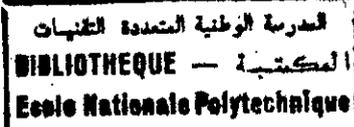


D0004/01A

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

LABORATOIRE de RECHERCHE en ELECTROTECHNIQUE

Thèse de Doctorat d'Etat ès-Sciences

Par: Saïd MEKHTOUB      Chargé de Recherche à l'ENP

Intitulé : MACHINE ASYNCHRONE EN REGIME SATURE

Composition du Jury d'examen: -

Président:	R. IBTIOUEN	Professeur	ENP
Rapporteur:	M. IVANES	Professeur	INPG
Examineurs:	A. BOUBAKEUR	Professeur	ENP
	O. TOUHAMI	Professeur	ENP
Invités:	B. CHETATE	Maitre de Conférences	U. Boumerdes
	S. YAHIA TENE	Directeur de l'Unité Prestations Techniques Electro - Industries	
	B. TRABELSI	Phd	PDG EDIEL - Alger

## REMERCIEMENTS

Je remercie vivement, Le Professeur R IBTIOUEN pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de présider le jury.

Je remercie vivement le Professeur , M. IVANES rapporteur de cette thèse pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire de Grenoble et pour avoir aussi dirigé ce travail jusqu'à ce qu'il soit mené à terme.

Je remercie vivement les Professeurs A. BOUBAKEUR Et O.TOUHAMI pour avoir accepté d' être membres examinateurs de cette thèse

Je remercie vivement B. CHETATE Maître de Conférence à l'université de Boumerdes pour avoir accepté d'être membre du jury de cette thèse

Je remercie vivement S. YAHATENE et B. TRABELSI respectivement Directeur de l'Unité Prestations Technique Electro- industrie et PDG EDIEL Alger pour avoir accepté d'être membres invités de cette thèse.

## **MACHINE ASYNCHRONE EN REGIME SATURE**

### **Résumé**

*Le travail que nous allons présenter consiste à étudier le phénomène de saturation dans une machine asynchrone. Nous avons pour cela développé un modèle saturé de la machine, basé sur le concept de Park. Nous avons validé le modèle sur un fonctionnement en autoamorçage avec un appui expérimental. Nous avons aussi testé ses performances dans le cas d'un retour réseau sur un autoamorçage et ce pour trois machines différentes. Le dernier point est consacré à une étude sur le démarrage.*

### **Abstract**

*This work deals with the phenomenon of saturation in the induction machine. For this, a saturated model based on Park's equations was developed. To test and validate the model, an experimental study of the self-excitation of the asynchronous machine was carried. Moreover, re-switching was performed on three different machines. Finally, the start-up of the machine is analysed using this model.*

**Mots Clés :** *Moteur asynchrone, generateur asynchrone, auto-excitation, analyse dynamique*

**Keywords :** *induction motor, induction generator, self-excitation, dynamic analysis*

# TABLE DES MATIERES



## CHAPITRE I

### Modèle linéaire de la machine asynchrone

Introduction

I-1 Equations générales de la machine asynchrone déalisée.....	1
I-2 Modèle linéaire de la machine asynchrone.....	6
I-3 Equations de la machine asynchrone dans le modèle de ark.....	6
I-4 Application à l'autoamorçage à vide d'un générateur synchrone.....	8
A- Rappel théorique	
B - Simulation de l'auto-amorçage en linéaire	

Conclusion

## CHAPITRE II

### Modèle non linéaire de la machine asynchrone

Introduction

II-2 Modélisation de la caractéristique magnétique.....	14
II-3 Equations de la machine dans le repère d-q .....	15
II-4 Développement spatial du flux.....	17
II-5 Validation du modèle non linéaire.....	21
II-6 Comparaison des pentes des modèles linéaire et saturé.....	23
II-7a Application à un auto-amorçage accidentel en moteur.....	24
II-7b Effets des paramètres secondaires sur la tension d'auto-amorçage en saturé.....	24

Conclusion

## CHAPITRE III

### Transitoire d'une machine asynchrone auto-amorcée reliée au réseau

Introduction

III-2	Etude de la reconnexion du réseau sur une machine autoamorçée.....	29
III-3a	Cas simple sans amortissement.....	34
III-3b	Cas simple sans amortissement.....	34
III-3-1	Cas simple avec amortissement.....	36
III-4 a	Modèle analytique.....	37
III-4 b	Calcul du maximum de courant.....	39
III-5	Calcul du maximum du couple.....	41
III-6a	Validation du modèle analytique par simulation.....	43
III-6b	Vérification par calcul des résultats obtenus par simulation.....	43
III-7	Comparaison du modèle analytique au modèle réel.....	47

Conclusion

## Chapitre IV

### Maximorum du courant et du couple a la reconnexion d'une machine auto-amorcée

Introduction

IV- 2	Analyse de la micro-coupure pour une machine auto-amorcée.....	49
IV-3	Résultats expérimentaux .....	51
IV-4	Simulation .....	55
IV-5	Effet de la résistance rotorique lors de la reconnexion du réseau .....	57
IV- 6	Comparaison des résultats linéaires et saturés dans le cas du modèle réel.....	59
IV-7	Effet des conditions initiales des courants $I_a$ et des inductances de fuites.....	60
IV-8	Régimes transitoire au démarrage.....	64

Conclusion

# CHAPITRE V



## Reconnexion du réseau en fonctionnement moteur et en fonctionnement générateur

### V-1 Introduction

V-2 Modèle de la machine asynchrone en régime saturé.....	71
V-3 Equations électriques de fonctionnement.....	72
V-4 Equation d'auto-excitation.....	74
V-4-1 Auto-amorçage de la machine.....	74
V-4-2 Auto-amorçage en considérant l'effet de la saturation.....	75
V-5 Reconnexion rapide du réseau sur un moteur asynchrone auto excité suite à une coupure accidentelle.....	76
V-6 Expressions analytiques du courant et du couple de reconnexion de la machine au réseau.....	79
V-6-1 Reconnexion à la vitesse de synchronisme.....	80
V-6-2 Reconnexion à une vitesse asynchrone.....	80
V-6-3 Expression analytique du couple électromagnétique à la reconnexion.....	82
V-7. Résultats.....	82
V-7-1 Variation du maximum du couple négatif à la reconnexion.....	87

### Conclusion

ANNEXE.....	88
Conclusion générale.....	91
Références.....	94
Bibliographie.....	100

## Liste des principaux symboles utilisés

$s$ (ou 1), $r$ (ou 2) :	Indice relatif au stator et au 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 (au stator) 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 dispersion.
$k_s, k_r$ :	Coefficients de couplage statorique et rotorique.
$V, I$ :	Tensions et courants par phase statorique.
$\vec{X}$ :	Vecteur d'espace de module $X$ .
$\vec{i}_c$ :	Vecteur courant dans les branches capacitives.
$\vec{V}_m$ :	Vecteur tension maximale du réseau d'alimentation.
$\vec{U}_{10}$ :	Vecteur tension générée par la machine à l'instant précédent sa reconnexion au réseau.
$\omega_1, \tau$ :	Pulsations statorique et rotorique.
$\omega_{10}$ :	Pulsation des grandeurs statoriques ( $\omega_{1n}$ pulsation nominale).
$\omega_a$ :	Vitesse angulaire du référentiel.
$g$ :	Glissement.
$g_c$ :	Glissement correspondant au couple de décrochage (maximal) en régime moteur.
$\Gamma_e (rec)$ :	Couple électromagnétique de la machine à la reconnexion.
$\Gamma_e (max)$ :	Couple électromagnétique maximum.
$T$ :	Période.



## INTRODUCTION GENERALE

L'obtention de modèles précis pour les machines électriques constitue un préalable indispensable au développement de ces machines. Fondamentalement la modélisation et la simulation appuyées par des tests expérimentaux sont des démarches scientifiques sûres dans l'étude des convertisseurs électromécaniques.

La modélisation basée sur la théorie des circuits équivalents et faisant appel à des hypothèses rigides ne peut traduire correctement un fonctionnement dynamique de la machine électrique car elle doit obligatoirement prendre en compte le phénomène de saturation magnétique. Ce qui se traduit par l'extension d'un modèle linéaire au cas non linéaire avec toutefois une complexité abordable. En d'autres termes, se pose la question suivante : Comment introduire ce phénomène de saturation dans les modèles linéaires pour analyser et exploiter de manière efficace les machines électriques en régime saturé? En effet, la prise en compte du phénomène de saturation n'est guère aisée. Des travaux [1, 2, 3, 4, 5, 13] en première approximation, introduisent dans les modèles linéaires des "coefficients dits de saturation" qui ne sont autres que les rapports de la grandeur saturée à la grandeur linéaire.

Pour des raisons de simplification, le modèle linéaire a souvent été utilisé pour l'étude des performances dynamiques de la machine asynchrone qui demeure très compétitive tant sur le plan technique qu'économique par rapport aux autres types de machines.

Pour une génératrice asynchrone autonome, l'hypothèse de la linéarité n'a plus de sens, la saturation devient indispensable lors de son fonctionnement.

On introduit l'analyse tensorielle [7-11] dans les équations électriques de la machine pour la prise en compte de l'apparition du phénomène de saturation. Le Développement des techniques numériques a rendu possible l'exploitation de cette analyse pour peu que l'on puisse obtenir une loi

## INTRODUCTION GENERALE

de variation de la grandeur susceptible de se saturer, qui est généralement le flux magnétique [12, 14].

La formulation mathématique de la caractéristique magnétique a fait l'objet d'un certain nombre de travaux [2][3][4]. L'introduction de cette formulation dans le modèle de R. H. Park fait apparaître le phénomène dit de "Cross-Saturation". P. VAS [2] a montré que ce phénomène est principalement dû à une tension induite suite à un changement instantané du flux lors des entraînements électriques à vitesse variable des machines asynchrones. L'effet croisé ou encore "cross saturation" de la saturation se traduit par un entrefer imaginaire équivalent qui a la même réluctance que les parties ferromagnétiques saturées. Il est donc clair que les différentes expressions des inductances ne sont pas facilement calculables à partir des paramètres mesurés aux bornes de la machine car l'existence d'une sorte d'inductance mutuelle entre deux enroulements perpendiculaires complique davantage le phénomène de saturation.

C'est dans ce contexte que s'inscrivent nos travaux de recherche dans le cadre de notre Thèse. Celle-ci consiste en l'extension de modèles linéaires aux cas non linéaires par la prise en compte du phénomène de saturation. La démarche scientifique adoptée dans notre thèse sera validée conjointement par des simulations numériques et par des tests expérimentaux pour différents types de fonctionnement dynamique.

Ainsi, nous avons commencé par rappeler le modèle linéaire dans le système d'axes (d-q), basé sur la transformation de R. H. Park. Ensuite, le modèle non linéaire est élaboré.

- Dans cette première partie de notre étude, nous avons traité le phénomène de l'auto-amorçage en linéaire pour l'étendre au cas saturé.
- Ainsi, le phénomène de saturation, dans les équations électriques de la machine, est pris en compte à partir de la modélisation de la caractéristique magnétique puis validé expérimentalement sur un auto-amorçage au niveau de la deuxième partie de notre travail.
- La troisième partie de notre travail est consacrée au transitoire d'une machine asynchrone auto-amorcé reliée au réseau. Un modèle analytique a été mis en œuvre pour la détermination des expressions du courant et du couple en fonction des angles de phase  $\alpha$  et  $\phi$ . Ce modèle simple ainsi développé est doublement comparé à travers les résultats issus du logiciel MC2 (INPGrenoble) et ceux obtenus par le modèle semi-numérique développé. Ces trois premières parties de notre Thèse ont été effectuées au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (LEG).

Au sein du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique de l'ENP, nous avons traité le cas du retour réseau ainsi que son application à l'effet des micro-coupures [16-37] qui font l'objet des deux dernières parties. Le problème est complexe, nous l'avons simplifié en considérant que l'amortissement est nul d'où découle un modèle analytique donnant lieu à des relations simples pour les extremums du courant et du couple. L'analyse du régime transitoire avant, pendant et après la micro-coupure nous donne un aperçu sur l'évolution et le fonctionnement de la machine. Cependant, durant le retour réseau, c'est à dire juste après la micro-coupure, que le transitoire a lieu et que les grandeurs de l'auto-amorçage vont constituer les conditions initiales lors de notre travail de simulation. Au vu du comportement aléatoire de la micro-coupure, nous avons obtenu plusieurs courbes correspondant à des instants de re fermetures différentes.

Enfin, nous terminons notre travail par une étude de l'influence des conditions initiales du courant en auto-amorcé et de l'effet des inductances de fuite pour trois machines de puissance différente et ce, d'un point de vue théorique et expérimental.

## CHAPITRE I

<b>MODELE LINEAIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE</b>
---

## I - Introduction

Les différents modèles développés par plusieurs auteurs notamment [8 -17 - 48] sont basés sur un certain nombre d'hypothèses classiques à savoir: la répartition sinusoïdale des forces magnétomotrices, le phénomène d'hystérésis et la saturation du circuit magnétique sont négligés, l'entrefer est constant, les résistances ne varient pas avec la température. Si ces hypothèses sont suffisantes pour simplifier l'étude et assurer une certaine linéarité entre les grandeurs électriques et magnétiques, la mise en œuvre du modèle linéaire se heurte à des difficultés. En effet la machine asynchrone triphasée tant au stator qu'au rotor Fig.I-1, le cas d'une machine à cage pouvant être traité comme une machine à rotor bobiné équivalent, présente dans les équations de fonctionnement des termes en fonction du temps

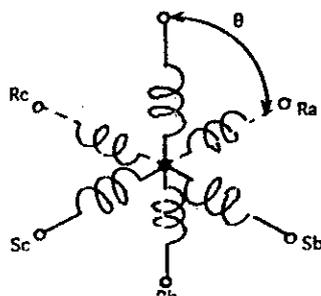


Fig. I-1 Disposition des enroulements de la machine

L'utilisation des transformations de Park, de Ku etc., permet de lever cette difficulté et de simplifier les équations.

### I-1 Equations générales de la machine asynchrone idéalisée

La symétrie de la machine asynchrone dans le cas d'une alimentation sinusoïdale équilibrée permet d'écrire les équations par phase sous la forme générale suivante :

$$\begin{aligned} \bar{V}_s &= R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r &= R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} \end{aligned} \quad (1-1)$$

où :

- $V_s$  : tension aux bornes de l'enroulement statorique ;
- $I_s$  : courant dans l'enroulement statorique ;
- $V_r$  : tension aux bornes de l'enroulement rotorique ;
- $I_r$  : courant dans l'enroulement rotorique ;
- $\phi_s$  : flux total de l'enroulement du stator ;
- $R_s$  : résistance d'une phase du stator ;
- $\phi_r$  : flux total de l'enroulement du rotor ;
- $R_r$  : résistance d'une phase du rotor.

Dans le système I-1 les résistances  $R_s$  et  $R_r$  peuvent être déterminées facilement à l'aide d'essais classiques, mais leur variation avec certains phénomènes peut présenter certaines difficultés.

Les quantités  $\phi_s$  et  $\phi_r$  sont beaucoup plus compliquées à évaluer avec précision du fait d'une part de l'interaction entre les trois phases statoriques et rotoriques entre elles et d'autre part de l'interaction stator-rotor Fig. I-1. L'autre difficulté réside aussi dans le trajet emprunté par les lignes de champ des grandeurs  $\phi_s$  et  $\phi_r$ . Pour l'explicitier sommairement nous allons considérer deux cas :

1<sup>er</sup> cas : les lignes de champ du flux statorique traversent l'entrefer, nous introduisons alors le terme de flux magnétisant  $\phi_m$ .

2<sup>ème</sup> cas : les lignes de champ ne traversent pas l'entrefer, nous introduisons alors le terme de flux de fuite  $\phi_f$ , Fig. I-2.

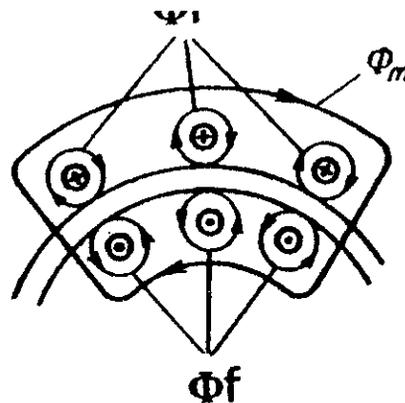


Fig. I-2 Lignes de champ de  $\phi_m$  et  $\phi_f$

Si dans le premier cas les choses sont claires c-a-d les lignes traversent l'entrefer, dans le second ce n'est pas évident car le trajet des lignes pour le flux de fuite est assez complexe et peut être complètement dans l'air comme c'est le cas des têtes de bobine, Fig. I-3.

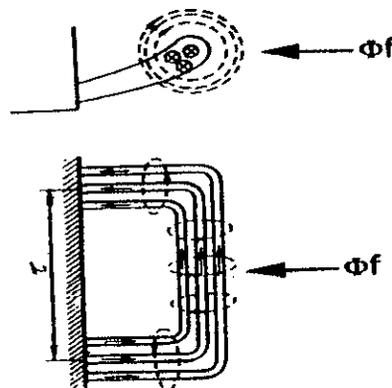


Fig. I-3 Flux de fuite dans les têtes de bobines

Le fait de ne pas pouvoir séparer les flux de fuite rend leur localisation impossible. Ceci permet de les affecter soit au stator, soit au rotor et pouvoir également travailler avec l'hypothèse d'égalité des fuites.

Le calcul du flux de fuite à partir de relations empiriques est bien connu. Pour notre part nous l'avons estimé à partir d'un essai expérimental, il en est de même du flux magnétisant dont nous reproduisons sur la Fig. I-4. les lignes de champ simulées avec le logiciel flux-2D pour la machine étudiée.

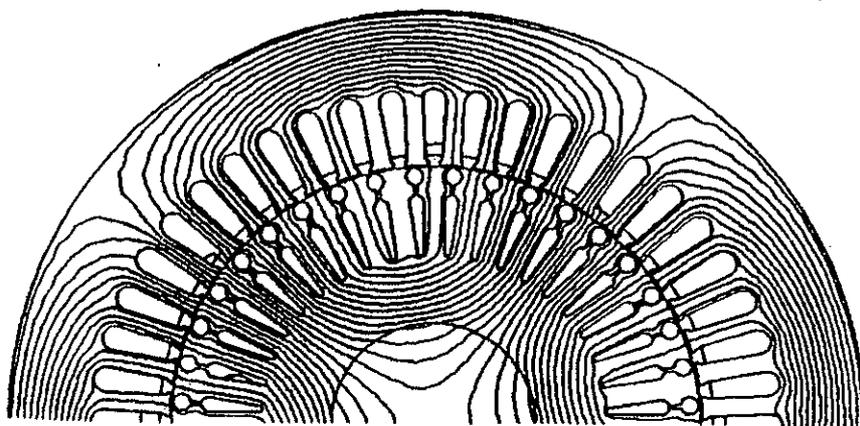


Fig. I-4 Lignes de champ dues au flux magnétisant

Nous pouvons alors décomposer le flux total statorique ou rotorique désigné par  $\phi_t$  comme étant la somme d'un flux de fuite  $\phi_f$  et d'un flux magnétisant  $\phi_m$ .

$$\phi_t = \phi_f + \phi_m \quad (I-2)$$

Nous allons mettre à profit cette décomposition pour expliciter certaines inductances que nous utiliserons par la suite dans le cas où toutes les grandeurs rotoriques seraient ramenées au stator.

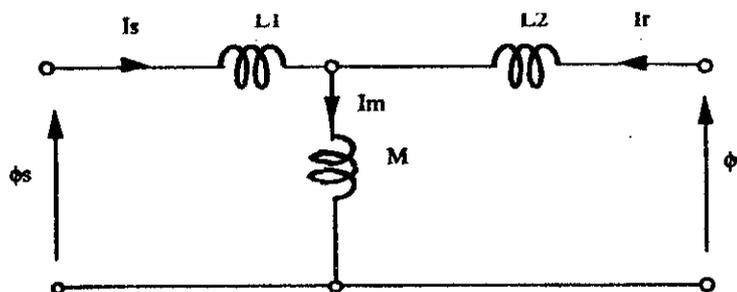


Fig. I-5 Représentation des flux et des inductances par phase

### I-2 Modèle linéaire de la machine asynchrone

Les modèles linéaires utilisés se différencient par le type de transformation considérée et de l'application que l'on souhaite en faire qui conditionne le choix du référentiel à utiliser. Nous avons utilisé la transformation de Park qui demeure la plus utilisée pour l'étude des régimes dynamiques des machines. Il nous a paru utile de rappeler très brièvement le principe :

- L'idée principale est de substituer aux enroulements triphasés du stator et du rotor l'enroulement biphasé équivalent d'axes en quadrature.
- A l'enroulement triphasé du stator  $S_a, S_b, S_c$  va correspondre l'enroulement  $d_s$ - $q_s$  qui tourne à la vitesse  $\omega_s = d\theta_s/dt$  par rapport au stator.
- A celui du rotor  $R_a, R_b, R_c$  va correspondre  $d_r$ - $q_r$  qui tourne à la vitesse  $\omega_r = d\theta_r/dt$ , par rapport au rotor dont la vitesse angulaire est  $\omega = d\theta/dt$

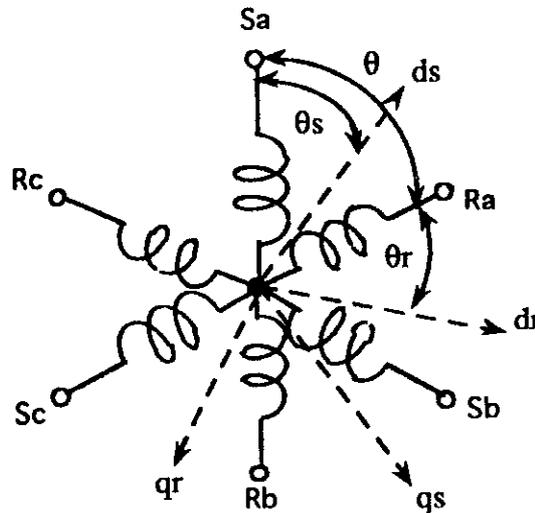


Fig. I- 6 Représentation de la transformation de Park.

Le choix du référentiel va dépendre de l'angle de la transformation, pour  $\theta_s = 0$  ou  $\theta_r = 0$  le référentiel sera lié respectivement au stator ou au rotor tandis que pour  $\theta_s = \omega t$ , le référentiel sera lié au synchronisme. Nous considérons que la machine est symétrique et équilibrée de ce fait la composante homopolaire sera négligée.

### I-3 Equations de la machine asynchrone dans le modèle de Park

En projetant sur les axes d-q le système I-1 dans le cas où le bobinage du rotor serait en court-circuit on obtient :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{1-3}$$

En introduisant les inductances de fuite  $l_1$  et  $l_2$  les quantités des flux suivants les deux axes s'expriment par :

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds} &= l_1 i_{ds} + \phi_d & \phi_{qs} &= l_1 i_{qs} + \phi_q \\
 \phi_{dr} &= l_2 i_{dr} + \phi_d & \phi_{qr} &= l_2 i_{qr} + \phi_q
 \end{aligned} \tag{1-4}$$

Il ne reste plus qu'à exprimer les grandeurs  $\phi_d$  et  $\phi_q$  qui sont les flux magnétisants suivant les deux axes. Les inductances de fuite  $l_1$  et  $l_2$  sont considérées comme constantes :

$$\begin{aligned}
 \phi_d &= L_d i_d \\
 \phi_q &= L_q i_q
 \end{aligned}$$

où :

$L_d$  et  $L_q$  sont respectivement les inductances de magnétisation suivant les deux axes. Les dérivées s'expriment alors par :

$$\begin{aligned}
 \frac{d\phi_d}{dt} &= L_d \frac{di_d}{dt} \\
 \frac{d\phi_q}{dt} &= L_q \frac{di_q}{dt}
 \end{aligned} \tag{1-5}$$

Le système (1-3) se ramène à un système à coefficients constants où la seule difficulté reste à déterminer les inductances de fuite  $l_1$  et  $l_2$  et les inductances de magnétisation  $L_d$  et  $L_q$ .

L'expression du couple s'exprime par la relation suivante :

$$\Gamma = p M (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) \tag{1-6}$$

où :

$p$  est le nombre de paires de pôles

On retrouve les équations du modèle classique pour l'étude des régimes permanents ou transitoires. Par la suite, nous supposerons que la vitesse reste constante dans les régimes transitoires.

### I-5 Application à l'auto-amorçage à vide d'un générateur asynchrone

#### A - Rappel théorique

Le phénomène d'auto-amorçage en linéaire, dont l'intérêt pratique n'a aucun sens, permet toutefois de mettre en évidence la saturation. La simulation du système I-4 est effectuée en considérant que la machine fonctionne en génératrice autonome au synchronisme. Un condensateur est placé à ses bornes pour fournir la puissance réactive nécessaire. Notons aussi que l'auto-amorçage peut se produire en fonctionnement moteur sous certaines conditions. Nous allons rappeler brièvement la théorie classique de l'auto-amorçage à vide. Sur la figure I-7, l'ensemble condensateur-machine constitue un système oscillant.

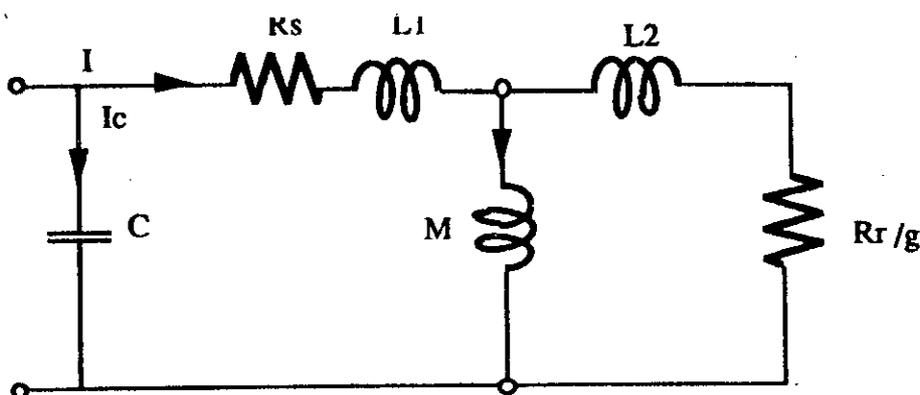


Fig. I-7 Schéma équivalent pour l'auto-amorçage à vide.

La relation d'équilibre s'écrit :

$$\bar{I}_c + \bar{I} = \bar{0} \quad (I-7)$$

En désignant par  $Z_c$  l'impédance du condensateur

$$Z_c = \frac{-j}{C\omega}$$

En désignant par  $Z_m$  l'impédance du moteur

$$Z_m = \frac{(R_s + j l_1 \omega) (j M \omega + \frac{R_r}{g} + j l_2 \omega) + j M \omega (\frac{R_r}{g} + j l_2 \omega)}{j M \omega + \frac{R_r}{g} + j l_2 \omega}$$

En explicitant l'équation d'équilibre on obtient :

$$\bar{I}_c + \bar{I} = \bar{0} \Rightarrow \frac{\bar{U}}{Z_m} + \frac{\bar{U}}{Z_c} = 0 \quad \text{soit} \quad \frac{1}{Z_m} + \frac{1}{Z_c} = 0$$

ainsi :

$$-jC\omega + \frac{jM\omega + \frac{R_r}{g} + jl_2\omega}{(R_s + jl_1\omega)(jM\omega + \frac{R_r}{g} + jl_2\omega) + jM\omega(\frac{R_r}{g} + jl_2\omega)} = 0 \quad (I-8)$$

En regroupant les termes des parties réelles et imaginaires, on obtient

$$g = \frac{CR_s R_r}{L_r(\omega^2 L_s \sigma - 1)} \quad (I-9)$$

$$g = \frac{R_r L_s}{R_s L_r} \left( \frac{1}{\omega^2 L_s C} - 1 \right) \quad (I-10)$$

avec :

$$L_s = l_1 + M \quad \text{et} \quad L_r = l_2 + M$$

l'égalité des relations (I-9) et (I-10) donne :

$$\left( \frac{1}{\omega^2 L_s C} - 1 \right) (\omega^2 L_s \sigma C - 1) - \frac{R_s^2 C}{L_s} = 0 \quad (I-11)$$

On néglige le terme  $\frac{R_s^2 C}{L_s}$ . La solution de la relation (I-11) est :

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_s C}} \quad \text{et} \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_s \sigma C}} \quad \sigma \ll 1 \Rightarrow \omega_2 \gg \omega_1$$

La vitesse  $\omega_2$  correspond à une vitesse excessive, seule  $\omega_1$  sera retenue d'où  $L_s C \omega_1^2 = 1$  qui n'est autre que la condition de résonance. C'est lorsque cette condition est remplie que l'auto-amorçage a lieu. Celui-ci a donc lieu pour une capacité donnée, une inductance  $L_s$  et une vitesse  $\omega_1$ . Notons enfin que le système commence à osciller sous l'action d'une impulsion qui est donnée par les conditions initiales qui doivent être non nulles.

### B - Simulation de l'auto-amorçage en linéaire

Il s'agit en fait de résoudre les équations du système (I-10) en ajoutant les équations d'auto-amorçage suivantes :

$$\frac{dV_{ds}}{dt} = -\frac{1}{C} i_{ds} \quad (I-12)$$

$$\frac{dV_{qs}}{dt} = -\frac{1}{C} i_{qs}$$

Les conditions non nulles sont données par la tension rémanente. La résolution numérique des systèmes I-3 et I-12 à partir de l'instant  $t = 0$  jusqu'au régime permanent donne la tension aux bornes de la machine. On obtient aux tous premiers instants la naissance de l'auto-amorçage que nous reproduisons sur la Fig. I-8 :

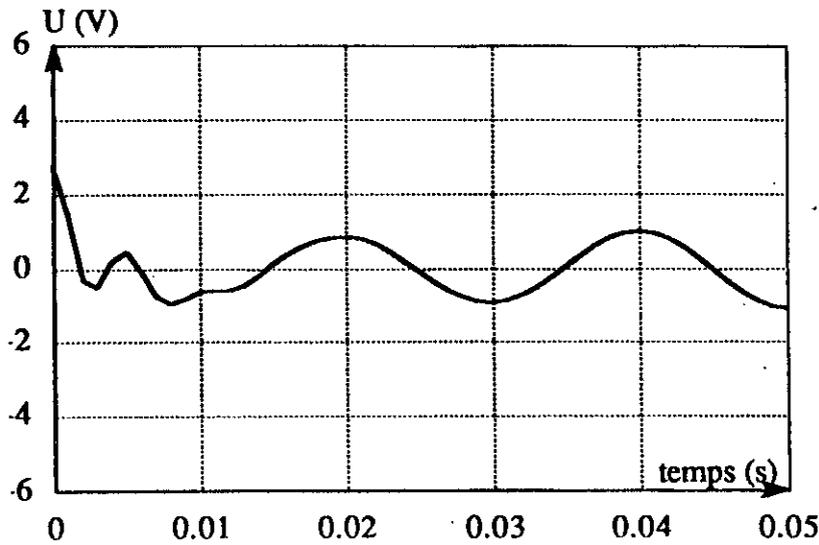


Fig. I- 8 Naissance de l'auto-amorçage

Aux tous premiers instants, la tension commence à évoluer d'une façon non oscillatoire ce qui reflète un peu ce qui se passe dans la zone à l'origine de la caractéristique magnétique. A partir de la première période, la tension croît d'une façon exponentielle, Fig. I-9.

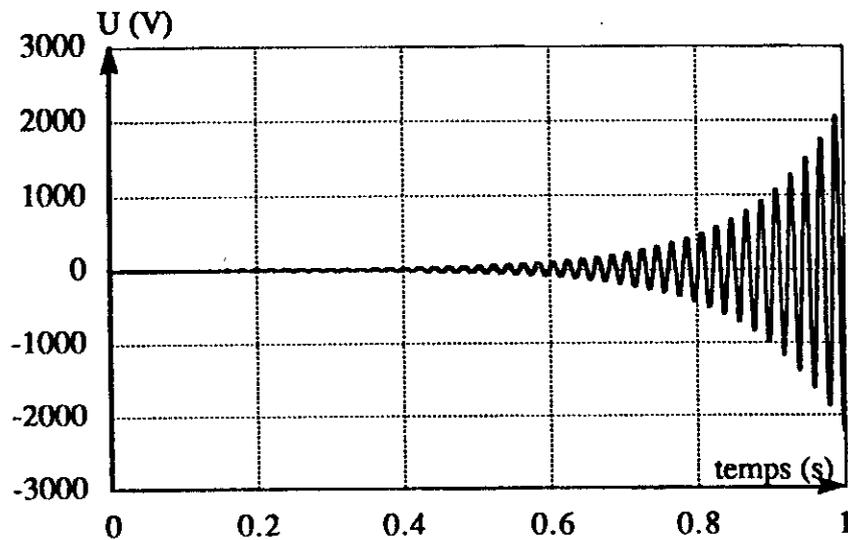


Fig. I- 9 Tension d'auto-amorçage en régime linéaire

Afin de mieux caractériser la montée en tension et en courant, nous présentons les enveloppes de la tension d'auto-amorçage (Fig. I- 10) et celle du courant magnétisant (Fig. I-11).

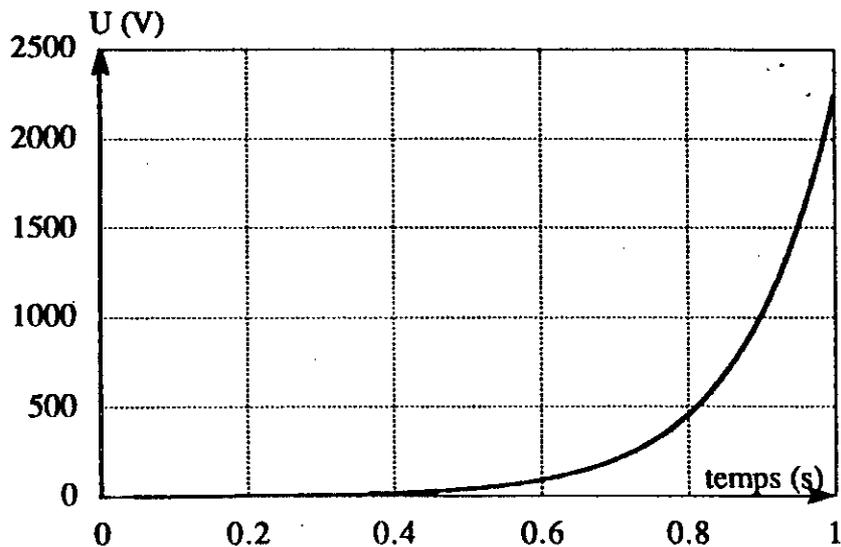


Fig. I-10 Enveloppe de la tension d'auto-amorçage

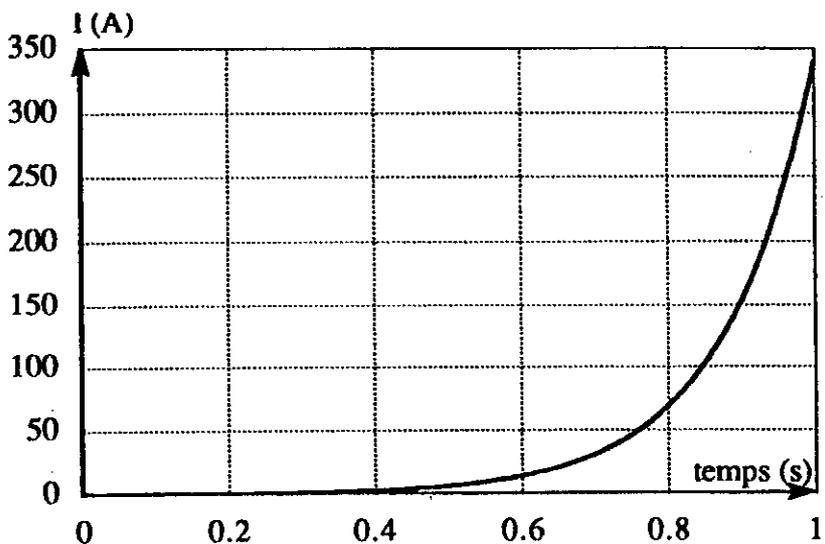


Fig. I-11 Enveloppe du courant magnétisant

### Conclusion

Le modèle linéaire que nous venons de rappeler est celui d'une machine alimentée en tension. Le phénomène d'auto-amorçage avec le modèle linéaire n'a donc lieu, pour une machine et un condensateur donné, qu'à une vitesse de rotation bien déterminée qui correspond à celle de la résonance entre le condensateur et l'inductance de la machine. Ce phénomène, comme toute

résonance linéaire, se traduit par une montée exponentielle des courants et des tensions. Cette croissance ne traduisant que la linéarité du modèle. Il est bien évident que la tension aux bornes de la machine sera dans la réalité limitée par un phénomène non linéaire, à savoir la saturation du circuit magnétique de la machine dont le modèle fera l'objet du Chapitre suivant.

## **CHAPITRE II**

# **MODELE NON LINEAIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

## II-1 Introduction

Si dans le cas linéaire les flux sont proportionnels aux courants, la relation.:

$$\phi = L I$$

où :

L désigne l'inductance totale constante,

permet d'écrire aisément les équations électriques de la machine dans n'importe quel référentiel.

Dans le cas saturé, la variation de cette dernière inductance rend le problème beaucoup plus compliqué. Il faudrait alors trouver un modèle qui permet de décrire sa variation en fonction du courant.

Deux cas peuvent se présenter, soit utiliser l'expression du flux en fonction du courant

$$\phi = \phi (i)$$

ou celle de l'inductance en fonction du courant

$$L = L (i)$$

Les allures de  $\phi (i)$  et de  $L (i)$  sont indiquées sur la Fig. II-1.

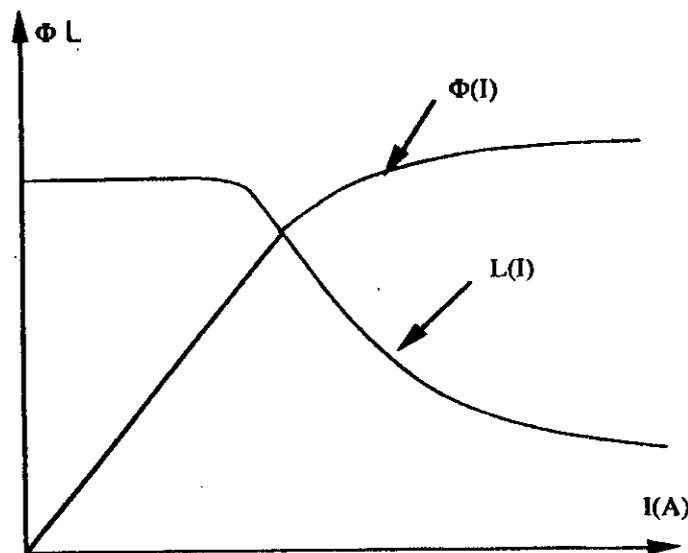


Fig. II- 1 Variation du flux et de l'inductance en fonction du courant

Dans les deux cas la formulation analytique n'est pas simple. Nous avons choisi de travailler avec l'expression du flux car il caractérise mieux l'état magnétique de la machine. On pourra ainsi exprimer les variations de  $\phi_m = f(i)$  et pouvoir introduire le phénomène de saturation dans les équations électriques.

## II-2 Modélisation de la caractéristique magnétique

Plusieurs travaux [ 2 -7 ] ont abordé le problème en mettant l'accent sur la difficulté d'avoir un modèle fiable pour tous les points de la caractéristique et en particulier pour les fortes saturations.

Plusieurs modèles tels que les fonctions polynômes, arctg., exponentielles etc. , ont été utilisés pour couvrir l'ensemble des points. Suivant la zone de la caractéristique magnétique, on choisit un type de fonction qui permet d'avoir un modèle assez proche de la réalité. On pourra constater que cette caractéristique magnétique se divise en cinq zones, Fig. II-2.

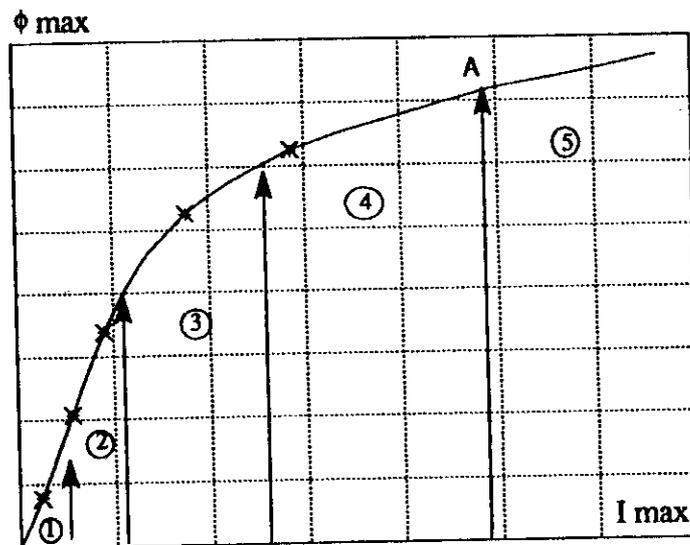


Fig. II- 2. Différentes zones de la caractéristique magnétique

- 1- zone à l'origine ;
- 2- zone linéaire ;
- 3- zone du coude de saturation ;
- 4- zone de saturation ;
- 5- zone de très forte saturation.

De l'origine jusqu'au point A (Fig. II- 2), on utilise une série de polynômes et au-delà de ce point, on utilise une droite pour couvrir la zone de la très forte saturation. On doit vérifier la continuité et la dérivabilité au point A.

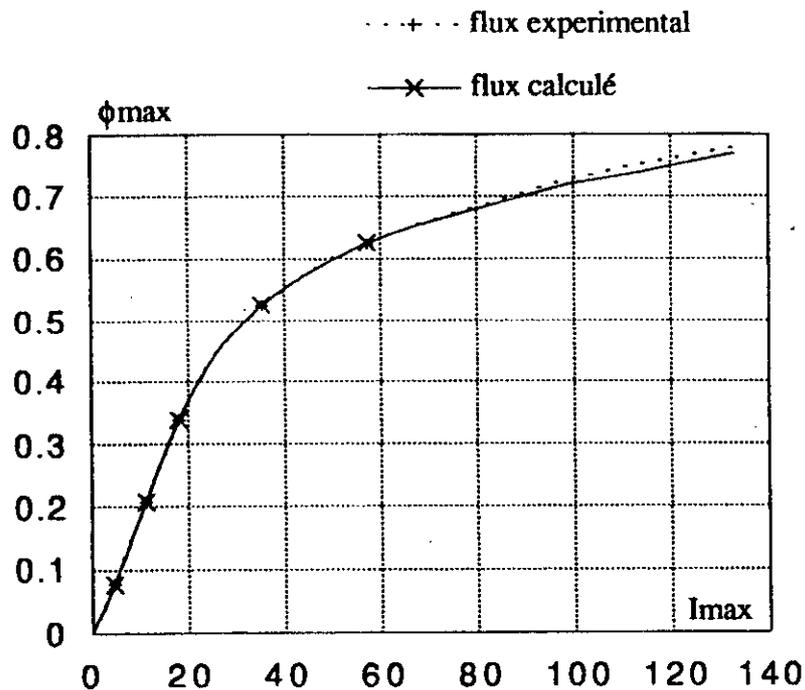


Fig. II-3 Flux expérimental et Flux calculé (Machine M1)

Une fois la relation du flux en fonction du courant connue analytiquement, on peut déterminer le flux  $\phi$  à chaque instant à partir de  $i(t)$ .

### II-3 Equations de la machine dans le repère d-q

Le flux total est exprimé par :

$$\phi_t = \phi_m + \phi_o$$

où :

$\phi_o$  représente le flux de fuite;

$\phi_m$  représente le flux magnétisant.

En régime saturé, l'impact sur le flux de fuite reste un problème posé. Certains travaux considèrent que  $\phi_o$  est constant, d'autres le décomposent en un flux dont les lignes sont complètement dans l'air et en un autre dont les lignes traverseraient partiellement la partie ferromagnétique donc susceptible de se saturer. Dans notre cas l'expérience montre que le flux est très peu influencé par la saturation. Néanmoins la grande majorité des travaux adoptent l'hypothèse  $\phi_o = \text{constante}$ . Cependant le flux de fuite a une grande importance dans le cas du retour réseau, comme nous le verrons au dernier Chapitre. En effet, une étude effectuée par P. Vas et W. Delleroy [42] a montré que l'influence de la valeur du flux de fuite est plus significative que celle du flux principal au niveau du couple lors d'un retour réseau sur une machine auto-amorcée.

En utilisant le système I-4 et en décomposant le flux total, on se ramène dans un référentiel quelconque au système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_a \phi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_a \phi_{ds} \\
 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_s) \phi_{qr} \\
 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega_s) \phi_{dr}
 \end{aligned}
 \tag{II-1}$$

Ces équations sont traduites par les schémas équivalents Fig. II-4 et II-5 selon les axes d et q :

a) suivant l'axe d

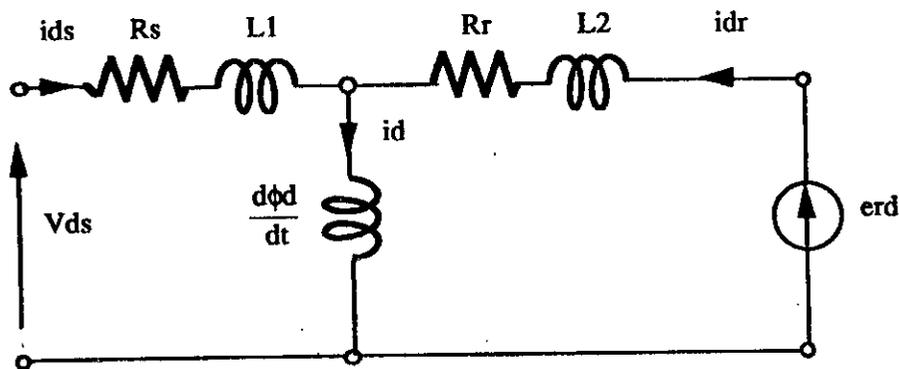


Fig. II-4 Schéma équivalent suivant l'axe d

b) suivant l'axe q

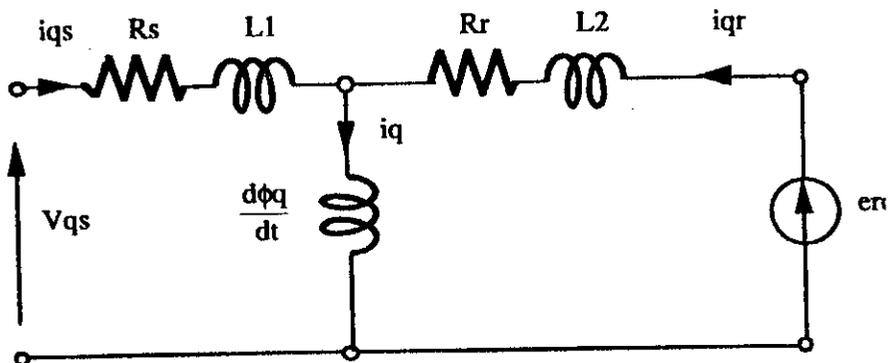


Fig. II-5 Schéma équivalent suivant l'axe q

où  $L_1$  et  $L_2$  représentent les inductances de fuites respectivement au stator et au rotor (que nous considérons comme constantes).

Le flux magnétisant suivant les deux axes est explicité au paragraphe suivant.

#### II-4 Développement spatial du flux

Notre approche consiste à décrire le comportement du flux magnétisant suivant le système d'axes d-q pour évaluer  $d\phi/dt$  et  $d\psi/dt$  qui interviennent dans le système différentiel (II- 1). En négligeant le phénomène d'hystérésis, le flux magnétisant est en phase avec le courant. La position du flux sera repérée à chaque instant par l'angle  $\alpha$  à partir de l'axe d, Fig. II- 6.

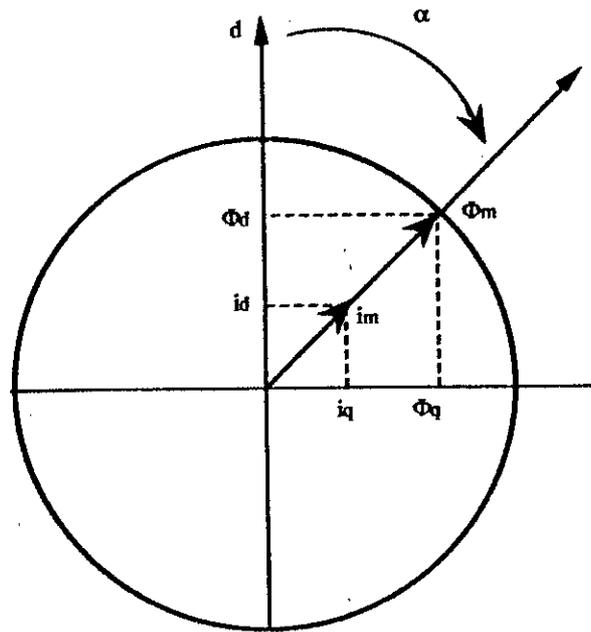


Fig. II-6 Représentation des vecteurs courants et flux magnétisants résultants de la machine

A chaque instant, on a :

$$\left. \begin{aligned} i_d &= i_{ds} + i_{dr} & \text{avec } i_d &= i_m \cos \alpha & \varphi_d &= \varphi_m \cos \alpha \\ i_q &= i_{qs} + i_{qr} & \text{avec } i_q &= i_m \sin \alpha & \varphi_q &= \varphi_m \sin \alpha \\ \alpha &= \arctg \frac{i_q}{i_d} \end{aligned} \right\} \quad (II-2)$$

Les dérivées des flux  $\phi_d$  et  $\phi_q$  s'expriment par :

$$\frac{d\varphi_d}{dt} = \frac{d(\varphi_m \cos\alpha)}{dt} \quad (II-3)$$

$$\frac{d\varphi_q}{dt} = \frac{d(\varphi_m \sin\alpha)}{dt}$$

Le développement de la première équation du système II-3 produit :

$$\frac{d\phi_d}{dt} = \frac{d\phi_m}{dt} \cos\alpha - \phi_m \sin\alpha \frac{d\alpha}{dt} \quad (II-3a)$$

En régime linéaire,  $\frac{d\varphi_m}{dt}$  fait apparaître une inductance statique qui est confondue avec l'inductance dynamique. En régime saturé,  $\frac{d\phi_m}{dt}$  s'écrit :

$$\frac{d\phi_m}{dt} = \frac{d\phi_m}{di} \frac{di}{dt} \quad (II-3b)$$

La quantité  $\frac{d\phi_m}{di}$  n'est plus constante, elle dépend de la valeur du flux et du niveau de courant comme le montre la Fig. II- 7.

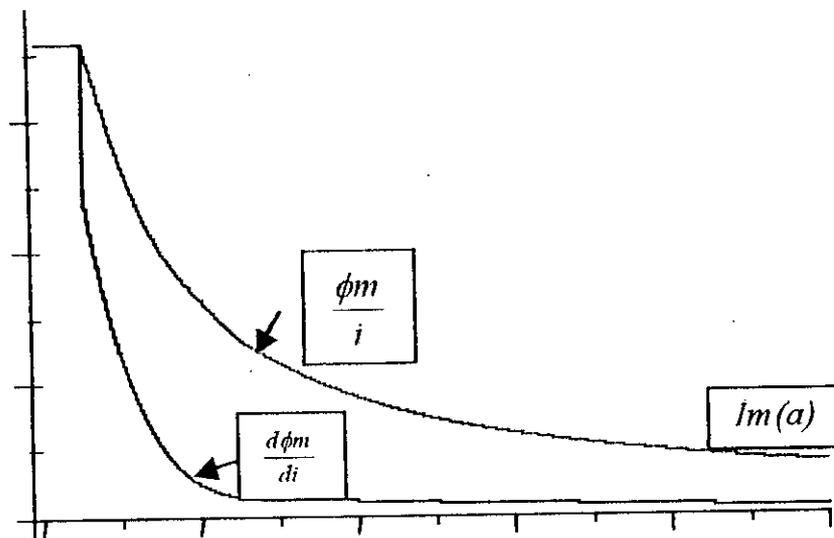


Fig. II- 7 Inductance statique et dynamique en fonction du courant magnétisant

Compte tenu des relations (II-2) et (II-3b), l'expression II-3a devient :

$$\frac{d\phi_d}{dt} = \frac{d\phi_d}{di} \frac{1}{\cos\alpha} \left[ \frac{di}{dt} + i \sin\alpha \frac{d\alpha}{dt} \right] \quad (\text{II-3c})$$

avec

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{1}{i} \left[ \cos\alpha \frac{di_q}{dt} - \sin\alpha \frac{di_d}{dt} \right] \quad (\text{II-3d})$$

En remplaçant la quantité  $\frac{d\alpha}{dt}$  dans l'expression (II-3c) et en posant  $M_{dy} = \frac{d\phi}{di}$  et  $M_{st} = \frac{\phi}{i}$  on obtient finalement :

$$\frac{d\phi_m}{dt} = \left[ M_{dy} - \sin^2\alpha (M_{dy} - M_{st}) \right] \frac{di_d}{dt} + \left[ \cos\alpha \sin\alpha (M_{dy} - M_{st}) \right] \frac{di_q}{dt}$$

que l'on peut écrire sous la forme :

$$\frac{d\phi_m}{dt} = L_d \frac{di_d}{dt} + M_{dq} \frac{di_q}{dt}$$

avec :

$$L_d = M_{dy} - \sin^2\alpha (M_{dy} - M_{st})$$

et

$$M_{dq} = \cos\alpha \sin\alpha (M_{dy} - M_{st})$$

On voit apparaître un terme de couplage entre les deux axes d-q qui n'existait pas dans le cas linéaire. La saturation est responsable de ce couplage magnétique entre les deux axes. Ce phénomène est appelé intersaturation ou saturation « croisée » et également « cross-saturation ». Beaucoup de travaux notamment [3-4-5] se sont intéressés au phénomène pour arriver à la conclusion que cela est dû à une variation instantanée du flux (tension induite aux niveaux des enroulements) plutôt qu'à une formulation mathématique.

Par un raisonnement analogue on obtient pour l'axe q :

$$\frac{d\phi_m}{dt} = \left[ M_{dy} - \cos^2\alpha (M_{dy} - M_{st}) \right] \frac{di_q}{dt} + \left[ \cos\alpha \sin\alpha (M_{dy} - M_{st}) \right] \frac{di_d}{dt}$$

que l'on peut écrire sous la forme suivante :

$$\frac{d\phi_m}{dt} = L_q \frac{di_q}{dt} + M_{qd} \frac{di_d}{dt}$$

avec:

$L_d$  : inductance totale suivant l'axe d;  
 $L_q$  : inductance totale suivant l'axe q;  
 $M_{dq} = M_{qd} = M$  : mutuelle d'intersaturation.

En remplaçant dans le système (II-1) et en explicitant les différentes inductances, on obtient :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s I_{ds} + l_1 \frac{di_{ds}}{dt} + L_d \frac{did}{dt} + M \frac{diq}{dt} - \omega_a \phi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s I_{qs} + l_1 \frac{di_{qs}}{dt} + L_q \frac{diq}{dt} + M \frac{did}{dt} + \omega_a \phi_{ds} \\
 0 &= R_r I_{dr} + l_2 \frac{di_{dr}}{dt} + L_d \frac{did}{dt} + M \frac{diq}{dt} - (\omega_a - \omega_s) \phi_{qr} \\
 0 &= R_r I_{qr} + l_2 \frac{di_{qr}}{dt} + L_q \frac{diq}{dt} + M \frac{did}{dt} + (\omega_a - \omega_s) \phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{II-4}$$

où  $l_1$  et  $l_2$  désignent les inductances de fuite au stator et au rotor.

$$I_d = i_{ds} + i_{qs}$$

$$\phi_{ds} = l_1 i_{ds} + M_{st} i_d$$

$$\phi_{ds} = l_2 i_{dr} + M_{st} i_d$$

$$I_q = i_{qs} + i_{qr}$$

$$\phi_{qs} = l_1 i_{qs} + M_{st} i_q$$

$$\phi_{qs} = l_2 i_{qr} + M_{st} i_q$$

La résolution numérique des systèmes I-6 et II-4 donne la tension aux bornes de la machine.

Les équations ci-dessus font apparaître une mutuelle d'intersaturation entre les axes d et q. Plusieurs travaux [ 16-17-18] ont montré que la saturation suivant un axe affecte la saturation suivant l'autre axe et vice versa d'où le phénomène d'intersaturation ou "cross-saturation". K. P. Kovac [ 3 ] a montré que l'effet d'intersaturation n'avait pas de signification physique. Il affirmait que c'était une conclusion obtenue à partir d'une formulation mathématique comme il a montré que l'origine de la tension induite détectée aux bornes de l'enroulement dans un système d'axes d-q était due au changement de la valeur instantanée du flux principal dans la machine et non à l'effet d'intersaturation.

### II-5 Validation du modèle non linéaire

Pour valider le modèle non linéaire, nous avons choisi un cas de fonctionnement où la saturation est indispensable. Il s'agit en fait de l'auto-amorçage de la machine fonctionnant en générateur autonome dont le dispositif expérimental est représenté sur la Fig. II- 8. La résolution numérique des systèmes I-6 et II-4 donne la tension aux bornes de la machine.

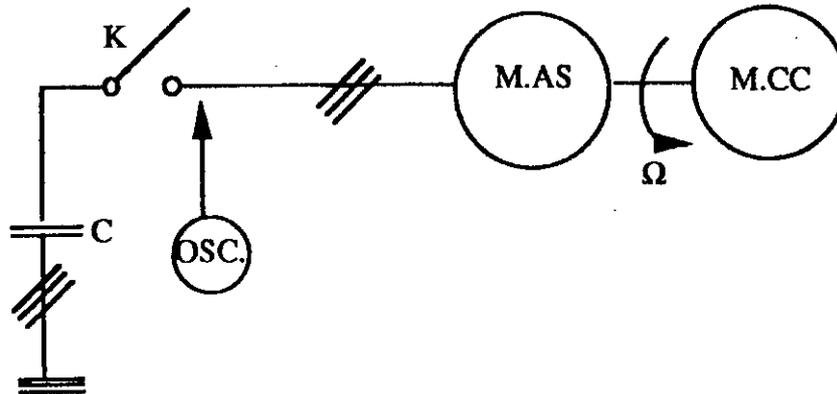


Fig. II-8 Dispositif expérimental pour l'auto-amorçage

La machine asynchrone est entraînée au synchronisme, on enregistre la tension à ses bornes Fig.II-9. La tension rémanente est indispensable pour l'amorçage de la machine.

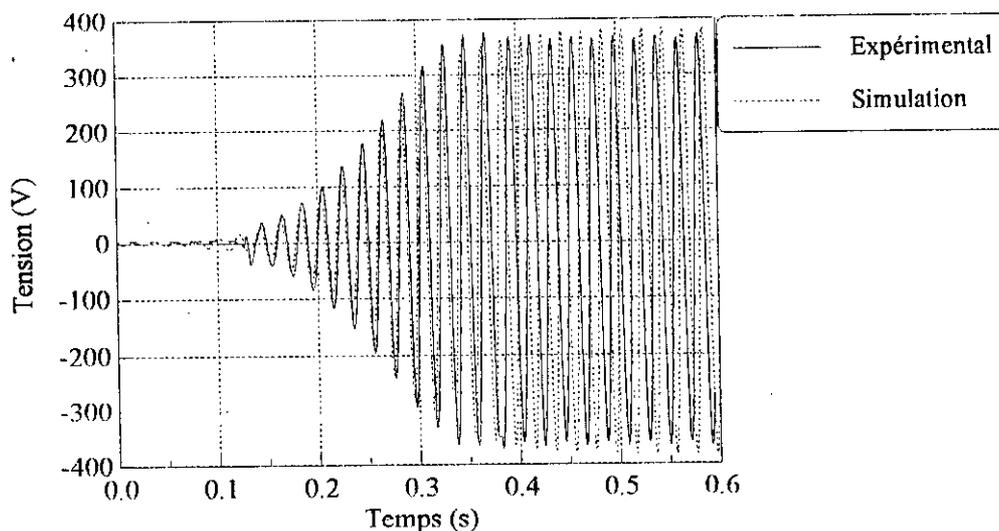


Fig. II-9. Tensions expérimentale et simulée (Machine M4).

On constate que les résultats théoriques concordent avec les résultats expérimentaux. Ainsi la tension évolue au début comme dans le cas d'un régime linéaire, puis elle est affectée progressivement par la saturation. La tension suit la courbe de magnétisation, les tous premiers instants c'est la naissance de l'auto-amorçage zone 1 (Fig. II- 2) ensuite elle évolue d'une façon linéaire zone 2. Dans la zone 3 c'est le début de la saturation tandis que dans la zone 4, c'est la saturation. En réalité le modèle ne fait que décrire cette évolution. La validité du modèle, tant sur l'évolution, la durée du régime transitoire ou de la valeur maximum de la tension, est dans l'ensemble satisfaisante.

Pour mettre en évidence l'effet de la saturation on reproduit sur les Fig. II- 10 et 11 les enveloppes de la tension et du courant magnétisant.

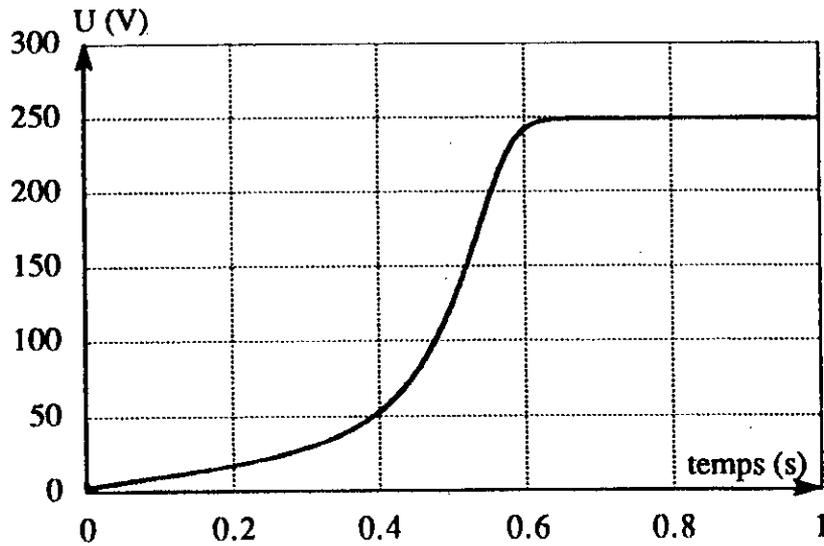


Fig. II- 10 Enveloppe de la tension

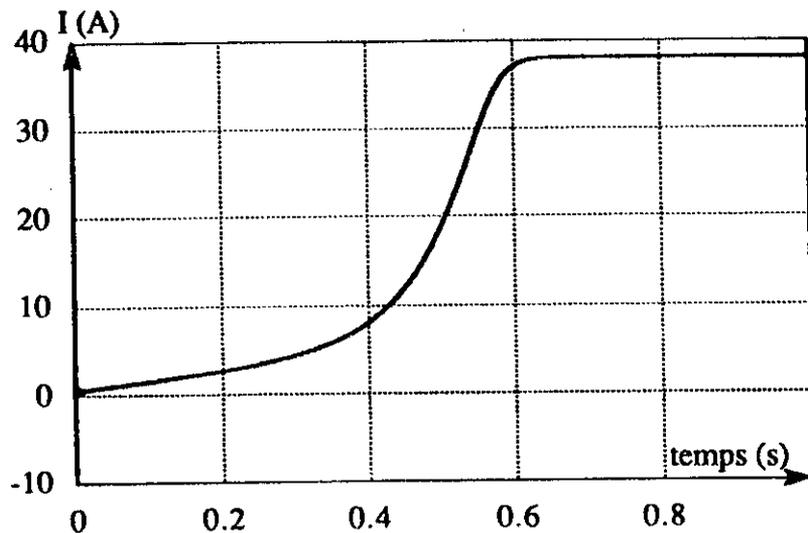


Fig. II- 11 enveloppe du courant magnétisant

II-6 Comparaison des modèles linéaire et saturé

La Fig. II- 12 montre comment s'effectue la montée en tension en linéaire et en saturé. Dans la partie linéaire de la caractéristique magnétique les deux tensions sont confondues. C'est au début du coude de saturation que la différence apparaît.

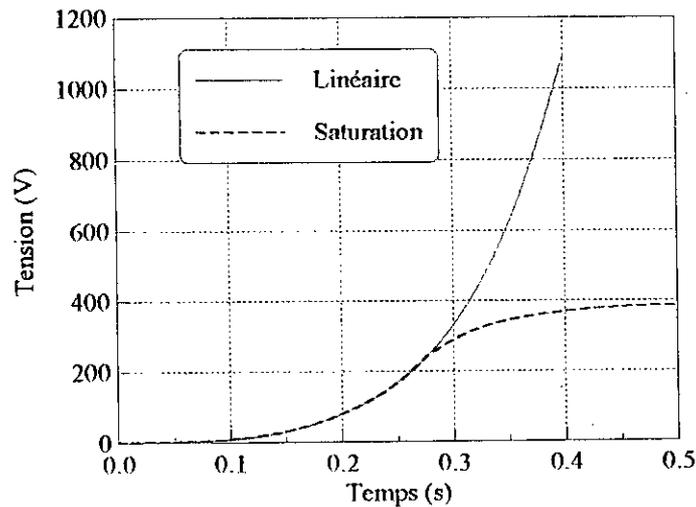


Fig. II- 12 Comparaison des tensions en régime linéaire et en régime saturé.

La séparation pour les tensions dans les deux cas (régime linéaire et régime saturé) se produit à la résonance. Le courant rotorique est maximum en ce point, Fig. II- 13.

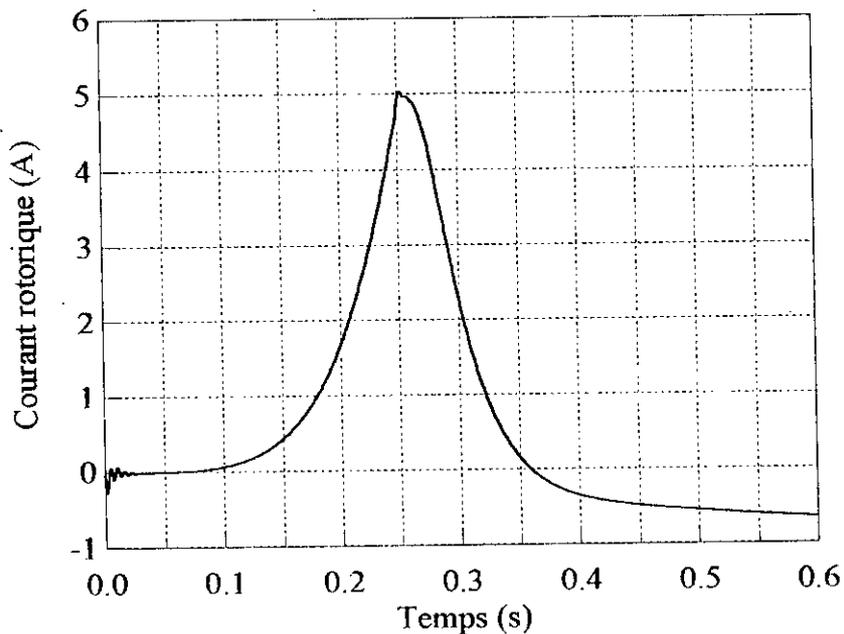


Fig. II- 13 Courant rotorique lors de l'auto-amorçage du générateur pour  $\omega_s = 314 \text{ rad/s}$  et  $C = 90\mu\text{F}$ .

### II-7 Application à un auto-amorçage accidentel en moteur

Dans le cadre des travaux réalisés au niveau du Laboratoire de machines électriques de l'ENP, nous avons appliqué le modèle non linéaire à un auto-amorçage en moteur tout en effectuant une validation expérimentale, Fig. II- 14.

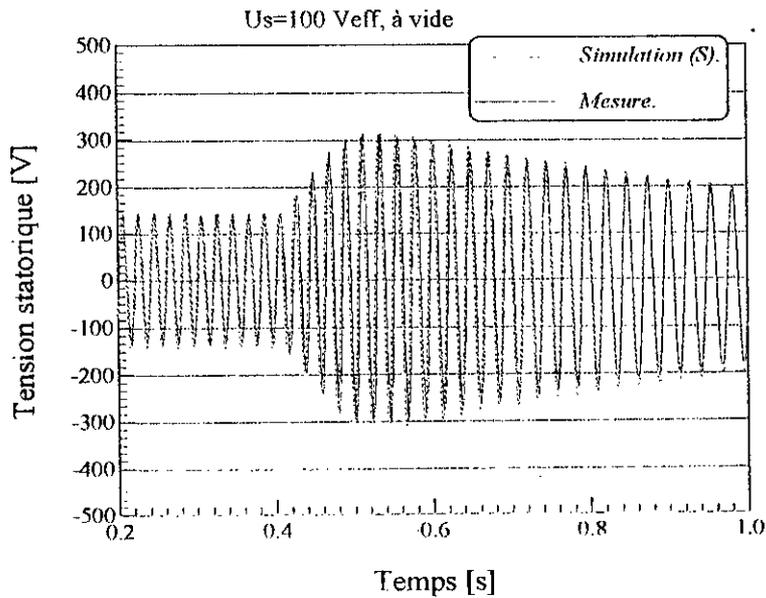


Fig. II-14 Tension statorique en auto-amorçage en fonctionnement moteur

Pour valider le modèle, on a utilisé une capacité fixée. Dans la réalité la valeur des condensateurs est souvent très élevée (compensation du réseau), ce qui provoque une surtension aux bornes de la machine.

### II-7 Effets des paramètres secondaires sur la tension d'auto-amorçage en saturé

Le phénomène d'auto-amorçage est oscillatoire. Certains paramètres peuvent influencer l'accélération du phénomène de saturation ainsi que le comportement du processus transitoire de l'auto-amorçage. On a regroupé les résultats du comportement de la tension sur les Fig. II- 15 et 16 en faisant varier la résistance rotorique et la capacité dans le premier cas et en faisant varier la vitesse de rotation et l'inductance de fuite dans le second.

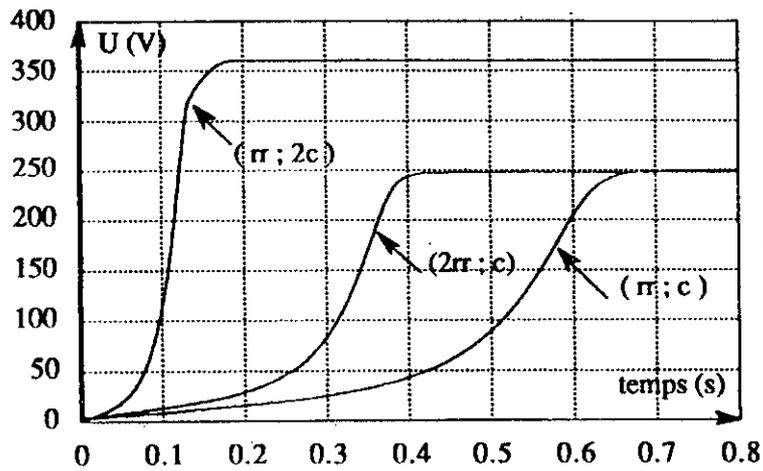


Fig. II-15 Tension aux bornes de la machine suite à une variation de  $R_r$  et  $C$

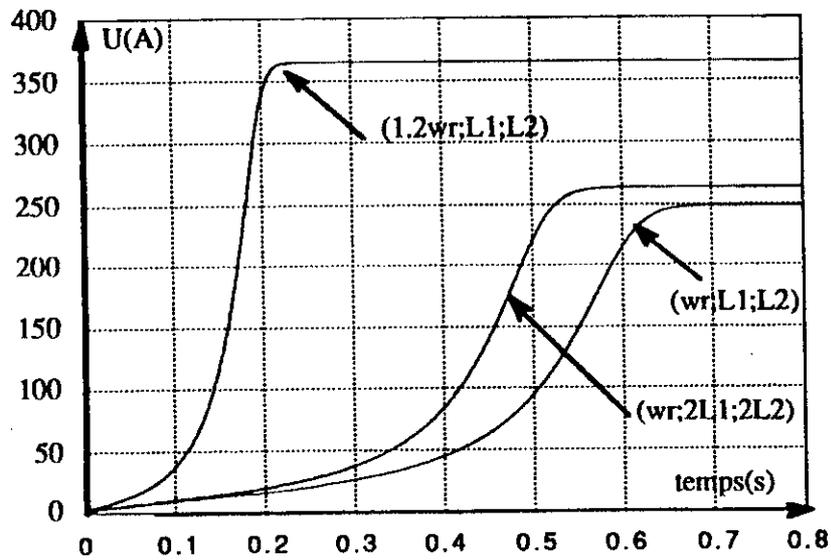


Fig. II-16 Tension aux bornes de la machine suite à une variation de la vitesse et du flux de fuite

Pour montrer que le phénomène est analogue à celui obtenu dans le cas du phénomène d'auto-amoçage d'une génératrice à courant continu à excitation shunt, nous avons utilisé la description suivante :

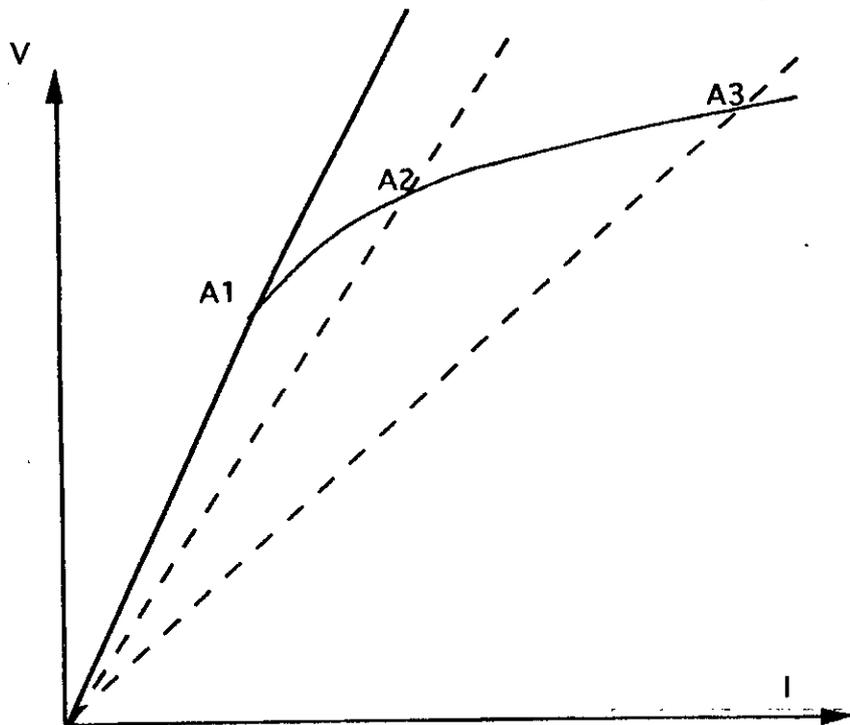


Fig. II-17 Tension aux bornes suite à une variation de la capacité et de la vitesse

Le phénomène peut être décrit par le point A1 qui se déplace sur la courbe à vide (Fig. II- 17). A chaque position du point A1 correspond un certain nombre de paramètres bien fixés ( $L$ ,  $C$ ,  $\omega$ ,  $R_r$ ). Le point A1 est obtenu par la condition  $L\omega^2 C = 1$  soit  $L\omega = 1/C\omega$ . On pourra alors associer ce phénomène d'auto-amorçage à une certaine fonction  $F(L, C, \omega, R_r)$ . On va distinguer deux cas :

1<sup>er</sup> cas :

La pulsation des grandeurs statoriques est liée à la vitesse de rotation mécanique, la courbe  $V = f(i)$  est unique pour une vitesse donnée d'où  $L$  et  $\omega$  sont liées.

2<sup>ème</sup> cas :

Le condensateur et la résistance du rotor peuvent varier indépendamment, soit en ajoutant des condensateurs en parallèle soit en insérant des résistances supplémentaires au rotor.

- a) la variation de la vitesse se traduit par une translation de la courbe vers le haut ou vers le bas, qui s'accompagne de la surtension ou d'une diminution de la tension.

- b) la variation de la capacité  $C$  se traduit par le déplacement du point A1 qui représente la capacité limite jusqu'au point A3 où la capacité sera importante, d'où une augmentation de la tension.

- c) la variation de  $R_r$  n'influe que sur le transitoire. Si  $R_r$  augmente la durée du régime transitoire diminue alors que l'amplitude de la tension reste pratiquement constante.

### Conclusion

Les résultats obtenus en ce qui concerne le phénomène d'auto-amorçage attestent de la validité du modèle que nous avons adopté. Les résultats expérimentaux et simulés sont effectivement concordants.

Une étude de l'auto-amorçage en charge a été effectuée, les résultats théoriques obtenus sont confirmés par les résultats expérimentaux notamment pour la résistance critique de charge.

## **CHAPITRE III**

**TRANSITOIRE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE  
AUTO-AMORÇEE RELIEE AU RESEAU**

### III -1 Introduction

L'étude des régimes transitoires de la machine asynchrone reliée au réseau a été abordée par plusieurs travaux [19-23]. La plupart de ces travaux ont porté essentiellement sur le fonctionnement moteur du fait qu'il est le plus répandu. Du démarrage jusqu'à la connexion et la déconnexion du réseau, ces travaux ont montré la complexité du problème malgré les hypothèses formulées dont la plus importante concerne la linéarité du circuit magnétique. Des incidents peuvent survenir pendant l'exploitation du réseau électrique tel que les micro-coupures qui sont dues essentiellement à des défauts fugitifs. Ces micro-coupures peuvent être sensibles ou non selon leur durée.

L'instant du retour réseau est décisif, à ce moment même la machine évolue dans le temps et entretient des grandeurs électriques et magnétiques dont les valeurs constituent les conditions initiales. Ce qui explique l'aspect aléatoire, mais aussi la difficulté pour se placer dans les mêmes conditions que l'expérience pour une simulation numérique du phénomène. Nous supposons dans ce qui suit que la micro-coupure est de durée relativement suffisante, quelques dizaines de millisecondes pour mettre en évidence son effet.

### III - 2 Etude de la reconnexion du réseau sur une machine auto-amorçée

Suite à une micro-coupure le réseau revient, à un instant quelconque, sur un générateur asynchrone auto-amorcé entraîné au synchronisme par un moteur auxiliaire dont la vitesse sera supposée constante voir dispositif expérimental ci-dessous.

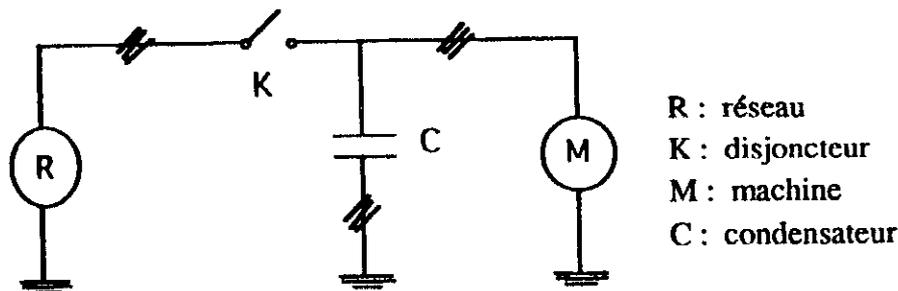


Fig. III-1 Dispositif expérimental

Le réseau constitue un système équilibré en tension d'ordre 3 qui est caractérisé par :

$$\begin{aligned}
 V_a &= V\sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi) \\
 V_b &= V\sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi - 2\pi/3) \\
 V_c &= V\sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi - 4\pi/3)
 \end{aligned}$$

Où :

$V_a, V_b, V_c$  sont des tensions simples ;

$V$  et  $\varphi$  représentent la valeur efficace et la phase de la tension.

La machine constitue un système équilibré en courant d'ordre 3 caractérisé par :

$$I_1 = I_a \sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha)$$

$$I_2 = I_a \sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha - 2\pi/3)$$

$$I_3 = I_a \sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha - 4\pi/3)$$

où :

$I_1, I_2, I_3$  sont les courants dans les enroulements de la machine,

$I_a$  et  $\alpha$  représentent la valeur efficace de la machine auto-amorcée et la phase.

Pour un réseau et une machine donnés, seules les grandeurs  $t, \varphi$  et  $\alpha$  vont intervenir tandis que toutes les autres restent constantes.

Dans le cas réel le réseau revient à un instant quelconque où les enroulements de la machine sont parcourus par des courants ayant une valeur  $I_a$  avec une phase  $\alpha$ .

Le modèle numérique établi au Chapitre II nous permet de simuler l'effet de la micro-coupe du réseau sur la machine. Sur la Fig. III-2, nous présentons la forme des courants dans les enroulements de la machine auto-amorcée pendant le transitoire à un instant quelconque.

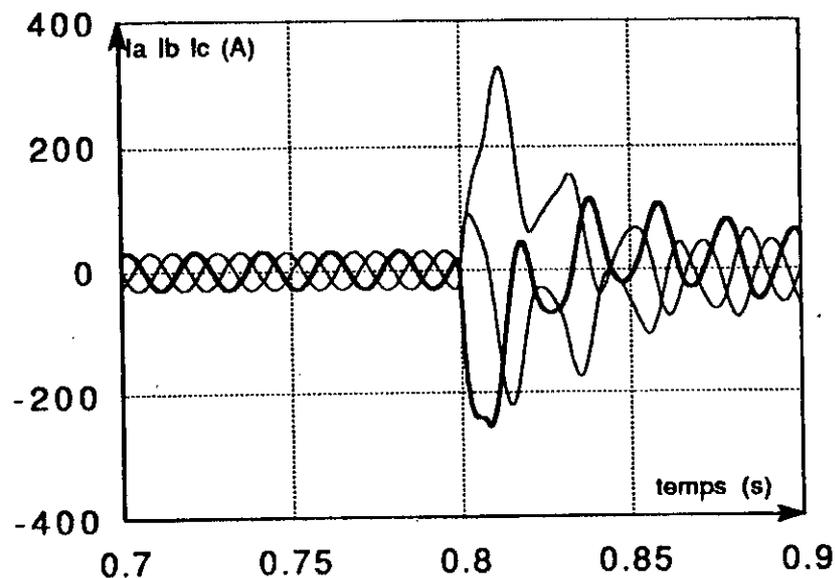


Fig. III-2 Transitoire des courants de la machine auto-amorcée  
à un instant  $t_r$

La Fig. III-2 ne représente qu'un cas parmi tant d'autres. Au vu de l'aspect aléatoire de la micro-coupeure, nous cherchons à avoir plus de renseignements sur le comportement du courant suite à une modification de la phase de la tension et du courant.

-Dans une première étape, nous avons changé la valeur de la phase de la tension du réseau  $\varphi$  en gardant constante celle du courant  $\alpha$  de la machine.

-Dans une deuxième étape, on a procédé de façon inverse.

Les résultats sont portés sur les Fig. III-3 et 4.

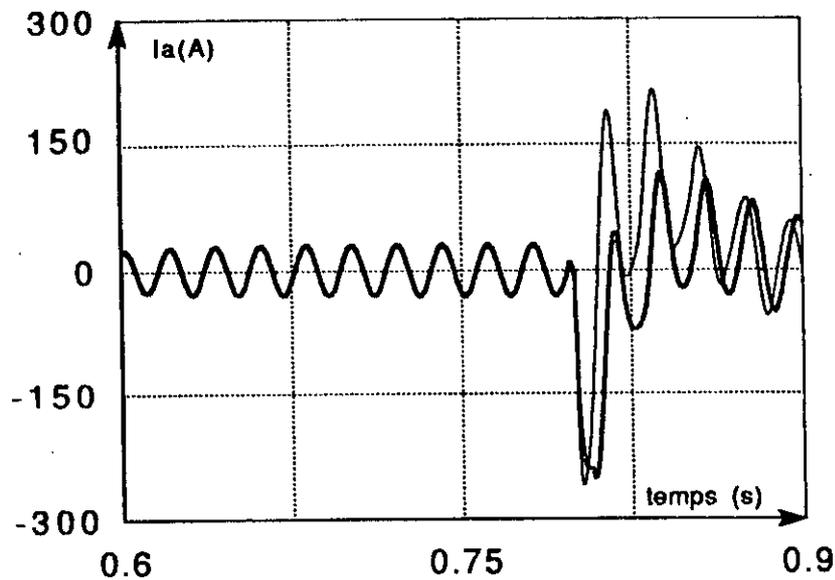


Fig. III-3 Forme du courant pour  $\alpha$  fixe et  $\varphi$  variable

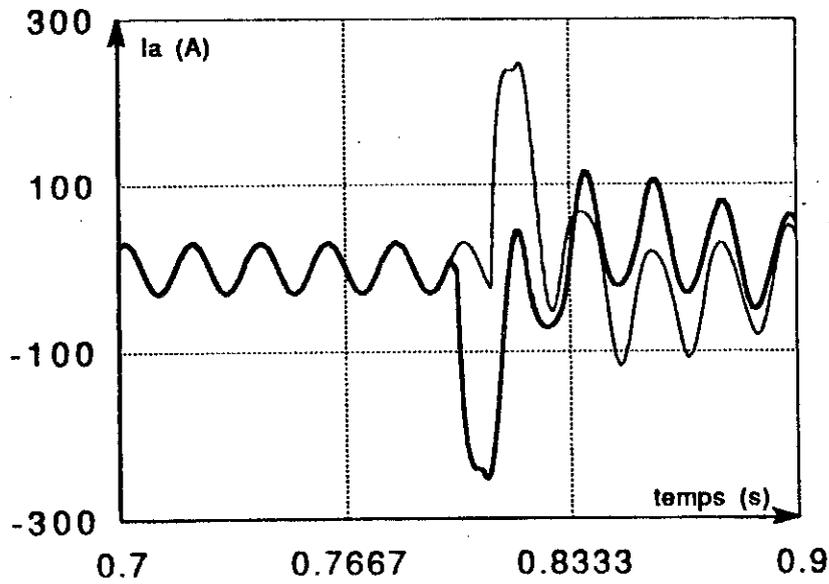


Fig. III-4 Forme du courant pour  $\alpha$  variable et  $\varphi$  fixe

On constate que la phase  $\varphi$  modifie l'amplitude et que  $\alpha$  modifie le subtransitoire. C'est de la valeur de  $\alpha$  que va dépendre la façon dont prennent naissance les courants. On s'aperçoit alors que la recherche du maximum pour le courant ne va pas être aisée car il faudrait faire varier  $\alpha$  sur toute la période pour une phase  $\varphi$  donnée et inversement faire varier  $\alpha$  pour une valeur de  $\varphi$  fixée.

Comme on s'y attendait, la simulation le confirme, cet intervalle pourrait être ramené à une demi-période. On présente alors les symétries des courants sur les Fig. III- 5 et 6 pour deux valeurs de  $\alpha$  :  $\alpha_1$  (à  $t_r=0.8$ ) et  $\alpha_2$  (à  $t_r=0.810$ ) pour  $\varphi = 120^\circ$ .

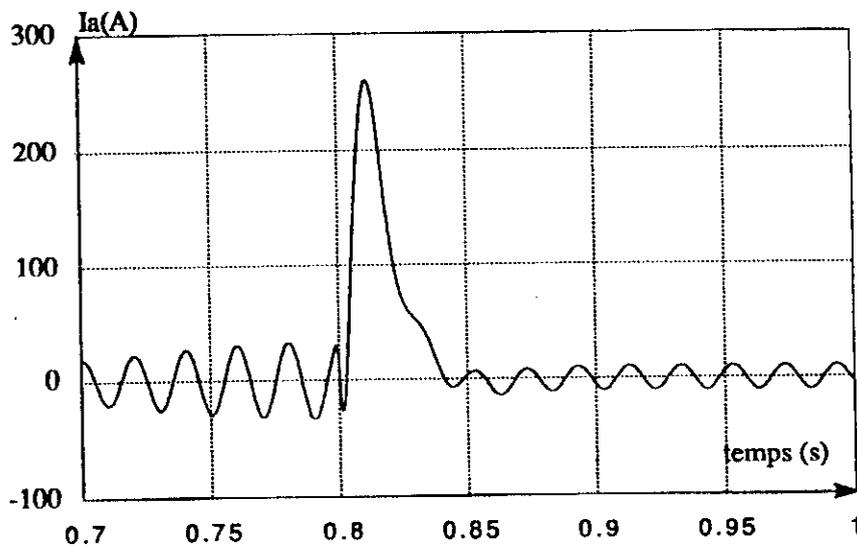


Fig. III-5 Variation du courant pour  $\alpha = \alpha_1$  et  $\varphi = 120^\circ$

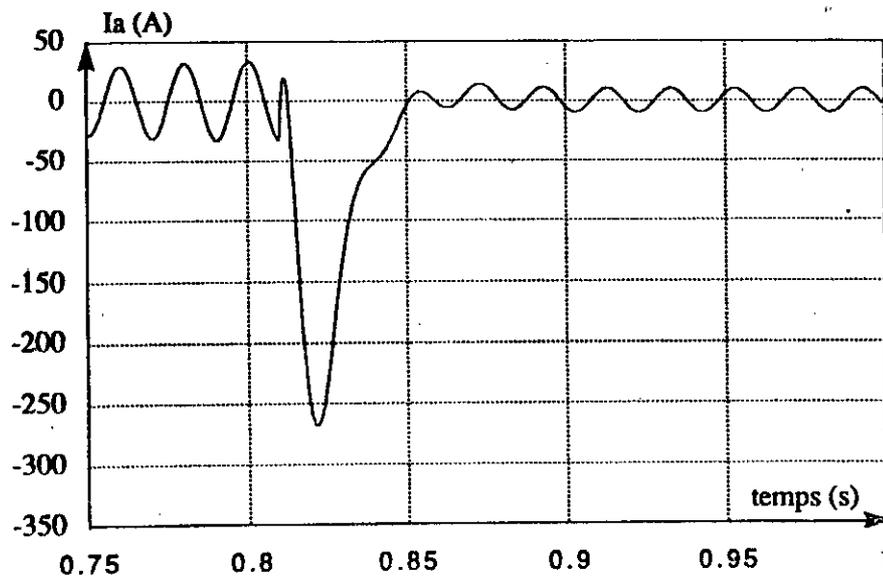


Fig. III-6 Variation du courant pour  $\alpha_2$  et  $\varphi = 120^\circ$

On a utilisé le modèle numérique pour simuler le comportement du courant, en régime transitoire en auto-amorçé, en faisant varier  $\varphi$  de  $0$  à  $360^\circ$  et ce, en considérant le modèle réel avec et sans amortissement. Les courants ainsi obtenus sont ramenés à leur valeur nominale, Fig. III-7.

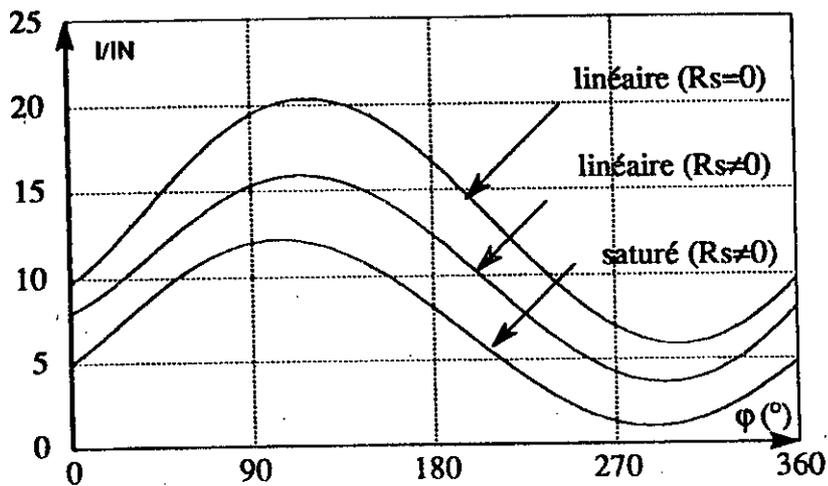


Fig. III-7 Maximum de courant lors d'un retour réseau sur un auto-amorçage

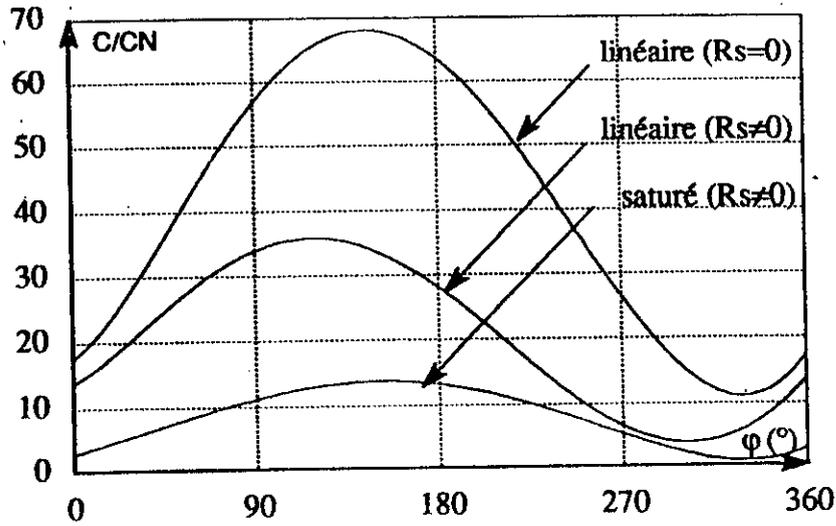


Fig. III-8 Maximum de couple lors du retour réseau sur un auto-amorçage

Sur les figures III-7 et III-8, où les grandeurs sont ramenées à leurs valeurs nominales, le courant peut atteindre 12 à 16 fois la valeur nominale selon que l'on sera en régime linéaire ou régime saturé. Il en est de même pour le couple qui atteint 15 à 35 fois la valeur nominale. Ainsi la violence du transitoire sous certaines conditions est mise en évidence en pratique. Le problème posé par le retour réseau est relativement compliqué dans le cas où l'on chercherait à déterminer sous quelles conditions pour  $\alpha$  et, les maximums du courant et du couple sont atteints.

### III-3a Cas simple sans amortissement

Le cas le plus simple à étudier consiste à considérer que la phase de la machine est réduite à dépendre de la seule inductance avec l'amortissement tel que  $R_s = 0$ . La Fig. III- 9 en illustre un cas de représentation à la seule différence qu'il existe une condition initiale non nulle  $I_0$ . Dans notre cas  $I_0$  provient des capacités.

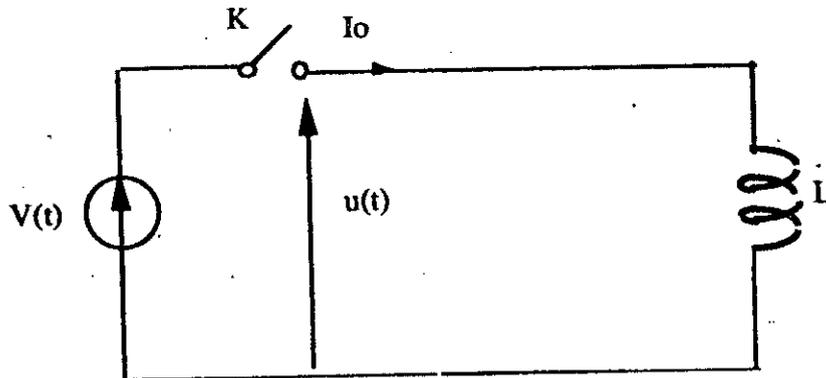


Fig. III-9 Représentation du cas simplifié (sans amortissement)

### Chapitre III- TRANSITOIRE D'UNE MACHINE ASYNCHRNOE AUTO-AMORÇEE RELIEE AU RESEAU

---

Au moment du retour réseau suite à une micro-coupure, seule l'inductance  $L$  est présente ( c'est le cas d'un électro-aimant, par exemple, dont la résistance de la bobine est négligée). La solution d'un tel système se présente comme suit :

$$V(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

avec :

$L =$  constante ;  
 $I_0 =$  constante ;  
et

$$V(t) = V_m \cos(\omega t + \varphi)$$

avec :

$V_m$  et  $\varphi$  qui représentent respectivement la tension maximale et la phase.

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{V_m}{L} \cos(\omega t + \varphi)$$

par intégration :

$$i(t) = \frac{V_m}{L\omega} \sin(\omega t + \varphi) + \lambda$$

les conditions initiales déterminent  $\lambda$

$$\lambda = I_0 - \frac{V_m}{L\omega} \sin \varphi$$

La solution finale s'écrit :

$$i(t) = I_0 + \frac{V_m}{L\omega} (\sin(\omega t + \varphi) - \sin \varphi)$$

avec :

$$I_0 = I_m \sin \alpha = I_a \sqrt{2} \sin \alpha .$$

Nous avons supposé que le courant  $I_0$  est entièrement réactif. Il provient des capacités ;  $I_a$  est sa valeur efficace en auto-amorçé.

$$I_a \sqrt{2} = \frac{V_m}{L\omega}$$

La valeur maximum du courant est :

$$(I_{\max})_{\max} = I_a \sqrt{2} (1+1+1) = 3 \sqrt{2} I_a$$

$$\text{pour } 0 < \alpha < 2\pi \text{ et } 0 < \varphi < 2\pi$$

Comme le montre cet exemple, la valeur du courant peut atteindre trois fois la valeur maximum pendant le transitoire. Dans le cas d'un électro-aimant, la force exercée sur l'armature est proportionnelle au carré de l'amplitude du courant. Ce problème se rencontre au niveau de la construction des dispositifs électromagnétiques.

Par analogie au cas réel que l'on se propose d'étudier, il s'agit du retour réseau suite à une micro-coupure sur une machine asynchrone. Ainsi, le courant est celui de la phase tandis que la force traduit le couple. Il faudrait alors résoudre les équations en tenant compte de la variation de l'inductance ainsi que de l'amortissement.

### III – 3b Circuit avec amortissement

Nous nous intéressons au transitoire qui se produit sur une phase, dans le cas où R ne serait plus nulle par rapport au cas précédent, Fig. III-10 :

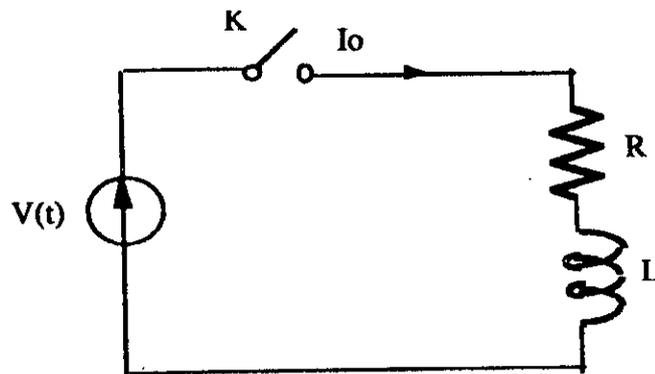


Fig. III-10 Représentation du circuit avec amortissement

La valeur du courant est :

$$I(t) = (I_0 - \frac{V_m}{Z} \sin(\varphi - \psi)) e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t + \varphi - \psi)$$

avec :

$$\psi = \arctg L\omega/R$$

La solution comporte un terme transitoire amorti et d'un terme correspondant au régime permanent.

Pour cette expression,

$$|I_0| = \left| \frac{V_m}{Z} \sin(\varphi - \psi) \right|$$

Il n'y a pas de régime transitoire. Dans tous les autres cas il y aurait toujours un régime transitoire amorti de constante de temps  $\tau$ . Pour  $R=0$ , on retrouve le cas simplifié précédent. Cependant dans le cas d'une machine en régime transitoire, il faudrait résoudre le système d'équations du stator et du rotor couplées ; ce qui est évidemment d'un point de vue analytique assez difficile à résoudre. Pour cette raison, nous considérons un modèle analytique sous l'hypothèse d'un amortissement négligé.

### III - 4 Modèle analytique

L'expression précédente du courant nous permet de décrire le transitoire du retour réseau dans le cas où l'inductance  $L$  (Fig. III- 10). Dans le cas réel, cette inductance varie pendant le régime transitoire. L'expression analytique du courant à partir du système différentiel qui régit le fonctionnement de la machine est établie. Pour la simplifier on adopte l'hypothèse  $R_s = R_r = 0$  dans le cas synchrone en régime linéaire sous les conditions initiales non nulles pour le courant.

On reprend le système d'équations (I-3) dans lequel on néglige l'effet des résistances  $R_s$  et  $R_r$  :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} &= \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 &= \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 &= \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{aligned} \tag{III-1}$$

En introduisant les inductances cycliques  $L_s$  et  $L_r$  ainsi que l'inductance de magnétisation  $M$ , le système (III- 1) s'écrit :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= pL_s I_{ds} - L_s \omega I_{qs} + pM I_{dr} - M \omega I_{qr} - L_s i_0 \\ V_{qs} &= L_s \omega I_{ds} + pL_s I_{qs} + M \omega I_{dr} + pM I_{qr} \\ 0 &= pM I_{ds} + pL_r I_{dr} - M i_0 \\ 0 &= pM I_{qs} + pL_r I_{qr} \end{aligned}$$

où :

$p$  est l'opérateur  $d/dt$

les composantes  $V_{ds}$ ,  $V_{qs}$ ,  $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$  sont exprimées ainsi :

$$i_{ds}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} I_a \sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha - \theta_s) = I_a \sqrt{3} \sin(\omega t + \alpha - \theta_s)$$

$$i_{qs}(t) = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_a \sqrt{2} \cos(\omega t + \alpha - \theta_s) = -I_a \sqrt{3} \cos(\omega t + \alpha - \theta_s)$$

où :

$I_a$  est la valeur efficace du courant dans une phase pour une machine auto-amorcée.  
Pour simplifier le calcul on pose :

$$\theta_s = \omega t + \alpha - \frac{\pi}{2}$$

A l'instant initial  $t=0$  les composantes des courants suivant les deux axes deviennent :

$$i_{ds}(0) = \sqrt{\frac{3}{2}} I_a \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) = I_a \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) = i_0$$

$$i_{qs}(0) = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_a \sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) = -I_a \sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) = 0$$

On procède de la même manière que pour les courants :

$$V_{ds}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} V \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi - \theta_s) = \sqrt{3} V \sin(\omega t + \alpha - \theta_s)$$

$$V_{qs}(t) = -\sqrt{\frac{3}{2}} V \sqrt{2} \cos(\omega t + \alpha - \theta_s) = -V \sqrt{3} \cos(\omega t + \alpha - \theta_s)$$

où  $V$  est la tension simple efficace.

On pose :

$$\psi = \varphi - \alpha + \frac{\pi}{2}$$

A l'instant initial  $t=0$ , les composantes des tensions ont pour valeurs :

$$V_{ds}(0) = \sqrt{\frac{3}{2}} V \sqrt{2} \sin(\psi) = \sqrt{3} V \sin(\psi)$$

$$V_{qs}(0) = -\sqrt{\frac{3}{2}} V \sqrt{2} \cos(\psi) = -V \sqrt{3} \cos(\psi)$$

En remplaçant  $i_0$  par  $i_0 = \sqrt{3} I_a$  dans le système (III-1), les composantes des courants du stator s'écrivent sous la forme opérationnelle suivante :

$$I_{ds}(p) = \frac{\sqrt{3}V}{\sigma L_s p} \frac{p \sin \psi - \omega \cos \psi}{p^2 + \omega^2} + \sqrt{3} I_a \frac{p - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \frac{\omega^2}{p}}{p^2 + \omega^2}$$

$$I_{qs}(p) = \frac{-\sqrt{3}V}{\sigma L_s p} \frac{p \cos \psi + \omega \sin \psi}{p^2 + \omega^2} - \sqrt{3} I_a \frac{\left(\frac{\omega}{\sigma}\right)}{p^2 + \omega^2}$$

Le calcul de la transformée inverse des composantes des courants donne, en remplaçant  $I_v$  par :

$$I_v = \frac{V}{L_s \omega}$$

$$i_{ds}(t) = \sqrt{3} \left\{ \frac{I_v}{\sigma} [-\cos \psi + \cos(\omega t - \psi)] + I_a \left[ \cos(\omega t) \left( 1 + \frac{1-\sigma}{\sigma} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \right] \right\}$$

$$i_{qs}(t) = -\sqrt{3} \left\{ \frac{I_v}{\sigma} [-\sin \psi + \sin(\omega t - \psi)] - \frac{I_a}{\sigma} [\sin(\omega t)] \right\}$$

$$I_{dr}(t) = \frac{M}{L_r} \sqrt{3} I_a - \frac{M}{L_r} i_{ds}(t)$$

$$I_{qr}(t) = -\frac{M}{L_r} i_{qs}(t)$$

Les grandeurs réelles, obtenues par la transformation inverse de Park d'angle :

$$\theta_s = \omega t + \alpha - \pi/2$$

sont :

$$I(t) = \sqrt{2} \left[ -\frac{I_v}{\sigma} \cos(\omega t + \varphi) + \frac{I_v}{\sigma} \cos \varphi + \frac{I_a}{\sigma} \sin \alpha - I_a \frac{1-\sigma}{\sigma} \sin(\omega t + \alpha) \right]$$

### III - 5 Calcul du maximum de courant

On cherche l'expression de  $i(t)$  qui permet de trouver simplement le maximum du courant. On pose :

$$Y = \frac{I_v}{\sigma} \cos \varphi + \frac{I_a}{\sigma} \sin \alpha$$

et

$$f(t) = -\frac{I_v}{\sigma} \cos(\omega t + \varphi) - \frac{I_a (1-\sigma)}{\sigma} \sin(\omega t + \alpha)$$

Le courant  $i(t)$  devient :

$$i(t) = \sqrt{2}[Y + f(t)]$$

On développe la fonction  $f(t)$

$$f(t) = \left(\frac{I_v}{\sigma} \cos \varphi - I_a \sin \alpha\right) \cos \omega t + \left(\frac{I_v \sin \varphi}{\sigma} - I_a \cos \alpha\right) \sin \omega t$$

avec :

$$A \sin \omega t \pm B \cos \omega t = \sqrt{A^2 + B^2} \sin(\omega t \pm \Theta) \quad (\text{III-2})$$

on obtient :

$$f(t) = \pm \sqrt{\left(\frac{I_v}{\sigma}\right)^2 + \left(I_a \frac{1-\sigma}{\sigma}\right)^2 + 2 \frac{I_v}{\sigma} I_a \frac{1-\sigma}{\sigma} \sin(\alpha - \varphi)} \sin(\omega t \pm \Theta)$$

avec :

$$\text{tg} \Theta = \frac{\frac{I_v}{\sigma} \cos \varphi - I_a \frac{1-\sigma}{\sigma} \sin \alpha}{\frac{I_v}{\sigma} \sin \varphi - I_a \frac{1-\sigma}{\sigma} \cos \alpha}$$

Finalement l'expression de  $i(t)$  devient :

$$i(t) = \sqrt{2} \left[ \frac{I_v}{\sigma} \cos \varphi + \frac{I_a}{\sigma} \sin \alpha \pm \sqrt{\left(\frac{I_v}{\sigma}\right)^2 + \left(I_a \frac{1-\sigma}{\sigma}\right)^2 + 2 \frac{I_v}{\sigma} I_a \frac{1-\sigma}{\sigma} \sin(\alpha - \varphi)} \right] \sin(\omega t \pm \Theta)$$

l'amplitude de  $f(t)$  est maximale pour :

$$\alpha - \varphi = \frac{\pi}{2} \pm 2k\pi$$

$$f(t) \max = \pm \left( \frac{I_v}{\sigma} + I_a \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \sin(\omega t \pm \Theta)$$

**Chapitre III- TRANSITOIRE D'UNE MACHINE ASYNCHRONNE AUTO-AMORCÉE  
RELÉE AU RESEAU**

---

Il existe alors une infinité de solutions pour  $\varphi$  et  $\alpha$  qui satisfassent la relation ci-dessus. Nous allons considérer les cas suivants :

1<sup>er</sup> cas

$$\varphi = 0 \quad \alpha = \pi/2 \quad \Rightarrow \quad \Theta = \pi/2$$

2<sup>ème</sup> cas

$$\varphi = \pi \quad \alpha = 3\pi/2 \quad \Rightarrow \quad \Theta = \pi/2$$

Comme ils sont symétriques on prendra le premier, on remplace alors  $\varphi$  et  $\alpha$  par leur valeur dans l'expression de  $i(t)$  ce qui donne :

$$i(t)_{\max} = \sqrt{2} \left[ \frac{I_v}{\sigma} + \frac{I_a}{\sigma} + \left( \frac{I_v}{\sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \right] \sin(\omega t + \frac{\pi}{2})$$

$$(I_{\max})_{\max} = \sqrt{2} \left[ \frac{I_v}{\sigma} + \frac{I_a}{\sigma} + \left( \frac{I_v}{\sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \right]$$

Dans une machine asynchrone assez bien conçue, généralement le coefficient de dispersion  $\sigma$  vaut 10%. Ainsi en approximant  $1-\sigma$  par 1, on aboutit à :

$$(I_{\max})_{\max} = \pm \frac{\sqrt{2}}{\sigma} 2(I_v + I_a)$$

### III - 6 Calcul du maximum du couple

L'expression du couple est donnée par la relation suivante :

$$\Gamma(t) = p M (i_{qs}(t) i_{dr}(t) - i_{ds}(t) i_{qr}(t))$$

où :

$p$  est le nombre de paires de pôles

On obtient, en introduisant la valeur du courant  $I_a$  en auto-amorcée :

$$\Gamma(t) = \frac{pM^2}{L_r} \sqrt{3} I_a i_{qs}(t)$$

En remplaçant  $i_{qs}(t)$  par sa valeur, on obtient :

$$\Gamma(t) = \frac{pM^2}{L_r} 3I_a \left\{ \frac{I_v}{\sigma} (\sin \psi + \sin(\omega t - \psi)) - \frac{I_a}{\sigma} \sin \omega t \right\}$$

**Chapitre III- TRANSITOIRE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE AUTO-AMORÇÉE  
RELÉE AU RESEAU**

Le maximum du couple, en procédant de la même manière que pour le courant, avec :

$$\psi = \varphi - \alpha + \pi/2$$

est :

$$\Gamma(t) = \frac{pM^2}{Lr} 3Ia \left\{ \frac{Iv}{\sigma} (\cos(\varphi - \alpha) + \frac{Iv}{\sigma} \cos(\varphi - \alpha) \cos(\omega t) + (\frac{Iv}{\sigma} \sin(\varphi - \alpha) - \frac{Ia}{\sigma}) \sin(\omega t + \Theta) \right\}$$

Cette expression peut se mettre sous la forme suivante en utilisant (III-2) :

$$\Gamma(t) = \frac{pM^2}{Lr} 3Ia \left\{ \frac{Iv}{\sigma} (\cos(\varphi - \alpha) \pm \sqrt{(\frac{Iv}{\sigma})^2 - 2 \frac{Iv Ia}{\sigma \sigma} \sin(\varphi - \alpha) + (\frac{Ia}{\sigma})^2} \sin(\omega t + \Theta) \right\}$$

avec :

$$\operatorname{tg} \Theta = \frac{Iv \cos(\varphi - \alpha)}{Iv \sin(\varphi - \alpha) - Ia}$$

pour :

$$\varphi - \alpha = -\frac{\pi}{2} + 2k\pi$$

avec :

$$\varphi = 0 \text{ et } \alpha = \pi/2$$

on obtient :

$$\Gamma_{\max} = \frac{pM^2}{Lr} 3Ia \left\{ \frac{Iv}{\sigma} + \frac{Ia}{\sigma} \sin(\omega t) \right\}$$

$$\Gamma(\max)_{\max} = \frac{pM^2}{Lr} 3Ia \left\{ \frac{Iv}{\sigma} + \frac{Ia}{\sigma} \right\}$$

où :

$$\frac{M^2}{Lr} = (1 - \sigma) Ls$$

On obtient l'expression  $\Gamma(\max)_{\max}$  suivante :

$$\Gamma(\max)_{\max} = 3p \frac{(1 - \sigma)}{\sigma} Ls Ia (Iv + Ia)$$

avec :

$I_v$  : courant à vide efficace  
 $I_a$  : courant de ligne efficace  
 $\sigma$  : coefficient de dispersion  
 $p$  : nombre de paires de pôles

Les expressions du couple maximum et du courant maximum peuvent s'exprimer en fonction de  $I_a$ , de  $I_v$ , de  $\sigma$ , et de  $L$  alors qu'ils l'étaient fonction de  $V_m$ , de  $I_m$ , de  $\alpha$  et de  $\varphi$ . On se ramène à un cas où la connaissance du couple maximum et du courant maximum se résume à une identification de la machine pour déterminer  $\sigma$ ,  $L_s$ ,  $I_v$ , et la valeur de la capacité pour  $I_a$ .

### III-6a Vérification du modèle analytique

Le modèle analytique avec  $R_s=R_r=0$  est vérifié en utilisant le modèle linéaire numérique (logiciel MC2 réalisé à l'INPGrenoble). Nous comparons (Figs. III-11, 12, 13, et 14) les résultats, pour le couple et pour le courant, obtenus par ces différents modèles pour  $\varphi=0$  et  $\alpha=\pi/2$ .

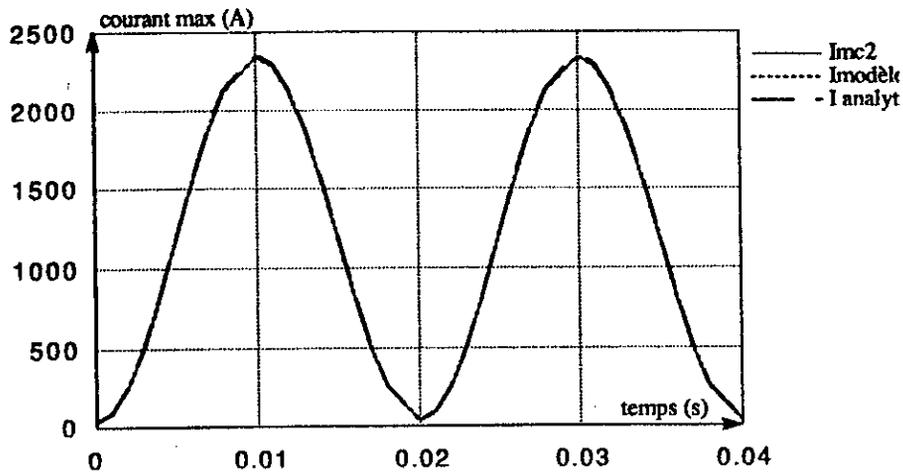


Fig. III-11 Comparaison des maximums de courant obtenus par différents modèles

Afin de montrer la différence des résultats issus des 03 modèles utilisés, on a représenté sur la Fig. III-12 un zoom sur une demi-période.

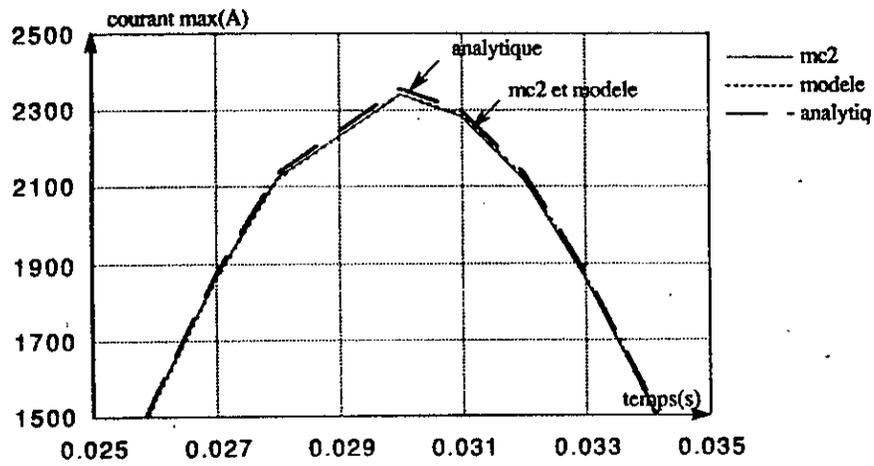


Fig. III-12 Zoom issu de la Fig. III-11

On procède de la même manière pour les couples. On a représenté les résultats sur les Figs. III-13 et 14.

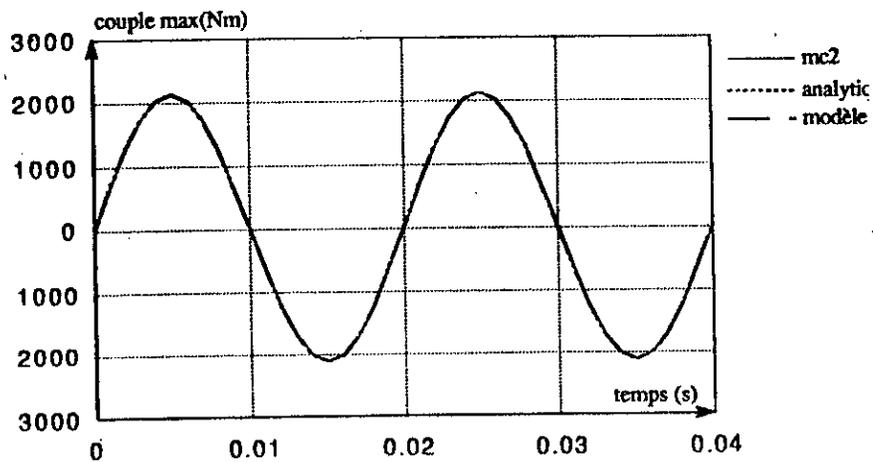


Fig. III-13 comparaison des couples obtenus par les différents modèles utilisés

Afin de mieux apprécier la différence entre les modèles, on a effectué un zoom sur la première demi-période, Fig. III- 14.

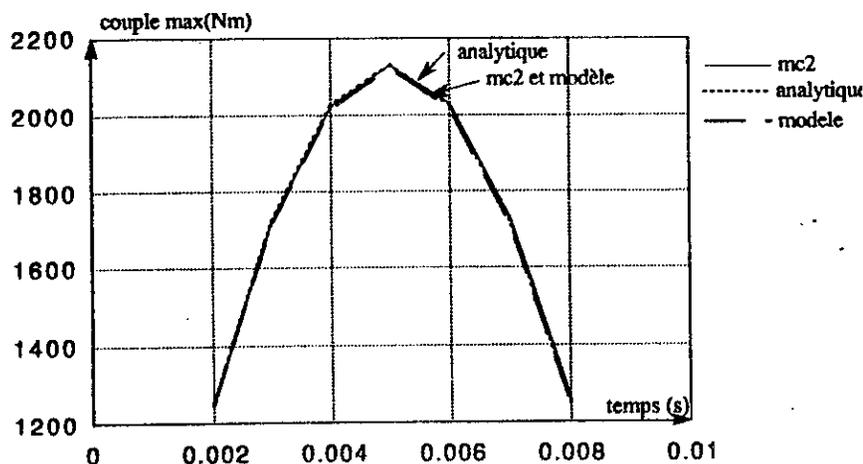


Fig.III-14 Zoom de la figure III-13

Une concordance des résultats est obtenue à partir des différents modèles.

### III-6b Vérification par calcul des résultats obtenus par simulation

Sous les mêmes conditions avec  $I_v = 22.46$  A,  $I_a = 24$  A,  $\sigma = 5.6 \text{ E-}02$  et  $L_s = 0.018$  H, les résultats obtenus en utilisant les expressions analytiques pour le couple et pour le courant sont, dans ce présent paragraphe, comparés avec ceux obtenus par simulation.

Calcul du courant (max)max :

$$I(\text{max})\text{max} = \pm 2\sqrt{2} (I_v + I_a) = 2345 \text{ A}$$

Calcul du couple (max) max :

$$\Gamma(\text{max})\text{max} = 3 p \frac{(1-\sigma)}{\sigma} L_s I_a (I_v + I_a) = 2028 \text{ mN}$$

Les résultats issus du calcul analytique, sous les mêmes conditions, concordent avec ceux issus du modèle numérique Fig. III-13 et Fig. III-14.

### III -7 Comparaison des résultats issus du modèle analytique avec ceux issu du modèle réel

La comparaison des résultats obtenus à partir de ces deux modèles montre l'effet de l'amortissement sur la valeur du courant (Fig. III- 15) et sur celle du couple (Fig. III- 16) pour  $\varphi = 0$  et  $\alpha = \pi/2$ .

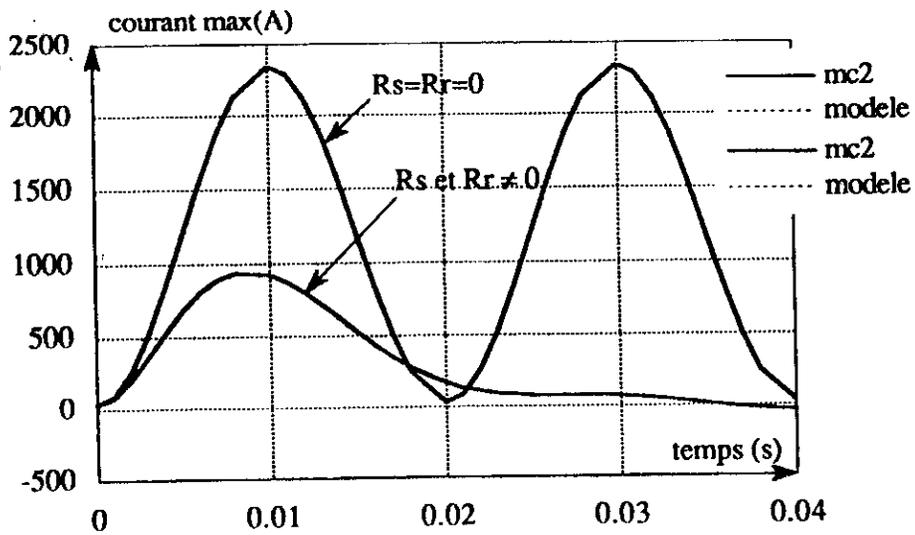


Fig. III-15 Effet de l'amortissement sur le courant (modèle analytique et modèle réel)

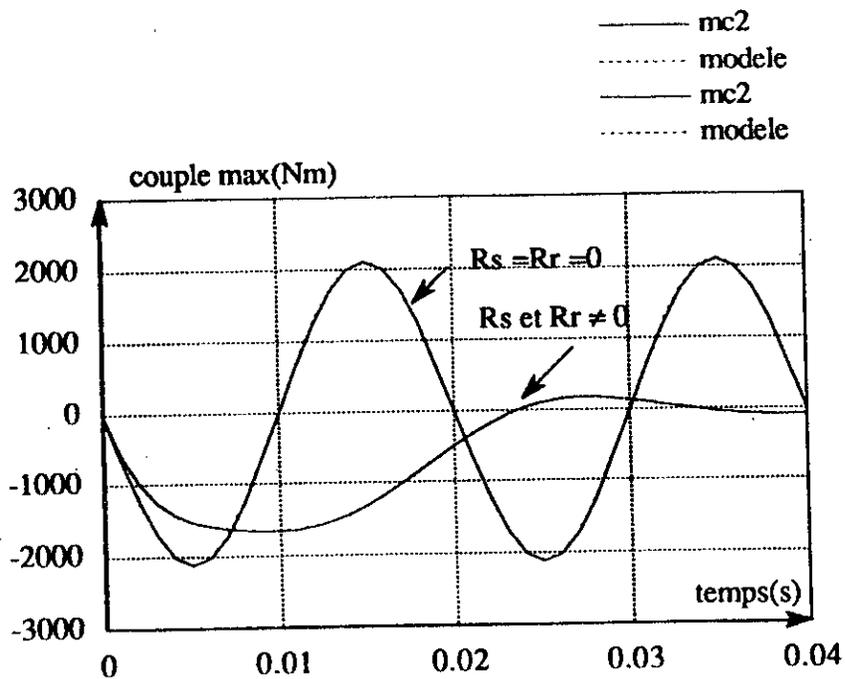


Fig. III-16 Effet de l'amortissement sur le couple (modèle analytique et modèle réel)

### Conclusion

Le modèle analytique, de part sa simplicité, son efficacité et sa facilité de mise en œuvre (intégrable facilement) permet un paramétrage en fonction de  $\alpha$  et de  $\phi$  dans les expressions du couple et du courant. Ces expressions du courant et du couple permettent une exploitation aisée du cas d'une machine asynchrone en auto-amorçage. Ces expressions analytiques donnent des résultats concordants avec ceux obtenus par simulation en utilisant le modèle MC2 ainsi qu'avec ceux obtenus en utilisant le modèle semi-numérique que nous avons développé à cet effet. La comparaison des résultats issus du modèle réel aux résultats analytiques montre l'influence de l'amortissement sur les amplitudes du courant et du couple. Le modèle analytique, sous l'hypothèse  $R_r = 0$ , donne en effet les amplitudes maximales admissibles par le courant et le couple ce qui permet de dimensionner les protections pour le fonctionnement considéré.

## **CHAPITRE IV**

<p><b>MAXIMORUM DU COURANT ET DU COUPLE A LA RECONNECTION D'UNE MACHINE AUTO- AMORCEE</b></p>
---

## IV-1 Introduction

Dans le Chapitre précédent (Chapitre III), nous avons effectué une analyse du problème de la reconnexion au réseau et nous avons proposé un modèle analytique qui nous a permis de déterminer les valeurs de  $\varphi$  et de  $\alpha$  pour lesquelles le maximum du courant et du couple est obtenu en régime linéaire.

Dans un premier temps nous vérifierons si cela est valable pour un cas réel saturé. Dans le cas contraire, nous déterminerons quels peuvent être les effets de la saturation sur ces maximums.

A partir des relevés expérimentaux on peut montrer si on pouvait recouper par une simulation certains d'entre-eux. Comme nous l'avons signalé la simulation du courant et du couple pendant la micro-coupe reste difficile du fait du caractère aléatoire très dominant des grandeurs du réseau à l'instant de sa réapparition.

Pour reproduire par une simulation le phénomène, il faudrait se placer dans les mêmes conditions que l'expérience, or dans celle-ci la phase de la tension du côté réseau reste inconnue à la réapparition. Cependant elle influe sur le comportement de la vitesse et il faudrait en tenir compte pendant la simulation car il n'est pas évident d'établir une loi de variation pour tous les cas.

Nous simulerons ensuite l'effet du flux de fuite (considéré comme constant jusqu'à présent) sur le courant et le couple pour trois machines de puissance différentes en considérant le modèle réel et le modèle analytique.

## IV- 2 Analyse de la micro-coupe pour une machine auto-amorcée

### a) Première étape

Avant la micro-coupe l'interrupteur K fermé (Fig.III-1) le réseau impose sa tension et sa fréquence. On peut caractériser cette étape par :

$$V_a(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi)$$

$$V_b(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi - 2\pi/3)$$

$$V_c(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi - 4\pi/3)$$

$$I_1(t) = I_a\sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha)$$

$$I_2(t) = I_a\sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha - 2\pi/3)$$

$$I_3(t) = I_a\sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha - 4\pi/3)$$

où :

$V_a(t)$ ,  $V_b(t)$ ,  $V_c(t)$  sont les tensions simples du réseau appliquées à la machine ;  
 $I_1(t)$ ,  $I_2(t)$ ,  $I_3(t)$  sont les courants dans les phases de la machine.

### b) Deuxième étape

Pendant la micro-coupe, phase transitoire où il y a disparition du réseau et présence de grandeurs électriques et magnétiques, la machine fonctionne de façon autonome. On peut caractériser cette phase par :

$$V'_a(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi)$$

$$V'_b(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi - 2\pi/3)$$

$$V'_c(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi - 4\pi/3)$$

$$I'_1(t) = I_a\sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha)$$

$$I'_2(t) = I_a\sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha - 2\pi/3)$$

$$I'_3(t) = I_a\sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha - 4\pi/3)$$

où :

$V'_a(t)$ ,  $V'_b(t)$ ,  $V'_c(t)$  ;  $I'_1(t)$ ,  $I'_2(t)$ ,  $I'_3(t)$ , sont respectivement une fois le transitoire terminé, les tensions et les courants de la machine pendant l'auto-amorçage, ils ne dépendent de L, C et de la vitesse.

### c) Troisième étape

Après la micro-coupe, refermeture de l'interrupteur K, c'est le retour réseau. C'est cette phase qui nous intéresse le plus. C'est à ce moment là qu'aura lieu le transitoire. Les grandeurs de l'auto-amorçage vont constituer les conditions initiales. La Fig. IV- 1 [23] que nous avons modifié pour la circonstance résume un peu ces trois étapes.

## Chapitre IV - MAXIMUM DU COURANT ET DU COUPLE A LA RECONNECTION D'UNE MACHINE AUTO-AMORCEE

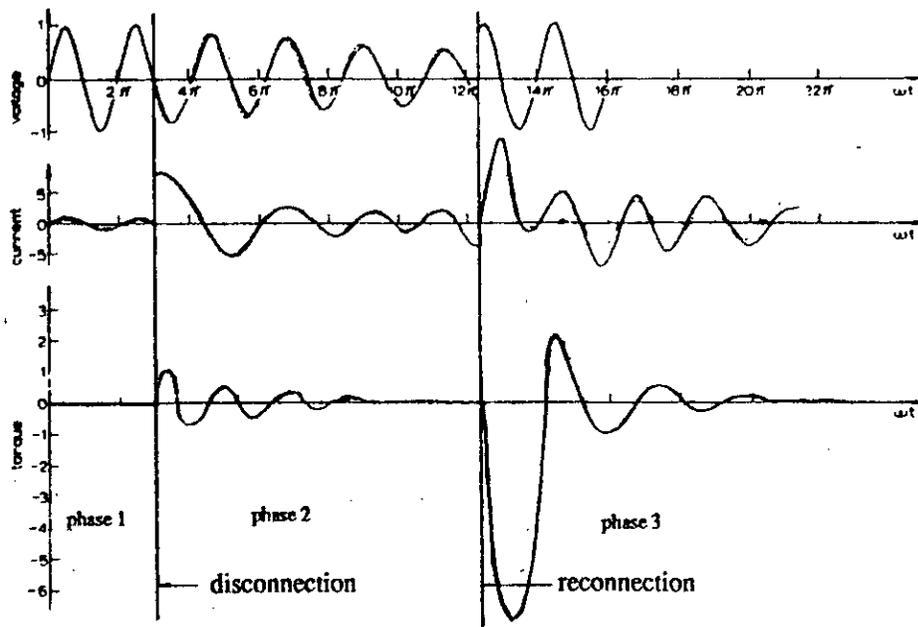


Fig. IV-1 Représentation des trois phases du phénomène

### IV-3 Résultats expérimentaux

Le maximum de courant est bien localisé ( $\varphi=0$  et  $\alpha=\pi/2$ ) notre but sera de comparer les résultats expérimentaux à ceux de la simulation. Vu le caractère aléatoire de la micro coupure on peut obtenir une infinité de courbes correspondant à des instants de refermeture différents. La machine et le réseau constituent chacun un système symétrique d'ordre trois nous avons observé en simulant à  $t$  et à  $t = t+1/2$  une symétrie des courants Fig.IV-2.

Chapitre IV - MAXIMUM DU COURANT ET DU COUPLE A LA RECONNECTION D'UNE MACHINE AUTO-AMORCEE

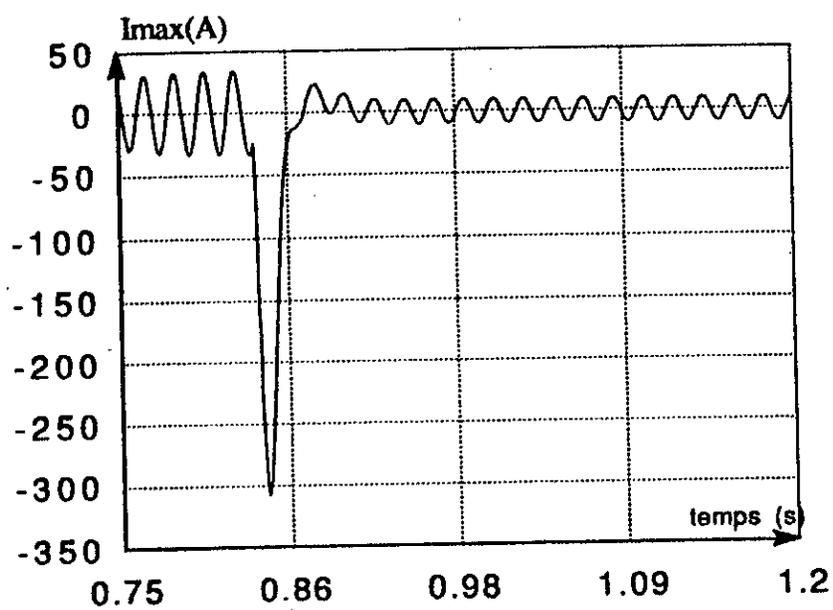
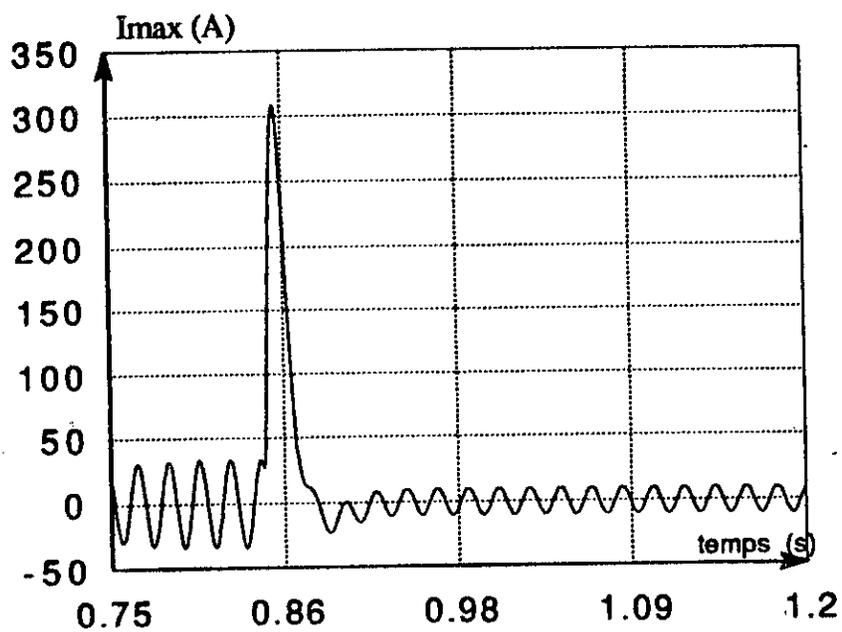


Fig.IV-2 Symétrie des courants obtenu en simulation lors d'un retour réseau

Cette symétrie nous a permis de classer l'ensemble des cas en trois familles de caractéristiques.

### 1<sup>er</sup> famille

Des caractéristiques où le courant est maximum à l'instant de la refermeture avec une pointe positive, Fig. IV-3.

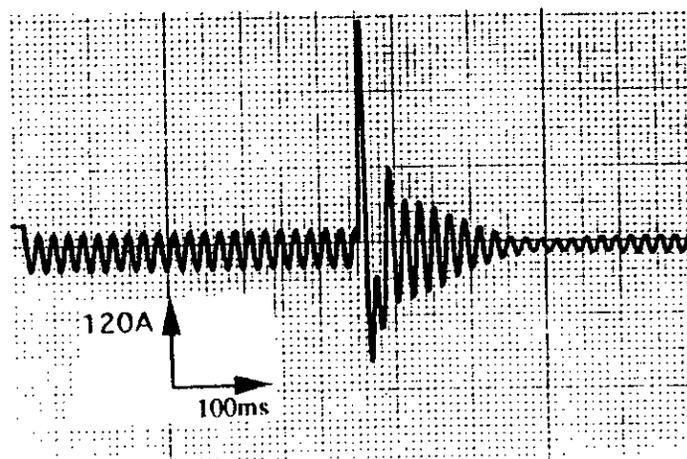


Fig. IV-3 Courant expérimental avec une pointe positive

### 2<sup>ème</sup> famille

Des caractéristiques où le courant est maximum à l'instant de refermeture avec une pointe négative, Fig. IV. 4.

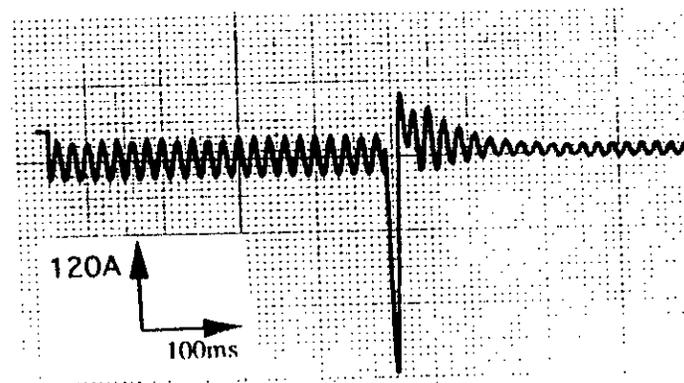


Fig. V-4 Courant expérimental avec une pointe négative

3ème famille

Des Caractéristiques où le courant est maximum avec des pointes intermédiaires et sans pointe, Fig. IV. 5.

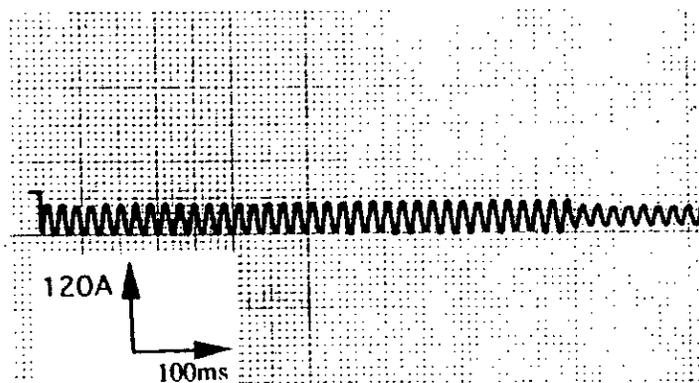
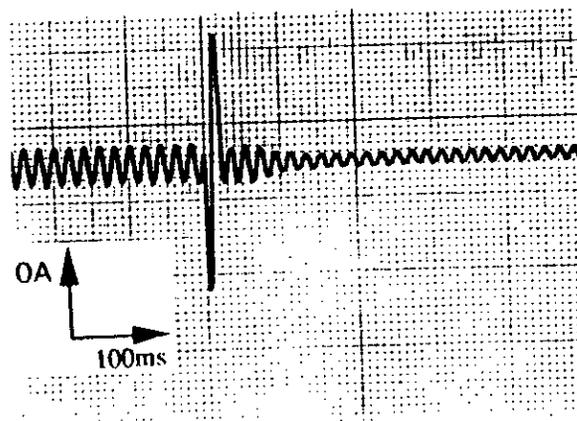


Fig. V-5 Courant expérimental avec des pointes intermédiaires et sans pointe

#### IV-4 Simulation

Lors de la simulation, on constate que l'on pouvait obtenir le maximum mais que le transitoire est suffisamment amorti, Fig. IV-6, comparativement aux résultats expérimentaux. Après analyse des résultats, on constate que cela est du à une variation de la vitesse non prise en compte lors du retour réseau par simulation. Une tentative expérimentale de la régulation de vitesse a été essayée mais sans résultat car la pointe du courant est excessivement très forte et que la régulation ne répond pas pendant ce laps de temps.

En simulant le retour réseau avec cette variation de la vitesse, on obtient pour les différents cas correspondant aux familles de caractéristiques expérimentales présentées Fig. IV-6

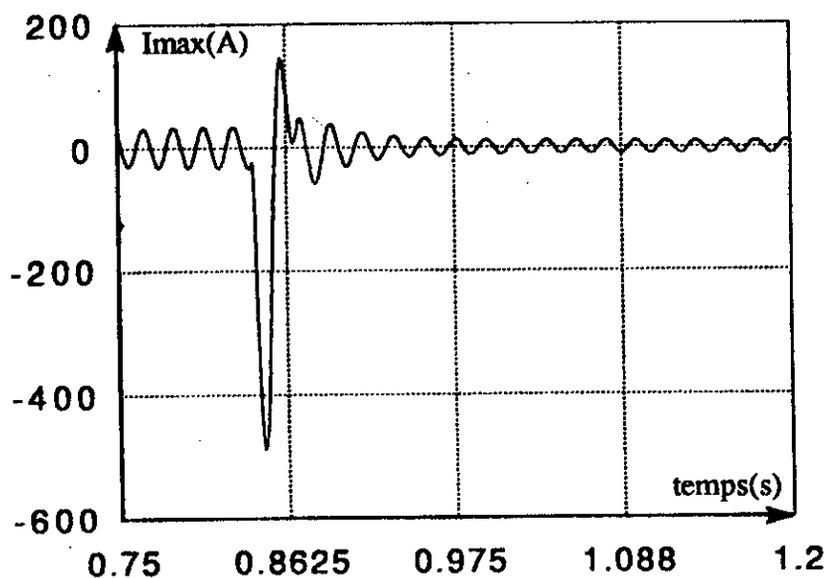


Fig. IV-6-a Simulation du courant avec pointe négative

Chapitre IV - MAXIMORUM DU COURANT ET DU COUPLE A LA RECONNECTION D'UNE MACHINE AUTO-AMORCEE

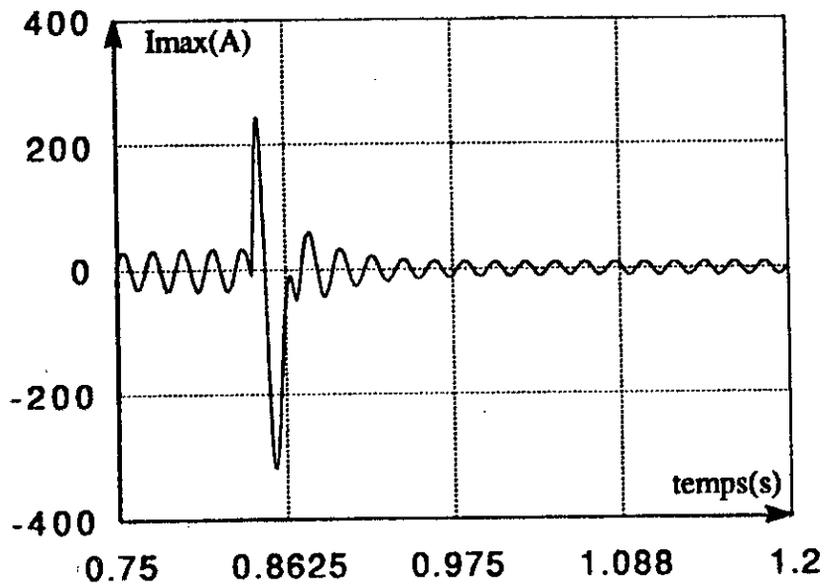


Fig. IV-6-b Simulation du courant avec pointe intermédiaire

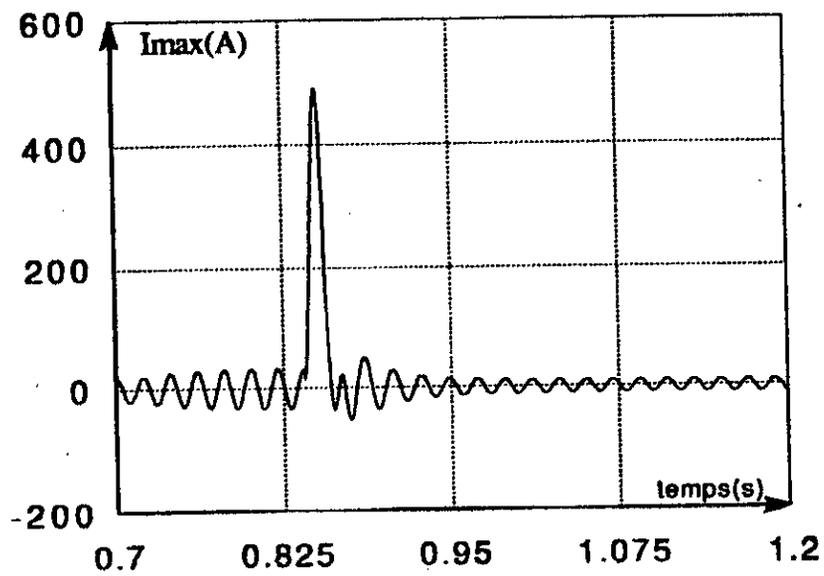


Fig. IV-6-c Simulation du courant avec pointe positive

En faisant varier la vitesse pendant l'intervalle du retour réseau, on se rapproche des cas pratiques cités ci-dessus. Notre but n'était pas de reproduire exactement le courant réel par simulation. En effet, nous avons souligné antérieurement la difficulté à se placer dans les mêmes conditions que l'expérience, mais plutôt de connaître le courant maximum et les contraintes auxquelles l'installation sera soumise et d'en tenir compte dans le dimensionnement le cas échéant. Mais en faisant plusieurs essais expérimentaux, à des instants différents, on arrive à recouper certains cas obtenus par simulation.

#### IV-5 Effet de la résistance rotorique lors de la reconnexion du réseau

Comme dans le cas précédent, on a effectué un certain nombre d'essais de la même manière. On pourrait les classer, mais nous avons choisi deux essais dont les résultats sont proches de ceux obtenus par simulation.

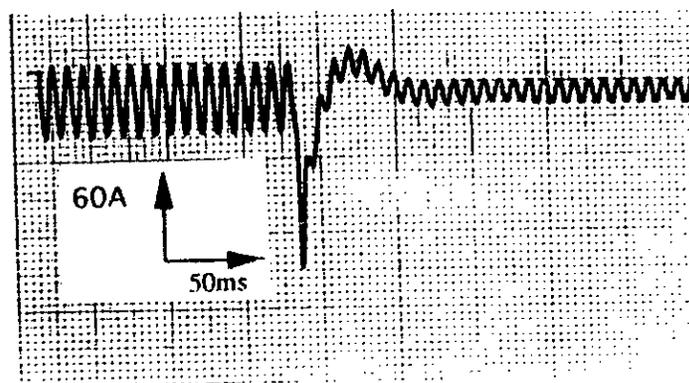


Fig.IV-9a Courant expérimental avec  $R_r$  variable (expérimentale)

Chapitre IV - MAXIMUM DU COURANT ET DU COUPLE A LA RECONNECTION D'UNE MACHINE AUTO-AMORCEE

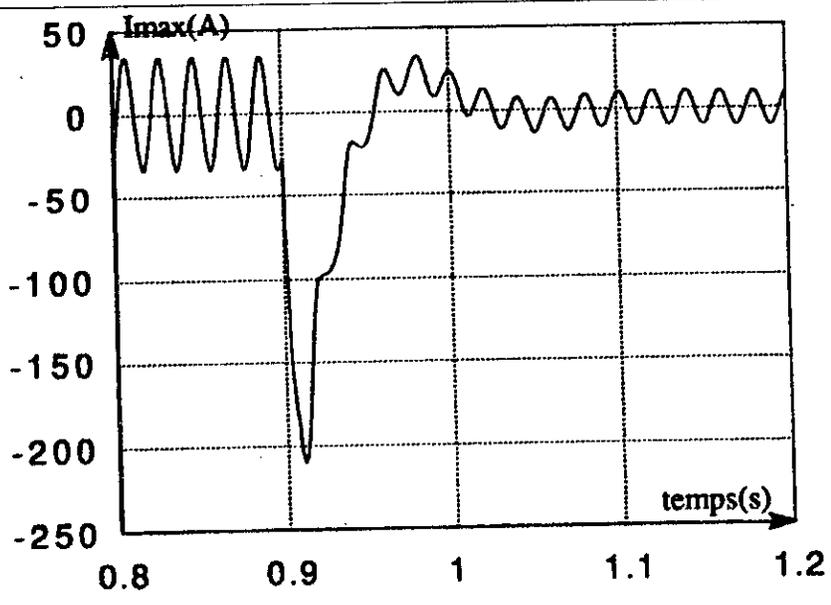


Fig.IV-9b Courant experimental avec  $R_r$  variable (simulation)

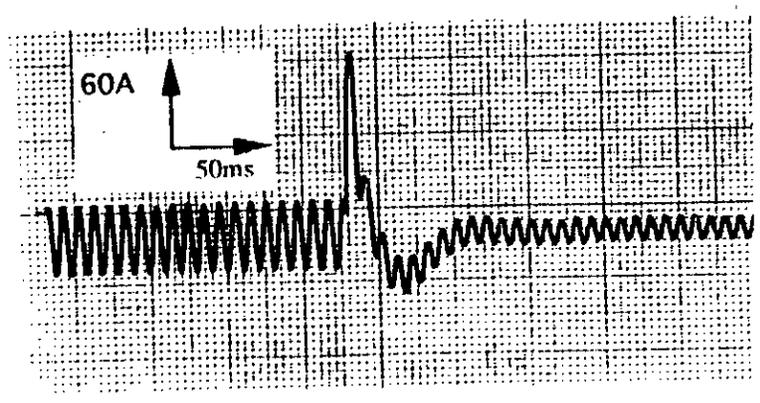


Fig. IV-10a Courant simulé avec  $R_r$  variable (expérimentale)

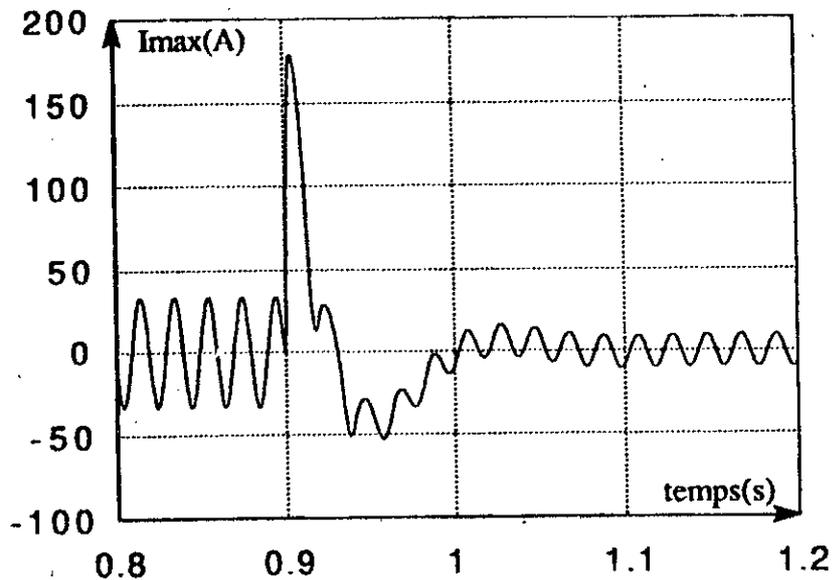


Fig. IV-10b Courant simulé avec  $R_r$  variable (simulation)

Dans le cas où la résistance rotorique  $R_r$  deviendrait importante, le système est plus amorti. Les résultats obtenus par simulation se rapprochent davantage des cas réels, Figs. IV-10a et 10b. Les amplitudes sont moins importantes, ce qui est normal car la résistance rotorique d'une façon classique a pour rôle de limiter le courant.

#### IV- 6 Comparaison des résultats en régime linéaire et en régime saturé dans le cas du modèle réel

Pour montrer l'effet de la saturation, nous reproduisons ici les caractéristiques de courant et du couple en régimes linéaire et saturé dans les mêmes conditions de simulation, Fig. IV-11.

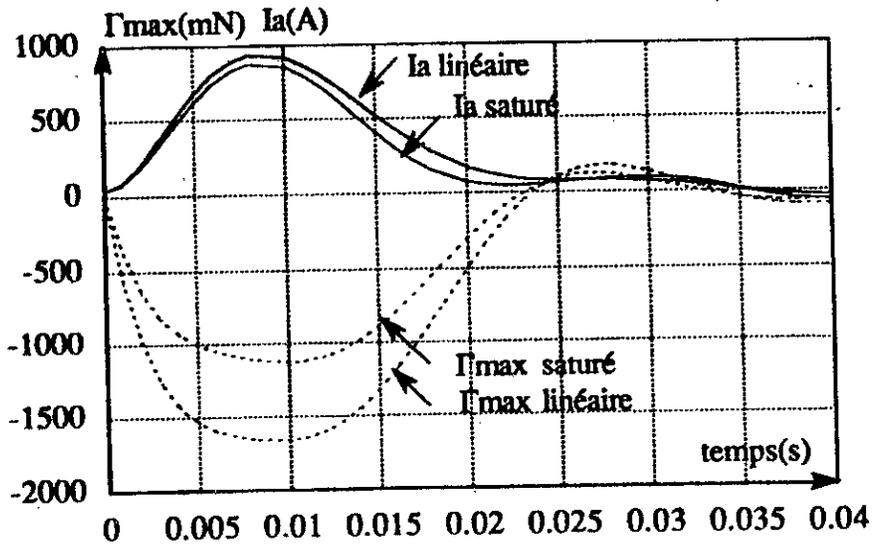


Fig.IV-11 Effet de la saturation sur le courant et le couple

La saturation modifie l'amplitude et plus particulièrement celle du couple qui est presque réduite de 30%. L'autre effet de la saturation est que le maximum du couple présente un palier plus accentué que dans le cas du régime linéaire. On constate également une réduction de la durée du transitoire pour le couple et pour le courant.

#### IV-7 Effet des conditions initiales des courants $I_a$ et des inductances de fuites

Le retour réseau sur auto-amorçage est caractérisé par la condition initiale sur le courant  $I_a$ . Cette valeur dépend directement de la capacité aux bornes de la machine. Si cette celle-ci varie quel va être le comportement du courant et du couple mais surtout dans quelles proportions ils vont varier en fonction des inductances de fuite ? Dans un premier temps on a considéré plusieurs valeurs pour  $I_a$  par rapport à la valeur expérimentale qui est de 24 A. Pour les inductances de fuite on suppose quelles sont réduites de 50% par rapport à leur valeur expérimentale. L'étude porte sur trois machines de différentes puissances en régimes linéaire et saturé en utilisant le modèle réel et la méthode analytique.

Chapitre IV - MAXIMORUM DU COURANT ET DU COUPLE A LA RECONNECTION D'UNE MACHINE AUTO-AMORCEE

a)-Courants

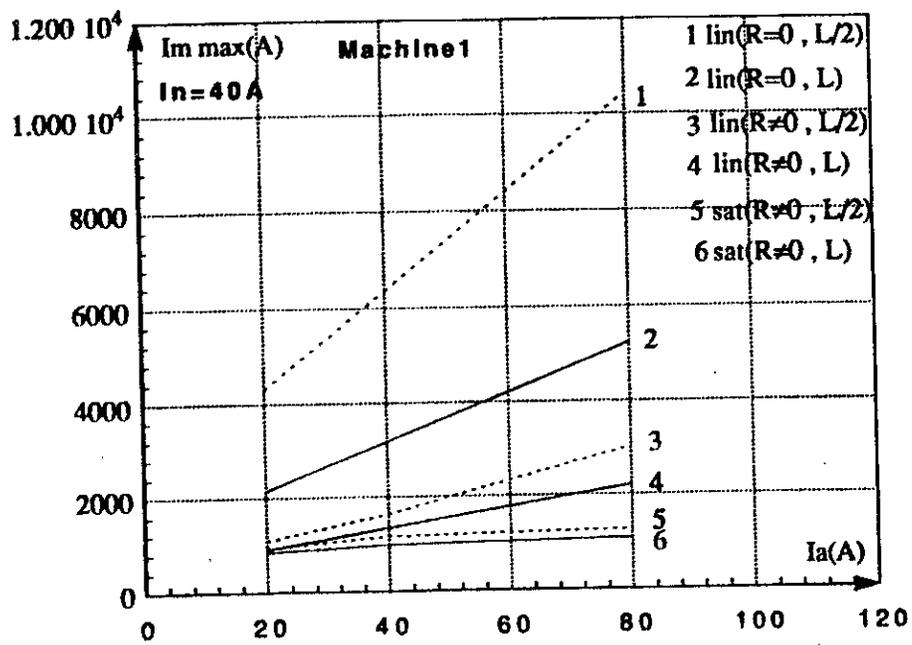


Fig:IV-12 Effet des conditions initiales et des inductances de fuites sur le courant

Chapitre IV - MAXIMUM DU COURANT ET DU COUPLE A LA RECONNECTION D'UNE MACHINE AUTO-AMORCEE

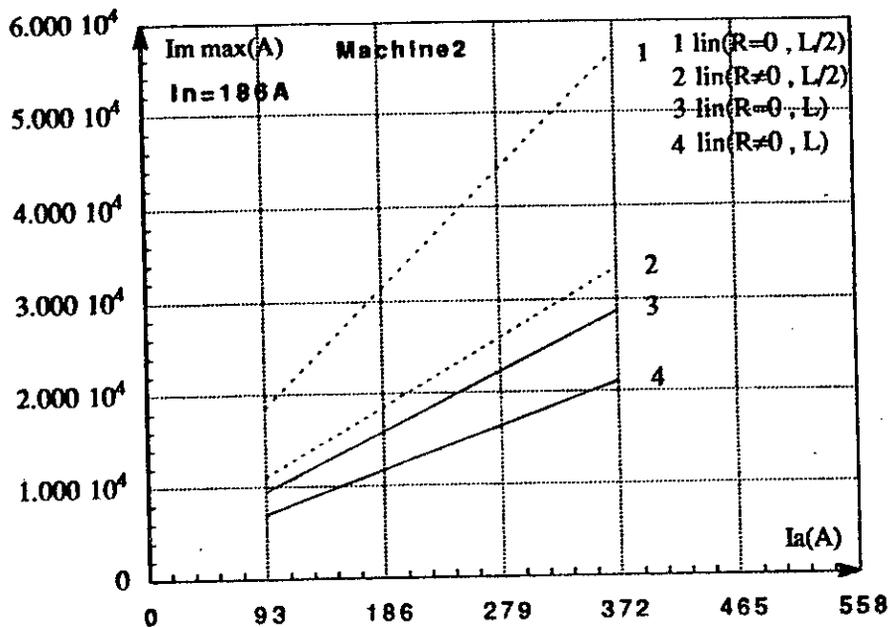


Fig. IV-13 Effet des conditions initiales et des inductances de fuites sur le courant

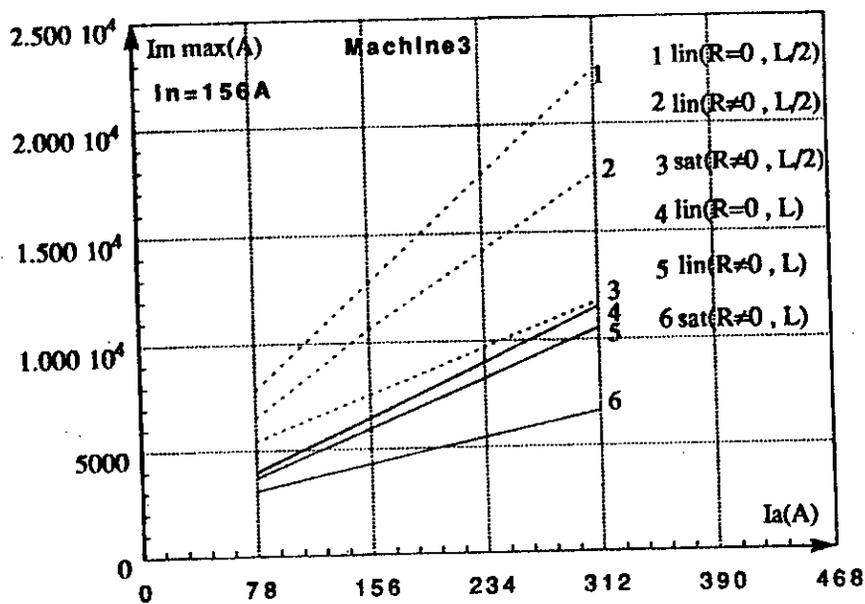


Fig. IV-14 Effet des conditions initiales et des inductances de fuites sur le courant

b)-Couples

Chapitre IV - MAXIMORUM DU COURANT ET DU COUPLE A LA RECONNECTION D'UNE MACHINE AUTO-AMORCEE

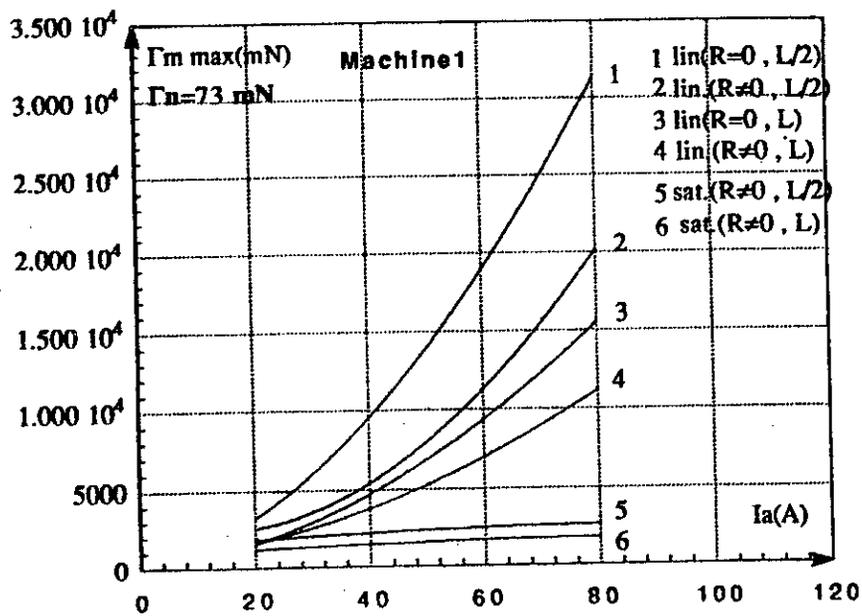


Fig:IV-15 Effet des conditions initiales et des inductances de fuites sur le couple

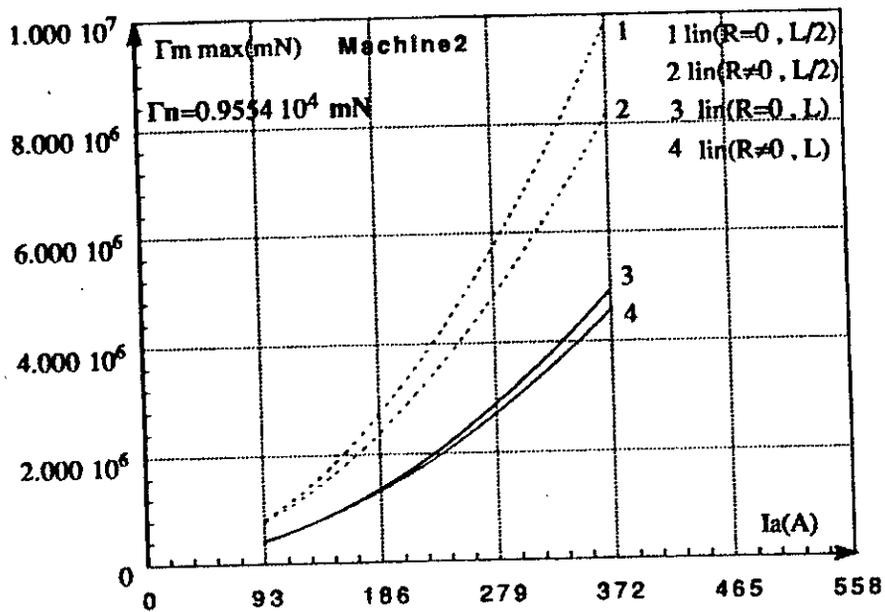


Fig:IV-16 Effet des conditions initiales et des inductances de fuites sur le couple

Chapitre IV - MAXIMORUM DU COURANT ET DU COUPLE A LA RECONNECTION D'UNE MACHINE AUTO-AMORCEE

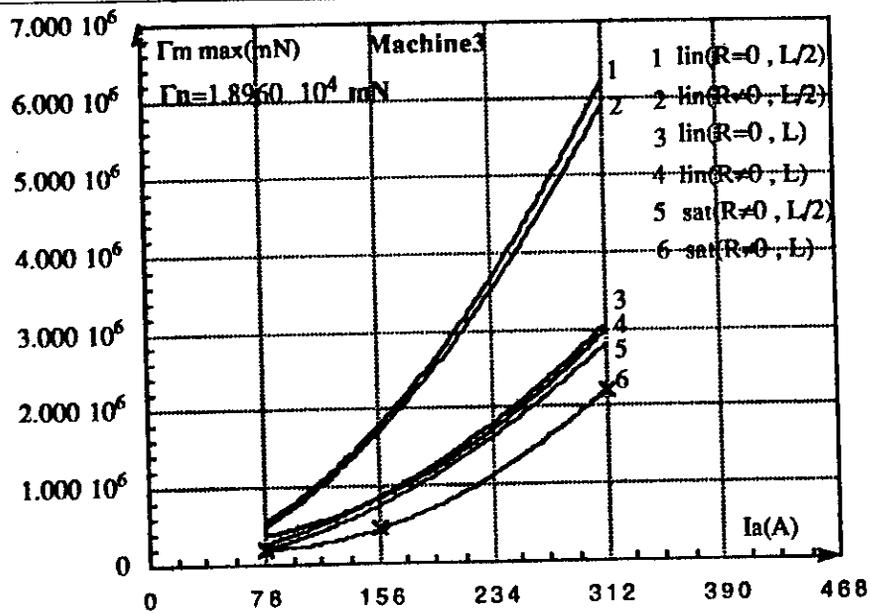


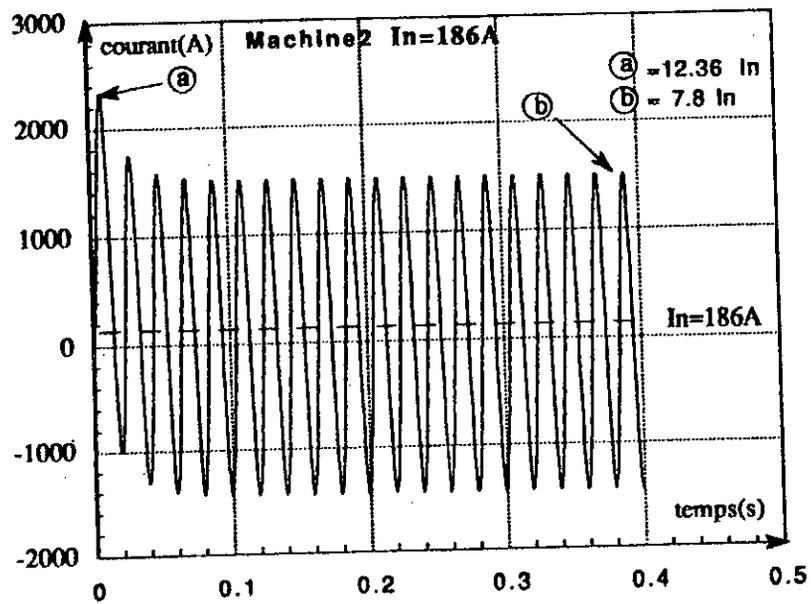
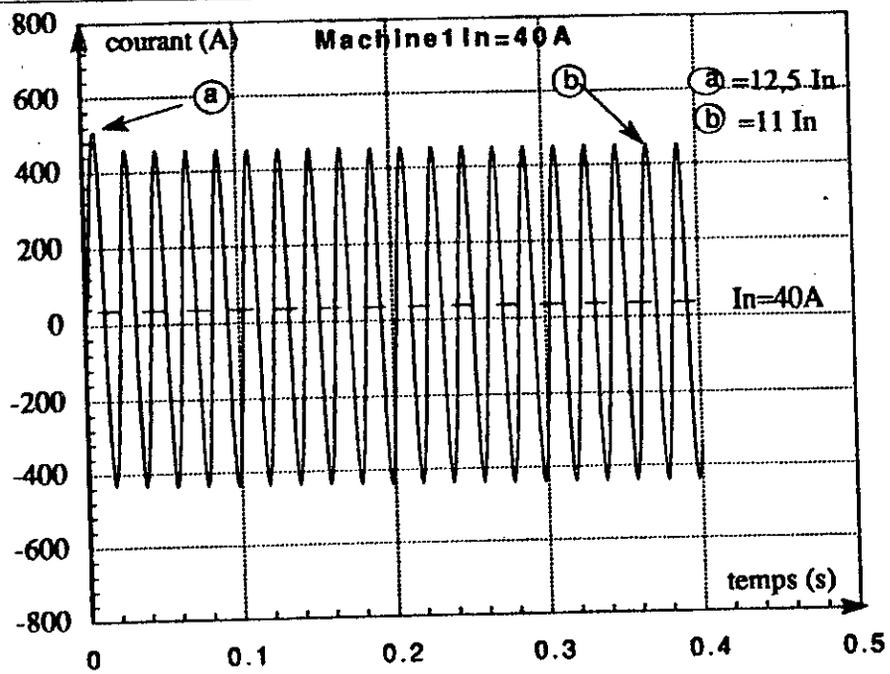
Fig. IV-17 Effet des conditions initiales et des inductances de fuites sur le couple

#### IV-8 Régimes transitoires au démarrage

Pendant la période transitoire, à vitesse nulle, on applique la tension nominale aux bornes de la machine. Les Figs. IV-18, 19, 20, 21, 22 et 23, décrivent le comportement des courants et des couples pour les trois machines de puissances différentes. Pour les caractéristiques des couples, nous les avons scindés en deux pour plus de clarté. Le tracé complet sur un même graphe rendrait le résultat inexploitable.

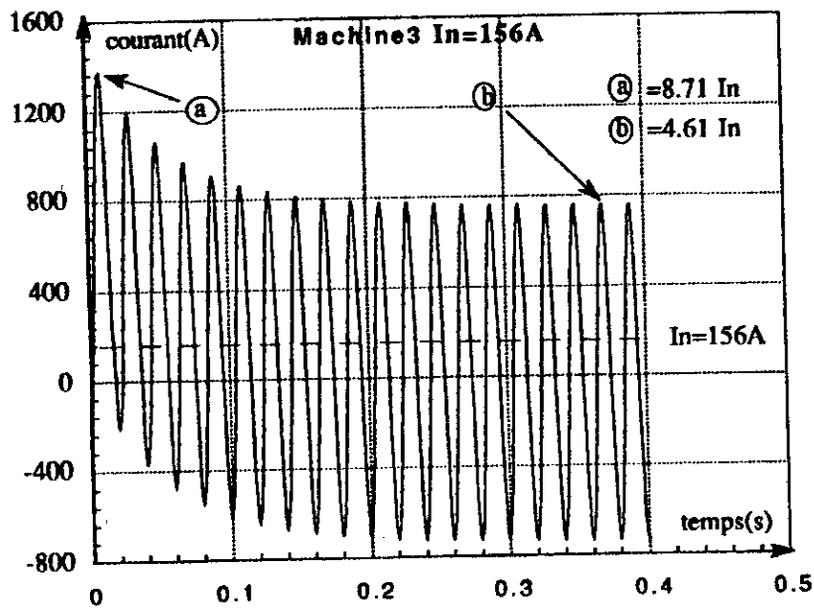
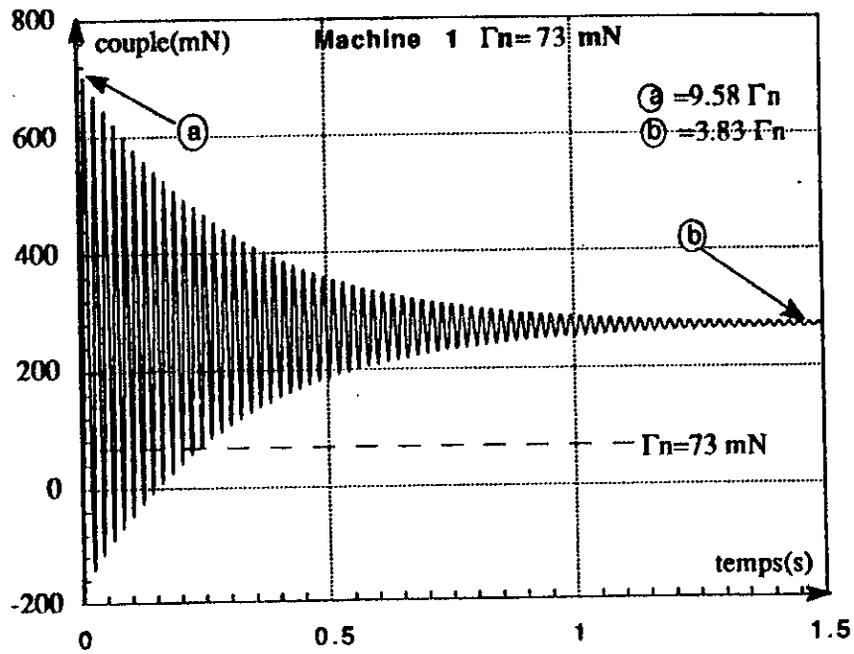
##### a)-Courants

Chapitre IV - MAXIMUM DU COURANT ET DU COUPLE A LA RECONNECTION D'UNE MACHINE AUTO-AMORCEE

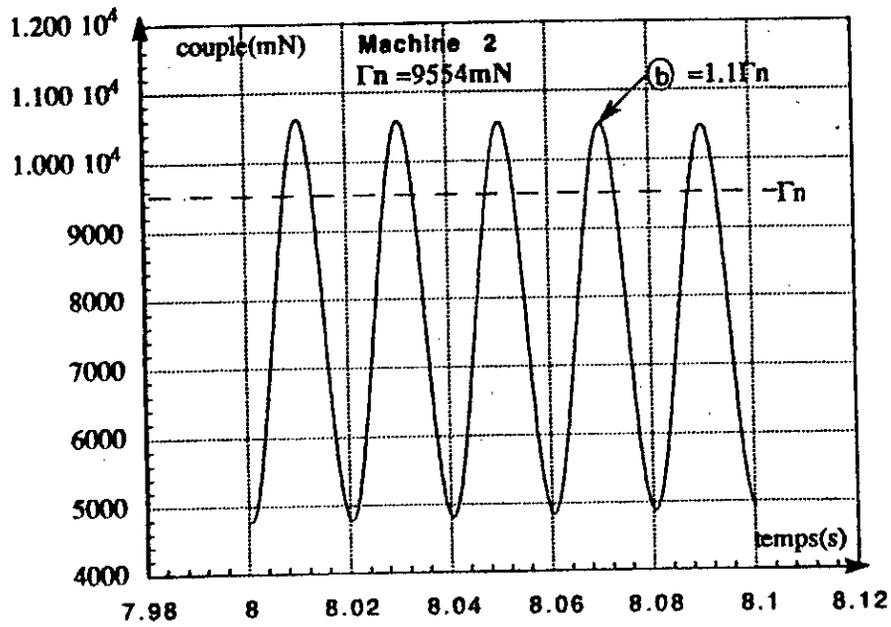
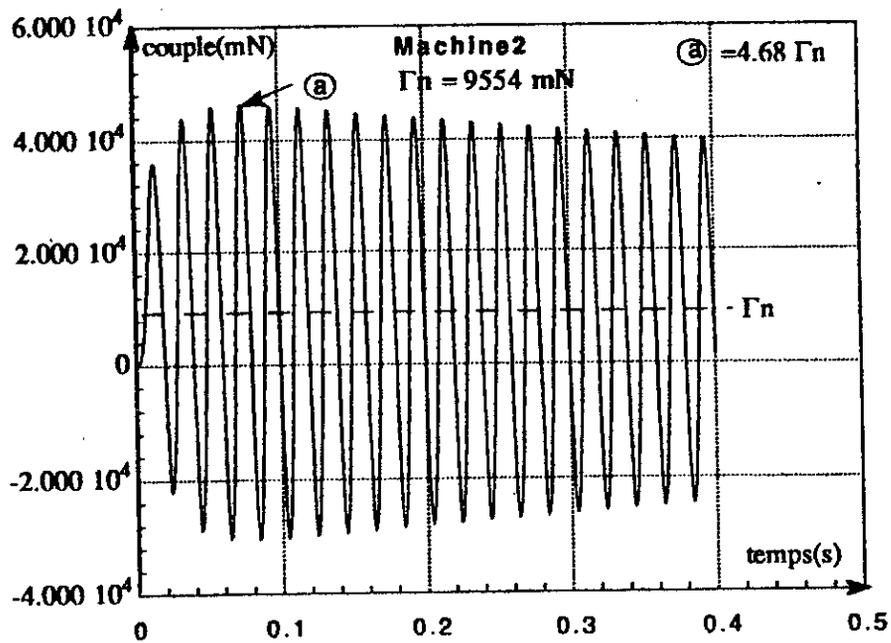


b) Couple au démarrage

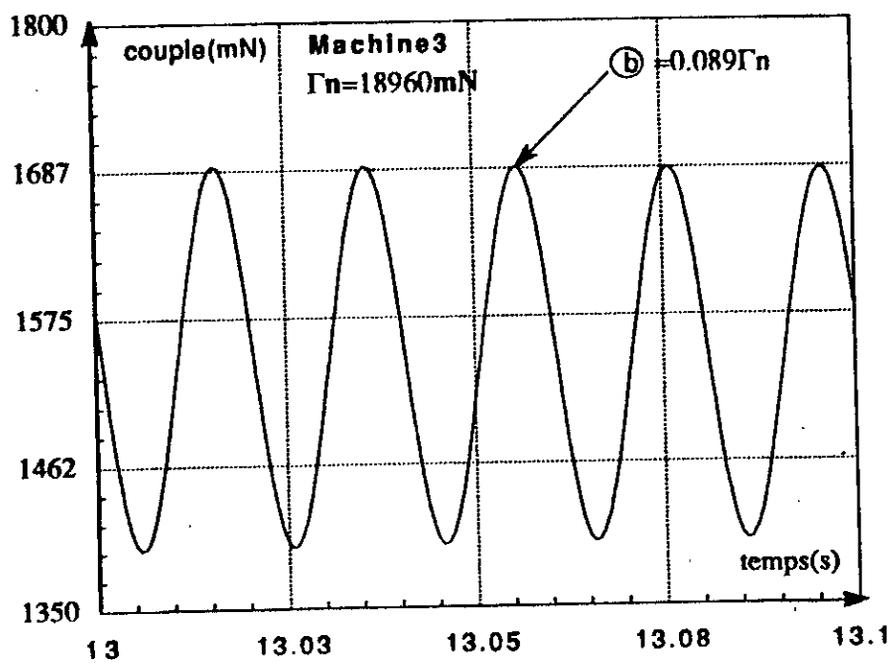
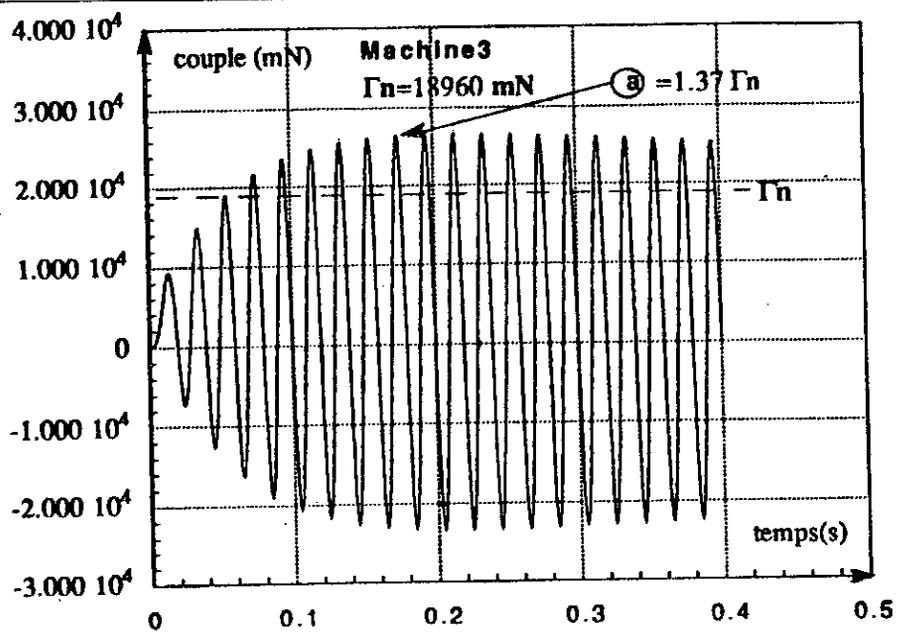
Chapitre IV - MAXIMUM DU COURANT ET DU COUPLE A LA RECONNECTION D'UNE MACHINE AUTO-AMORCEE



Chapitre IV - MAXIMUM DU COURANT ET DU COUPLE A LA RECONNECTION D'UNE MACHINE AUTO-AMORCEE



Chapitre IV - MAXIMUM DU COURANT ET DU COUPLE À LA RECONNECTION D'UNE MACHINE AUTO-AMORCÉE



## Chapitre IV - MAXIMUM DU COURANT ET DU COUPLE A LA RECONNECTION D'UNE MACHINE AUTO-AMORCEE

### Conclusion

Les effets de la valeur du courant  $I_a$  et des inductances de fuites permettent d'effectuer les remarques, constatations, observations et conclusions suivantes.

Le courant et le couple évoluent conformément aux relations établies au niveau du Chapitre III. On a le premier ordre pour le courant et le second ordre pour le couple.

Pour le couple, la linéarité oriente la concavité des caractéristiques vers les abscisses positives et la saturation a tendance à la limiter. En essayant de superposer l'influence de  $I_a$  et des inductances de fuite, les amplitudes varient du simple au double lorsqu'on réduit ces inductances de fuite de 50%. Ceci permet de mettre en évidence la variation de l'inductance, aux flux de fuites près, et de montrer que celle-ci reste le paramètre le plus sensible.

L'amortissement est beaucoup moins sensible dans le cas d'une machine de grande puissance à cause de la faible résistance de celle-ci qui est assez faible. Ainsi, le modèle analytique, où la résistance tend vers zéro, est de plus en plus précis pour les machines de grande puissance. Cela est surtout vérifié pour la machine 3. Celle-ci a un nombre de pôles double par rapport à la machine 2.

Les résultats que nous avons obtenus, pour le régime transitoire au démarrage, illustrent le comportement des courants et des couples des trois machines.

Pendant la phase de démarrage, le rapport du couple maximum au couple nominale diminue lorsque la puissance de la machine augmente. Il en est de même pour le couple en régime établi par rapport au couple nominal.

Les courants maximums dépendent beaucoup plus du coefficient de dispersion  $\sigma$ . Dans les cas de la machine 1 et de la machine 2, le coefficient de dispersion  $\sigma$  est pratiquement le même d'où le rapport du courant maximum au courant nominal a la même valeur. Pour la machine 3,  $\sigma$  approche du double ainsi le rapport du courant maximum au courant nominal est réduit dans la même proportion.

## **CHAPITRE V**

**RECONEXION DU RESEAU EN FONCTIONNEMENT  
MOTEUR ET EN FONCTIONNEMENT GENERATEUR**

## **V-1 Introduction**

En présence de la saturation et du rémanent, le phénomène d'auto-amorçage d'une machine asynchrone peut prendre naissance pour des valeurs appropriées des capacités à ses bornes et de la vitesse [43]. Il peut être accidentel lors d'une disparition du réseau suite à une coupure en présence d'une source d'énergie réactive (compensation par exemple). Plusieurs travaux [11][10] [14] [9] ont abordé le problème des surtensions et des forts courants qui en résultent ainsi que celui de la capacité minimale d'auto-amorçage.

Plusieurs modélisations du phénomène de saturation au niveau de la machine asynchrone, en considérant les flux ou les courants comme variables d'état, ont été proposées [2][5] [8]. L'analyse physique a permis de développer des modèles qui ont mis en évidence le phénomène du couplage magnétique entre les deux axes. Ce dernier est souvent désigné par l'effet croisé de la saturation [2].

De par son importance, le problème de la reconexion de la machine asynchrone avant son arrêt complet a fait l'objet de plusieurs travaux [23]-[21]. Cependant, la plupart de ces travaux [20][23][24][25] ont traité du cas où le stator de la machine déconnectée, était ouvert. Ce 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 ou sur des capacités par exemple).

Dans la première partie de ce Chapitre, on présente le modèle non linéaire de la machine. Nous l'appliquons au cas du phénomène d'auto-amorçage de la machine asynchrone pour deux types fonctionnement :

- En générateur autonome ;
- Et surtout en moteur déconnecté du réseau.

Dans la deuxième partie de ce Chapitre, nous analysons l'influence des différents paramètres sur le courant et le couple électromagnétique de reconexion de la machine asynchrone au réseau avec circulation de courants au stator. Parmi ces paramètres qui caractérisent les régimes transitoires de reconexion nous considérons le déphasage et l'amplitude des tensions. Pour cela, les expressions analytiques du vecteur courant statorique et du couple électromagnétique de reconexion sont développées. Les résultats théoriques ainsi obtenus sont comparés à ceux expérimentaux effectués au sein de notre Laboratoire de Recherche en Electrotechnique à l'ENP.

## **V-2 Modèle de la machine asynchrone en régime saturé**

La prise en compte du phénomène de saturation du circuit magnétique principal dans le modèle de la machine asynchrone par, uniquement une variation de l'inductance de magnétisation fait apparaître une différence notable sur les résultats obtenus selon la nature des grandeurs prises comme variables d'état dans le modèle. Ces grandeurs sont les flux ou les courants, particulièrement en régime transitoire [1]. L'extension du modèle linéaire vers le modèle tenant compte de la saturation consiste à décomposer le flux total en un flux principal affecté par la saturation et en un flux de fuites non saturable (Chapitre III). Pour ce travail,

## Chapitre V- RECONEXION DU RESEAU EN FONCTIONNEMENT MOTEUR ET EN FONCTIONNEMENT GENERATEUR

nous avons utilisé une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné (voir Annexe M4) qui possède les caractéristiques suivantes :

3.5 kW; 220/380 V; 14/8 A; 50 Hz; 1425 tr/mn.

Les grandeurs par phase sont :  $R_1 = 0.76 \Omega$ ;  $R'_2 = 0.74 \Omega$ ;  $M = 0.074 \text{ H}$ ;  
 $L_{\sigma 1} = L'_{\sigma 2} = 0.003 \text{ H}$ ;  $J = 0.034 \text{ kg.m/s}^2$ .

Le relevé de la caractéristique de magnétisation de la machine à partir d'un essai au synchronisme a permis l'obtention des expressions des inductances, fonction du courant magnétisant, par une approximation mathématique Fig. V-1

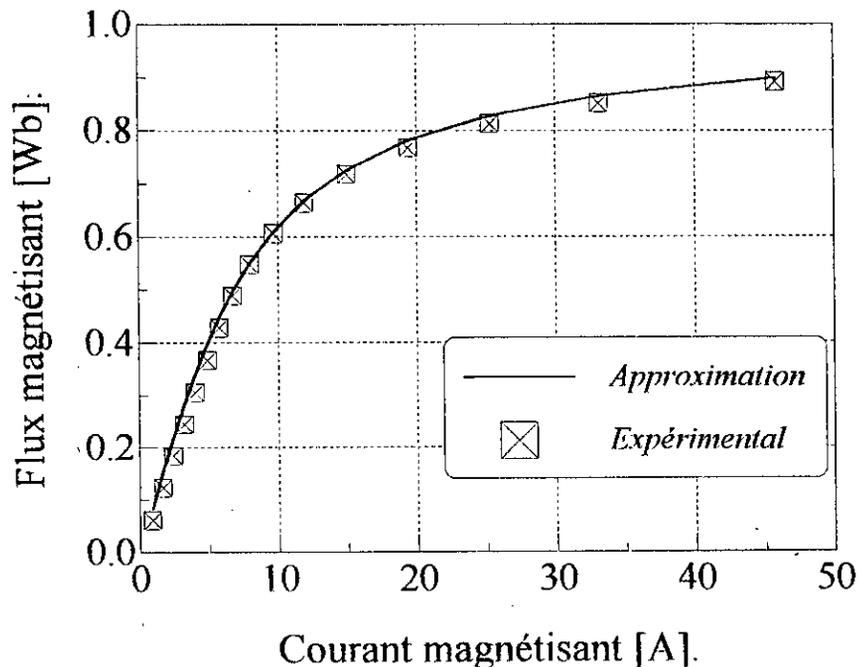


Fig. V-1 Caractéristique magnétique de la machine utilisée (M4)

L'approximation du flux magnétisant, fonction du courant, ainsi obtenue lors des tests expérimentaux est exprimée par :

$$\Phi_m = 0.63 \arctan(0.15 I_m)$$

### V-3 Equations électriques de fonctionnement

La représentation vectorielle reste valable pour la prise en compte de la saturation si l'on considère la distribution des forces magnétomotrices sinusoïdale [1].

Dans un référentiel fixe par rapport au stator, les équations électriques de la machine s'écrivent sous la forme générale suivante [43] :

**Chapitre V- RECONEXION DU RESEAU EN FONCTIONNEMENT MOTEUR ET EN  
FONCTIONNEMENT GENERATEUR**

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_1 \bar{I}_1 + \frac{d\bar{\Phi}_{\sigma 1}}{dt} + \frac{d\bar{\Phi}_m}{dt} \\ \bar{V}'_r = R_2 \bar{I}'_r + \frac{d\bar{\Phi}'_{\sigma 2}}{dt} + \frac{d\bar{\Phi}_m}{dt} - j\omega_r \bar{\Phi}'_r \end{cases} \quad (V-1)$$

En négligeant le phénomène d'hystérésis, les vecteurs flux et courant magnétisants dans le référentiel de Park, peuvent être exprimés par :

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

où "  $\alpha$  " représente l'angle que font ces deux vecteurs avec l'axe direct. La dérivée du vecteur flux magnétisant est exprimée par la relation suivante :

$$\frac{d\bar{\Phi}_m}{dt} = e^{j\alpha} \frac{d\Phi_m}{dt} + j e^{j\alpha} \Phi_m \frac{d\alpha}{dt} \quad (V-3)$$

Le développement de l'équation (V-3) donne la dérivée du flux magnétisant telle que :

$$\frac{d\bar{\Phi}_m}{dt} = L_{md} \frac{di_{md}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{mq}}{dt} + j \left( L_{mq} \frac{di_{mq}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{md}}{dt} \right) \quad (V-4)$$

où :

$$\begin{cases} L_{dq} = (M_{dy} - M_{st}) \frac{i_{md} i_{mq}}{I_m^2} \\ L_{md} = M_{dy} - (M_{dy} - M_{st}) \left( \frac{i_{mq}}{i_{md}} \right)^2 = M_{dy} - L_{dq} \frac{i_{mq}}{i_{md}} \\ L_{mq} = M_{dy} - (M_{dy} - M_{st}) \left( \frac{i_{md}}{i_{mq}} \right)^2 = M_{dy} - L_{dq} \frac{i_{md}}{i_{mq}} \end{cases} \quad (V-5)$$

avec :

$$M_{st} = \frac{\phi_m}{I_m} \quad \text{et} \quad M_{dy} = \frac{d\phi_m}{dI_m} \quad (V-6)$$

$M_{st}$  et  $M_{dy}$  représentent respectivement l'inductance statique et l'inductance dynamique. Les équations électriques de fonctionnement deviennent alors [ 43 ] :

**Chapitre V- RECONEXION DU RESEAU EN FONCTIONNEMENT MOTEUR ET EN  
FONCTIONNEMENT GENERATEUR**

$$\begin{cases} v_{ds} = R_1 i_{ds} + L_{\sigma 1} \frac{di_{ds}}{dt} + L_{md} \frac{di_{md}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{mq}}{dt} \\ v_{qs} = R_1 i_{qs} + L_{\sigma 1} \frac{di_{qs}}{dt} + L_{mq} \frac{di_{mq}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{md}}{dt} \\ v_{dr} = R_2 i_{dr} + L_{\sigma 2} \frac{di_{dr}}{dt} + L_{md} \frac{di_{md}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{mq}}{dt} + \omega_r (L_{\sigma 2} i_{qr} + M_{st} i_{mq}) \\ v_{qr} = R_2 i_{qr} + L_{\sigma 2} \frac{di_{qr}}{dt} + L_{mq} \frac{di_{mq}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{md}}{dt} - \omega_r (L_{\sigma 2} i_{dr} + M_{st} i_{md}) \end{cases} \quad (V-7)$$

Ces équations font apparaître des mutuelles inductances magnétisantes  $L_{md}$  et  $L_{mq}$  ainsi que les mutuelles inductances d'inter saturation ou de saturation croisée  $L_{dq}$  et  $L_{qd}$  ( $L_{dq} = L_{qd}$ ).

#### V-4 Equation d'auto-excitation

Le fonctionnement en auto-excitation de la machine asynchrone, après déconnexion du réseau d'alimentation en présence de capacités à ses bornes, est régi par l'équation électrique suivante :

$$\frac{d\bar{V}_s}{dt} = \frac{\bar{I}_c}{C} - j\omega_s \bar{V}_s \quad (V-8)$$

où :

C représente la capacité par phase aux bornes de la machine.

#### V-4-1 Auto-amorçage de la machine

La Fig.V-3 montre le même phénomène en fonctionnement moteur après la déconnexion du réseau.

## Chapitre V- RECONEXION DU RESEAU EN FONCTIONNEMENT MOTEUR ET EN FONCTIONNEMENT GENERATEUR

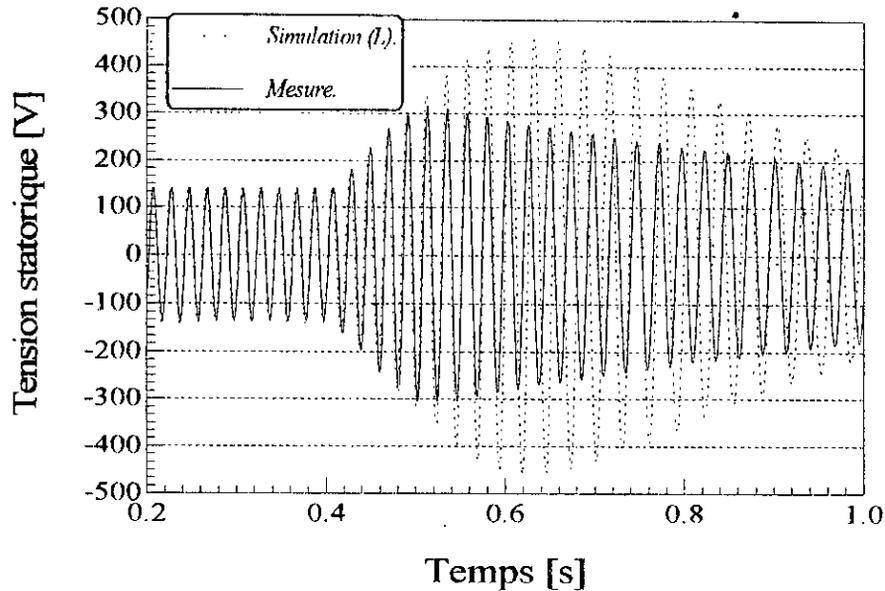


Fig.V-2 Tensions aux bornes du stator lors de la déconnexion du réseau pour  $C = 90 \mu\text{F}$  à  $U_s = 100 \text{ V}$  à vide (simulée en régime linéaire et expérimentale).

On constate une surtension aux bornes de la machine qui s'annule à l'arrêt complet. En effet, la machine passe instantanément en mode générateur auto-excité dont la tension aux bornes diminue avec la vitesse. Le relevé expérimental (Fig.V-2) montre que le fait de négliger l'effet de saturation produit une surestimation de la tension calculée aux bornes de la machine.

### V-4-2 Auto-amorçage en considérant l'effet de la saturation

Pour obtenir un auto-amorçage normal de la machine l'effet de saturation est indispensable. Le comportement issu du modèle et le comportement pratique de la machine en régime saturé pour le mode de fonctionnement de la machine en moteur est présenté sur la Fig.V-3

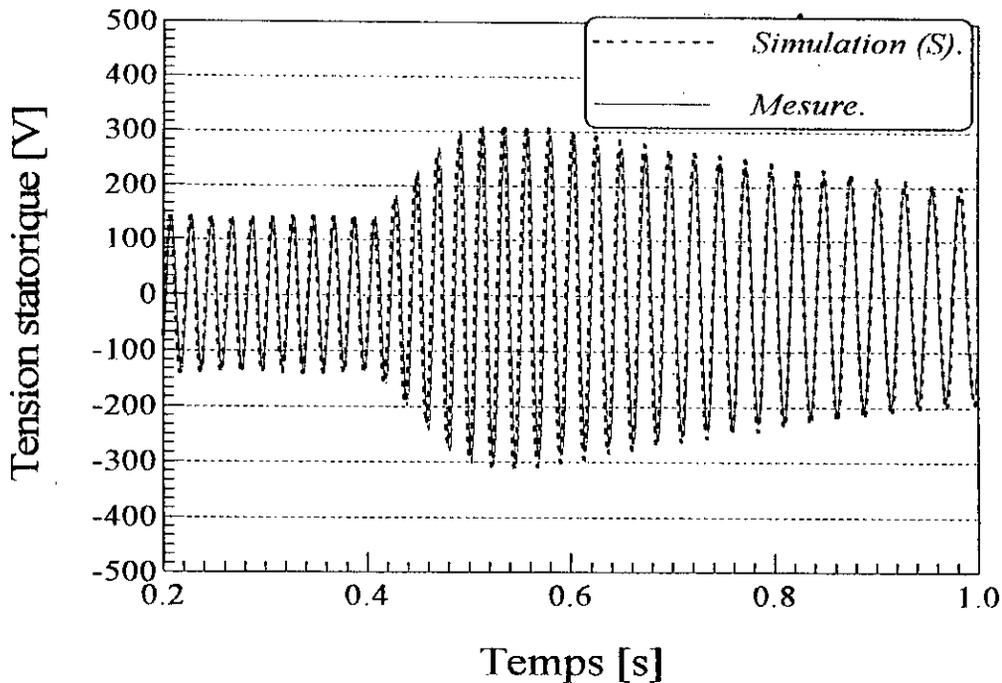


Fig. V-3 Tension statorique simulée et expérimentale lors de la déconnexion du réseau pour  $C = 90 \mu\text{F}$  à  $U_s = 100 \text{ V}$  à vide (fonctionnement en moteur)

La Fig. V-3 montre effectivement que la saturation a pour effet de limiter l'amplitude de la tension aux bornes de la machine pour un fonctionnement moteur.

#### V-5 Reconexion rapide du réseau sur un moteur asynchrone auto excité suite une coupure accidentelle

Le problème de la reconnexion de la machine asynchrone avant son arrêt complet a fait l'objet de plusieurs travaux [23]-[21]. Ces travaux ont montré que suivant certaines conditions, la machine peut être soumise à des régimes transitoires très sévères. Au moment de la déconnexion, la machine a un fonctionnement autonome dont les grandeurs électriques constituent les conditions initiales lors de la reconnexion. Ces grandeurs dépendent principalement de la capacité, du couple résistant et des paramètres de la machine. A la reconnexion les amplitudes des courants dépendent de ces conditions initiales où l'on retrouve principalement le déphasage entre les tensions de la machine et du réseau ainsi que leurs amplitudes respectives. Les Fig. V-4, V-5, V-6 illustrent la reconnexion au réseau à différentes conditions initiales à travers les résultats obtenus pour des valeurs de capacité données.

Chapitre V- RECONEXION DU RESEAU EN FONCTIONNEMENT MOTEUR ET EN FONCTIONNEMENT GENERATEUR

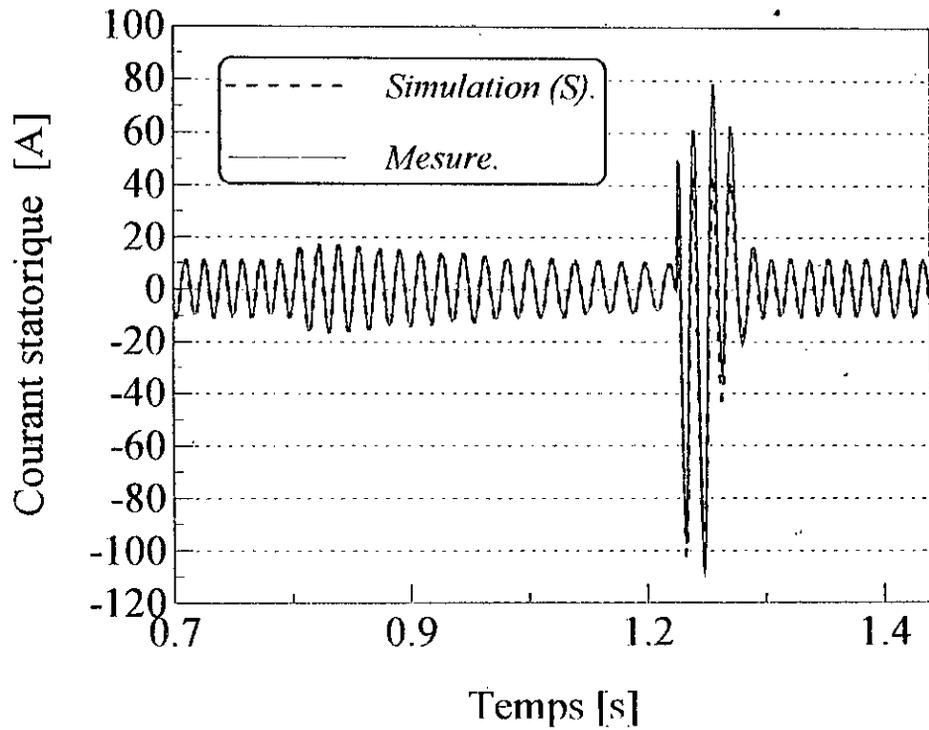


Fig.V-4 Courant statorique de la machine en charge lors de la déconnexion - reconnexion pour une capacité de  $90\mu\text{ F}$ .

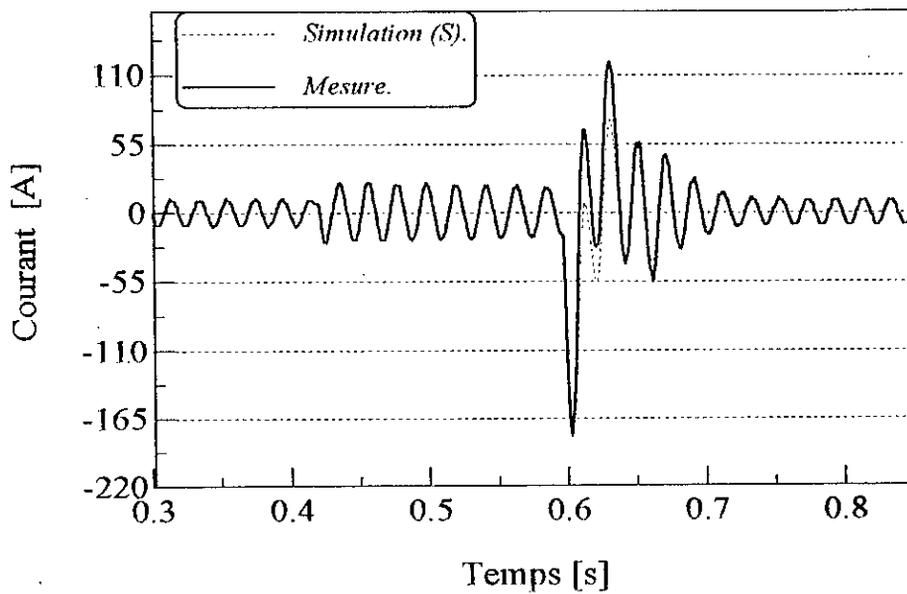


Fig.V-5 Courant statorique de la machine en charge lors de la déconnexion - reconnexion pour une capacité de  $120\mu\text{ F}$ .

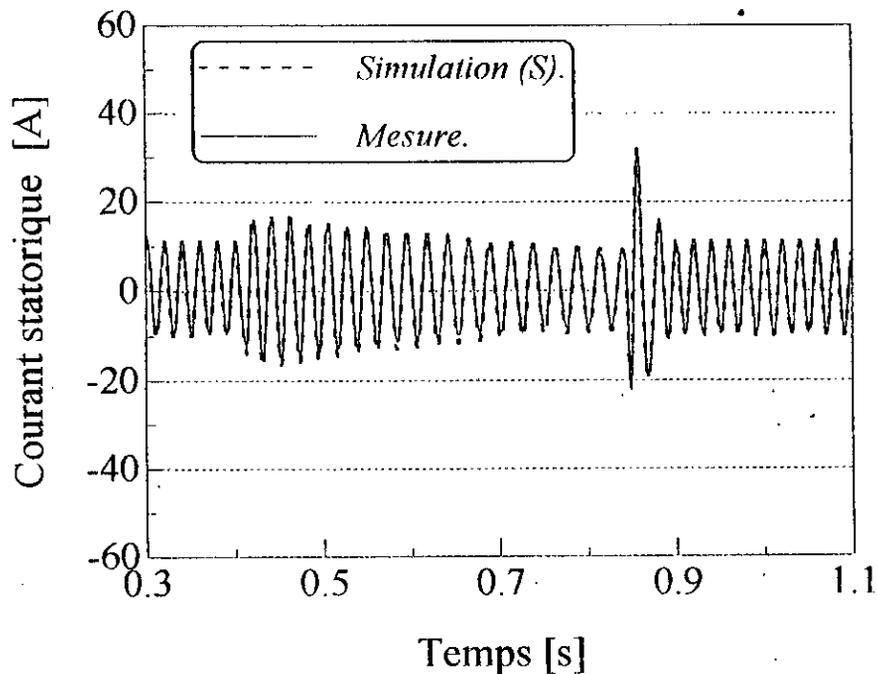


Fig. V-6 Courant statorique de la machine à vide lors de la déconnexion - reconexion pour une capacité de  $90\mu\text{F}$

Suivant l'instant de reconexion, les régimes transitoires peuvent être réduits dans les cas favorables et importants (voir dangereux pour la machine) dans les cas les plus défavorables. Les Fig. V-4 et V-5 montrent que dans le cas défavorable, la machine subit un régime transitoire violent. En effet, le pic de courant atteint 9 fois le courant nominal, alors que dans le cas favorable, ce pic ne dépasse pas la valeur du courant nominal, Fig. V-6. Les Fig. V-4, V-5, et V-6 ne représentent que quelques cas parmi d'autres. Il est donc nécessaire d'étendre cette étude à différents cas susceptibles d'avoir lieu lors de la reconexion. Les Fig. V-7 et V-8 représentent les valeurs des pics négatifs du couple et les maximums du courant statorique pour plusieurs cas, en fonction du déphasage des deux tensions machine-réseau et de l'amplitude de la tension résiduelle aux bornes de la machine. Diverses capacités sont utilisées pour différents instants de reconexion.

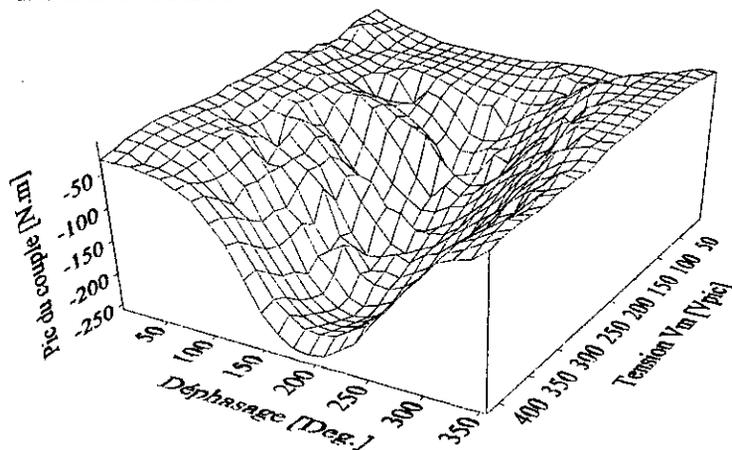


Fig. V-7 Pic négatif du couple électromagnétique à vide suivant l'amplitude de la tension générée et son déphasage par rapport à la tension du réseau.

**Chapitre V- RECONEXION DU RESEAU EN FONCTIONNEMENT MOTEUR ET EN  
FONCTIONNEMENT GENERATEUR**

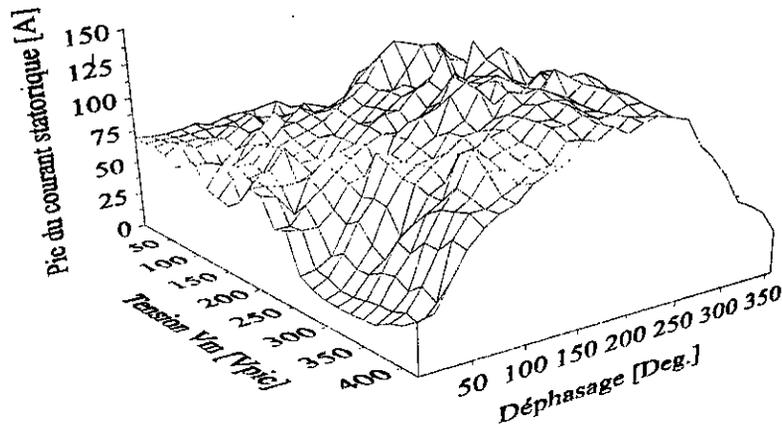


Fig. V-8 Pic du courant statorique à la reconexion à vide suivant l'amplitude de la tension générée et son déphasage par rapport à la tension du réseau

Les résultats obtenus montrent que le pic négatif maximal du couple électromagnétique de reconexion ainsi que le maximum du courant statorique de reconexion ont lieu lorsque les deux tensions sont déphasées d'un angle proche de 180 degrés.

**V-6 Expressions analytiques du courant et du couple de reconexion de la machine au réseau**

Dans le but de simplifier les expressions analytiques, nous avons dans un premier temps, négligé les résistances statorique  $R_1$  et rotorique  $R_2$  pour en tenir compte ensuite sous forme d'une constante de temps [25].

Comparativement aux résultats précédents, obtenus à partir des simulations, on se propose maintenant de déterminer analytiquement les courants et les couples lors de la reconexion rapide au réseau. L'expression du courant, dont le détail du calcul est présenté en Annexe, est la suivante :

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

Nous considérons deux cas de reconexion, à différentes vitesses correspondant à un fonctionnement en générateur asynchrone.

### V-6-1 Reconnexion à la vitesse de synchronisme

Pour une vitesse de rotation synchrone, la relation (V-9) devient alors :

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

L'amplitude du vecteur courant statorique est donc :

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

Cette expression admet un maximum pour  $\cos(\phi_v - \phi_u) = -1$  d'où :

$$\phi_v - \phi_u = \Delta\phi = \pi$$

La valeur du courant de reconnexion est maximum si les deux vecteurs (tension du réseau et tension de la machine) sont déphasés à l'instant de reconnexion de 180 degrés.

### V-6-2 Reconnexion à une vitesse asynchrone

Pour tenir compte du glissement non nul à l'instant de la reconnexion, le maximum du courant est obtenu à partir de l'expression (V-9) en faisant l'approximation suivante :

$$\frac{k_r k_r g_c}{g_c + jg_0} \approx e^{-j\theta} \quad \text{avec} \quad \theta = \arctan\left(\frac{g_0}{g_c}\right) \quad (V-12)$$

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

La dérivée du carré de l'amplitude du vecteur courant statorique par rapport au déphasage  $\Delta\phi$  (voir Annexe) donne le déphasage  $\Delta\phi_{\max}$  pour lequel le courant statorique de reconnexion est maximum; ce déphasage est obtenu en utilisant :

$$\Delta\phi_{\max} = \pi - \frac{\theta}{2} - \frac{g\omega t}{2} \quad (V-14)$$

## Chapitre V- RECONEXION DU RESEAU EN FONCTIONNEMENT MOTEUR ET EN FONCTIONNEMENT GENERATEUR

La phase correspondant au minimum du courant (donc du couple de réconnexion) est :

$$\Delta p_{\min} = -\frac{1}{2}(\theta - g\omega_s t)$$

Sachant qu'à la suite de la déconnexion le glissement est proche de zéro et que le maximum de ce courant a lieu juste après l'instant de la reconnexion (première demi-période [24]), on peut alors faire correspondre ce maximum du courant au premier quart de période. Compte tenu de la relation (12) où ( $g_0 \approx 0$  donc  $\theta \approx 0$ ), la relation (V-14) s'écrit :

$$\Delta \phi_{\max} \approx \pi - \frac{g \omega t}{2} \Big|_{t = T / 4}$$

La Fig.V-9 montre une bonne concordance des résultats obtenus à partir de la relation (V-14) et ceux issus de la simulation numérique.

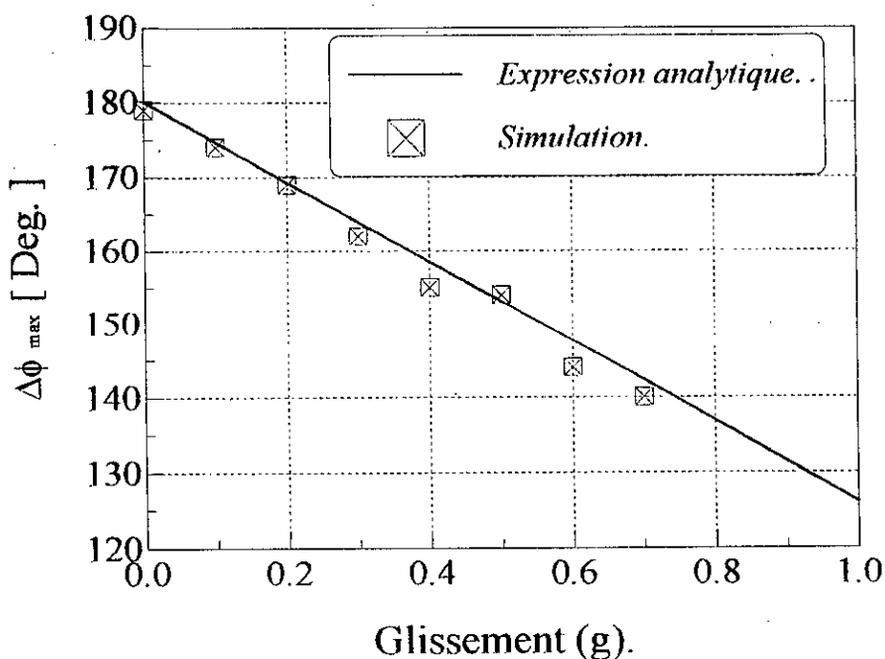


Fig.V-9 Déphasage des tensions réseau-machine à la reconnexion correspondant au maximum du couple négatif pour  $C = 120\mu\text{F}$ .

Le maximum du couple négatif est obtenu après plusieurs simulations de la reconnexion en variant le déphasage entre la tension du réseau et celle générée par la machine à l'instant de reconnexion.

D'après les expressions précédentes, les régimes transitoires de reconnexion les plus sévères ont lieu à des déphasages voisins de 180 degrés, comme nous l'avons déjà précisé. Les régimes transitoires de reconnexion les moins sévères correspondent à des déphasages voisins de zéro.

### V-6-3 Expression analytique du couple électromagnétique à la reconnexion

L'expression du couple électromagnétique de reconnexion est :

$$\Gamma_{e(rec.)} = \frac{pM}{\sigma L_1 L_2} \operatorname{Re} \left\{ j \bar{\Phi}_{s0}^* \bar{\Phi}_{r0} \right\} \quad (V-15)$$

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

L'expression du couple électromagnétique (V-16) est obtenue par l'utilisation de la relation (V-12)

$$\Gamma_{e(rec.)} = \frac{pM}{\sigma L_1 L_2} \frac{\sqrt{6} V_m U_{1m}}{2 \omega_{10}^2} \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_{1m}}{V_m} \sin(g \omega_1 t - \omega_1 t + \theta) + \\ 2 \sin\left(\frac{\omega_1 t}{2}\right) \cos\left(g \omega_1 t - \frac{\omega_1 t}{2} + \theta + \Delta\phi\right) \end{array} \right\} \quad (V-16)$$

Pour les machines de faible puissance, il est nécessaire de prendre en considération l'influence des résistances des enroulements par introduction d'une constante de temps moyenne [25] d'expression :

$$\tau_{moy} = \frac{\frac{\sigma L_1}{R_1} + \frac{\sigma L_2}{R_2}}{2} \quad (V-17)$$

Ainsi, les expressions du courant et du couple de reconnexion deviennent :

$$\bar{I}_1 \approx \frac{1}{j \omega_{10} \sigma L_1} \left\{ \bar{V}_m (1 - e^{-j \omega_1 t}) + \bar{U}_{10} (e^{-j \omega_1 t} - e^{-j(g \omega_1 t + \theta)}) \right\} e^{\frac{-t}{\tau_{moy}}} \quad (V-18)$$

$$\Gamma_{e(rec.)} = \frac{\sqrt{6} V_m U_{1m} p M}{2 \omega_{10}^2 \sigma L_1 L_2} \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_{1m}}{V_m} \sin(g \omega_1 t - \omega_1 t + \theta) + \\ 2 \sin\left(\frac{\omega_1 t}{2}\right) \cos\left(g \omega_1 t - \frac{\omega_1 t}{2} + \theta + \Delta\phi\right) \end{array} \right\} e^{\frac{-t}{\tau_{moy}}} \quad (V-19)$$

### V-7. Résultats

Les Figs.V-10-1 à V-10-3 traduisent les résultats obtenus pour le couple et le courant de reconnexion lorsque la machine étudiée tourne à la vitesse de 170 rad/s. La capacité aux bornes est de 120  $\mu\text{F}$  par phase. A l'instant de reconnexion la tension du réseau est à sa valeur nominale, alors que celle générée par la machine vaut  $U_{1m} = 123 \text{ V}$ .

Chapitre V- RECONEXION DU RESEAU EN FONCTIONNEMENT MOTEUR ET EN FONCTIONNEMENT GENERATEUR

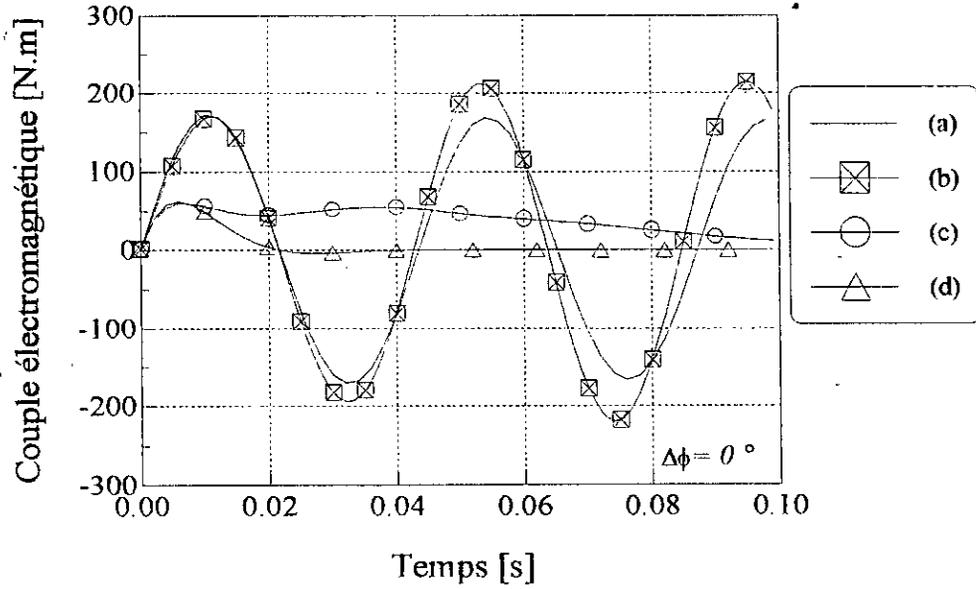


Fig.V-10-1 Couples électromagnétiques de reconexion analytique et simulé pour  $\Delta\phi = 0^\circ$

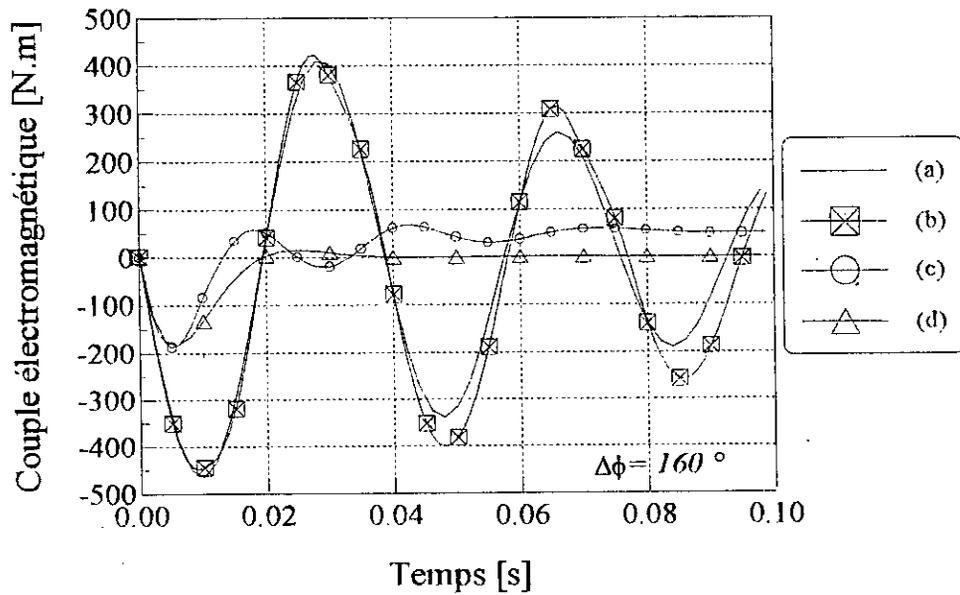


Fig.V-10-2 Couples électromagnétiques de reconexion analytique et simulé pour  $\Delta\phi = 160^\circ$

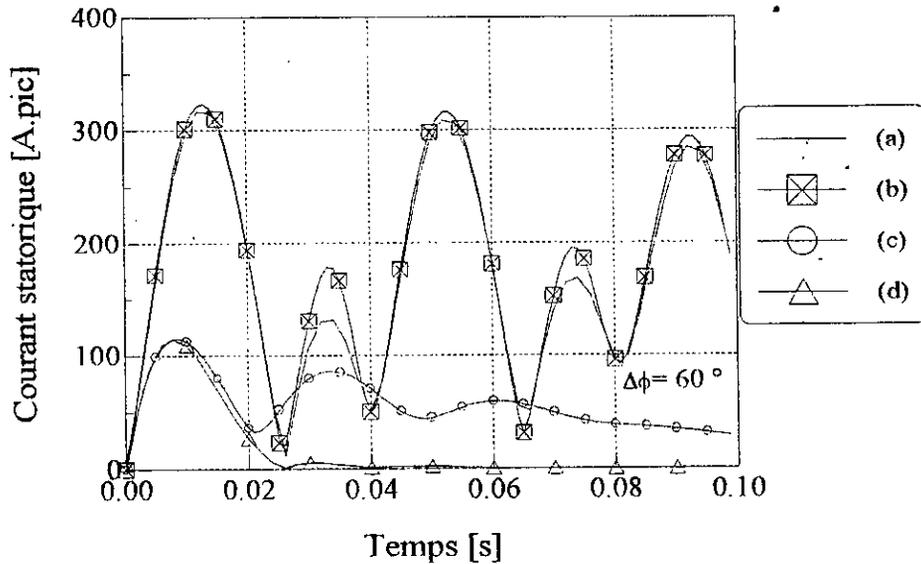


Fig.V-10-3 Courants statoriques (analytiques et simulés)

- a) Expression analytique avec résistances nulles et vitesse constante.
- b) Simulation numérique avec résistances nulles et vitesse constante.
- c) Simulation numérique modèle non linéaire avec effet des résistances.
- d) Expression analytique avec effet des résistances.

Sur la Fig.V-10-1 (a, b, c, d) on constate que le couple négatif de reconexion est de valeur nulle pour un déphasage  $\Delta\phi = 0^\circ$ . Lorsque  $R_1 = R_2 = 0$  (Fig.V-10-1 (a, b)), les expressions analytiques et la simulation donnent pratiquement les mêmes résultats. Lorsque les résistances  $R_1$  et  $R_2$  ne sont pas nulles (Fig.V-10-1(c, d)), les courbes obtenues à partir de l'expression analytique et de la simulation coïncident sur le premier quart de période où a lieu le maximum des courants et le maximum du couple. Cette figure représente un cas favorable de reconexion ( $\Delta\phi = 0^\circ$ ).

Les résultats obtenus pour un cas défavorable ( $\Delta\phi = 160^\circ$ ) sont présentés par la Fig.V-10-2 (a,b,c,d). On notera l'existence d'un pic négatif très important du couple.

Les Figs.V-10-3 c, d montrent que les résultats obtenus par l'expression analytique du courant de reconexion sont comparables à ceux issus de la simulation pour la première période. Au-delà de cette période, les résultats analytiques s'écartent considérablement suite à l'effet des hypothèses de départ.

#### V-7-1 Variation du maximum du couple négatif à la reconexion

On remplace dans l'équation (V-19) le déphasage par sa valeur correspondant au maximum du couple négatif, on obtient alors, pour différentes tensions générées et pour différentes vitesses, les caractéristiques données par la Fig. 11 La tension du réseau est à sa valeur nominale ( $U = 220$  V). Cette figure montre que pour une même tension générée par la machine, la reconexion aux basses vitesses engendre des régimes transitoires plus sévères qu'aux vitesses proches de la vitesse synchrone. Les Fig.V-11 et V-12 représentent les mêmes résultats.

Chapitre V- RECONEXION DU RESEAU EN FONCTIONNEMENT MOTEUR ET EN FONCTIONNEMENT GENERATEUR

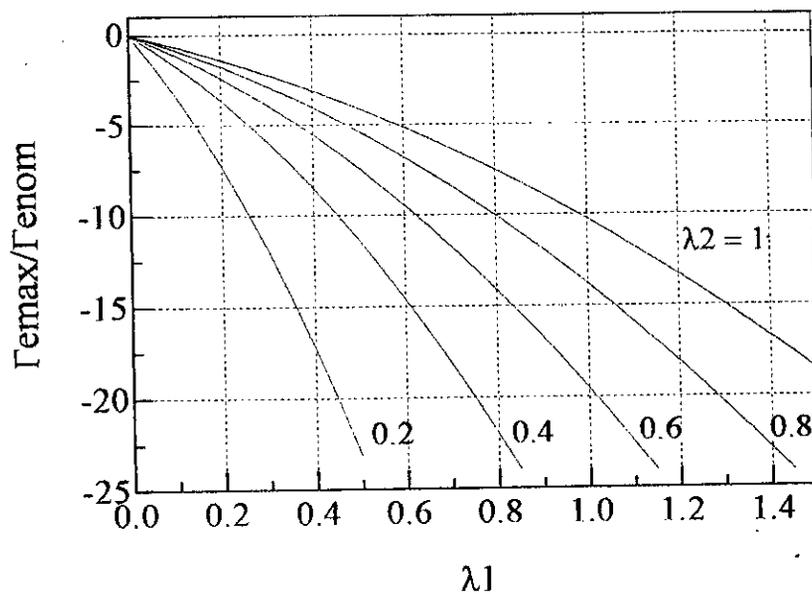


Fig. V-11 Variation des pics du couple négatif de reconnexion suivant la valeur de la tension générée par la machine.

avec :

$$\lambda_1 = U_{10} / U_{1n}, \quad \lambda_2 = \omega_{10} / \omega_{1n}$$

où :

$U_{10}$  et  $U_{1n}$  représentent respectivement la tension résiduelle et la tension nominale du réseau.

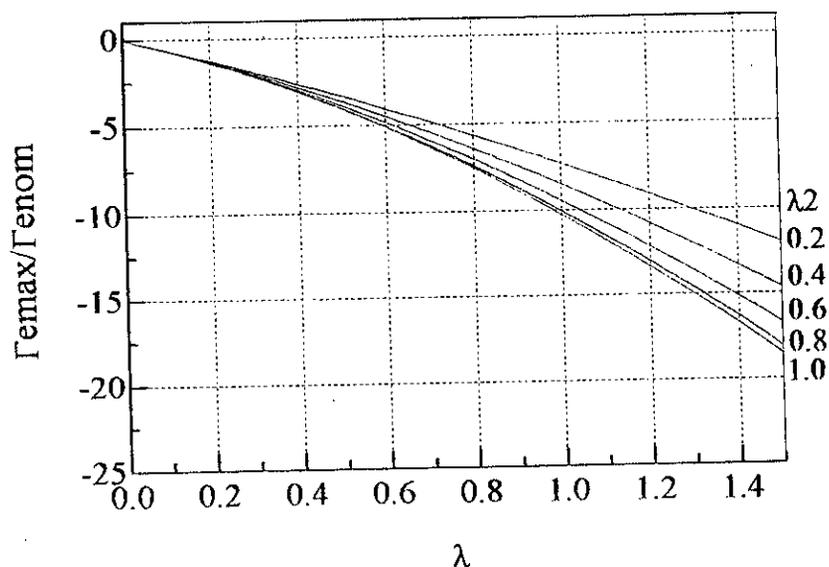


Fig. V-12 Variation du maximum des pics du couple négatif de reconnexion suivant la valeur de la tension générée par la machine rapportée à la pulsation

## Chapitre V- RECONEXION DU RESEAU EN FONCTIONNEMENT MOTEUR ET EN FONCTIONNEMENT GENERATEUR

Sans tenir compte du déphasage entre la tension du réseau et celle de la machine à l'instant de reconexion, celle-ci peut être effectuée sans risques majeurs si le rapport  $\lambda = \lambda_1 / \lambda_2$  ne dépasse pas la valeur 0,6 en admettant qu'un pic négatif de 5 fois le couple nominal est tolérable. Selon les normes standards citées dans la référence [19], le rapport amplitude de la différence entre les deux vecteurs tensions (machine et réseau) aux fréquences respectives (rapportées aux valeurs nominales) ne doit pas dépasser 1,33.

## Conclusion

Le problème de la reconexion rapide de la machine asynchrone avec des capacités à ses bornes au réseau d'alimentation est analysé avec une prise en compte de l'effet de saturation. Un dispositif expérimental a été utilisé pour valider les résultats obtenus par simulation ainsi que ceux obtenus à l'aide des expressions analytiques développées.

Une bonne concordance est obtenue avec cependant un écart entre les résultats théoriques et expérimentaux pour les très fortes intensités de courant résultant de la reconexion rapide. Notons que la saturation des circuits de flux de fuites n'a pas été prise en compte dans la modélisation.

L'expression analytique montre que l'amplitude maximale du courant de reconexion dépend, pour une tension fixe du réseau, de deux grandeurs principales à savoir, l'amplitude et la phase de la tension générée par la machine par rapport à celle du réseau, à l'instant de reconexion.

Pour une reconexion à la vitesse synchrone les amplitudes maximales du courant et du couple correspondent à un déphasage de  $180^\circ$  degrés électrique.

Pour les vitesses inférieures, ce déphasage décroît jusqu'à  $140^\circ$ . Ce résultat est confirmé par les simulations numériques effectuées. Pour ces déphasages, la reconexion engendre des régimes transitoires sévères dont les conséquences peuvent être néfastes pour la machine ce qui n'est pas le cas pour les faibles déphasages.

## ANNEXE

### 1. Expressions Analytiques du courant et du couple à la reconnexion du réseau

$$\begin{cases} \bar{V}_s = \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + \left( \frac{R_1}{\sigma \sigma L_1} + j\omega_s \right) \bar{\Phi}_s - k_r \frac{R_1}{\sigma L_1} \bar{\Phi}'_r \\ 0 = \frac{d\bar{\Phi}'_r}{dt} + \left( \frac{R'_2}{\sigma \sigma L'_2} + j(\omega_s - \omega_r) \right) \bar{\Phi}'_r - k_s \frac{R'_2}{\sigma \sigma L'_2} \bar{\Phi}_s \end{cases} \quad [A1]$$

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 le système [ A1] suivant :

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

$$\begin{cases} \bar{V}_s = \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + j\omega_1 \bar{\Phi}_s \\ 0 = \frac{d\bar{\Phi}'_r}{dt} + j(\omega_1 - \omega_r) \bar{\Phi}'_r \end{cases} \quad [A2]$$

La transformée de Laplace appliquée à ces équations donne :

$$\begin{cases} \tilde{V}_s = s\tilde{\Phi}_s - \bar{\Phi}_{s,0} + j\omega_1 \tilde{\Phi}_s \\ 0 = s\tilde{\Phi}'_r - \bar{\Phi}'_{r,0} + j\omega_1 \tilde{\Phi}'_r \end{cases} \quad [A3]$$

$\bar{\Phi}_{s,0}$  et  $\bar{\Phi}'_{r,0}$  sont les valeurs les vecteurs flux de la machine juste avant l'instant de reconnexion ; 's' est l'opérateur de Laplace ; et,

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

avec  $\bar{V}_m = \sqrt{3/2} V_m e^{j\phi_v}$

Ce vecteur tension correspond au système triphasé suivant :

$$V_{as} = V_m \cos(\omega_1 t + \phi_v), V_{bs} = V_m \cos(\omega_1 t + \phi_v - \frac{2\pi}{3}) \quad \text{et} \quad V_{cs} = V_m \cos(\omega_1 t + \phi_v + \frac{2\pi}{3})$$

pour un référentiel tournant au synchronisme :

**Chapitre V- RECONEXION DU RESEAU EN FONCTIONNEMENT MOTEUR ET EN FONCTIONNEMENT GENERATEUR**

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

La solution du système [ A3] est exprimée par :

$$\begin{cases} \tilde{\Phi}_s = \frac{\bar{V}_m}{s(s+j\omega_1)} + \frac{\bar{\Phi}_{s0}}{s+j\omega_1} \\ \tilde{\Phi}_r = \frac{\bar{\Phi}_{r0}}{s+jg\omega_1} \end{cases} \quad [A4]$$

Dans le domaine temporel ces dernières équations deviennent :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = \frac{\bar{V}_m}{j\omega_1} (1 - e^{-j\omega_1 t}) + \bar{\Phi}_{s0} e^{-j\omega_1 t} \\ \bar{\Phi}_r = \bar{\Phi}_{r0} e^{-jg\omega_1 t} \end{cases} \quad [A5]$$

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

$$\begin{cases} \bar{I}_1 = \frac{1}{\sigma L_1} (\bar{\Phi}_s - k_r \bar{\Phi}_r) \\ \bar{I}_2 = \frac{1}{\sigma L_2} (\bar{\Phi}_r - k_s \bar{\Phi}_s) \end{cases} \quad [A6]$$

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

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{V}_m}{j\omega_1 \sigma L_1} (1 - e^{-j\omega_1 t}) + \frac{1}{\sigma L_1} \bar{\Phi}_{s0} e^{-j\omega_1 t} - \frac{k_r}{\sigma L_1} \bar{\Phi}_{r0} e^{-jg\omega_1 t} \quad [A7]$$

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

En négligeant la résistance statorique  $R_1$ , les valeurs initiales des flux sont alors données par :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_{s0} \approx \frac{\bar{U}_{10}}{j\omega_{10}} \\ \bar{\Phi}_{r0} \approx \frac{\bar{U}_{10}}{j\omega_{10}} k_s \frac{g_c}{g_c + jg_0} \end{cases} \quad [A8]$$

avec :

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

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

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

**Chapitre V- RECONEXION DU RESEAU EN FONCTIONNEMENT MOTEUR ET EN FONCTIONNEMENT GENERATEUR**

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

$\phi_u$  : angle initial du vecteur tension résiduelle de la machine.

L'expression [A7] du vecteur courant statorique s'écrit alors :

$$\bar{I}_1 = \frac{1}{j\omega_1 \sigma L_1} \left\{ \bar{V}_m (-e^{-j\omega_1 t}) + \bar{U}_{10} \left( e^{-j\omega_1 t} - \frac{k_s k_r g_c}{g_c + jg_0} e^{-jg\omega_1 t} \right) \right\} \quad [A9]$$

**2. Expression analytique du courant de reconexion à la vitesse asynchrone**

Pour tenir compte du glissement non nul à l'instant de la reconexion, le maximum du courant est obtenu à partir de la relation [A 9] en effectuant l'approximation suivante :

$$\frac{k_s k_r g_c}{g_c + jg_0} \approx e^{-j\theta} \quad \text{avec} \quad \theta = \arctan\left(\frac{g_0}{g_c}\right) \quad [A10]$$

puisque pour :

$$0 < |g_0| < 1,$$

nous avons:

$$0.32 \leq \left| \frac{k_s k_r g_c}{g_c + jg_0} \right| \leq 2.3$$

on obtient ainsi :

$$\bar{I}_1 \approx \frac{1}{j\omega_{10} \sigma L_1} \left\{ \bar{V}_m (1 - e^{-j\omega_1 t}) + \bar{U}_{10} (e^{-j\omega_1 t} - e^{-j(g\omega_1 t + \theta)}) \right\} \quad [A11]$$

La différentiation du carré de l'amplitude du vecteur courant statorique [A11] par rapport au déphasage  $\Delta\phi$ , donne :

$$\begin{aligned} \frac{\partial |\bar{I}_1|^2}{\partial \Delta\phi} &\approx \frac{\sqrt{6} V_m U_{1m}}{(\omega_{10} \sigma L_1)^2} \left\{ \frac{\sin(g\omega_1 t + \Delta\phi + \theta) - \sin(g\omega_1 t - \omega_1 t + \Delta\phi + \theta)}{+ \sin(\Delta\phi) - \sin(\omega_1 t + \Delta\phi)} \right\} \\ &= \frac{\sqrt{6} V_m U_{1m}}{(\omega_{10} \sigma L_1)^2} \left\{ \frac{2\cos(g\omega_1 t - \frac{\omega_1 t}{2} + \Delta\phi + \theta) \sin(\frac{\omega_1 t}{2})}{+ 2\cos(\frac{\omega_1 t}{2} - \Delta\phi) \sin(-\frac{\omega_1 t}{2})} \right\} \quad [A12] \\ &= -4 \frac{\sqrt{6} V_m U_{1m}}{(\omega_{10} \sigma L_1)^2} \left\{ \sin(g\omega_1 t + \Delta\phi + \frac{\theta}{2}) \sin(\frac{\omega_1 t}{2}) \sin(\frac{g\omega_1 t}{2} - \frac{\omega_1 t}{2} + \frac{\theta}{2}) \right\} \end{aligned}$$

## MACHINES UTILISEES

### CARACTERISTIQUES:

#### MACHINE N° 1 :

$R_1 = 0.1 \Omega$   
 $R_2 = 0.15 \Omega$   
 $X_m = 5.65 \Omega$   
 $X_1 = 0.161 \Omega$   
 $X_2 = 0.161 \Omega$   
 $p = 2$  ( 4 Poles )  
 $U = 220/380 \text{ V}$   
 $P = 11.5 \text{ KW}$

#### MACHINE N°4 :

$R_1 = 1.2 \Omega$   
 $R_2 = 2.15 \Omega$   
 $X_m = 5.65 \Omega$   
 $X_1 = 0.161 \Omega$   
 $X_2 = 0.161 \Omega$   
 $p = 2$  ( 4 Poles )  
 $U = 220/380 \text{ V}$   
 $P = 3.5 \text{ KW}$

#### MACHINE N° 2 :

$R_1 = 0.2 \Omega$   
 $R_2 = 0.38 \Omega$   
 $X_m = 70 \Omega$   
 $X_1 = 1.5 \Omega$   
 $X_2 = 1.5 \Omega$   
 $p = 2$  ( 4 Poles )  
 $U = 5.5 \text{ KV}$   
 $P = 1.5 \text{ MW}$

#### MACHINE N° 3 :

$R_1 = 0.187 \Omega$   
 $R_2 = 0.157 \Omega$   
 $X_m = 66 \Omega$   
 $X_1 = 3.3 \Omega$   
 $X_2 = 2.81 \Omega$   
 $p = 4$  ( 8 Poles )  
 $U = 5.5 \text{ KV}$   
 $P = 1.489 \text{ MW}$

**CONCLUSION GENERALE**

---

**CONCLUSION GENERALE**

## CONCLUSION GENERALE

---

Les différents modèles non linéaires, utilisés pour la machine asynchrone, sont souvent destinés à des applications particulières. Quelques modèles que nous avons rencontrés dans la littérature scientifique ne peuvent pas s'adapter d'un point de vue de la commande car les entrées-sorties ne sont pas directement explicitées et rendent pratiquement impossible toute exploitation numérique, car l'extension d'un modèle linéaire au cas non linéaire n'est pas sans difficulté. Ce qui nous a poussé à explorer ce domaine compte tenu de son importance pour des applications industrielles variées.

Ainsi, les modèles présentés dans notre travail ont été validés expérimentalement et les résultats obtenus sont très concordants. Suivant le type de fonctionnement étudié, la précision est liée entre autres au modèle d'identification adopté. Bien que nous ayons négligé les pertes fer et l'hystérésis ainsi que certaines erreurs dues à l'appareillage de mesure, les modèles élaborés n'ont pas été considérablement affectés au regard de la comparaison des résultats théoriques et ceux expérimentaux.

Pour le cas du retour réseau, nous avons insisté sur l'aspect aléatoire du phénomène. Pour reproduire ce dernier, il fallait se placer dans les mêmes conditions que l'expérience telles que les conditions extrêmes qui pouvaient se produire sur le courant et le couple. Nous avons donc effectué des simulations pour des valeurs des phases  $\alpha$  et  $\varphi$  et montré la bonne concordance avec les résultats expérimentaux.

Concernant le comportement des extremums du courant et du couple en fonction de la valeur du courant en auto-amorçé, la simulation a montré que les maximums des courants sont situés sur une droite et que ceux des couples sur une conique et ce conformément aux résultats déduits du modèle analytique. L'application à des machines asynchrones de différentes puissances a montré également que les résultats issus des modèles analytiques sont les plus proches possibles des résultats pour les machines de grande puissance.

Les effets de la valeur du courant absorbé par la machine et des inductances de fuites permettent d'effectuer les conclusions suivantes:

- Le courant et le couple évoluent suivant le modèle établi Chapitre III, c'est-à-dire, un premier ordre pour le courant et un second ordre pour le couple.
- Concernant le couple, la linéarité du modèle oriente la concavité des caractéristiques vers les abscisses positives et la saturation a tendance à la limiter. En analysant l'influence du courant absorbé par la machine et des inductances de fuite, nous constatons que les amplitudes varient du simple au double lorsqu'on réduit ces inductances de fuite de 50%. Ceci permet de mettre en évidence la variation de l'inductance, aux flux de fuites près, et de montrer que celle-ci reste le paramètre le plus sensible.
- L'amortissement est beaucoup moins sensible dans le cas d'une machine de grande puissance à cause de la faible résistance de celle-ci. Ainsi, le modèle analytique (où la résistance tend vers zéro) est de plus en plus précis pour les machines de grande puissance. Cela est surtout vérifié pour la machine 3, qui a un nombre de pôles double par rapport à la machine 2.

Les résultats obtenus, pour le régime transitoire au démarrage, illustrent parfaitement le comportement des courants et des couples des trois machines différentes. Pendant la phase de démarrage, le rapport du couple maximum au couple nominale diminue lorsque la puissance de la

## CONCLUSION GENERALE

machine augmente. Il en est de même pour le couple en régime établi, par rapport au couple nominal.

Les courants maximums dépendent surtout du coefficient de dispersion  $\sigma$ . Dans les cas de la machine 1 et de la machine 2, ce coefficient est pratiquement le même; conséquence, le rapport du courant maximum au courant nominal a une valeur constante. Cependant, pour la machine 3,  $\sigma$  est proche du double ainsi le rapport du courant maximum au courant nominal est réduit dans la même proportion.

Le dimensionnement de la capacité d'auto-amorçage pour la machine asynchrone est très important comme le montre des travaux récents. Nous avons montré que ce calcul complexe doit aboutir à une valeur de la capacité critique d'amorçage. Ainsi une amélioration des modèles d'identification est nécessaire. Les travaux se poursuivent dans ce domaine en tenant compte particulièrement de l'amplitude à l'origine de la caractéristique magnétique.

Lors d'une coupure accidentelle, le problème de la reconnexion rapide de la machine asynchrone avec des capacités à ses bornes au réseau d'alimentation est analysé avec une prise en compte de la saturation. Un dispositif expérimental a été monté pour valider les résultats issus du modèle semi-numérique ainsi que ceux obtenus à l'aide des expressions analytiques développées. Cela se traduit par une bonne approche du modèle élaboré pour le système physique avec cependant un léger écart sur les résultats théoriques et expérimentaux, pour les très fortes intensités de courant résultant de la reconnexion rapide. Notons que la saturation des circuits de flux de fuites n'a pas été prise en compte dans la modélisation.

L'expression analytique montre également que l'amplitude maximale du courant de reconnexion dépend, pour une tension fixe du réseau, de deux grandeurs principales à savoir, l'amplitude et la phase de la tension générée par la machine par rapport à celle du réseau, à l'instant de reconnexion. Pour une reconnexion à la vitesse synchrone les amplitudes maximales du courant et du couple correspondent à un déphasage de  $180^\circ$  degrés électrique. Pour les vitesses inférieures, ce déphasage décroît jusqu'à  $140^\circ$ . Ce résultat est confirmé par les simulations numériques effectuées. Pour ces déphasages, la reconnexion engendre des régimes transitoires sévères dont les conséquences peuvent être néfastes pour la machine; ce qui n'est pas le cas pour les faibles déphasages.

Nous pouvons noter avec persistance qu'en perspective il reste beaucoup à faire dans ce domaine lors des entraînements électriques à vitesse variable, comme le montre de récents travaux publiés par les chercheurs académiques et les industriels. A titre d'exemple: nous pouvons citer la traction électrique (Grande traction) où la prise en compte de la saturation est importante dans le calcul des régulateurs. Les industriels considèrent que l'inductance rotorique varie dans des limites restreintes, à savoir entre  $0,8L_r$  et  $1,2 L_r$ . Ces limites ont été déterminées par des tests sur des plate-formes d'essais et de contrôle de machine asynchrone de grande puissance, avec cependant des erreurs notables en matière de précision. Une des solutions adoptée pour remédier à ce problème consiste en l'ajout de la commande adaptative, lors d'un contrôle vectoriel, à cause du calcul des régulateurs lorsque l'état magnétique de la machine asynchrone change.

**REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

---

- [1] MELKEBEEK J.A.A., « Magnetizing-field saturation and dynamic behavior of induction machines. part 1: improved calculation method for induction-machine dynamics », *IEE Proc.*, vol. 130, Pt. B, n° 1, January, pp. 1-9, 1983.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] VAS P., HALLENIUS K.E., BROWN J.E., « Cross-saturation in smooth-air-gap electrical machines », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. EC-1, March, pp. 103-112, 1986.
- [5] 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, n° 2, June, pp. 336-345, 1991.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] R.J. HARRINGTON 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
- [10] MURTHY S.S., SINGH B.P., NAGAMANI C., SATYANARAYANA K.V.V., « Studies on the use of conventional induction motors as self-excited induction generators », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 3, n° 4, December, pp. 842-848, 1988
- [11] MALIK N. H., MAZI A., « Capacitance requirements for isolated self excited induction generators », *IEEE Trans. On Energy Conversion*, vol. EC-2, n° 1, pp. 62-69, 1987.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

---

- [12] 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.
- [13] AGANJI, P. GUILLAUME, R. PINTELON and P. LATAIRE, "Induction Motor Magnetizing Curve Identification Using Broadband Excitation Technique", PEMC 1996, pp. 2/258-2/262.
- [14] 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.
- [15] M. BOUSSAK, "Contribution à la modélisation entrée-sortie et à l'identification paramétrique des machines à induction", Thèse de doctorat, Université Paris VI, 1989.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] OJO J.O., CONSOLI A., LIPO T.A. : " An improved model of saturated induction machines." ; IEEE Trans on industry applications, Vol 26, N°2 , march / april 1990, pp. 212-221.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] 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
- [23] SMITH I.R., SRIHARAN S., « Induction-motor reswitching transients », *Proc. IEE*, vol. 114, n° 4, April, pp. 503-509, 1967.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

---

- [24] 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, n° 12, December, pp. 2009-2014, 1969.
- [25] CEROVSKY Z., «Calculation of reswitching surge current in an induction motor», (Summary) », *Proc. IEE*, vol. 122, n° 6, June, pp. 647-649, 1975.
- [26] H. REHAOULIA, G.A. CAPOLINO, E. PILLET et M. POLOUÏDJADOFF, "Auto-amorçage accidentel des machines asynchrones triphasées sur un réseau capacitif", *Revue E*. Vol. 120, No. 3, 1986, pp. 75-79.
- [27] 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.
- [28] 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.
- [29] 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.
- [30] PAPAPOPOULOS M.P., PAPATHANASSIOU S.A., TENTZERAKIS S.T. "Modelling of induction machines main flux saturation in the arbitrary reference frame, a case study on wind turbine self-excitation." ; *ICEM '96*, 10-12 sept 1996 Spain, pp. 51-56.
- [31] THORSEN O.V., DALVA M. : " Development and industrial application of a practical model for simulation of saturated deep bar induction machines" ; *IEEE*, 1994, pp. 137-142.
- [32] LEMAIRE-SEMAIL B., BOULLAULT F., RAZEK A. " Modélisation et commande vectorielle d'un moteur asynchrone saturé avec contrôle dynamique de flux. " ; *Journal de physique III*, France 1, pp. 1509-1528, 1991.
- [33] LIPO T.A. : " Modeling and simulation of induction motors with saturatable leakage reactances " ; *IEEE Transactions on industry applications*, Vol. IA- 20, N° 1 Jan/feb 1984, pp. 180-189.
- [34] ESTEVES J., GARRIDO M.S., PIERRAT P., SANTANA J. " The saturation of leakage reactances in electrical machines " ; *ELECTRIMACS'96*, Vol. I, Saint Nazaire France, pp. 315-319.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

---

- [35] MENDES E. RAZEK A. " A simple model for core losses and magnetic saturation in induction machines adapted for direct stator flux orientation control."; Power electronics and variables-speed drives 26-28 october 1994, conference publication N° 399, IEE, pp. 192-198
- [36] E. LEVI and V. VUCKOVIC, "Field-Oriented Control of Induction Machines in the Presence of Magnetic Saturation", Electric Machines and Power Systems, Vol. 16, 1989.
- [37] G. GRELET "Etude générale de l'effet de saturation sur le fonctionnement des moteurs d'induction alimentés en onde non sinusoidale" Doctorat d'Etat Ecole centrale de Lyon 1977.
- [38] M. 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.
- [39] A. NESBA, "Génératrice asynchrone en régime dynamique: extension du modèle linéaire à la saturation", Thèse de Magister, E.N.P, Alger, Novembre 1996.
- [40] Z. SARI "Etude d'un alternateur redressé en régime transitoire" Thèse de Magister ENP Alger mai 1990.
- [41] T KHALDI "Retour réseau sur un auto-amorçage accidentel de la machine asynchrone". Thèse de Magister, ENP, Juillet 1999.
- [42] P. VAS., W. DELEROI, J. E. BROWN, "Transient Analysis of Smooth Air-gap Machines Incorporating the Effect of the Mean Linkeage Flux Saturation," ICEM ' 84, lausanne, Switzerland, pp. 269-272.
- [43] S. MEKHTOUB, T. KHALDI, M. IVANES "Amplitude des courants et du couple de reconnexion d'une machine asynchrone auto-amorcée" Revue Internationale de Génie Electrique, ISSN 1295-490-X, ISBN 2-7462-033-6, Vol. 4, N° 1/2/2001, pp. 149-172.
- [44] Z. SARI, M. IVANES, S. MEKHTOUB, "Experimental Validation of Rectified Alternator Model", IMACS-TC1'90, Nancy 19-21 Sept. 1990, pp. 261-263.
- [45] S. MEKHTOUB, M. IVANES, "Naissance de l'auto-amorçage d'une machine asynchrone" AJOT, Journal of Technology, ISSN 1111-357X, 1994.
- [46] A. NESBA, S. MEKHTOUB, R. IBTIOUEN, "Nouvelle technique de modélisation de la machine asynchrone en régime dynamique saturé" 3th *International Conférence on Applied Mathematics and Engineering Sciences*, Vol.1, Casablanca, October 23-25, 2000, Workshop 42 Session1, pp. 1-6.
- [47] A. LARBANI S. MEKHTOUB R. IBTIOUEN " Comportement en régime dynamique des courants d'une machine asynchrone reliée au réseau " *Colloque International SPEECI'99*. Oudjda, Maroc, Mai 1999. pp. 19-26.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

---

- [48] T. KHALDI S. MEKHTOUB R. IBTIOUEN "Retour réseau sur un auto-amorçage accidentel d'une machine asynchrone" *International Conference on Electrotechnics, ICEL'98*, Oran, Algeria, October 5-7, 1998, pp. 542-547.
- [49] Y. OUAZIR R. IBTIOUEN O. TOUHAMI S. MEKHTOUB "Résolution des équations du champ dans le cas d'une machine à aimants alimentée par un onduleur de tension" *AJOT-COMAE'98* Béjaïa, Machines Electriques- Réseaux Electriques et Haute Tension, ISSN 1111-357X, Décembre 1998, pp. 248-251.
- [50] Y. OUAZIR R. IBTIOUEN O. TOUHAMI S. MEKHTOUB " Calcul des performances d'une machine synchrone à enroulement dans l'entrefer" *SMESES'96*, Saïda 13-14 May 1997.
- [51] Y. OUAZIR R. IBTIOUEN O. TOUHAMI S. MEKHTOUB " Analyse des performances d'une machine synchrone à pôles lisses" *Proceedings JST-INH* Boumerdés 3-4 May 1997, pp. 405-408.
- [52] R. IBTIOUEN S. TOUATI S. MEKHTOUB O. TOUHAMI "Modélisation semi-numérique d'une machine synchrone à aimantation tournante." *International Conference on Applied Mathematics and Engineering Sciences*, Vol.1, Casablanca November 14-16, 1996, pp. 430-435.
- [53] S. TOUATI R. IBTIOUEN S. MEKHTOUB ET O. TOUHAMI " Etude d'une machine synchrone à aimantation tournante en utilisant une méthode intégrale de frontières" *AJOT-COMAE'96* Tlemcen, Vol. 3, Machines Electriques- Réseaux Electriques et Haute Tension, ISSN 1111-357X, Décembre 1996, pp.149-153.
- [54] M. LARBANI S. MEKHTOUB ET R. IBTIOUEN "Comportement des courants et du couple du moteur asynchrone triphasé saturé en régime dynamique" *AJOT-COMAE'96* Tlemcen, Vol. 3, Machines Electriques- Réseaux Electriques et Haute Tension, ISSN 1111-357X, Décembre 1996, pp. 103-107.
- [55] IBTIOUEN R. MEKHTOUB S. TOUHAMI O. TOUATI S. KECHROUD R. "Dimensionnement de machines synchrones à aimants permanents en fonctionnement synchrone autopiloté" Premier séminaire d'évaluation des études navales, *SEENI*, Tamentefoust Alger, 26-27 Mai 1996, pp. 224-228.
- [56] S. MEKHTOUB R. IBTIOUEN A MAAZI O. TOUHAMI " Retour réseau sur une machine asynchrone auto-amorcée" *Proceedings of the CMESES'95*, Guelma, 7th & 8th, Nov. 1995, pp. 130-136.
- [57] A. NESBA S. MEKHTOUB R. IBTIOUEN " Calcul de la tension d'auto-amorçage à vide de la génératrice asynchrone" *Proceedings of the CMESES'95*, Guelma, 7th & 8th, Nov. 1995, pp. 155-162.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

---

- [58] S. TOUATI R. IBTIOUEN O. TOUHAMI S. MEKHTOUB " Calcul d'une machine synchrone à aimantation tournante" *Proceedings of the CMESES'95*, Guelma, 7th & 8th, Nov. 1995, pp. 102-108.
- [59] O. TOUHAMI A. MAAZI R. IBTIOUEN AND S. MEKHTOUB "Analysis of various modulation techniques for PWM inverter-fed induction motor drives" *IASTED, International Conference*, February 21-23, 1994, Switzerland, pp. 207-04 - 1/4.
- [60] L. HADJOUT R. IBTIOUEN S. MEKHTOUB A. MAAZI "Calcul d'une machine synchrone à aimants à rotor lisse" *Proceedings of the CMESES'94*, Skikda 10th & 11th, May 1994, pp. 86-92.
- [61] O. TOUHAMI R. IBTIOUEN A. MAAZI S. MEKHTOUB "Relation Contrôle Vectoriel Indirect-Identification des machines asynchrones" *International Conference on Electrical & Electronic Engineering ICEEE- 94* Oran, October 1-3, 1994.
- [62] L. HADJOUT R. IBTIOUEN S. MEKHTOUB A. MAAZI "Calcul d'une machine synchrone autopilotée à aimants" *2<sup>ème</sup> Séminaire sur l'Electrotechnique*, Annaba, May 1993.
- [63] T. KHALDI, S. MEKHTOUB, R. IBTIOUEN," Transitoire des courants et tensions suite à un autoamorage accidentel d'une machine ", *International Conference on Electrotechnics, ICEL'98*, Oran (Algérie), pp. 440-443, 13-15 Novembre, 2000.
- [64] O. TOUHAMI, R. IBTIOUEN, M. MOULAHOU, S. MEKHTOUB, "Analysis and compensation of parameters variation effect in vector controlled induction machine *Revue Archives of Electrical Engineering*, ISSN 0004 0746 , index 35 1660, Accepted to be appear in 2001.
- [65] A. NESBA, R. IBTIOUEN, S. MEKHTOUB, O. TOUHAMI "An Approach for the modeling of saturated induction machine" *ACEMP 2001*, Ankara, Turkey, 27-29 June 2001 (proposé pour IEEE IAS).