Dans le but d'analyser les performances de la génératrice, un modèle globale de l'association machine asynchrone + capacités d'auto-excitation + charge est établi. Des simulations sont alors effectuées dans différentes configurations de charges et de déséquilibres.

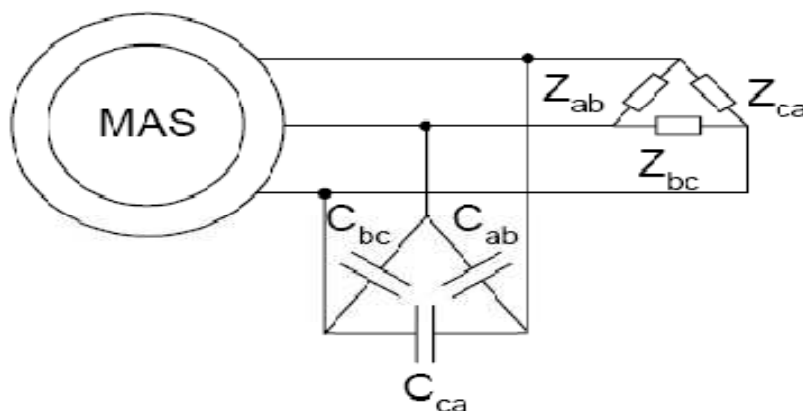
### III.1 Auto-amorçage de la génératrice asynchrone

Avant l'analyse des performances de fonctionnement de la génératrice asynchrone, on détermine tout d'abord les conditions qui permettent à la génératrice de s'amorcer.

#### III .1.1 Modélisation de la MAS en régime permanent.

Une machine asynchrone peut fonctionner en mode isolé du réseau (autonome) si [19][20]:

- ✓ Il y a présence d'un rémanent dans le fer du rotor.
- ✓ Un système qui peut fournir la puissance réactive nécessaire à la magnétisation de la génératrice asynchrone. Qui peut être une batterie de condensateurs correctement dimensionnés pour réaliser les conditions de l'autoamorçage et enfin les entretenir, ou le réseau lui-même en mode raccordé.



**Fig. III 1.** Génératrice asynchrone auto-excitée.



### III.1.1.1 Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent :

La détermination des conditions d'amorçage passe par la modélisation en permanent de la génératrice asynchrone. Considérons le schéma suivant de la MAS (Fig.III.1)

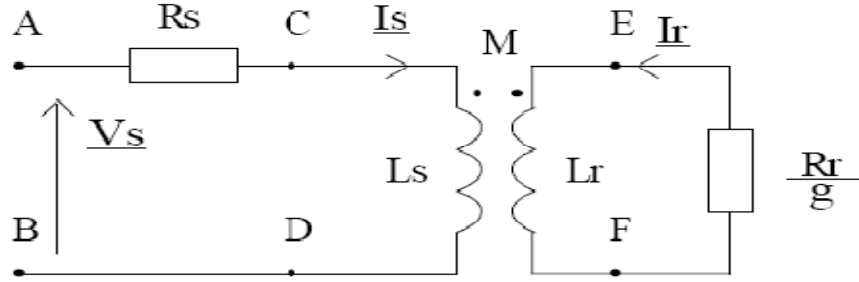


Fig. III.1. Schéma équivalent de la MAS avec circuits couplés

$$\begin{cases} \bar{v}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \\ \bar{\Phi}_s = L_{cs} \bar{I}_s + M_C \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_{cr} \bar{I}_r + M_C \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

$$\bar{\Phi}_r = M_C (\bar{I}_s + m \bar{I}_r) = M_C \bar{I}_\mu$$

$m = \frac{L_{cr}}{M_C}$  : Rapport de transformateur à stator ouvert

$m \bar{I}_r$  : Courant rotorique ramené

On peut tirer  $\bar{I}_r = \frac{\bar{\Phi}_r}{L_{cr}} - \frac{M_C}{L_{cr}} \bar{I}_s$

$$\text{d'où} \quad \bar{\Phi}_s = \sigma L_{cs} \bar{I}_s + \frac{M_C}{L_{cr}} \bar{\Phi}_r \quad (\text{III-2})$$

En remplaçant (III-3) dans (III-1), on trouve:

$$\bar{v}_s = R_s \bar{I}_s + \sigma L_{cs} \frac{d\bar{I}_s}{dt} + \frac{M_C}{L_{cr}} \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = (R_s + j\sigma L_{cs} \omega_s) \bar{I}_s + j\omega_s \frac{M_C^2}{L_{cr}} \bar{I}_\mu \quad (\text{III-4})$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = -\frac{R'_r}{g} \frac{L_{cr}}{M_C} \bar{I}'_r + j\omega_s M_C \bar{I}_\mu$$

$$\frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r = j\omega_s (1 - \sigma) L_{cs} \bar{I}_\mu \quad (\text{III-5})$$

Finalement:

$$\begin{cases} \bar{v}_s = (R_s + j\sigma L_{cs} \omega_s) \bar{I}_s + j\omega_s \frac{M_C^2}{L_{cr}} \bar{I}_\mu \\ \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r = j\omega_s (1 - \sigma) L_{cs} \bar{I}_\mu \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

Dans le régime permanent  $\frac{d}{dt} = j\omega_s$

Posons:

$$\omega_g = g\omega_s \quad : \text{vitesse de glissement} \quad (\text{III-7})$$

$$\sigma = 1 - \frac{M_C^2}{L_{cr}L_{CS}} : \text{Coefficient de dispersion} \tag{III-8}$$

$$R_r = R_r \left(\frac{M_C}{L_{cr}}\right)^2 : \text{Résistance du rotor ramenée au stator}$$

**III.1.1.2 Schéma ramené au stator avec inductance de fuites localisées au stator**

D'après le système (III-6) La machine asynchrone à cage peut être modélisée par un schéma équivalent simplifié par phase ramené à un enroulement statorique, avec une inductance de fuites localisées au stator [21] (Fig. III.2).

$$\begin{cases} \bar{v}_s = (R_s + j\sigma L_{CS}\omega_s)\bar{i}_s + j\omega_s \frac{M_C^2}{L_{cr}} \bar{i}_\mu \\ \frac{R_r}{g} \bar{i}_r = j\omega_s(1 - \sigma)L_{CS}\bar{i}_\mu \end{cases} \tag{III-9}$$

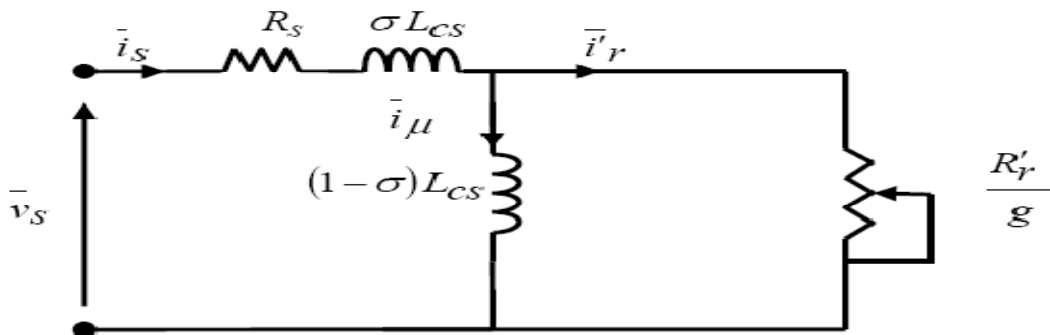


Fig. III.2. Schéma équivalent ramené au stator avec les fuites magnétiques totalisées au stator.

**III .1.2 Étude analytique de l'auto-amorçage de la génératrice asynchrone:**

Le phénomène d'autoamorçage de l'auto-excitation correspond au passage d'un état d'équilibre instable (début de l'amorçage) à un état d'équilibre stable (point de fonctionnement final) [27] défini par des conditions qui diffèrent selon le fonctionnement de la génératrice à vide ou en charge.

Une génératrice Asynchrone en fonctionnement autonome peut Alimenter une charge purement résistive ou une charge R,L. en premier lieu elle démarre à vide (Fig. III.3)

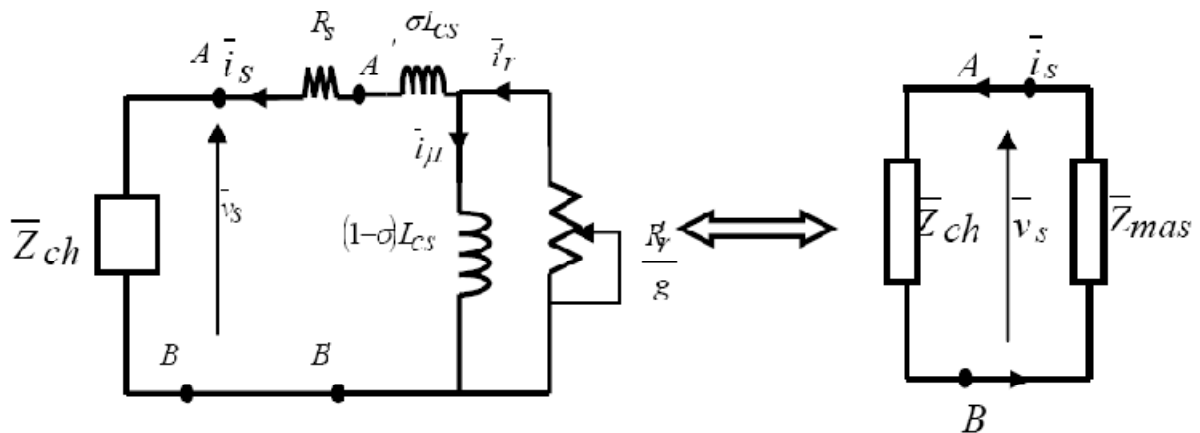


Fig. III.3. Schéma équivalent pour l'auto-amorçage à vide.

Il convient d'écrire, d'après la loi des mailles (Kirchhoff), que:

$$(\bar{Z}_{mas} + \bar{Z}_{ch})\bar{i}_s = 0 \tag{III-10}$$

Donc: 
$$\bar{Z}_{mas} + \bar{Z}_{ch} = 0 \quad (\text{III-11})$$

Ou bien en termes de puissance:

$$(\bar{Z}_{mas} + \bar{Z}_{ch})\bar{i}_s \bar{i}_s^* = 0 \quad (\text{III-12})$$

$$\bar{Z}_{ch} \bar{i}_s^2 = -\bar{Z}_{mas} \bar{i}_s^2 \quad (\text{III-13})$$

$$\bar{S}_{ch} = -\bar{S}_{mas} \quad (\text{III-14})$$

D'où:

$$P_{ch} = -P_{mas} \quad (\text{III-15})$$

$$Q_{ch} = -Q_{mas} \quad (\text{III-16})$$

Le signe (-) dans les équations (III-14), (III-15) et (III-16) résume l'aspect d'échange d'énergie entre machine et charge [22].

### Calcul de $Z_{mas}$

$Z_{mas}$ : impédance d'entrée de la machine vue par une phase et le neutre

On a:

$$\bar{Z}_{mas} = R_s + \bar{Z}'_{mas} \quad (\text{III-17})$$

· Où  $\bar{Z}'_{mas}$  est l'impédance du dipôle  $A'B'$  ( $R_s$  est considérée du côté charge) :

$$\bar{Z}'_{mas} = j\sigma L_{cs}\omega_s + \frac{j(1-\sigma)L_{cs}\omega_s \frac{R'r}{g}}{j(1-\sigma)L_{cs}\omega_s + \frac{R'r}{g}} \quad (\text{III-18})$$

L'impédance d'entrée est normalisée comme suit:

$$\forall \omega_s, \bar{Z}''_{mas} = \frac{\bar{Z}'_{mas}}{L_{cs}\omega_s} = \frac{-\sigma(1-\sigma)L_{cs}\omega_g + jR'r}{j(1-\sigma)L_{cs}\omega_g + R'r} \quad (\text{III-19})$$

$\bar{Z}''_{mas}$  est appelée impédance réduite formulée comme:

$$\bar{Z}''_{mas} = \alpha_{mas} + j\beta_{mas} \quad (\text{III-20})$$

que l'on peut formuler similairement comme suit:

$$\alpha_{mas} = \frac{(1-\sigma)}{\frac{\omega_{gmax}}{\omega_g} + \frac{\omega_g}{\omega_{gmax}}} \quad (\text{III-21})$$

$$\beta_{mas} = \frac{\frac{\omega_{gmax}}{\omega_g} + \sigma \frac{\omega_g}{\omega_{gmax}}}{\frac{\omega_{rmax}}{\omega_g} + \frac{\omega_r}{\omega_{gmax}}} \quad (\text{III-22})$$

$$\omega_{gmax} = \frac{R'r}{(1-\sigma)L_{cs}} \quad (\text{III-23})$$

III.1.2.1 Amorçage à vide

L'égalité des puissances, ou échange des puissances dans le dipôle AB dans le cas où la machine est connectée seulement à une capacité pure (capacité d'excitation) d'impédance  $Z_{ch} = \frac{1}{jC\omega}$  permet d'écrire [23]:

$$\alpha_{mas} = \frac{R_s}{L_{cs}\omega_s} = -r_s \tag{III-24}$$

$$\beta_{mas} = \frac{1}{L_{cs}C\omega_s^2} = Z_c \tag{III-25}$$

La figure (III.4) présente la zone où l'amorçage de la génératrice est possible.

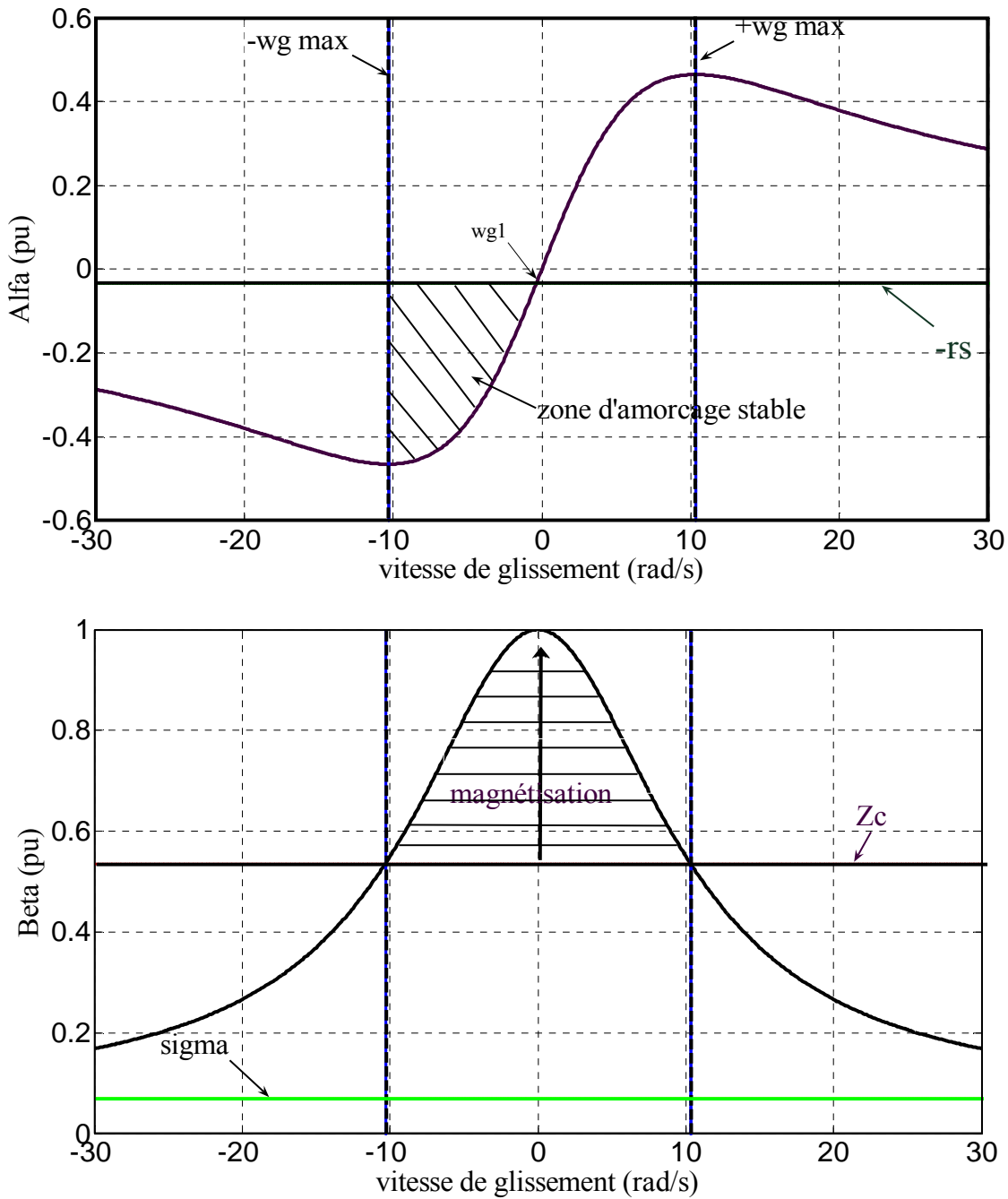


Fig.III.4. Détermination de la zone d'amorçage de la GAS

**Interprétation des courbes:**

Les pulsations  $\omega_{g1}$  et  $\omega_{g2}$  définissent le point d'intersection de la droite de charge ( $-r_s$ ) avec la caractéristique de l'impédance réduite réelle  $\alpha_{mas}$ . Le domaine dans lequel l'amorçage aura lieu est déterminé par:  $\omega_{g1} < \omega_g < \omega_{gmax}$

- ✓ Le premier point d'intersection correspond à une vitesse  $\omega_{g1}$  donc un glissement  $g_1$  qui se calcule par l'expression (III-26)

$$\omega_g \ll \omega_{gmax} \Rightarrow g_1 = -\frac{R'_r R_s}{L_{cs}^2 (1-\sigma)^2 \omega_s^2} \quad (III-26)$$

Une application numérique donne  $g_1 = -5.6334e-004$  donc  $g_1 \sim 0$  c.à.d. la vitesse de rotation de la machine est autour de synchronisme.

$\omega_g \rightarrow 0 \Rightarrow R_s \rightarrow 0 \Rightarrow -r_s \rightarrow 0$  L'intersection sera au synchronisme pur, c'est à partir de ce point que la machine puisse s'amorcer.

- ✓ Le deuxième point d'intersection de la caractéristique avec la droite  $-r_s$  correspond à un glissement  $g_2$  qui se calcule par:

$$\omega_g \gg \omega_{gmax} \Rightarrow g_2 = -\frac{R'_r}{R_s} \quad (III-27)$$

L'application numérique donne  $g_2 \sim -1$ .

La machine doit tourner pratiquement au double de sa vitesse de synchronisme pour générer la fréquence nominale, ce qui est pratiquement non possible [27].

$\omega_g \rightarrow \infty$  (charge  $\infty$ )  $\Rightarrow R_s \rightarrow 0 \Rightarrow g_2 \rightarrow \infty$  Correspond à un fonctionnement instable.

Connaissant les glissements limites, on en déduit les valeurs extrêmes de la capacité C.

La figure III.4 montre que:

- ✓ **Pour  $\omega_g \ll \omega_{gmax}$**  le fonctionnement stable de la génératrice lorsque la phase de magnétisation est limitée entre la droite de magnétisation ( $Z_C$ ) et la zone d'excitation maximale ou l'impédance réduite  $\beta_{mas}$  égale un 1 c.à.d.  $\frac{1}{L_{cs} C \omega_s^2} = 1$  c.à.d.  $L_{cs}$  et C en en résonance parfaite.

- ✓ **Pour  $\omega_g \gg \omega_{gmax}$**  le fonctionnement instable de la génératrice lorsque la phase de démagnétisation est limitée entre la droite de magnétisation et la zone des fuites ou l'impédance réduite maximale  $\beta_{mas} = \sigma \Rightarrow \frac{1}{\sigma L_{cs} C \omega_s^2} = 1$  c.à.d.  $\sigma L_{cs}$  et C en résonance parfaite; donc toute la puissance réactive du condensateur est dissipée dans les inductances de fuite [22].

III .1.2.2 Amorçage en charge.

III .1.2.2.1 cas d'une charge résistive

Dés que la génératrice atteint la vitesse de synchronisme et qu'elle peut produire de l'énergie elle est alors connectée à une charge. Le schéma équivalent pour l'auto-amorçage en charge purement résistive  $R$  est représenté par la figure .III.4.

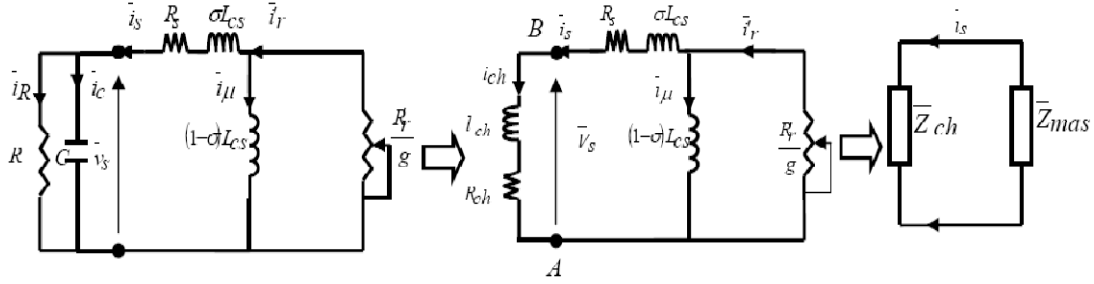


Fig.III.4. Schéma équivalent pour l'auto-amorçage en charge résistive

Dans cette représentation, les éléments  $\bar{Z}_{ch}$  et  $\bar{Z}_{mas}$  peuvent être exprimés en fonction des éléments du schéma équivalent classique :

$$\bar{Z}_{mas} = R_s + j\sigma L_{cs}\omega_s + \frac{j(1-\sigma)L_{cs}\omega_s \frac{R'_r}{g}}{j(1-\sigma)L_{cs}\omega_s + \frac{R'_r}{g}}$$

$$\bar{Z}_{ch} = R_{ch} + jX_{ch} \tag{III-28}$$

Considérons  $X_{ch} = l_{ch}\omega_s$

$$\bar{Z}_{ch} = R_{ch} + jl_{ch}\omega_s \tag{III-29}$$

$$\bar{Z}_{ch} = \frac{R}{1+(RC\omega_s)^2} - j \frac{R^2C\omega_s}{1+(RC\omega_s)^2} \tag{III-30}$$

Pour  $l_{ch} > 0$   $\bar{Z}_{ch}$  est inductive

Pour  $l_{ch} < 0$   $\bar{Z}_{ch}$  est capacitive

$$\begin{cases} \bar{Z}_{mas} = -\bar{Z}_{ch} \\ \bar{Z}_{mas} = R_s + \alpha_{mas}L_{cs}\omega_s + j\beta_{mas}L_{cs}\omega_s = -R_{ch} - jl_{ch}\omega_s \end{cases} \tag{III-31}$$

31)

D'où

$$\alpha_{mas} = -\left(\frac{R}{1+(RC\omega_s)^2} + R_s\right) \frac{1}{L_{cs}\omega_s} \tag{III-32}$$

$$\beta_{mas} = \frac{R^2C}{(1+(RC\omega_s)^2)L_s} = \frac{L_{ch}}{L_s} \tag{III-33}$$

La génératrice asynchrone maintient son amorçage lors de la variation de la charge résistive connectée à ses bornes, si seulement si:

$$-\frac{1-\sigma}{2} < -\left(\frac{R}{1+(RC\omega_s)^2} + R_s\right) \frac{1}{L_{CS}\omega_s} < -r_s \tag{III-34}$$

$$\frac{1+\sigma}{2} < \frac{R^2 C}{(1+(RC\omega_s)^2)L_{CS}} \leq 1 \tag{III-35}$$

Selon la résistance de charge, la génératrice peut maintenir son amorçage ou elle désamorçe.

On distingue deux possibilités illustrées sur les figures ( Fig. III.5 et Fig.III.6.) :

- 1) La machine maintient son amorçage
- 2) La machine perd son amorçage.

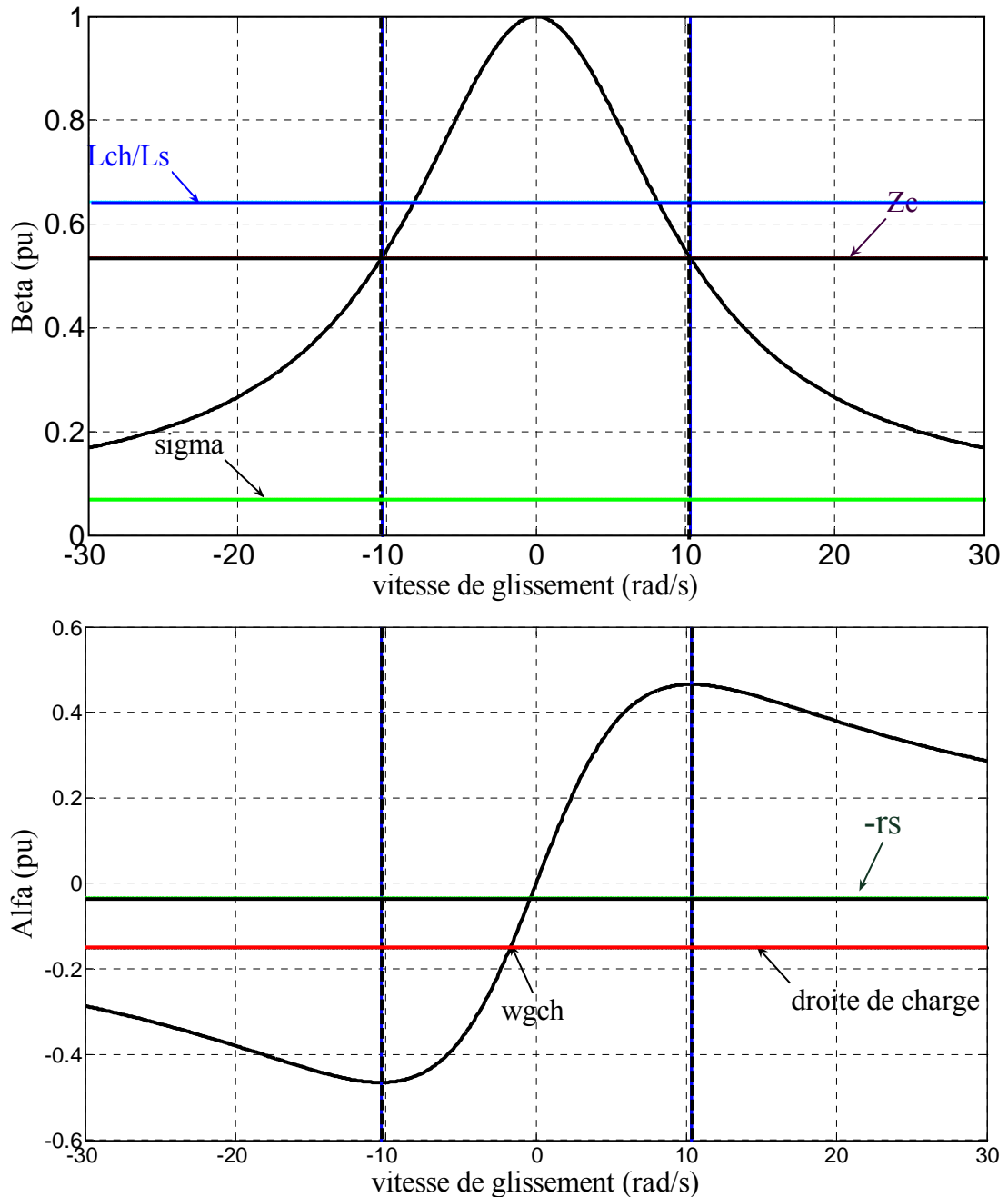


Fig.III.5 : La génératrice dans le cas amorcé

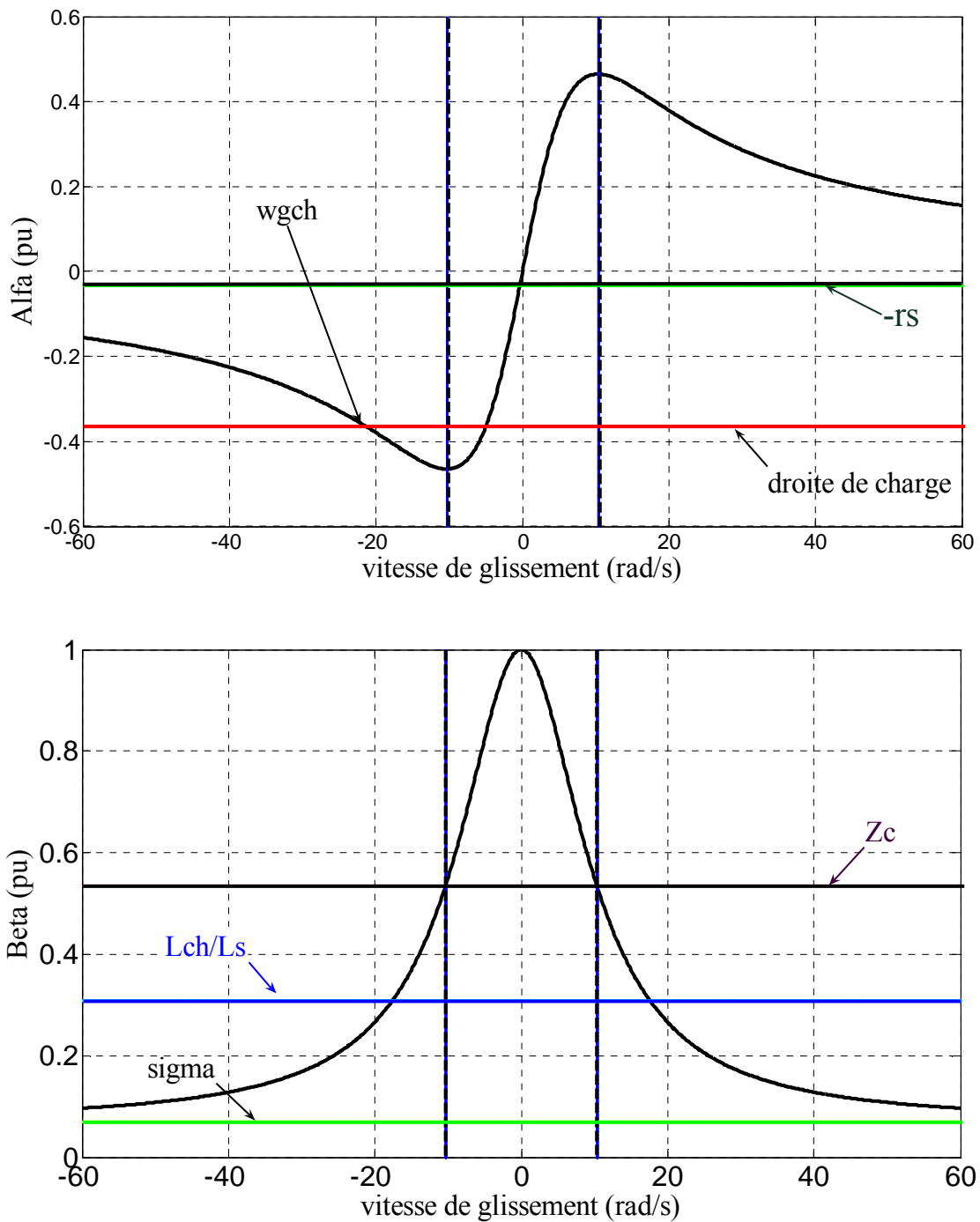


Fig. III.6.:la génératrice dans le cas désamorcée.

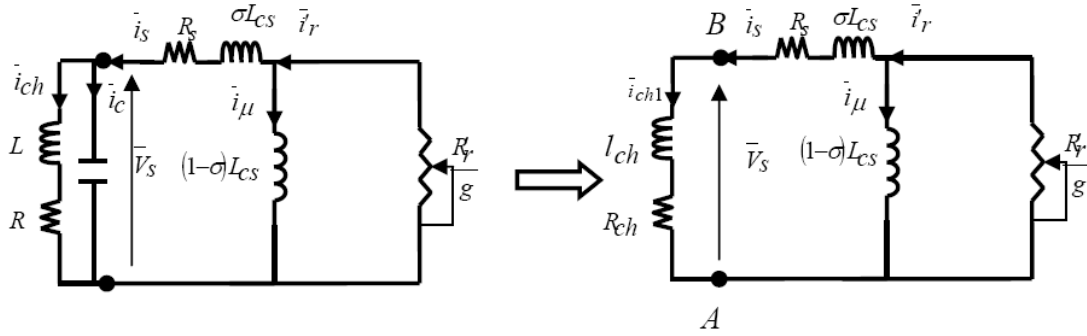
- ✓ Pour une résistance de charge  $R > 15 \Omega$ , le glissement imposé par la charge ne dépasse pas le glissement max (limite de stabilité) et la droite de charge  $\frac{L_{ch}}{L_s}$  est située dans la zone de magnétisation d'où la génératrice reste amorcée Fig.III.5.
- ✓ Pour une résistance de charge  $R < 15 \Omega$ , le glissement imposé par la charge dépasse la limite de stabilité et la droite de charge  $\frac{L_{ch}}{L_s}$  se situe dans la zone des fuites ce qui convient de charger la GAS



de façon à ce que la droite définie par  $\frac{L_{ch}}{L_s}$  est située dans la zone d'amorçage stable limitée par la droite d'excitation maximale et par la droite de magnétisation.

**III .1.2.2.2 cas d'une charge mixte R-L:**

La charge R-L et la capacité C, sont placée en parallèle sur les terminaux du stator Fig.III.8.



**Fig.III.8** Schéma équivalent pour l'auto-amorçage en charge inductive.

L'impédance de la charge est alors:

$$\bar{Z}_{ch} = R_{ch} + jX_{ch} = \frac{X_C^2 R}{R^2 + (X_C - X_L)^2} + j \left( -\frac{\frac{1}{X_C}(R^2 + X_L(X_C - X_L))}{R^2 + (X_C - X_L)^2} \right) \quad (III-38)$$

$$X_L = L\omega_s \text{ et } X_C = \frac{1}{C\omega_s}$$

L'étude analytique de l'amorçage de la génératrice asynchrone en cas d'une charge inductive faite de la même manière que dans la section (III .1.2.2.1) Et à partir de l'expression (III-38), on obtient:

$$\alpha_{mas} = Z''_r = -\left( \frac{X_C^2 R}{R^2 + (X_C - X_L)^2} + R_s \right) \frac{1}{L_{cs}\omega_s} \quad (III-39)$$

$$\beta_{mas} = Z''_{ima} = \frac{l_{ch}}{L_s} = \frac{X_C(R^2 + X_L(X_C - X_L))}{L_{cs}\omega_s(R^2 + (X_C - X_L)^2)} \quad (III-40)$$

L'auto amorçage de la génératrice est liée aux conditions suivantes:

$$-\frac{1-\sigma}{2} < \left( \frac{X_C^2 R}{R^2 + (X_C - X_L)^2} + R_s \right) \frac{1}{L_s\omega_s} < -r_s \quad (III-41)$$

$$\frac{1+\sigma}{2} < \frac{X_C(R^2 + X_L(X_C - X_L))}{L_s\omega_s(R^2 + (X_C - X_L)^2)} \leq 1 \quad (III-42)$$

De ce fait, l'énergie réactive fournie par le condensateur doit être supérieure à l'énergie demandée par la charge et la génératrice. On peut conclure que de la génératrice reste amorcée. Si le glissement imposé par la charge reste toujours dans la zone d'amorçage stable.

### III.2 Analyse des performances en régime équilibré.

Dans la suite de ce travail on va analyser l'influence de l'insertion des charges de différents types sur le comportement de la génératrice.

#### III.2.1 fonctionnement à vide de la génératrice asynchrone.

Avant que la génératrice Asynchrone alimente les charges connectées à ses bornes, elle doit arriver à son régime permanent, donc on préfère la démarrée à vide jusqu'au point de fonctionnement nominal; ceci est le fonctionnement à vide de la génératrice.

##### III.2.1.1 Tension d'amorçage de la génératrice.

Les figures (Fig.III.9.a, Fig.III.9.b et Fig. III.9.c) représentent l'évolution de la tension statorique après l'auto-amorçage à vide sur une batterie de condensateurs de  $198\mu\text{F}$ , le rotor étant entraîné à 1500 tr/min.

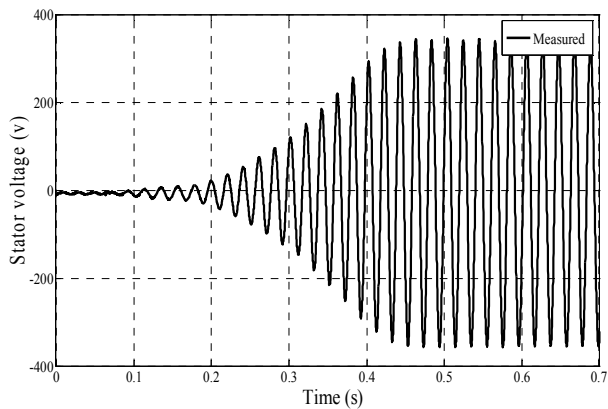


Fig.III.9 .a : résultat expérimental

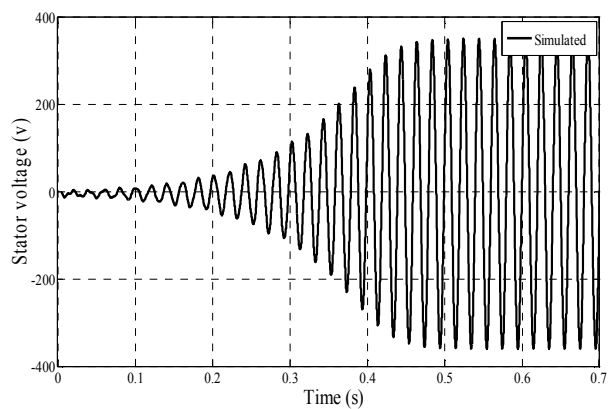


Fig.III.9 .b : résultat simulé

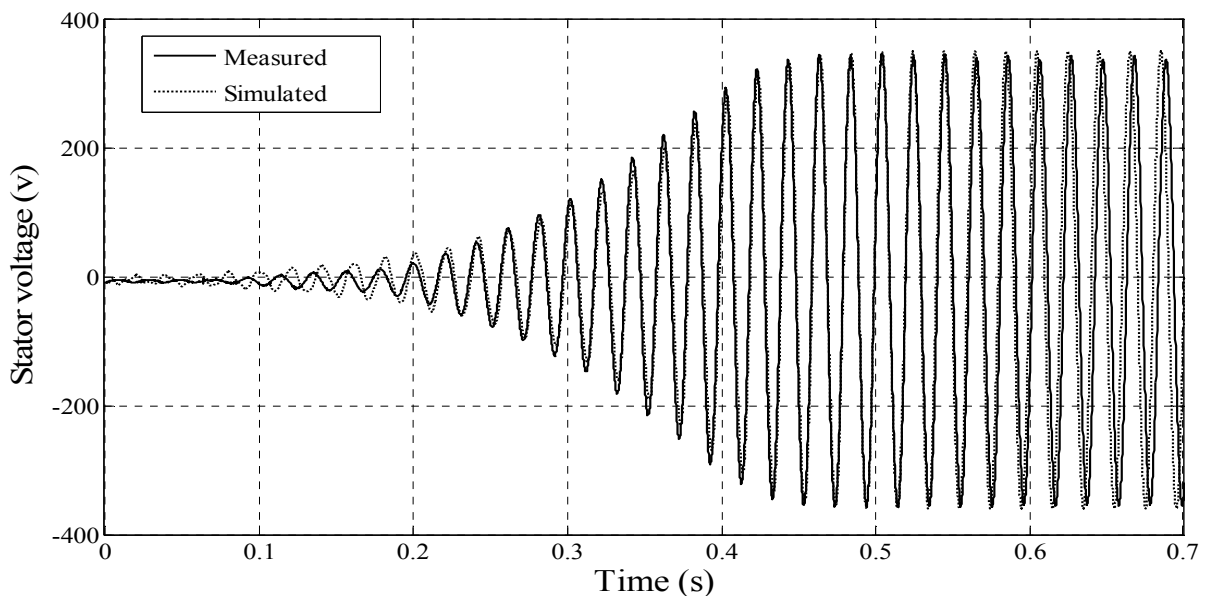
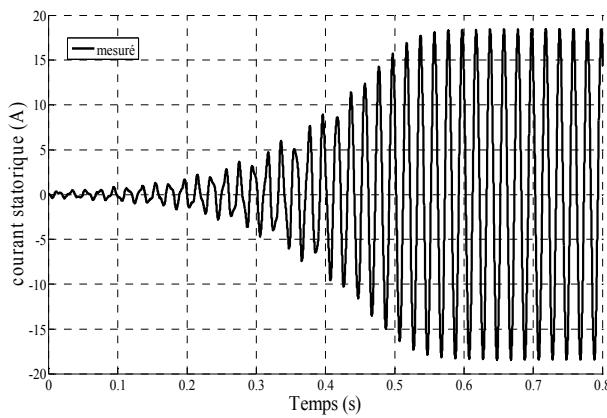


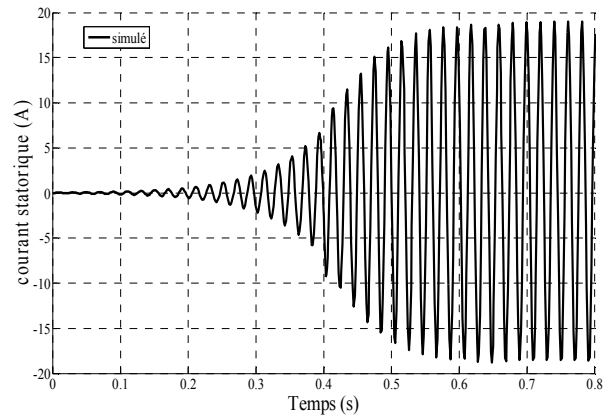
Fig.III.9 .c : superposition de la tension statorique simulée et obtenue expérimentalement.

**III.2.1.2 Courant d'amorçage statorique.**

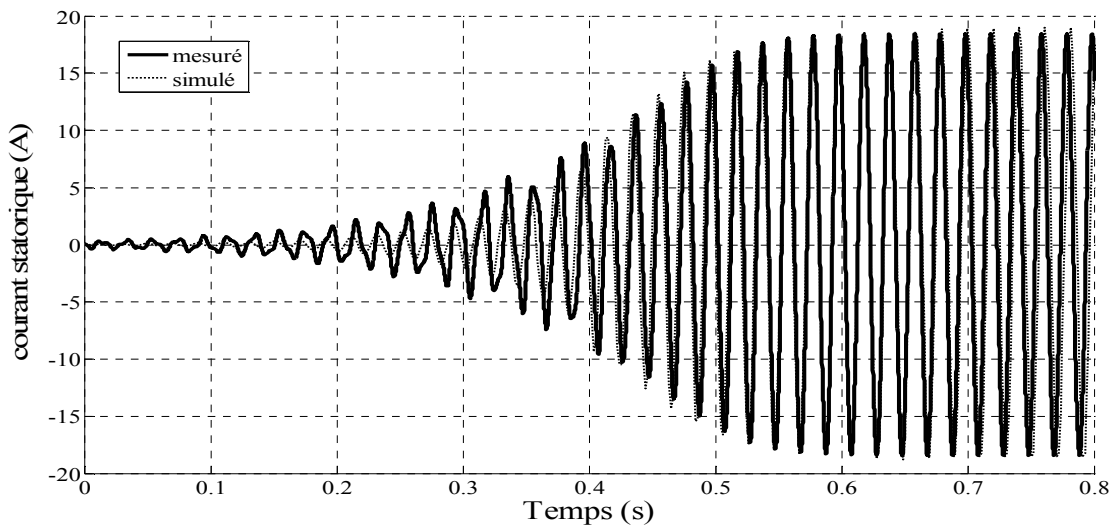
Les figures III.10.a, III.10.b et III.10.c représentent l'évolution du courant statorique après l'auto-amorçage à vide sur une batterie de condensateurs de 198 $\mu$ F, le rotor étant entraîné à 1500 tr/min.



**Fig.III.10 .a** Résultat expérimental



**Fig.III.10 .b** Résultat simulé



**Fig.III.10 .c :** *superposition du courant statorique simulée et obtenu expérimentalement*

**III.2.1.3 Courant d'amorçage rotorique.**

Les figures III.11.a et III.11.b représentent l'évolution du courant rotorique lorsque la génératrice est amorcée.

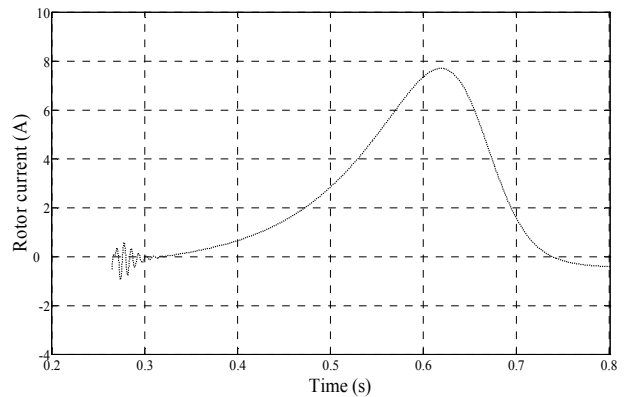
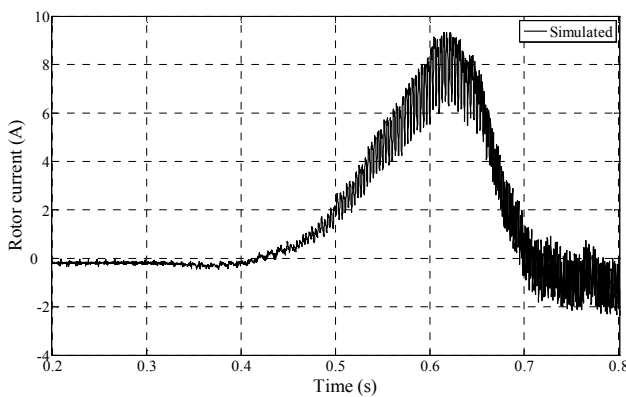


Fig.III.11.a résultat expérimental

Fig.III.11 .b : résultat simulé

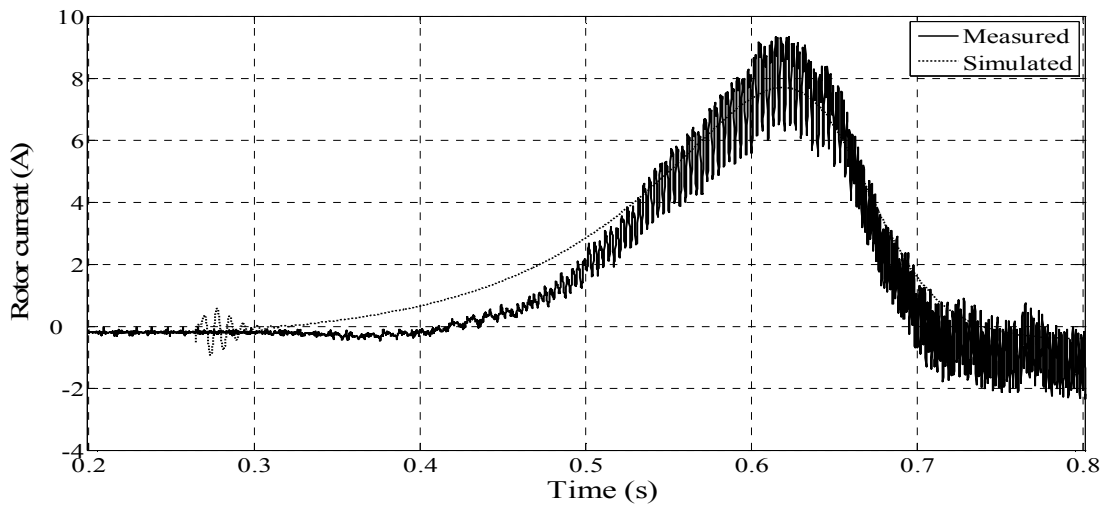


Fig.III.11 .c : superposition du courant rotorique simulée et obtenu expérimentalement

Après un transitoire qui dure 0.55 sec, les grandeurs tension statorique, courant statorique et courant rotorique arrivent au régime permanent (un petit écart avec la simulation). Cet écart est justifié par le fait qu'on a négligé l'effet de la température sur les paramètres de la machine surtout la résistance statorique et rotorique (paragraphe III.3.3 et III.3.4).

**III.2.2 Fonctionnement en charge de la génératrice asynchrone.**

Lorsque la génératrice asynchrone atteint son régime permanent, on place à ses bornes la charge triphasée Fig.III.12

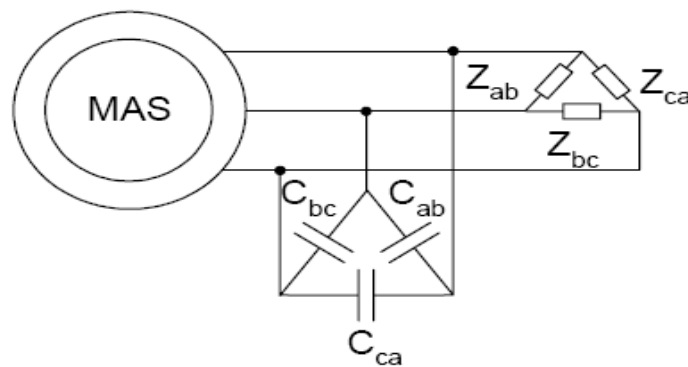


Fig.III.12 Insertion d'une charge aux bornes de la génératrice.

**III.2.2.1 Cas d'une charge résistive:**

Le stator de la génératrice est couplé en triangle. En ajoutant au modèle de la génératrice auto-excité les équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{i}_C = \bar{i}_s - \bar{i}_{Ch} \\ \frac{d\bar{V}_s}{dt} = \frac{1}{C} \bar{i}_C \\ \bar{i}_{Ch} = \frac{\bar{V}_s}{R} \end{cases} \quad (III.43)$$

$\bar{i}_{Ch}$  : Le courant de charge.

Les figures Fig.III.13 et Fig.III.14 représentent les résultats de simulation pour une charge de résistance  $R= 80 \Omega$ .

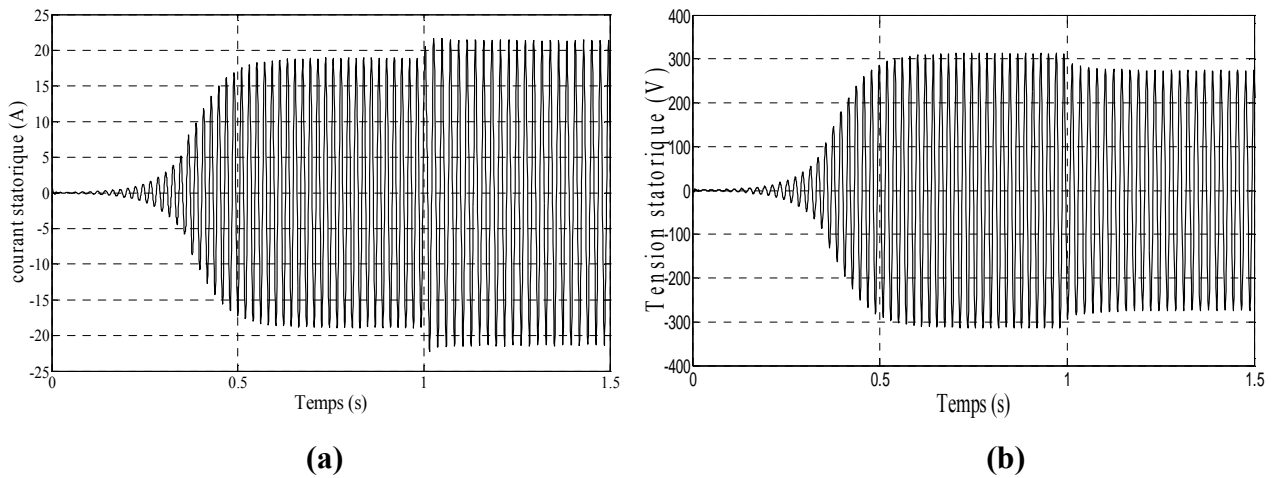


Fig.III.13 : courant(a) et tension(b) statorique lors la connexion d'une charge résistive.

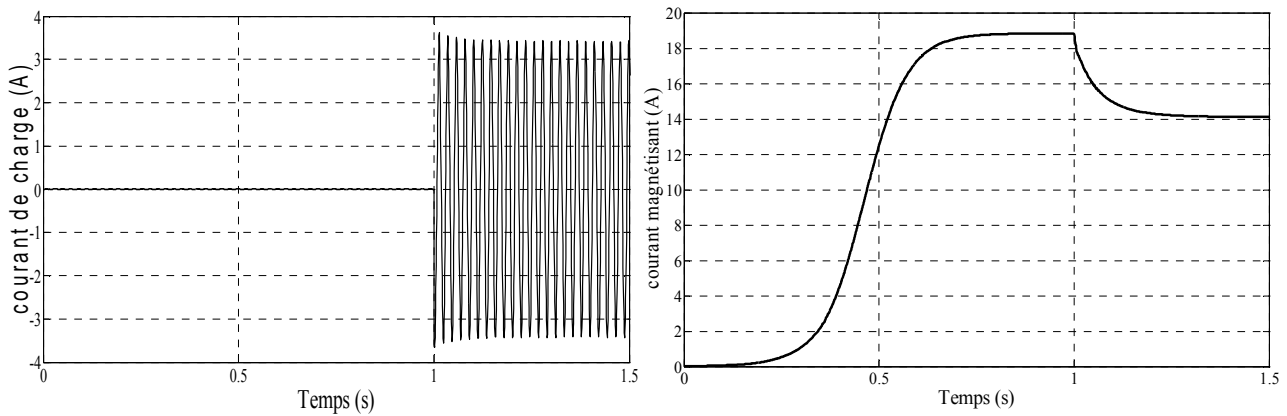
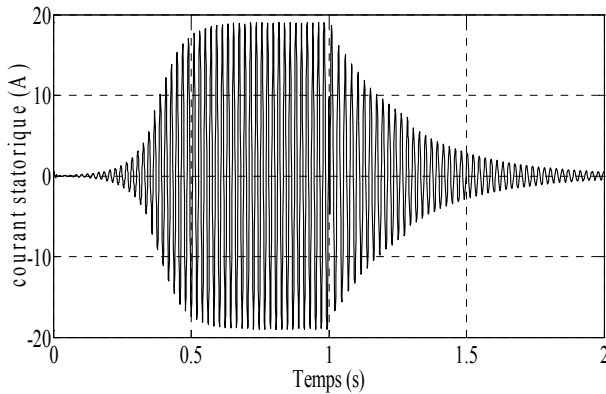


Fig.III.14 : Courant de charge  $i_{Ch}$  (a) et courant magnétisant (b) lors la connexion d'une charge résistive.

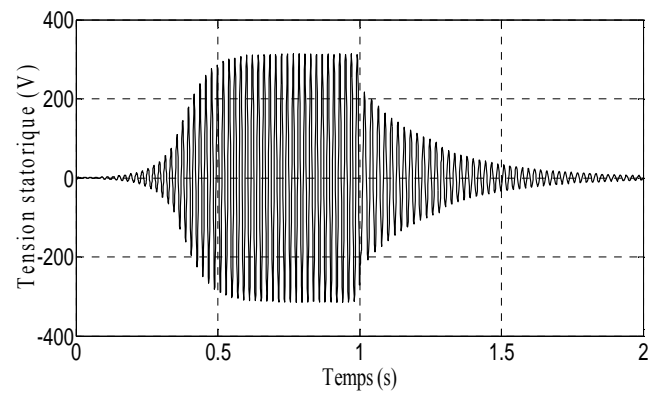
- ✓ La fréquence calculé est de valeur **f=48.78 Hz**
- ✓ On constate une diminution de la tension et de la fréquence de la génératrice asynchrone à l'instant d'introduction de la charge résistive. Le courant de la ligne augmente pour fournir

le courant de charge [7], par contre le courant magnétisant diminue de la même façon que la tension.

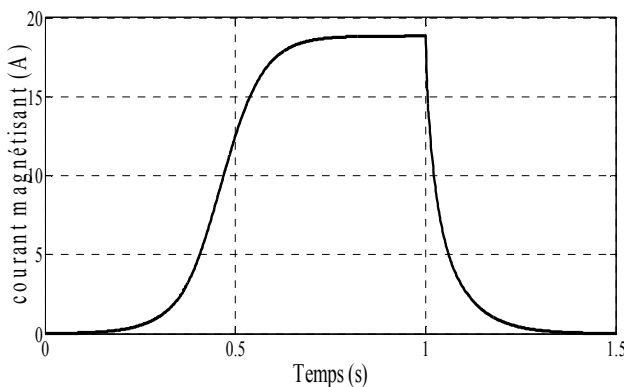
- ✓ Pour une charge critique (le cas  $R=10\Omega$ ), la variation de tension est très importante et aussi pour la fréquence ce qui conduit au désamorçage de la génératrice (**Fig.III.15**) suivi d'un court circuit causé par cette charge ce qui nécessite un contrôle [7].



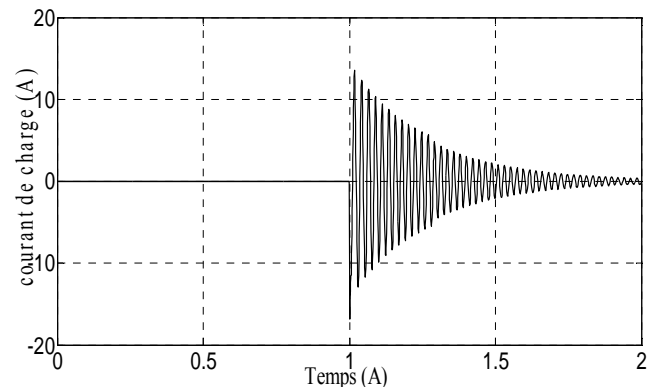
**Fig.III.15.a** : Le courant statorique



**Fig.III.15.b** : La tension statorique



**Fig.III.15.c** : le courant magnétisant.



**Fig.III.15.d** : le courant de charge.

**Fig.III.15** désamorçage de la génératrice cas d'une charge critique  $R=10\Omega$

On constate alors que plus le courant de charge augmente plus les chutes inductives et résistives augmentent. Ceci implique la diminution de la tension aux bornes des condensateurs d'excitation et donc la diminution de l'énergie réactive fournie au générateur [15].

### III.2.2.2 cas d'une charge inductive.

Après avoir examiné le cas d'une charge purement résistive, nous considérons maintenant le cas d'une charge RL. Ce type charge est caractérisé essentiellement par sa consommation en énergie réactive [15].

L'appel d'énergie réactive, pose un problème pour la génératrice asynchrone. Car, même pour ses propres besoins en réactif, ce dernier dépend d'une source extérieure (les capacités d'excitation).

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

Le circuit est analogue à celui de la Figure III.12 chaque phase est constituée par l'association en série d'une résistance  $R_c$  et d'une inductance  $L_c$ . nous considérons que les trois phases sont magnétiquement couplées. La mutuelle entre phases est notée par  $M_c$ . les inductances sont supposées non saturables.

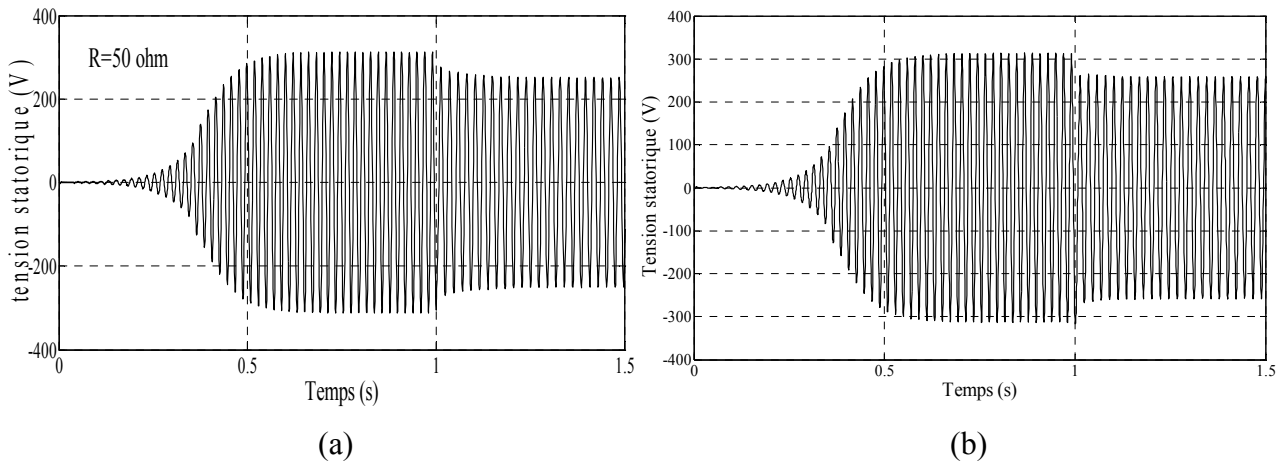
La matrice résistance est définie comme dans le cas de la charge résistive. La matrice inductance est définie par :

$$L_c = \begin{bmatrix} L_c & M_c & M_c \\ M_c & L_c & M_c \\ M_c & M_c & L_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-44})$$

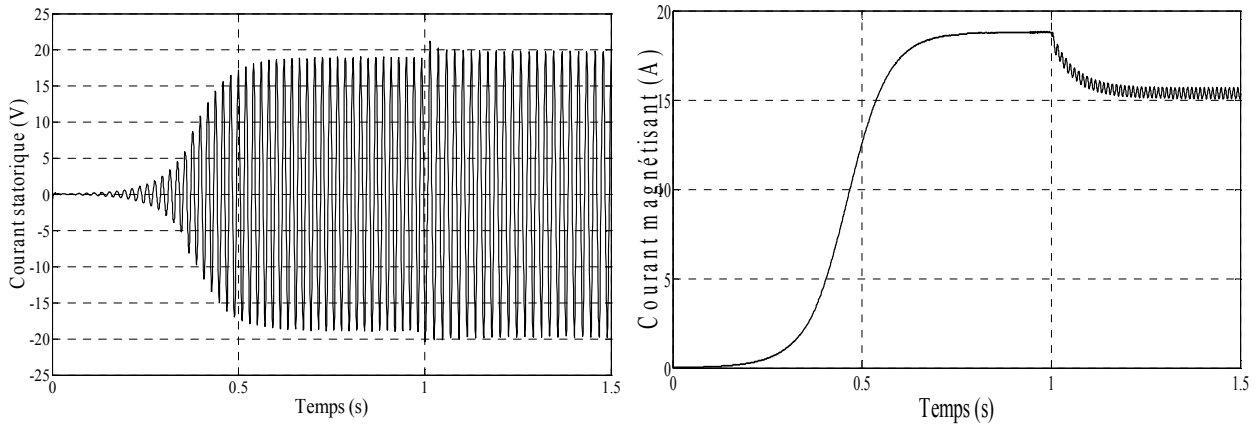
On a donc :

$$\begin{cases} V_a = R_c.I_a + (L_c - M_c) \frac{dI_a}{dt} \\ V_b = R_c.I_b + (L_c - M_c) \frac{dI_b}{dt} \\ V_c = R_c.I_c + (L_c - M_c) \frac{dI_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{III-45})$$

Les résultats de simulation sont représentés dans les figures III.16 et III.17 avec ( $R_c = 50 \Omega$  et  $L = 0.08 \text{ H}$  et  $M_c = 0.02 \text{ H}$ ).



**Fig.III.16** Tension statorique. (a) charge purement résistive, (b) charge  $R$  en série avec une inductance.



**Fig.III.17** Courant statorique (a) et courant magnétisant (b)

**III.2.2.3 Cas d’une charge RC :**

Plus le courant de charge est élevé, plus le besoin en énergie réactive de la génératrice asynchrone est important .pour compenser le supplément de réactive 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 [24].

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

Pour pouvoir examiner le fonctionnement de la génératrice avec cette configuration de la charge, nous allons commencer à établir le modèle du circuit RC

Le circuit RC est analogue à celui de la Figure III.12 chaque phase est constituée par l’association en série d’une résistance  $R_c$  et d’un condensateur de capacité  $C_c$ . La matrice capacité du circuit est donné par :

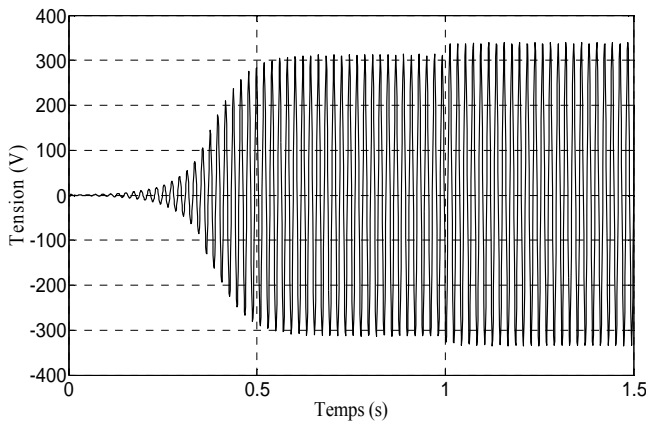
$$C_c = \begin{bmatrix} C_c & 0 & 0 \\ 0 & C_c & 0 \\ 0 & 0 & C_c \end{bmatrix} \tag{III-46}$$

On aura donc :

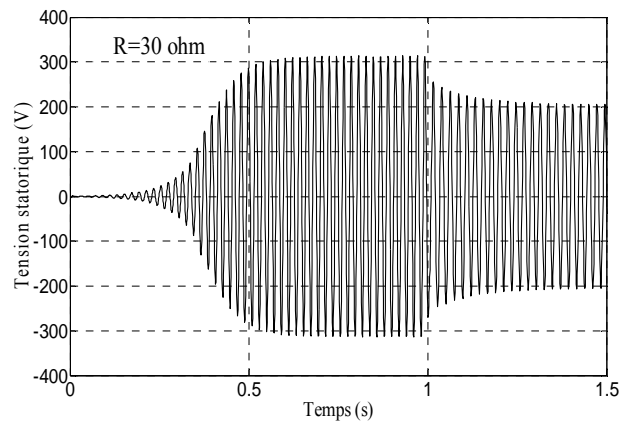
$$\begin{cases} V_a = R_c.I_a + \frac{1}{C_c} \int I_a.dt \\ V_b = R_c.I_b + \frac{1}{C_c} \int I_b.dt \\ V_c = R_c.I_c + \frac{1}{C_c} \int I_c.dt \end{cases} \tag{III-47}$$



Les figures III.18 et III.19 représentent les résultats de simulation de système (III-47) avec ( $R_c = 30 \Omega$ ,  $C_c = 15 \mu\text{F}$ ).

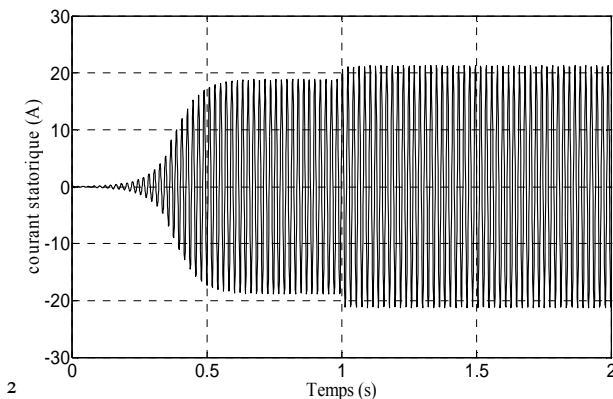


**Fig.III.18.a** Avec capacité de compensation.

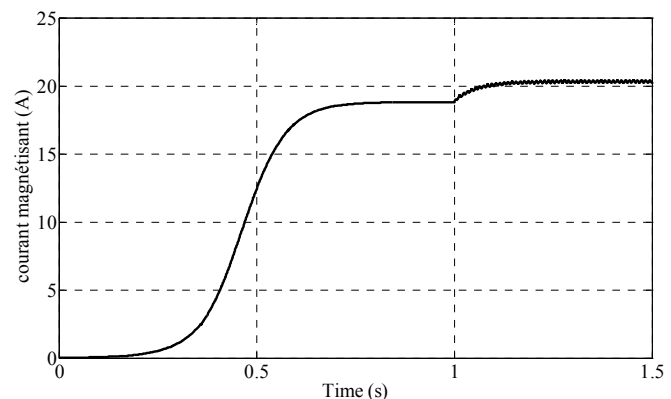


**Fig.III.18.b** Sans capacité de compensation.

**Fig.III.18** : la tension statorique lors la mis en parallèle d'une capacité C.



**Fig.III.19.a** Le courant statorique.



**Fig.III.19.b** Le courant magnétisant.

Les résultats obtenus montrent l'intérêt d'insertion d'une capacité dite de compensation en parallèle avec la génératrice asynchrone. La capacité insérée permet d'augmenter le courant magnétisant donc servir le besoin de la génératrice en énergie réactive d'où la tension statorique n'est plus affectée par la charge.

### III.3. Analyse des performances de générateur.

Après avoir présenté les différents résultats lors la mis en marche de la génératrice asynchrone à vide et en charge, il reste à voir l'influence de type de charge et la valeur de charge et voir aussi l'influence de déséquilibres de charges ou des capacités sur la tension statorique.

#### III.3.1 Influence de la capacité C sur la tension et le courant statorique.

La valeur de la capacité d'excitation influe sur le point de fonctionnement de la génératrice donc de la tension et courant statoriques. Les figures III.20.a et III.20.b présentent les valeurs de la tension et du courant statorique pour différentes valeurs de capacité.

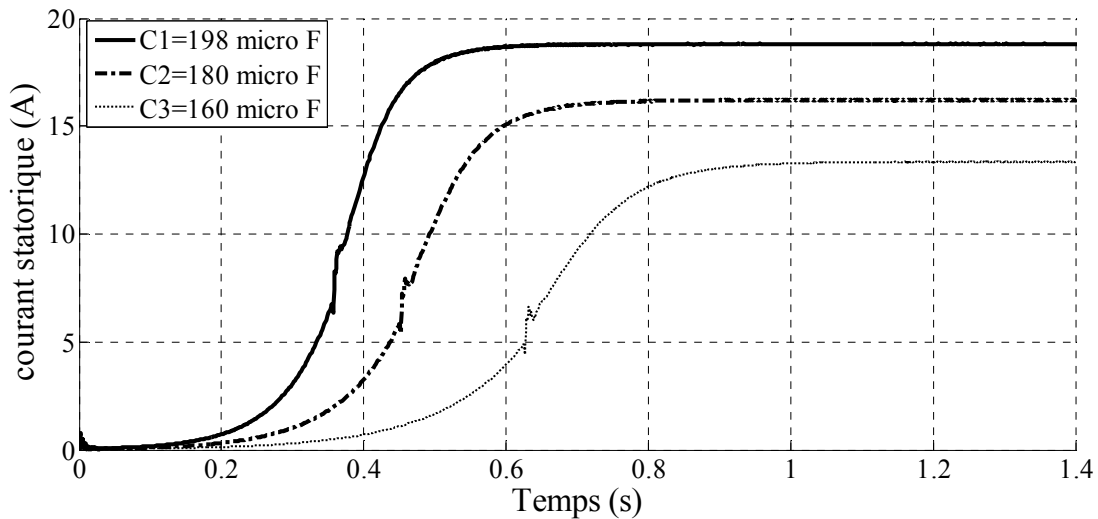


Fig.III.20 .a : le courant statorique pour différente valeur de capacité à 1500 tr/mn.

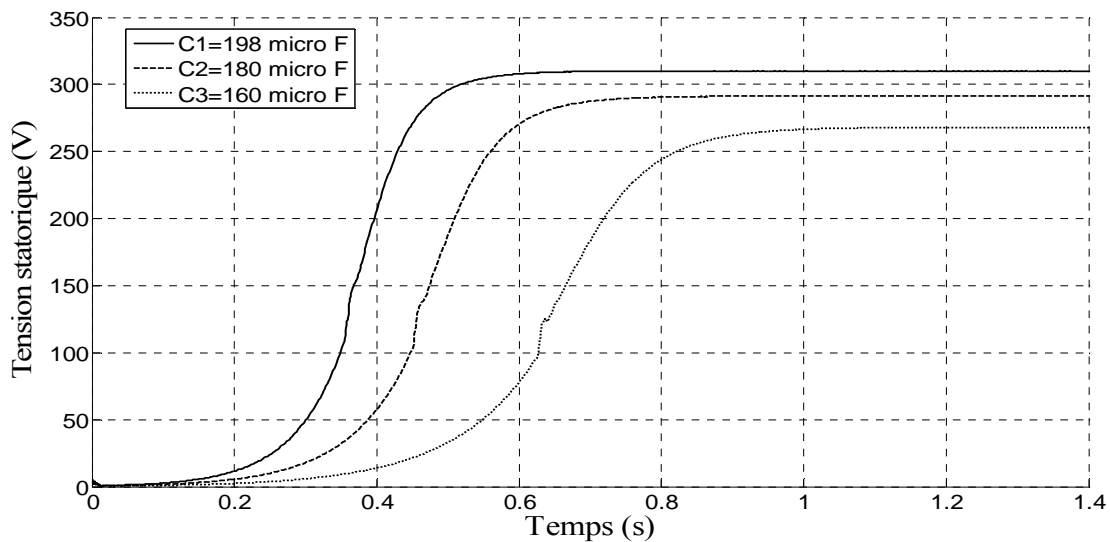
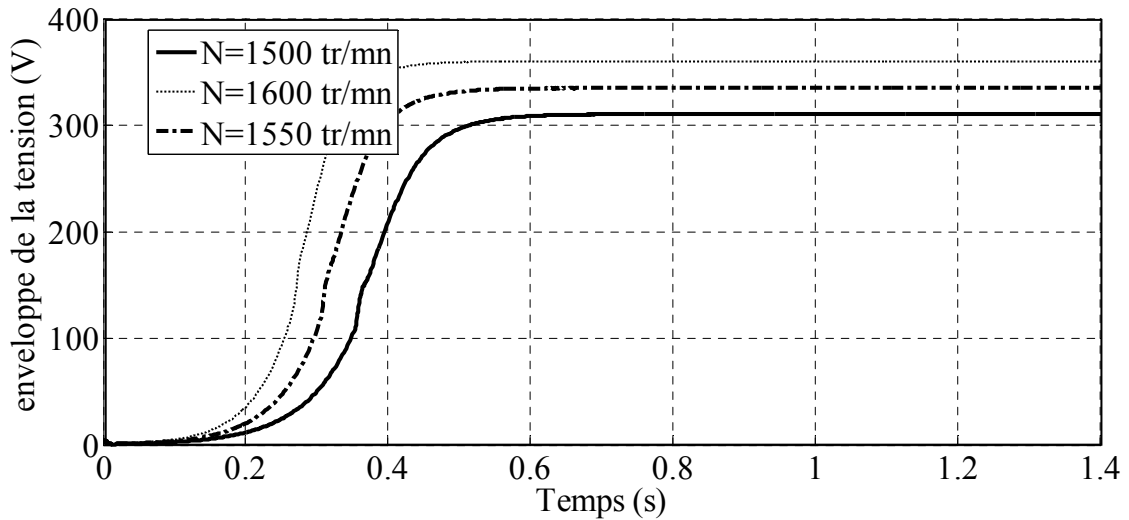


Fig.III.20.b : la tension statorique pour différente valeur de capacité à 1500 tr/mn.

### III.3.2 Influence de la vitesse de rotation sur la tension statorique.

La figure III.21 illustre une autre manière qui permet de réguler la tension statorique par l'intervention sur la vitesse de rotation de la génératrice. La figure ci-dessous présente la tension statorique pour différentes valeurs de vitesse.



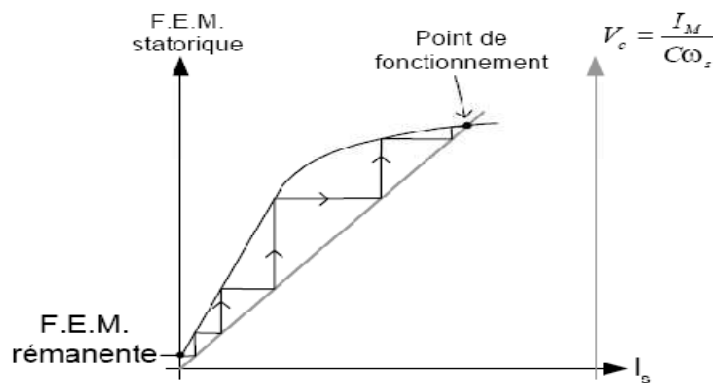
**Fig.III.21:** la valeur max de la tension statorique pour différente valeur de vitesse pour  $C=198\mu F$ .

Les figures III.20 et III.21 montrent les possibilités de régler le niveau de tension en jouant sur la valeur de C et de la vitesse de rotation.

La variation de C et de la vitesse de rotation, doit toujours être dans les plages des variations admissibles citées dans le chapitre précédent.

Le niveau de tension augmente avec la valeur de la capacité, ainsi que celle de la vitesse. La Figure.III.22. ci-dessous justifie notre résultat. Nous remarquons que le point de fonctionnement qui correspond à l'intersection de la caractéristique externe de la capacité ( $V_c = \frac{1}{C\omega_s} I_m$ ) de pente  $\frac{1}{C\omega_s}$  avec la F.E.M statorique, change avec la pente.

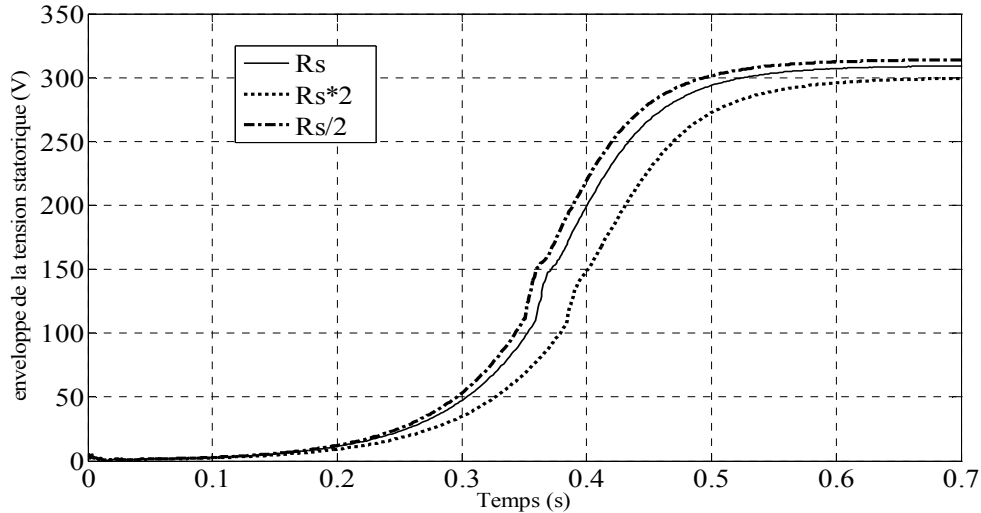
Lorsque la valeur de C ou de  $\omega_s$  (proportionnelle avec la vitesse de rotation de la machine) diminue, la pente augmente d'où l'intersection avec la F.E.M statorique sera au voisinage de zéro ou la machine n'atteint pas son régime permanent Figure.III.22



**Fig. III.22** phénomène d'autoamorçage.

### III.3.3 Influence de la résistance statorique sur la tension statorique.

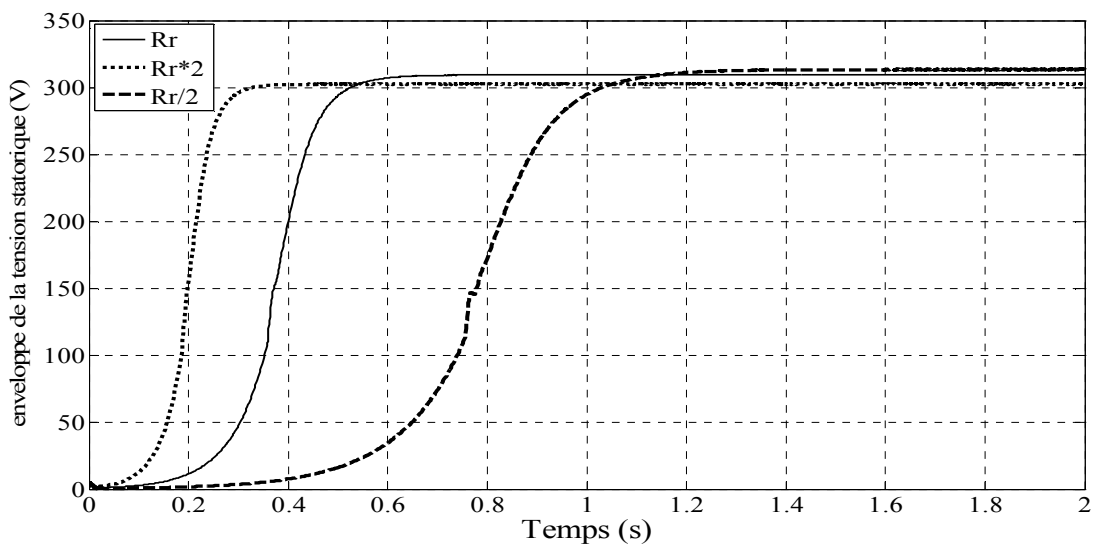
Lorsque la génératrice alimente une charge, elle se chauffe. L'échauffement de la génératrice influence sur la résistance statorique et donc sur la durée du transitoire. La figure III.23 illustre la sensibilité de la tension statorique au changement de la résistance statorique.



**Fig.III.23** Enveloppe de la tension statorique pour différentes valeurs de la résistance statorique.

### III.3.4 Influence de la résistance rotorique sur la tension statorique.

De la même façon que précédemment la résistance rotorique est soumise à des variations causées par l'échauffement de la génératrice. L'influence de la résistance rotorique sur la tension statorique est représentée sur la figure (Fig.III.24).



**Fi .III.24** Enveloppe de la tension statorique pour différentes valeurs de la résistance rotorique.

D'après les figures (Fig.III.23 et Fig.III.24) on peut conclure que la prise en compte de l'effet de température sur les résistances est nécessaire lorsque la génératrice fonctionne en charge et l'appel de courant est important.

### III.3.5 Influence de la résistance de charge sur la tension statorique.

La figure III.25 présente la tension statorique pour différentes résistances.

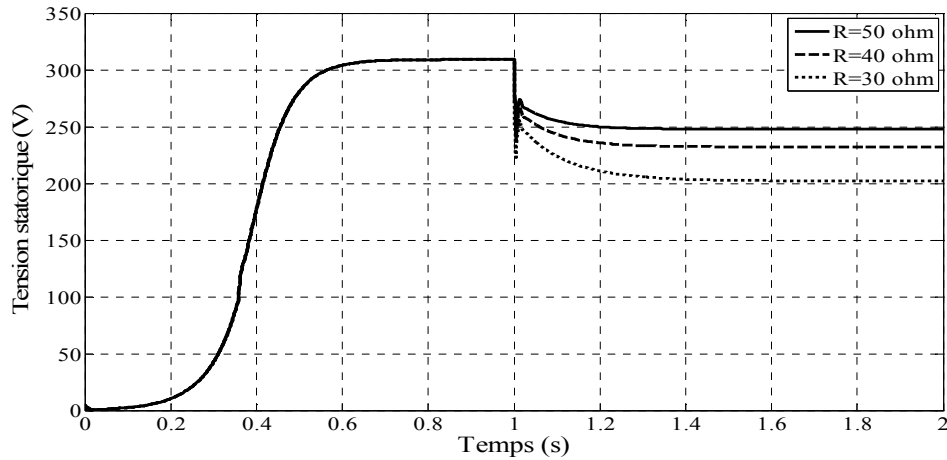


Fig.III.25 : influence de la résistance de charge sur la tension statorique.

Nous constatons que plus la résistance de charge augmente plus les chutes de tension augmentent. En effet, plus la résistance de charge diminue plus le courant de charge augmente, ce qui augmente les chutes ohmiques (par la résistance statorique) et inductives (inductance de fuite) au niveau de stator d'où la tension au borne de capacité diminue donc l'énergie réactive fournie par la capacité qui est proportionnelle au carré de la tension diminue; finalement la tension statorique diminue.

### III.3.6 Influence de $\cos\phi$ de la charge sur la tension statorique.

La figure III.26 représente les valeurs des tensions à vide et après connexion de différentes charges RL. Ces charges RL ont la même impédance, mais des  $\cos\phi$  différents.

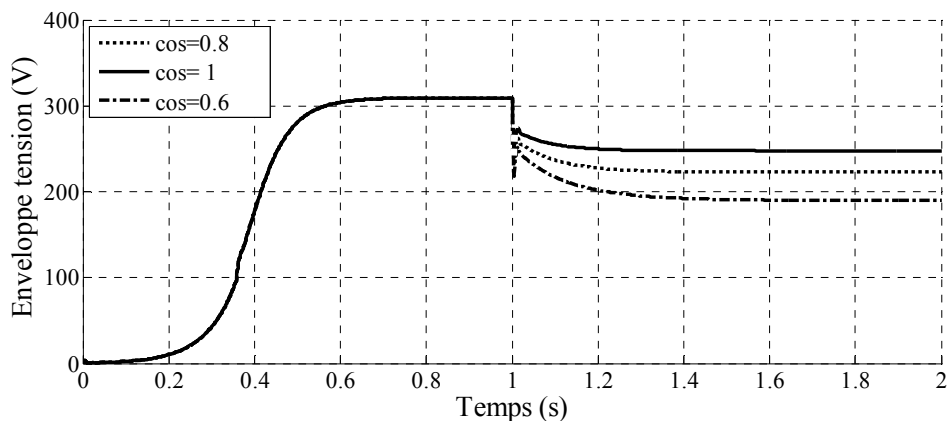


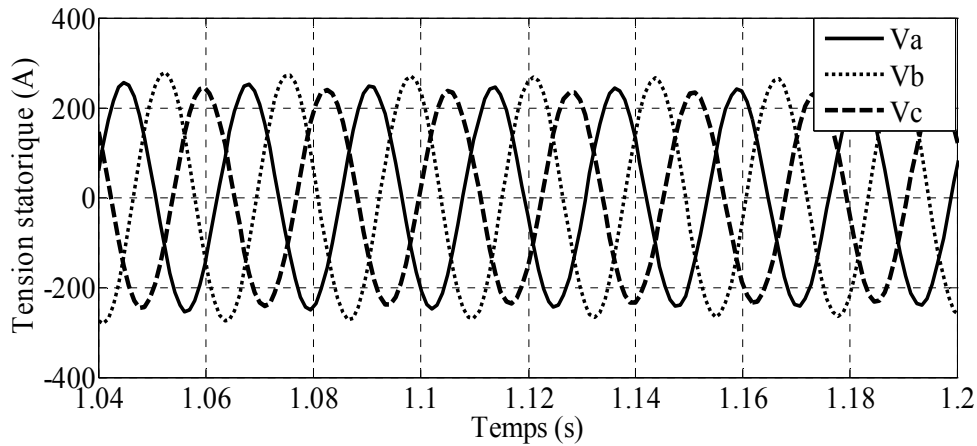
Fig.III.26 : Influence de  $\cos\phi$  sur la tension statorique.  $Z=50$  ohm.

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

On explique cette chute de tension par l'augmentation de la consommation de l'inductance à chaque fois lorsque sa valeur augmente ce qui rend le reste de la puissance réactive produite par les capacités insuffisantes pour que la génératrice atteigne le régime nominale de fonctionnement.

### III.3.6 déséquilibre des trois charges.

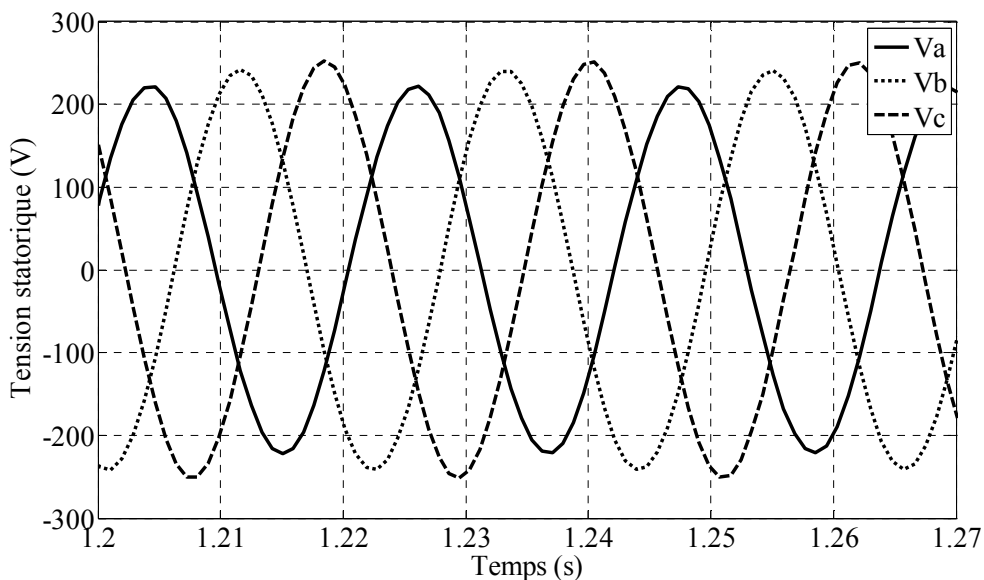
Le bilan des performances de la génératrice asynchrone se complète par l'analyse de déséquilibré de la charge. La figure Fig.III.27 montre les tensions statoriques,  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  obtenues suite à une insertion d'une charge triphasée déséquilibrée de valeurs  $R_1 = 50 \Omega$ ,  $R_2 = 40 \Omega$  et  $R_3 = 30 \Omega$ .



**Fig. III.27** La tension statorique lors le déséquilibre de la charge.

### III.3.7 déséquilibre des trois capacités.

Le déséquilibre des capacités rend aussi les tensions statoriques,  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  déséquilibrés ce qui est présenter sur la figure III.28.  $C_1 = 190 \mu\text{F}$ ,  $C_2 = 170 \mu\text{F}$  et  $C_3 = 150 \mu\text{F}$ .



**Fig.III.28** La tension statorique lors le déséquilibre des capacités.

**III.4 Conclusion.**

Dans ce chapitre nous avons étudié le fonctionnement de la génératrice en mode isolé du réseau électrique. La vitesse de rotation et la capacité d'excitation doivent être choisit de telle façon que la génératrice puisse s'amorcer et puisse atteindre le point de fonctionnement nominale.

Les risques de désamorçage en cas d'une surcharge sur la génératrice sont également à prendre en compte, ce qui rende le fonctionnement de la génératrice limité dans des zones plus précis.

Les résultats obtenus montrent que le comportement de la génératrice est très influencé par la valeur de la charge, le type de charge (purement résistive, RL, RC) et sa nature que soit équilibré ou déséquilibré.

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

Le principe de la génératrice asynchrone auto-excité peut cependant être amélioré grâce à un dispositif d'électronique de puissance.

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

## **Chapitre IV**

# **Phénomènes Transitoires Dus à la Reconnexion de La Machine Asynchrone Auto-Excitée**



### IV.1 Introduction :

Ce chapitre est consacré à l'étude de phénomènes transitoires dus à la reconnexion de la machines asynchrone auto-excité au réseau d'alimentation, ce chapitre vient compléter les précédents en ce sens qu'il nous éclaire encore plus sur le comportement de la machine soumise à certaines perturbations, et sur l'efficacité du modèle en saturé à reproduire les phénomènes réels qui ont lieu au sein de la machine.

Afin de cerner les paramètres gouvernant les régimes transitoires ayant lieu juste après le réenclenchement, nous avons procédé à plusieurs testes expérimentaux sur la machine à vide, ces testes sont effectuées pour différents valeurs de déphasages et pour plusieurs instants de reconnexion, la comparaison des résultats obtenus expérimentaux avec ceux de la simulation numérique montre une bonne concordance. L'expression analytique du courant de réenclenchement développée avec les hypothèses simplificatrices permet de donner une explication des résultats expérimentaux et simulés [14] [16].

### IV.2 Expressions Approximatives du Courant de Réenclenchement :

En vue de bien interpréter les régimes dynamiques résultant de la reconnexion de la machine asynchrone, le système d'équations électriques transitoires (voir l'annexe) est résolu analytiquement moyennant quelques hypothèses simplificatrices [16]. La vitesse de rotation est alors supposée constante au cours de reconnexion de la machine au réseau électrique. Les équations électriques avec les flux comme variable d'état décrivant le comportement dynamique de la machine juste après l'instant de reconnexion au réseau sont données par :

$$\begin{cases} \bar{V}_S = R_S \bar{I}_S + \frac{d\bar{\Phi}_S}{dt} + j\omega_a \bar{\Phi}_S \\ \bar{V}'_R = R_R \bar{I}'_R + \frac{d\bar{\Phi}'_R}{dt} + j(\omega_a - \omega_r) \bar{\Phi}'_R \end{cases} \quad (IV.1)$$

Les vecteurs courants et flux sont liés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{I}_S = \frac{1}{\sigma L_S} (\bar{\Phi}_S - k_r \bar{\Phi}'_R) \\ \bar{I}'_R = \frac{1}{\sigma L'_R} (\bar{\Phi}'_R - k_s \bar{\Phi}_S) \end{cases} ; \begin{cases} \bar{\Phi}_S = L_S \bar{I}_S + M' \bar{I}'_R \\ \bar{\Phi}'_R = L'_R \bar{I}'_R + M' \bar{I}_S \end{cases} \quad (IV.2)$$

$$k_r = \frac{M'}{L'_R}, k_s = \frac{M'}{L_S}$$

$k_s, k_r$  : Coefficient de couplage statorique et rotorique.

Ce qui donne :

$$\begin{cases} \overline{V}_S = \frac{d\overline{\Phi}_S}{dt} + \left( \frac{R_S}{\sigma L_S} + j\omega_a \right) \overline{\Phi}_S - k_r \frac{R_S}{\sigma L_S} \overline{\Phi}_R \\ 0 = \frac{d\overline{\Phi}'_R}{dt} + \left( \frac{R_R}{\sigma L_R} + j(\omega_a - \omega_r) \right) \overline{\Phi}'_R - k_s \frac{R_S}{\sigma L_S} \overline{\Phi}_S \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

On néglige les résistances statorique et rotorique, les équations (IV.1) exprimées dans un référentiel tournant à la vitesse de synchronisme ( $\omega_a = \omega_s$ ) s'écrivent alors :

$$\begin{cases} \overline{V}_S = \frac{d\overline{\Phi}_S}{dt} + j\omega_s \overline{\Phi}_S \\ 0 = \frac{d\overline{\Phi}'_R}{dt} + j(\omega_s - \omega_r) \overline{\Phi}'_R \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

La transformée de Laplace appliquée à ces équations (IV.2) donne :

$$\begin{cases} \overline{V}_S = s\overline{\Phi}_S - \overline{\Phi}_{S0} + j\omega_s \overline{\Phi}_S \\ 0 = s\overline{\Phi}'_R - \overline{\Phi}'_{R0} + jg\omega_s \overline{\Phi}'_R \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

Tel que :

$\overline{\Phi}_{S0}$  et  $\overline{\Phi}'_{R0}$  : Valeurs des vecteurs flux de la machine Asynchrone juste avant l'instant de réenclenchement.

$s$  : Opérateur de Laplace.

$g$  : Glissement de rotor.

Et:

$$\overline{V}_S = L(\overline{V}_S) = L\left(\sqrt{\frac{3}{2}}V_m e^{j[(\omega_s - \omega_a)t + \phi]}\right) = \frac{\overline{V}_m}{s - j(\omega_s - \omega_a)} \quad \text{avec} \quad \overline{V}_m = \sqrt{\frac{3}{2}}V_m e^{j\phi}$$

Ce vecteur de tension correspond au système triphasé suivant :

$$\begin{cases} v_{as} = V_m \cos(\omega_s t + \phi) \\ v_{bs} = V_m \cos(\omega_s t + \phi - 2\pi/3) \\ v_{cs} = V_m \cos(\omega_s t + \phi + 2\pi/3) \end{cases}$$

Pour  $\omega_a = \omega_s$  :

$$\underline{V}_S = \frac{\overline{V}_m}{s}$$

A partir du système (IV.3) on trouve :

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_S = \frac{\overline{V}_m}{s(s+j\omega_s)} + \frac{\overline{\Phi}_{S0}}{(s+j\omega_s)} \\ \overline{\Phi}'_R = \frac{\overline{\Phi}'_{R0}}{(s+jg\omega_s)} \end{cases} \quad (IV.6)$$

Dans le domaine temporel ce système devient :

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_S = \frac{\overline{V}_m}{j\omega_s} (1 - e^{-j\omega_s t}) + \overline{\Phi}_{S0} e^{-j\omega_s t} \\ \overline{\Phi}'_R = \overline{\Phi}'_{R0} e^{-jg\omega_s t} \end{cases} \quad (IV.7)$$

Ayant les expressions des flux, nous obtenons celles des courants à partir des relations suivantes :

$$\begin{cases} \overline{I}_S = \frac{1}{\sigma L_S} (\overline{\Phi}_S - k_r \overline{\Phi}'_R) \\ \overline{I}'_R = \frac{1}{\sigma L'_R} (\overline{\Phi}'_R - k_s \overline{\Phi}_S) \end{cases} \quad (IV.2)$$

d'où, les expressions du vecteur courant statorique et du courant rotorique:

$$\overline{I}_S = \frac{\overline{V}_m}{j\omega_s \sigma L_S} (1 - e^{-j\omega_s t}) + \frac{1}{\sigma L_S} \overline{\Phi}_{S0} e^{-j\omega_s t} - \frac{k_r}{\sigma L_S} \overline{\Phi}'_{R0} e^{-jg\omega_s t} \quad (IV.8)$$

$$\overline{I}'_R = -\frac{k_s \overline{V}_m}{j\omega_s \sigma L'_R} (1 - e^{-j\omega_s t}) + \frac{1}{\sigma L'_R} \overline{\Phi}'_{R0} e^{-jg\omega_s t} - \frac{k_s}{\sigma L'_R} \overline{\Phi}_{S0} e^{-j\omega_s t} \quad (IV.9)$$

Le fonctionnement en auto-excitation à vitesse constante, permet d'obtenir les conditions initiales Juste avant la reconnexion de la machine au réseau.

En négligeant la résistance statorique  $R_S$ , les valeurs initiales des flux sont données par :

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_{S0} \approx \frac{\overline{U}_{S0}}{j\omega_{s0}} \\ \overline{\Phi}'_{R0} \approx \frac{\overline{U}_{S0}}{j\omega_{s0}} k_s \frac{g_c}{g_c + g_0} \end{cases} \quad (IV.10)$$

Avec :

$$\overline{U}_{S0} = \overline{U}_{Sm} e^{j\varphi} \quad \text{et} \quad g_c \approx \frac{R'_R}{\sigma L'_R \omega_s}$$

$\bar{U}_{S0}$  : La valeur du vecteur tension statorique juste avant la reconnexion.  
 $g_c$  : Le glissement critique correspondant au couple statique de décrochage de la machine.

$g_0$  et  $\omega_{s0}$  : Sont respectivement la valeur du glissement et de la pulsation statorique juste avant l'instant de reconnexion de la machine au réseau.

En remplaçant dans Les expressions (IV.6) et (IV.7) , on trouve :

$$\bar{I}_S = \frac{1}{j\omega_s \sigma L_S} \bar{V}_m (1 - e^{-j\omega_s t}) + \frac{\bar{U}_{S0}}{j\omega_{s0} \sigma L_S} \left( e^{-j\omega_s t} - \frac{k_s k_r g_c}{g_c + jg_0} e^{-jg\omega_s t} \right) \quad (IV.11)$$

$$\bar{I}'_R = -\frac{k_s \bar{V}_m}{j\omega_s \sigma L'_R} (1 - e^{-j\omega_s t}) - \frac{k_s \bar{U}_{S0}}{j\omega_{s0} \sigma L'_R} \left( e^{-j\omega_s t} - \frac{g_c}{g_c + jg_0} e^{-jg\omega_s t} \right) \quad (IV.12)$$

#### IV .2.1 Reconnexion à la vitesse de synchronisme :

Pour une vitesse de rotation synchrone, les relations (IV.09 et IV.10), se simplifient en :

$$\bar{I}_S = \frac{1}{j\omega_s \sigma L_S} (1 - e^{-j\omega_s t}) (\bar{V}_m - \bar{U}_{S0}) = \frac{1}{j\omega_s \sigma L_S} 2j \sin\left(\frac{\omega_s t}{2}\right) e^{-j\frac{\omega_s t}{2}} (\bar{V}_m - \bar{U}_{S0}) \quad (IV.13)$$

Pareillement le courant rotorique s'écrit :

$$\bar{I}'_R = \frac{k_s}{j\omega_s \sigma L'_R} (1 - e^{-j\omega_s t}) (\bar{U}_{S0} - \bar{V}_m) = \frac{k_s}{j\omega_s \sigma L'_R} 2j \sin\left(\frac{\omega_s t}{2}\right) e^{-j\frac{\omega_s t}{2}} (\bar{U}_{S0} - \bar{V}_m) \quad (IV.14)$$

L'amplitude du vecteur courant statorique est donnée par :

$$|\bar{I}_S| = \frac{2}{\omega_s \sigma L_S} \left| \sin\left(\frac{\omega_s t}{2}\right) \right| e^{-j\frac{\omega_s t}{2}} |\bar{V}_m - \bar{U}_{S0}| = \frac{2}{\omega_s \sigma L_S} \left| \sin\left(\frac{\omega_s t}{2}\right) \right| \sqrt{V_m^2 + U_{Sm}^2 - 2V_m U_{Sm} \cos(\phi - \varphi)} \quad (IV.15)$$

De la relation (IV.11) , on constate que le courant de réenclenchement est maximal si les deux vecteurs de tension (réseau et machine) à l'instant de reconnexion sont en opposition de phase ( $\Delta\phi = \pi = 180^\circ$ ) , lorsque la machine tourne à la vitesse de synchronisme.

En effet l'expression est maximale pour :

$$\cos(\phi - \varphi) = -1 \quad \Rightarrow \quad |\phi - \varphi| = \Delta\phi = 180^\circ$$

#### IV .2.2 Prise en compte de l'influence des résistances des enroulements de la machine :

Pour les machines de faible puissance comme dans notre cas, il est indispensable de prendre en considération l'influence des résistances des enroulements, l'effet de ces derniers peut être surestimé par la multiplication des expressions du courant de réenclenchement par une

fonction exponentielle [13] introduisant la constante de temps transitoire moyenne déterminer par la relation suivante :

$$\tau_{\text{moy}} = \frac{\frac{\sigma L_S}{R_S} + \frac{\sigma L'_R}{R'_R}}{2} \quad (\text{IV.16})$$

Les expressions du courant statorique et rotorique de reconnexion seront :

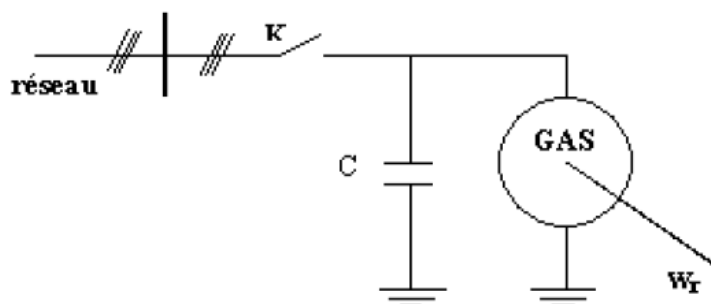
$$\bar{I}_S \approx \left[ \frac{1}{j\omega_s \sigma L_S} 2j \sin\left(\frac{\omega_s t}{2}\right) e^{-j\frac{\omega_s t}{2}} (\bar{V}_m - \bar{U}_{S0}) \right] e^{\frac{-t}{\tau_{\text{moy}}}} \quad (\text{IV.17})$$

$$\bar{I}'_R \approx \left[ \frac{k_S}{j\omega_s \sigma L'_R} 2j \sin\left(\frac{\omega_s t}{2}\right) e^{-j\frac{\omega_s t}{2}} (\bar{U}_{S0} - \bar{V}_m) \right] e^{\frac{-t}{\tau_{\text{moy}}}} \quad (\text{IV.18})$$

### IV.3 Résultats d'expérimentations et de simulations :

Un moteur à courant continu entraîne La génératrice asynchrone à la vitesse de synchronisme ( $\omega_r = \omega_s = 1500 \text{tr / mn}$ ), afin de garantir l'auto-amorçage de la génératrice il est recommandé de la faire marcher en moteur pour réserver une valeur satisfaisante du champ rémanent, ainsi qu'une batterie de condensateurs ( $c=198\mu\text{F}$ ) est nécessaire pour l'établissement du champ magnétique.

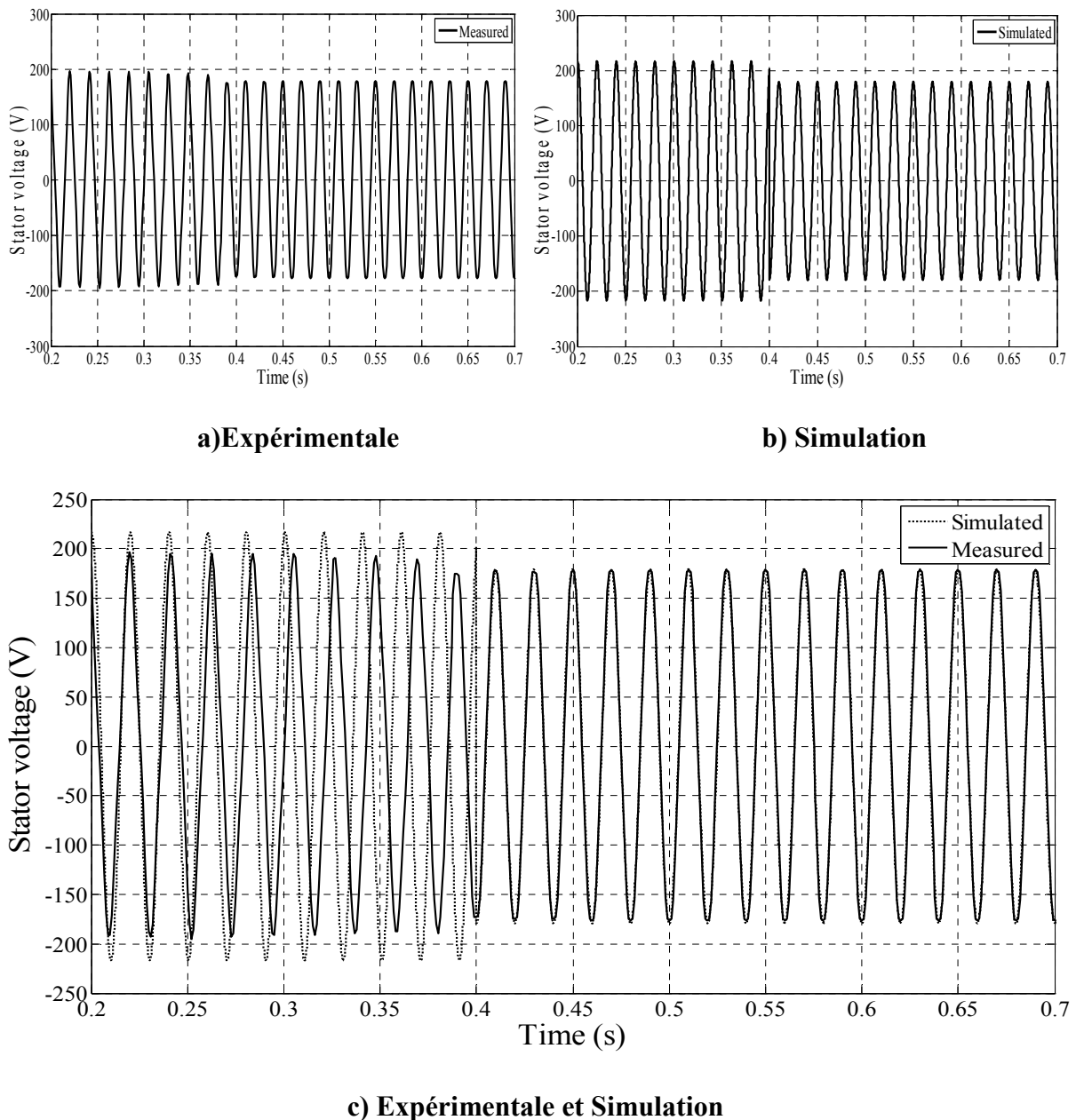
Après l'amorçage de la génératrice asynchrone (régime permanent), on la connecte par intermédiaire d'un interrupteur au réseau électrique (**Fig. IV.1**), un certain nombre d'ouvertures et de fermetures de l'interrupteur est faites, juste après chaque fermeture on enregistre à l'aide d'une carte d'acquisition GS2020 reliée à un PC, les formes des signaux de la tension statorique, du courant statoriques et du courant rotorique.



**Fig. IV.1 Dispositif expérimental**

### IV.3.1 Tension statorique :

Les figures (**Fig. IV.2 a, b, c**) illustre les tensions statoriques lors du retour réseau expérimentale (a), simulée (b), expérimentale et simulée (c).



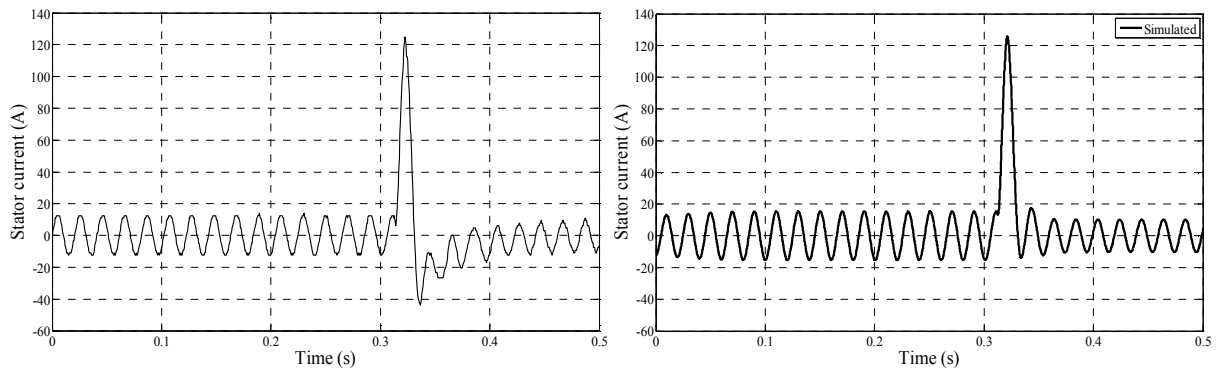
**Fig. IV.2 Tensions statoriques lors de retour réseau, expérimentale (a), simulation (b), expérimentale et simulation (c)**

La figure (**Fig. IV.2.c**), montre que les deux tensions (visibles séparément sur la figure **Fig. IV.2.a** et **Fig. IV.2.b** pour plus de détails) sont très proches. Cependant quelques variétés enregistrées avant l'instant de la reconnexion de la machine notamment une lente variation de la fréquence sur la courbe expérimentale par rapport à la courbe théorique, due au fait que la vitesse de la machine n'est pas maintenue rigoureusement constante, ainsi que l'amplitude de la tension simulée est légèrement supérieur a celle obtenue expérimentalement.

À l'instant de reconnexion, le réseau impose sa tension à la machine ce qui justifie sa diminution au bornes de celle-ci.

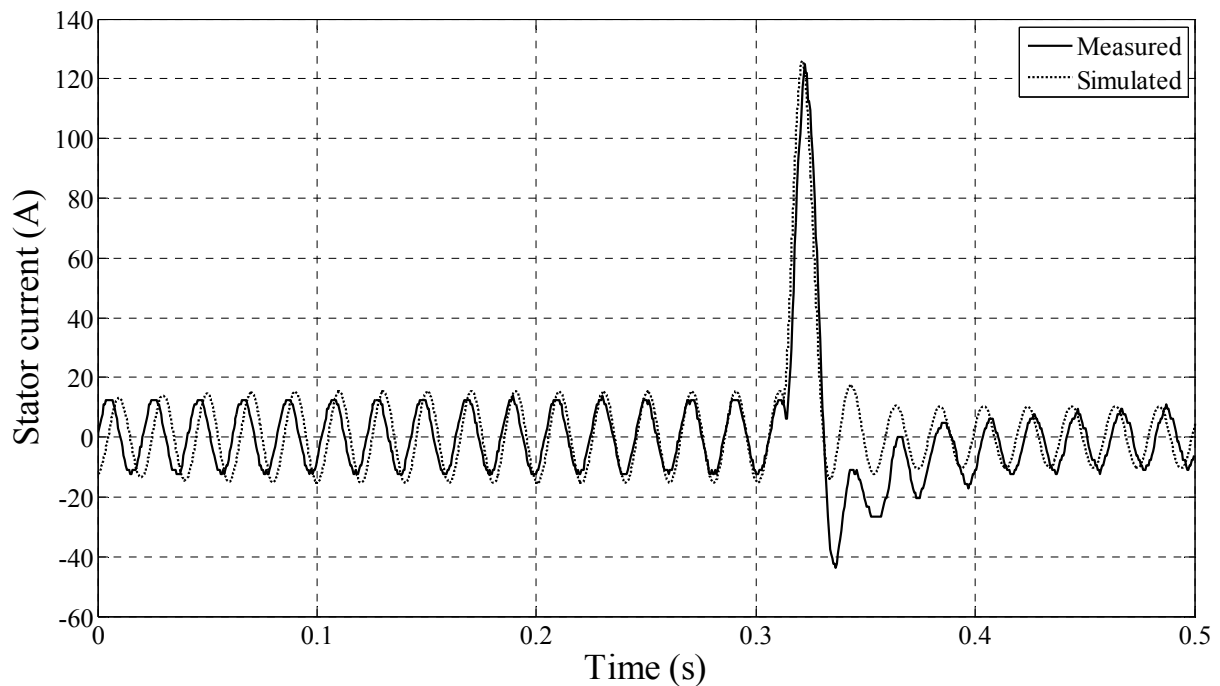
### IV.3.2 Courant statorique et Courant rotorique :

Les figures (Fig.3.2, a.1, b.1, c.1) représentent les courants statoriques (pics positifs) expérimental (a.1), simulé (b.1), expérimental et simulé (c.1).



a.1) Expérimental (Pic positif)

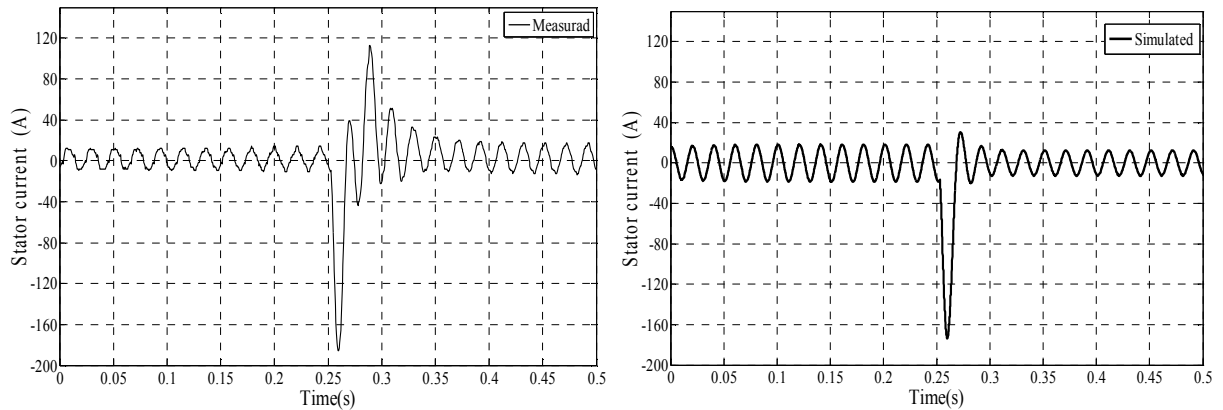
b.1) Simulation (Pic positif)



c.1) Expérimental et Simulation (Pics positifs)

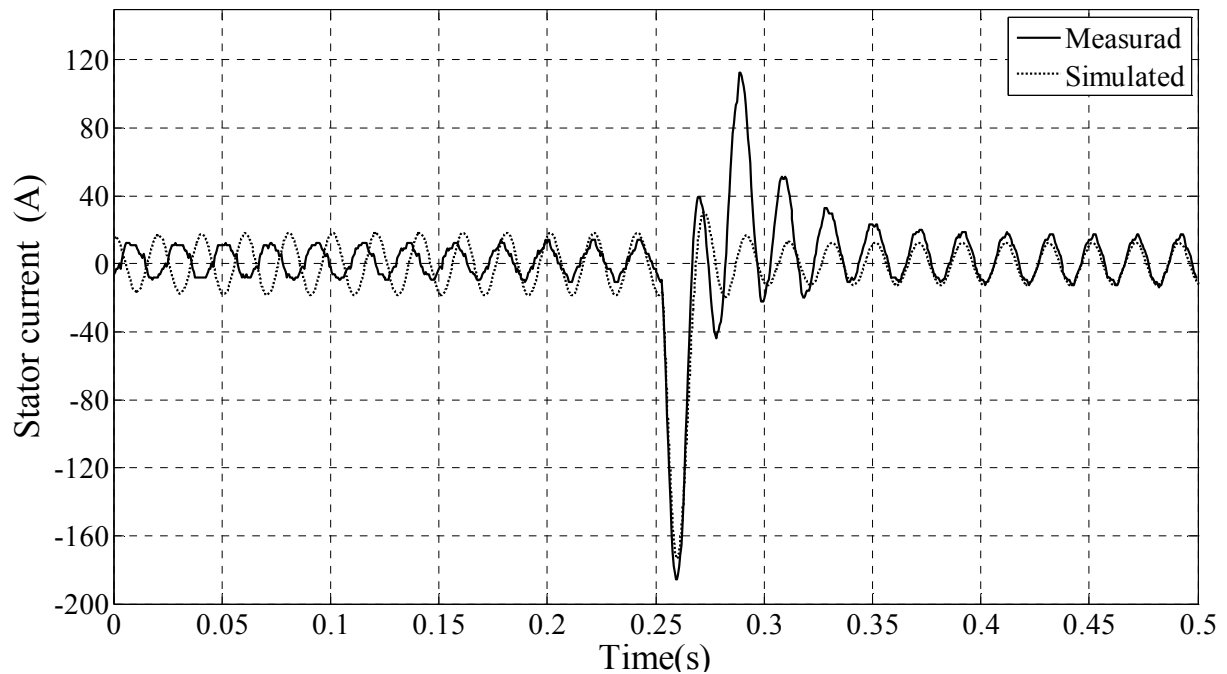
Fig. IV.3.1 Courants statoriques lors de retour réseau, expérimental (a.1), simulation (b.1), expérimental et simulation (c.1)

Les figures (**Fig.3.2, a.2, b.2, c.2**) représentent les courants statoriques (pics négatifs) expérimental (**a.2**), simulé (**b.2**), expérimental et simulé (**c.2**).



**a.2) Expérimental (Pic négatif)**

**b.2) Simulation (Pic négatif)**

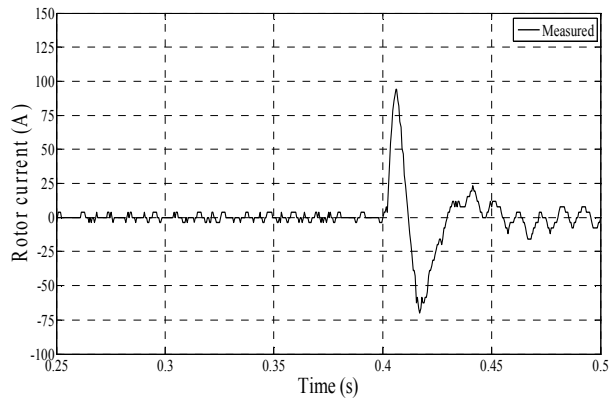


**c.2) Expérimental et Simulation (Pics négatifs)**

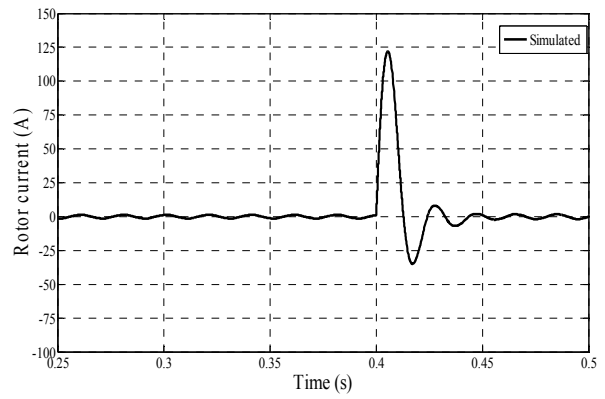
**Fig. IV.3.2 Courants statoriques lors de retour réseau, expérimental (a.2), simulation (b.2), expérimental et simulation (c.2)**

Les figures (**Fig.4.1, a.1, b.1, c.1**) représentent les courants rotoriques (pics positifs) expérimental (**a.1**), simulé (**b.1**), expérimental et simulé (**c.1**).

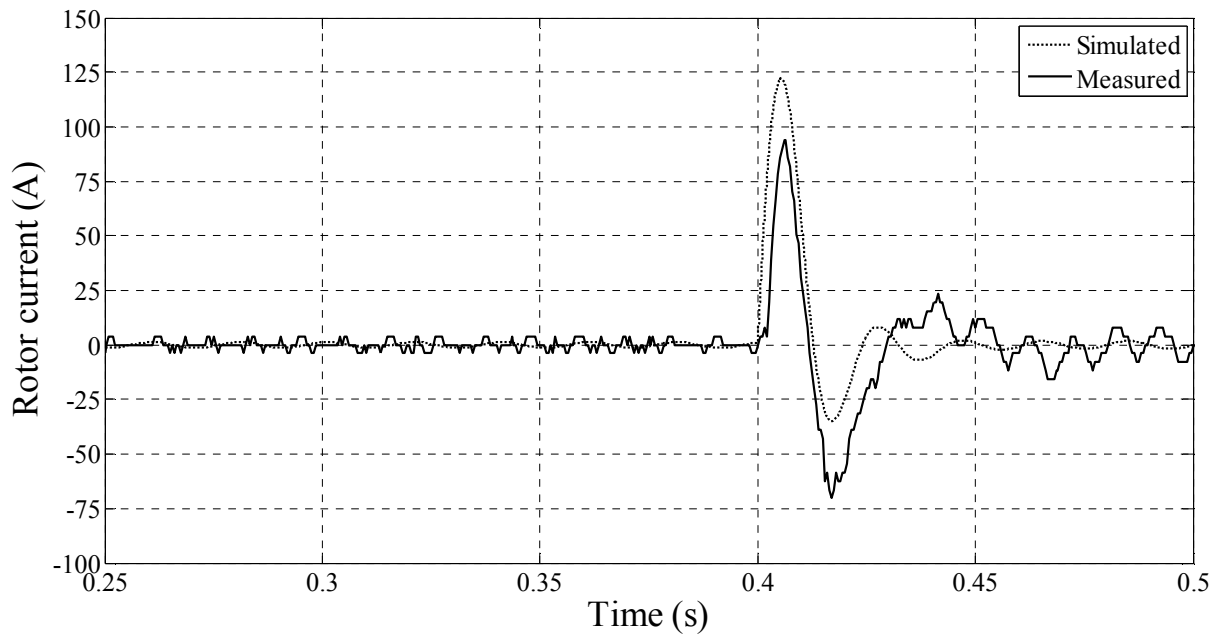




a.1) Expérimental (Pic positif)



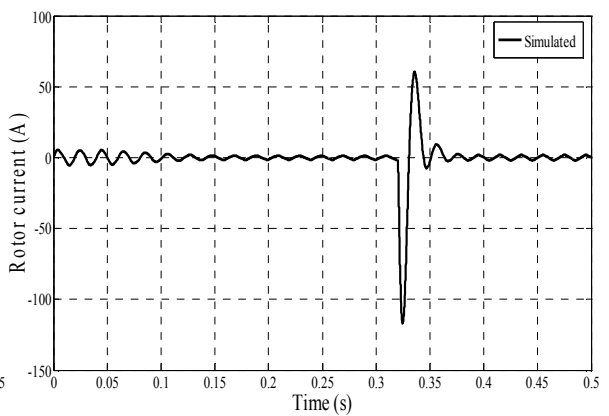
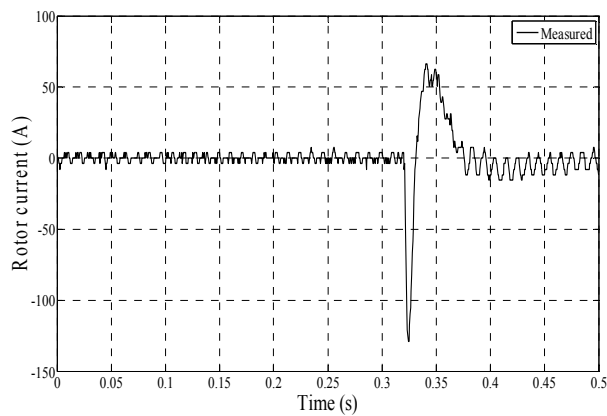
b.1) Simulation (Pic positif)

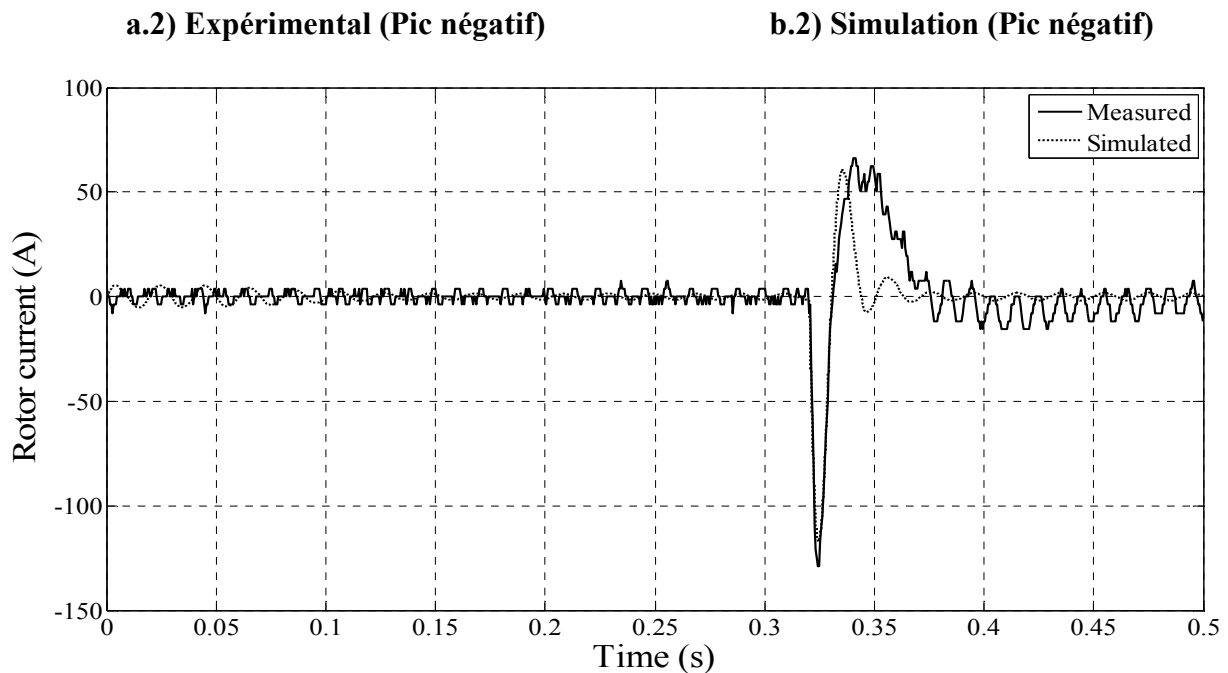


c.1) Expérimental et Simulation (Pics positifs)

Fig. IV.4.1 Courants rotoriques lors de retour réseau, expérimental (a.1), simulation (b.1), expérimental et simulation (c.1)

Les figures (Fig.4.2, a.2, b.2, c.2) représentent les courants rotoriques (pics négatif) expérimental (a.2), simulé (b.2), expérimental et simulé (c.2).





**c.2) Expérimental et Simulation (Pics négatifs)**

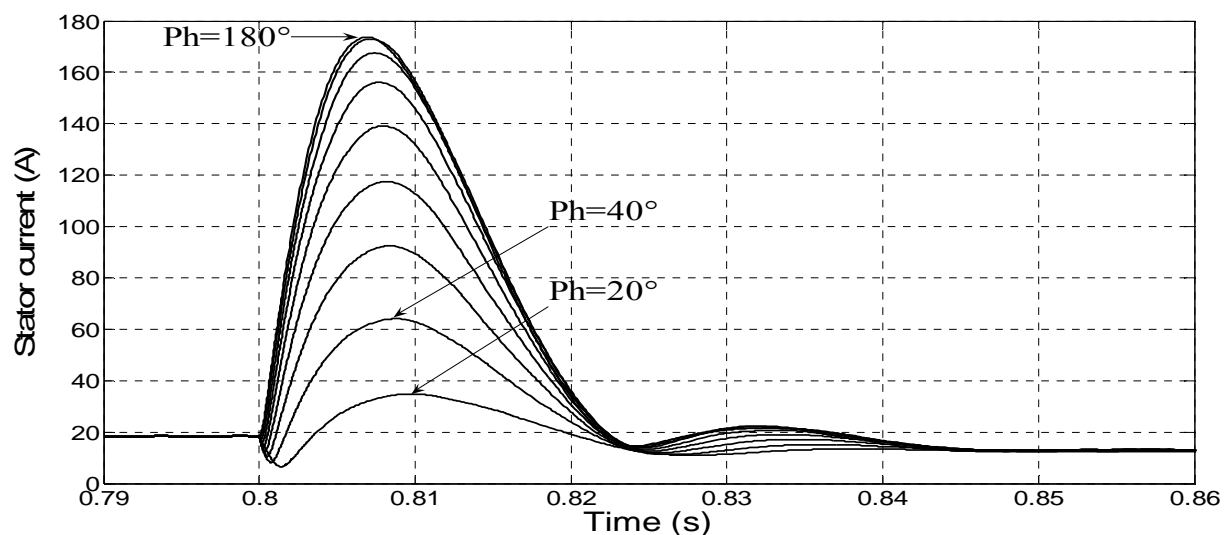
**Fig. IV.4.2 Courants rotoriques lors de retour réseau, expérimental (a.2), simulation (b.2), expérimental et simulation (c.2)**

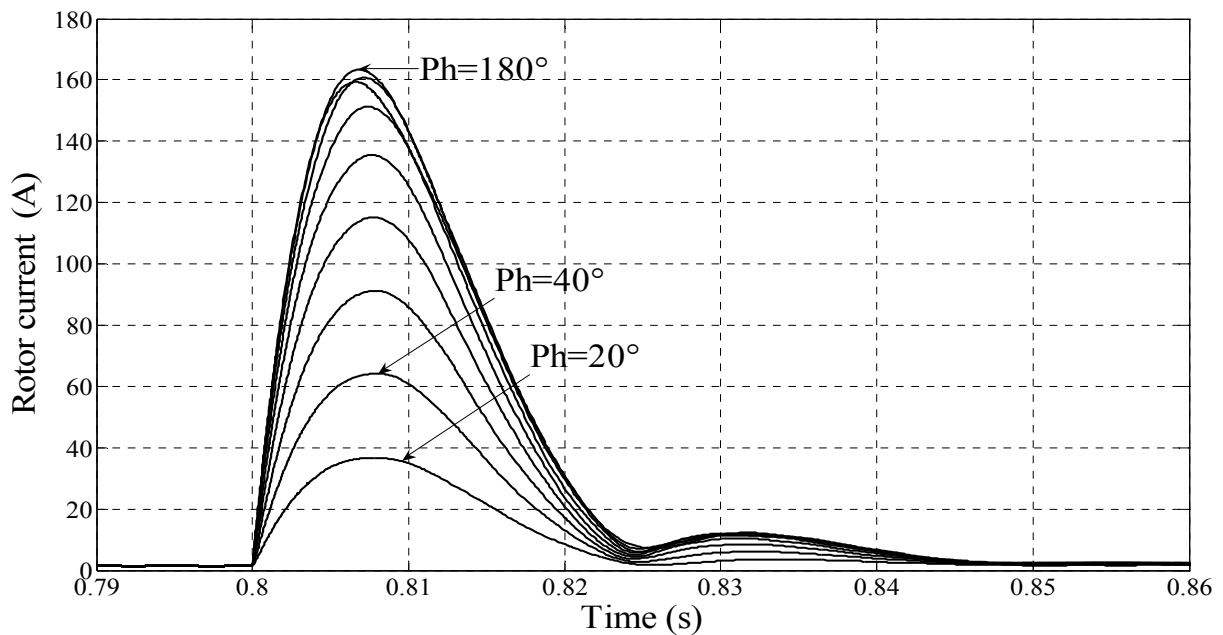
Les figures ci-dessus montrent que les résultats expérimentaux et simulés sont très proches. Néanmoins, On peut relever quelques détails entre les résultats dus d'une part au fait que la vitesse de la machine n'est pas maintenue rigoureusement constante qui n'est pas le cas pour ceux de la simulation et d'autre part à l'imprécision des paramètres et aux hypothèses adoptées.

#### IV.4 Influence de déphasage et l'instant de reconnexion sur les pics de courant

##### IV.4.1 Influence de déphasage :

Les figures (Fig. IV.5, Fig. IV.6), illustrent respectivement l'influence du déphasage sur le courant statorique et rotorique

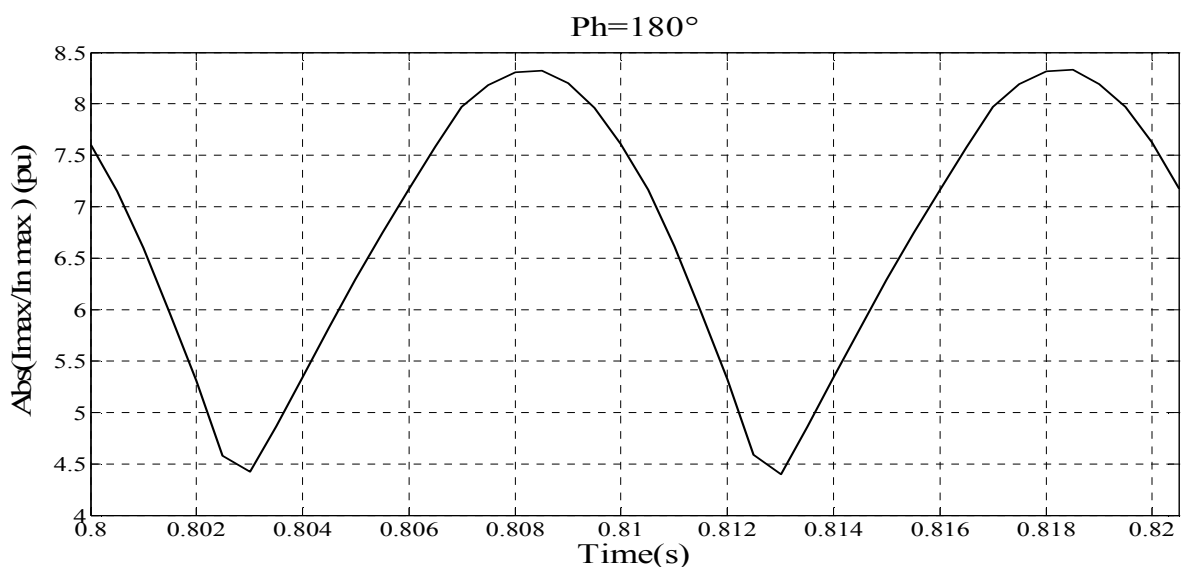


**Fig. IV.5 Influence de déphasage sur le courant statorique.****Fig. IV.6 Influence de déphasage sur le courant rotorique.**

D'après ces figures (**Fig. IV.5 ,6**), le maximum de pic est donné pour un déphasage de  $180^\circ$  et le minimum pour un déphasage de  $0^\circ$ , puisque la tension résiduelle est maximale lorsque la tension du réseau soit en opposition de phase avec celle de la machine, elle est minimale dans le cas contraire c.à.d. La tension du réseau elle est en phase avec celle de la machine. Ces résultats sont les mêmes trouvées par les expressions analytiques approchées du maximum des courants statorique et rotorique.

#### IV.4.2 Influence de l'instant de reconnexion sur les pics de courant :

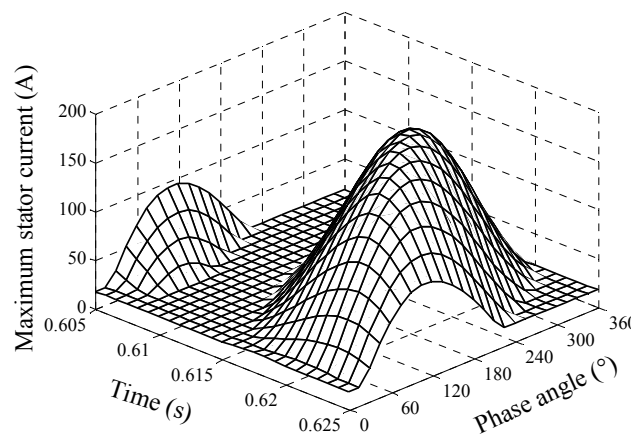
La figure (**Fig. IV.7**), représente les variations du pic du courant en fonction de l'instant de reconnexion pour un déphasage de  $180^\circ$  entre la tension de réseau et celle de la machine.



**Fig. IV.7** variation de pic courant statorique en fonction de l'instant de reconnexion pour un déphasage de  $180^\circ$ .

Sur la figure précédente, on remarquera une variation périodique ( $T = \pi / \omega_s$ ) de maximum du pic de courant en fonction de l'instant de connexion.

La figure (**Fig. IV.8**), représente la variation du pic du courant lors de la reconnexion de la machine suivant le déphasage et l'instant de reconnexion.



**Fig. IV.8** variation du pic de courant lors de la reconnexion de la machine a vide suivant le déphasage et l'instant de reconnexion.

Donc, pour avoir des faibles pics du courant durant le régime transitoire lors du retour réseau, il suffit de choisir à l'instant de reconnexion une faible amplitude de tension de la machine et qu'il soit en phase avec celle du réseau.

#### IV.5 Conclusion

Les résultats obtenus, à partir du modèle utilisé (modèle saturé), sont concordants avec ceux issus de l'expérimentation. Ils montrent que les régimes transitoires dus à la reconnexion de la génératrice asynchrone au réseau d'alimentation peuvent être très sévères [25], en effet lors du retour réseau les pics de courant atteignent des valeurs très excessives plus de 180A (180 A c'est la valeur la plus élevée enregistrée durant tous nos essais expérimentaux), soit 9 fois le courant nominale (crête). Alors que pour un démarrage direct de la même machine à pleine tension, le pic du courant est voisin de 5 fois le courant nominal [16].

Ils montrent aussi que le maximum de ces pics s'obtient lorsque les vecteurs de la tension du réseau et celui de la tension produite par la machine sont en opposition d'une part et si l'amplitude de la tension générée par la machine est de valeur significative.

Les expressions analytiques approchées développées dans ce chapitre, pour le calcul du courant de réenclenchement, montrent que le maximum de l'amplitude dépend pour une tension fixe de réseau, de deux grandeurs principales, celles-ci sont l'amplitude de la tension générée par la machine et son déphasage par rapport à celle du réseau à l'instant de reconnexion, pour un glissement nul ( $\omega_r = \omega_s$ ) ce maximum correspond à un déphasage de  $180^\circ$ .

## **Conclusion Générale.**

Nous avons abordé à travers cette thèse l'étude de fonctionnement de la génératrice asynchrone en mode autonome et raccordé au réseau électrique. Cela passe d'abord par la modélisation de système de production qui est l'association d'une machine asynchrone entraînée au-delà de synchronisme et un banc de capacité d'excitation. La modélisation est en premier lieu basé sur un certains nombres d'hypothèses simplificatrices inclus la linéarité du caractéristique magnétique. Comme on a obtenu, Le modèle simulé ne donne pas des résultats qui coïncide avec l'expérimental.

L'introduction de la saturation dans le modèle précédent règle ce problème et donne des résultats coïncide avec celles de pratique, ce qui montre l'intérêt du phénomène de saturation.

L'établissement des équations du modèle saturé nous a permis de mettre en évidence le phénomène de l'effet croisé de la saturation et qui est étroitement lié au phénomène de la saturation [15]. L'apparition explicite de l'inter-saturation dans les équations du modèle des courants est due à l'opération de dérivation de l'inductance de magnétisation. Les résultats obtenus montrent que l'inductance magnétisant n'est plus constante mais elle varie avec le courant électrique.

Une validation expérimentale de modèle développé a été présentée. Contrairement au modèle linéaire, le modèle saturé est convergent et donne des résultats qui décrivent bien le comportement réel du générateur asynchrone autonome. La prise en considération de la saturation magnétique de la branche magnétisante est donc indispensable à la bonne analyse de fonctionnement autonome du générateur asynchrone.

L'étude du régime transitoire d'auto-amorçage de ces machines dans toutes les configurations possibles de liaisons entre la machine, les condensateurs et la charge, y compris à vide (sur condensateurs, par exemple), leur permettant d'atteindre le fonctionnement permanent souhaité. En outre, pour que ce régime puisse exister, il est nécessaire que le générateur asynchrone puisse s'amorcer correctement et nous pensons qu'il convient d'apporter une attention toute particulière à cette phase transitoire de façon à pouvoir le contrôler en pratique.

C'est ainsi que sont analysées les conditions d'auto-excitation, à partir du flux magnétique rémanent, en fonction des capacités à adapter aux éventuelles charges (R, L).

Les risques de désamorçage en cas d'une surcharge sur la génératrice sont également à prendre en compte, ce qui rend le fonctionnement de la génératrice limité dans des zones plus précises.

Les résultats obtenus montrent que le comportement de la génératrice est très influencé par la valeur de la charge, le type de charge (purement résistive, RL, RC) et sa nature que soit équilibré ou déséquilibré.

Dans une dernière partie de ce travail nous avons considéré les problèmes de reconnexion rapide de la génératrice asynchrone, avec capacités à ses bornes, au réseau d'alimentation par simulation avec prise en considération de l'effet de saturation. Des enregistrements transitoires sur une machine issue de notre Laboratoire ont été donc effectués pour valider les résultats théoriques. Les résultats obtenus par simulation concordent avec ceux de pratiques, seulement une petite différence apparaît cela peut être justifié par la saturation des circuits de flux de fuite. Ce phénomène n'a pas été pris en compte dans notre étude.

Les résultats obtenus montrent que le maximum de l'amplitude de courant de réenclenchement, dépend pour une tension fixe du réseau, de deux grandeurs principales. Celles-ci sont l'amplitude de la tension générée par la génératrice et son déphasage par rapport à celle du réseau à l'instant de connexion.

Ces régimes transitoires peuvent être évités, si la reconnexion est opérée aux instants favorables (déphasage proche de zéro) avec précision par des moyens de détection de la phase des deux tensions.

## Bibliographie

- [1] **Guy. Séguier et Francis. NOTELET**, "Electrotechnique industrielle", Technique et documentation Lavoisier, Paris, 3ème édition, 2006.
- [2] **Lotfi. BAGHLI**, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I.
- [3] **Patrick BRUNET et LTEG Henri BRISSON**, "cours Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones", VIERZON, France.
- [4] **GREGORY PESET**, "Nouvelle approche pour la prédétermination des caractéristiques externes des génératrices asynchrones fonctionnant dans le cadre de l'ilotage, exigence partielle de la maîtrise en ingénierie, Université du Québec à Rimouski, Mars 2003.
- [5] **Meziane. LARBANI**, "Etude de Régimes Dynamiques du Moteur Asynchrone Triphasé en Régime Saturé, Application au Court-Circuit et au Déclenchement", Thèse de Magister, ENP, ALGER 1998.
- [6] **Frédéric POITIERS**, "Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour L'utilisation de l'Energie Eolienne, Machine asynchrone à cage autonome, Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau", Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2003.
- [7] **Naïma. MEKKAOUI**, "Contribution à la Modélisation et à la Commande d'une Mini-Centrale Eolienne à Base de Machines à Induction Simple et Double Alimentée "
- [8] **J. REYNAUD and P. PILLAY**, "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, No.2, October 1994, pp.192-197.
- [9] **S. MEKHTOUB**, "Machine asynchrone en régime saturé", Thèse de Doctorat d'état és-Sciences de l'ENP d'Alger.2001.
- [10] **M. Abdel-SALAM, S. ABOU-SHADI, Y. SAYEDA**, "Analys of induction motors fed from constant current source taking core-loss and saturation into consideration" Electric Machines and Power Systems, pp.581-599, 1999.
- [11] **S. MEKHTOUB, T. KHALDI, M. IVANES**, "Amplitude des Courants et du Couple de Reconnexion d'une Machine Asynchrone Auto-Amorcée", RIGE – 4/2001, Numélec, 2000, pp149-172.
- [12] **A.H. Al-BAHRANI**, "Analysis of Self-Excited Induction Generators Under Unbalanced Conditions", Electric Machines and Power Systems, 24, 1996, pp. 117-129.
- [13] **S. SRIHARAN**, "Current –Zero Disconnection of Induction Motors ", prod. IEEE, Vol.126. No.5. May 1979, pp381-384
- [14] **D. KAIROUS**, "régimes transitoires de la MAS lors du retour réseau ", Thèse de Magister, ENP, ALGER 2004.
- [15] **Ali. NESBA**, "Caractérisation du Phénomène de la Saturation Magnétique de la Machine Asynchrone " Thèse de Doctorat d'état en Electrotechnique, ENP, ALGER 2007.



- [16] **Toufik. KHALDI**, "Retour Réseau sur un Auto-Amorçage Accidentel de la Machine Asynchrone", Thèse Magister, ENP, ALGER 1999.
- [17] **M'Hamed. BOUNEKHLA**, "Contribution à l'identification Paramétrique de la Machine Asynchrone", Thèse de Doctorat d'état ès-Sciences, ENP, ALGER 2004.
- [18] **Nabil. KHENFER**, "Machine Asynchrone : Ses modèles, Son identification et Sa commande. " Thèse de Doctorat d'état ès-Sciences, ENP, ALGER 1995.
- [19] **GREGORY. PESET**, "Nouvelle Approche pour la Prédétermination des Caractéristiques Externes des Génératrices Asynchrones Fonctionnant dans le cadre de l'Îlotage", université de QUÉBEC, Mars 2003
- [20] **Ion Boldea and Syed Nasar**, " Variable speed generators", Published in 2006 by CRC Press Taylor & Francis Group.
- [21] **Alain CUNIERE et Gilles FELD**, "MACHINE ASYNCHRONE", ENS de CACHAN.
- [22] **M.S. Naït-Saïd**, "Modélisation Vectorielle d'une Machine à Courant Alternatif ", Notes de Cours éditées à Université de Batna, Avril 2006.
- [23] **ALI M. ELTAMALY, PhD**, "New Formula to Determine the Minimum Capacitance Required for Self-Excited Induction Generator", Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering Elminia University, Elminia, Egypt.
- [24] **Boughermi Brahim et Douali Belkacem**, "Commande et Modélisation de générateurs asynchrone dans une installation éolienne autonome ou connecte à un réseau stable", PFE, Université de Medea, 2007.
- [25] **J.S.C.HTSUI**, "Magnitude, Amplitude and Frequencies of Induction- Motor Air-Gap Transient Torque through Simultaneous Reclosing with or without Capacitors ", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-104, N°6, June 1985, pp. 1519-1524.
- [26] **K.P. KOVACS, I.RACZ**, "Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen", Ungarische Akademie der Wissenschaften, Budapest, 1959.
- [27] **J.CHATLAIN**, "Machines Electriques ", Tome1, Dunod 1983.
- [28] **Philippe. BARRET**, "Régimes Transitoires des Machines Electriques", Edition EYROLLES, 1982.
- [29] **Razik. HUBERT**, "La machine Asynchrone à Vitesse Variable "Tome 1, Hermmes Sciences Lavoisier.
- [30] **Théodore. WILDI**, "Electrotechnique", 3ème édition,

## **Fiches techniques**

### **A) Le moteur à courant continu**

Moteur à excitation séparée

Puissance : 3.5 kW

Vitesse nominale : 1500 tr/mn

Inducteur : Tension : 110 V ; Courant : 1.8A

Induit : Tension : 110 V ; Courant : 32A

Classe d'isolement : E

### **B) La Génératrice Asynchrone**

Tension stator : 220/ 380V

Fréquence : 50Hz

Tension au rotor ouvert : 240 V

Courant stator : 14/8A

Courant rotorique nominal : 9A

Puissance : 3.5kW

Vitesse nominale : 1410 tr/mn

Facteur de puissance : 0.8

Classe d'isolement : E

### **C) Paramètres de la Machine Asynchrone**

$R_s = 0.76 \ \Omega$

$R_r' = 0.74 \ \Omega$

$M' = 0.074 \text{ H}$

$L_s = 0.077 \text{ H}$

$L_r' = 0.077 \text{ H}$

### **D) Caractéristique de la capacité d'excitation.**

L'excitation de la génératrice asynchrone est assurée par deux batteries de condensateurs connectée en triangle, chaque condensateur a les caractéristiques suivantes:

Rated Voltage: 0.4 kV      Rated Frequency: 50 Hz.  
 Rated Output: 5kVar      Rated C: 99  $\mu F$  .  
 Rated Current: 7.2 A      Connection type: triangle.  
 Insulation level: 3/kV discharge device  
 Temperature category: -25/C

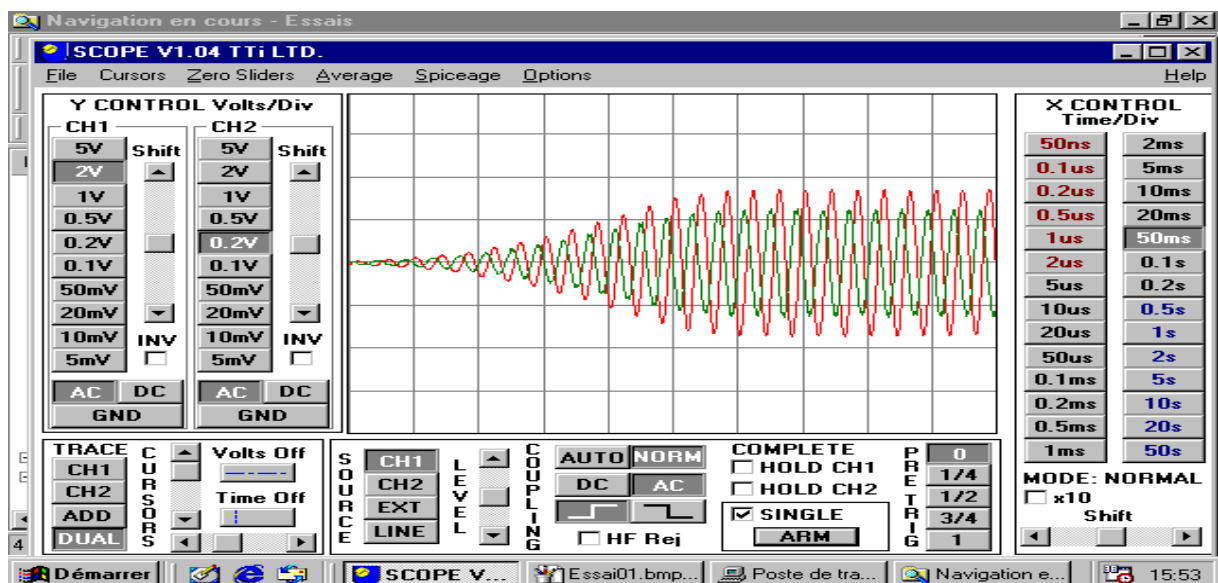
**E) La Caractéristique magnétique.**

I(A)	0.00	0.20	0.30	0.50	0.70	0.90	1.20	1.60
E(V)	0.00	10.50	16.00	25.00	34.50	44.50	63.00	80.00

I(A)	2.10	2.60	3.20	3.50	3.80	4.20	4.75	5.55	6.00
E(A)	114	130	150	160	170	180	193	209	217

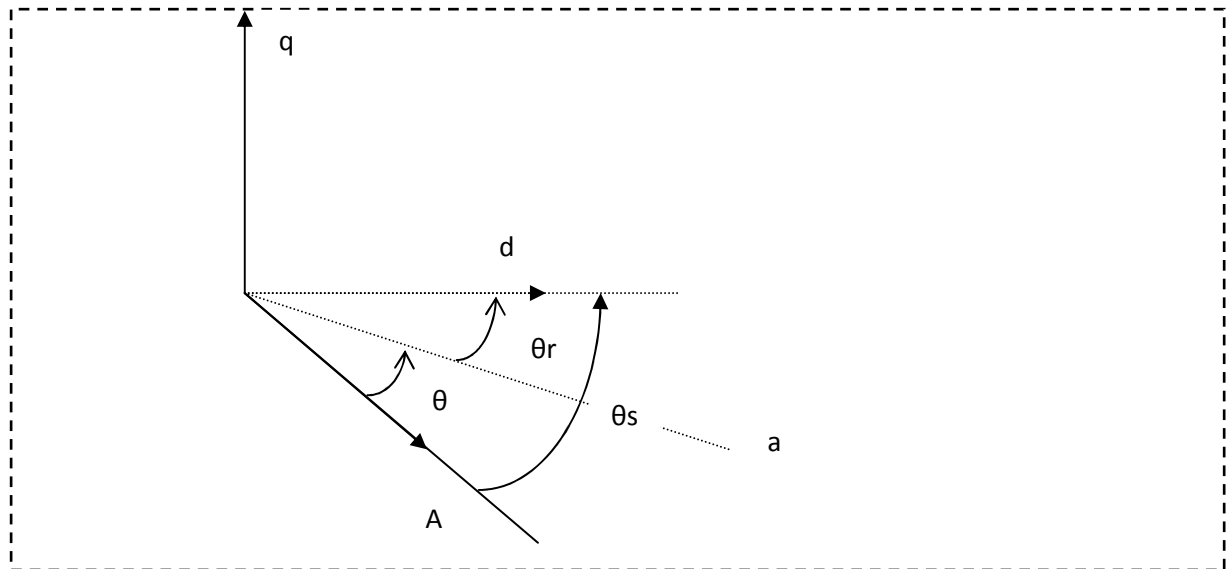
**F) Acquisition de signaux**

L'enregistrement des signaux se fait à l'aide de la carte d'acquisition GS2020 qu'elle même est reliée à un PC pour le traitement des données enregistrées.



**Représentation vectorielle :**

Les grandeurs physiques monophasées sont transformées en “vecteur d’espace “d’après la méthode adoptée par KOVACS et RACZ [16,26]. Selon cette méthode toutes les variables sont représentés par des vecteurs polaires indiquant l’amplitude et la position angulaire de la distribution sinusoïdales tournante qui correspond.



**Fig. A Repérage des différents axes**

En repérant le plan complexe par les axes **d, q (Fig. A)**, on peut alors définir un vecteur d’espace dans référentiel arbitraire de la manière suivante :

Pour le stator :

$$\bar{f}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (f_a + \alpha f_b + \alpha^2 f_c) e^{-j\theta_s} = f_{ds} + j f_{qs} \quad \text{avec} \quad \alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad \text{et} \quad j^2 = -1 \quad (I.)$$

Pour le rotor :

$$\bar{f}_r' = \sqrt{\frac{2}{3}} (f_a + a f_b + a^2 f_c) e^{-j\theta_r} \gamma = f_{ds}' + j f_{qs}' \quad (I.)$$

Avec :  $\gamma = a$ , pour les tensions et les flux et  $\gamma = 1/a$  pour les courants.

Ainsi l’état électrique de la machine sera caractérisé par les vecteurs complexes suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{V}_S = v_{ds} + jv_{qs} \\ \bar{\Phi}_S = \Phi_{ds} + j\Phi_{qs} \\ \bar{I}_S = i_{ds} + ji_{qs} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} \bar{V}'_R = v'_{dr} + jv'_{qr} \\ \bar{\Phi}'_R = \Phi'_{ds} + j\Phi'_{qs} \\ \bar{I}'_R = i'_{dr} + ji'_{qr} \end{array} \right. \quad (I.)$$

Dans un référentiel tournant à la vitesse arbitraire  $\omega_a$ , le comportement transitoire de la machine pourra être décrit par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{V}_S = R_S \bar{I}_S + \frac{d\bar{\Phi}_S}{dt} + j\omega_a \bar{\Phi}_S \\ \bar{V}'_R = R_R \bar{I}'_R + \frac{d\bar{\Phi}'_R}{dt} + j(\omega_a - \omega_r) \bar{\Phi}'_R \end{array} \right. \quad (I.)$$

Les vecteurs courants et flux sont liés par les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{I}_S = \frac{1}{\sigma L_S} (\bar{\Phi}_S - k_r \bar{\Phi}'_R) \\ \bar{I}'_R = \frac{1}{\sigma L'_R} (\bar{\Phi}'_R - k_s \bar{\Phi}_S) \end{array} \right. \quad ; \quad \left\{ \begin{array}{l} \bar{\Phi}_S = L_S \bar{I}_S + M' \bar{I}'_R \\ \bar{\Phi}'_R = L'_R \bar{I}'_R + M' \bar{I}_S \end{array} \right. \quad (I.)$$

$$k_r = \frac{M'}{L'_R}, \quad k_s = \frac{M'}{L_S}$$

$k_s, k_r$  : Coefficient de couplage statorique et rotorique.

## ملخص

قمنا خلال هذا العمل بدراسة مختلف الظواهر المرافقة لعمل المولد اللا تزامني المحرض بمكثفة في دورين أساسيين: الأول كمولد مستقل عن الشبكة الكهربائية والثاني أثناء ربطه بالشبكة. قبل الوقوف على مختلف هذه النتائج المرجوة من هذا العمل قمنا بتمثيل نظام التوليد قيد الدراسة بشكل نموذج رياضي لتسهيل دراسته ولنقف على مدى مطابقة نتائجه للنتائج المحصل عليها تجريبيا.

**الكلمات المفتاحية** المولد اللا تزامني، الآلة اللا تزامنية، التمثيل الرياضي، إشعال ذاتي، مكثفة تحريض، التشبع المغناطيسي، ذاتي التوليد، الوصل بالشبكة الكهربائية.

## Résumé

L'objet de ce travail consiste à étudier le comportement dynamique et statique de la génératrice asynchrone auto-excité par un banc de capacités dans un fonctionnement autonome et raccordé au réseau électrique. Cela passe d'abord par la modélisation de système de production et par une validation expérimentale de modèle utilisé.

**Mots clés** : génératrice asynchrone, machine asynchrone, modélisation, autoamorçage, batteries d'excitations, saturation magnétique, autonome, raccordé au réseau.

## Abstract

The object of this work consists in studying the dynamic and static behavior of the induction generator that can function in autonomous function or connected to the electric network. It first passes by the modeling of production system and by a tentative validation of model used.

**Key words**: induction generator, excitation capacitor, modeling, self excited, magnetic, autonomous saturation, connected to the network.