

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE**

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

**DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**

**FILIERE : ELECTROTECHNIQUE**

**OPTION : MACHINES ELECTRIQUES**

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات  
المكتبة —  
BIBLIOTHEQUE —  
Ecole Nationale Polytechnique

**THESE DE MAGISTER**

Présentée par:

*Toufik KHALDI*

*Ingénieur d'état en Electrotechnique*

Intitulée :

**RETOUR RESEAU SUR UN  
AUTO-AMORCAGE  
ACCIDENTEL DE LA  
MACHINE ASYNCHRONE**

Soutenue le **mardi 06 juillet 1999 à 10h**, à l'amphi **A2**, devant le jury composé par :

<b>R. IBTIOUEN</b>	<b>Professeur</b>	<b>E.N.P</b>	<b>Président</b>
<b>S. MEKHTOUB</b>	<b>Chargé de Recherche</b>	<b>E.N.P</b>	<b>Rapporteur</b>
<b>O. TOUHAMI</b>	<b>Maître de Conférences</b>	<b>E.N.P</b>	<b>Examinateur</b>
<b>S. TAHI</b>	<b>Chargé de Cours</b>	<b>USTHB</b>	<b>Examinateur</b>
<b>A. REKKAB</b>	<b>Chargé de Cours</b>	<b>USTHB</b>	<b>Examinateur</b>

في الشبكات الكهربائية للوحدات الصناعية غالباً ما يتم استعمال مكثفات لتحسين معامل القدرة . لكن عملية فصل محركات الحث الثلاثة الأوجه وإعادة وصلها بالشبكة مع إبقاء المكثفات موصولة بها تصحبها حالات حابرة تتميز بالإشتعال الفاني العابر للمحرك كمولد لامتران ما يؤدي إلى ظهور جهد عابر قد يفوق الجهد التقني . وكذلك في حالة إعادة الوصل بالنسبة للتيار و المزم الكهرومغناطيسي .

لدراسة هذه الحالات العابرة تمت محاكاة عمل المحرك بوضع نموذج له يأخذ بعين الإعتبار التشبع المغناطيسي و توردت النتائج التحصل عليها بتسجيلات تجريبية للحالات المذكورة أعلاه .

الكلمات الأساسية : المحرك اللامتران - الحالات العابرة - الإشتعال الفاني - التشبع المغناطيسي .

## ABSTRACT

*Industrial electrical distribution networks often need the use of capacitor units to improve the power factor. Disconnecting a running induction motor with terminal capacitors from the supply source may entail transient over-voltages to appear as a result of the fact that it is being momentarily working as a self-excited asynchronous generator.*

*Also, the fast reconnection of this motor may cause it to undergo excessive current and torque transients.*

*By using an induction machine model taking into account the saturation effect, these transients are investigated through numerical simulation. The results obtained are in good agreement with transient records on our Laboratory induction machine.*

**Key-words :** Induction machines, Saturation, Self-excitation, Reswitching transients, Asynchronous generator.

## RESUME

*La séparation du réseau d'alimentation de l'ensemble moteur asynchrone-condensateurs peut engendrer des surtensions transitoires aux bornes de la machine qui sont dues à l'auto-amorçage temporaire de la machine en fonctionnement générateur. Si pendant ce temps l'alimentation est rétablie, la machine peut subir alors des régimes transitoires excessifs de courants et de couple.*

*La saturation magnétique étant indispensable pour l'auto-amorçage de la machine, nous avons donc établi un modèle dynamique de la machine prenant en compte ce phénomène pour l'analyse de tels régimes. Les résultats obtenus par simulation sont ensuite comparés à ceux issus d'enregistrements transitoires sur une machine de notre Laboratoire.*

**Mots-clés :** Machine asynchrone, Saturation, Auto-excitation, Régimes transitoires de reconnexion, Génératrice asynchrone.



## REMERCIEMENTS

Je remercie vivement Monsieur R. Ibtouen Professeur à l'E.N.P pour m'avoir honoré de la présidence du jury.

Je remercie aussi Monsieur O. Touhami Maître de conférences à l'E.N.P d'avoir bien voulu être examinateur.

Mes vifs remerciements vont aussi à Messieurs S. Tahi et A. Rekkab Chargés de cours à l'USTHB pour avoir accepté de faire partie du jury.

Que mon directeur de thèse S. Mekhtoub trouve ici mon entière reconnaissance pour sa patience et son aide appréciable qu'il m'a toujours accordée durant l'élaboration de ce travail.

Enfin, je n'oublierais pas mes camarades et collègues Magisters du laboratoire des machines électriques Mr. Larbani et Mr. Meghzi pour les diverses discussions fructueuses que nous avons eues.

# SOMMAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

Notations .....	1
INTRODUCTION GENERALE .....	2
Chapitre I    MODELE DYNAMIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE NON SATUREE .....	4
I.1 Introduction .....	5
I.2 Hypothèses simplificatrices .....	5
I.3 Equations générales de la machine asynchrone triphasée .....	5
I.3.1 Equations électriques .....	5
I.3.1.1 Equations électriques avec paramètres secondaires ramenés au primaire .....	7
Expressions des inductances .....	8
I.3.2 Expression du couple électromagnétique instantané .....	9
I.3.3 Equation du mouvement .....	9
I.4 Modèle diphasé équivalent de la machine asynchrone triphasée .....	10
I.4.1 Expression du couple électromagnétique .....	12
I.4.2 Représentation vectorielle .....	12
I.5 Relevés expérimentaux .....	14
I.6 Conclusion .....	16
Chapitre II    MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE SATUREE .....	17
II.1 Introduction .....	18
II.2 Mise en œuvre .....	18
II.2.1 Détermination des inductances saturables équivalentes .....	22
II.2.2 Modèle mathématique de la courbe de magnétisation .....	23
II.3 Conclusion .....	25
Chapitre III    DECONNEXION DE LA MACHINE AVEC CAPACITES AUX BORNES DU RESEAU D'ALIMENTATION .....	26
III.1 Introduction .....	27
III.2 Fonctionnement statique du générateur asynchrone .....	27
III.2.1 Caractéristiques de fonctionnement en mode générateur auto-excité à vide .....	30
III.3 Déconnexion de la machine du réseau d'alimentation en régime dynamique .....	34
III.3.1 Déconnexion du moteur sans capacités aux bornes .....	34
Conditions initiales juste après la déconnexion .....	35
III.3.1.1 Résultats (déconnexion avec stator ouvert) .....	36
III.3.2 Déconnexion du moteur avec connexion permanente de capacités aux bornes .....	37
III.3.2.1 Modélisation .....	37
III.3.2.2 Résultats (connexion permanente des capacités aux bornes) .....	38
III.3.2.2.1 Tension statorique .....	38
III.3.2.2.2 Courant statorique .....	39
III.3.2.2.3 Vitesse et couple .....	40
III.3.3 Déconnexion avec insertion des capacités en cours du freinage .....	43
III.4 Conclusion .....	44

Chapitre IV PHENOMENES TRANSITOIRES DUS A LA RECONNEXION DE LA MACHINE ASYNCHRONE AUTO-EXCITEE AU RESEAU ELECTRIQUE .....	45
IV.1 Introduction .....	46
IV.2 Expressions approximatives du courant et du couple de réenclenchement .....	46
IV.2.1 Expression approximative du courant de réenclenchement .....	49
IV.2.1.1 Reconnexion à la vitesse de synchronisme .....	49
IV.2.1.2 Reconnexion à vitesse inférieure à la vitesse synchrone .....	49
IV.2.2 Expression approximative du couple électromagnétique de reconnexion .....	51
IV.2.3 Prise en compte de l'influence des résistances des enroulements de la machine .....	51
IV.2.4 Variation du couple négatif maximal de reconnexion en fonction de la tension résiduelle.....	53
IV.3 Résultats et interprétations .....	54
IV.3.1 Courant statorique .....	54
IV.3.2 Vitesse et couple .....	55
IV.4 Conclusion .....	59
CONCLUSION GENERALE .....	60
REFERENCES .....	62
ANNEXE .....	66

## Notations

- $s$  (ou 1),  $r$  (ou 2) : indices respectifs du stator et du rotor.
- $d, q$  : indices relatifs à l'axe direct et à l'axe en quadrature.
- $m$  : indice correspondant au flux et au courant magnétisant.
- $R_1, L_1$  : résistance et inductance propre d'une phase statorique.
- $R_2', L_2'$  : résistance et inductance propre ramenées d'une phase rotorique.
- $L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$  : inductances de fuites stator (rotor).
- $M$  : inductance mutuelle cyclique (stator/rotor).
- $X_m$  : réactance de magnétisation.
- $C$  : capacité par phase étoilée.
- $\sigma$  : coefficient de fuites totales.
- $k_s, k_r$  : coefficient de couplage statorique et rotorique.
- $V, I, \Phi$  : désignent respectivement : les tensions, les courants et les flux.
- $\bar{X}$  : vecteur d'espace de module  $X$ .
- $\bar{I}_c$  : vecteur de courant dans les branches capacitives.
- $\bar{V}_m$  : vecteur tension du réseau d'alimentation.
- $\bar{U}_{10}$  : vecteur tension générée par la machine à l'instant précédent sa reconnexion au réseau.
- $\omega_1, \omega_r$  : pulsations statorique et rotorique.
- $\omega_a$  : vitesse angulaire du référentiel.
- $g$  : glissement.
- $g_c$  : glissement correspondant au couple de décrochage (maximal) en régime moteur.

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات  
المكتبة  
BIBLIOTHEQUE —  
Ecole Nationale Polytechnique

# INTRODUCTION GENERALE

## INTRODUCTION GENERALE

La majorité des moteurs électriques utilisés en milieu industriel sont des moteurs asynchrones triphasés. Les réseaux de distribution d'énergie électrique auxquels ces moteurs sont connectés sont souvent munis de dispositifs permettant l'amélioration du facteur de puissance (batteries de condensateurs).

Par action des systèmes de commutation et de réenclenchement automatique dont sont équipés de tels réseaux, les moteurs peuvent subir, en présence de sources d'énergie réactive à leurs bornes, des régimes transitoires sévères. En effet, lorsqu'un moteur asynchrone associé à des condensateurs est en fonctionnement, une coupure générale survient en amont du transformateur de distribution. Dans ce cas, une surtension transitoire apparaît alors sur la ligne ainsi isolée [36] du fait de l'auto-amorçage de la machine en mode générateur asynchrone. De plus, si cette même machine est rapidement reconnectée au réseau par action du système de réenclenchement automatique, elle peut être alors le siège d'un couple négatif transitoire très important [23] susceptible de provoquer des « coups de bélier » sur l'arbre ainsi que des surintensités.

Le problème de la reconnexion de la machine asynchrone avant son arrêt complet a été abordé dans la littérature scientifique depuis quelques décennies [23,25-28,34,46,49]. Toutefois, la plupart des études ont traité du cas où le *stator* de la machine déconnectée était ouvert. Ce qui n'est qu'un cas particulier du cas général où des courants circulent dans les enroulements statoriques (stator fermé sur le secondaire d'un transformateur, sur des capacités, etc...).

Ceci nous a mené d'une part à analyser l'influence des différents facteurs caractérisant les régimes transitoires à la déconnexion et à la reconnexion de la machine asynchrone saturée avec circulation de courants au stator (*stator fermé* sur capacités). D'autre part, nous effectuons une synthèse de travaux précédents liés au fonctionnement en auto-excitation de la génératrice asynchrone. Ce travail est aussi une suite à des travaux antérieurs effectués au sein du laboratoire des machines électrique de l'E.N.P.[54,55].

Après un bref rappel sur la modélisation de la machine asynchrone à circuit magnétique linéaire, nous consacrons la première partie de notre travail à la modélisation du comportement dynamique de la machine pour les situations énoncées ci-dessus en tenant compte du phénomène de saturation magnétique.

La deuxième partie porte sur l'étude des différents aspects de la déconnexion de la machine sur réseau capacitif en régime transitoire. Nous avons aussi, mis en évidence la possibilité de prédéterminer l'ordre de grandeur des variables électriques lors de déconnexion de la machine (régime transitoire), et ce à partir de l'élaboration des caractéristiques de fonctionnement en générateur auto-excité en régime permanent tout en incluant l'effet de la saturation magnétique. Ces variables sont les courants, les surtensions, le couple électromagnétique et la pulsation statorique.

La troisième partie est axée essentiellement sur les régimes dynamiques de reconnexion.

L'étude analytique de ces régimes, à travers le développement des expressions approchées du courant et du couple électromagnétique de reconnexion, est validée par les résultats obtenus par simulation numérique et par ceux issus des tests expérimentaux.

CHAPITRE I  
MODELE DYNAMIQUE DE  
LA MACHINE ASYNCHRONE  
NON SATURÉE

## I.1 INTRODUCTION

La modélisation de la machine asynchrone en régime dynamique, peut être abordée en considérant la machine comme étant un système électromagnétique d'enroulements couplés magnétiquement les uns aux autres.

Les paramètres caractérisant le modèle électrique de ce système sont pour la plupart fonction de différentes variables telles que la position angulaire, l'amplitude des courants, la fréquence, la température etc...

Cependant, la précision du modèle varie selon la sensibilité vis à vis des influents d'un paramètre à l'autre et aussi selon la nature des contraintes externes imposées à la machine. Ainsi, plusieurs modèles peuvent être obtenus selon les restrictions imposées à ces paramètres d'une part, et selon la formulation mathématique d'autre part.

Ce chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone non saturée en régime dynamique en se basant sur les représentations matricielles et vectorielles.

## I.2 HYPOTHESES

Dans un premier temps, on adopte les hypothèses suivantes compatibles avec l'objectif visé :

- Les enroulements statoriques et rotoriques sont symétriques, et la force magnétomotrice (F.M.M.) est distribuée sinusoïdalement le long de la périphérie des deux armatures.
- Les harmoniques d'espace des inductances mutuelles entre enroulements statorique et rotorique sont négligés, on se limite donc au fondamental.
- Les inductances propres ne dépendent pas de la position angulaire du rotor.
- La saturation du circuit magnétique, le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault sont supposés négligeables.
- Les paramètres de la machine sont considérés indépendants de la température et de la fréquence.

## I.3 EQUATIONS GENERALES DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

### I.3.1 Equations électriques

Les équations électriques de la machine, en grandeurs de phase, s'écrivent sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_1 & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

Ainsi, les différentes grandeurs électriques s'expriment par :

$$v_1 = \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix}; v_2 = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; \Phi_1 = \begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix}; \Phi_2 = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}; i_1 = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}; i_2 = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

les matrices des résistances des enroulements statorique et rotorique sont données par :

$$R_1 = \begin{bmatrix} R_A & 0 & 0 \\ 0 & R_B & 0 \\ 0 & 0 & R_C \end{bmatrix} ; R_2 = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix}$$

avec :

- $V_A, V_B, V_C (v_a, v_b, v_c)$  : tensions statoriques (rotoriques) simples.
- $\Phi_A, \Phi_B, \Phi_C (\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c)$  : flux totaux par phase statorique (rotorique).
- $i_A, i_B, i_C (i_a, i_b, i_c)$  : courants statoriques (rotoriques) par phase.
- $R_A, R_B, R_C (R_a, R_b, R_c)$  : résistances par phase statorique (rotorique).

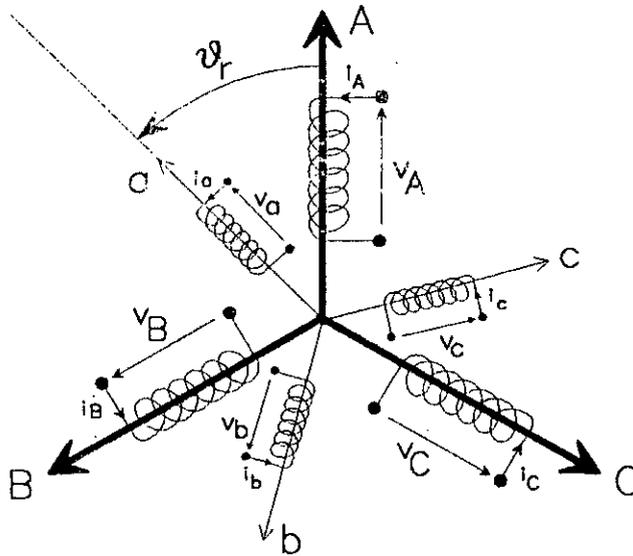


Fig. I.1- Représentation électrique la machine

Les flux totaux ont pour expression :

$$\begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} \\ M_{21} & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Pour une machine symétrique et équilibrée, les trois phases sont identiques au stator comme au rotor, les différentes matrices s'écrivent alors :

$$L_1 = \begin{bmatrix} \underline{L}_1 & \underline{M}_1 & \underline{M}_1 \\ \underline{M}_1 & \underline{L}_1 & \underline{M}_1 \\ \underline{M}_1 & \underline{M}_1 & \underline{L}_1 \end{bmatrix} ; L_2 = \begin{bmatrix} \underline{L}_2 & \underline{M}_2 & \underline{M}_2 \\ \underline{M}_2 & \underline{L}_2 & \underline{M}_2 \\ \underline{M}_2 & \underline{M}_2 & \underline{L}_2 \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$$\mathbf{M}_{12} = \begin{bmatrix} \underline{M} \cos \theta_r & \underline{M} \cos \theta_r^+ & \underline{M} \cos \theta_r^- \\ \underline{M} \cos \theta_r^- & \underline{M} \cos \theta_r & \underline{M} \cos \theta_r^+ \\ \underline{M} \cos \theta_r^+ & \underline{M} \cos \theta_r^- & \underline{M} \cos \theta_r \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{M}_{21} = \mathbf{M}_{12}^T \quad (I.4)$$

où :

$R_1, R_2$  : résistances respectivement d'une phase statorique et rotorique.

$\underline{L}_1, \underline{L}_2$  : inductances propres respectivement d'une phase statorique et rotorique.

$\underline{M}_1, \underline{M}_2$  : coefficients de mutuelle inductance respectivement entre deux phases statoriques et rotoriques.

$\underline{M}$  : maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

$\theta_r, \theta_r^+$  et  $\theta_r^-$  sont les angles que font les axes des trois phases rotoriques (a, b et c respectivement) avec l'axe de la phase statorique 'A' (voir Fig. I-1) avec :

$$\theta_r^- = \theta_r - \frac{2\pi}{3} ; \quad \theta_r^+ = \theta_r + \frac{2\pi}{3}$$

### I.3.1.1 Equations électriques avec paramètres secondaires ramenés au primaire

Les paramètres réels des circuits rotoriques des machines asynchrones à cage ne sont pas accessibles directement à la mesure. Il est donc préférable de les ramener au stator en utilisant le rapport de transformation "a" défini par :

$$a = \frac{k_1 n_1}{k_2 n_2} \quad (I.5)$$

avec :

$k_1, k_2$  : les coefficients de bobinage des deux enroulements (statorique et rotorique).

$n_1, n_2$  : le nombre de conducteurs en série par phase respectivement au primaire et au secondaire.

Les nouvelles grandeurs, ramenées au primaire, sont définies en notation matricielle comme suit :

$$\begin{aligned} \mathbf{v}'_2 &= a \mathbf{v}_2 & \mathbf{M}'_{12} &= a \mathbf{M}_{12} & \mathbf{R}'_2 &= a^2 \mathbf{R}_2 \\ \Phi'_2 &= a \Phi_2 & \mathbf{M}'_{21} &= a \mathbf{M}_{21} \\ \mathbf{i}'_2 &= \frac{1}{a} \mathbf{i}_2 & \mathbf{L}'_2 &= a^2 \mathbf{L}_2 \end{aligned} \quad (I.6)$$

Les équations des tensions du modèle dynamique de la machine, en grandeurs secondaires ramenées au primaire, deviennent alors :

$$\mathbf{v}^{abc} = \mathbf{R}^{abc} \mathbf{i}^{abc} + \frac{d}{dt} \{ \mathbf{L}^{abc} \mathbf{i}^{abc} \} \quad (I.7)$$

ce qui est équivalent à :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_1 \\ \mathbf{i}_2 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{L}_1 & \mathbf{M}'_{12} \\ \mathbf{M}'_{21} & \mathbf{L}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_1 \\ \mathbf{i}_2 \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{I.8})$$

### Expressions des inductances

Etant donné que le stator et le rotor sont des systèmes triphasés sans conducteur neutre, les inductances cycliques de la machine sont alors définies par :

$$\begin{aligned} L_1 &= \underline{L}_1 - \underline{M}_1 \\ L_2 &= \underline{L}_2 - \underline{M}_2 \\ M_{12} &= \frac{3}{2} \underline{M} \end{aligned} \quad (\text{I.9})$$

avec :

$L_1$  : Inductance cyclique propre du primaire.

$L_2$  : Inductance cyclique propre du secondaire.

$M_{12}$  : Inductance mutuelle cyclique entre le primaire et le secondaire.

Les inductances propres par phase de chaque armature peuvent se décomposer en une inductance principale et en une inductance de fuite, soit :

$$\begin{aligned} \underline{L}_{11} &= \underline{L}_{1p} + L_{\sigma 1} = a \underline{M} + L_{\sigma 1} \\ \underline{L}_2 &= \underline{L}_{2p} + L_{\sigma 2} = \frac{1}{a} \underline{M} + L_{\sigma 2} \end{aligned} \quad (\text{I.10})$$

avec :

$\underline{L}_{1p}, (\underline{L}_{2p})$  : inductances principales par phase respectivement au stator et au rotor.

$L_{\sigma 1}, (L_{\sigma 2})$  : inductances de fuite par phase respectivement au stator et au rotor.

Compte tenu du déphasage de  $120^\circ$  degrés électriques entre les axes des phases et de la distribution sinusoïdale des enroulements, l'inductance mutuelle entre deux phases du stator est telle que :

$$\underline{M}_1 = \underline{L}_{1p} \cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2} \underline{L}_{1p} = -\frac{1}{2} a \underline{M} \quad (\text{I.11})$$

Il en est de même pour le secondaire :

$$\underline{M}_2 = -\frac{1}{2} \underline{L}_{2p} = -\frac{1}{2a} \underline{M} \quad (\text{I.12})$$

Suite aux relations I.3, les inductances cycliques ramenées sont exprimées ainsi :

$$M = a M_{12} = a \left( \frac{3}{2} \underline{M} \right) = \frac{3}{2} \underline{M} \quad (\text{I.13})$$

$$L_2 = a^2 \underline{L}_2 = a^2 (\underline{L}_{2p} - \underline{M}_2) = M_{12} + L_{\sigma 2}$$

$$L_1 = \underline{L}_1 - \underline{M}_1 = M + L_{\sigma 1} \quad (\text{I.14})$$

Pour le régime permanent, le schéma électrique équivalent par phase de la machine avec paramètres secondaires ramenés au primaire répondant aux hypothèses formulées précédemment est donné par la Fig. 1.2 suivante:

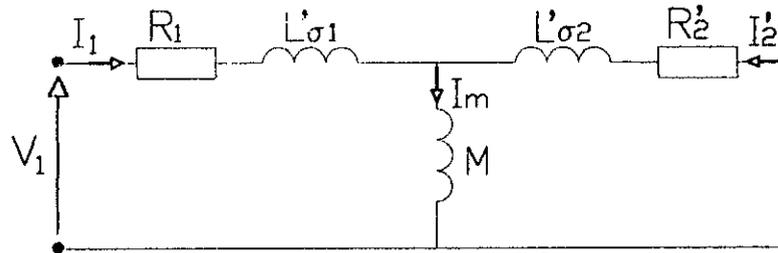


Fig. 1.2 Schéma équivalent de la machine pour le régime permanent.

### I.3.2 Expression du couple électromagnétique instantané

L'expression générale du couple électromagnétique instantané est obtenue à partir de la dérivée partielle par rapport à la position angulaire de la coénergie magnétique du système d'enroulements, elle est exprimée par [10] :

$$\Gamma_e = \frac{1}{2} \mathbf{i}^{abcT} \frac{\partial \mathbf{L}^{abc}}{\partial \theta_r} \mathbf{i}^{abc} \quad (I.15)$$

en développant cette expression, celle-ci prend la forme suivante en fonction des courants de phase:

$$\begin{aligned} \Gamma_e &= -M \left\{ (i_A i_a + i_B i_b + i_C i_c) \sin \theta_r + (i_A i_b + i_B i_c + i_C i_a) \sin \theta_r^- + (i_A i_c + i_B i_a + i_C i_b) \sin \theta_r^+ \right\} \\ &= -\frac{3}{2} M \left\{ (i_A i_a' + i_B i_b' + i_C i_c') \sin \theta_r + (i_A i_b' + i_B i_c' + i_C i_a') \sin \theta_r^- + (i_A i_c' + i_B i_a' + i_C i_b') \sin \theta_r^+ \right\} \end{aligned} \quad (I.16)$$

### I.3.3 Equation du mouvement

L'équation d'équilibre des couples lors du mouvement de rotation de la machine en régime dynamique s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_e - \Gamma_m \quad (I.17)$$

avec:

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad ; \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (I.18)$$

avec :

J : moment d'inertie global de l'ensemble machine-charge.

$\Omega$  : vitesse angulaire mécanique du rotor.

$\omega_r$  : vitesse angulaire électrique du rotor.

$\Gamma_e$  : couple électromagnétique développé par la machine.

$\Gamma_m$  : couple résistant total.

p : nombre de paires de pôles.

## I.4 MODELE DIPHASE EQUIVALENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

La variation sinusoïdale des inductances mutuelles de la machine suivant la position angulaire introduit des coefficients dépendant du temps dans le système différentiel régissant le fonctionnement dynamique de la machine, ce qui rend complexe la formulation du modèle.

Par un changement de variables adéquat, les coefficients intervenant dans le système d'équations différentielles deviennent indépendants du temps. Les grandeurs tensions et courants des deux armatures seront transformées dans un même système de référence choisi selon l'application envisagée.

Ce changement de variables a été formulé sous ses diverses formes depuis le début du siècle par R.H. Park, H.C. Stanley, Clarke, G. Kron et autres.

Après la transformation, le système réel d'enroulements triphasés est substitué par un autre système diphasé équivalent, disposé selon deux axes en quadrature  $d$  et  $q$ , tournant à une vitesse angulaire  $\omega_r$  fixée (Fig. I.3).

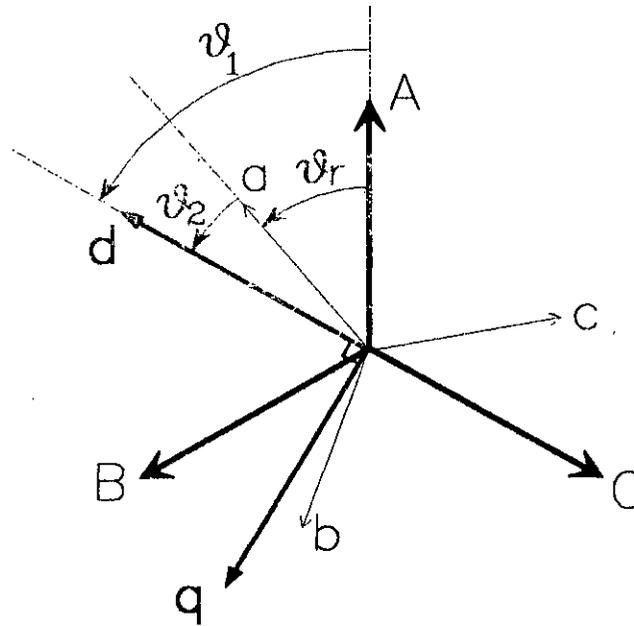


Fig. I. 3 Systèmes d'axes électriques triphasé-diphasé.

La matrice de la transformation gardant invariante la puissance instantanée dans les deux systèmes de représentation, s'exprime par :

$$P(\theta_i) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_i & \cos(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_i + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta_i & -\sin(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_i + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

où :

L'indice  $i$  correspond respectivement au stator (1) et au rotor (2).

$\theta_1$  : l'angle que fait l'axe "d" avec l'axe de la phase statorique "A".

$\theta_2$  : l'angle que fait l'axe "d" avec l'axe de la phase rotorique "a",  $\theta_2 = \theta_1 - \theta_r$  (Fig. I. 3).

La matrice de transformation est orthogonale, son inverse n'est donc que la transposée. Elle permet de retrouver les grandeurs réelles :

$$\mathbf{P}(\theta_1)^{-1} = \mathbf{P}(\theta_1)^T \quad (I.20)$$

En désignant par « f » un vecteur représentant une grandeur électrique ou électromagnétique (tension, flux ou courant), les variables réelles (de phase) sont transformées au système d'axes **d, q**, tournant à une vitesse angulaire arbitraire  $\omega_a$ , à partir de l'expression suivante :

$$[\mathbf{f}_{dq0}] = [\mathbf{T}] [\mathbf{f}_{abc}] \quad (I.21)$$

avec :

$$[\mathbf{f}_{dq0}] = \begin{bmatrix} [\mathbf{f}_s] \\ [\mathbf{f}'_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \\ f_{0s} \\ f'_{dr} \\ f'_{qr} \\ f'_{0r} \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{f}_{abc}] = \begin{bmatrix} [\mathbf{f}_1] \\ [\mathbf{f}'_2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \\ f'_a \\ f'_b \\ f'_c \end{bmatrix}$$

« f' » désigne les grandeurs rotoriques ramenées.

La matrice de transformation globale :

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}(\theta_1) & 0 \\ 0 & \mathbf{P}(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Après transformation, les équations générales des tensions I.7 des enroulements triphasés s'écrivent ainsi pour le modèle diphasé équivalent :

$$[\mathbf{v}_{dq0}] = [\mathbf{R}_{dq0}] [\mathbf{i}_{dq0}] + \frac{d}{dt} [\mathbf{\Phi}_{dq0}] + [\mathbf{E}] [\mathbf{\Phi}_{dq0}] \quad (I.23)$$

avec :

$$[\mathbf{E}] = \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega_r) & 0 & | & 0 \\ \omega_a - \omega_r & 0 & 0 & | & 0 \\ 0 & 0 & 0 & | & 0 \\ \hline & & & | & 0 & -\omega_r & 0 \\ & 0 & & | & \omega_r & 0 & 0 \\ & & & | & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et } [\mathbf{R}_{dq0}] = \text{diag}(R_1, R_1, R_1, R'_2, R'_2, R'_2)$$

$[R_{dq0}]$  représente la matrice des résistances des enroulements fictifs de la machine diphasée équivalente.

Les flux sont reliés aux courants dans le système d'axes  $d, q$  par la relation suivante :

$$[\Phi_{dq0}] = [L_{dq0}][i_{dq0}] \quad \text{et} \quad [L_{dq0}] = [T][L_{abc}][T]' \quad (I.24)$$

$L_{dq0}$  est la matrice des inductances donnée par :

$$[L_{dq0}] = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & M & 0 & 0 \\ 0 & L_1 & 0 & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & L_{10} & 0 & 0 & 0 \\ M & 0 & 0 & L_2' & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & 0 & L_2' & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{20}' \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Les inductances  $L_{10}$  et  $L_{20}'$  sont respectivement les inductances homopolaires statorique et rotorique, telles que :

$$\begin{aligned} L_{10} &= \underline{L}_1 + 2\underline{M}_1 \\ L_{20}' &= \underline{L}_2' + 2\underline{M}_2' \end{aligned} \quad (I.26)$$

Les équations relatives aux courants homopolaires peuvent être omises puisque ces derniers ne peuvent circuler si le conducteur neutre n'est pas relié à la source.

#### I.4.1 Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique de la machine alimentée par le stator est obtenue à partir de l'équation d'équilibre des puissances aux bornes du stator:

$$\begin{aligned} \Gamma_e &= p(\Phi_{qr}' i_{dr}' - \Phi_{dr}' i_{qr}') \\ &= pM(i_{qs}' i_{dr}' - i_{ds}' i_{qr}') \\ &= \frac{pM}{\sigma L_1 L_2'} (\Phi_{qs}' \Phi_{dr}' - \Phi_{ds}' \Phi_{qr}') \end{aligned} \quad (I.27)$$

#### I.4.2 Représentation vectorielle

Les grandeurs monophasées (tensions, courants et flux) sont transformées en "vecteurs d'espace" d'après la méthode introduite par KOVACS et RACZ [2]. Selon cette méthode toutes les variables sont représentées par des vecteurs polaires indiquant l'amplitude et la position angulaire de la distribution sinusoïdale tournante qui leur correspond.

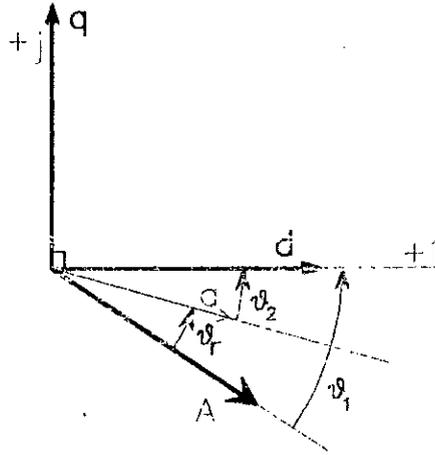


Fig. I.4- Repérage des différents axes.

En repérant le plan complexe par les axes  $d, q$  (Fig. I. 4), on peut alors définir un vecteur d'espace dans un référentiel arbitraire de la manière suivante :

Stator :

$$\bar{f}_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(f_A + \alpha f_B + \alpha^2 f_C) e^{-j\theta_s} = f_{ds} + j f_{qs} \quad \text{avec} \quad \alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad \text{et} \quad j = \sqrt{-1} \quad (\text{I.28})$$

Rotor :

$$\bar{f}_r = \sqrt{\frac{2}{3}}(f_a + \alpha f_b + \alpha^2 f_c) e^{-j\theta_r} = f_{dr}' + j f_{qr}' \quad (\text{I.29})$$

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 :

$$\begin{aligned} \bar{V}_s &= v_{ds} + j v_{qs} & \bar{V}_r &= v_{dr}' + j v_{qr}' \\ \bar{\Phi}_s &= \Phi_{ds} + j \Phi_{qs} & \bar{\Phi}_r &= \Phi_{dr}' + j \Phi_{qr}' \\ \bar{I}_s &= i_{ds} + j i_{qs} & \bar{I}_r &= i_{dr}' + j i_{qr}' \end{aligned} \quad (\text{I.30})$$

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

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_1 \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + j\omega_a \bar{\Phi}_s \\ \bar{V}_r = R_2 \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + j(\omega_a - \omega_r) \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

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

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = L_1 \bar{I}_s + M \bar{I}'_r \\ \bar{\Phi}_r = L_2 \bar{I}'_r + M \bar{I}_s \end{cases} ; \begin{cases} \bar{I}_s = \frac{1}{\sigma L_s} (\bar{\Phi}_s - k_r \bar{\Phi}_r) \\ \bar{I}'_r = \frac{1}{\sigma L'_2} (\bar{\Phi}_r - k_s \bar{\Phi}_s) \end{cases} \quad (I.32)$$

L'expression du couple électromagnétique devient :

$$\Gamma_e = \frac{pM}{\sigma L_1 L_2} \left| \bar{\Phi}'_r \times \bar{\Phi}_s \right| \quad (I.33)$$

Le schéma équivalent traduisant les relations I.31 est donné par la Fig. I.5 :

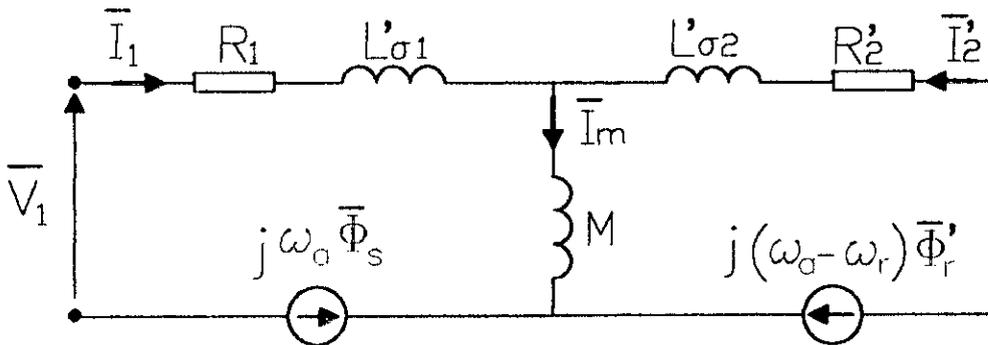


Fig. I.5- Schéma équivalent de la machine asynchrone pour le régime transitoire.

## I.5 RELEVES EXPERIMENTAUX

Dans le but de valider les résultats obtenus à partir des modèles théoriques, nous avons mené une série de tests expérimentaux sur une machine donnée de notre Laboratoire. De par ces derniers, nous avons effectué l'acquisition des réponses transitoires de courants et de tension lorsque la machine est soumise aux opérations de déconnexion et de reconnexion au réseau d'alimentation, et ce en présence de capacités à ses bornes ou non.

Pour ces essais expérimentaux, nous avons utilisé une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné ayant la plaque signalétique suivante:

$P_n=3.5 \text{ kW}$	$N_n=1410 \text{ tour/min}$
$U_n=220/380 \text{ V}$	$p=2 \text{ paires de pôles}$
$I_n=14/8 \text{ A}$	$I_{rn}=9 \text{ A}$
$\text{Tension à rotor ouvert} = 240 \text{ V}$	

Les essais d'identification classiques effectués sur la machine ont donné les résultats suivants :

$$a=1,52.$$

$$R_1=0,76 \Omega$$

$$R_2=0,74 \Omega$$

$$M=0,074 \text{ H}$$

$$L_{\sigma 1} = L_{\sigma 2} = 0,003 \text{ H}$$

$$\sigma=0,07$$

$$L_1 = L_2 = 0,077 \text{ H}$$

$$J_0=0,02 \text{ kg.m}^2 \text{ (machine seule).}$$

Pour les essais en charge nous avons utilisé deux charges différentes (02 génératrices à courant continu, A et B).

$$J_1=0,034 \text{ kg.m}^2 \text{ (machine accouplée à la charge A).}$$

$$J_2=0,056 \text{ kg.m}^2 \text{ (machine accouplée à la charge B).}$$

Nous représentons ci-dessous les résultats obtenus en utilisant le modèle linéaire de la machine que nous avons comparés à ceux issus de l'expérience. Ils concernent le démarrage direct de la machine à vide sous tension réduite (127 V par phase) :

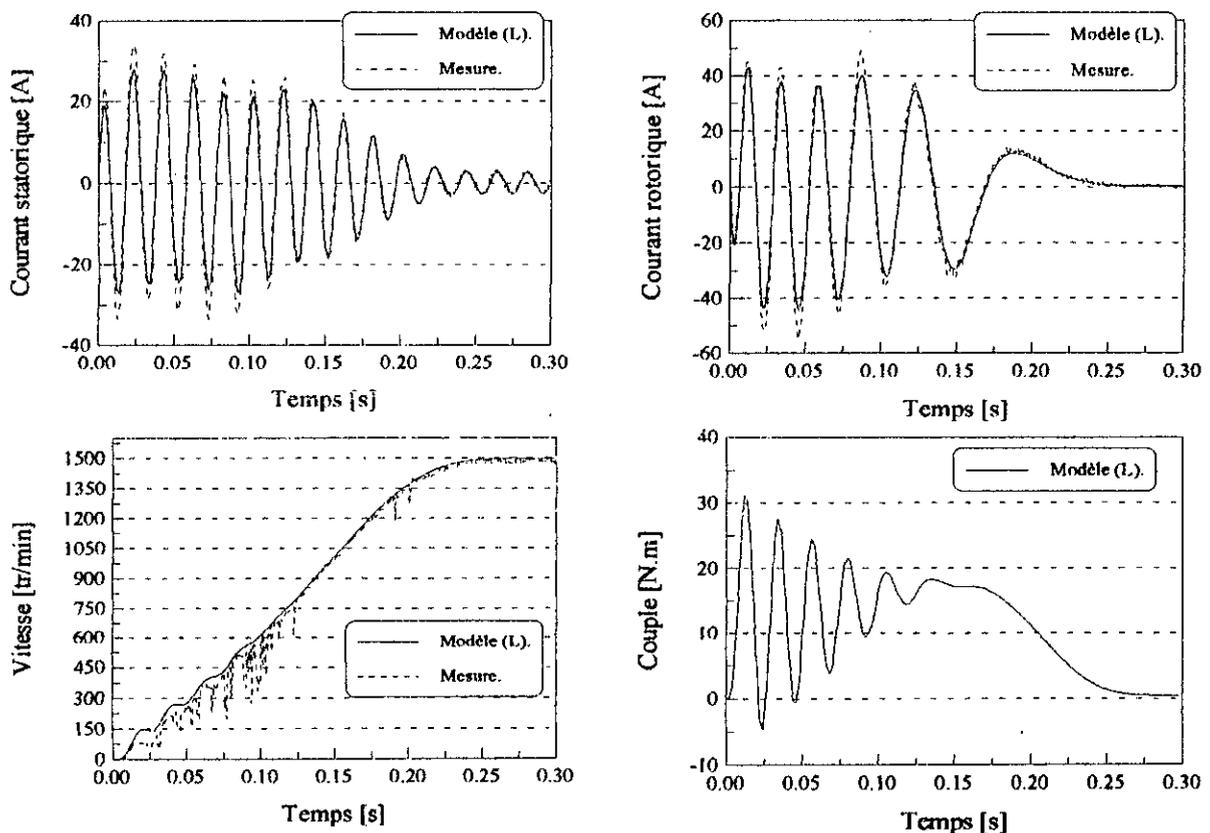


Fig. 1. 6 Relevés expérimentaux et résultats de simulation d'un démarrage direct de la machine sous tension réduite et à vide.

Sur la Fig. 1.6, la comparaison des courbes obtenues par simulation aux relevés expérimentaux montre que le modèle de la machine à circuit magnétique linéaire est satisfaisant pour le cas examiné. Toutefois, si la machine se trouve alimentée sous pleine

tension, on constate alors un écart plus important comme le montre la Fig. 1.7 (au régime permanent) :

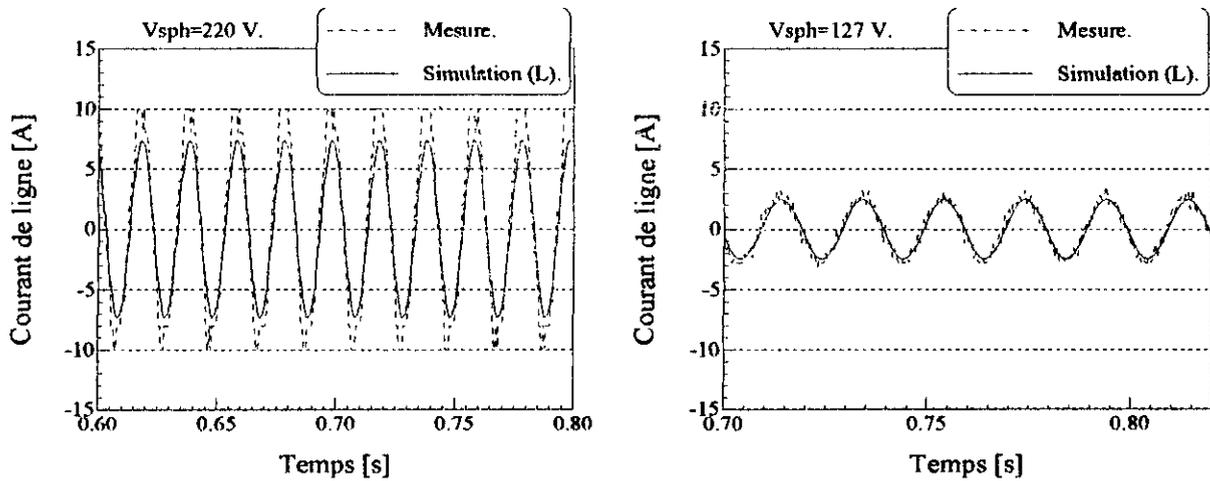


Fig. 1.7- Courants statoriques en régime permanent pour différentes tensions.

## I.6 CONCLUSION

Nous avons donné, dans le présent chapitre, un rappel sur la modélisation en régime dynamique de la machine asynchrone triphasée équilibrée à circuit magnétique linéaire.

Pour certains régimes de fonctionnement, l'hypothèse de la linéarité du circuit magnétique constitue une source d'erreurs, ce qui est fort attendu et ainsi, dans le chapitre suivant nous introduisons dans le modèle l'effet du phénomène de saturation magnétique.

Chapitre II  
MODELE DYNAMIQUE DE  
LA MACHINE ASYNCHRONE  
SATUREE

## **II. 1 Introduction**

Les machines à induction de construction classique sont modérément saturées durant leur fonctionnement normal. Cependant, les progrès réalisés dans les systèmes de commande et de contrôle font que la tendance est à l'exploitation de la machine à des niveaux de flux de plus en plus élevés, et à lui faire subir des régimes dynamiques plus ardues. Ce qui a souvent pour conséquence une saturation assez forte de la machine.

Il existe aussi des cas spécifiques où la saturation de la machine a une importance particulière, comme lors du fonctionnement en génératrice auto-excitée ou lors de l'alimentation à partir d'un onduleur de courant [57]. Il est donc, nécessaire d'inclure l'effet de saturation dans la modélisation de la machine pour ces types de fonctionnements.

Ce phénomène peut être modélisé à l'aide d'outils de calcul du champ magnétique (par la méthode des éléments finis par exemple). Ces méthodes exigent des moyens de calcul puissants et sont ainsi, à cause de leur lenteur relative inadaptées actuellement pour plusieurs cas de modélisation des entraînements électriques à vitesse variable où la rapidité et les moyens de calcul réduits sont exigés.

Une alternative à cet inconvénient est l'usage des modèles de circuits classiques à inductances saturables. Cependant un compromis peut être aussi envisagé entre ces deux approches [43] en calculant les paramètres électriques par la première méthode, ensuite, les résultats sont exploités par la seconde.

Dans ces modèles de circuits, la saturation est en général incorporée en se basant sur les hypothèses du flux magnétique mono-harmonique et de la distribution sinusoïdale des enroulements.

Le plus souvent, ils sont issus du modèle de la machine à circuit magnétique linéaire avec les flux comme variables d'état.

Deux procédures sont alors envisagées :

- La première par l'introduction de facteurs de saturation [23, 31].
- La seconde par l'ajustement à chaque instant des valeurs des inductances de la machine [30, 36, 42, 47].

Dans tout ce qui suit, nous développons la seconde procédure pour modéliser l'effet de saturation du circuit magnétique principal de la machine en régime dynamique.

## **II. 2 Mise en œuvre**

La procédure usuelle permettant de tenir compte de la saturation du flux principal dans le modèle de la machine à paramètres constants, consiste en l'association de ce phénomène à une variation de l'inductance de magnétisation  $M$  en se basant sur la caractéristique de magnétisation:

Cette approche fait apparaître une différence sensible entre le modèle avec flux comme variable d'état et celui avec les courants comme variables d'état, plus particulièrement en régime transitoire. Pour que ces deux formes de représentation donnent les mêmes résultats, il s'avère nécessaire de corriger le modèle en courants par l'introduction d'une nouvelle inductance (dite dynamique) représentée par la tangente à cette même caractéristique au point de fonctionnement.

La première étape de l'extension du modèle saturé par rapport au modèle linéaire est de supposer que les deux composantes du flux total à savoir le flux magnétisant et le flux de

fuites (se refermant dans l'air à la périphérie des dents et des têtes de bobines des deux armatures) sont séparables (donc indépendants l'un de l'autre) et que le flux magnétisant ne dépend que du courant magnétisant «  $I_m$  ».

La distribution des forces magnétomotrices étant sinusoïdales, la représentation vectorielle donnée auparavant reste valable pour la prise en compte de la saturation tout en négligeant les harmoniques supérieurs du flux.

Le vecteur de flux statorique total s'écrit alors :

$$\begin{aligned}\bar{\Phi}_s &= L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r = L_{\sigma 1} \bar{I}_s + M(\bar{I}_s + \bar{I}_r) \\ &= L_{\sigma 1} \bar{I}_s + M \bar{I}_m \\ &= \bar{\Phi}_{\sigma 1} + \bar{\Phi}_m\end{aligned}\quad (II.1)$$

Il en est de même pour le flux rotorique :

$$\bar{\Phi}_r = \bar{\Phi}_{\sigma 2} + \bar{\Phi}_m \quad (II.2)$$

où :

$\bar{\Phi}_{\sigma 1}, \bar{\Phi}_{\sigma 2}$  : les vecteurs de flux de fuites.

$\bar{\Phi}_m$  : le vecteur complexe du flux magnétisant.

$\bar{I}_m$  : le vecteur complexe du courant magnétisant.

Dans le système d'axe  $d, q$ , les vecteurs flux et courant magnétisant  $\bar{\Phi}_m, \bar{I}_m$  ont pour composantes :

$$\begin{aligned}\bar{I}_m &= \bar{I}_s + \bar{I}_r = i_{md} + j i_{mq} = (i_{ds} + i_{dr}) + j(i_{qs} + i_{qr}) \\ \bar{\Phi}_m &= \Phi_{md} + j \Phi_{mq} = M \bar{I}_m\end{aligned}\quad (II.3)$$

Le système d'équations 1.27 s'écrira alors (dans un référentiel immobile,  $\omega_n=0$ ):

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_1 \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_{\sigma 1}}{dt} + \frac{d\bar{\Phi}_m}{dt} \\ \bar{V}_r = R_2 \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_{\sigma 2}}{dt} + \frac{d\bar{\Phi}_m}{dt} - j\omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases}\quad (II.4)$$

La seconde étape consiste à expliciter la dérivée du flux magnétisant en fonction des courants.

Si les pertes dans le fer sont représentées dans le schéma équivalent de la machine (Fig.I.4) par une résistance en série avec l'inductance de magnétisation ou bien si ces pertes sont négligées (par hypothèse), alors les vecteurs complexes du flux et du courant magnétisant sont en phase, on pourra écrire :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_m = \Phi_m e^{j\alpha} \\ \bar{I}_m = I_m e^{j\alpha} \end{cases} ; \text{ avec } \begin{cases} \Phi_m = |\bar{\Phi}_m| = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \\ I_m = |\bar{I}_m| = \sqrt{I_{md}^2 + I_{mq}^2} \end{cases}\quad (II.5)$$

«  $\alpha$  » étant l'angle que font ces deux vecteurs avec l'axe des réels (axe  $\mathbf{d}$ ).  
La dérivée du vecteur du flux magnétisant, peut s'écrire à présent comme:

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{\Phi}_m}{dt} &= e^{j\alpha} \frac{d\Phi_m}{dt} + j e^{j\alpha} \Phi_m \frac{d\alpha}{dt} \\ &= e^{j\alpha} \frac{d\Phi_m}{dl_m} \frac{dl_m}{dt} + j \Phi_m e^{j\alpha} \frac{d\alpha}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

Nous obtenons les expressions de la vitesse du vecteur flux magnétisant et de la dérivée du courant magnétisant par:

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{1}{I_m^2} \left( i_{md} \frac{di_{mq}}{dt} - i_{mq} \frac{di_{md}}{dt} \right) \quad (\text{II.7})$$

et

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{1}{I_m} \left( i_{md} \frac{di_{md}}{dt} + i_{mq} \frac{di_{mq}}{dt} \right) \quad (\text{II.8})$$

En désignant par  $L_{dq}$ ,  $L_{md}$  et  $L_{mq}$ , par les expressions suivantes:

$$\left\{ \begin{aligned} L_{dq} &= (M_{dy} - M_{st}) \frac{i_{md} i_{mq}}{I_m^2} \\ L_{md} &= M_{dy} - (M_{dy} - M_{st}) \left( \frac{i_{mq}}{i_{md}} \right)^2 = M_{dy} - L_{dq} \frac{i_{mq}}{i_{md}} \\ L_{mq} &= M_{dy} - (M_{dy} - M_{st}) \left( \frac{i_{md}}{i_{mq}} \right)^2 = M_{dy} - L_{dq} \frac{i_{md}}{i_{mq}} \end{aligned} \right. \quad (\text{II.9})$$

l'expression de la dérivé du flux magnétisant se résume à:

$$\frac{d\bar{\Phi}_m}{dt} = L_{md} \frac{di_{md}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{mq}}{dt} + j \left( L_{mq} \frac{di_{mq}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{md}}{dt} \right) \quad (\text{II.10})$$

et le système d'équations II.4 s'écrit alors :

$$\left\{ \begin{aligned} v_{ds} &= R_1 i_{ds} + L_{\sigma 1} \frac{di_{ds}}{dt} + L_{md} \frac{di_{md}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{mq}}{dt} \\ v_{qs} &= R_1 i_{qs} + L_{\sigma 1} \frac{di_{qs}}{dt} + L_{mq} \frac{di_{mq}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{md}}{dt} \\ v_{dr} &= R_2 i_{dr} + L_{\sigma 2} \frac{di_{dr}}{dt} + L_{md} \frac{di_{md}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{mq}}{dt} + \omega_r (L_{\sigma 2} i_{qr} + M_{st} i_{mq}) \\ v_{qr} &= R_2 i_{qr} + L_{\sigma 2} \frac{di_{qr}}{dt} + L_{mq} \frac{di_{mq}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{md}}{dt} - \omega_r (L_{\sigma 2} i_{dr} + M_{st} i_{md}) \end{aligned} \right. \quad (\text{II.11})$$

Les termes  $M_{st}$  et  $M_{dy}$  représentent respectivement les inductances de magnétisation statique et dynamique :

$$M_{st} = \frac{\Phi_m}{I_m} \quad \text{et} \quad M_{dy} = \frac{d\bar{\Phi}_m}{dI_m} \quad (II.12)$$

Le terme  $L_{dq}$  reflète le couplage magnétique entre les enroulements équivalents de la machine disposés selon les deux axes  $d$ - $q$ ; ce qui est une conséquence de la saturation magnétique, et de ce fait il s'annulera en l'absence de la saturation. En effet, si le circuit magnétique était linéaire, alors:

$$L_{dq}=0 \quad \text{et} \quad L_{md} = L_{mq} = M_{dy} = M_{st} = M$$

En développant les expressions II.13, on obtient finalement le système d'équations constituant le modèle électrique transitoire de la machine saturée, suivant :

$$[v] = [R][i] + [L_s] \frac{d[i]}{dt} + \omega_r [G][i] \quad (II.13)$$

avec:

$$[v] = [v_{ds} \quad v_{qs} \quad 0 \quad 0]' ; \quad [i] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr}]'$$

et

$$[R] = \text{diag}(R_1, R_1, R_2, R_2)$$

La matrice des inductances :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{\sigma 1} + L_{md} & L_{dq} & L_{md} & L_{dq} \\ L_{dq} & L_{\sigma 1} + L_{mq} & L_{dq} & L_{mq} \\ L_{md} & L_{dq} & L_{\sigma 2} + L_{md} & L_{dq} \\ L_{dq} & L_{mq} & L_{dq} & L_{\sigma 2} + L_{mq} \end{bmatrix} \quad (II.14)$$

et

$$[G] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_{st} & 0 & L_{\sigma 2} + M_{st} \\ -M_{st} & 0 & -(L_{\sigma 2} + M_{st}) & 0 \end{bmatrix} \quad (II.15)$$

Pour la résolution numérique, nous mettons le système II.14 sous la forme:

$$\frac{d[i]}{dt} = [L_s]^{-1} \{ [v] - ([R] + \omega_r [G])[i] \} \quad (II.16)$$

Afin de réduire le temps de calcul, la matrice des inductances  $[L_s]$  inverse est définie par les coefficients qui doivent être évalués en chaque itération de calcul:

$$[L_s]^{-1} = \frac{1}{d} \begin{bmatrix} b_1 - b_3(L_{\sigma 2} + L_{md}) & b_5 & b_3 L_{md} - b_1 & b_6 \\ b_5 & b_1 - b_4(L_{\sigma 2} + L_{mq}) & b_6 & b_0 L_{md} L_{mq} \\ b_3 L_{md} - b_1 & b_6 & b_1 - b_3(L_{\sigma 1} + L_{md}) & b_7 \\ b_6 & b_0 L_{md} L_{mq} & b_7 & b_1 - b_4(L_{\sigma 1} + L_{mq}) \end{bmatrix} \quad (II.17)$$

Ces coefficients s'expriment en fonction des paramètres électriques par:

$$\begin{aligned} b_0 &= L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2} & b_4 &= b_0 L_{md} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} \\ b_1 &= b_0 L_{dq}^2 & b_5 &= L_{\sigma 2}^2 L_{dq} \\ b_2 &= b_0 b_1 & b_6 &= L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} L_{dq} \\ b_3 &= b_0 L_{mq} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} & b_7 &= L_{\sigma 1}^2 L_{dq} \\ & & d &= b_2 b_3 b_4 \end{aligned} \quad (II.18)$$

### II.2.1 Détermination des inductances saturables équivalentes

Les inductances de magnétisation saturable statique et dynamique sont calculées à partir de la caractéristique de magnétisation de la machine, qui peut être relevée par un essai à vide ou au synchronisme (Fig. II.1).

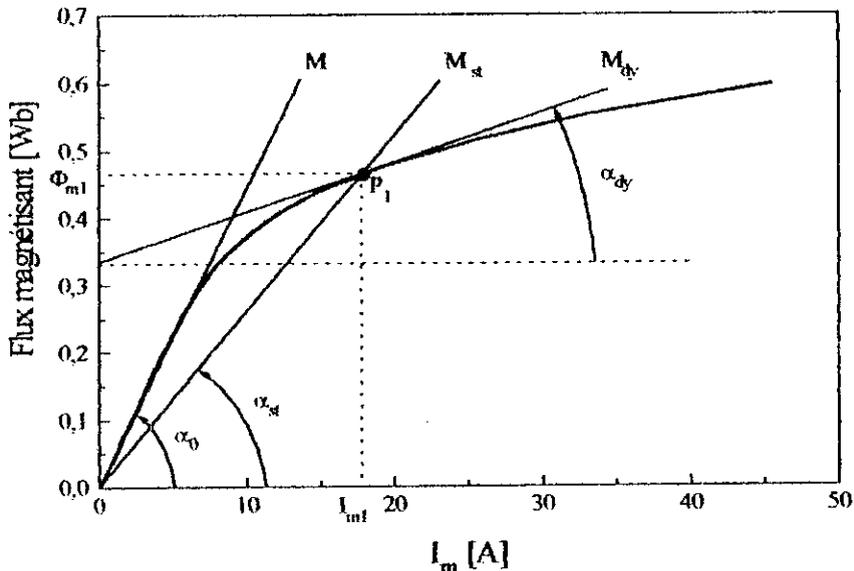


FIG. II. 1 : Caractéristique de magnétisation de la machine.

A partir de cette caractéristique trois valeurs de l'inductance de magnétisation peuvent être définies :

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

$$M = \tan(\alpha_0) \quad (\text{II.19})$$

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

2) L'inductance de magnétisation statique (ou de régime permanent)  $M_{st}$ . Elle est définie pour chaque point de fonctionnement  $p_1$  :

$$M_{st} = \left. \frac{\Delta \Phi_m}{\Delta I_m} \right|_{p_1} = \frac{\Phi_{m1}}{I_{m1}} = \tan(\alpha_{st}) \quad (\text{II.20})$$

3) L'inductance de magnétisation dynamique (ou transitoire)  $M_{dy}$  :

$$M_{dy} = \left. \frac{d\Phi_m}{dI_m} \right|_{p_1} = \tan(\alpha_{dy}) \quad (\text{II.21})$$

c'est la tangente à la courbe de magnétisation au point de fonctionnement  $p_1$ .

Dans le cas où la saturation est négligée, il vient alors:  $M_{st} = M_{dy} = M$ .

### II.2.2 Modèle mathématique de la courbe de magnétisation

La courbe de magnétisation de la machine issue des tests expérimentaux ou des calculs numériques est un ensemble discret de points reflétant la relation algébrique entre les flux et les courant magnétisants.

Cet ensemble de points est le plus souvent approché par un modèle mathématique simple.. On évite ainsi les erreurs dues à la différentiation numérique lors du calcul de l'inductance dynamique.

Plusieurs modèles ont été proposés, parmi lesquels on peut citer:

(1) L'approximation polynomiale [53]

$$\Phi_m = \sum_{k=0}^n a_k i_m^k \quad (\text{II.22})$$

(2) Le modèle en arctangente [46]

$$\Phi_m = a_1 \arctan(a_2 i_m) \quad (\text{II.23})$$

(3) Le modèle en tangente hyperbolique [50]

$$\Phi_m = a_1 \tanh(a_2 i_m) \quad (\text{II.24})$$

(4) L'équation de Frölich [9, 47]

$$\Phi = \left[ a + \frac{b}{c+i} \right] i \quad (\text{II.25})$$

la constante  $a$  correspond à la partie linéaire de la caractéristique tandis que les constantes  $b$  et  $c$  correspondent à la zone de saturation.

(5) Le modèle en puissance [39]

$$i_m = F^{-1}(\Phi_m) = \beta \Phi_m + (1 - \beta) \Phi_m^s \quad (II.26)$$

$\beta$ : paramètre correspondant à la partie linéaire de la caractéristique.

$s$ : paramètre dépendant de la saturation, c'est un nombre réel positif.

Pour notre cas, nous adoptons l'approximation suivante :

$$\Phi_m = 0.63 \arctan(0.15 I_m) \quad (II.27)$$

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

$$M_{st} = \begin{cases} 0.09 \text{ H, si } I_m < 3 \text{ A} \\ \frac{0.63 \arctan(0.15 I_m)}{I_m} \text{ H, sin on.} \end{cases} \quad (II.28)$$

et

$$M_{dv} = \frac{37.8}{9 I_m^2 + 400} \quad (II.29)$$

Lors de la simulation numérique, ces deux inductances doivent être ajustées en relation avec le courant magnétisant pour chaque itération de calcul.

Nous représentons sur la Fig. II.2 le résultat de l'approximation de la caractéristique de magnétisation obtenue à partir du relevé expérimental :

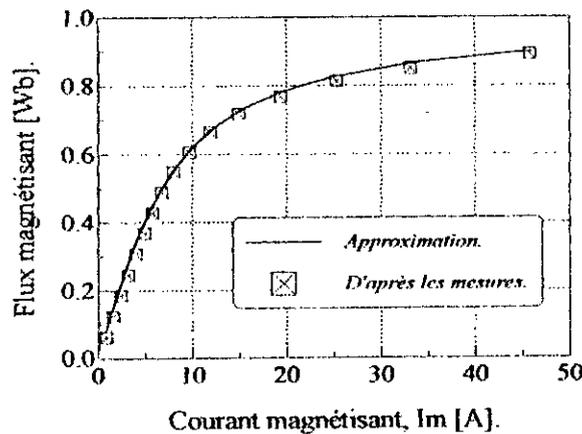


Fig. II-2- Approximation: mathématique de la caractéristique de magnétisation.

La Fig. II.3 souligne la divergence importante des résultats de simulation si l'effet de la saturation est négligé lors de la déconnexion de la machine avec une batterie de condensateurs à ses bornes.

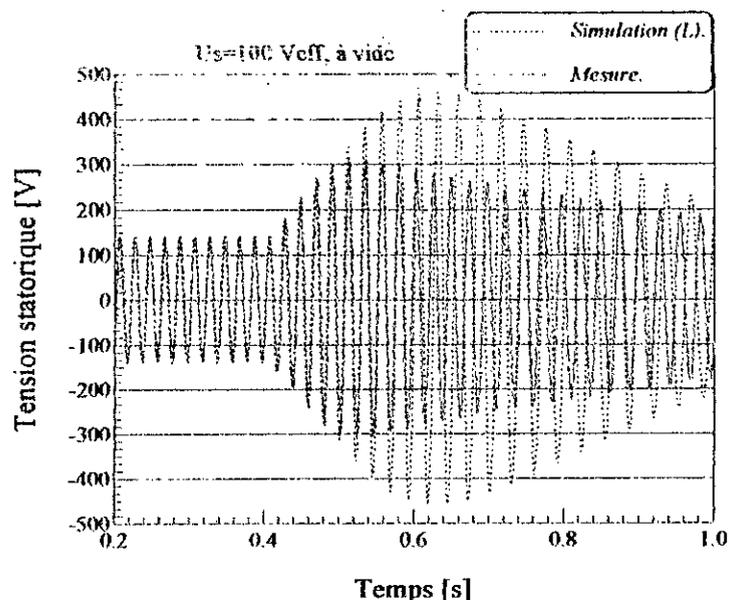


Fig. II. 3- Tension statorique lors de la déconnexion de la machine du réseau d'alimentation (relevé expérimental et simulation en régime linéaire).

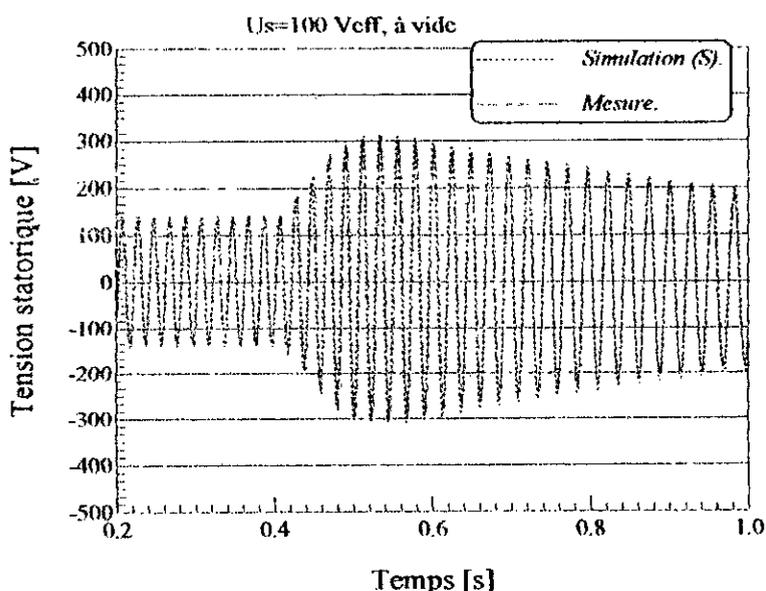


Fig. II.4- Tension statorique lors de la déconnexion de la machine du réseau d'alimentation (relevé expérimental et simulation avec saturation prise en compte).

### II. 3 Conclusion

Nous avons présenté la procédure de prise en compte de l'effet de la saturation magnétique du circuit du flux principal de la machine en régime dynamique. Bien que la formulation avec courants comme vecteur d'état est préférable pour la simulation du comportement de la machine saturée dans certaines situations, elle augmente la complexité de la modélisation de l'effet de la saturation magnétique.

Les résultats obtenus à partir du modèle de la machine saturée utilisé, sont concordants avec ceux issus de l'expérimentation. Cependant, il est à noter que pour les très fortes intensités une différence apparaît alors. Celle-ci peut être attribuée à la saturation des circuits de flux de fuites non considérée dans la présente modélisation.

*Chapitre III*  
*DECONNEXION DE LA*  
*MACHINE AVEC CAPACITES*  
*AUX BORNES DU RESEAU*  
*D'ALIMENTATION*

### III. 1 INTRODUCTION

La déconnexion de la machine asynchrone, fonctionnant en moteur, du réseau d'alimentation peut mener à son passage transitoire en génératrice auto-excitée, à condition que l'énergie réactive nécessaire au fonctionnement lui soit fournie par une source extérieure. C'est le cas de la connexion permanente à ses bornes de batteries de condensateurs de capacité adéquate.

Cet auto-amorçage transitoire est caractérisé par des surtensions éventuelles qui apparaissent aux bornes de la machine ainsi que par un couple de freinage qui vient s'adjoindre à celui de la charge. Les valeurs de ces grandeurs dépendent de trois facteurs importants, à savoir : la valeur des capacités, la caractéristique magnétique de la machine ainsi que de la charge entraînée.

L'étude du fonctionnement au régime permanent de la génératrice asynchrone auto-excitée par condensateurs, permet de prédéterminer, suivant les conditions de fonctionnement données, les valeurs transitoires des variables électriques de la machine (*fonctionnant en mode moteur*) à la suite de sa déconnexion du réseau.

Nous considérons alors d'une part le calcul des caractéristiques de fonctionnement de la génératrice auto- excitée en régime statique et, d'autre part les régimes transitoires ayant lieu juste après la déconnexion de l'ensemble machine- condensateurs du réseau d'alimentation.

### III. 2 FONCTIONNEMENT STATIQUE DU GENERATEUR ASYNCHRONE

Une machine asynchrone isolée du réseau et entraînée à une vitesse donnée peut fonctionner en génératrice auto- excitée par la connexion de condensateurs à ses bornes dès que les conditions d'auto- excitation sont réunies (vitesse angulaire, valeur des capacités, ...). Il se produit alors un auto-amorçage de la machine donnant lieu à une f.é.m induite croissante jusqu'à obtenir un point de fonctionnement stable imposé par la saturation magnétique de la machine. En régime permanent, nous pouvons représenter l'ensemble machine-condensateurs par le schéma équivalent suivant :

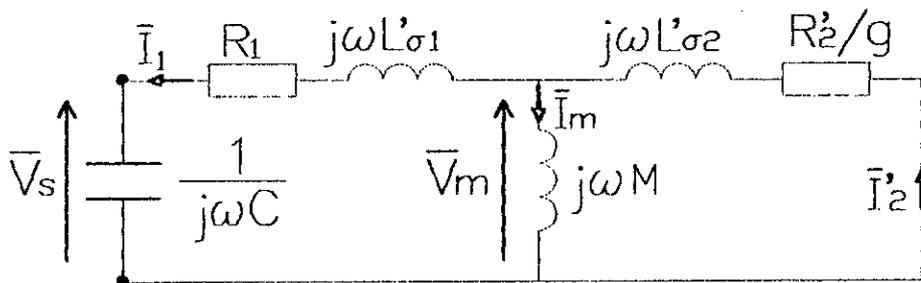


Fig. III.1- Schéma électrique équivalent de la génératrice auto-excitée à vide au régime permanent.

Pour ce régime établi, l'impédance totale de la maille vue par le courant statorique (Fig. III.1) est nulle. En effet, en appliquant la loi de Kirchhoff au circuit de la Fig. III.1, on obtient :

$$\bar{I}_s Z_{tot} = 0 \quad \text{donc} \quad Z_{tot} = 0 \quad (III.1)$$

avec :

$$Z_{tot} = Z_c + Z_{equ} \quad ; \quad Z_c = \frac{-j}{\omega C} \quad ; \quad Z_{equ} = Z_{10} + \frac{Z_m Z_{20}}{Z_m + Z_{20}}$$

et

$$Z_m = j\omega M \quad ; \quad Z_{10} = R_1 + j\omega L_{\sigma 1} \quad ; \quad Z_{20} = R_2' + j\omega L_{\sigma 2}'$$

En séparant les parties réelle et imaginaire de l'équation III.1, il en résulte :

$$\begin{cases} \frac{R_1}{\omega} + \frac{M^2 R_2' (\omega - \omega_r)}{R_2'^2 + L_2'^2 (\omega - \omega_r)^2} = 0 & (a) \\ L_{\sigma 2}' - \frac{1}{\omega^2 C} + \frac{M [R_2'^2 + L_{\sigma 2}' L_2' (\omega - \omega_r)^2]}{R_2'^2 + L_2'^2 (\omega - \omega_r)^2} = 0 & (b) \end{cases} \quad (III.2)$$

En considérant comme constantes les résistances et les inductances de fuites des enroulements de la machine ainsi que la vitesse de rotation  $\omega_r$ , les équations III.2 présentent alors un système de deux équations algébriques non-linéaires à deux inconnues. Ces dernières seront choisies parmi les trois variables suivantes :

- l'inductance de magnétisation M ;
- la pulsation statorique  $\omega$  ;
- et la capacité par phase (étoilée équivalente) C.

Ainsi, pour une vitesse rotorique  $\omega_r$  et une capacité donnée, les équations III.2 permettent de calculer la pulsation statorique  $\omega$  et la valeur de l'inductance de magnétisation M correspondante. Ce qui permet ensuite, par l'intermédiaire de la caractéristique de magnétisation (Fig. III.2), de calculer la tension d'entrefer et le reste des grandeurs électriques à partir du circuit équivalent de la machine (Fig. III.1).

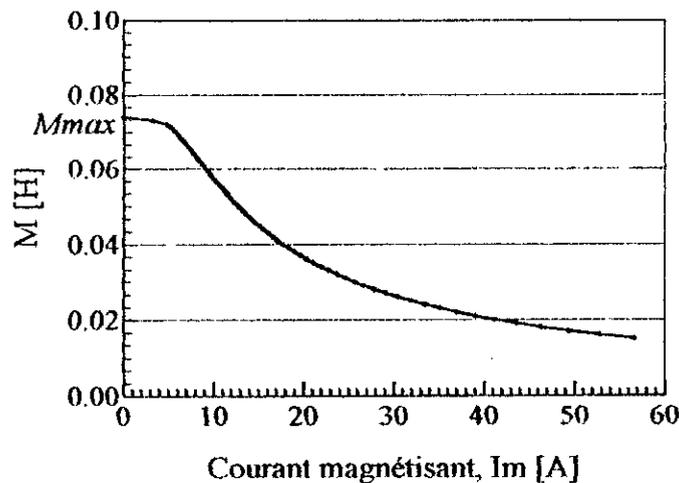
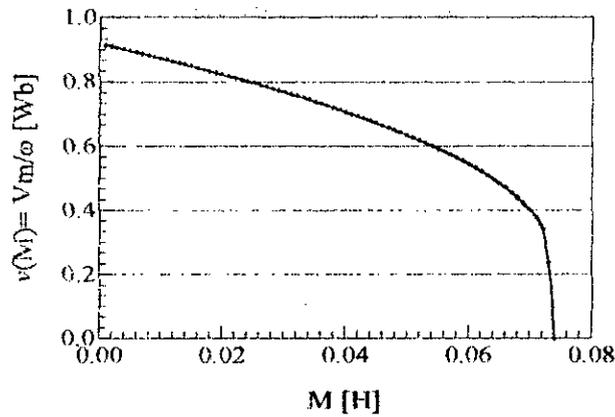


Fig. III.2- Variation de l'inductance de magnétisation suivant le niveau de saturation de la machine.


 Fig. III.3- Autre forme de la caractéristique de magnétisation de la machine  $v(M)=Xm \cdot Im$ .

Ces équations montrent aussi qu'à une vitesse de rotation  $\omega_r$  fixée, il existe un intervalle limité par deux valeurs de capacités :  $C1(\omega_r)$  (minimale) et  $C2(\omega_r)$  (maximale) hors duquel il ne peut y avoir de fonctionnement en auto-excitation. Ces deux valeurs correspondent à la valeur maximale de l'inductance de magnétisation  $M=M_{max}$  (Fig. III.2).

Pour  $\omega_r$  et  $M$  fixées, les expressions exactes de la pulsation statorique et de la capacité par phase correspondantes déduites du système III.2, s'écrivent :

$$\omega_{i,2} = \omega_r - \frac{R_2' M^2 \omega_r}{2(R_1 L_2'^2 + R_2' M^2)} \left[ 1 \mp \sqrt{1 - \frac{4R_1(R_1 L_2'^2 + R_2' M^2)}{M^4 \omega_r^2}} \right] \quad (III.3)$$

A partir de l'équation III.2b, la valeur de la capacité se calcule par :

$$C = \frac{R_2'^2 + L_2'^2 (\omega - \omega_r)^2}{\omega_r^2 [R_2'^2 L_1 + (\omega - \omega_r)^2 (L_2'^2 L_1 - L_2' M^2)]} \quad (III.4)$$

Elles peuvent être approchées par les nouvelles expressions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_{1x} \approx \omega_r \left( 1 - \frac{R_1 R_2'}{M^2 \omega_r^2} \right) \\ C_{1x} \approx \frac{1}{\omega_1^2 L_1} \end{array} \right\} \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} \omega_{2x} \approx \frac{\omega_r}{1 + \frac{M^2 R_2'}{L_2'^2 R_1}} \\ C_{2x} \approx \frac{1}{\omega_2^2 \sigma L_1} \approx \frac{1}{\omega_2^2 (L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2})} \end{array} \right. \quad (III.5)$$

Ces expressions montrent qu'il existe deux points stables en auto-excitation pour une capacité donnée.

Le premier point correspond à une pulsation statorique proche de la pulsation rotorique (résonance avec l'inductance principale statorique  $L_1$  ayant lieu pour un glissement presque nul mais de valeur négative) :

$$\omega_1 \approx \omega_r \quad (g \approx 0)$$

Le second point correspond à une pulsation statorique très inférieure à la pulsation rotorique :

$$\omega_2 \approx \frac{\omega_r}{2} \quad (g \approx -1)$$

Ce point est caractérisé par la résonance de la capacité avec les inductances de fuites de la machine. Pour un tel point de fonctionnement, il faut entraîner la machine au double de la pulsation statorique.

La Fig. III.4, montre la zone d'auto-excitation limitée par les deux courbes  $C1(\omega_r)$  ( $\omega \approx \omega_r$ ) et  $C2(\omega_r)$  ( $\omega \approx \omega_r/2$ ). Sur cette figure les valeurs des capacités se rapportent au couplage triangle.

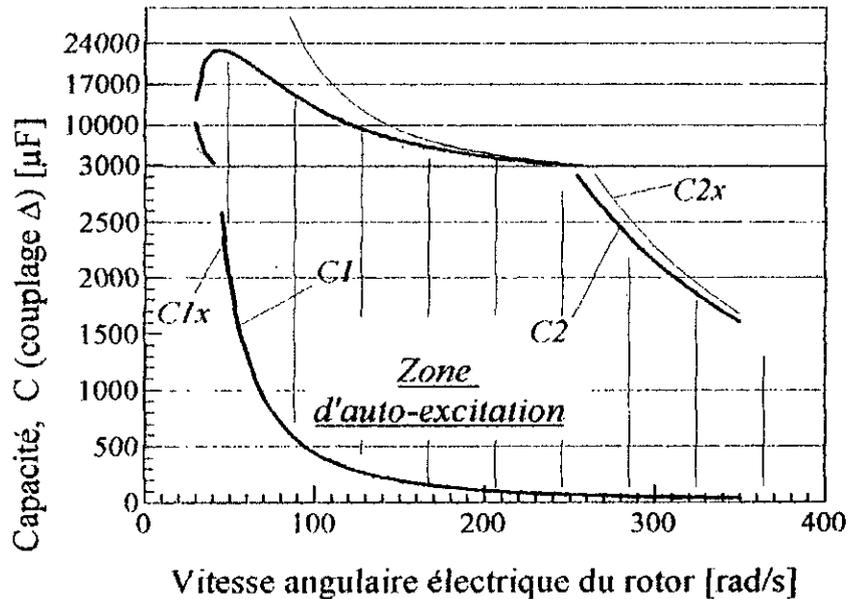


Fig. III.4- Zone d'auto-excitation suivant la vitesse angulaire rotorique et la valeur de la capacité.

Ces courbes sont obtenues en résolvant les équations III.2 par une méthode d'approximations successives. Les courbes  $C1x(\omega_r)$  et  $C2x(\omega_r)$  sont les approximations des solutions exactes  $C1(\omega_r)$  et  $C2(\omega_r)$  respectivement (équations III.5 et III.6). Cette figure montre aussi que la capacité minimale  $C1(\omega_r)$  peut être calculée par l'expression approchée  $C1x(\omega_r)$  sans perte notable de précision.

### III.2.1 Caractéristiques de fonctionnement en mode générateur auto-excité à vide

Pour les vitesses de rotation inférieures ou égales à la vitesse de synchronisme, le deuxième point de fonctionnement caractérisé par un glissement  $g \approx -1$  n'est pas intéressant du point de vue pratique, car :

- En mode générateur entraîné par un dispositif d'entraînement imposant une vitesse de rotation  $\omega_r$ , les courants générés en ce moment-là dépassent largement les possibilités thermiques de la machine.
- En mode moteur freiné ( $\omega_r$  décroissante), la machine s'arrête brutalement à cause du couple excessif de freinage résultant qui s'ajoute à celui dû à la charge que la machine entraînait avant la déconnexion.

Ce calcul est basé sur la caractéristique de magnétisation de la machine (Fig. III.2) et les deux équations conditionnant l'auto-excitation (III.2a et III.2b), en se référant au schéma équivalent de la Fig. III.1.

- Ayant les valeurs de la capacité C et celle de la vitesse angulaire électrique  $\omega_r$  (imposées), la résolution numérique de l'équation III.2b donne la valeur de l'inductance de magnétisation M correspondante.
- L'équation III.5 permet alors de déterminer la pulsation statorique  $\omega$ .
- La tension d'entrefer (par unité de fréquence) par phase étoilée équivalente se calcule par la relation suivante:

$$V_m = v(M)\omega / \sqrt{3} \quad (III.6)$$

$v(M)$  représente l'approximation correspondante à la courbe de la Fig. III.3, donnée par :

$$v(M) = \begin{cases} 0.00264 \sqrt{60065 \times 8.244 \times 10^5 M + 0.2718} & , M < 0.0728 \text{ H} \\ 17.83 - 241M & , 0.0728 \leq M \leq M_{\max} = 0.074 \text{ H} \end{cases}$$

Les expressions des grandeurs électriques de la machine auto-excitée sont données par :

- Le courant statorique :

$$I_1 = \frac{V_m}{\sqrt{R_1^2 + \left( L_{\sigma 1} \omega - \frac{1}{C\omega} \right)^2}} \quad (III.7)$$

- La tension statorique :

$$V_s = I_s \left( \omega L_{\sigma 1} + \sqrt{\frac{V_m^2}{I_1^2} - R_1^2} \right) \quad (III.8)$$

- Le courant rotorique ramené :

$$I_2' = \frac{V_m}{\omega \sqrt{\frac{R_2'^2}{(\omega - \omega_r)^2} + I_{\sigma 2}'^2}} \quad (III.9)$$

- Le couple électromagnétique :

$$\Gamma_e = \frac{3R_2' I_2'^2}{\frac{\omega}{p} g} = \frac{3pR_2' I_2'^2}{\omega - \omega_r} \quad (III.10)$$

La Fig. III.5 représente les résultats obtenus par la résolution de l'équation III.2, pour différentes valeurs de la pulsation rotorique en fonction de la capacité.

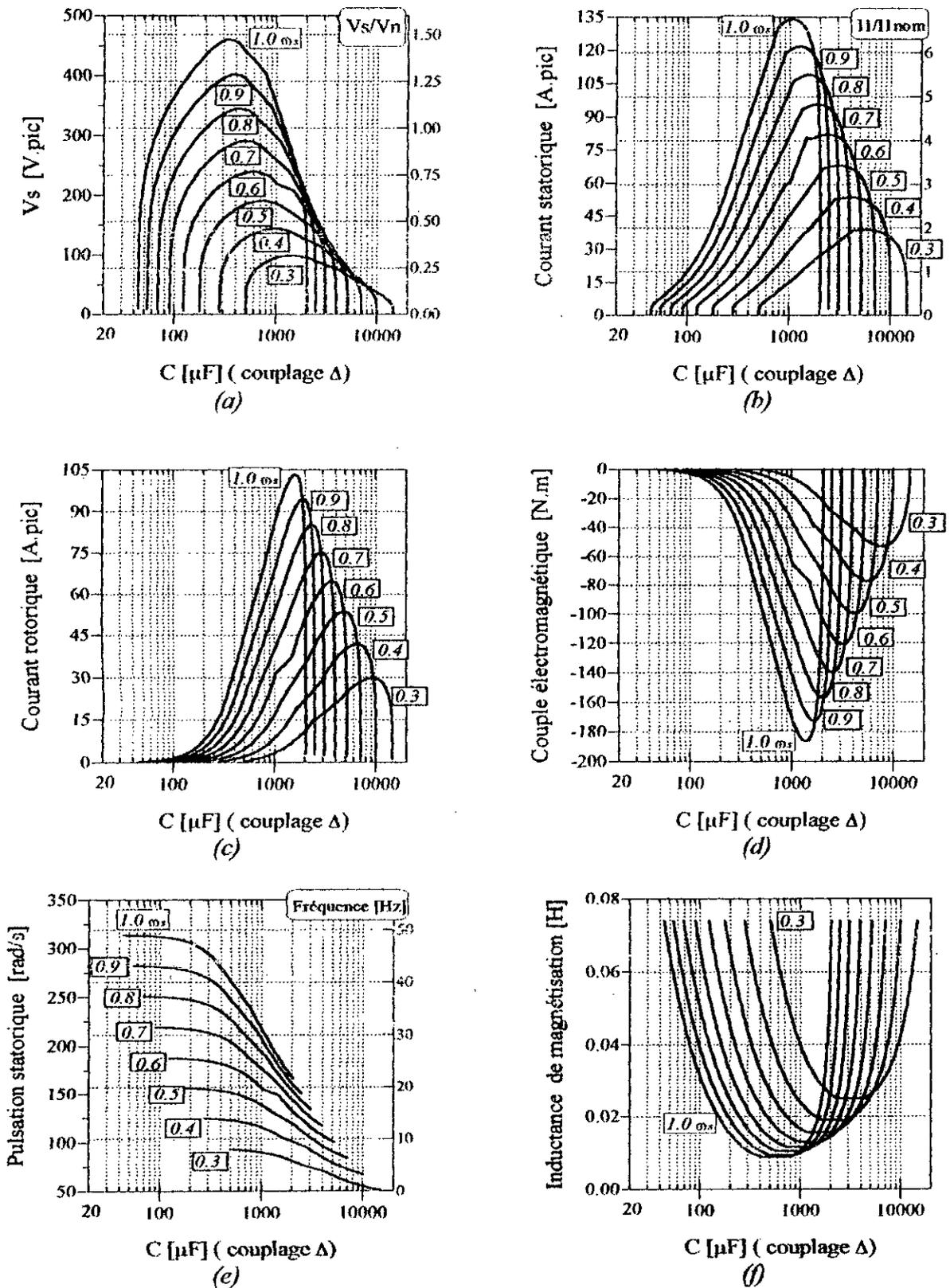


Fig. III 5- Caractéristiques statiques de fonctionnement de la génératrice auto-excitée à vide en fonction de la capacité aux bornes: (a) Tension statorique générée, (b) courants statorique, (c) courant rotorique, (d) couple électromagnétique, (e) pulsation statorique et (f) inductance de magnétisation.

Sur la Fig. III.5a, la tension de la machine peut atteindre 1.5 fois la tension nominale pour la vitesse de synchronisme et une valeur moindre pour des vitesses inférieures. Les courants peuvent également atteindre des valeurs excessives (7 fois le courant nominal) comme le montrent les Fig. III.5b et III.5c. Une telle valeur de courant n'est pas tolérée pour un régime permanent. Ceci se répercute sur la valeur du couple électromagnétique (négatif) de la machine (Fig. III.5d), la valeur du couple peut atteindre 9 fois celle du couple nominal.

Les Fig. III.5e et III.5f montrent la variation de la fréquence obtenue au stator et celle de l'inductance de magnétisation en fonction de la capacité. En pratique cette fréquence ne diminue que de quelque pour-cent pour les points de fonctionnement possibles.

Les figures III.6a, III.6b et III.7 sont données à titre de comparaison pour les grandeurs flux magnétisant, courants, et couple électromagnétique en régime permanent et en régime transitoire (démarrage).

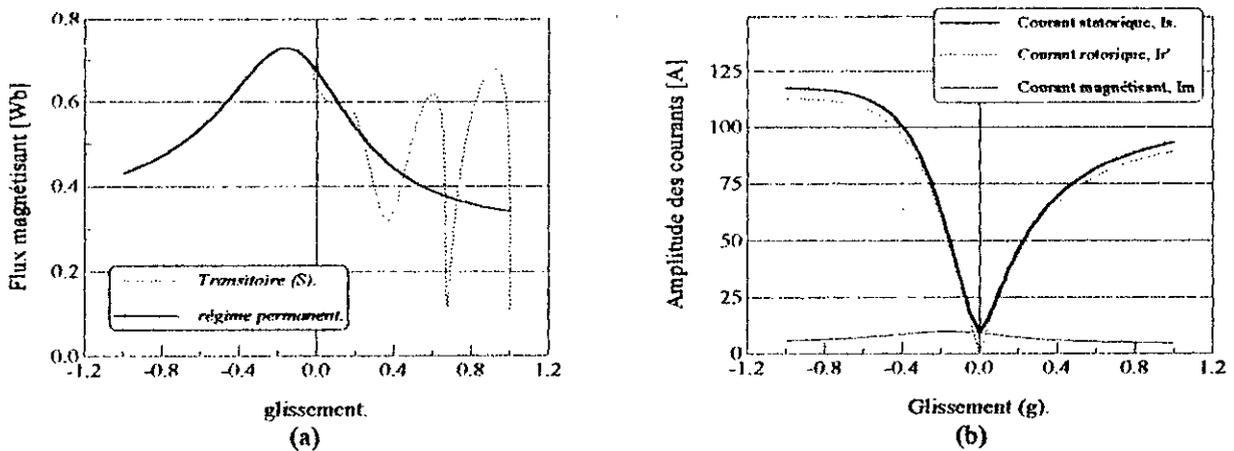


Fig. III.6- (a) Variation de l'amplitude du vecteur de flux magnétisant de la machine pour un glissement variant de  $-1$  à  $1$ . (b) Variation de l'amplitude des vecteurs courants de la machine pour un glissement variant de  $-1$  à  $1$ .

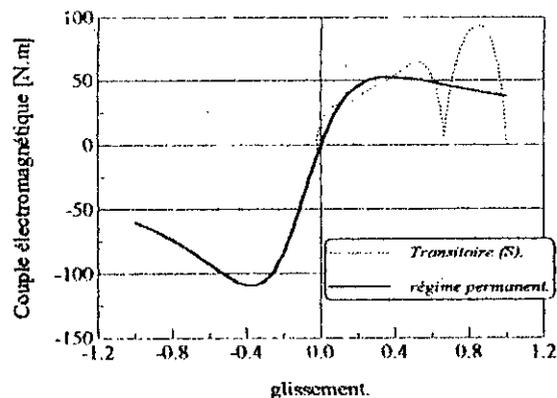


Fig. III.7- Variation du couple électromagnétique de la machine pour un glissement variant de  $-1$  à  $1$ .

### III.3 DECONNEXION DE LA MACHINE DU RESEAU D'ALIMENTATION EN REGIME DYNAMIQUE

Nous avons auparavant considéré le fonctionnement statique de la machine entraînée à vitesse constante et excitée par une batterie de condensateurs ; cela donne une idée du comportement dynamique de celle-ci après sa mise hors tension avec connexion de condensateurs à ses bornes, étant donné que cette dernière situation ne diffère du fonctionnement statique précédent que par le fait de la variation de la vitesse de rotation (décroissante) à cause du couple négatif de la charge solidaire de la machine. Cette charge est soutenue par le couple produit par la machine elle-même suite à son auto-excitation.

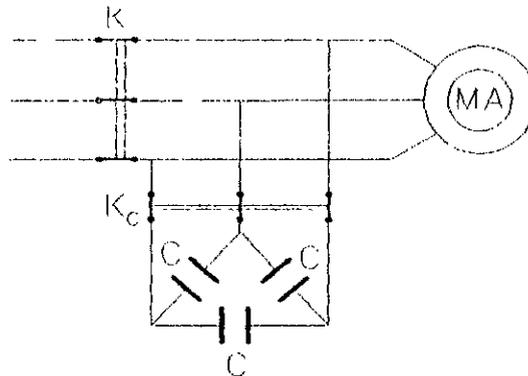


Fig. III.8- Dispositif expérimental.

Les condensateurs peuvent être connectés en permanence à la machine (Fig. III.8) (interrupteur Kc fermé), ou connectés après écoulement d'un certain temps, suite à l'ouverture de l'interrupteur principal K (Fig. III.8). Dans ce qui suit nous considérons les deux contextes précédents.

#### III.3.1 Déconnexion du moteur sans capacités aux bornes

Après l'ouverture complète de l'interrupteur triphasé K (contacts supposée simultanée pour les trois phases), les courants statoriques sont nuls. Toutefois, les courants dans le rotor continueront à circuler et vont décroître avec la constante de temps électrique du circuit rotorique.

Durant cette période, le comportement dynamique de la machine est régi par les équations (référentiel immobile) suivantes:

$$\begin{cases} \bar{V}_s = \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ 0 = R_2 \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - j\omega_r \bar{\Phi}_r \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J} (-T_m) \end{cases} \quad (III.11)$$

La détermination des conditions initiales permettant la résolution de ce système en considérant que le dispositif de coupure (interrupteur K) comme étant idéal, ne peut se faire

d'une manière directe. On a alors recours à la prise en compte du petit intervalle de temps pendant lequel l'arc électrique existe entre les contacts en mouvement de l'interrupteur K.

Soient les instants de temps  $t_1$  et  $t_2$ , juste avant l'ouverture et celui juste après l'extinction de l'arc électrique et l'annulation des courants statoriques.

$$t_1 : \begin{cases} \bar{I}_s = \bar{I}_{s1} \\ \bar{I}_r = \bar{I}_{r1} \end{cases} \quad t_2 : \begin{cases} \bar{I}_s = 0 \\ \bar{I}_r = \bar{I}_{r2} \end{cases}$$

Pour modéliser la machine entre les instants  $t_1$  et  $t_2$ , il est nécessaire de définir les caractéristiques du dispositif de coupure et celle de l'arc électrique y jaillissant. Dans notre cas, il est supposé que cette période est de durée négligeable.

### Conditions initiales juste après la déconnexion

Comme il a été indiqué précédemment, des courants statoriques sont supposés passer instantanément et simultanément de leur valeurs à l'instant  $t_1$  à zéro ( $\bar{I}_{s2} = 0$ ), en négligeant cette période de temps.

Pour déterminer les valeurs initiales des autres grandeurs électriques, on considère l'équation représentant l'état électrique du rotor entre les instants  $t_1$  et  $t_2$ , qui s'écrit dans un référentiel lié à ce dernier comme suit :

$$0 = R_2 \bar{I}_r^{(R)} + \frac{d\bar{\Phi}_r^{(R)}}{dt} \quad (III.12)$$

L'exposant @ indique le référentiel utilisé.

L'intégration entre ces deux instants de cette équation s'écrit ainsi:

$$R_2 \int_{t_1}^{t_2} \bar{I}_r^{(R)} dt + \int_{t_1}^{t_2} \frac{d\bar{\Phi}_r^{(R)}}{dt} = 0 \quad (III.13)$$

Vu que la résistance  $R_2$  et que l'intervalle de temps  $t_1-t_2$  ( $\Delta t$ ) sont de faibles valeurs, alors, on peut négliger le premier terme de l'équation III.13 devant le second, on obtient ainsi:

$$\bar{\Phi}_{r1}^{(R)} \approx \bar{\Phi}_{r2}^{(R)} \quad (III.14)$$

Dans un référentiel lié au stator, cette "égalité" s'écrit :

$$\bar{\Phi}_{r2}^{(S)} = \bar{\Phi}_{r1}^{(S)} e^{-j(\theta_2(t_1) - \theta_2(t_2))} \quad (III.15)$$

et puisque durant le petit intervalle de temps  $\Delta t$ , la vitesse  $\omega_r$  reste pratiquement constante, alors :

$$\bar{\Phi}_{r2}^{(S)} \approx \bar{\Phi}_{r1}^{(S)} e^{-jm_r \Delta t} \quad (III.16)$$

Ceci montre que le vecteur du flux rotorique tournera d'un angle approximatif  $\omega_r \Delta t$  lors de l'existence de l'arc électrique. Cet angle est d'autant plus faible que la durée de l'arc  $\Delta t$  est faible.

Dans notre cas, nous posons  $\Delta t=0$ , donc :

$$\overline{\Phi}_{r2}^{(S)} \approx \overline{\Phi}_{r1}^{(S)} \quad (III.17)$$

A partir de cette équation, on détermine les valeurs initiales des courants rotoriques à l'instant  $t_2$  juste après la séparation de la machine de l'alimentation :

$$\overline{I}_{r2} \approx \overline{I}_{r1} + \frac{M}{L_2} \overline{I}_m \quad \text{soit} \quad i_{dr2} = i_{dr1} + \frac{M}{L_2} i_{ds1} \quad ; \quad i_{qr2} = i_{qr1} + \frac{M}{L_2} i_{qs1} \quad (III.18)$$

### III.3.1.1 Résultats (déconnexion sans capacités aux bornes)

A la suite de la déconnexion de la machine (enroulements satoriques ouverts) du réseau, les courants rotoriques décroissent avec la constante de temps du circuit rotorique. Les f.é.m. induites par ces courants au niveau du stator sont aussi d'amplitude décroissante avec la même constante de temps et de fréquence décroissante selon l'importance du couple de freinage et l'inertie de la charge. Nous avons représenté sur les figures suivantes les allures de la tension statorique instantanée, du courant rotorique et de la vitesse de rotation suite à la déconnexion de la machine du réseau.

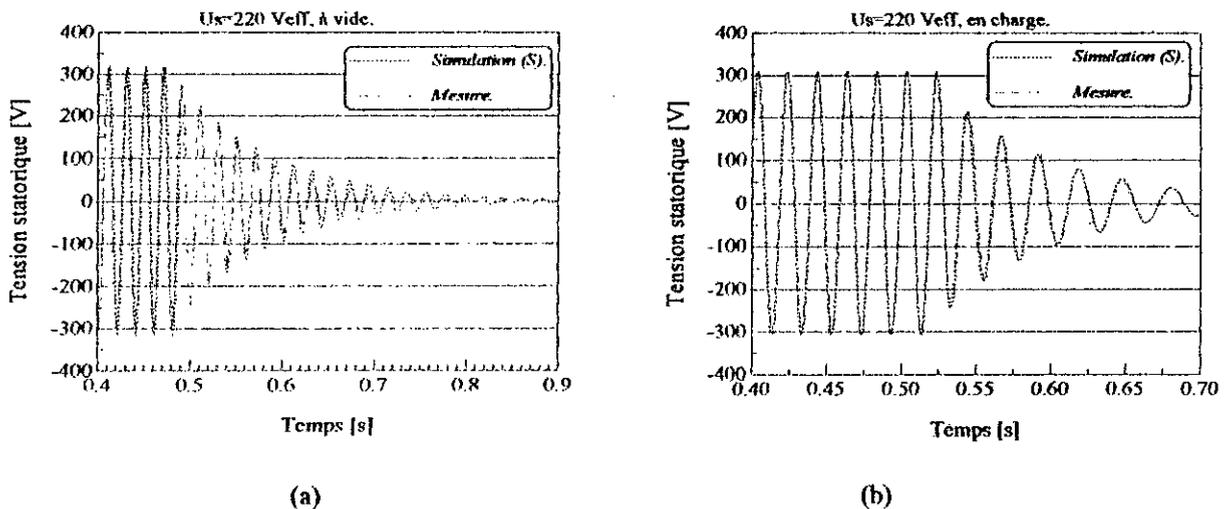


Fig. III.9- Tension statorique instantanée lors de la déconnexion du moteur : (a) à vide. (b) en charge.

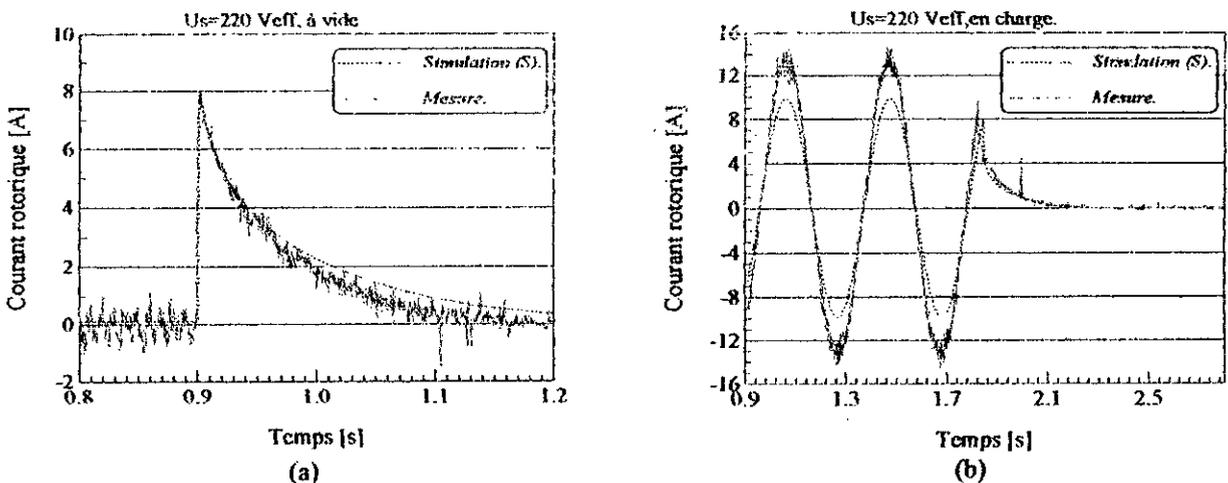


Fig. III.10- Courant rotorique instantané lors de la déconnexion du moteur : (a) à vide. (b) en charge.

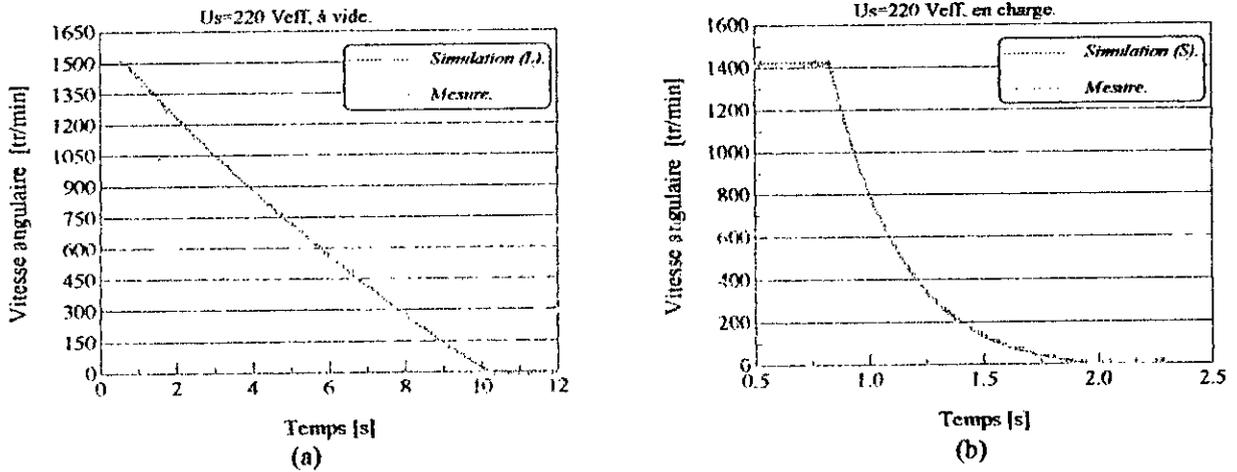


Fig. III.11- Vitesse angulaire lors de la déconnexion du moteur. (a) à vide. (b) en charge.

### III.3.2 Déconnexion du moteur avec connexion permanente de capacités aux bornes

#### III.3.2.1 Modélisation

Nous pouvons représenter l'ensemble réseau-machine-condensateurs par le circuit équivalent de la Fig. III.14.

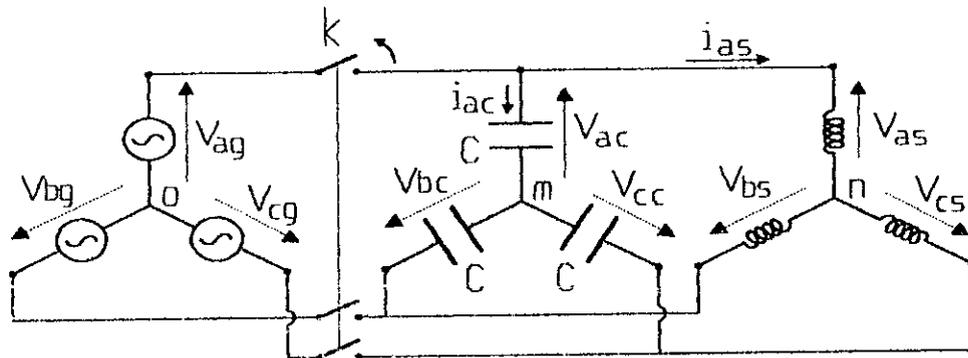


Fig. III.12- Schéma d'étude de l'ensemble moteur-condensateurs.

Après déconnexion, les courants des trois phases statoriques sont donnés par :

$$\begin{cases} i_{ac} = C \frac{dv_{ac}}{dt} \\ i_{bc} = C \frac{dv_{bc}}{dt} \\ i_{cc} = C \frac{dv_{cc}}{dt} \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} v_{ac} = v_{as} - v_{nm} \\ v_{bc} = v_{bs} - v_{nm} \\ v_{cc} = v_{cs} - v_{nm} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

La transformation de ces équations dans un référentiel arbitraire donne :

$$\begin{cases} i_{dc} = C \frac{dv_{ds}}{dt} - C \omega_a v_{qs} \\ i_{qc} = C \frac{dv_{qs}}{dt} + C \omega_a v_{ds} \\ i_{0c} = C \frac{dv_{0s}}{dt} + \sqrt{3} \frac{dv_{mm}}{dt} \end{cases} \quad (III.20)$$

Ainsi, la machine est modélisée durant sa séparation du réseau d'alimentation par :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_1 \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + j\omega_a \bar{\Phi}_s \\ 0 = R_2 \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + j(\omega_a - \omega_r) \bar{\Phi}_r \\ \frac{d\bar{V}_s}{dt} = \frac{\bar{I}_c}{C} - j\omega_a \bar{V}_s \end{cases} \quad (III.21)$$

Dans un référentiel immobile, ces équations sont traduites par le schéma équivalent suivant :

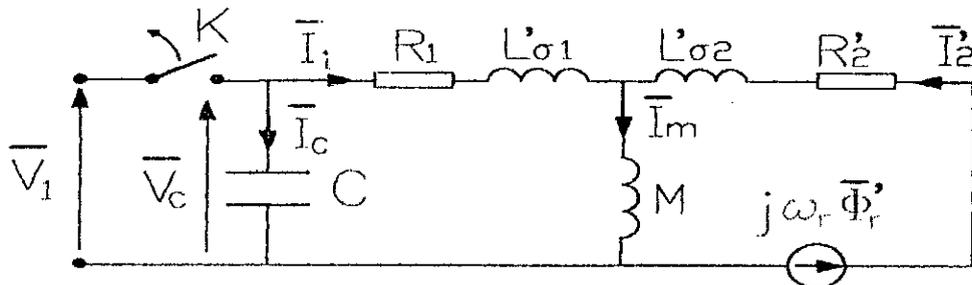


Fig. III.13- Schéma équivalent de la machine munie de condensateurs pour le régime transitoire

### Conditions initiales

Dans le cas de la connexion permanente des capacités aux bornes de la machine, on envisage que tous les éléments du circuit électrique de la machine sont idéaux. De ce fait les courants statoriques et rotoriques ainsi que la tension statorique conservent leur valeur instantanée juste avant la déconnexion, soit :

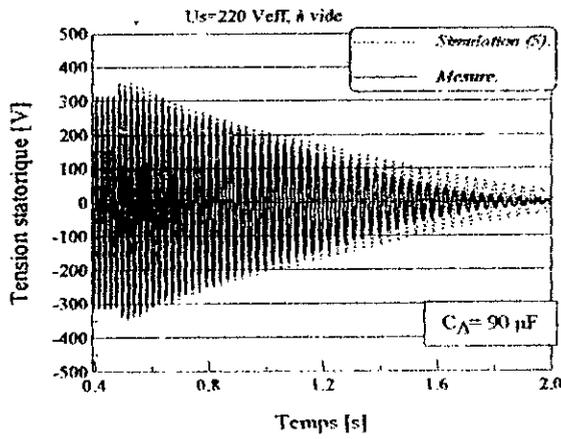
$$\bar{I}_{s2} = \bar{I}_{s1} ; \bar{V}_{s2} = \bar{V}_{s1} ; \bar{I}_{r2} = \bar{I}_{r1} \text{ et } \bar{I}_c = -\bar{I}_s$$

### III.3.2.2 Résultats (connexion permanente des capacités aux bornes)

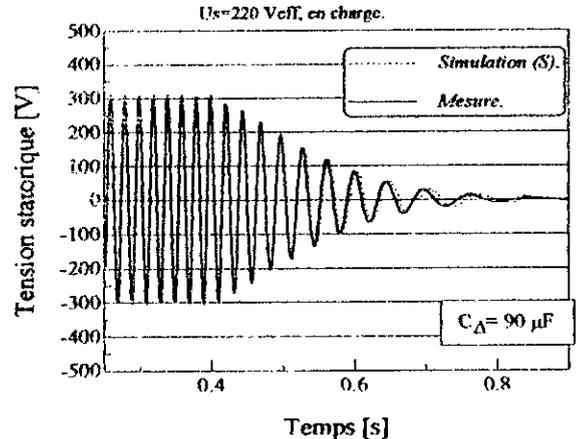
Nous reproduisons ci-après les résultats obtenus par simulation et ceux enregistrés expérimentalement, de la déconnexion de la machine fonctionnant en régime moteur et ce, pour diverses valeurs de la capacité aux bornes.

#### III.3.2.2.1 Tension statorique :

La Fig. III.14 montre que pour une même valeur de la capacité aux bornes, une surtension apparaît à vide et disparaît lors de la déconnexion en charge.

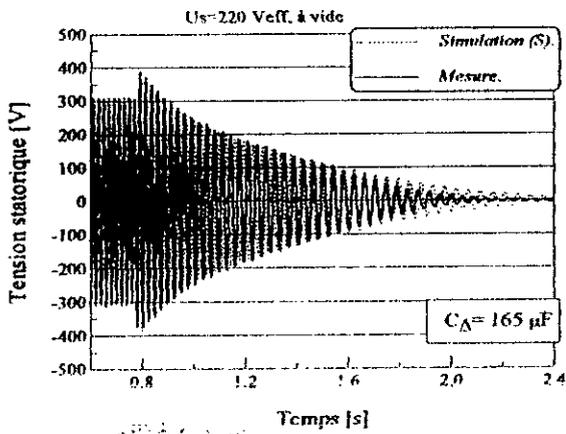


(a)

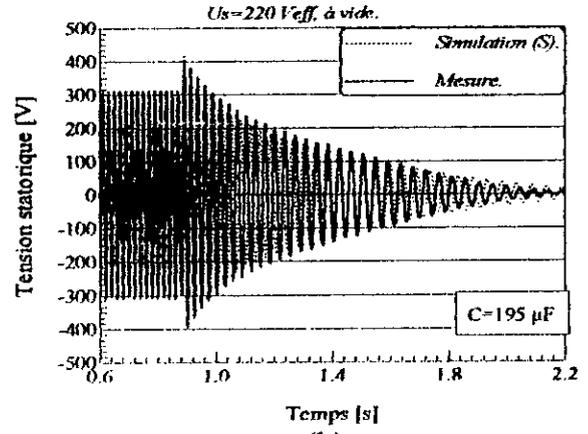


(b)

Fig. III.14- déconnexion de la machine avec une capacité de 90  $\mu\text{F}$  aux bornes. (a) A vide. (b) En charge.



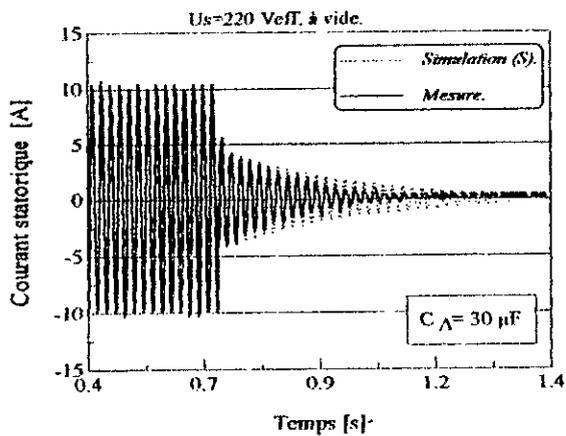
(a)



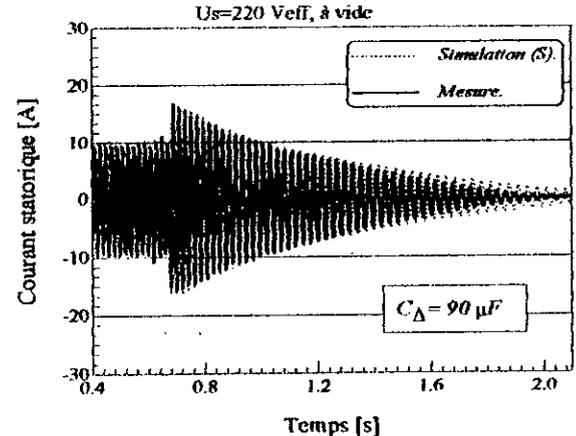
(b)

Fig. III.15- déconnexion de la machine avec capacités aux bornes. (a) 165  $\mu\text{F}$ . (b) 195  $\mu\text{F}$ .

### III.3.2.2.2 Courant statorique :



(a)



(b)

Fig. III.16- déconnexion du moteur fonctionnant à vide pour deux valeurs de la capacité : (a) 30  $\mu\text{F}$  ; (b) 90  $\mu\text{F}$ .

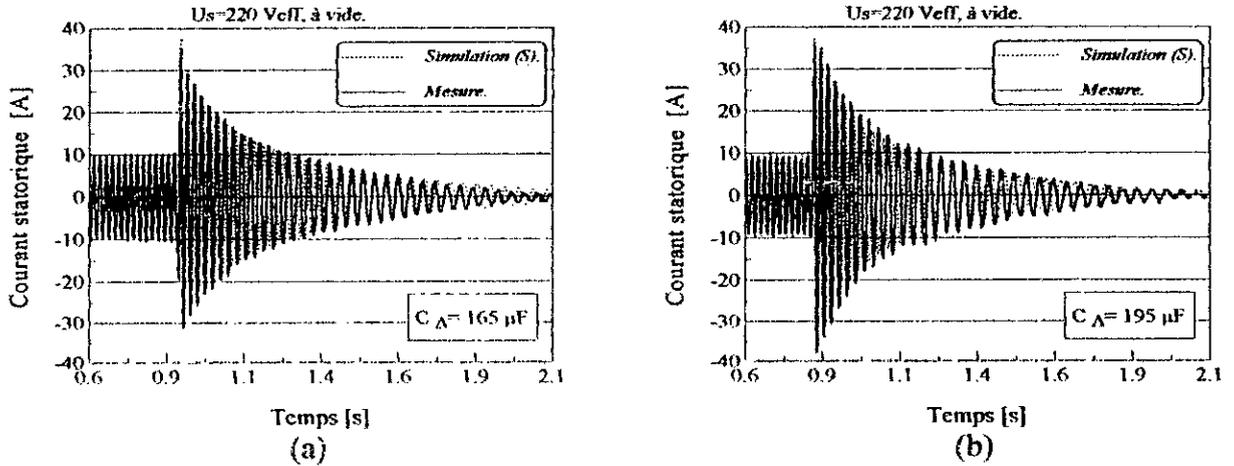


Fig. III.17- Courant statorique instantané lors de la déconnexion du moteur fonctionnant à vide pour deux valeurs de la capacité (simulation et mesure): (a) 165  $\mu\text{F}$  ; (b) 195  $\mu\text{F}$ .

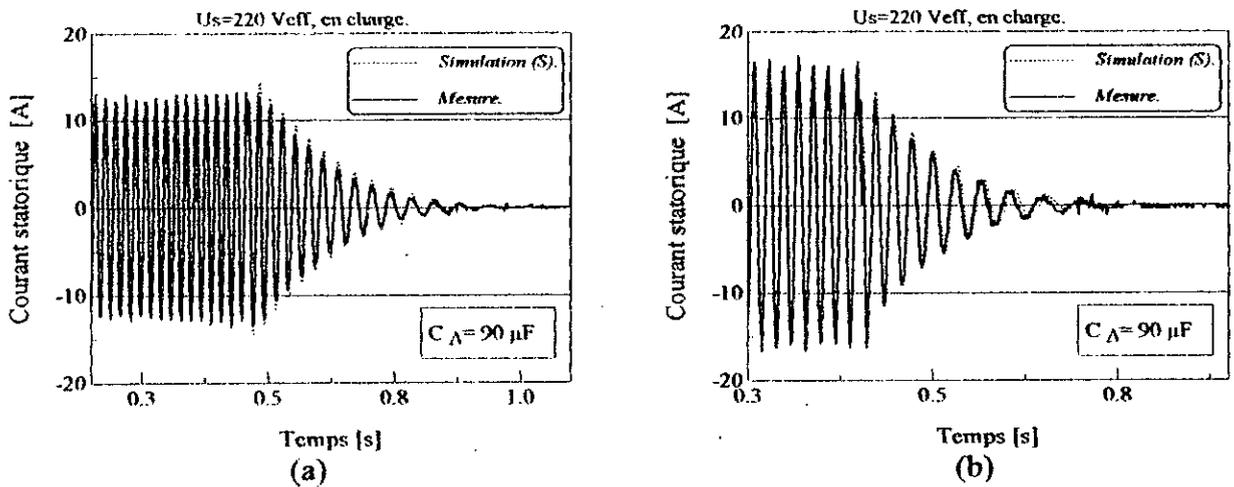
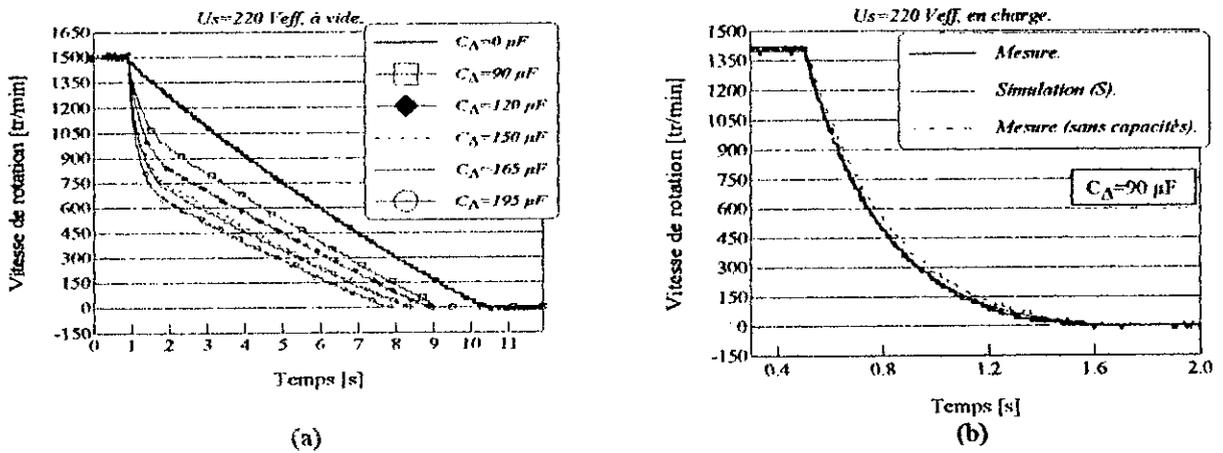
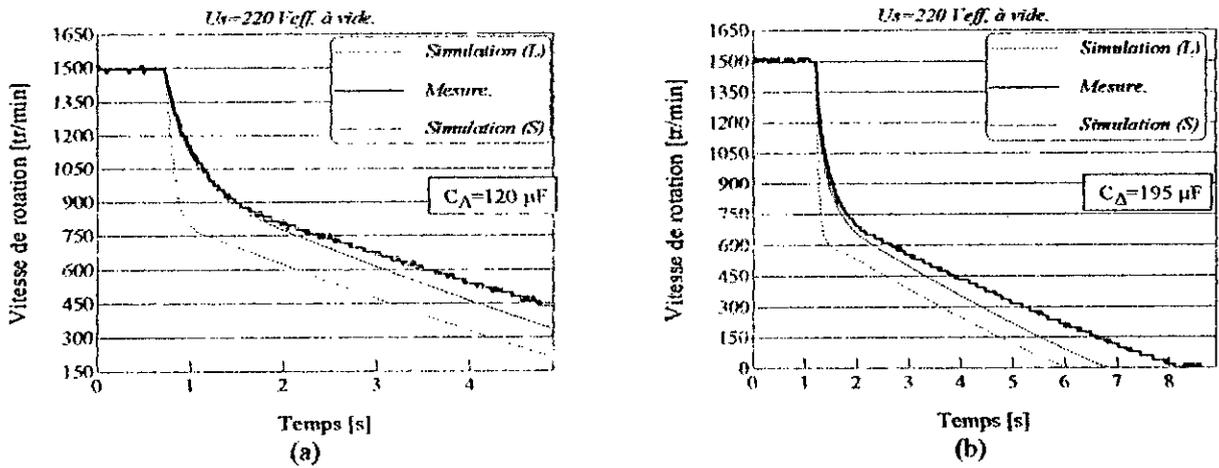


Fig. III.18- Courant statorique simulé et enregistré lors d'une déconnexion du moteur fonctionnant en charge pour une capacité de 90  $\mu\text{F}$ . (a) 50% de la charge nominale ; (b) 90 % de la charge nominale.

### III.3.2.2.3 Vitesse et couple :

Sur la Fig. III.19, sont représentés les résultats de simulation d'une déconnexion (modèle de la machine saturé et modèle linéaire) ainsi que le relevé expérimental. On constate l'écart significatif de la courbe obtenu à partir du modèle linéaire par rapport à la réalité. En effet, l'hypothèse de la linéarité du circuit magnétique engendre des résultats surestimés étant donné que l'effet de limitation de la saturation est absent.



Les figures III.21a et III.21b représentent les pics (négatifs) du couple électromagnétique juste après la déconnexion de la machine avec capacités aux bornes. Il apparaît sur ces figures que pour les mêmes conditions le couple de freinage à vide est plus important qu'en charge.

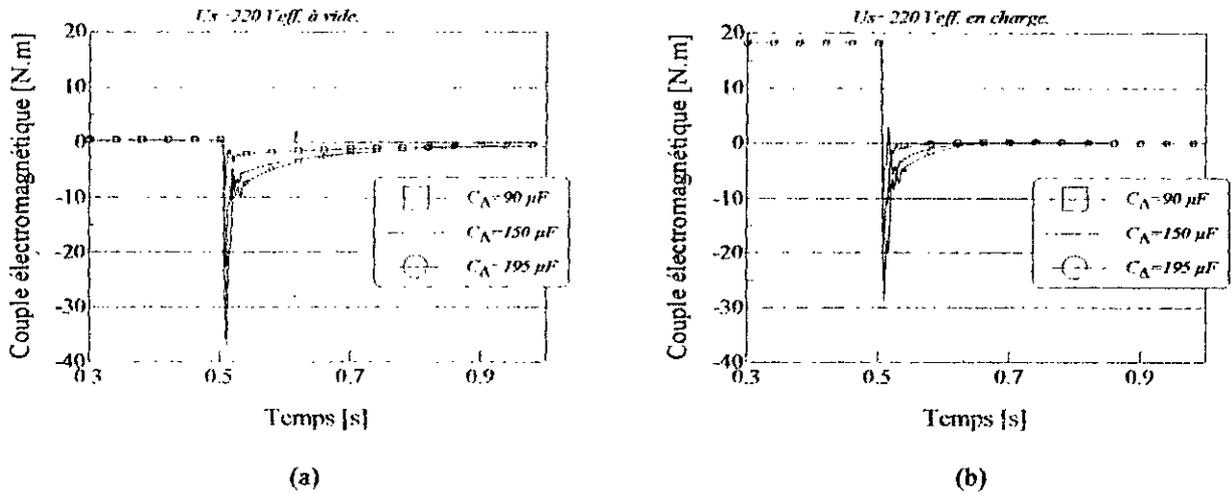


Fig. III.21- Couple électromagnétique instantané lors de la déconnexion du moteur fonctionnant à vide pour différentes valeurs des capacités. (a) A vide. (b) En charge.

La Fig. III.22 permet de comparer les résultats de calcul en régime permanent à ceux obtenus par simulation en régime transitoire lors de la déconnexion de la machine (linéaire et saturé) d'une part, et d'autre part aux résultats expérimentaux (transitoires).

Les résultats sont assez concordants. Cependant pour les fortes capacités une différence appréciable apparaît du fait de la forte chute de la vitesse après déconnexion. On devrait alors, tenir compte de cette diminution de la vitesse dans les caractéristiques du régime permanent.

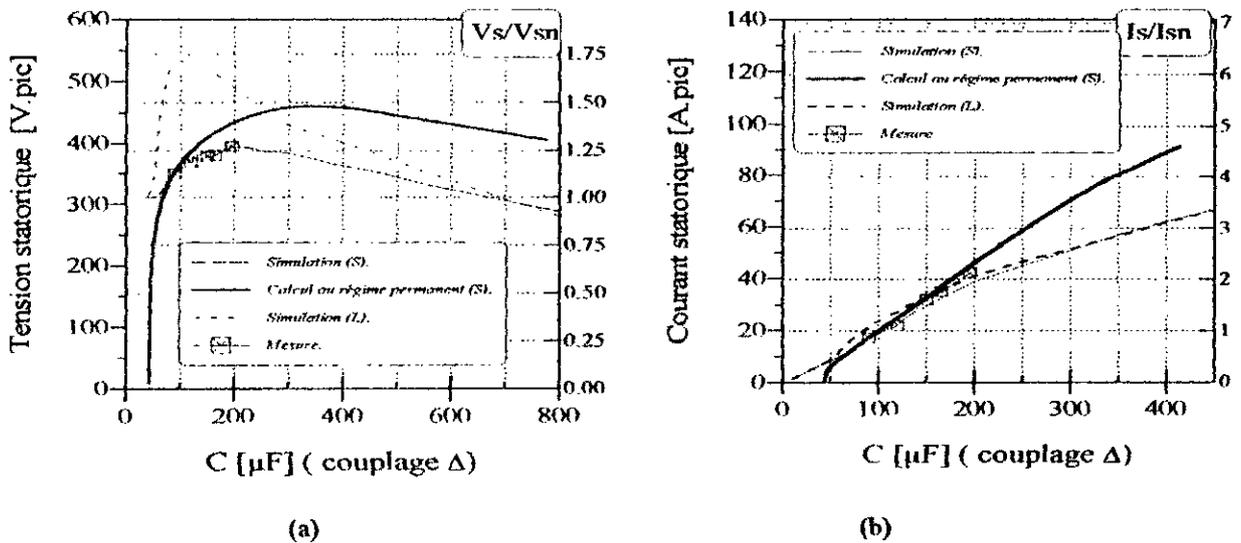


Fig. III.22- Comparaison des résultats des calculs en régime statique à ceux des simulations transitoires et expérimentaux : (a) Tension. (b) Courants.

### III.3.3 Déconnexion avec insertion des capacités en cours du freinage

Le couple négatif résultant de l'auto-amorçage de la machine asynchrone par connexion de condensateurs après son isolation du réseau peut être mise à profit comme moyen de freinage dynamique [45].

La Fig III.23 montre l'allure de la vitesse de rotation lorsque les capacités sont insérées après un certain intervalle de temps suite à la déconnexion. Ainsi le temps de freinage est réduit en relation avec la valeur des capacités.

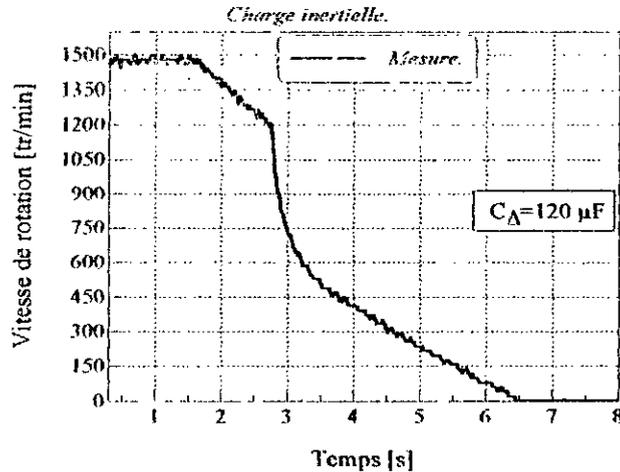


Fig. III.23- Vitesse de rotation avec insertion de capacités lors du freinage de la machine (en charge).

Les figures III.24 et III.25 donnent les courbes de tension et des courants statoriques et rotoriques correspondantes.

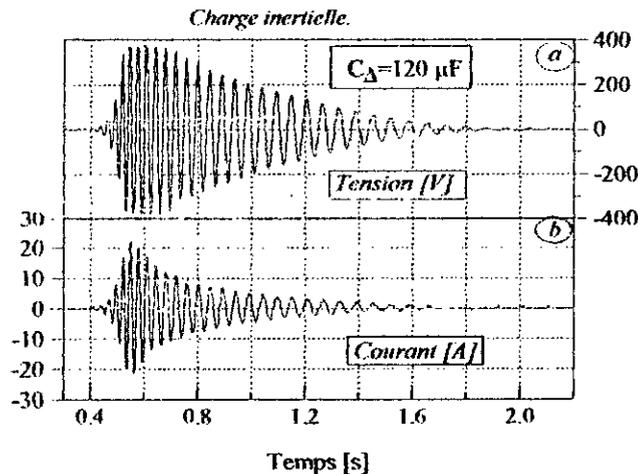


Fig. III.24- Tension et courant statorique instantanés suite à l'insertion de capacités lors du freinage de la machine (en charge).

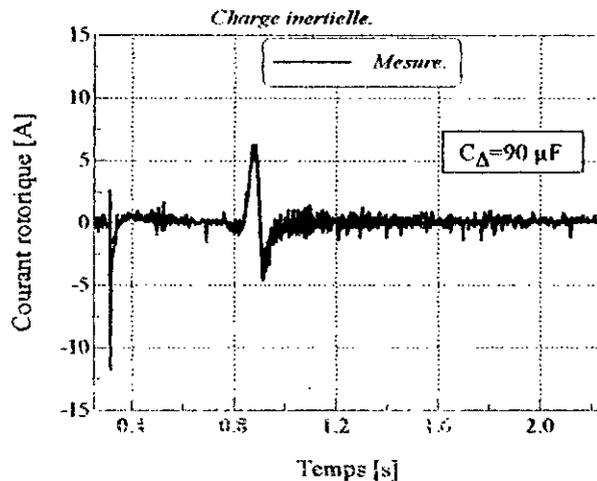


Fig. III.25- Courant rotorique instantané suite à l'insertion de capacités lors du freinage de la machine (expérimental, en charge).

Sur la Fig. III.26 est donné le résultat de simulation de cette opération à vide pour une capacité de  $150 \mu F$ .

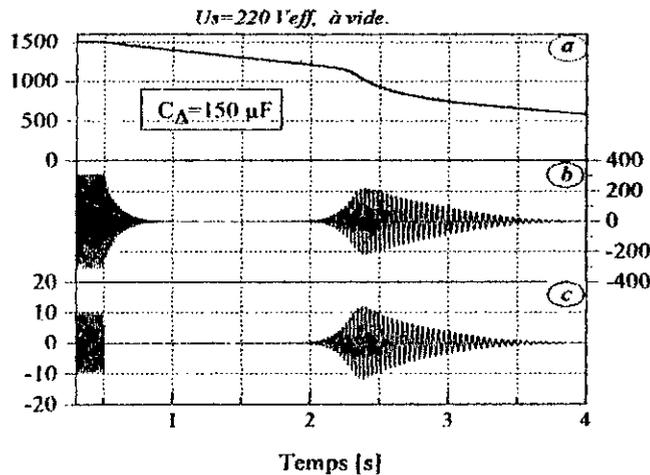


Fig. III.26- Vitesse (a), tension (b) et courant statorique (c) suite à l'insertion de capacités lors du freinage de la machine (simulation, à vide).

### III. 4 CONCLUSION

Nous avons proposé une approche de prédétermination des valeurs des grandeurs électriques de la machine lors du régime transitoire de déconnexion en présence de capacités à ses bornes. Cette approche est basée sur l'élaboration des caractéristiques de fonctionnement du générateur asynchrone auto-excité en régime permanent tout en prenant en compte l'effet de la saturation magnétique.

Le fonctionnement en auto-excitation de la machine asynchrone pour une vitesse donnée n'est possible qu'entre deux valeurs limites pour les capacités dépendant des paramètres électriques de la machine et de sa caractéristique de magnétisation.

Les surtensions ayant lieu juste après la déconnexion de l'ensemble machine-condensateurs du réseau d'alimentation sont plus importantes à vide qu'en charge.

Les caractéristiques statiques du fonctionnement du générateur asynchrone peuvent être aussi utilisées afin d'estimer la valeur des capacités à connecter dans le cas du freinage dynamique du moteur asynchrone, quoique ce mode de freinage se montre moins efficace en comparaison à d'autres procédés de freinage dynamique.

*Chapitre IV*  
PHENOMENES TRANSITOIRES  
DUS A LA RECONNEXION DE  
LA MACHINE ASYNCHRONE  
AUTO-EXCITEE AU RESEAU  
ELECTRIQUE

## IV. 1 INTRODUCTION

Afin d'améliorer la fiabilité des systèmes d'alimentations en énergie électrique envers les défauts de courte durée, les réseaux de distribution d'énergie électrique sont généralement pourvu de moyens de réenclenchement automatique ou de commutation de jeux de barres. Ces derniers par leur action rétablissent la tension à la section déclenchée et en particulier aux bornes des moteurs asynchrones. Ceci s'effectue souvent avant leur arrêt complet. Ils sont alors le siège d'une tension résiduelle d'autant plus importante que la durée de déclenchement est courte. Suivant le déphasage de cette dernière vis-à-vis de la tension du réseau à l'instant de réenclenchement, les courants et le couple électromagnétique transitoires de reconnexion ont leurs valeurs avoisinants celles du démarrage direct ou moindre dans les cas favorables. Dans les cas défavorables elles les dépassent considérablement et la machine subit alors des efforts électrodynamiques sévères [54].

La présence d'une source d'énergie réactive (capacités) aux bornes de la machine déconnectée augmente le risque d'apparition des couples négatifs excessifs lors de la reconnexion du fait du de la durée prolongée de la tension résiduelle, suite à l'auto-excitation de la machine et des surtensions éventuelles qui peuvent surgir.

Afin de cerner les paramètres gouvernant les régimes dynamiques ayant lieu juste après le réenclenchement, nous avons procédé à plusieurs tests expérimentaux sur la machine à vide et en charge. Ces tests sont effectués pour différentes valeurs des capacités 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.

## IV. 2 EXPRESSIONS APPROXIMATIVES DU COURANT ET DU COUPLE DE REENCLENCHEMENT

→ Afin de mieux interpréter les régimes dynamiques résultant de la reconnexion de la machine ayant à ses bornes une tension résiduelle, le système d'équations électriques transitoires est résolu analytiquement moyennant quelques hypothèses simplificatrices. La vitesse de rotation  $\omega_r$  est alors supposée constante durant les opérations de déclenchement et de réenclenchement de la machine au système d'alimentation. Les équations électriques avec les flux comme variables d'état décrivant le comportement dynamique de la machine juste après l'instant de reconnexion au réseau sont données par :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + \left( \frac{R_1}{\sigma L_1} + j\omega_a \right) \bar{\Phi}_s - k_r \frac{R_1}{\sigma L_1} \bar{\Phi}_r \\ 0 = \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + \left( \frac{R_2}{\sigma L_2} + j(\omega_a - \omega_r) \right) \bar{\Phi}_r - k_s \frac{R_2}{\sigma L_2} \bar{\Phi}_s \end{cases} \quad (IV.1)$$

Nous supposons les résistances statorique et rotorique comme étant négligeables. Les équations précédentes exprimées dans un référentiel tournant à la vitesse de synchronisme ( $\omega_1 = \omega_s$ ) s'écrivent alors:

$$\begin{cases} \bar{V}_s = \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + j\omega_1\bar{\Phi}_s \\ 0 = \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + j(\omega_1 - \omega_r)\bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (IV.2)$$

La transformée de Laplace appliquée à ces équations donne :

$$\begin{cases} \tilde{V}_s = s\tilde{\Phi}_s - \bar{\Phi}_{s0} + j\omega_1\tilde{\Phi}_s \\ 0 = s\tilde{\Phi}_r - \bar{\Phi}_{r0} + jg\omega_1\tilde{\Phi}_r \end{cases} \quad (IV.3)$$

$\bar{\Phi}_{s0}$  et  $\bar{\Phi}_{r0}$  sont les valeurs des vecteurs flux de la machine juste avant l'instant de réenclenchement ; 's' est l'opérateur de Laplace ; 'g' représente le glissement.

et :

$$\tilde{V}_s = \mathcal{L}(\bar{V}_s) = \mathcal{L}(\sqrt{3/2}V_m e^{j(\omega_1 - \omega_r)t + \phi_v}) = \frac{\bar{V}_m}{s - j(\omega_1 - \omega_r)} \quad \text{avec} \quad \bar{V}_m = \sqrt{3/2}V_m e^{j\phi_v}$$

Ce vecteur de tension correspond au système triphasé suivant :

$$\begin{cases} v_{as} = V_m \cos(\omega_1 t + \phi_v) \\ v_{bs} = V_m \cos(\omega_1 t + \phi_v - 2\pi/3) \\ v_{cs} = V_m \cos(\omega_1 t + \phi_v + 2\pi/3) \end{cases}$$

pour un référentiel tournant au synchronisme :

$$\tilde{V}_s = \frac{\bar{V}_m}{s}$$

La solution du système (IV. 3) est exprimée par :

$$\begin{cases} \tilde{\Phi}_s = \frac{\bar{V}_m}{s(s + j\omega_1)} + \frac{\bar{\Phi}_{s0}}{s + j\omega_1} \\ \tilde{\Phi}_r = \frac{\bar{\Phi}_{r0}}{s + jg\omega_1} \end{cases} \quad (IV.4)$$

Dans le domaine temporel ces dernières équations deviennent :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = \frac{\bar{V}_m}{j\omega_1} (1 - e^{-j\omega_1 t}) + \bar{\Phi}_{s0} e^{-j\omega_1 t} \\ \bar{\Phi}_r = \bar{\Phi}_{r0} e^{-jg\omega_1 t} \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

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

$$\begin{cases} \bar{I}_1 = \frac{1}{\sigma L_1} (\bar{\Phi}_s - k_r \bar{\Phi}_r) \\ \bar{I}_2 = \frac{1}{\sigma L_2} (\bar{\Phi}_r - k_s \bar{\Phi}_s) \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

d'où, l'expression du vecteur courant statorique :

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{V}_m}{j\omega_1 \sigma L_1} (1 - e^{-j\omega_1 t}) + \frac{1}{\sigma L_1} \bar{\Phi}_{s0} e^{-j\omega_1 t} - \frac{k_r}{\sigma L_1} \bar{\Phi}_{r0} e^{-jg\omega_1 t} \quad (\text{IV.7})$$

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  $R_1$ , les valeurs initiales des flux sont alors données par :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_{s0} \approx \frac{\bar{U}_{10}}{j\omega_{10}} \\ \bar{\Phi}_{r0} \approx \frac{\bar{U}_{10}}{j\omega_{10}} k_s \frac{g_c}{g_c + jg_0} \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

avec :

$$\bar{U}_{10} = U_{1m} e^{j\theta_0} \quad \text{et} \quad g_c \approx \frac{R_2'}{\sigma L_2 \omega_1}$$

$\bar{U}_{10}$  est la valeur du vecteur tension statorique juste avant la reconnexion.

$g_c$  est le glissement critique correspondant au couple statique de décrochage de la machine.

$g_0$  et  $\omega_{10}$  sont respectivement la valeur du glissement et de la pulsation statorique juste avant l'instant de reconnexion.

L'expression (IV. 7) du vecteur courant statorique s'écrit alors :

$$\bar{I}_1 = \frac{1}{j\omega_1 \sigma L_1} \left\{ \bar{V}_m (1 - e^{-j\omega_1 t}) + \bar{U}_{10} \left( e^{-j\omega_1 t} - \frac{k_s k_r g_c}{g_c + jg_0} e^{-jg\omega_1 t} \right) \right\} \quad (\text{IV.9})$$

## IV.2.1 Expression approximative du courant de réenclenchement

### IV.2.1.1 Reconnexion à la vitesse de synchronisme

Pour une vitesse de rotation synchrone, la relation (IV. 9), se simplifie en :

$$\bar{I}_1 = \frac{1}{j\omega_1 \sigma L_1} (1 - e^{-j\omega_1 t}) (\bar{V}_m - \bar{U}_{10}) = \frac{1}{j\omega_1 \sigma L_1} 2j \sin\left(\frac{\omega_1 t}{2}\right) e^{-j\frac{\omega_1 t}{2}} (\bar{V}_m - \bar{U}_{10}) \quad (\text{IV.10})$$

L'amplitude du vecteur courant statorique sera donc :

$$|\bar{I}_1| = \frac{2}{\omega_1 \sigma L_1} \left| \sin\left(\frac{\omega_1 t}{2}\right) \right| |\bar{V}_m - \bar{U}_{10}| = \frac{2}{\omega_1 \sigma L_1} \left| \sin\left(\frac{\omega_1 t}{2}\right) \right| \sqrt{V_m^2 + U_{1m}^2 - 2V_m U_{1m} \cos(\phi_v - \phi_u)} \quad (\text{IV.11})$$

D'après cette dernière relation, on constate que le courant de réenclenchement est maximal si les deux vecteurs de tension : réseau et machine sont déphasés à l'instant de reconnexion de 180 degrés, lorsque la machine tourne à la vitesse de synchronisme.

En effet l'expression (IV. 11) est maximale pour :

$$\cos(\phi_v - \phi_u) = -1 \quad \text{donc} \quad \phi_v - \phi_u = \Delta\phi = \pi$$

### IV.2.1.2 Reconnexion à vitesse inférieure à la vitesse synchrone

Pour tenir compte du glissement non nul à l'instant du réenclenchement, le maximum du courant est obtenu à partir de la relation (IV. 9) en effectuant l'approximation suivante :

$$\frac{k_s k_r g_c}{g_c + j g_0} \approx e^{-j\theta} \quad \text{avec} \quad \theta = \arctan\left(\frac{g_0}{g_c}\right) \quad (\text{IV.12})$$

puisque pour  $0 \leq |g_0| \leq 1$ , nous avons:

$$0.32 \leq \left| \frac{k_s k_r g_c}{g_c + j g_0} \right| \leq 2.3$$

on obtient ainsi :

$$\bar{I}_1 \approx \frac{1}{j\omega_{10} \sigma L_1} \left\{ \bar{V}_m (1 - e^{-j\omega_1 t}) + \bar{U}_{10} (e^{-j\omega_1 t} - e^{-j(g\omega_1 t + \theta)}) \right\} \quad (\text{IV.13})$$

La différentiation du carré de l'amplitude du vecteur courant statorique (IV.13) par rapport au déphasage  $\Delta\phi$ , donne :

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial |\bar{i}_1|^2}{\partial \Delta\phi} &\approx \frac{\sqrt{6} V_m U_{1m}}{(\omega_{10} \sigma L_1)^2} \left\{ \sin(g\omega_1 t + \Delta\phi + \theta) - \sin(g\omega_1 t - \omega_1 t + \Delta\phi + \theta) + \sin(\Delta\phi) - \sin(\omega_1 t + \Delta\phi) \right\} \\
 &= \frac{\sqrt{6} V_m U_{1m}}{(\omega_{10} \sigma L_1)^2} \left\{ 2 \cos\left(g\omega_1 t - \frac{\omega_1 t}{2} + \Delta\phi + \theta\right) \sin\left(\frac{\omega_1 t}{2}\right) + 2 \cos\left(\frac{\omega_1 t}{2} + \Delta\phi\right) \sin\left(-\frac{\omega_1 t}{2}\right) \right\} \\
 &= -4 \frac{\sqrt{6} V_m U_{1m}}{(\omega_{10} \sigma L_1)^2} \sin\left(\frac{\omega_1 t}{2}\right) \sin\left(g\omega_1 t + \Delta\phi + \frac{\theta}{2}\right) \sin\left(\frac{g\omega_1 t}{2} - \frac{\omega_1 t}{2} + \frac{\theta}{2}\right)
 \end{aligned}
 \tag{IV.14}$$

Le maximum de l'amplitude du courant statorique lors de la reconnexion a lieu, d'après l'expression précédente, pour un déphasage des deux tensions (réseau-machine) correspondant à la valeur suivante :

$$\Delta\phi_{\max} = \pi - \frac{\theta}{2} - \frac{g\omega t}{2}
 \tag{IV.15}$$

Sachant qu'à la suite de la déconnexion le glissement est proche de zéro et que le maximum de ce courant aura lieu juste après l'instant de réenclenchement (première demi-période pour le courant et premier quart de période pour le couple électromagnétique [26]), on peut alors faire correspondre le maximum au premier quart de période. Ainsi la condition (IV.15) devient:

$$\Delta\phi_{\max} \approx \pi - \frac{g\omega t}{2} \Big|_{t=0,006}
 \tag{IV.16}$$

La Fig. (IV.1) montre que la relation (IV.16) est assez précise. Le maximum du couple négatif est obtenu en effectuant plusieurs simulations de reconnexion en variant le déphasage entre la tension du réseau et celle générée par la machine à l'instant de reconnexion.

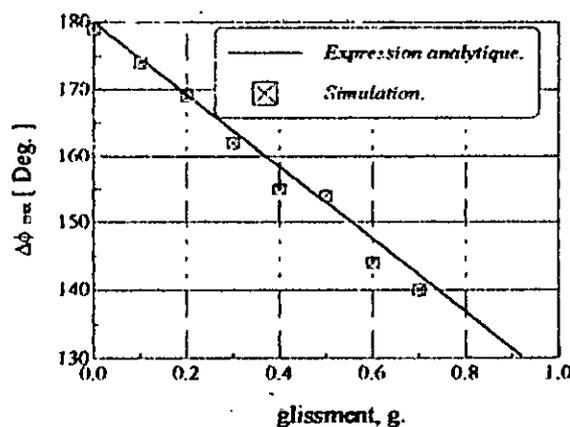


Fig. IV. 1 Déphasage entre tension du réseau et tension générée par la machine à l'instant de réenclenchement correspondant au maximum du couple négatif pour une capacité de 120 μF (Δ) et après 4 (quatre) périodes suite à la déconnexion et à glissement constant durant le fonctionnement en auto-excitation.

L'expression (IV. 14) donne aussi l'angle correspondant au minimum du courant (donc du couple de reconnexion) :

$$\Delta\phi_{\min} = -\frac{\theta}{2} - \frac{g\omega t}{2} \quad (\text{IV.17})$$

Il apparaît alors que d'un point de vue global et d'après les expressions précédentes que les régimes transitoires de reconnexion les plus sévères ont lieu pour des déphasages voisins de 180 degrés. Les régimes transitoires de reconnexion les moins sévères correspondent à des déphasages voisins de zéro, et ce sans tenir compte des variations illustrées par la Fig. IV.1.

#### IV.2.2 Expression approximative du couple électromagnétique de reconnexion

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$\Gamma_e = \frac{pM}{\sigma L_1 L_2} \operatorname{Re} \left\{ j \overline{\Phi}_s^* \overline{\Phi}_s \right\} \quad (\text{IV.18})$$

$\overline{\Phi}_s^*$  est le vecteur complexe conjugué de  $\overline{\Phi}_s$ .

L'expression du couple électromagnétique de réenclenchement est:

$$\Gamma_{e(\text{rec.})} = \frac{pM}{\sigma L_1 L_2} \operatorname{Re} \left\{ j \overline{\Phi}_{s0}^* \overline{\Phi}_{r0} \right\} \quad (\text{IV.19})$$

En substituant les flux par leurs expressions respectives tout en adoptant la même simplification IV. 12 que pour le courant, cette expression devient alors:

$$\Gamma_{e(\text{rec.})} = \frac{pM}{\sigma L_1 L_2} \frac{\sqrt{6} V_m U_{1m}}{2\omega_{10}^2} \left\{ \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_{1m}}{V_m} \sin(g\omega_1 t - \omega_1 t + \theta) + 2 \sin\left(\frac{\omega_1 t}{2}\right) \cos\left(g\omega_1 t - \frac{\omega_1 t}{2} + \theta + \Delta\phi\right) \right\} \quad (\text{IV.20})$$

#### IV.2.3 Prise en compte de l'influence des résistances des enroulements de la machine

Pour les machines de faible puissance, il est nécessaire de prendre en considération l'influence des résistances des enroulements. L'effet de ces résistances peut être majoré par la multiplication des expressions du courant et du couple de réenclenchement par une fonction exponentielle [27] impliquant la constante de temps transitoire moyenne calculée d'après l'expression suivante:

$$\tau_{\text{moy}} = \frac{\frac{\sigma l_1}{R_1} + \frac{\sigma l_2}{R_2}}{2} \quad (\text{IV.21})$$

Ainsi, les expressions du courant et du couple de reconnexion prennent la forme suivante :

$$\bar{I}_1 \approx \frac{1}{j\omega_{10} \sigma L_1} \left\{ \bar{V}_m (1 - e^{-j\omega_1 t}) + \bar{U}_{10} (e^{-j\omega_1 t} - e^{-j(g\omega_1 t + \theta)}) \right\} e^{-\frac{t}{\tau_{\text{moy}}}} \quad (\text{IV.22})$$

$$\Gamma_{e(mec)} = \frac{pM}{\sigma L_1 L_2} \frac{\sqrt{6} V_m U_{1m}}{2\omega_{10}^2} \left\{ \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_{1m}}{V_m} \sin(g\omega_1 t - \omega_1 t + \theta) + 2 \sin\left(\frac{\omega_1 t}{2}\right) \cos\left(g\omega_1 t - \frac{\omega_1 t}{2} + \theta + \Delta\phi\right) \right\} e^{-\frac{t}{\tau_m}} \quad (IV.23)$$

La Fig. IV.2 montre un exemple de reconexion lorsque la machine tournait à la vitesse de rotation égale à 170 rad/s. La capacité aux bornes est de 120  $\mu\text{F}$  par phase (couplage triangle). A l'instant de reconexion la tension du réseau est à sa valeur nominale, alors que celle générée par la machine vaut  $U_{1m}=123 \text{ V}$ .

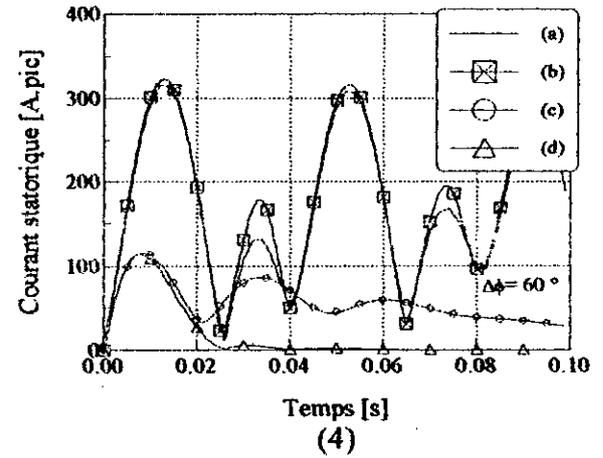
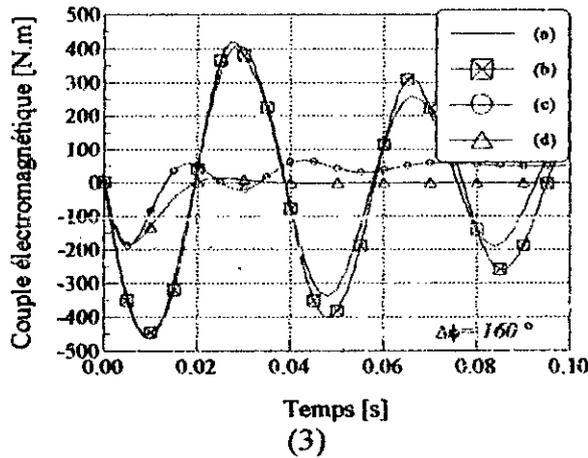
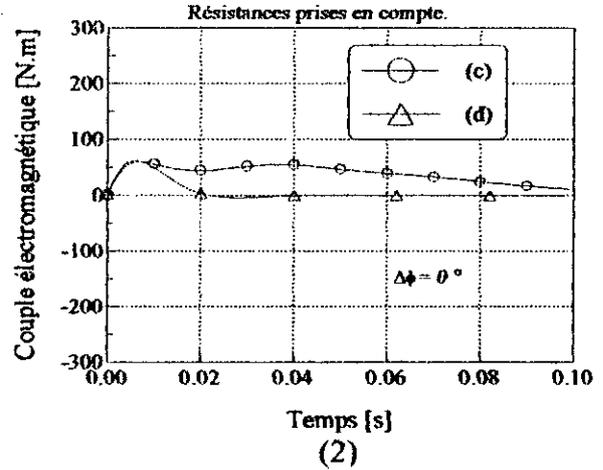
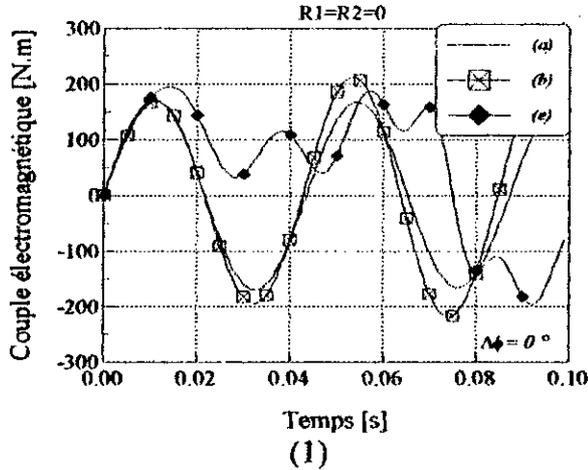


Fig. IV. 2- Comparaison des résultats calculés à partir des expressions analytiques avec ceux obtenus par simulation numérique.

(1), (2) et (3) couple électromagnétique ; (4) Amplitude (enveloppe) du vecteur courant statorique.

- (a) Expression analytique avec résistances nulles.
- (b) Simulation numérique avec résistances nulles et vitesse constante.
- (c) Simulation numérique (modèle complet de la machine saturée).
- (d) Expression analytique avec introduction de l'effet des résistances.
- (e) Simulation numérique avec résistances nulles et vitesse variable.

### IV.2.4 Variation du couple négatif maximal de reconnexion en fonction de la tension résiduelle

Comme cela a été souligné précédemment, l'angle pour lequel le pic du couple négatif est maximal varie avec la variation de la vitesse en laquelle la reconnexion est opérée. Par substitution du déphasage dans l'équation IV.23 par la valeur correspondant au maximum du couple négatif ayant lieu approximativement au premier quart de période, on obtient les caractéristiques données sur la Fig. IV.3 (la tension du réseau est à sa valeur nominale).

Cette figure montre que la reconnexion aux basses vitesses engendre des régimes transitoires plus durs qu'aux vitesses proches de la vitesse de synchronisme.

Sur la Fig. IV.3b, nous avons représenté les mêmes résultats que dans le cas de la Fig. IV.3a toutefois, nous avons effectué un changement d'échelle. Ceci, permet d'avoir une certaine normalisation des courbes. On peut alors affirmer, que, sans tenir compte du déphasage entre la tension du réseau et celle de la machine à l'instant de reconnexion, cette dernière peut être effectuée sans risques majeurs si le rapport  $\lambda$  :

$$\lambda = \frac{\frac{U_{10}}{\omega_{10}}}{\frac{U_{1nom}}{\omega_{1nom}}} \quad (IV.21)$$

avec :

$U_{10}$  : Tension résiduelle.

$U_{1nom}$  : Tension nominale.

$\omega_{10}$  : pulsation statorique.

$\omega_{1nom}$  : pulsation nominale.

ne dépasse pas la valeur 0.4 en admettant qu'un pic négatif de 2.5 fois le couple nominal est tolérable.

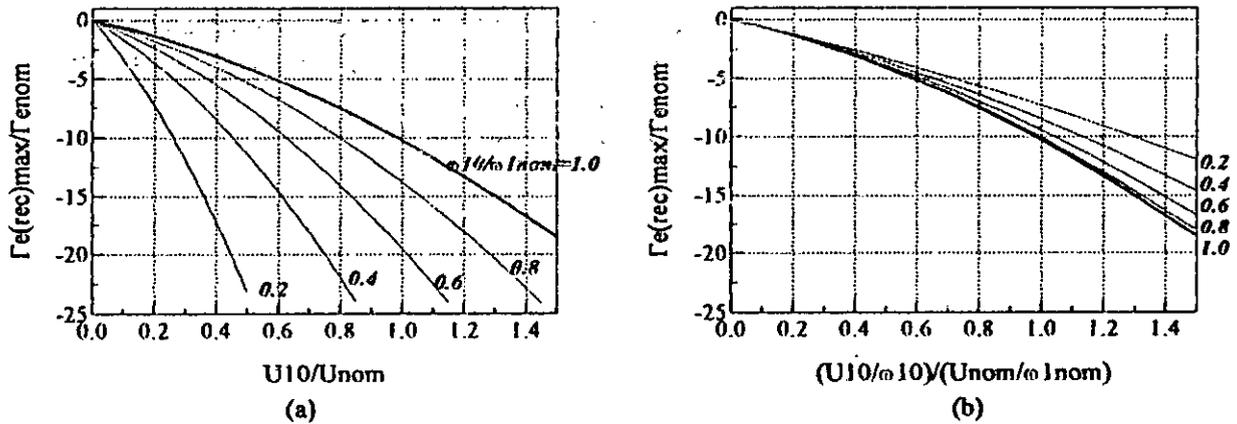


Fig. IV. 3 --Variation du maximum du pic de couple négatif de reconnexion suivant la valeur de la tension résiduelle générée par la machine.

A titre d'indication, certains standards (cité dans la référence [34]) exigent qu'à l'instant de reconnexion, le rapport amplitude de la tension/fréquence du vecteur de tension résultante entre les deux tensions (réseau-machine) sur celui correspondant aux valeurs nominales, ne doit pas dépasser 1,33.

## IV. 3 RESULTATS ET INTERPRETATIONS

### IV.3.1 Courant statorique

La Fig. IV.3 illustre le cas d'une reconnexion pour une tension résiduelle relativement faible. Le régime dynamique résultant est par conséquent sans danger pour la machine.

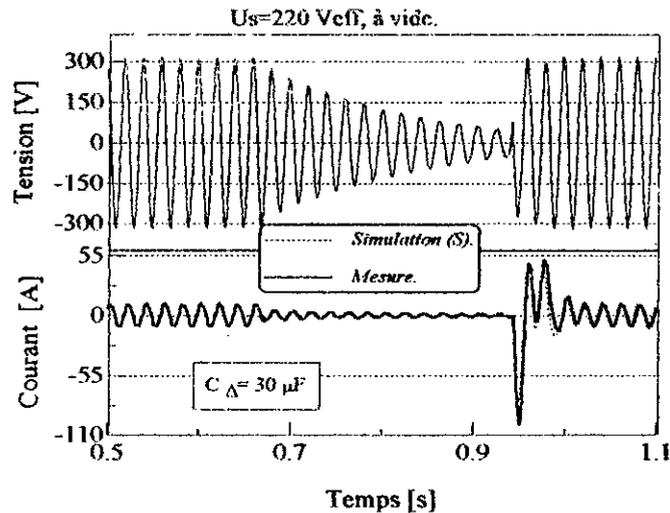


Fig. IV. 3- Tension et courant statoriques lors de la reconnexion de la machine avec une capacité de  $30 \mu\text{F}$  par phase (simulation et mesure).

Sur la Fig. IV.3, le pic du courant enregistré dans l'essai expérimental atteint  $-180 \text{ A}$  (c'est la valeur la plus élevée enregistrée durant tous nos essais expérimentaux), soit 9 fois le courant nominal (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. A la différence du cas précédent la reconnexion s'est effectuée alors qu'une surtension existait aux bornes de la machine.

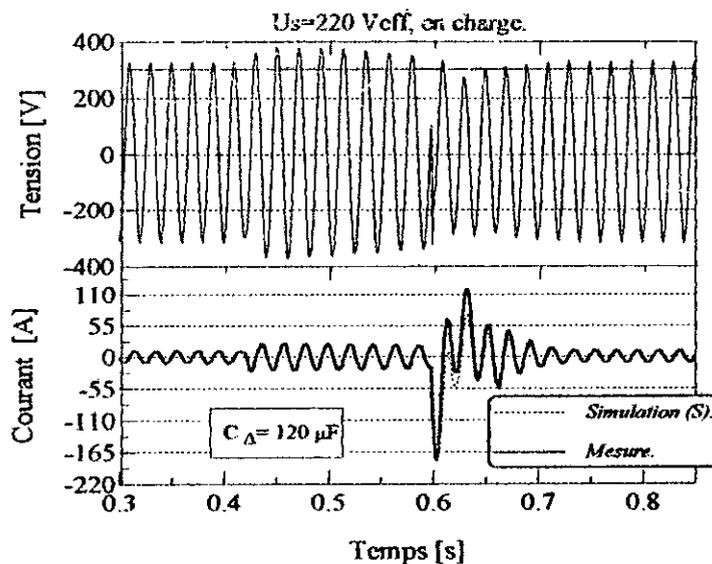


Fig. IV. 3- Tension et courant lors d'une reconnexion de la machine avec une capacité de  $120 \mu\text{F}$  par phase à vide (simulation -pour le courant- et mesures).

Sur la Fig. IV.4, on constate que pour la même capacité, l'amplitude du courant transitoire diffère considérablement suivant les conditions initiales.

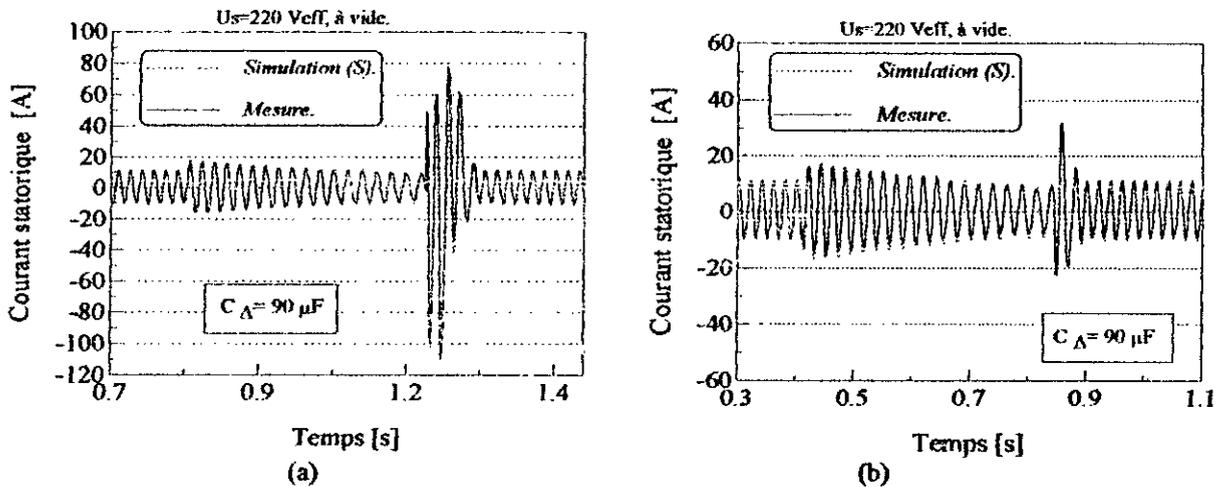


Fig. IV.4- Courant statorique de reconnexion de la machine avec une capacité de  $90 \mu\text{F}$  par phase à vide (simulation et mesures).

(a) Cas défavorable. (b) Cas favorable.

La Fig. IV.5 représente les relevés expérimentaux pour la même machine en charge.

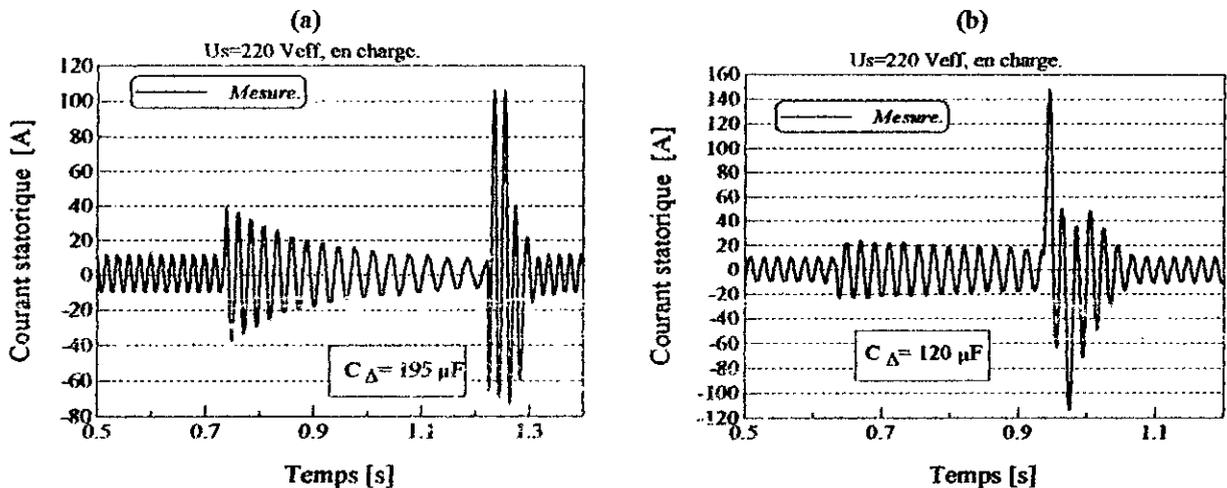


Fig. IV.5- Courant statorique de reconnexion en charge (courbes expérimentales). (a) Cas favorable. (b) Cas défavorable.

### IV.3.2 Vitesse et couple

La variation de la vitesse de rotation de la machine reflète la variation du couple électromagnétique généré par la machine et celui de la charge. Ainsi, la reconnexion de la machine, avant son arrêt complet, au réseau provoque un freinage brusque (Fig. IV.6) juste à l'instant de réenclenchement. Ceci est la conséquence de l'apparition, suite à la reconnexion

d'un pic négatif (transitoire) du couple électromagnétique qui présente un danger certain pour l'arbre et les systèmes d'accouplements mécaniques.

Les figures IV.6 et IV.7 montrent que ce couple négatif diffère selon l'instant de reconnexion. On constate aussi sur ces mêmes figures que lors d'une reconnexion en charge, la chute de la vitesse est moins forte que pour qu' à vide. Ceci est dû, d'une part de la diminution considérable de la tension résiduelle comme cela a été souligné au chapitre précédent, et d'autre part à l'inertie de la charge.

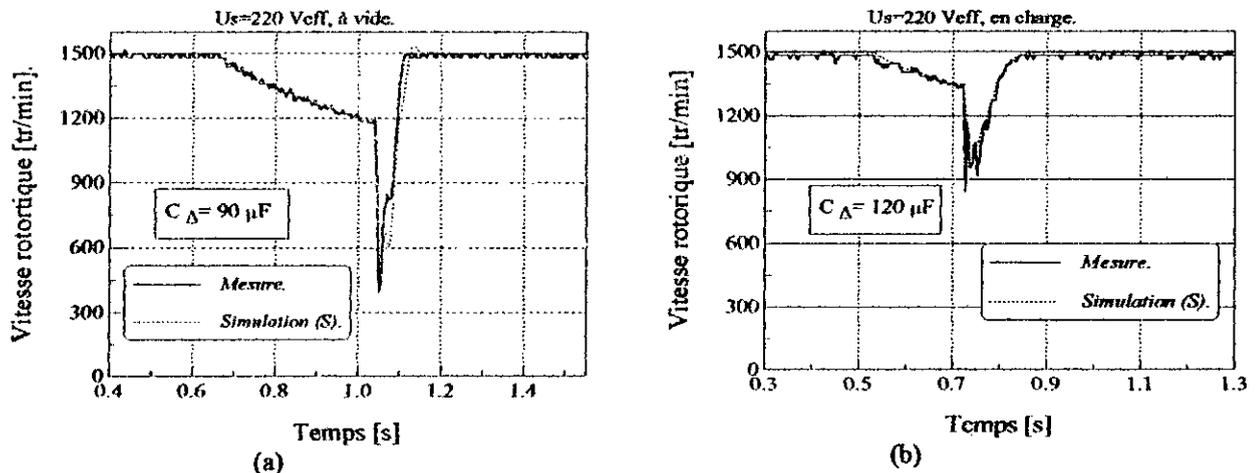


Fig. IV.6- Allure de la vitesse rotorique lors de la reconnexion.

(a) A vide. (b) En charge.

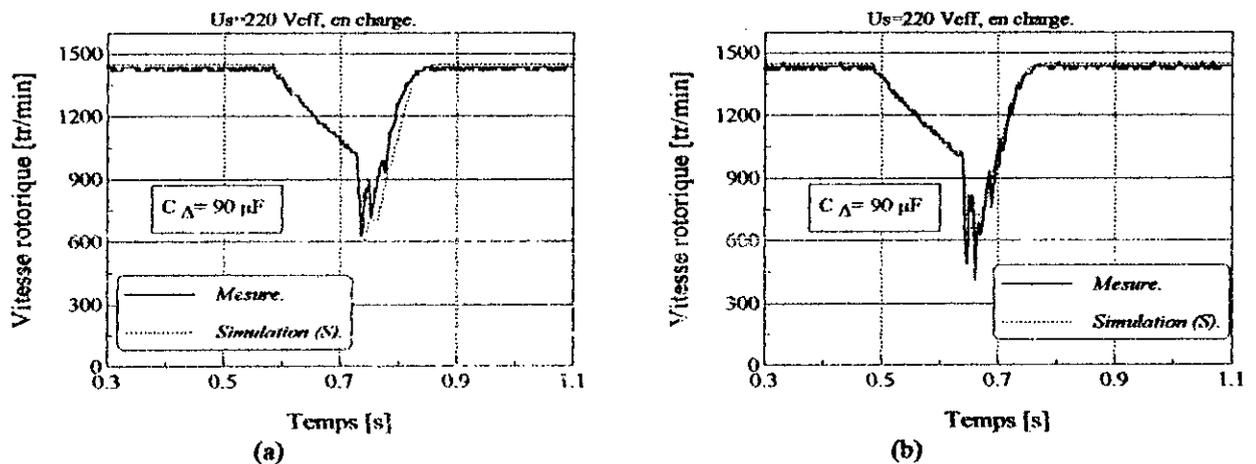


Fig. IV. 7- Allure de la vitesse lors de la reconnexion en charge pour une capacité de  $90 \mu\text{F}$  (simulation et mesure).

Sur la Fig. IV.8 nous avons illustré le cas expérimental correspondant au déphasage (322 degrés) par une simulation, et pour montrer l'influence du déphasage pour des conditions identiques nous simulé le cas correspondant à 143 degrés.

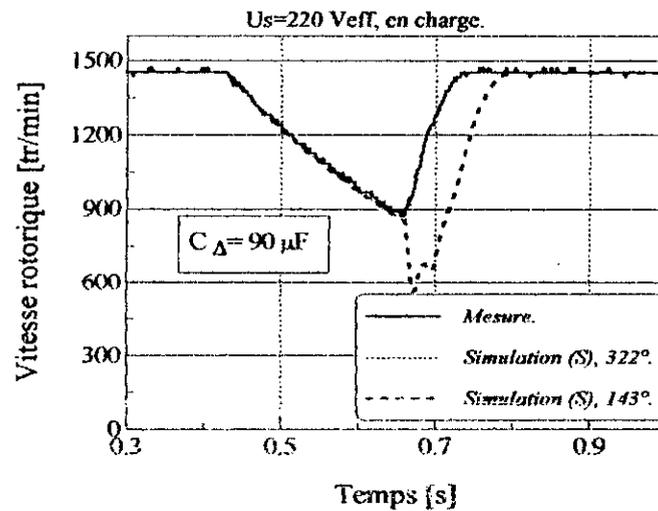


Fig. IV.8- Variation de la vitesse à la suite d'une reconnexion (mesure et simulation - la simulation est donné pour deux déphasages différents-).

Les figures IV.9 et IV.10, montrent les simulations du couple électromagnétique lors de la reconnexion pour les deux situations extrêmes à savoir la reconnexion pour un couple négatif minimal (le cas le plus favorable) et la reconnexion pour un couple négatif maximal (le cas le plus défavorable) à vide et en charge.

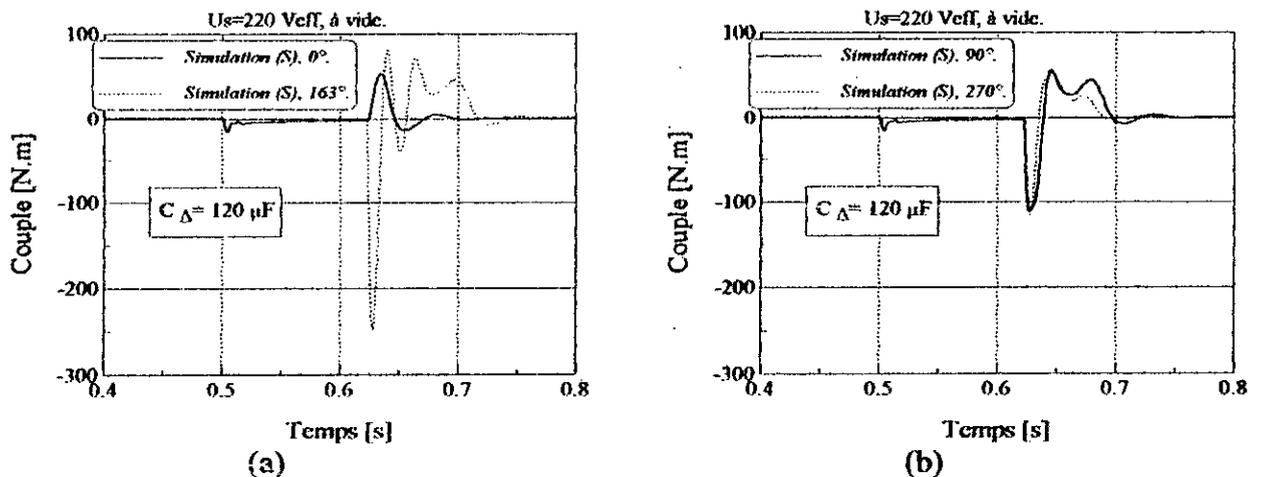


Fig. IV. 9- Couple électromagnétique de réenclenchement (simulation) pour différents déphasages des deux tensions (machine et réseau) pour une capacité de 120  $\mu\text{F}$ .

(a) cas le plus défavorable. (b) cas le plus favorable.

Sur la Fig. IV.9, l'instant de reconnexion correspond à l'état où les deux tensions (réseau et machine) sont de même amplitude (320 V crête) et déphasées de l'angle indiqué sur la figure pour un glissement de 0.163.

L'angle 163° correspond au couple négatif transitoire maximal. A titre de comparaison, on notera que l'expression analytique IV.16 prévoit un déphasage de 169 degrés pour le maximum du couple négatif de reconnexion. Au voisinage de l'angle 0° le couple négatif transitoire est minimal.

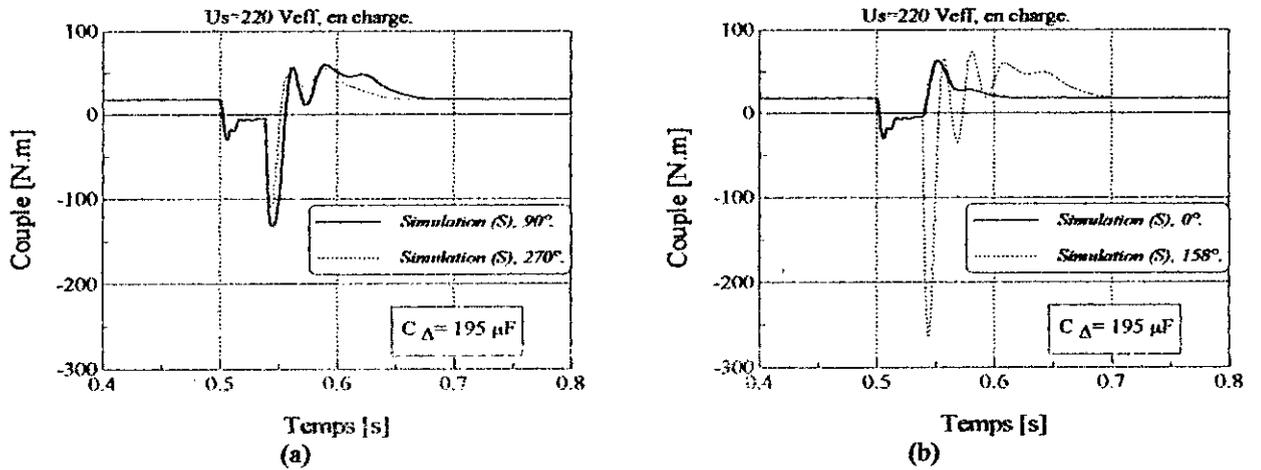


Fig. IV. 10- Couple électromagnétique de réenclenchement (simulation) pour différents déphasages des deux tensions (machine et réseau) pour une capacité de 195  $\mu\text{F}$ .

La Fig. IV.10, on remarquera qu'à l'instant de reconnexion, le couple résistant de cette charge vient s'ajouter au couple négatif généré par la machine.

Sur ces deux dernières figures, il apparaît aussi que le pic négatif du couple de reconnexion atteint des proportions considérables aux instants défavorables (jusqu'à 5 fois le couple de décrochage en régime moteur), alors que lors du démarrage direct à pleine tension le maximum du couple électromagnétique instantané vaut pratiquement 2 fois le couple de décrochage.

Les figures suivantes résument les diverses simulations effectuées pour la reconnexion à vide.

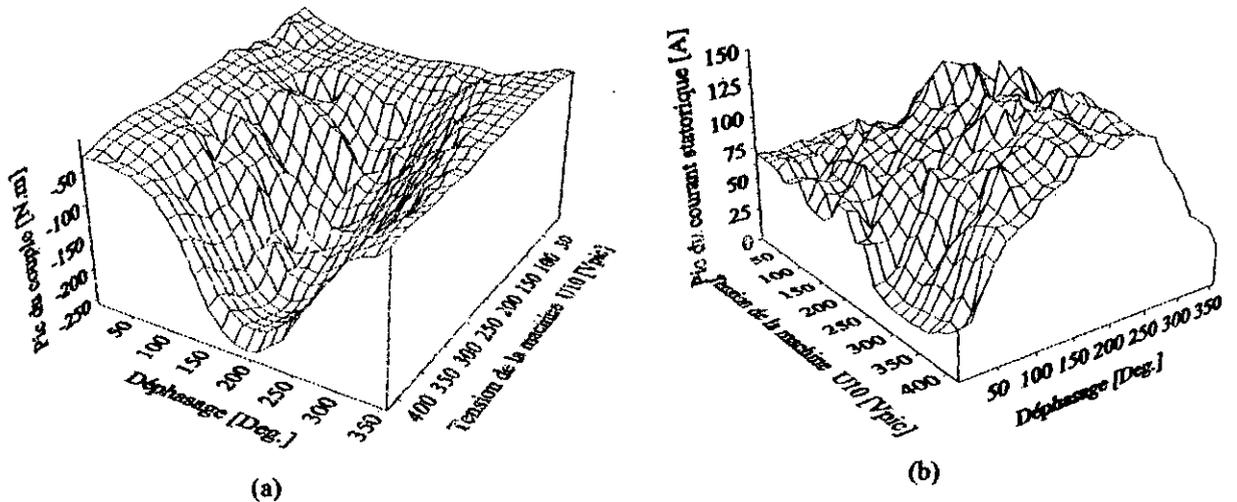


Fig. IV. 11- Variation du pic négatif du couple électromagnétique transitoire (a) et du pic du courant statorique lors de la reconnexion de la machine à vide suivant l'amplitude de la tension générée et son déphasage vis-à-vis de la tension du réseau.

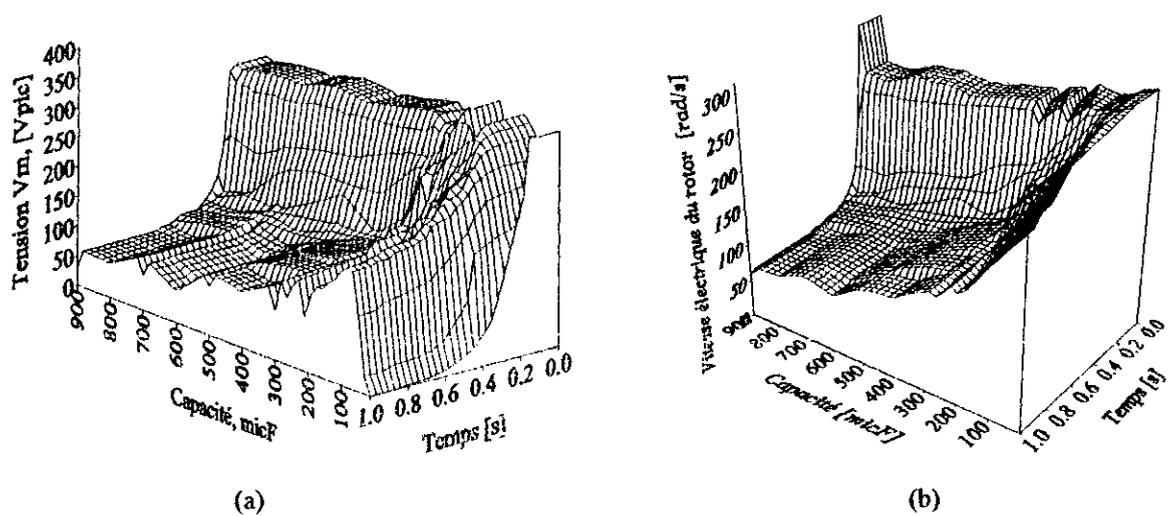


Fig. IV. 12- Variation de la tension générée par la machine (a) et de la vitesse rotorique (b) lors de la reconnexion de la machine à vide suivant la capacité et le temps écoulé.

#### IV. 4 CONCLUSION

Nous avons considéré les régimes transitoires de reconnexion rapide de la machine asynchrone en présence de capacités à ses bornes. Les résultats obtenus, à partir du modèle utilisé, sont concordants avec ceux issus de l'expérimentation. Ils ont montré que ces régimes peuvent être très sévères si la reconnexion s'effectue lorsque les vecteur de la tension du réseau et celui de la tension générée par la machine sont en opposition d'une part et si l'amplitude de la tension générée par la machine est de valeur significative.

Nous avons aussi développé les expressions analytiques approchées, pour le calcul du courant et du couple électromagnétique de réenclenchement. Ces expressions montrent que le maximum de l'amplitude (donc celui du pic négatif du couple électromagnétique) dépend, pour une tension fixe du 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 ce maximum correspond à un déphasage de  $180^\circ$  degrés électrique. Alors que pour les vitesses plus basses, le déphasage décroît jusqu'à  $140^\circ$ . Ce résultat confirme celui provenant des différentes simulations numériques que nous avons effectuées.

*CONCLUSION GENERALE*

## CONCLUSION GENERALE

Nous avons considéré dans notre travail les problèmes de déconnexion et de reconnexion rapide de la machine asynchrone, avec capacités à ses bornes, au réseau d'alimentation par simulation avec une 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, à partir du modèle que nous avons utilisé, concordent avec ceux issus des mesures que nous avons effectuées. Cependant, nous avons constaté que pour les très fortes intensités qui résultent de la reconnexion rapide de la machine auto-excitée, une différence apparaît. Celle-ci peut être attribuée, à notre sens à la saturation des circuits des flux de fuites. Ce phénomène n'a pas été pris en compte dans notre étude.

La procédure d'établissement des caractéristiques de fonctionnement de la génératrice asynchrone auto-excitée (*avec une prise en compte du phénomène de saturation*) en régime permanent, est une approche adéquate pour la prédétermination des grandeurs transitoires ayant lieu juste après la déconnexion d'un moteur asynchrone en présence de condensateurs à ses bornes d'alimentation. Cette dernière procédure peut être mise à profit pour estimer la valeur appropriée de la capacité pour le freinage dynamique de la machine bien que nous ayons établi que le couple de freinage résultant est relativement réduit.

Le fonctionnement en auto-excitation de la machine asynchrone, pour une vitesse donnée, n'est possible qu'entre deux valeurs limites pour les capacités. Ces valeurs dépendent des paramètres électriques de la machine et de sa caractéristique magnétique.

Les calculs théoriques et les simulations numériques que nous avons établis et que nous avons validés par des essais expérimentaux ont montré aussi que les surtensions, ayants lieu juste après la déconnexion de l'ensemble machine-condensateurs du réseau d'alimentation, sont plus importantes à vide qu'en charge. Nous imputons cela au fait que le flux magnétisant décroît avec l'augmentation de la charge.

Les expressions analytiques approchées, que nous avons dérivé pour le calcul du courant et du couple électromagnétique de réenclenchement, montrent que le maximum de l'amplitude (et celui du pic négatif du couple électromagnétique), dépend pour une tension fixe du 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 une reconnexion à la vitesse synchrone, ce maximum correspond à un déphasage de  $180^\circ$  degrés électriques. Alors que pour les vitesses plus basses, le déphasage décroît jusqu'à  $140^\circ$ . Ce résultat a été également confirmé par les différentes simulations numériques que nous avons effectuées. Ces régimes transitoires sévères peuvent être évités, si la reconnexion est opérée aux instants favorables (déphasages proches de zéro) avec précision par des moyens de détection de la phase des deux tensions (non disponibles pour notre dispositif expérimental).

Pour la suite et pour les compléments éventuels à notre travail, nous suggérons la prise en considération des régimes transitoires du couple mécanique transmis à la charge, et plus particulièrement pour des machines de puissance relativement plus importante que celle que nous avons considérée. Une introduction de l'effet de la saturation des circuits des flux de fuites peut constituer également une continuité à notre travail.

## REFERENCES

## REFERENCES

- [1] E. WEBER, "Linear Transient Analysis", John Wiley, 1956.
- [2] K.P. KOVACS and J. RACZ, "Transiente vorgänge in wechselstrommaschinen", Ungarische Akademie der Wissenschaften, Budapest, 1959.
- [3] E. PESKIN, "Transient and Steady-State Analysis of Electric Networks", D. VAN NOSTRAND, New Jersey, 1961.
- [4] M.F. GARDNER and J.L. BARNES, "Transients in Linear Systems Studied by the Laplace Transformation - Volume I: Lumped-constant Systems", John Wiley, New York, 1963.
- [5] PUCHSTEIN-LLOYD-CONRAD, "Alternating current machines", Revolutionaria, Cuba, 1966.
- [6] C.V. JONES, "The Unified Theory of Electrical Machines", Butterworths, London, 1967.
- [7] J.P. PELLETIER, "Techniques numériques appliquées au calcul scientifique", Masson, 1971.
- [8] G. SEGUIER et F. NOTELET, "Electrotechnique industrielle", Technique et Documentation Lavoisier, Paris, 1977.
- [9] D.P. SEN GUPTA and J.W. LYNN, "Electrical Machine Dynamics", Macmillan, London, 1980.
- [10] J. LESENNE, F. NOTELET et G. SEGUIER, "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Technique et Documentation Lavoisier, 1981.
- [11] P. BARRET, "Régimes transitoires des machines tournantes électriques", Eyrolles, 1982.
- [12] M.G. SAY, "Alternating Current Machines", ELBS, 5th edition, London, 1983.
- [13] J. CHATELAIN, "Machines électriques", Editions Georgi, Suisse, 1983.
- [14] J.R. RICE, "Numerical Methods, Software and Analysis", McGrawHill, 1983.
- [15] P.M. DEW and K.K. JAMES, "Introduction to Numerical Computation in Pascal", Macmillan, 1983.
- [16] A.E. FITZGERALD, C. KINGSLEY and S.D. UMANS, "Electric Machinery", McGrawHill, 4th edition, 1985.
- [17] S. YAMAMURA, "AC Motors for High Performance Applications", M. DEKKER, New York, 1986.
- [18] P.C. KRAUSE, "Analysis of Electric Machinery", McGrawHill, New York, 1987.
- [19] M. BOUSSAK, "Contribution à la modélisation entrée-sortie et à l'identification paramétrique des machines à induction", Thèse de doctorat, Université Paris VI, 1989.
- [20] M. LIWSCHITZ, et L. MARET "Calcul des machines électriques", Bordas, Paris, 1970?
- [21] N. KHENFER, "Machine asynchrone : ses modèles, son identification et sa commande", Thèse de doctorat d'état ès-sciences, ENP, Alger, 1995.
- [22] J-P. CARON et J-P. HAUTIER, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Editions Technip, Paris, 1995.
- [23] F.P. de MELLO and G.W. WALSH, "Reclosing Transients in Induction Motors with Terminal Capacitors", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 80, February 1961, pp. 1206-1213.

- [24] P.C. KRAUSE and C.H. THOMAS, "Simulation of Symmetrical Induction Machinery", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-84, No. 11, November 1965, pp. 1038-1053.
- [25] I.R. SMITH and S. SRIHARAN, "Induction-Motor reswitching transients", Proc. IEE, Vol. 114, No. 4, April 1967, pp. 503-509.
- [26] F.P. FLYNN, R.D. SLATER and W.S. WOOD, "Transient Negative Torques in Induction Motors Due to Rapid Reconnection of the Supply", Proc. IEE, Vol. 116, No. 12, December 1969, pp. 2009-2014.
- [27] Z. CEROVSKY, "Calculation of Reswitching Surge Current in an Induction Motor", (Summary), Proc. IEE, Vol. 122, No. 6, June 1975, pp. 647-649.
- [28] B. THOMASON, P.J. GALLAGHER and W. SEPHERD, "Sensed Reconnection of Induction Motor Supplies.", Proc. IEE, Vol. 125, No. 2, February 1978, pp. 125-128.
- [29] S. SRIHARAN, "Current-Zero Disconnection of Induction Motors", Proc. IEE, Vol. 126, No. 5, May 1979, pp. 381-384.
- [30] J.A.A. MELKEBEEK, "Magnetising-Field Saturation and Dynamic Behaviour of Induction Machines. Part 1: Improved Calculation Method for Induction- Machine Dynamics", IEE Proc., Vol. 130, Pt. B, No. 1, January 1983, pp. 1-9.
- [31] T.A. LIPO and A. CONSOLI, "Modeling and Simulation of Induction Motors with Saturable Leakage Reactances", IEEE Transactions on Ind. Appl., Vol. IA-20, No. 1, January/February 1984, pp. 180-189.
- [32] Y.K. HE and T.A. LIPO, "Computer Simulation of an Induction Machine with Spatially Dependant Saturation", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, No. 4, April 1984, pp. 707-714.
- [33] K.P. KOVACS, "On the Theory of Cylindrical Rotor AC Machines, Including Main Flux Saturation", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, No. 4, April 1984, pp. 754-761.
- [34] J.S.C. HTSUI, "Magnitude, Amplitudes 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, No.6, June 1985, pp. 1519-1525.
- [35] R.J. KERKMAN, "Steady-State and Transient Analyses of an Induction Machine With Saturation of the Magnetizing Branch", IEEE Transactions on Ind. Appl., Vol. IA-21, No. 1, January/February 1985, pp. 226-234.
- [36] H. REHAOULIA, G.A. CAPOLINO, E. PILLET et M. POLOUDJADOFF, "Auto-amorçage accidentel des machines asynchrones triphasées sur un réseau capacitif", Revue E. Vol. 120, No. 3, 1986, pp. 75-79.
- [37] P. VAS, K.E. HALLENIUS and J.E. BROWN, "Cross-Saturation in Smooth-Air-Gap Electrical Machines", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-1, March 1986, pp. 103-112.
- [38] S.E.M. de OLIVEIRA, "Starting Transients of Saturated Induction Motors with Series Capacitors on the Supply", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-1, No. 3, September 1986, pp. 205-210.
- [39] F.M.H. KHATER, R.D. LORENTZ, D.W. NOVOTNY and K. TANG, "Selection of Flux Level in Field-Oriented Induction Machine Controllers with Consideration of Magnetic Saturation Effects", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-23, No. 2, March/April 1987, pp. 124-131.
- [40] I. BOLDEA and S.A. NASAR, "Unified Treatment of Core Losses and Saturation in the Orthogonal-Axis Model of Electric Machines", IEE Proc., Vol. 134, Pt. B, No. 6, November 1987, pp. 355-363.
- [41] S.S. MURTHY, B.P. SINGH, C. NAGAMANI and K.V.V. SATYANARAYANA, "Studies on the Use of Conventional Induction Motors as Self-Excited Induction Generators", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 3, No. 4, December 1988, pp. 842-848.

- [42] K.E. HALLENIUS, P. VAS and J.E. BROWN, "The Analysis of a Saturated Self-Excited Asynchronous Generator", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 6, No. 2, June 1991, pp. 336-345.
- [43] B. LEMAIRE-SEMAIL, F. BOUILLAUT et A. RAZEK, "Modélisation et commande vectorielle d'un moteur asynchrone saturé, avec contrôle dynamique du flux", J. Phys. III, France 1, Septembre 1991, pp. 1509-1528.
- [44] O.V. THORSEN and M. DALVA, "Improved Model for Simulation of Saturated Deep Bar Induction Motors. Application to Direct Start and Start by Open- and Closed Wye-Delta Transition", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting - Conference Record, 1992, pp. 115-122.
- [45] A.H. AL-BAHRANI and N.H. MALIK, "Selection of the Excitation Capacitor for Dynamic Braking of Induction Machines", IEE Proceedings-B, Vol. 140, No.1, January 1993, pp. 1-6.
- [46] 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, June 1994, pp. 383-389.
- [47] E. MENDES and A. RAZEK, "A Simple Model for Core Losses and Magnetic Saturation in Induction Machines Adapted for Direct Stator Flux Orientation Control", Power Electronics and Variable-Speed Drives, Conference Publication No. 399, October 1994, pp. 192-197.
- [48] A.C. SMITH, R.C. HEALEY and S. WILLIAMSON, "A Transient Induction Motor Model Including Saturation and Deep Bar Effect", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 11, No. 1, March 1996, pp. 8-15.
- [49] A. SHALTOUT and M. AL-OMOUSH, "Reclosing Torques of Large Induction Motors With Stator Trapped Flux", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.11, No. 1, March 1996, pp. 84-90.
- [50] A. GANJI, P. GUILLAUME, R. PINTELON and P. LATAIRE, "Induction Motor Magnetizing Curve Identification Using Broadband Excitation Technique", PEMC 1996, pp. 2/258-2/262.
- [51] J. ESTEVES, M.S. GARRIDO, L. PIERRAT and J. SANTANA, "The Saturation of Leakage Reactances in Electrical Machines", ELECTRIMACS'96, Vol. I, Saint-Nazaire, France, 1996, pp. 315-319.
- [52] S. MOREAU, J.P. GAUBERT, P. COIRAUT and G. CHAMPENOIS, "Parameter Estimation of an Induction Machine", ELECTRIMACS'96, Vol. III, Saint-Nazaire, France, 1996, pp. 947-952.
- [53] R.J. HARRINGTHON and F.M.M. BASSIOUNY, "New Approach to Determine The Capacitance for Self-excited Induction Generators", IEEE Trans. on Ener. Conv. , Vol. 13, No.3, September 1998.
- [54] S. LARBANI, "Etude des Régimes Dynamiques du Moteur Asynchrone en Saturé. Application au Court-Circuit et au Déclenchement.", Thèse de Magister, E.N.P, Alger, Juin 1998.
- [55] A. NESBA, "Génératrice asynchrone en régime dynamique: extension du modèle linéaire à la saturation", Thèse de Magister, E.N.P, Alger, Novembre 1996.
- [56] T. KHALDI, S. MEKHTOUB, R. IBTIOUEN, "Retour réseau sur un auto-amorçage accidentel d'une machine asynchrone", ICEL'98 (International Conference on Electrotechnics), U.S.T.O, Oran, 5-7 Octobre 1998.
- [57] E. LEVI and V. VUCKOVIC, "Field-Oriented Control of Induction Machines in the Presence of Magnetic Saturation", Electric Machines and Power Systems, 16, 1989.

ANNEXE

L'organigramme du programme Pascal écrit pour la simulation est donné ci-dessous. Les équations d'état (mises en forme d'une fonction) sont transmises comme paramètre au sous-programme d'intégration afin de structurer le programme sous forme modulaire.

