

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département de génie électrique

THESE

Présentée par :

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

LARBANI Méziane

Ingénieur d'état en électrotechnique (E.N.P)

pour l'obtention du grade de **MAGISTER** en Electrotechnique
option Machines Electriques

SUJET

**ETUDE DE REGIMES DYNAMIQUES DU MOTEUR
ASYNCHRONE TRIPHASE EN REGIME SATURE.
APPLICATION AU COURT-CIRCUIT ET AU
DECLENCHEMENT**

Soutenue publiquement le 9/06/1998, devant le jury composé de :

Président	: Mr. R. IBTIOUEN	Maître de conférences	E.N.P
Rapporteur	: Mr. S. MEKHTOUB	Chargé de cours	E.N.P
Examineur	: Mr. O. TOUHAMI	Maître de conférences	E.N.P
Examineur	: Mr. S. HADDAD	Maître de conférences	U.M.M.T.O
Examineur	: Mr. S. TAHI	Chargé de cours	U.S.T.H.B

AVANT PROPOS

Ce travail a été réalisé au sein du laboratoire de machines électriques du département génie électrique de l'école nationale polytechnique.

Je tiens à exprimer mes remerciements et ma profonde reconnaissance à Monsieur Saïd MEKHTOUB, chargé de cours à l'E.N.P et directeur de thèse, pour toute la disponibilité dont il a fait preuve à mon égard, pour son soutien constant et ses précieux conseils qui ont permis à ce travail d'aboutir.

Que Messieurs Rachid IBTIOUEN, et Omar TOUHAMI, maîtres de conférences à l'E.N.P, qui n'ont jamais ménagé leurs efforts pour m'apporter aide et encouragements, et qui ont beaucoup contribué à la réalisation de ce travail, trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude, comme je les remercie aussi pour l'ambiance amicale et sympathique qu'ils ont toujours entretenue au laboratoire de machines électriques.

Je remercie vivement Monsieur Salah HADDAD, maître de conférences à l'U.M.M.T.O, de l'honneur qu'il me fait de juger ce travail et de participer au jury.

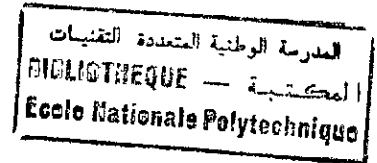
J'adresse aussi mes vifs remerciements à Monsieur Slimane TAHI, chargé de cours à l'U.S.T.H.B, pour l'intérêt qu'il a témoigné à ce travail et pour avoir accepté de faire partie du jury.

Je remercie tous mes collègues enseignants et magisters du laboratoire E.E.A, ainsi que des autres laboratoires de l'Institut National de Génie Mécanique de Boumerdes (I.N.G.M), pour leur aide et leur sympathie.

Je n'oublierai pas de remercier chaleureusement tous mes collègues et amis magisters de l'E.N.P, en particulier L.M. MGHEZZI, M. HASNI, T. KHALDI, A. NESBA pour la très bonne entente et toutes les discussions scientifiques fructueuses que nous avons eues.

J'exprime également mes remerciements à l'administration de notre institut (I.N.G.M), pour sa coopération effective et sa compréhension.

SOMMAIRE



	Pages
SYMBOLES UTILISES	5
INTRODUCTION GENERALE	7
CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE	
I.1 Introduction	9
I.2 Rappels	10
I.2.1 Hypothèses.....	10
I.2.2 Equations générales de la machine asynchrone	10
I.3 Identification de la machine	13
I.3.1 Schéma équivalent.....	13
I.3.2 Détermination des paramètres de la machine par les essais expérimentaux.....	15
a) Mesure des résistances.....	16
b) Mesure du rapport de transformation statique.....	17
c) Essai à rotor bloqué.....	18
d) Essai au synchronisme.....	18
e) Essai à vide.....	20
f) Essai de ralentissement	21
I.4 Conclusion	22
CHAPITRE II : MODELE LINEAIRE EN TENSION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	
II.1 Introduction	24
II.2 Modèle linéaire de la machine asynchrone	24
II.2.1 Transformation de Park.....	24
II.2.2 Equations des tensions	26
II.2.3 Choix du référentiel.....	27
II.2.4 Equation du couple électromagnétique	28

II.2.5	Modèle dynamique linéaire de la machine alimentée en tension.....	29
II.2.6	Modélisation du couple de charge.....	30
II.3	Validation du modèle	31
II.3.1	Courants statoriques et rotoriques au démarrage.....	31
II.3.2	Couple.....	34
II.3.3	Vitesse.....	35
II.4	Conclusion	36

CHAPITRE III : MODELE SATURE

III.1	Introduction	37
III.2	Modélisation des inductances saturables	37
III.2.1	Première approche.....	37
III.2.2	Deuxième approche.....	40
III.2.3	Validation du modèle - fonctionnement en générateur	43
a)	Equations de fonctionnement en générateur.....	43
b)	Validation par l'auto-amorçage en génératrice.....	44
III.2.4	Validation du modèle - fonctionnement en moteur	45
a)	Courant statorique.....	46
b)	Courant rotorique.....	47
c)	Couple électromagnétique.....	49
d)	Vitesse.....	50
III.3	Conclusion	51

CHAPITRE IV : APPLICATION DES DEUX MODELES AUX REGIMES TRANSITOIRES, CAS DU COURT-CIRCUIT ET DE LA RUPTURE MOMENTANEE DU RESEAU

IV.1	Introduction	52
IV.2	Régimes dynamiques lors d'un court-circuit triphasé	53
IV.2.1	Résultats d'expérimentation et de simulation.....	53
a)	Courant dans une phase du stator.....	53
b)	Courant dans une phase du rotor.....	54

c) Couple.....	55
d) Vitesse.....	56
IV.3 Régimes dynamiques lors de la coupure momentanée du réseau	58
IV.3.1 Modèle du moteur en régime de déclenchement.....	58
IV.3.2 Résultats d'expérimentations et de simulation.....	58
a) Déclenchement.....	59
b) Déclenchement suivi d'un réenclenchement.....	62
IV.4 Conclusion.....	67
CONCLUSION GENERALE.....	69
ANNEXE 1.....	71
ANNEXE 2.....	72
BIBLIOGRAPHIE.....	74

SYMBOLES UTILISES

- s, r : Indices s correspondant au stator et r au rotor
- Λ, B, C ; a, b, c : Les trois phases du stator et du rotor
- $V_{s(a,b,c)}$; $V_{r(a,b,c)}$: Tensions statoriques et rotoriques (V)
- $i_{s(a,b,c)}$; $i_{r(a,b,c)}$: Courants statoriques et rotoriques (A)
- $\Phi_{s(a,b,c)}$; $\Phi_{r(a,b,c)}$: Flux totaux par phase statorique et rotorique (Wb)
- R_s , R_r : Résistances d'enroulement statorique et rotorique (Ω)
- M_s , M_r : Inductance mutuelle entre phases du stator et entre phases du rotor (H)
- M_{sr} : Inductance mutuelle stator-rotor (H)
- p : Opérateur d/dt
- M : Amplitude de l'inductance mutuelle M_{sr} (H)
- θ : Ecart angulaire entre l'axe statorique et l'axe rotorique (rd)
- J : Moment d'inertie ($kg.m/s^2$)
- C_e , C_r : Couples électromagnétique et résistant (N.m)
- Ω_m : Vitesse du rotor (rd/s)
- L_{cs}, L_{cr} : Inductances cycliques statorique et rotorique (H)
- L_s, L_r : Inductances propres statorique et rotorique (H)
- M_m , M_c : Inductance mutuelle cyclique, et mutuelle cyclique ramenée (H)
- l_1, l_2 : Inductances de fuites cycliques statorique et rotorique (H)
- i_m : Courant magnétisant (A)
- m : Rapport de transformation
- ω_s : Pulsation des courants statoriques (rd/s)
- g : Glissement
- C_{fr} : Couple de frottement (N.m)
- d, q : Axes direct et transversal correspondant au référentiel biphasé
- θ_s, θ_r : Angles statorique et rotorique par rapport au repère d,q (rd)
- ω_m : Pulsation mécanique (rd/s)
- ω : Vitesse angulaire du système d'axes d,q (rd/s)

- L_{s0}, L_{r0} : Inductances cycliques homopolaires statorique et rotorique (H)
- $V_{s(0,d,q)}, V_{r(0,d,q)}$: Composantes des tensions statoriques et rotoriques suivant les axes 0,d,q (V)
- $i_{s(0,d,q)}, i_{r(0,d,q)}$: Composantes des courants statoriques et rotoriques suivant les axes 0,d,q (A)
- p_1 : Nombre de paires de pôles
- f_t : Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rd)
- $\underline{V}_s, \underline{V}_r, \underline{i}_s, \underline{i}_r$: Vecteurs spatiaux de la tension et du courant, statoriques et rotoriques (V) , (A)
- Φ_s, Φ_r, Φ_m : Vecteurs spatiaux des flux statorique , rotorique et magnétisant (Wb)
- Φ_{s1}, Φ_{s2} : Vecteurs spatiaux des flux de fuites du stator et du rotor (Wb)
- ω_r : pulsation des courants rotoriques (rd/s)
- $i_{dm}, i_{qm}, \phi_{dm}, \phi_{qm}$: Composantes du courant et du flux magnétisants suivant les axes d,q (A) et (Wb)
- M_{dy} : Inductance dynamique (H)
- (\dot{x}) : Le point au dessus d'une grandeur indique sa dérivée
- $L_{ds}, L_{qs}, L_{dr}, L_{qr}$: Inductances cycliques totales du stator et du rotor suivant les axes d et q (H)
- L_{md}, L_{mq} : Inductances mutuelles cycliques suivant les axes d et q (H)
- L_{dq} : Inductance d'inter-saturation entre les axes d et q (H)

INTRODUCTION GENERALE

Les machines asynchrones constituent la catégorie la plus importante et la plus utilisée parmi les machines électriques. Elles sont surtout utilisées en moteur.

Pendant longtemps, le moteur asynchrone a été utilisé uniquement pour l'entraînement à vitesse constante ou variable sur une plage étroite. Avec le développement de l'électronique de puissance et de l'outil informatique, qui a rendu possible la régulation de vitesse et de couple avec de bonnes performances statiques et dynamiques, le domaine d'application de ce moteur s'est considérablement élargi. Ce moteur tend de plus en plus à supplanter la machine à courant continu dans plusieurs applications. Les entraînements à vitesses variables exigent de plus en plus des performances importantes, une fiabilité maximale et un coût minimum, la machine électrique a donc besoin d'être optimisée, d'où l'importance considérable que revêt la simulation qui permet en effet de:

- prédire le comportement de la machine quand elle est soumise à diverses perturbations,
- prédéterminer ses performances avec un moindre coût.

Le moteur à induction est robuste et économique sur le plan de sa réalisation, d'où les nombreuses recherches dont il fait l'objet, surtout dans le domaine de l'exploitation.

A l'origine, les modèles étaient basés en particulier sur l'élaboration de schémas équivalents [1] faute de moyens de calcul puissants. Des méthodes matricielles plus favorables aux calculs numériques, se sont rapidement développées avec la disponibilité des calculateurs rapides aux mains des chercheurs, et sont actuellement les plus utilisées [2-6].

Au cours de son fonctionnement, la machine électrique est le siège de phénomènes complexes tels que la saturation des matériaux magnétiques, l'échauffement, l'effet de peau, la distribution non sinusoïdale du champ dans l'entrefer, etc. Il est de ce fait pratiquement impossible d'élaborer un modèle théorique qui tienne compte de tous ces phénomènes physiques simultanément. Aussi, la plupart des chercheurs n'introduisent dans les modèles qu'une ou deux non linéarités à la fois. La saturation des matériaux magnétiques est l'un des facteurs auquel on s'intéresse le plus. L'importance accordée à ce phénomène tient au fait qu'il peut se manifester par des variations importantes des inductances au cours des régimes transitoires, en particulier lorsque la machine est de type fortement saturée. En général le phénomène de saturation peut être appréhendé, moyennant certaines approximations, de deux manières:

- par l'introduction de la loi de variation inductances saturables directement dans le modèle

linéaire

- en utilisant la notion d'inter-saturation dans les équations.

L'objectif de ce travail est d'établir les deux modèles linéaire et saturé du moteur à induction à rotor bobiné et d'étudier l'influence de la saturation sur les grandeurs de sortie à l'aide de la simulation de régimes dynamiques tels que : Le démarrage, le court-circuit et le déclenchement - réenclenchement sur le réseau.

Dans le premier Chapitre de notre travail, on présente d'abord des rappels théoriques utiles à l'établissement du modèle mathématique de la machine, on aborde ensuite l'identification des paramètres par les méthodes expérimentales classiques. On a estimé opportun, de rapporter le développement qui permet de retrouver les équations du schéma équivalent à partir de celles du moteur en régime permanent. Le schéma équivalent étant le support qu'on a utilisé pour caractériser les paramètres de la machine. On termine ce chapitre par l'estimation des paramètres en relevant certaines difficultés inhérentes aux différents essais effectués sans oublier de préciser certaines incertitudes liées aux mesure .

Nous avons consacré le deuxième Chapitre à l'exposé du modèle dynamique linéaire de la machine alimentée en tension. Après avoir fait un rappel sur la transformation de Park, on applique cette dernière aux diverses grandeurs dans le référentiel du champ tournant. Pour valider le modèle ,on a simulé le démarrage à vide et en charge d'un moteur triphasé alimenté par le réseau.

Le troisième Chapitre porte sur le modèle saturé. On décrit en premier lieu le principe de la méthode proposée pour tenir compte de la saturation, ensuite , on expose une autre approche de la modélisation de la saturation, en vue de comparer les résultats. Afin de valider la première approche de la saturation, on a simulé le modèle dynamique de la machine asynchrone en génératrice auto - amorcée. On a terminé ce chapitre en comparant les résultats de simulation obtenus pour les deux régimes saturé et linéaire avec ceux provenant d'essais expérimentaux .

On a exploité ces deux modèles dans le dernier chapitre dans le but d'étudier les deux régimes dynamiques suivants: Court-circuit triphasé et déclenchement - réenclenchement sur le réseau.

Des acquisitions numériques de signaux ont été effectuées avec et sans couple de charge, dans le but de valider nos modèles.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 INTRODUCTION

Pour l'étude théorique des machines électriques on utilise deux principaux modèles:

- Le modèle de Maxwell, caractérisé par des équations locales, permet l'analyse du champ électromagnétique et la détermination des contraintes auxquelles sont soumis les éléments actifs de la machines. Ce modèle est surtout utilisé par les concepteurs en génie électrique; les programmes qui s'y rattachent sont en général longs et complexes.

- Le modèle de Kirchhoff est caractérisé par la notion de circuit et les équations qui lui sont associées. C'est ce modèle qui est surtout employé par les exploitants des machines, il est plus simple. Pendant longtemps les moyens privilégiés pour l'étude de la machine étaient basés, soit sur l'utilisation de schémas équivalents plus ou moins complexes relatifs au fonctionnement en régime permanent, traduits ensuite sous forme d'équations vectorielles ou en variables complexes, soit sur une analyse mathématique approchée eu égard aux difficultés de résolution.

Les principales difficultés, liées à la complexité de la structure de la machine ou aux phénomènes physiques internes, sont en général négligées dans l'analyse théorique globale de la machine asynchrone. Ces phénomènes sont les suivants : la saturation des parties ferromagnétiques, la variation des résistances due aux échauffements et au glissement, la non uniformité de l'entrefer, l'anisotropie des matériaux magnétiques et la répartition non sinusoïdale du champ dans l'entrefer. L'influence de ceux-ci sur les performances constitue actuellement des sujets de recherches.

La puissance de calcul des ordinateurs ayant augmenté très vite, les chercheurs ont conçu des modèles de plus en plus fins et par conséquent plus complexes. La modélisation de la machine exige la connaissance de ses paramètres, pour la détermination de ces derniers, plusieurs techniques d'identification numériques peuvent être utilisées. Pour une étude de la machine non destinée à la commande, l'estimation par les méthodes expérimentales classiques peut s'avérer suffisante.

Dans ce premier chapitre on a estimé utile de rappeler les équations générales de la machine asynchrone, on présente ensuite les résultats de l'estimation des paramètres suivi des commentaires.

1.2 RAPPELS

En vue de la modélisation de la machine asynchrone, nous rappelons ici les équations générales .

1.2.1 Hypothèses.

Les hypothèses suivantes sont adoptées:

- La machine est supposée de construction symétrique, à entrefer lisse.
- L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- Les effets thermiques et pelliculaires sont ignorés .
- La f.m.m est à répartition sinusoïdale.

1.2.2 Equations générales de la machine asynchrone.

La machine asynchrone bipolaire peut être représentée, dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation, par trois enroulements au stator et au rotor comme le montre la figure I.1.

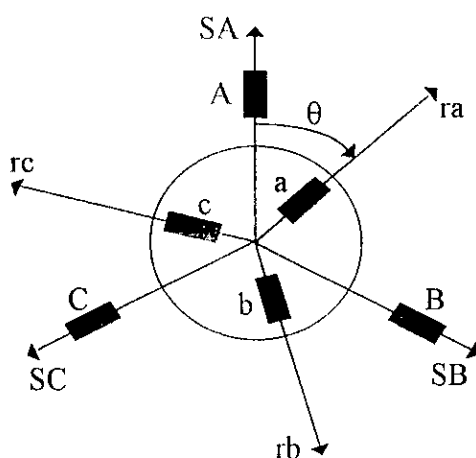


Fig.I.1 Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée.

a) Equations des tensions en grandeurs de phase.

Les équations électriques relatives aux enroulements respectifs du stator et du rotor s'écrivent :

$$v_{sa} = R_s i_{sa} + d(\phi_{sa})/dt$$

$$v_{sb} = R_s i_{sb} + d(\phi_{sb})/dt \quad (1.1)$$

$$v_{sc} = R_s i_{sc} + d(\phi_{sc})/dt$$

$$\begin{aligned}
v_{ra} &= R_r i_{ra} + d(\phi_{ra})/dt \\
v_{rb} &= R_r i_{rb} + d(\phi_{rb})/dt \\
v_{rc} &= R_r i_{rc} + d(\phi_{rc})/dt
\end{aligned} \tag{1.2}$$

b) Relations flux - courants.

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment ainsi, au stator :

$$\begin{aligned}
\phi_{sa} &= L_s i_{sa} + M_s i_{sb} + M_s i_{sc} + M_{aA} i_{ra} + M_{aB} i_{rb} + M_{aC} i_{rc} \\
\phi_{sb} &= M_s i_{sa} + L_s i_{sb} + M_s i_{sc} + M_{bA} i_{ra} + M_{bB} i_{rb} + M_{bC} i_{rc} \\
\phi_{sc} &= M_s i_{sa} + M_s i_{sb} + L_s i_{sc} + M_{cA} i_{ra} + M_{cB} i_{rb} + M_{cC} i_{rc}
\end{aligned} \tag{1.3}$$

et au rotor :

$$\begin{aligned}
\phi_{ra} &= L_r i_{ra} + M_r i_{rb} + M_r i_{rc} + M_{Aa} i_{sa} + M_{Ab} i_{sb} + M_{Ac} i_{sc} \\
\phi_{rb} &= M_r i_{ra} + L_r i_{rb} + M_r i_{rc} + M_{Ba} i_{sa} + M_{Bb} i_{sb} + M_{Bc} i_{sc} \\
\phi_{rc} &= M_r i_{ra} + M_r i_{rb} + L_r i_{rc} + M_{Ca} i_{sa} + M_{Cb} i_{sb} + M_{Cc} i_{sc}
\end{aligned} \tag{1.4}$$

c) Expressions des inductances mutuelles stator - rotor.

Les inductances mutuelles entre les enroulements du stator et ceux du rotor sont fonction de l'angle θ , en notant ces inductances par M_{sr} et par M leur amplitude, celles-ci s'expriment ainsi :

$$M_{sr} = M \cos(\theta + (k-j)2\pi/3) \quad k = 1,2,3 \text{ et } j = 1,2,3 \tag{1.5}$$

et où :

$(\theta + (k-j)2\pi/3)$ représente l'écart angulaire entre la phase de rang j du stator (considérée comme origine) et celle de rang k du rotor. Ainsi, en faisant varier j et k dans la relation (1.5), les inductances mutuelles stator - rotor s'écrivent :

$$\begin{aligned}
M_{aA} &= M \cos \theta, & M_{aB} &= M \cos(\theta - 4\pi/3), & M_{aC} &= M \cos(\theta - 2\pi/3), \\
M_{bA} &= M \cos(\theta - 2\pi/3), & M_{bB} &= M \cos \theta, & M_{bC} &= M \cos(\theta - 4\pi/3), \\
M_{cA} &= M \cos(\theta - 4\pi/3), & M_{cB} &= M \cos(\theta - 2\pi/3), & M_{cC} &= M \cos \theta.
\end{aligned}$$

En désignant par p l'opérateur de dérivation et en remplaçant les flux par leurs expressions (1.3) et (1.4): les équations des tensions (1.1) et (1.2), s'écrivent sous forme la forme matricielle suivante:

$$\left. \begin{aligned} [v_s] &= [R_s] [i_s] + p([L_s] [i_s]) + p([M_{sr}] [i_r]) \\ [v_r] &= p([M_{rs}] [i_s]) + [R_r] [i_r] + p([L_r] [i_r]) \end{aligned} \right\} \quad (1.6)$$

où :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}, \quad [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}, \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

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

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]_t$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

$[M_{sr}]$, $[L_s]$, $[L_r]$, $[R_s]$ et $[R_r]$ représentent respectivement les matrices inductances mutuelles stator-rotor, inductance statorique, inductance rotorique, résistance statorique et rotorique.

d) Expression du couple électromagnétique.

L'expression générale du couple résulte de la dérivée de la coénergie par rapport à l'angle mécanique de rotation :

$$C_e = \frac{1}{2} [i]_t \frac{\partial}{\partial \theta} [L(i, \theta)] [i]$$

où $[i]$ et $[L(i, \theta)]$ représentent respectivement le vecteur des courants d'excitation et la matrice inductance globale du système.

Dans le cas de la machine à induction, seuls les éléments de la sous matrice inductances mutuelles stator - rotor dépendent de θ , le couple électromagnétique s'écrit alors :

$$C_c = \frac{1}{2} [i_s] t \frac{\partial}{\partial \theta} [M_{sr}(i, \theta)] [i_r] \quad (1.7)$$

e) Equation du mouvement.

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_c - C_r \quad (1.8)$$

1.3 IDENTIFICATION DE LA MACHINE

Selon le degré de précision recherché pour les paramètres et les performances exigées de la machine, on peut classer les méthodes expérimentales employées en identification des paramètres des machines en trois groupes :

- essais classiques : essai à vide, essai à rotor bloqué, essai au synchronisme, ... etc.

L'identification basée sur ce type d'essais peut être utilisée pour l'étude du comportement des machines dans les applications ordinaires (entraînements de pompes, compresseurs, ventilateurs, ...).

- Essais statiques, par excitation de la machine à l'arrêt aux moyens d'échelon, rampe, etc.

- Essais en dynamique; des acquisitions de signaux sont préalablement effectuées au cours du fonctionnement normal de la machine (démarrage à vide par exemple), puis ces données sont traitées hors ligne, habituellement l'identification utilise la méthode du modèle.

1.3.1 Schéma équivalent.

Pour la détermination expérimentale des paramètres de la machine, nous avons effectué des essais sur la base d'un schéma équivalent (fig.1.2) tiré de la formulation du régime permanent dont on fait un bref rappel ci-dessous.

Le régime permanent nous offre un moyen d'étude assez simple de la machine à partir duquel on peut déduire les valeurs des différentes grandeurs et tracer leurs courbes, ce qui intéresse la plupart des utilisateurs des machines électriques. Il permet en outre de définir les différentes inductances de la machine et de faire un rapprochement avec le transformateur.

Les équations des tensions au régime permanent constituent ainsi le premier modèle simplifié de la machine. Si nécessaire, on passe aisément des équations aux autres formes de représentations :

schémas équivalents, diagrammes vectoriels.

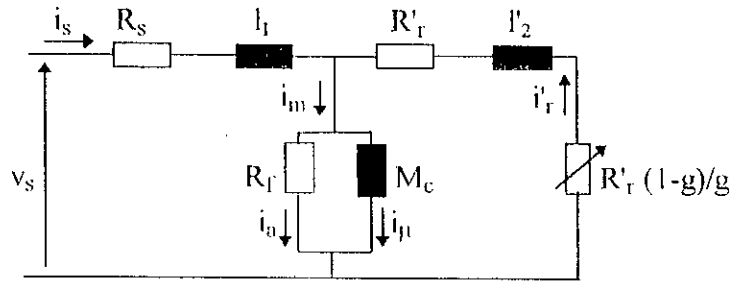


Fig.1.2 Schéma équivalent par phase au régime permanent.

Le régime établi est caractérisé par des inductances propres et des mutuelles statoriques et rotoriques constantes, des courants sinusoïdaux, ce qui entraîne une simplification des équations (I.6), telles que :

$$\left. \begin{aligned} [v_s] &= [R_s] [i_s] + [L_{cs}] p[i_s] + [M_{sr}] p[i_r] \\ [0] &= [M_{rs}] p[i_s] + [R_r] [i_r] + [L_{cr}] p[i_r] \end{aligned} \right\} \quad (I.9)$$

où

$$[L_{cs}] = L_{cs} [I] \quad , \quad [L_{cr}] = L_{cr} [I] \quad , \quad [I] \text{ est la matrice identité}$$

$L_{cs} = L_s - M_s$, $L_{cr} = L_r - M_r$, $M_m = 3M/2$ sont respectivement les inductances cycliques propres du stator, du rotor et la mutuelle cyclique stator-rotor .

Explicitons à partir du système (I.9) l'équation de la tension en grandeur de phase de chaque armature:

$$\left. \begin{aligned} v_{as} &= R_s i_{as} + L_{cs} p i_{as} + M_c p(i_{ar})_{os} \\ 0 &= M_c p(i_{as})_{gos} + R_r i_{ar} + L_{cr} p i_{ar} \end{aligned} \right\} \quad (I.10)$$

$(i_{as})_{gos}$, $(i_{ar})_{os}$ sont respectivement le courant du stator à la fréquence des courants rotoriques, le courant du rotor à la fréquence des courants statoriques.

En remplaçant alors dans le système (I.10) les inductances cycliques L_{cs} et L_{cr} par leur expression respective $(mM_m + l_1)$ et $((M_m/m) + l_2)$ et les grandeurs du rotor par leurs équivalentes ramenées et, après quelques développements, on aboutit au système suivant :

$$\begin{aligned} v_{as} &= (R_s + l_1 p) i_{as} + M_c p i_m \\ 0 &= (R'_r + l'_2 p) i'_{ar} + M_c p i_m \end{aligned}$$

ou sous forme complexe, après avoir divisé la seconde équation par g :

$$\begin{aligned} \underline{v}_{as} &= (R_s + j l_1 \omega_s) \underline{i}_{as} + j M_c \omega_s \underline{i}_m \\ 0 &= \left(\frac{R'_r}{g} + j l'_2 \omega_s \right) \underline{i}'_{ar} + j M_c \omega_s \underline{i}_m \end{aligned} \quad (1.11)$$

où le courant magnétisant i_m est égal à : $i_{sa} - (i'_{ra})_{os}$.

Ces équations sont à la base du schéma équivalent en T de la figure.1.2. Dans ce schéma, on a remplacé respectivement i_{sa} , i'_{ra} , v_{sa} par i_s , i'_r et v_s ; on a décomposé la résistance R'_r/g en : R'_r la résistance d'un enroulement secondaire ramenée et $R'_r(1-g)/g$ qui dissipe une puissance correspondant à la puissance mécanique sur l'arbre. C'est ce schéma que nous avons adopté pour l'estimation des paramètres de notre machine.

En fait, il existe une grande variété de schémas équivalents dans la littérature scientifique [7-9], chaque auteur utilise le schéma qui convient le mieux au problème posé. En particulier, il est intéressant de regrouper les fuites afin de diminuer le nombre de paramètres à identifier. Tous les schémas représentent la machine avec une plus ou moins grande fidélité et complexité. Le schéma du type transformateur cité ci-dessus, est le plus représentatif [10], il est de plus relativement simple.

1.3.2 Détermination des paramètres de la machine par les essais expérimentaux.

On a procédé à diverses mesures et acquisitions dans le but d'estimer les paramètres de la machine d'une part et de valider les modèles d'autre part. La mesure de vitesse est effectuée à l'aide d'une dynamo tachymétrique (D) tarée. Les enregistrements des transitoires se font en premier lieu dans un oscilloscope numérique, les données sont ensuite transférées vers le ordinateur. L'oscilloscope ne peut enregistrer que deux signaux (d'une même armature) à la fois, ce qui ne permet pas de relever les différents signaux dans des conditions rigoureusement identiques (phase de la tension, position du rotor, valeurs des différents paramètres, ...). La qualité et le calibre des shunts de mesure ne sont pas toujours adéquats; en effet, les courants varient dans de grandes proportions au cours des régimes transitoires et se stabilisent ensuite à des valeurs relativement faibles aux régimes établis.

Le banc d'essai se compose d'un moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné et d'une génératrice à courant continu dynamométrique à excitation indépendante qui constitue la charge. On dispose

d'un oscilloscope numérique à deux voies et d'un micro-calculateur pour l'acquisition des signaux. Le moteur est alimenté par un système de tensions triphasées équilibrées.

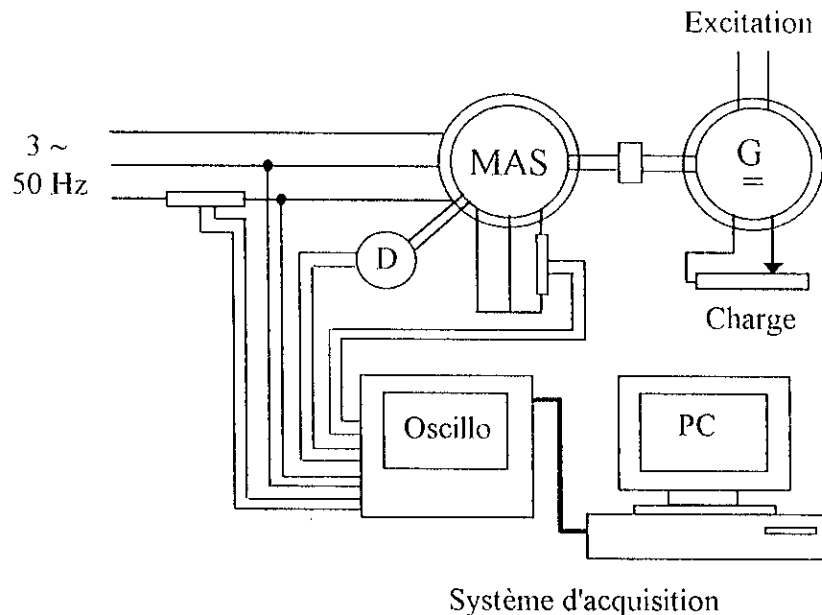


Fig.I.3 Schéma synoptique du banc d'essai avec le système d'acquisition.

a) Mesure des résistances.

La mesure en courant continu, par la méthode voltampèremétrique de la résistance des deux enroulements du stator et du rotor, a donné :

$$R_s = 1.2 \Omega \quad ; \quad R_r = .80 \Omega$$

On représente en figures I.4 et I.5, les courbes expérimentales de la résistance en fonction du courant pour chacun des enroulements.

La résistance du rotor, malgré que notre machine est à rotor bobiné, présente quelques difficultés quant à la valeur à choisir : en effet , la résistance aux faibles intensités ($I_r < 1.4 \text{ A}$) est relativement grande, elle résulte de la somme de la résistance de contact balais - bagues et de la résistance de l'enroulement. La résistance de contact aux faibles intensités varie notablement, c'est un phénomène complexe difficile à interpréter [11] . Pour des intensités supérieures à 1.4 A , la résistance de contact reste à peu près constante, elle provoque une chute de tension constante U_b de valeur égale à $0,65 \text{ V}$ environ, déterminée par l'extrapolation de la courbe $U_r(I_r)$ sur sa partie linéaire (fig.1.6). De ce fait, pour $I_r > 1.4 \text{ A}$ l'équation de la chute de tension peut s'écrire sous la forme: $U_r = 0,8 I_r + 0,65$. La variation de résistance (pour $I_r < 1.4 \text{ A}$) due à ce

phénomène de contact est bien plus marquée, dans ce cas, que celle qui résulte des effets de température et de peau.

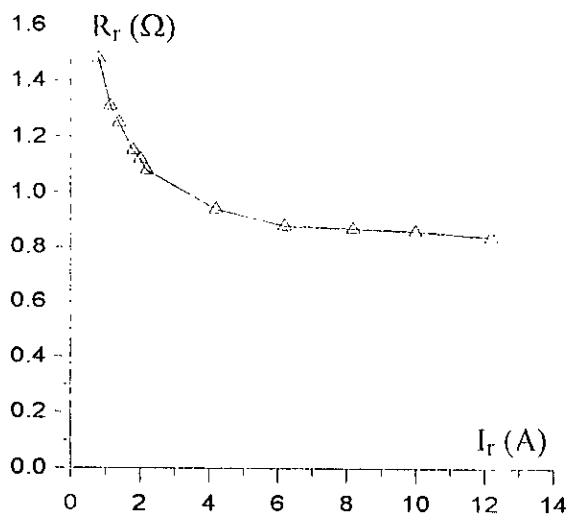


fig.I.4 Résistance du rotor par phase

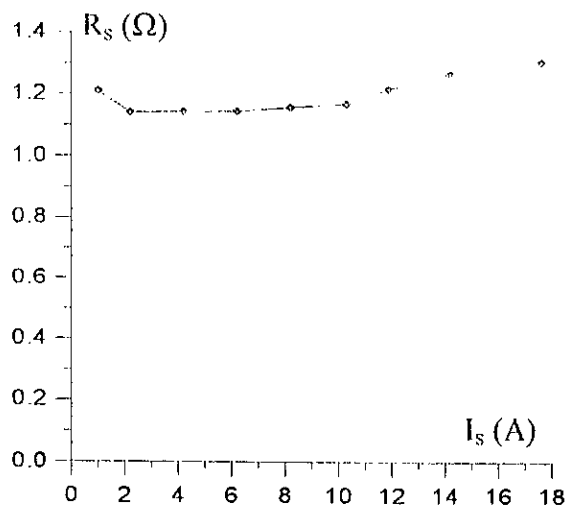


fig.I.5 Résistance du stator par phase

A partir de 10 A environ, la valeur de la résistance d'un enroulement du stator commence à croître à cause de l'échauffement. La mesure a donné la valeur moyenne de 1.4 Ω à chaud.

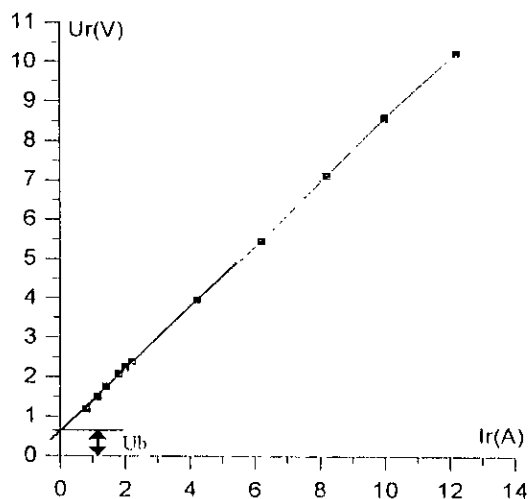


fig.I.6 Tension en fonction du courant pour la résistance rotor.

b) Mesure du rapport de transformation 'statique'.

Le moteur alimenté au stator, le rotor ouvert, on fait varier la tension primaire. Le rapport entre les deux tensions du stator et du rotor donne la valeur nominale de :

$$m = V_1/V_2 = 1.6$$

c) Essai à rotor bloqué.

Dans cet essai la tension reste relativement faible (25 % de la tension nominale pour le courant nominal), les pertes fer et le courant magnétisant peuvent donc être négligés. On peut par conséquent supprimer la branche parallèle du circuit équivalent sans commettre une grande erreur. D'autre part, on ne sait pas comment sont distribuées les fuites magnétiques entre le stator et le rotor, on admettra de ce fait que les inductances cycliques partielles de fuite au stator et au rotor ramenée sont égales, c'est l'hypothèse la plus employée (hypothèse d'Alger). Connaissant les résistances des enroulements et l'impédance globale de court-circuit $Z_c = V_s/I_s$, ces inductances de fuites sont calculées de la manière suivante :

$$l_1 \omega = (Z_c^2 - (R_s + R'_r)^2) / 2 \quad \text{avec } R'_r = m^2 R_r$$

En fait , il est préférable d'utiliser le bilan des puissances pour la détermination de ces inductances, ce qui permet de tenir compte de la branche symbolisant les pertes fer et d'éviter l'emploi de la résistance du rotor et du facteur de transformation qui sont relativement imprécis; on trouve alors:

$$l_1 = .0098 \text{ H}$$

Cet essai effectué à tension réduite, donne une valeur approchée par rapport à celle qui résulterait de l'application de la pleine tension (effet de saturation). Selon [10] les valeurs des inductances de fuites l_1 et l_2 sont différentes, et les supposer égales introduirait une certaine incertitude dans les résultats. On a vérifié par simulation, que les résultats les plus proches de ceux de l'expérimentation, sont ceux donnés en considérant l'hypothèse d'Alger.

d) Essai au synchronisme.

L'essai au synchronisme permet de calculer l'inductance cyclique magnétisante connaissant le rapport de transformation et l'inductance cyclique partielle de fuite du stator. En effet, au synchronisme la branche du schéma par phase représentant le rotor est équivalente à un circuit ouvert et, en négligeant la résistance symbolisant les pertes fer, on obtient schéma de la figure.I.7.

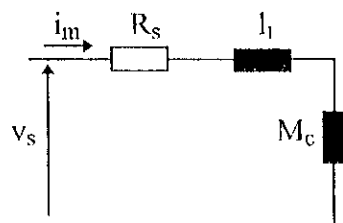


fig.I.7 Schéma équivalent par phase au synchronisme

Soit Z l'impédance globale du circuit, donnée par le rapport V_s/I_s , R_s et $I_1\omega_s$ étant connues on peut alors calculer l'inductance cyclique magnétisante ramenée M_c par la relation suivante:

$$M_c = ((Z^2 - R_s^2) - (I_1\omega_s)^2)^{1/2} / \omega_s$$

A cause de la saturation cette inductance varie avec le courant. Dans le cas du modèle linéaire on prend la valeur donnée par la partie rectiligne de la courbe $V_s(I_s)$ représentée en fig.1.8, soit :

$$M_c = .223 \text{ H}$$

Connaissant M_c et I_1 , on peut déterminer les inductances cycliques propres L_{cs} et L_{cr} du stator et du rotor ramenée par la relation $L_{cs} = L_{cr} = M_c + I_1$, on trouve :

$$L_{cs} = L_{cr} = .233 \text{ H}$$

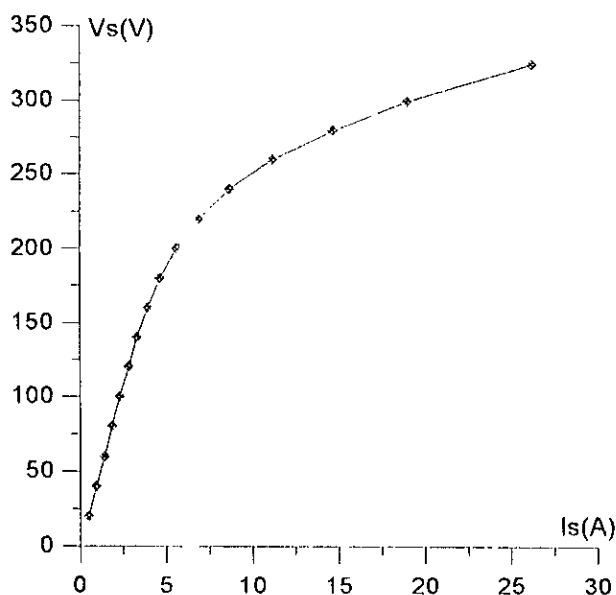


fig.1.8 Tension en fonction du courant au synchronisme.

Par cet essai on détermine également les pertes fer; en effet, les pertes mécaniques étant compensées par le moteur d'entraînement ; la puissance consommée se compose alors des pertes Joule stator et des pertes fer. Connaissant les pertes Joule et la puissance totale consommée, on en déduit la valeur approximative des pertes fer au régime nominal :

$$P_{fer} = 122 \text{ W}$$

(soit environ 3,5 % de la puissance utile nominale de notre machine)

Le tracé de la tangente à la courbe de la puissance à vide en fonction de la tension, représentée par la droite en traits interrompus, permet de calculer le coefficient de frottement de l'arbre du moteur (fig.I.9).

e) Essai à vide.

Par cet essai on détermine la puissance mécanique, connaissant les pertes Joule et les pertes fer, pour une vitesse proche de celle du synchronisme (1500 tr/mn), elle vaut approximativement :

$$P_m = 78 \text{ W}$$

($\cong 2,2$ % de la puissance utile nominale de notre machine)

Les deux puissances, mécanique et pertes fer, sont difficiles à déterminer avec précision. Nous avons comparé la puissance mécanique calculée ci-dessus avec :

- celle donnée par la différence entre les deux puissances consommées par la machine d'entraînement tournant à vitesse constante, d'abord accouplée à la machine asynchrone, puis désaccouplée. On a obtenu la valeur approchée suivante:

$$P_m = 74 \text{ W}$$

- celle donnée par l'intersection de l'extrapolation de la courbe de la puissance à vide (diminuée des pertes Joule statoriques) en fonction du carré de la tension d'alimentation, avec l'axe de la puissance (fig.I.9) , qui vaut:

$$P_m = 80 \text{ W}$$

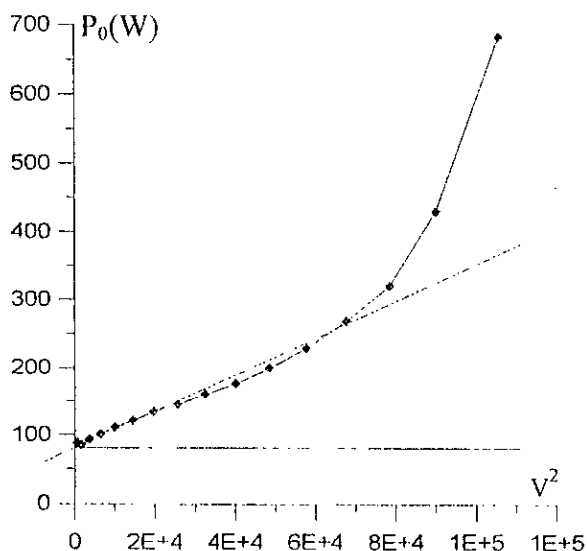


fig.I.9 Puissance à vide en fonction du carré de la tension

Nous voyons que les différentes méthodes de mesure donnent des résultats proches.

f) Essai de ralentissement.

La connaissance des pertes mécaniques et de la courbe ralentissement, permet de calculer le moment d'inertie J . La machine tournant à vide, en coupant l'alimentation, les deux couples électromagnétique C_e et de charge C_r s'annulent; l'équation du mouvement $Jd\Omega_m/dt = C_e - C_r - C_{fr}$ se simplifie, on obtient alors :

$$J d\Omega_m/dt = - C_{fr} = - P_m / \Omega_m$$

La vitesse passe de 156.45 rd/s à zéro, la tangente à la courbe (fig.1.10) à l'instant $t = 0$ détermine un $\Delta t = 6,3$ s graphiquement, en approchant $d\Omega_m/dt$ par $\Delta\Omega_m / \Delta t$ à l'instant de la coupure, on obtient la valeur suivante du moment d'inertie :

$$J = .019 \text{ kg m/s}^2$$

On a également procédé à des essais en charge. Le moteur est accouplé à une génératrice à courant continu dynamométrique de 2.4 kW, il est nécessaire de ce fait de déterminer le moment d'inertie du groupe; pour cela, on a relevé la courbe de ralentissement du moteur accouplé à la dynamo à vide, (fig.1.10 bis). Connaissant les pertes mécaniques du groupe, évaluées à :

$$P_{mg} = 128 \text{ W}$$

en appliquant la même démarche que pour le calcul du moment d'inertie du moteur, on détermine celui du groupe en exploitant la courbe de la figure 1.10 bis :

$$J_{mg} = .032 \text{ kg m/s}^2$$

on en déduit celui de la génératrice :

$$J_g = .013 \text{ kg m/s}^2$$

A partir de la courbe des pertes mécaniques en fonction de la vitesse, provenant des mesures effectuées sur la machine d'entraînement accouplée au moteur, puis désaccouplée, on a déterminé l'équation approchée suivante du couple de frottement :

$$C_{fr} = 1.36e-3 \Omega_m + .22 \text{ m.N}$$

où le facteur $1.36e-3$ représente le coefficient de frottement visqueux, $.22$ le couple de frottement sec. On a déduit de même une équation similaire pour le couple de frottement du groupe moteur-générateur:

$$C_{\text{frg}} = 1.36e-3\Omega_m + .41 \text{ m.N}$$

Ces deux relations, intégrées dans les modèles linéaire et saturé, ont permis de tracer les courbes de ralentissement simulées, moteur seul (fig.I.10) et moteur accouplé (fig.I.10 bis). On remarque que les courbes de simulation reflètent assez bien la réalité. D'autre part, on note que le fait d'accoupler la génératrice au moteur n'introduit pas de changement très significatif dans la courbe de ralentissement; cela s'explique par des pertes mécaniques (54 W à 1500tr/mn) et une inertie faibles de la dynamo.

On dispose ainsi de tous les paramètres nécessaires (R_s, R_r, I_1, M_c, J, m) à la simulation numérique de la machine.

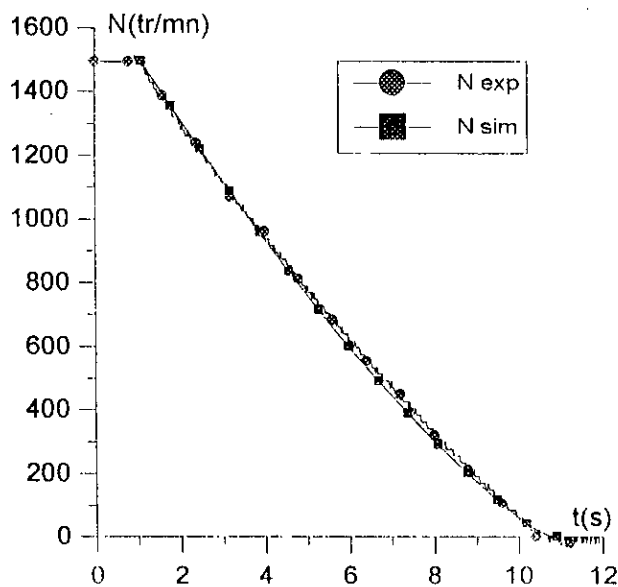


fig.I.10 Vitesse de ralentissement, moteur seul

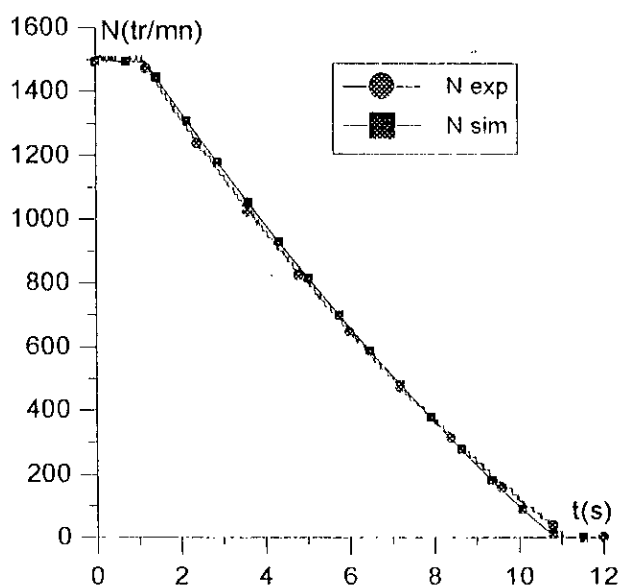


fig.I.10 bis Vitesse de ralentissement, moteur accouplé

1.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons fait un rappel des équations générales de la machine et déterminé ses paramètres par les méthodes expérimentales classiques.

Lors d'une estimation des paramètres à l'aide d'essais classiques, on peut relever les principales sources d'erreur suivantes:

- le schéma équivalent ,qui est lui-même une représentation approchée de la machine puisqu'il ne caractérise que le régime permanent .

- les méthodes et les instruments de mesure employés (certains paramètres sont déduits à partir de mesures indirectes, donc cumul d'erreurs)

- De plus , on ne peut jamais obtenir une estimée unique des paramètres à partir de mesures corrélées aux bruits

A cause de ces incertitudes, l'identification par les essais classiques ne peut fournir que des valeurs approchées. D'autre part, au cours des régimes dynamiques, certains paramètres varient notablement , il serait alors plus intéressant d'utiliser leurs lois de variation dans les modèles au lieu de leur attribuer une valeur moyenne.

CHAPITRE II

MODELE LINEAIRE EN TENSION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1 INTRODUCTION

La machine à induction est trop complexe par la forme de ses enroulements et la géométrie de ses circuits magnétiques pour se prêter telle quelle à une analyse détaillée. Aussi, certains auteurs (R.H. PARK, Y.H. KU, G. KRON) ont développé des méthodes d'analyse en vue de réduire la complexité et la taille des modèles. Cependant le modèle choisi doit assurer un comportement le plus proche possible de celui de la machine réelle.

Les hypothèses adoptées dans le premier chapitre ont certes permis de simplifier les équations électriques; mais les équations différentielles obtenues sont à coefficients variables; le système ainsi formé est impossible à résoudre analytiquement [2,4,5] . Même si actuellement les calculateurs numériques sont suffisamment puissants pour une résolution rapide d'un tel système, il est plus intéressant d'utiliser un modèle simplifié pour réduire le temps de calcul et faciliter l'interprétation des phénomènes physiques .

La première partie de ce chapitre traite de l'établissement des équations de la machine dans le référentiel de Park.

Dans la seconde partie, la validité du modèle est testée avec l'appui d'essais expérimentaux au cours d'un démarrage à vide et en charge.

II.2 MODELE LINEAIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le modèle linéaire est souvent utilisé par les chercheurs à cause de sa simplicité de mise en oeuvre et parce qu'il permet d'apprécier, les effets des non-linéarités introduites dans les modèles plus complets .

II.2.1 Transformation de Park.

La transformation de R.H Park est un changement de variables que l'on fait subir aux différentes grandeurs de la machine, en particulier aux courants et aux tensions en vue de simplifier le système d'équations global de la machine.

La matrice de transformation de Park permet de passer d'un système différentiel à coefficients périodiques caractérisant le fonctionnement de la machine asynchrone, à un

système différentiel à coefficients constants, ce qui facilite la résolution et permet de réaliser un gain de temps. La matrice de Park choisie est orthogonale, c'est à dire qu'elle conserve l'invariance de la puissance instantanée et conduit à des schémas réalisables physiquement; elle s'exprime par :

$$[P_1(\theta)] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos\theta & -\sin\theta \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

et son inverse par:

$$[P_1(\theta)]^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

Cette transformation consiste à substituer aux enroulements du stator et du rotor, des enroulements équivalents orthogonaux d'axes communs d,q. Les trois phases A, B, C d'axes fixes SA,SB,SC du stator sont remplacées par les deux enroulements ds, qs; les trois phases rotoriques a, b, c d'axes ra,rb,rc par les enroulements dr, qr (fig.II.1).

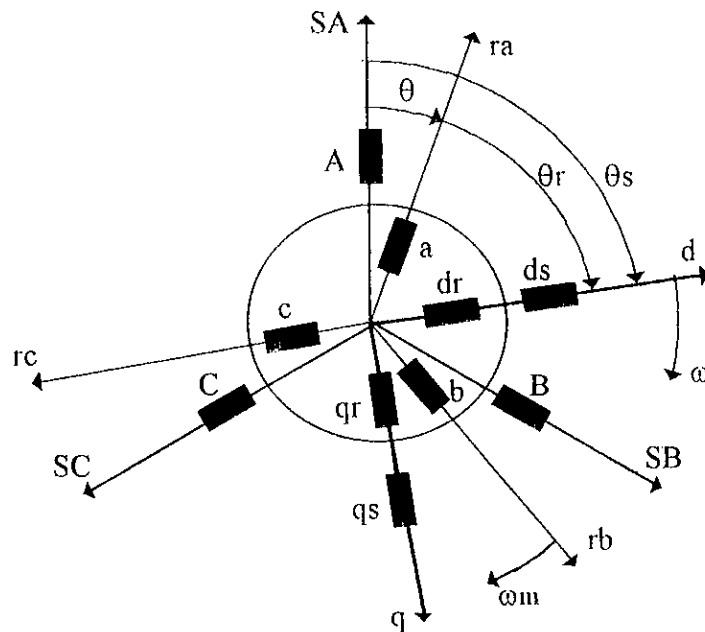


Fig.II.1 Transformation des enroulements réels en enroulements équivalents.

On désigne par :

- θ l'angle entre l'axe SA du stator et l'axe ra du rotor
- θ_s l'angle entre l'axe SA et l'axe d
- θ_r l'angle l'axe ra et l'axe d
- ω , ω_m les vitesses angulaires électriques respectives du référentiel d,q et du rotor

D'autre part d'après la figure II.1, on a : $\theta + \theta_r = \theta_s$ d'où $d(\theta_r)/dt = \omega - \omega_m$

II.2.2 Equations des tensions.

En multipliant les deux équations (I.6) par la matrice inverse de Park :

$$[P_1(\theta_s)]^{-1} [v_s] = [R_s] [P_1(\theta_s)]^{-1} [i_s] + [P_1(\theta_s)]^{-1} p([L_s][i_s]) + [P_1(\theta_s)]^{-1} p([M_{sr}][i_r]) \quad (II.1)$$

$$[P_1(\theta_r)]^{-1} [v_r] = [P_1(\theta_r)]^{-1} p([M_{sr}][i_s]) + [R_r] [P_1(\theta_r)]^{-1} [i_r] + [P_1(\theta_r)]^{-1} p([L_r][i_r]) \quad (II.2)$$

et en posant pour les vecteurs transformés :

$$\begin{aligned} [v_{cs}] &= [P_1(\theta_s)]^{-1} [v_s] & [v_{cr}] &= [P_1(\theta_r)]^{-1} [v_r] \\ [i_{cs}] &= [P_1(\theta_s)]^{-1} [i_s] & [i_{cr}] &= [P_1(\theta_r)]^{-1} [i_r] \end{aligned}$$

Les équations (II.1) et (II.2) deviennent :

$$\begin{aligned} [v_{cs}] &= [R_s] [i_{cs}] + [P_1(\theta_s)]^{-1} p([L_s][i_{cs}]) + [P_1(\theta_s)]^{-1} p([M_{sr}][i_r]) \\ [v_{cr}] &= [P_1(\theta_r)]^{-1} p([M_{sr}][i_{cs}]) + [R_r] [i_{cr}] + [P_1(\theta_r)]^{-1} p([L_r][i_{cr}]) \end{aligned}$$

Par ailleurs si on développe les seconds membres de ces équations et si on introduit les inductances cycliques suivantes:

$$L_{cs} = L_s - M_s, \quad L_{cr} = L_r - M_r, \quad L_{os} = L_s + 2M_s, \quad L_{or} = L_r + 2M_r, \quad M_m = 3M/2$$

avec :

L_{cs}, L_{cr} : Inductance cyclique propre d'une phase, du stator et du rotor respectivement

L_{so}, L_{ro} : Inductance cyclique homopolaire d'une phase, du stator et du rotor respectivement

M_m : Inductance mutuelle cyclique stator - rotor

en regroupant les composantes de chacun des deux vecteurs tensions et courants des armatures en un seul vecteur, et en remplaçant les dérivées $d(\theta_s)/dt$, $d(\theta_r)/dt$, $d(\theta)/dt$ par les

vitesse respectives ω_s , $\omega_s - \omega_m$, ω_m , on aboutit au système suivant, exprimé dans un référentiel tournant à la vitesse quelconque ω :

$$\begin{bmatrix} v_{os} \\ v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{or} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{cs} p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s + L_{cs} p & -L_{cs} \omega & 0 & M_c p & -M_c \omega \\ 0 & L_{cs} \omega & R_s + L_{cs} p & 0 & M_c \omega & M_c p \\ 0 & 0 & 0 & R_r + L_{cr} p & 0 & 0 \\ 0 & M_c p & -M_c (\omega - \omega_m) & 0 & R_r + L_{cr} p & -L_{cr} (\omega - \omega_m) \\ 0 & M_c (\omega - \omega_m) & M_c p & 0 & L_{cr} (\omega - \omega_m) & R_r + L_{cr} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{or} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (11.3)$$

11.2.3 Choix du référentiel.

Dans le cas de la machine à induction il est plus intéressant d'écrire les équations dans un référentiel lié soit à l'une des armatures du stator ou du rotor, soit au champ tournant, selon les objectifs de l'application. Dans chacun de ces nouveaux référentiels les équations de la machine sont plus simples que dans le référentiel quelconque.

a) Référentiel fixe par rapport au stator.

Ce référentiel est intéressant dans le cas d'une étude analytique à vitesse constante (système linéaire); ou dans le cas de grandes variations de la vitesse du rotor (système non linéaire résolu numériquement) avec éventuellement aussi des variations de fréquence des tensions d'alimentation [2,3]. Ce repère est surtout favorable à l'étude des grandeurs rotoriques. Dans le cas du référentiel lié au stator on a les conditions suivantes:

$$\theta_s = 0 \Rightarrow d(\theta_s) / dt = \omega = 0, \quad \theta_r = -\theta \Rightarrow d(\theta_r) / dt = -\omega_m$$

b) Référentiel fixe par rapport au rotor.

Dans ce référentiel le système d'équations est favorable à une résolution analytique ou par simulation dans le cas de régimes où la vitesse du rotor peut être considérée comme constante. Il est intéressant pour l'étude des grandeurs statoriques.

ce référentiel suppose :

$$\theta_s = \theta \Rightarrow d(\theta_s) / dt = \omega = \omega_m, \quad \theta_r = 0 \Rightarrow d(\theta_r) / dt = 0$$

c) Référentiel fixe par rapport au champ tournant.

Dans le cas d'une alimentation à fréquence constante, c'est le référentiel le plus intéressant

pour une étude par simulation car il donne les expressions les plus simples pour les tensions transformées v_{os} , v_{ds} , v_{qs} , v_{or} , v_{dr} , v_{qr} . Ce repère est le plus employé dans l'étude de la commande [6]. Dans ce cas on a :

$$\theta_s = \omega_s t \Rightarrow \omega = \omega_s ; \quad \omega_m = (1 - g) \omega_s ; \quad d(\theta_r) / dt = g \omega_s$$

C'est ce dernier référentiel que nous avons choisi pour toutes nos applications. A ce propos nous donnons ci-dessous la nouvelle formulation du système (II.3) :

$$\begin{bmatrix} v_{os} \\ v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{or} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{os} p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s + L_{cs} p & -L_{cs} \omega_s & 0 & M_c p & -M_c \omega_s \\ 0 & L_{cs} \omega_s & R_s + L_{cs} p & 0 & M_c \omega_s & M_c p \\ 0 & 0 & 0 & R_r + L_{or} p & 0 & 0 \\ 0 & M_c p & -M_c g \omega_s & 0 & R_r + L_{cr} p & -L_{cr} g \omega_s \\ 0 & M_c g \omega_s & M_c p & 0 & L_{cr} g \omega_s & R_r + L_{cr} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{or} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (II.4)$$

L'alimentation triphasée de la machine et l'hypothèse de la symétrie des armatures du rotor et du stator entraînent l'élimination des deux composantes homopolaires ; le système (II.4) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{cs} p & -L_{cs} \omega_s & M_c p & -M_c \omega_s \\ L_{cs} \omega_s & R_s + L_{cs} p & M_c \omega_s & M_c p \\ M_c p & -M_c g \omega_s & R_r + L_{cr} p & -L_{cr} g \omega_s \\ M_c g \omega_s & M_c p & L_{cr} g \omega_s & R_r + L_{cr} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (II.5)$$

II.2.4 Equation du couple électromagnétique.

En effectuant les changements de variables relatifs aux courants suivants, dans l'équation du couple électromagnétique (I.7),

$$[i_s] = [P_1(\theta_s)] [i_{cs}] \quad [i_r] = [P_1(\theta_r)] [i_{cr}]$$

l'équation du couple devient :

$$C_e = \frac{1}{2} [i_{cs}]_t [P_1(\theta_s)]_t \left(\frac{dM_{sr}}{d\theta} \right) [P_1(\theta_r)] [i_{cr}]$$

En développant le calcul, on aboutit à l'expression suivante en bipolaire, dans le repère de Park :

$$C_e = M_m (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) \quad (II.6)$$

II.2.5 Modèle dynamique linéaire de la machine alimentée en tension.

Suite aux transformations subies par les équations générales de la machine, on peut maintenant regrouper les équations électriques et mécaniques en vue d'écrire le système final à résoudre. Afin de tenir compte de la variation de la vitesse du rotor, on complétera le système différentiel par l'équation suivante, dénommée relation cinétique interne (une des conditions qui caractérise le référentiel lié au champ tournant) :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_m$$

avec θ_r variable d'état.

Dans le cas d'une machine multipolaire, de nombre de paires de pôles p_1 , l'équation du mouvement s'écrit :

$$(J/p_1) \frac{d\omega_m}{dt} = p_1 M_m (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) - C_r - C_{fr}$$

où C_r , C_{fr} représentent les couples de charge et de frottement respectivement. Le rotor étant en court-circuit, les tensions v_{ra} , v_{rb} , v_{rc} sont nulles, par conséquent les tensions transformées v_{dr} , v_{qr} le sont aussi. En prenant en considération les deux équations mécaniques, on écrira le modèle dynamique linéaire (au sens magnétique) de la machine à induction sous la forme:

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ -C_r \\ \omega_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -L_{cs}\omega_s & 0 & -M_c\omega_s & 0 & 0 \\ L_{cs}\omega_s & R_s & M_c\omega_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ p_1 M_c i_{qr} & -p_1 M_c i_{dr} & 0 & 0 & ft/p_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ \omega_m \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{cs} & 0 & M_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{cs} & 0 & M_c & 0 & 0 \\ M_c & 0 & L_{cr} & 0 & 0 & -L_{cr} i_{qr} - M_c i_{qs} \\ 0 & M_c & 0 & L_{cr} & 0 & L_{cr} i_{dr} + M_c i_{ds} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & J/p_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{dr} \\ \dot{i}_{qr} \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{\theta}_r \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

ou sous forme plus condensée:

$$[U] = [B] [X] + [C] [\dot{X}]$$

Le système différentiel mis sous forme d'équation d'état est intégré à l'aide de l'algorithme de Runge-Kutta du 4^e ordre [12]. Le programme de simulation du modèle est donné en langage Fortran, cf. organigramme en annexe 2.

II.2.6 Modélisation du couple de charge .

Dans le but de réaliser les essais en charge , on a accouplé au moteur une génératrice à courant continu dynamométrique à excitation indépendante. La dynamo débite sur une résistance de valeur supposée constante. Le courant du circuit de champ est maintenu constant, l'induction est par conséquent invariante. Le moment d'inertie et le couple de frottement du groupe moteur - générateur ont été déjà déterminés au chapitre I §.1.3. Il reste à déterminer l'équation du couple électromagnétique de la génératrice pour établir le modèle du couple de charge.

Les équations en régime dynamique de la génératrice sont données par [4] :

- tension aux bornes de la génératrice

$$u = e + R_a i_g + L_q \frac{di_g}{dt} \quad (II.8)$$

avec

$$e = k_m \phi_d \Omega_m \quad (II.9)$$

- couple électromagnétique

$$C_c = k_m \phi_d i_g = e i_g / \Omega_m \quad (II.10)$$

où :

i_g , ϕ_d : respectivement courant d'induit et flux inducteur

L_q : inductance propre des enroulements disposés sur l'axe neutre (circuits traversés par i_g)

R_a : Résistance totale du circuit d'induit

k_m : constante constructive de la génératrice

L_q est toujours très faible du fait de la compensation exercée par les enroulements de commutation [4], on peut donc négliger le terme $L_q (d i_g / dt)$.

la génératrice débitant sur une résistance de valeur constante R_c , on a : $u = R_c i_g$

en remplaçant la tension u par $R_c i_g$ dans (II.8) , $L_q (d i_g / dt)$ étant négligé, on tire :

$$i_g = e / (R_c + R_a)$$

en substituant cette expression de i_g dans l'équation du couple , on obtient

$$C_c = e^2 / \Omega_m (R_c + R_a)$$

en remplaçant e par son expression tirée de (II.9) , le couple s'écrit sous la forme :

$$C_c = (k_m \phi_d)^2 \Omega_m / (R_c + R_a) \quad (II.11)$$

Le relevé expérimental de la f.e.m en fonction de la vitesse à courant d'excitation constant, permet de calculer le coefficient $(k_m \phi_d)$ du couple, d'autre part les résistances de charge R_c et du circuit d'induit R_a sont connues , on peut alors déterminer le coefficient de proportionnalité du couple à la vitesse dans le cas particulier de la génératrice à excitation séparée.

En ce qui concerne notre machine , les mesures ont donné :

$$k_m \phi_d = 1.646$$

$$R_a = 3.84 \Omega$$

L'aspect modélisation étant terminé, on présente dans les paragraphes ci-après les résultats de simulation et d'expérimentation [13].

II.3 VALIDATION DU MODELE

Afin de tester la validité du modèle, on a procédé à des acquisitions au cours de démarrages à vide et en charge sous pleine tension.

Notons à ce propos que la source qui alimente notre banc d'essai subit de sérieuses chutes de tension au cours des tests nécessitant de forts courants tels que les démarrages par exemple, fig.II.2(a). On a évalué la valeur de la résistance en amont, qui est la cause de cette chute de tension, elle vaut environ 0.3Ω ; cette valeur est à ajouter à celle de la résistance de l'enroulement du stator afin de tenir compte de la baisse de tension théorique , en simulation.

Pour la validation, les relevés expérimentaux de la vitesse, du couple et des courants seront comparés aux signaux obtenus par la simulation.

II.3.1 Courants statoriques et rotoriques au démarrage.

On propose dans ce paragraphe une explication sur l'origine de la différence d'amplitude notable que l'on observe entre le courant simulé et le courant expérimental durant le transitoire de démarrage du moteur, (fig.II.2 (b)).

L'étude analytique simplifiée du démarrage à rotor bloqué [4] montre que le courant transitoire statorique à l'enclenchement dans les premiers instants, comporte une composante aperiodique de courte durée, de constante de temps approximative R_{cc}/L_{cc} , qui se traduit par une dissymétrie de la courbe par rapport à l'axe des temps. Un autre auteur [14] confirme l'existence de cette dissymétrie et affirme qu'une mise sous tension non simultanée des trois phases entraînerait un rétablissement de la symétrie de la courbe avec une légère réduction de la durée du régime transitoire. Or il est fort possible, au cours de notre expérimentation que la simultanéité ne soit pas réalisée avec l'utilisation d'un simple interrupteur mécanique à l'enclenchement, tandis qu'elle est assurée dans le cas du courant simulé.

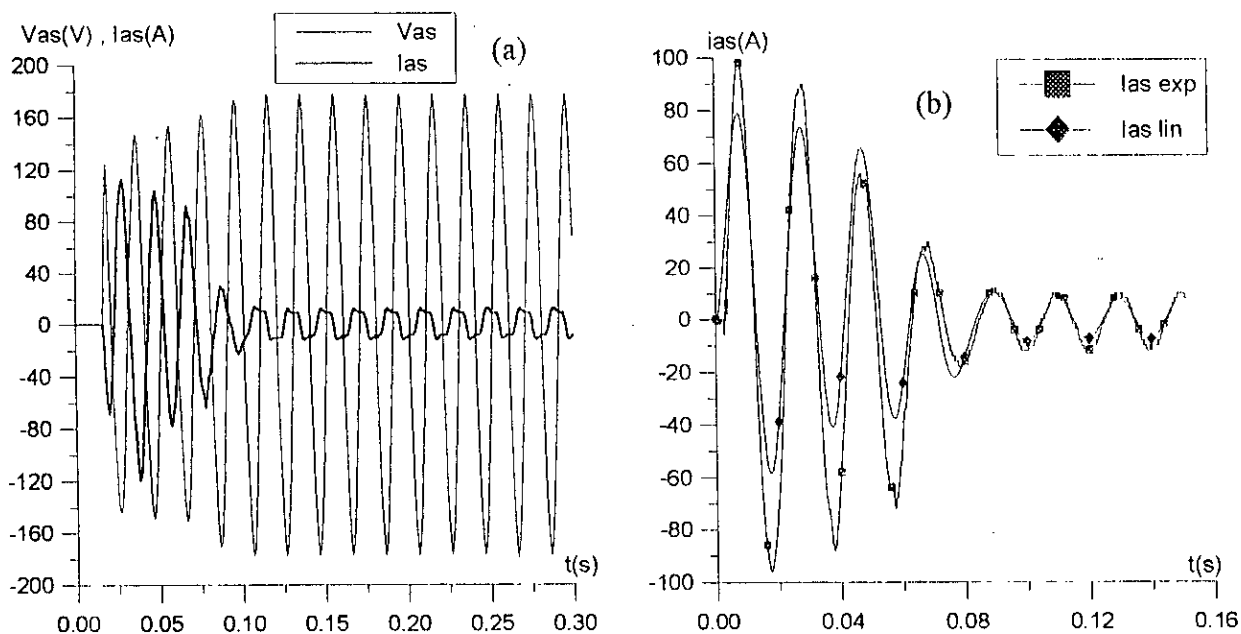


Fig.II.2 Courant et tension de phase expérimentaux au démarrage (a). Courants du stator au démarrage à vide, expérimental et simulé (b),

A ce type d'erreur viennent s'ajouter celles dues à l'imprécision des paramètres et aux hypothèses adoptées. Ce fait est d'ailleurs corroboré par les figures II.3 et surtout III.4 des courants du rotor : avec les mêmes approximations adoptées, l'écart entre les deux courbes simulée et expérimentale est plus réduit, ce qui n'est pas le cas pour le courant statorique très affecté par la composante aperiodique durant cette même période.

Avec un couple de charge proportionnel à la vitesse, et une valeur finale d'équilibre égale à 75% du couple nominal on obtient les résultats suivants.

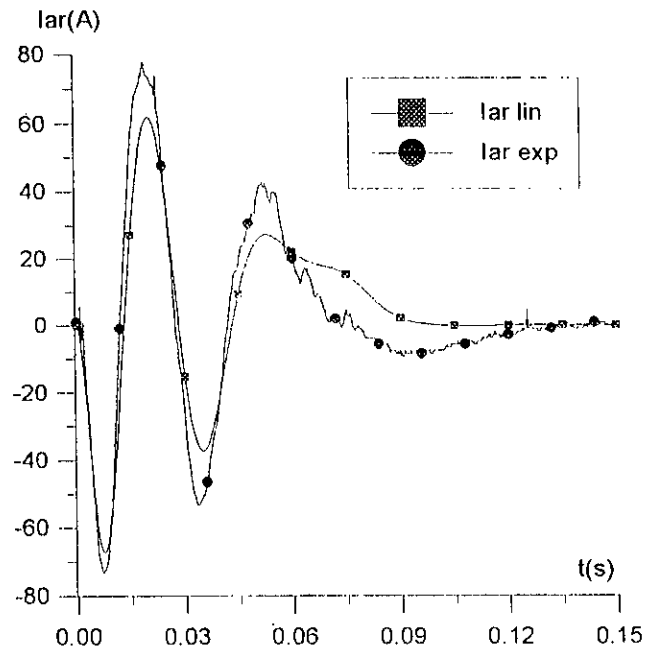


Fig.II.3 Courant de phase du rotor au démarrage, expérimental et simulé en linéaire.

Le pic initial des courants statoriques (fig.II.4) a gardé la même valeur (à tension égale) parce que d'une part, il n'y a pas d'échelon de couple important au démarrage (couple proportionnel à la vitesse), d'autre part les transitoires de courants dépendent essentiellement de l'impédance interne du moteur; la charge a eu seulement pour effet d'allonger la durée du démarrage et d'amplifier l'amplitude du courant en régime permanent.

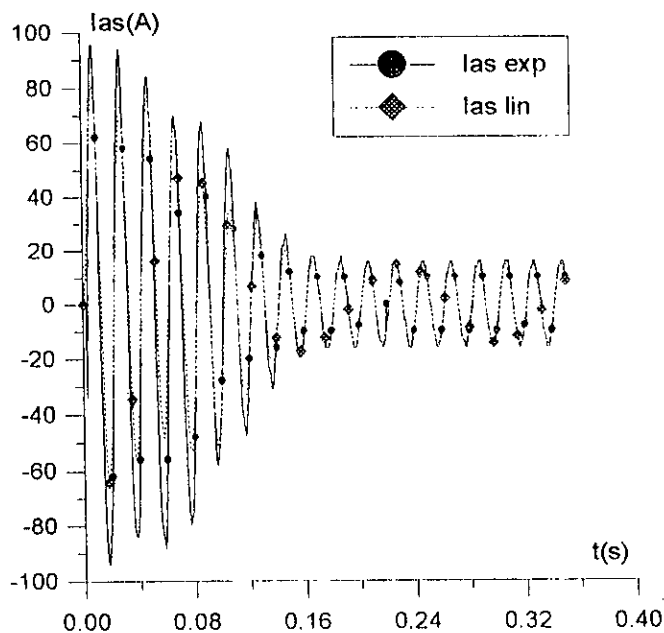


Fig.II.4 Courant de phase du stator au démarrage en charge, simulé en linéaire et expérimental.

Les courants rotoriques sont plus sensibles au couple de charge durant le transitoire, comme on le constate sur la figure II.5, à cause de leur dépendance directe du glissement .

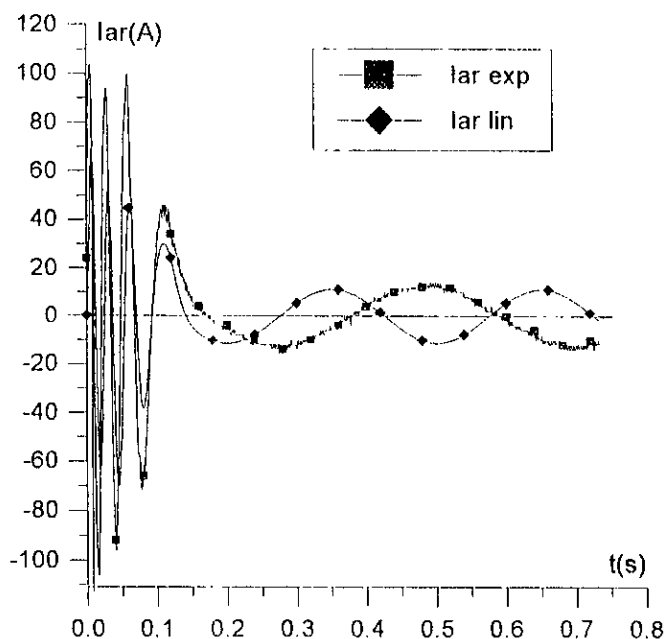


Fig.II.5 Courant de phase du rotor au démarrage en charge, simulé en linéaire et expérimental.

II.3.2 Couple.

Le couple électromagnétique dépend essentiellement de l'interaction entre les courants du stator et ceux du rotor et de l'inductance mutuelle stator-rotor. On a reconstitué à partir des courbes expérimentales de vitesse à vide et en charge (fig.II.7 (a) et (b)), les courbes expérimentales approchées des couples (fig.II.6), de la manière suivante :

de l'équation électromécanique du couple $J(d\Omega_m/dt) = C_e - C_r - C_{fr}$, on peut tirer l'expression approchée du couple électromagnétique $C_e = J(\Delta\Omega_m/\Delta t) + C_r + C_{fr}$; la dérivée approchée $(\Delta\Omega_m/\Delta t)$ étant très sensible aux perturbations, elle conduit à une courbe de couple "accidentée" qu'on lissera afin d'avoir une allure moyenne. Du fait même de cette sensibilité de la dérivée aux bruits, les résultats obtenus par cette méthode s'avèrent discutables.

Les écarts les plus importants entre courbe simulée et courbe expérimentale correspondent aux variations brusques de la vitesse qui se traduisent par des erreurs relativement importantes de la dérivée approchée. Un autre élément qui peut être à l'origine de l'imprécision du couple simulé: la négligence des pertes fer, qui se manifeste par une faible diminution du courant actif dans une phase et la suppression du couple moteur correspondant. La courbe du couple issue de la

simulation correspondant au fonctionnement à vide concorde cependant assez bien avec la courbe reconstituée.

II.3.3 Vitesse.

Les allures des courbes de vitesses, (fig.II.7 (a) et (b)) sont étroitement liées aux variations du couple électromagnétique correspondant, on a en effet $\Omega_m = \frac{1}{J} \int (C_m - C_{fr} - C_r) dt$ avec un couple de frottement C_{fr} ayant une faible influence pendant le transitoire et un couple résistant C_r nul à vide. On note un léger dépassement de la vitesse de synchronisme (plus net à vide qu'en charge) en fin de régime dynamique généré par une perturbation de signe négatif au niveau du couple, (fig.II.6 à $t = .9s$).

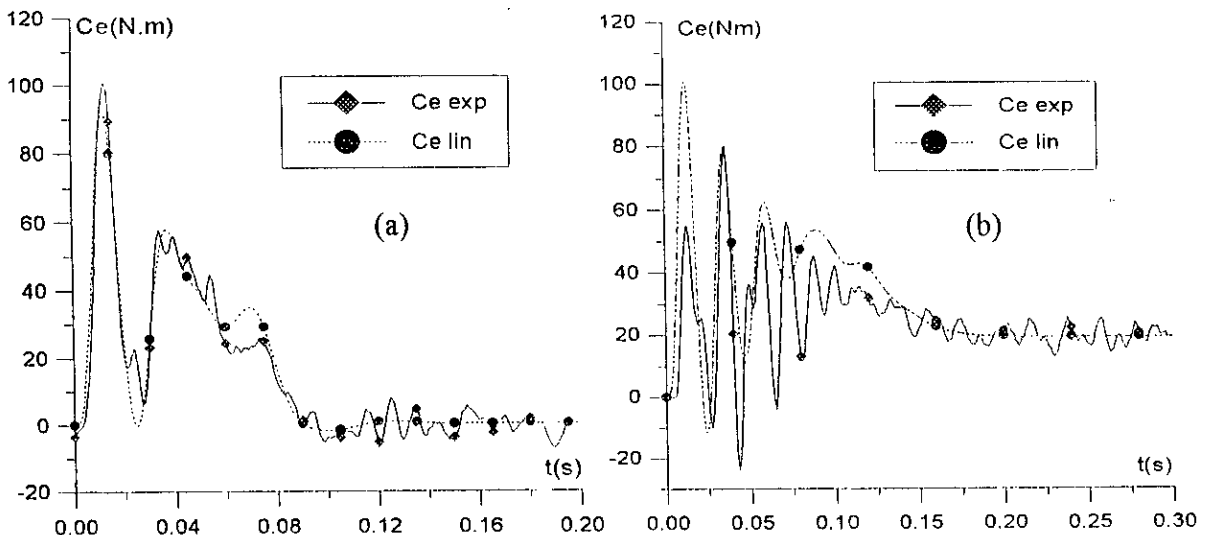


fig.II.6 Couples électromagnétiques au démarrage à vide (a) et en charge (b), 'expérimentaux reconstitués' et simulés en linéaire.

Les différences entre les vitesses simulées et les vitesses expérimentales sont dues à l'imperfection du modèle: hypothèses adoptées et imprécision des paramètres identifiés, en particulier mécaniques. Malgré des écarts plus marqués en certains points des courbes, les résultats de simulation sont relativement corrects pour les vitesses.

La résistance du rotor, qui a une grande influence sur la vitesse, est un des paramètres les plus difficile à identifier avec précision. Elle dépend en particulier de la vitesse et de l'intensité du courant, et l'obtention de bons résultats de simulation passe par une recherche de sa loi de variation précise.

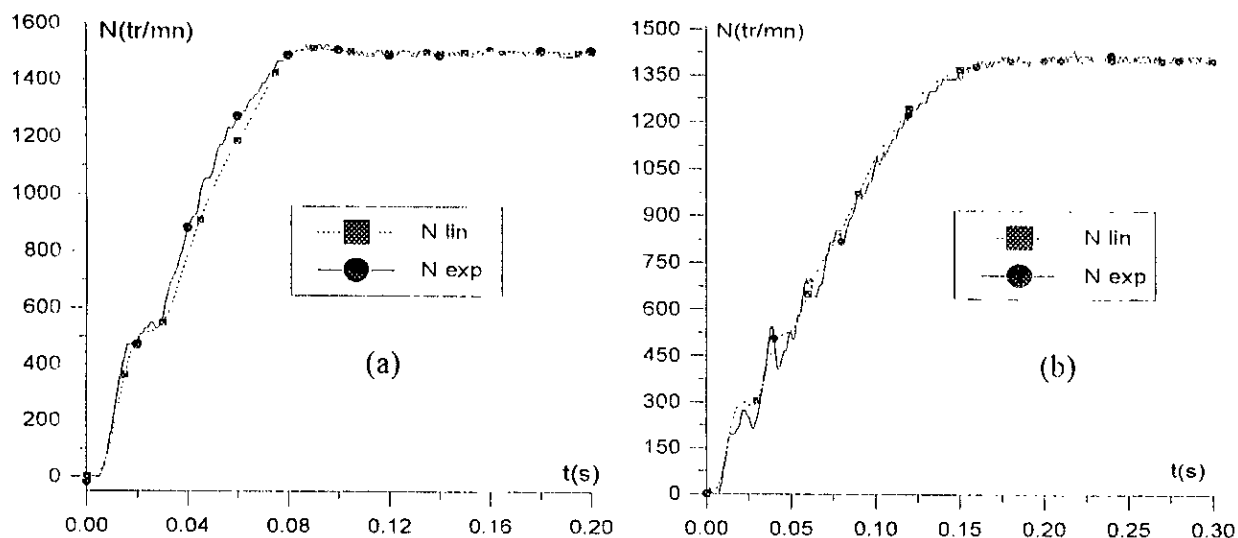


fig.11.7 Vitesses au démarrage à vide (a) et en charge (b) expérimentales et simulées en linéaire.

II.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre on a formulé , puis validé le modèle dynamique linéaire de la machine asynchrone alimentée en tension.

Si dans l'ensemble, les résultats de simulation concordent avec ceux obtenus au cours des essais, il faut cependant remarquer que pour certaines grandeurs, on observe des écarts appréciables en régime transitoire, entre les courbes expérimentales et les courbes théoriques, dus certainement à l'imprécision des paramètres identifiés et aux hypothèses que comporte le modèle. Notons que les résultats de simulation sont plus précis dans le cas du fonctionnement à vide que dans celui de la marche en charge, par suite de la difficulté qu'on a à modéliser convenablement le couple résistant sur l'arbre. En particulier, les grandeurs du rotor sont les plus sensibles aux erreurs de modélisation du couple de charge.

Le modèle dynamique en régime linéaire destiné à l'étude simplifiée du comportement du moteur, est suffisant pour une détermination approximative des contraintes maximales mécaniques et électriques, et la prévision des réponses aux transitoires d'exploitation. De plus, de par sa simplicité de mise en oeuvre et un temps de résolution relativement court, ce modèle est le plus utilisé dans les commandes classiques de moteurs pour lesquels on n'exige pas de hautes performances. Cependant , plusieurs auteurs ont souligné l'importance des effets de certaines non-linéarités, telle que la saturation du milieu magnétique sur les caractéristiques électromécaniques de la machine.

Il nous a donc paru nécessaire d'introduire la saturation dans le modèle et d'examiner les conséquences de cette non-linéarité sur les grandeurs de sortie. C'est l'objet du prochain chapitre.

CHAPITRE III

MODELE SATURE

III.1 INTRODUCTION

La saturation des matériaux magnétiques dans la machine asynchrone est l'un des phénomènes les plus étudiés eu égard à son influence sur l'évolution des grandeurs de la machine, surtout en régime permanent et au cours de certaines perturbations .

Plusieurs travaux ont été consacrés à l'étude de la saturation à ce jour [15-17], mais le sujet est toujours d'actualité car, suite à la complexité du phénomène, les chercheurs n'ont pas encore exploré tous ses aspects. Habituellement, on utilise les deux approches suivantes pour modéliser la saturation:

- La première méthode consiste à exprimer les inductances propres et mutuelles sous forme d'un développement de fonctions du courant magnétisant directement dans le modèle linéaire.

- La seconde est basée sur la décomposition du flux total au stator et au rotor en un terme du au flux de fuites indépendant de la saturation et un autre terme magnétisant lié à la saturation, en introduisant la notion d'inter-saturation, [18-20].

La variation des paramètres saturables est introduite le plus souvent soit grâce à un coefficient de saturation [9,21], artifice utilisé également pour exprimer l'effet de saturation du au flux de fuites [22,23] ; soit par l'intermédiaire des expressions des inductances [24], et dans ce cas, seule la saturation due au flux principal est considérée en général. L'usage de l'approximation mathématique de la courbe $B(H)$ est plus rare, elle est utilisée dans les modèles décrits à l'aide des équations de Maxwell.

Dans ce chapitre on a modélisé la saturation en utilisant les deux méthodes. On a ensuite validé les modèles par un auto-amoçage en générateur et un démarrage en moteur à vide et en charge.

III.2 MODELISATION DES INDUCTANCES SATURABLES

III.2.1 Première approche.

Dans le cadre de cette étude on ne considère que les effets de saturation dus au flux principal. La variation des inductances de fuites qui résulte de la saturation reste faible tant que la machine est modérément saturée [25-27], en particulier pour une machine à rotor bobiné. Le relevé expérimental de la tension en fonction du courant $V_s = f_1(I_s)$ (fig.I.8) effectué à l'aide d'un essai

au synchronisme, permet de déduire la courbe de l'inductance statique de magnétisation $M_c = f_2(I_{mmax})$. Cette dernière est ensuite modélisée par une approximation mathématique (polynôme) dont la courbe est représentée en figure III.1(a). On introduit l'effet de saturation en remplaçant l'inductance M_c par son expression dans le modèle linéaire de la machine. A chaque pas de calcul, la nouvelle valeur de M_c est déterminée par une valeur donnée du courant magnétisant; on en déduit les inductances cycliques du stator L_{cs} et du rotor L_{cr} .

Notons qu'avec les paramètres inductances mutuelle et cycliques saturables, le système différentiel (II.7) à coefficients constants se transforme en un système à coefficients variables.

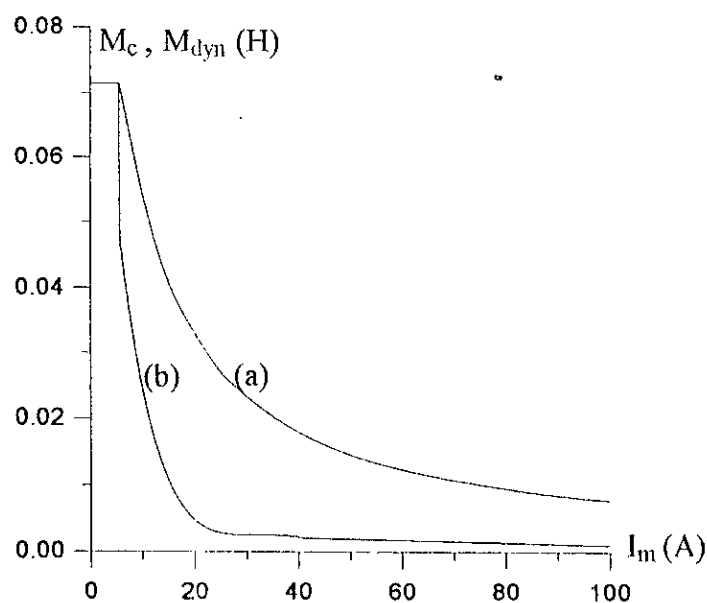


Fig.III.1 Inductance cyclique magnétisante stator-rotor en fonction du courant magnétisant:
(a) Inductance statique, (b) Inductance dynamique.

Modélisation de la saturation à l'aide du vecteur spatial .

Les équations des tensions du stator et du rotor exprimées à l'aide du vecteur spatial complexe dans le référentiel du champ tournant s'écrivent [1,28,29]:

$$\left. \begin{aligned} \underline{v}_s &= R_s \underline{i}_s + \frac{d\Phi_s}{dt} + j\omega_s \Phi_s \\ \underline{v}_r &= R_r \underline{i}_r + \frac{d\Phi_r}{dt} + j\omega_r \Phi_r \end{aligned} \right\} \quad (III.1)$$

$\underline{v}_s, \underline{v}_r; \underline{i}_s, \underline{i}_r; \Phi_s, \Phi_r$: vecteurs spatiaux des tensions, des courants et des flux respectivement au

stator et au rotor.

Les flux du stator et du rotor peuvent s'exprimer comme la somme du flux magnétisant et du flux de fuite:

$$\Phi_s = \Phi_{st} + \Phi_m$$

$$\Phi_r = \Phi_{rt} + \Phi_m$$

Avec

$$\Phi_{st} = l_1 \underline{i}_s \tag{III.2}$$

$$\Phi_{rt} = l_2 \underline{i}_r$$

on a:

$$\Phi_s = l_1 \underline{i}_s + \Phi_m \tag{III.3}$$

$$\Phi_r = l_2 \underline{i}_r + \Phi_m$$

Le courant magnétisant est lié par la relation suivante aux vecteurs spatiaux des courants statorique et rotorique ramené:

$$\underline{i}_m = \underline{i}_s + \underline{i}_r \tag{III.4}$$

Le flux et le courant magnétisants sont liés par l'équation :

$$\Phi_m = M_c \underline{i}_m$$

Afin d'expliciter le modèle de la machine suivant les axes d et q, on décompose les différentes variables :

$$\left. \begin{aligned} \underline{v}_s &= v_{ds} + j v_{qs} \\ \underline{v}_r &= v_{dr} + j v_{qr} \end{aligned} \right\} \tag{III.5}$$

$$\left. \begin{aligned} \Phi_m &= \phi_{dm} + j \phi_{qm} \\ \underline{i}_m &= i_{dm} + j i_{qm} \end{aligned} \right\} \tag{III.6}$$

$$\left. \begin{aligned} \underline{i}_s &= i_{ds} + j i_{qs} \\ \underline{i}_r &= i_{dr} + j i_{qr} \end{aligned} \right\} \tag{III.7}$$

Dans le référentiel de Park, le courant et le flux magnétisants peuvent être représentés schématiquement par des vecteurs spatiaux tournants (fig.III.2), l'effet d'hystérésis est négligé.

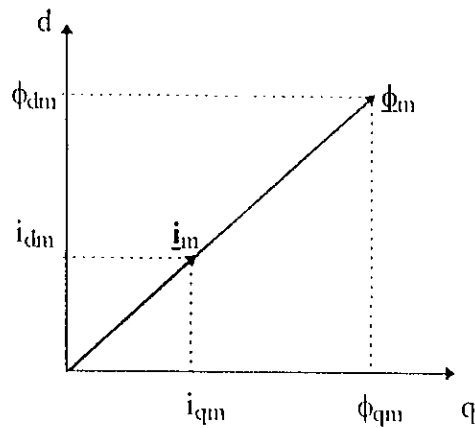


Fig.III.2 Décomposition du flux et du courant magnétisants suivant les axes d,q.

Expression du courant magnétisant i_m en fonction des composantes de i_s et de i_r .

En remplaçant dans l'équation (III.4) de i_m , i_s et i_r par leur expression respective (III.7), et en identifiant avec l'équation (III.6), il vient :

$$i_{dm} = i_{ds} + i_{dr}$$

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

par suite

$$i_m = \sqrt{(i_{ds} + i_{dr})^2 + (i_{qs} + i_{qr})^2}$$

La courbe expérimentale de l'inductance étant exprimée en fonction des valeurs maximales du courant magnétisant, la relation à prendre en considération est alors :

$$I_{mmax} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{(i_{ds} + i_{dr})^2 + (i_{qs} + i_{qr})^2} \quad (III.8)$$

Description de la procédure de variation des inductances saturables du modèle linéaire.

A chaque pas de calcul du programme, la résolution du système différentiel (II.7) permet de déterminer la valeur de I_{mmax} selon la relation (III.8), à ce courant va correspondre une valeur de l'inductance de magnétisation statique M_c calculée à partir du polynôme $M_c = f_2(I_{mmax})$ qui la modélise. On en déduit les inductances cycliques L_{cs} et L_{cr} par les relations: $L_{cs} = M_c + l_1$, $L_{cr} = M_c + l_2$; L_{cr} , M_c , l_2 étant des grandeurs ramenées.

III.2.2 Deuxième approche.

La méthode qui intègre de manière plus rigoureuse la saturation consiste à introduire le phénomène d'inter-saturation dans le modèle.

Expression de l'équation d'état.

On substitue aux flux ϕ_s, ϕ_r leur expression respective tirée de (III.3), dans les équations (III.1) puis on explicite les variables à l'aide de leurs composantes; finalement, en égalisant membre à membre partie réelle et partie imaginaire, le système (III.1) devient :

$$\begin{aligned}
 v_{ds} &= R_s i_{ds} + l_1 \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{d\phi_{dm}}{dt} - \omega_s (l_1 i_{qs} + M_c i_{qm}) \\
 v_{qs} &= R_s i_{qs} + l_1 \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{d\phi_{qm}}{dt} + \omega_s (l_1 i_{ds} + M_c i_{dm}) \\
 v_{dr} &= R_r i_{dr} + l_2 \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{d\phi_{dm}}{dt} - \omega_r (l_2 i_{qr} + M_c i_{qm}) \\
 v_{qr} &= R_r i_{qr} + l_2 \frac{di_{qr}}{dt} + \frac{d\phi_{qm}}{dt} + \omega_r (l_2 i_{dr} + M_c i_{dm})
 \end{aligned}
 \tag{III.9}$$

En posant (fig.III.3) : $M_{dy} = \frac{d\phi_m}{di_m}$ pour l'inductance cyclique dynamique

$M_c = \frac{\phi_m}{i_m}$ pour l'inductance cyclique statique

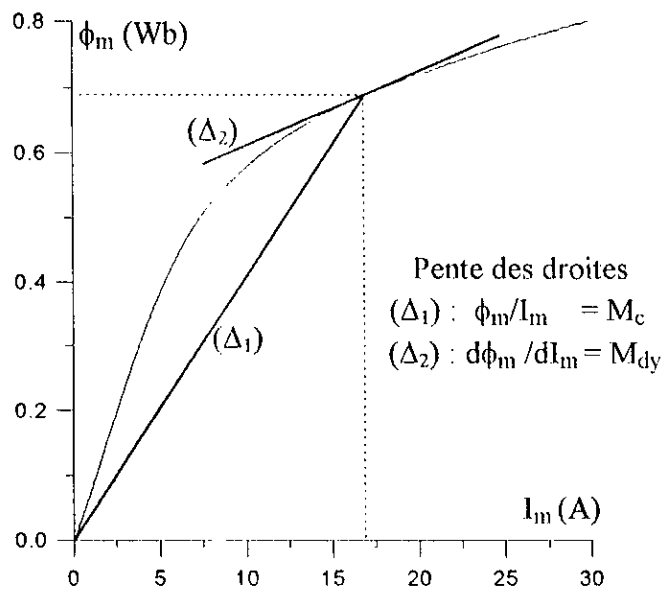


Fig.III.3 Courbe de saturation et inductances

et en développant les termes $\frac{d\phi_{dm}}{dt}$ et $\frac{d\phi_{qm}}{dt}$ en fonction des courants, les équations (III.9)

, couplées à celle du mouvement, s'écrivent sous la forme suivante, qui constitue le modèle saturé de la machine dans le référentiel du champ tournant:

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ -C_r \\ \omega_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -L_{cs}\omega_s & 0 & -M_c\omega_s & 0 & 0 \\ L_{cs}\omega_s & R_s & M_c\omega_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -M_c(\omega_s - \omega_m) & R_r & -L_{cr}(\omega_s - \omega_m) & 0 & 0 \\ M_c(\omega_s - \omega_m) & 0 & L_{cr}(\omega_s - \omega_m) & R_r & 0 & 0 \\ p_1 M_c i_{rq} & -p_1 M_c i_{rd} & 0 & 0 & ft/p_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ \omega_m \\ \theta_r \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} L_{ds} & L_{dq} & L_{dm} & L_{dq} & 0 & 0 \\ L_{dq} & L_{qs} & L_{dq} & L_{qm} & 0 & 0 \\ L_{dm} & L_{dq} & L_{dr} & L_{dq} & 0 & 0 \\ L_{dq} & L_{qm} & L_{dq} & L_{qr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & J/p_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bullet \\ i_{ds} \\ \bullet \\ i_{qs} \\ \bullet \\ i_{dr} \\ \bullet \\ i_{qr} \\ \bullet \\ \omega_m \\ \bullet \\ \theta_r \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

Les diverses inductances suivant les axes d,q , ainsi que l'inductance d'inter-saturation sont calculées selon les relations [1,18,19] :

$$L_{dq} = i_{dm} i_{qm} (M_{dy} - M_c) / i_m^2$$

$$L_{dm} = M_c + i_{dm} L_{dq} / i_{qm}$$

$$L_{qm} = M_c + i_{qm} L_{dq} / i_{dm}$$

$$L_{ds} = L_{dm} + l_1$$

$$L_{qs} = L_{qm} + l_1$$

$$L_{dr} = L_{dm} + l_2$$

$$L_{qr} = L_{qm} + l_2$$

Dans le cas où l'on considère les inductances de fuites égales (hypothèse d'Alger), on a :

$$L_{ds} = L_{dr}$$

$$L_{qs} = L_{qr}$$

Sur la partie linéaire de la courbe de magnétisation, l'inductance statique est égale à l'inductance dynamique on a alors :

$$L_{dq} = 0$$

$$L_{dm} = L_{qm} = M_c$$

On note par,

L_{ds}, L_{qs} : l'inductance cyclique totale du stator suivant l'axe d et q respectivement.

L_{dr}, L_{qr} : l'inductance cyclique totale du rotor suivant l'axe d et q respectivement.

L_{dm}, L_{qm} : l'inductance mutuelle cyclique suivant l'axe d et q respectivement.

L_{dq} : l'inductance d'inter-saturation entre les axes d et q .

III.2.3 Validation du modèle - fonctionnement en générateur.

Dans le but de valider le modèle, on a simulé la machine fonctionnant en génératrice; puis une application est faite à l'auto amorçage capacitif à vide.

a) Equations de fonctionnement en générateur.

En générateur, le vecteur de commande [U] du système (II.7), ne contient plus les composantes des tensions statoriques v_{ds} et v_{qs} ; celles-ci étant maintenant des f.e.m induites, de ce fait elles sont reportées au niveau du vecteur d'état [X]. Les quatre équations des tensions du stator et du rotor sont complétées par les deux relations suivantes caractérisant l'auto amorçage par condensateurs :

$$\frac{1}{c} i_{ds} + \frac{dv_{ds}}{dt} = 0$$

$$\frac{1}{c} i_{qs} + \frac{dv_{qs}}{dt} = 0$$

Le système d'équations (II.7), appliqué maintenant au fonctionnement en générateur, dans le référentiel du champ tournant, à vitesse mécanique constante, s'écrit :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -L_{cs}\omega_s & 0 & -M_c\omega_s & -1 & 0 \\ L_{cs}\omega_s & R_s & M_c\omega_s & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -M_c\omega_m & R_r & L_{cr}\omega_m & 0 & 0 \\ -M_c\omega_m & 0 & -L_{cr}\omega_m & R_r & 0 & 0 \\ 1/c & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/c & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} L_{cs} & 0 & M_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{cs} & 0 & M_c & 0 & 0 \\ M_c & 0 & L_{cr} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_c & 0 & L_{cr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bullet \\ i_{ds} \\ \bullet \\ i_{qs} \\ \bullet \\ i_{dr} \\ \bullet \\ i_{qr} \\ \bullet \\ v_{ds} \\ \bullet \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

b) Validation par l'auto-amorçage en génératrice.

On teste les performances du modèle saturé en comparant les signaux des tensions simulée et expérimentale lors d'un auto amorçage capacitif à vide en génératrice.

La figure III.4 montre que les deux courbes de tensions (visibles séparément sur la figure III.5 bis (a) et (b) pour plus de détails) sont très proches.

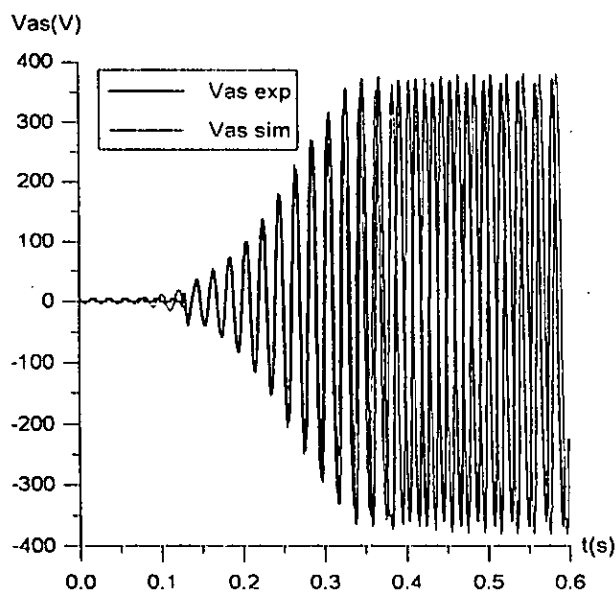


fig.III.4 Tensions en auto-amorçage à vide, expérimentale et simulée en saturé.

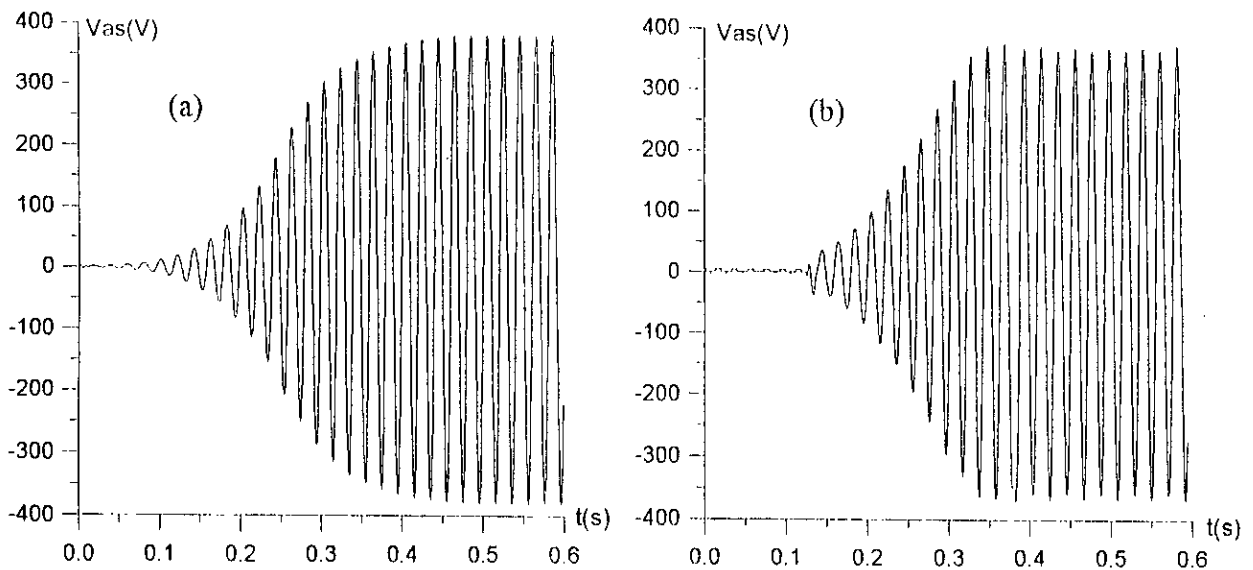


fig.III.5 bis Tensions en auto-amorçage à vide, simulée en saturé (a) et expérimentale (b).

On peut relever cependant quelques détails entre les deux signaux : on note une lente variation de la fréquence sur la courbe expérimentale par rapport à la courbe théorique, due au fait que la vitesse de la machine n'est pas maintenue rigoureusement constante ; l'amplitude de la tension simulée est légèrement supérieure à celle de la tension obtenue par acquisition au régime établi. La transition entre les deux régimes dynamique et permanent nette dans le cas de la tension expérimentale, est plus progressive dans le cas de la simulation, cela résulte principalement des variations de la résistance du rotor en fonction du courant (fig.I.3), et surtout de la vitesse. Il est à remarquer que la résistance du rotor influe notablement sur l'instant et la durée de l'amorçage.

III.2.4 Validation du modèle - fonctionnement en moteur.

Nous allons examiner dans ce paragraphe les améliorations sur les résultats de simulation que pourrait apporter le modèle saturé par rapport au modèle linéaire dans le cas des deux approches de la saturation.

Avant d'aborder l'étude des grandeurs mesurables habituelles, il serait intéressant d'examiner les variations du courant magnétisant lors du démarrage à vide sous pleine tension (fig.III.6), afin d'apprécier le degré de saturation des armatures de la machine. Les deux modèles saturés conduisent à un courant magnétisant dont les pics sont à peine supérieurs à la valeur maximale du courant à vide. On constate que le courant magnétisant reste assez faible devant les pointes d'intensité atteintes par les courants de phases statoriques (fig.III.7) et rotoriques (fig.III.8), ceci peut s'expliquer par la compensation entre ces deux derniers courants (équation III.1).

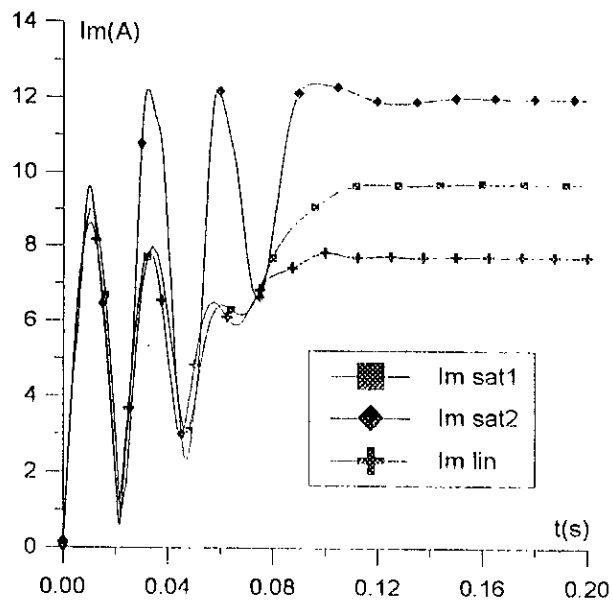


Fig.III.6 courant magnétisant pour un démarrage à vide sous pleine tension, simulés en saturé et en linéaire

La machine étant faiblement saturée, on s'attend par conséquent à des effets de saturation peu marqués; en effet, l'inductance de magnétisation statique diminue seulement de 22% de sa valeur en linéaire. C'est au régime permanent qu'on note une nette différence entre les courants correspondants aux deux régimes linéaire et saturé, cependant la répercussion sur le courant de phase statorique, est assez faible.

a) Courant statorique.

L'examen des courants statoriques, (fig.III.7), montre que la prise en compte de la saturation réduit l'écart d'amplitude qui existe entre courbes simulées et courbe expérimentale sur la durée du transitoire, malgré cela il subsiste encore une différence appréciable au niveau des pics négatifs. On conclut que les causes de ce décalage sont dues à d'autres facteurs. On a déjà examiné cette question dans le chapitre précédent (§ II.3 a) et on y a proposé des éléments de réponses.

En charge (fig.III.7 bis), on obtient des résultats analogues. Les courbes simulées reproduisent dans l'ensemble assez bien les courbes expérimentales.

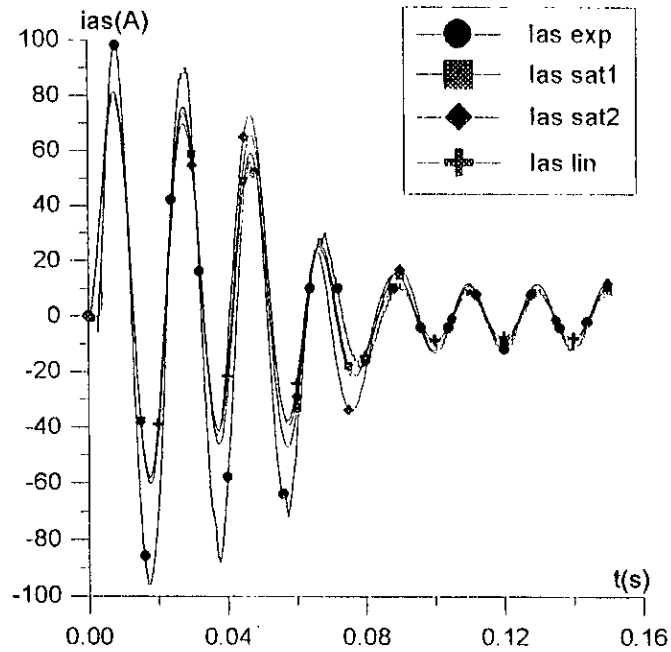


fig.III.7 Courants statoriques au démarrage à vide. expérimental, simulés en saturé et en linéaire

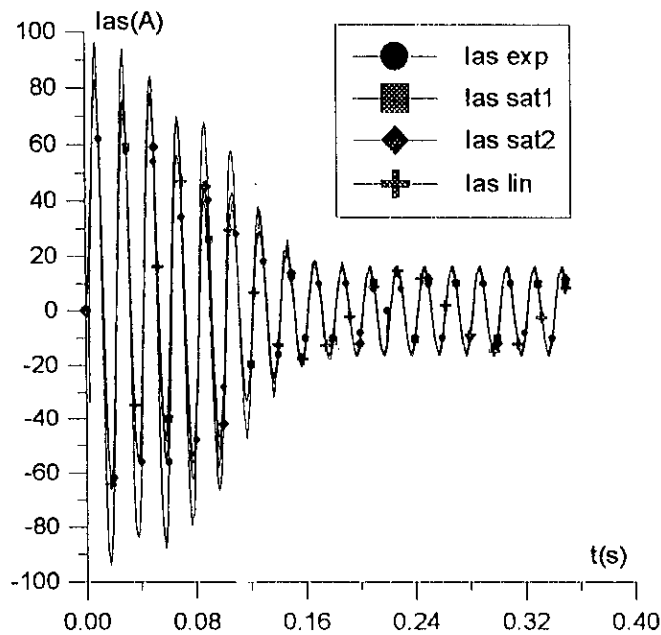


fig.III.7 bis Courants statoriques au démarrage en charge; expérimental et simulés en saturé, et en linéaire

b) Courant rotorique.

Les courants simulés sont déphasés par rapport au courant expérimental en fin de régime transitoire, cela est dû à une imparfaite modélisation des inductances saturables sur cette zone et à l'effet de l'angle initial entre les axes magnétiques des deux enroulements du stator et du rotor.

Le courant $I_{ar\ deph}$ en figure III.8 illustre l'influence de cet angle quand l'axe de l'enroulement du rotor occupe la position interpolaire par rapport au stator.

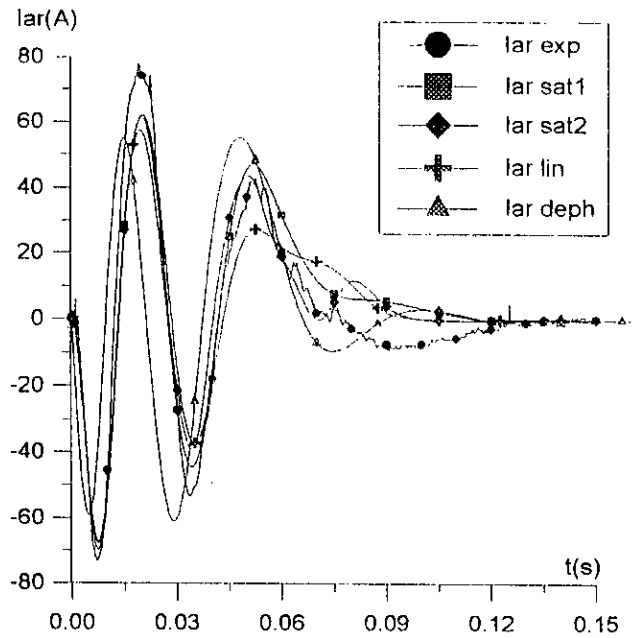


fig.III.8 Courants rotoriques au démarrage à vide; expérimental, simulé en saturé, et en linéaire

La figure III.8 bis montre l'allure des courants de démarrage en charge, simulés et expérimental .

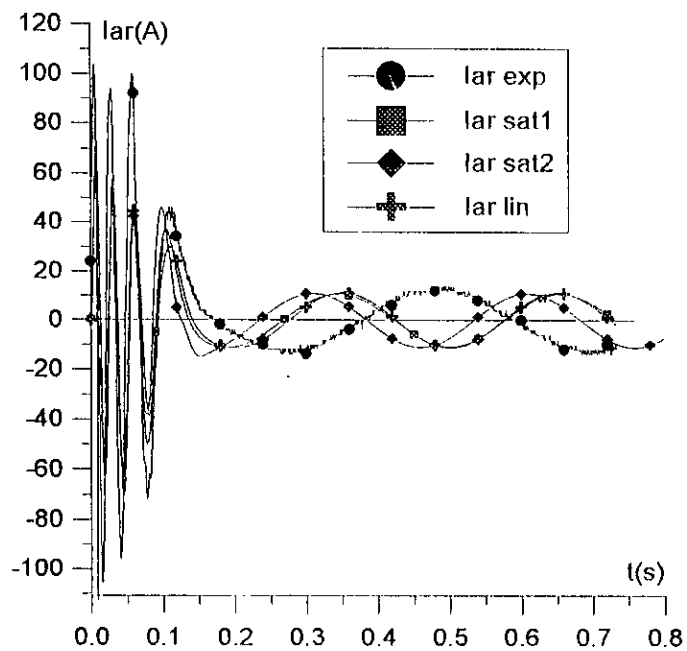


fig.III.8 bis Courants rotoriques au démarrage en charge; expérimental, simulés en saturé et en linéaire.

Contrairement à la situation précédente, la partie des signaux limitée au transitoire reflète moins bien la réalité. En effet à ce niveau, le régime est très perturbé comme on peut le constater sur la courbe de la vitesse expérimentale, (fig.III.10 (b)) et le modèle est incapable de décrire toute la réalité. On remarque également au régime établi, que les fréquences des signaux simulés et expérimental sont différentes.

c) Couple électromagnétique.

On n'observe pas de différence importante entre les deux courbes simulées du couple à vide, en linéaire et saturé (première approche, fig.III.9), à cause du faible écart qui existe entre les courants en linéaire et en saturé.

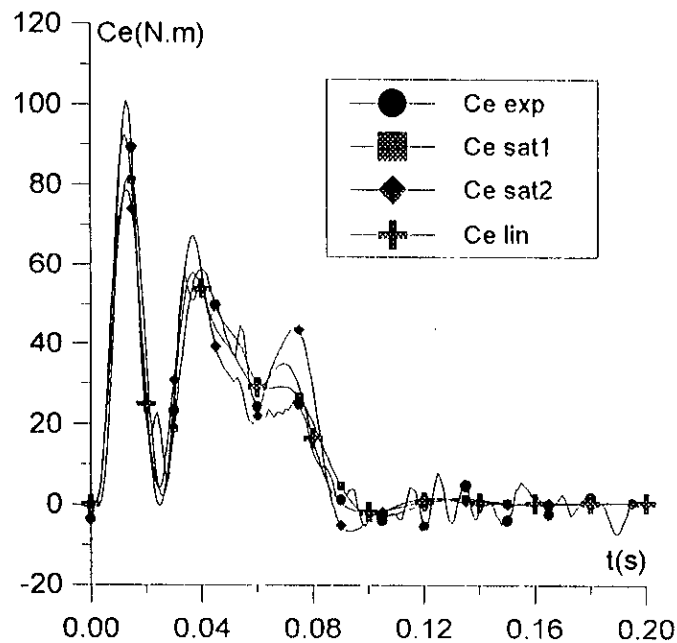


fig.III.9 Couples au démarrage à vide. expérimental, simulés en saturé et en linéaire

La réduction de l'amplitude au premier pic en régime saturé, peut s'expliquer par une diminution notable de l'inductance de magnétisation aux forts courants.

Le deuxième modèle introduit des écarts de couple appréciables à certains instants correspondants à des variations brusques de la valeur de l'inductance statique à courant magnétisant égal.

Il semble que le couple issu du premier modèle est plus correct car il se traduit par une vitesse mécanique simulée d'allure plus proche de la vitesse expérimentale, comme on peut le voir sur la figure III.10(a). Les pointes de couple au démarrage en charge (fig.III.9 bis) ont des

des amplitudes de valeur très proches de celles qui apparaissent au cours du fonctionnement à vide comme c'était le cas pour les courants .

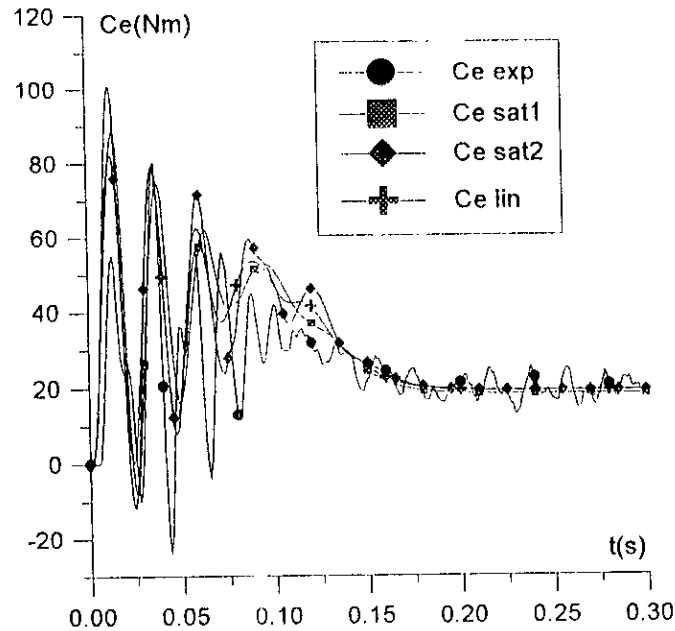


fig.III.9 bis Couples au démarrage en charge. 'expérimental', simulés en saturé et en linéaire.

d) Vitesse.

Les courbes de vitesses à vide simulées et expérimentale sont proches, (fig.III.11(a)), les écarts constatés durant le régime transitoire, sont certainement dus aux hypothèses du modèle

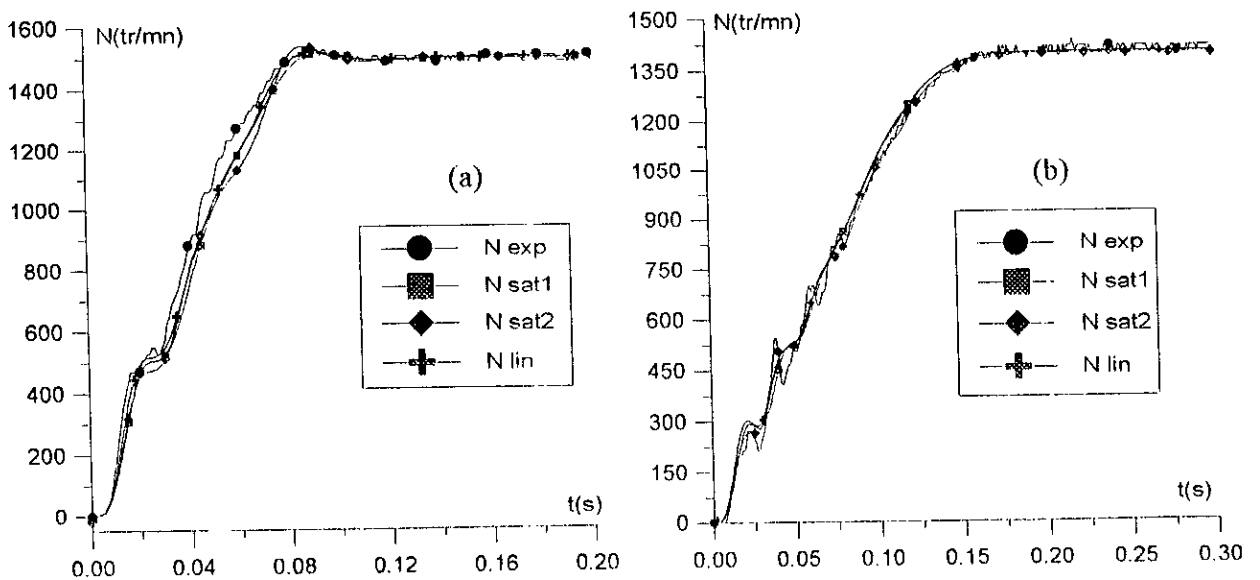


fig.III.10 Vitesses au démarrage à vide (a) et en charge (b). expérimentale, simulées en saturé et en linéaire.

et à des variations locales rapides des paramètres non considérées, puisque la prise en compte de la saturation ne compense pas ces écarts. La vitesse simulée en charge (fig.III.10(b)) concorde en moyenne avec la vitesse expérimentale. Cette dernière est très "perturbée" et la simulation ne peut reproduire que les détails les plus importants. Les vitesses simulées en saturé et en linéaire sont très proches ; l'effet de saturation, déjà faible à vide, devient négligeable suite à l'augmentation du moment d'inertie apportée par la charge.

III.3 CONCLUSION

Le modèle non linéaire nous a permis d'apprécier l'effet de la saturation sur les principales grandeurs d'exploitation habituelles aussi bien en régime transitoire qu'en permanent.

Dans les deux formulations de la saturation, on n'a tenu compte que de l'effet du flux principal. Lorsque la machine est faiblement saturée, cette approximation est justifiée, mais pour des inductions élevées, il est nécessaire d'introduire la saturation des inductances de fuites.

La simulation a montré que certaines grandeurs telles que le courant et le couple sont plus sensibles aux variations des paramètres que d'autres, comme la vitesse par exemple.

La deuxième approche de modélisation de la saturation, n'a pas amélioré les résultats comme on l'espérait, par contre les inconvénients liés à ce modèle sont : la nécessité d'un pas d'intégration de très faible valeur relativement, l'inductance dynamique est délicate à modéliser et enfin l'instabilité du modèle en charge.

Pour le cas particulier de notre machine d'essai, le niveau de saturation des armatures reste faible durant les régimes transitoire et permanent et comme conséquence, on a une faible influence de ce phénomène sur les grandeurs.

Dans le cas de la génératrice asynchrone, il est indispensable d'inclure la saturation car le modèle linéaire diverge. La résistance du rotor est un paramètre prépondérant pour l'amorçage.

Les réserves faites généralement à propos de ces deux approches de la saturation, sont la difficulté de faire un relevé suffisamment précis de la courbe $\phi(i_m)$, ensuite de la modéliser avec précision.

CHAPITRE IV

APPLICATION DES DEUX MODELES AUX REGIMES TRANSITOIRES, CAS DU COURT- CIRCUIT ET DE LA RUPTURE MOMENTANEE DU RESEAU

IV.1 INTRODUCTION

Ce dernier chapitre est consacré à deux applications, l'une portant sur le court-circuit triphasé, l'autre sur le déclenchement - réenclenchement. Ce chapitre vient compléter les précédents en ce sens qu'il nous éclaire encore plus sur le comportement de la machine soumise à certaines perturbations, et sur l'efficacité des deux modèles à reproduire les phénomènes réels qui ont lieu au sein de la machine.

Si l'étude du court-circuit, est assez répandue en générateur dans la littérature [4] . En fonctionnement moteur le court-circuit triphasé est assez rare en pratique d'où le peu de publications consacrées à cette question [14, 25,30].

Le court-circuit s'accompagne de contraintes électriques et mécaniques importantes qu'il est cependant utile de connaître .

Quant au comportement de la machine asynchrone lors d'un déclenchement - réenclenchement, plusieurs auteurs s'y sont intéressés [31-34]. Le démarrage à vide est un cas particulier important que l'on rencontre très souvent, le démarrage étoile - triangle pour lequel la tension de coupure est différente de celle du rétablissement [26,35] est un autre exemple d'application.

On présente dans la première partie de ce chapitre les résultats de simulation et d'expérimentation sur le court-circuit, en charge et à vide, avec une analyse comparative.

Concernant la deuxième application, les modèles linéaire et saturé déjà établis sont applicables au réenclenchement; on en déduit les équations du déclenchement, avec comme condition initiale, le régime permanent à vide; c'est l'objet du premier paragraphe. Le second paragraphe comportera les résultats de simulation et d'essais avec les commentaires . Dans cette partie, on s'est surtout intéressé aux redémarrages effectués sous pleine tension et dans les tout premiers instants qui suivent la rupture du circuit. Les remises sous tension à partir de vitesses très inférieures à celle du synchronisme se traduisent par un comportement proche de celui d'un démarrage à vitesse nulle.

IV.2 REGIMES DYNAMIQUES LORS D'UN COURT-CIRCUIT TRIPHASE

L'aspect modélisation de ce régime est traité directement dans la partie simulation des deux chapitres précédents.

IV.2.1 Résultats d'expérimentations et de simulation.

La réalisation pratique du court-circuit est un peu délicate. Il s'agit de réaliser un court-circuit du stator avec une tension aussi proche que possible de la tension nominale, on est donc amené à choisir les résistances de protection du réseau les plus faibles possibles. Il faut alors couper au plus vite le réseau après avoir réalisé le court-circuit de la machine afin d'éviter de détériorer les résistances. D'autre part, avec les intensités qui atteignent des valeurs élevées et la répétition des essais, toutes les résistances s'échauffent et peuvent provoquer de fortes variations dans les signaux d'acquisitions.

a) Courant de court-circuit dans une phase du stator.

L'essai de court-circuit a été réalisé, le moteur tournant une fois à vide, une autre fois chargé; et alimenté sous un système de tensions ($V_{\text{moy}} = 121.2\text{V}$) un peu inférieures aux tensions normales ($V = 127\text{V}$) à cause des résistances qu'on a intercalées entre le moteur et le réseau afin de protéger ce dernier. L'examen des courants de la figure IV.1 (a) montre que la saturation des inductances cycliques des enroulements se manifeste surtout à la fin du transitoire par une réduction de l'amplitude et de l'amortissement.

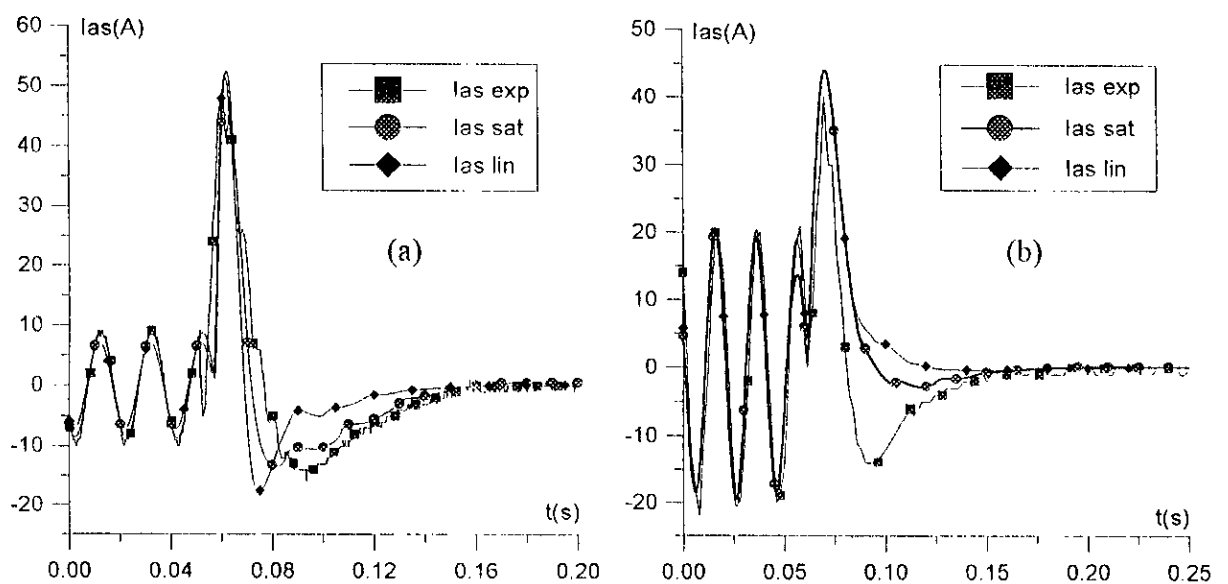


Fig.IV.1 Courants de court-circuit à vide (a) et en charge (b) dans une phase du stator; expérimentaux, simulés en saturé et en linéaire.

En charge (fig.IV.1(b)), l'écart est nettement plus marqué suite à une identification moins précise des paramètres de la génératrice avec sa charge et aussi à cause de l'élévation de la valeur des résistances sous l'effet de la température, comme il est précisé précédemment. La figure IV.2 représentant les courants magnétisants en linéaire et en saturé montre la zone d'influence de la saturation.

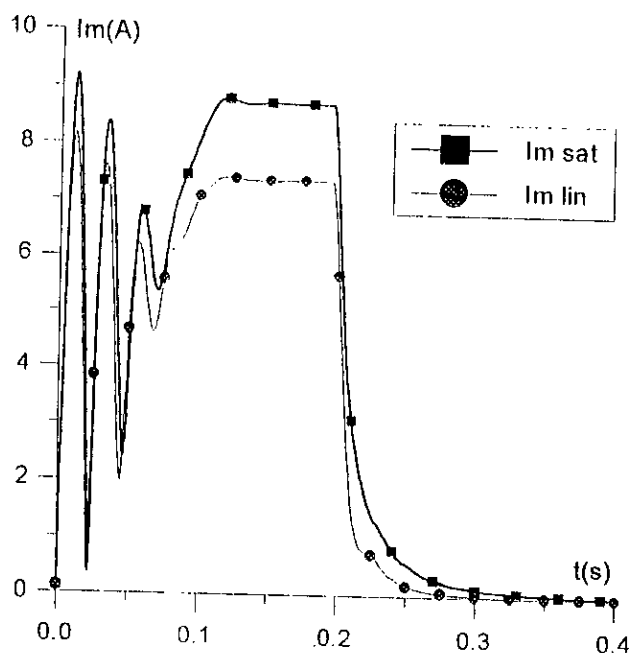


Fig. IV.2 Courants magnétisants de court-circuit à vide, simulés en saturé et en linéaire.

Dans le cas le plus défavorable, c'est à dire lorsque le court-circuit a lieu à l'instant où le courant statorique initial prend sa valeur maximum; le courant simulé ainsi obtenu (fig.IV.3), se compose d'une seule onde de très brève durée suite à un fort amortissement. Ce pic n'est pas dangereux pour le moteur (maximum atteint: $5.3 I_n$, inférieur au pic du courant de démarrage à vide, égal à $6.7 I_n$, fig.III.7). Ce transitoire électrique résulte de la dissipation dans les enroulements d'une partie de l'énergie magnétique stockée dans les armatures et dans l'entrefer.

Les paramètres prépondérants et très sensibles qui fixent l'amplitude du courant ainsi que la durée du transitoire électrique sont: l'amplitude et la phase de la tension initiale, les inductances de fuite et la résistance de l'enroulement du stator qui constituent les paramètres du coefficient d'amortissement.

b) Courant de court-circuit dans une phase du rotor.

On retrouve une certaine similitude entre les courbes des courants du stator et celles relatives aux courants du rotor (fig.IV.4). Le courant rotorique comporte cependant quelques

oscillations mais rapidement amorties en fin de régime transitoire, liées à une constante de temps et une fréquence différentes.

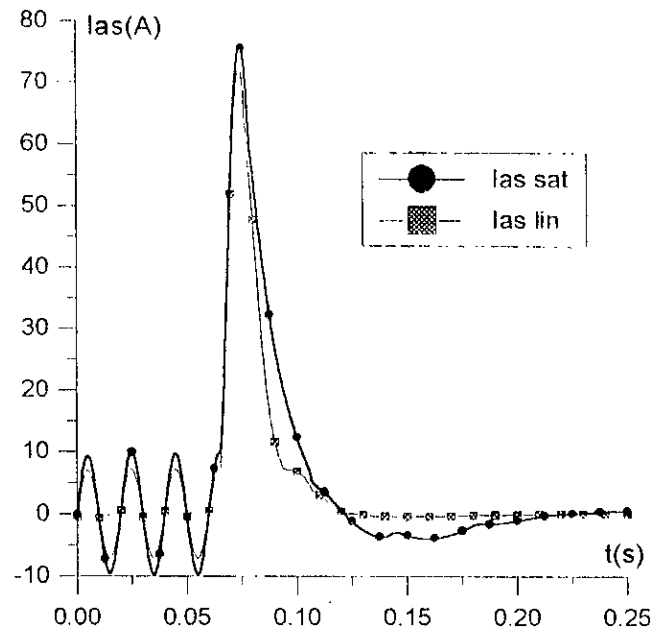


Fig. IV.3 Courants de court-circuit maximums dans une phase du stator, simulé en saturé et en linéaire.

Le courant du rotor dépend en plus beaucoup du moment d'inertie, à titre d'exemple, une baisse de 5% de la valeur du moment d'inertie entraîne une diminution de 30% de l'amplitude du courant en linéaire. Le comportement des courants en charge (fig.IV.4 (b)) aux valeurs près, est semblable à celui des courants à vide (fig.IV.4 (a)). Conditions de charge: couple utile = 71% du couple nominal, tension = 64% de la tension nominale. La tension d'alimentation est faible en raison de la chute de tension considérable dans les résistances de protection du réseau. Mise à part la partie régime établi en charge (fig.IV.4 (b), $t < .05$ s), les résultats de simulation sont assez corrects. Les deux courants de court-circuit du stator et du rotor sont très amortis du fait de constantes de temps transitoires très faibles valeurs et de la baisse de la f.e.m due à la diminution brusque de la vitesse.

c) Couple électromagnétique.

Au cours du court-circuit triphasé, la machine se comporte en générateur et développe de ce fait un couple négatif (couple de freinage) [36]. La figure IV.5 décrit les variations du couple transitoire dans le cas le plus défavorable. L'amplitude maximale du couple de court-circuit est du même ordre de grandeur que celle du couple de démarrage, (fig.III.9). La valeur

maximale est plus grande (de 13 % environ), en valeur absolue, en saturé qu'en linéaire suite à des amplitudes courants statoriques et rotoriques plus élevées en saturé.

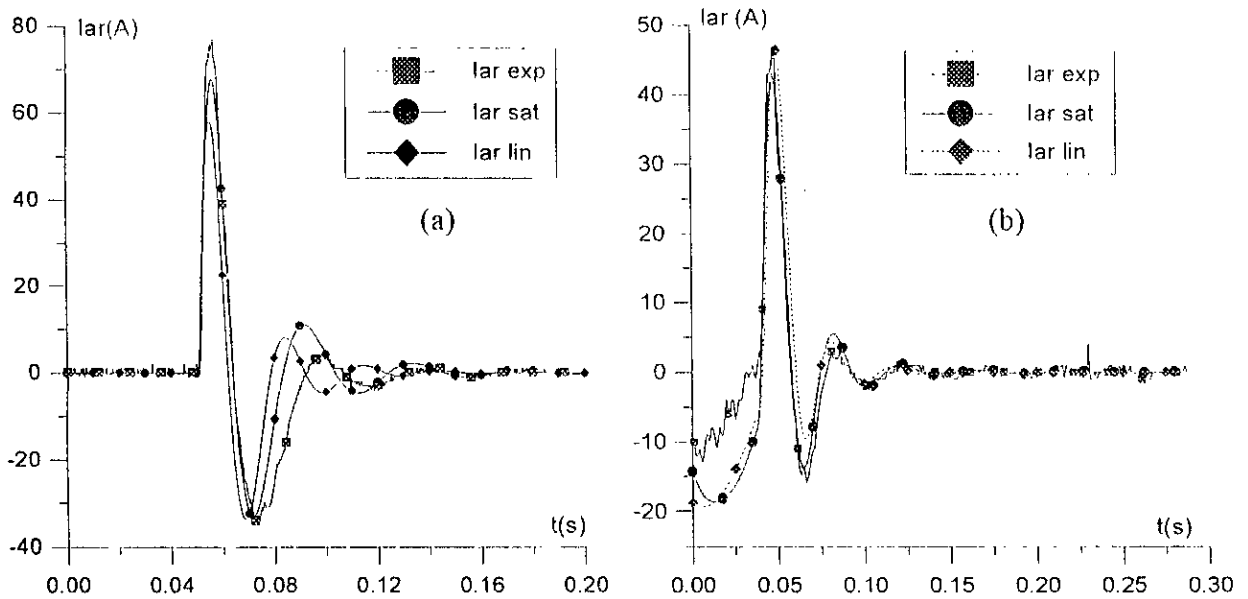


Fig.IV.4 Courants de court-circuit à vide (a) et en charge (b) dans une phase du rotor, expérimentaux, simulés en saturé et en linéaire.

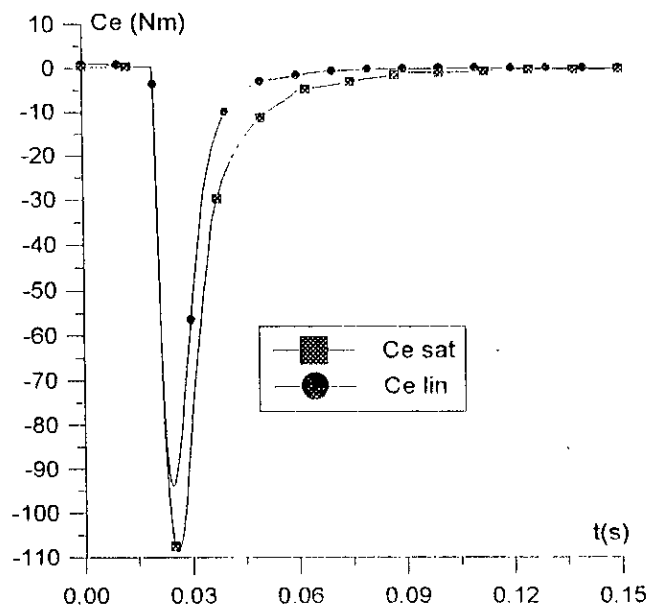


Fig.IV.5 Couples électromagnétiques de court-circuit à vide correspondant au courant statorique maximal en saturé et en linéaire.

d) Vitesse.

Sur les figures représentant les courbes de vitesses, on observe une décroissance brutale et très

importante surtout à vide (fig.IV.6 (a)), à cause d'une apparition d'un couple résistant élevé et de courte durée lors du court-circuit (fig.IV.5); le couple étant plus important en saturé, il s'ensuit une plus grande baisse de vitesse. Le court-circuit crée de ce fait un freinage énergétique du rotor qui risque éventuellement de provoquer des dommages mécaniques. Après l'annulation du couple électromagnétique, l'allure de la vitesse correspond à celle d'un ralentissement ordinaire du aux frottements, ce qui explique l'existence d'un écart constant entre les deux courbes dans la zone en question.

En charge, avec un couple utile égal à 66% du couple nominal, $U = 64\% U_n$, l'allure des vitesses (fig.IV.6 (b)), est différente de la précédente: le court-circuit a un effet moins marqué, on ne note pas de décalage appréciable entre les deux vitesses simulées, et la décroissance a une forme hyperbolique, ceci peut s'expliquer par la présence de courants de valeurs très proches pour les deux régimes, linéaire et saturé (fig.IV.1 (b)), et surtout d'un moment d'inertie plus grand et du débit de la génératrice sur la charge qui impriment aux vitesses une chute plus rapide et supprime les points anguleux.

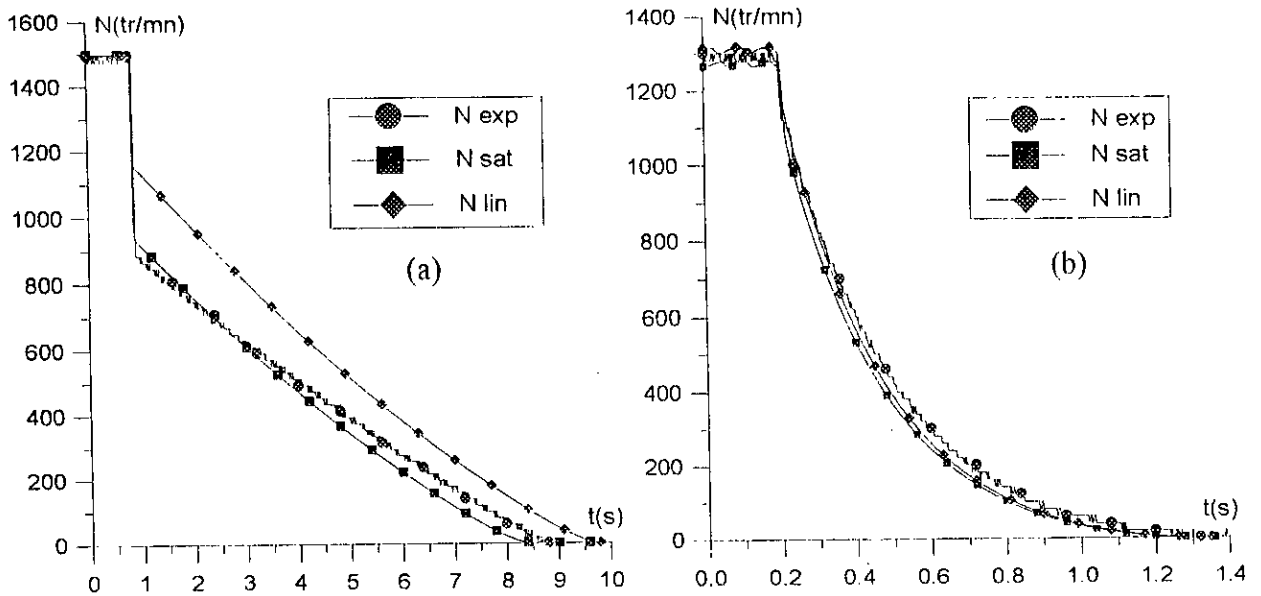


Fig.IV.6 Vitesses du rotor en court-circuit, moteur initialement à vide (a), en charge (b) : expérimentales, simulées en saturé et en linéaire.

IV.3 REGIMES DYNAMIQUES LORS DE LA COUPURE MOMENTANEE DU RESEAU

On s'intéressera dans ce paragraphe d'abord au déclenchement du moteur à partir du régime permanent à vide. On étudiera ensuite le comportement du moteur durant le réenclenchement en effectuant une série de redémarrages à différentes vitesses proches de celle du synchronisme.

IV.3.1 Modèle du moteur en régime de déclenchement.

En remarquant qu'au déclenchement les composantes statoriques i_{ds} et i_{qs} dans le référentiel de Park s'annulent, le système (II.7) devient :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -C_r \\ \omega_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & ft/p_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ \omega_m \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{cr} & 0 & 0 & -L_{cr} i_{qr} \\ 0 & L_{cr} & 0 & L_{cr} i_{dr} \\ 0 & 0 & J_r/p_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{dr} \\ \dot{i}_{qr} \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{\theta}_r \end{bmatrix}$$

ou, sous une forme plus explicite :

$$[U_1] = [B_1][X_1] + [C_1][\dot{X}_1]$$

En isolant le vecteur $[\dot{X}_1]$ on obtient le système à résoudre :

$$[\dot{X}_1] = [C_1]^{-1} ([U_1] - [B_1][X_1]) \quad (IV.1)$$

en tenant compte de la continuité du flux avant et après la coupure, les valeurs initiales des composantes des courants rotoriques s'écrivent [4,32] :

$$i_{dr1} = i_{dro} + (M_c / L_{cr}) i_{ds}$$

$$i_{qr1} = i_{qro} + (M_c / L_{cr}) i_{qs}$$

où:

i_{dro} est la valeur de i_{dr} avant le déclenchement, i_{dr1} la valeur après; de même pour i_{qr} .

i_{ds} et i_{qs} sont les valeurs des composantes des courants statoriques juste avant le déclenchement.

IV.3.2 Résultats d'expérimentations et de simulation.

La résolution du système d'équations (IV.1) précédent permet de connaître i_{dr} , i_{qr} et leurs dérivées à chaque pas; à partir de ces valeurs on peut calculer les tensions v_{ds} et v_{qs} qui ont pour

expressions :

$$v_{ds} = -M_c \omega_s i_{qr} + M_c \frac{di_{dr}}{dt}$$

$$v_{qs} = M_c \omega_s i_{dr} + M_c \frac{di_{qr}}{dt}$$
(IV.5)

L'application de la matrice de Park inverse au vecteur de composantes relatives nous donnera la tension de phase.

a) Déclenchement.

Les trois grandeurs qui caractérisent le déclenchement et qui influent sur un éventuel réenclenchement sont la tension induite de phase du stator, le courant et la vitesse du rotor.

α) Courant rotorique au déclenchement.

Juste avant le déclenchement, le moteur tourne sous pleine tension, à vide et au régime permanent, le courant rotorique par phase correspondant a donc une faible amplitude et une très basse fréquence. A l'instant $t = 0$ on provoque la coupure de l'alimentation, à cause de la continuité du flux, l'énergie magnétique stockée dans l'entrefer se décharge dans le rotor court-circuité sur lui-même ; ce qui engendre un pic de courant dans les phases du rotor, (fig.IV.7).

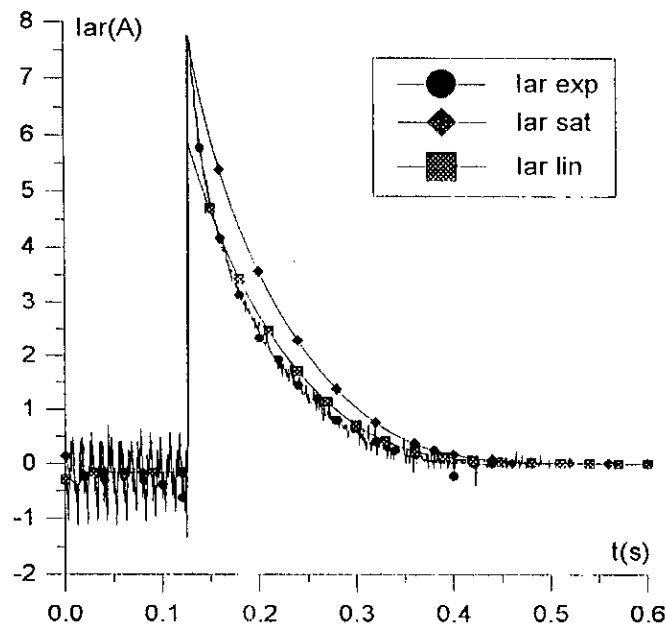


Fig. IV.7 Courants du rotor au déclenchement à vide: expérimental, simulés en saturé et en linéaire.

L'amplitude maximale du pic est de l'ordre de celle du courant magnétisant au régime permanent (fig.IV.8) , une partie de l'énergie magnétique a été absorbée dans l'arc lors de la commutation.

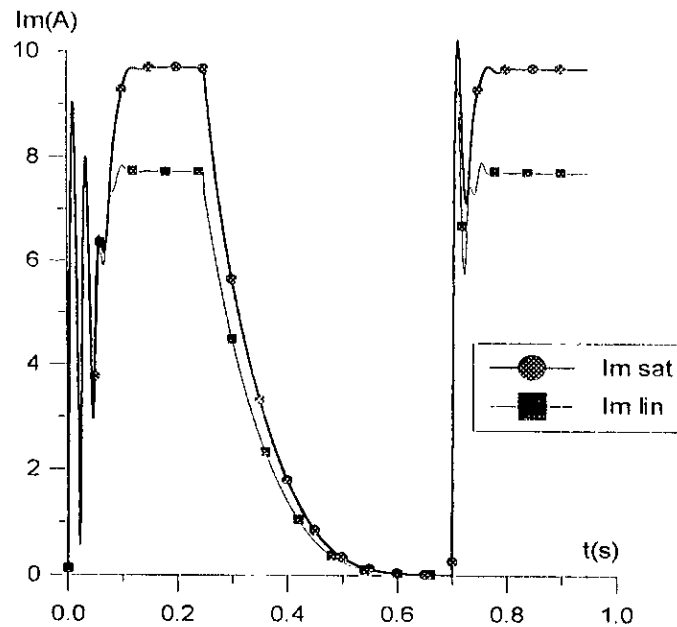


Fig.IV.8 Courants magnétisants au déclenchement et réenclenchement à vide, en saturé et en linéaire.

Pour une phase donnée du rotor, le pic de courant est fonction de l'écart angulaire entre les deux enroulements du stator et ceux du rotor et de la phase de la tension à l'instant du déclenchement (autrement dit, des conditions du démarrage) . Lorsque les axes des enroulements sont confondus, l'amplitude est maximale; et nulle quand ils sont en quadrature électrique (voir fig.IV.13 b) , La pointe d'intensité dépend aussi des paramètres par phase du rotor. La simulation du courant du rotor a été effectuée avec le même écart angulaire à l'instant de l'ouverture du circuit, pour les deux états saturé et linéaire. On remarque que l'amplitude du pic en saturé est plus élevée, car le circuit magnétique a stocké plus d'énergie dans ce cas. L'écart entre les deux courants n'est pas très important car à notre avis , l'énergie magnétique qui réside en grande partie dans l'entrefer, varie peu avec la saturation.

Plusieurs relevés expérimentaux ont montré qu'un déséquilibre des tensions triphasées d'alimentation même léger, se traduit par une élévation relativement importante de la fréquence et de l'amplitude du courant rotorique au régime permanent [31], (fig.IV.7 pour $0 < t < .12$ s).

β) Tension statorique au déclenchement.

La figure IV.9 représente les tensions de phase statoriques, expérimentale et simulées en saturé

et en linéaire; au déclenchement à partir d'un régime établi à vide.

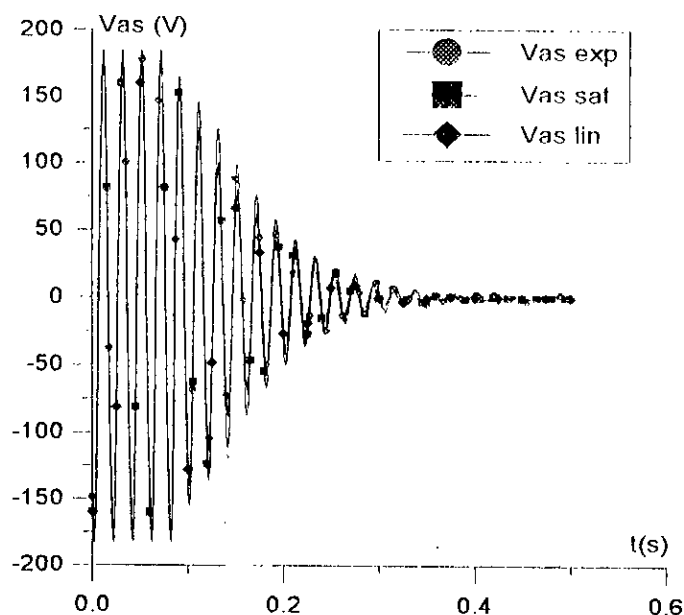


Fig.IV.9 Tensions de déclenchement statorique à vide: expérimentale, simulées en saturé et en linéaire .

Ces trois courbes sont pratiquement confondues en ce qui concerne les fréquences, mais du point de vue des amplitudes, l'écart constaté entre les courants à la figure IV.7 se répercute sur les deux tensions en linéaire et en saturé, celles-ci étant liées en effet aux courants du rotor par le biais de leurs composantes (système IV.1). En supposant la vitesse constante, la solution analytique du système d'équations montre [3,10] que la tension du stator décroît avec la constante de temps électrique du rotor.

La décroissance de la vitesse du rotor au cours du transitoire électrique est négligeable (fig.I.10), aussi, son influence sur la fréquence de la tension est pratiquement nulle, (constante de temps électrique très inférieure à la constante de temps mécanique).

Une abscisse angulaire entre les deux enroulements du stator et du rotor non nulle à l'instant de l'ouverture du circuit, a pour effet de provoquer une diminution de l'amplitude de la tension qui atteint son maximum pour un angle égal au demi pas polaire. En figure IV.10 on a représenté dans le cas saturé, les tensions maximale v_{as1} et minimale v_{as2} .

Au cours du ralentissement en charge (fig.IV.11), l'allure de la vitesse résulte de la transformation de l'énergie cinétique du groupe moteur-générateur en frottements mécaniques et surtout en pertes Joule dans la résistance de charge de la génératrice; autrement dit, on a dans ce cas un

freinage rhéostatique. La durée du ralentissement est nettement plus réduite comparée à celle relative au fonctionnement à vide (fig I.10).

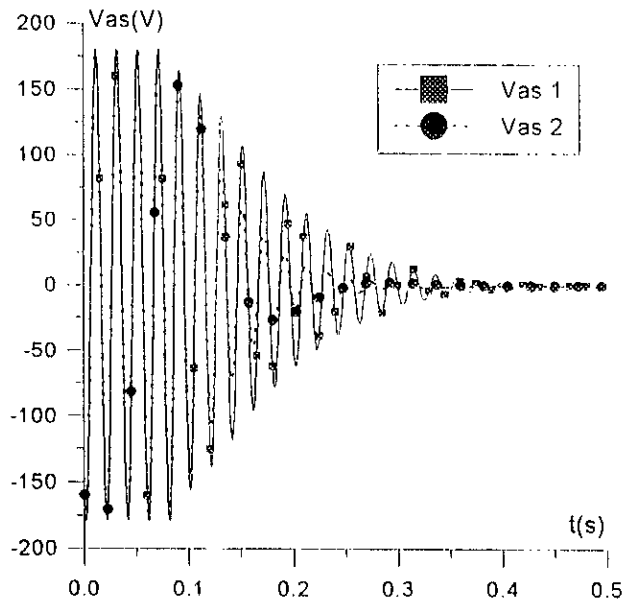


Fig.IV.10 Tensions statoriques de déclenchement simulées en saturé pour un écart angulaire de $\pi/2$ électrique entre axes magnétiques des deux armatures.

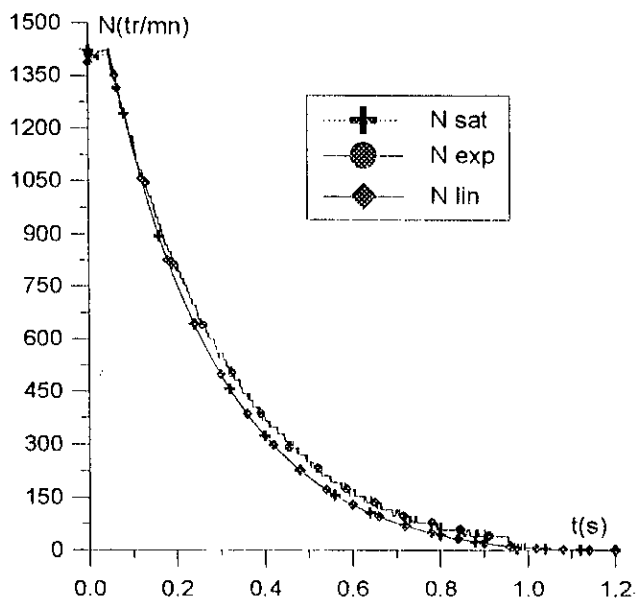


Fig.IV.11 Vitesse au ralentissement en charge expérimentale et simulée en saturé et en linéaire.

b) Déclenchement suivi d'un réenclenchement.

On distingue deux périodes distinctes pendant lesquelles la remise sous tension peut survenir: durant le transitoire électrique successif au déclenchement, ou en dehors.

Les transitoires de réenclenchement dépendent à la fois des conditions existant à l'instant du déclenchement et de celles qui apparaissent au réenclenchement.

α) Courant du stator.

Les Figures IV.12 (a) et (b) représentent les courants de phase du stator au réenclenchement, durant le transitoire électrique qui suit l'ouverture du circuit (a), et en dehors pour divers instants en régime saturé seulement (b).

L'amplitude de la surintensité lors d'un rétablissement du réseau au cours du **transitoire électrique de coupure**, dépend simultanément de la phase de la tension d'alimentation et de la valeur de la tension induite à l'instant de l'enclenchement; or ces deux tensions sont pratiquement en phase dans notre cas, à cause d'une constante de temps électrique du rotor de valeur telle qu'elle ne donne pas le temps à la vitesse de chuter suffisamment. Le pic de courant reste faible tant que l'amplitude de la tension induite est importante.

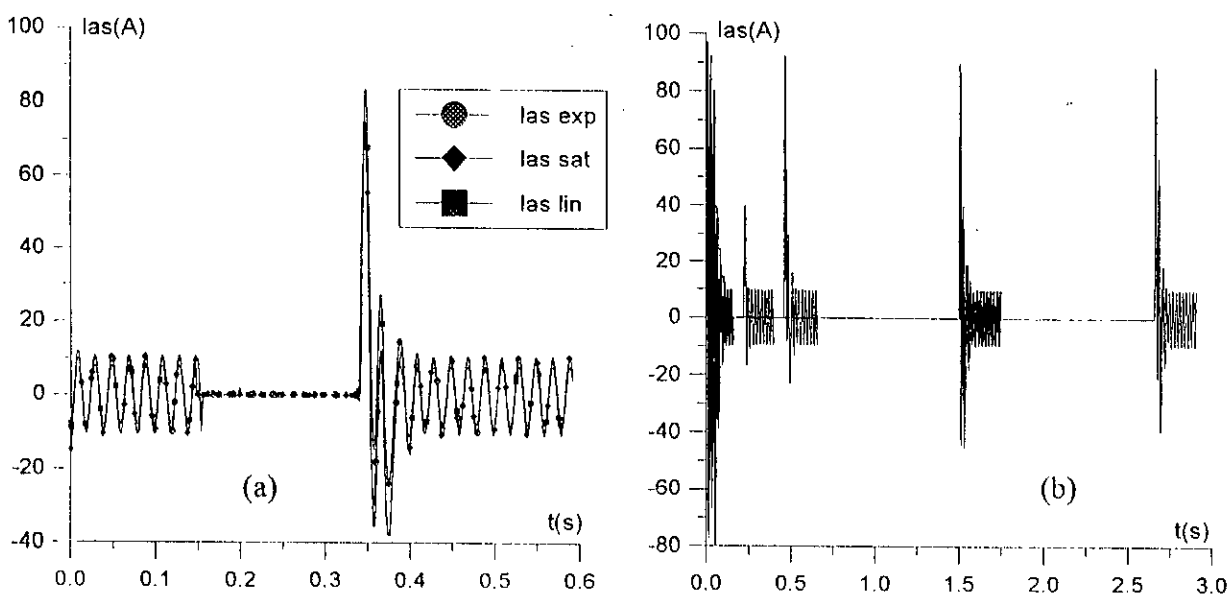


Fig.IV.12 Courants de phase du stator au réenclenchement à vide.

Dans le cas le plus défavorable d'un réenclenchement à tension d'alimentation nulle (phase égale à zéro ou à π), le transitoire de courant est réduit pratiquement à un seul pic d'amplitude maximale. La fermeture du circuit à tension maximale négative donne les surintensités les plus basses. L'amplitude maximale du courant de réenclenchement (égale à celle d'un démarrage à vitesse nulle) est très rapidement atteinte: une mise sous tension proche de la fin du transitoire électrique de déclenchement provoque déjà cette surintensité.

Quand le réenclenchement est effectué après la période du transitoire électrique, le courant garde

pratiquement la même allure (à conditions initiales d'angle et de tension identiques) pour une chute de vitesse assez large; l'évolution se manifeste au niveau de l'onde négative dont l'amplitude augmente (en valeur absolue) et du nombre d'oscillations qui s'accroît. Les courants représentés sur la figure IV.12.b ont mêmes conditions initiales .

Lorsque certaines conditions sont réunies à la coupure du circuit ou à la refermeture, on observe une variation importante de l'amplitude du courant statorique. On a représenté en figure.IV.12 bis les deux courants liés aux conditions suivantes: même écart angulaire entre enroulements et une phase initiale de la tension d'alimentation tantôt égale à $\pi/2$ (trait gras); tantôt égale à zéro (trait fin) ; on note un écart entre les deux pics positifs de près de 45% .

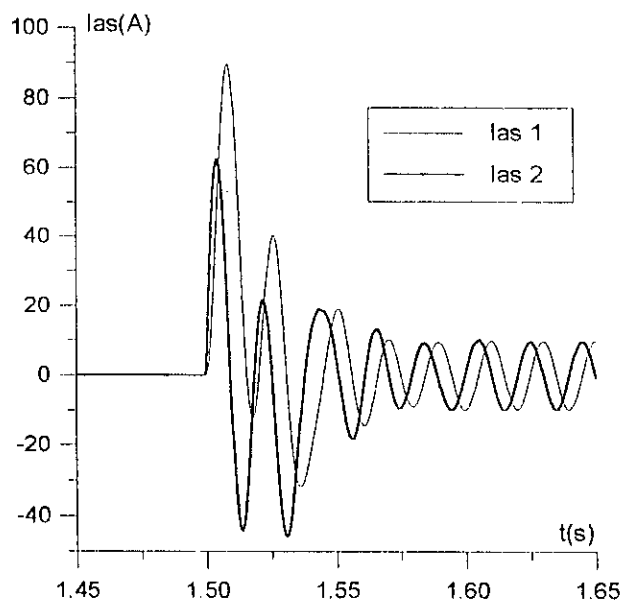


Fig.IV.12 bis Courants de phase du stator au réenclenchement à vide pour des tensions initiales déphasées de $\pi/2$.

β) Courant du rotor.

La figure IV.13(a) permet de comparer les courants rotoriques simulés au relevé expérimental lors d'un réenclenchement, on voit qu'il y a bonne concordance entre le courant simulé en saturé et celui donné par l'expérience. Le courant en linéaire comporte des oscillations plus importantes dues à un coefficient d'amortissement plus faible (inductances cycliques plus grandes en linéaire). En Figure IV.13 (b) on a rapporté une série de signaux de simulation afin de montrer l'évolution du courant rotorique à la remise sous tension du moteur, à divers intervalles de temps de coupure , et avec les conditions initiales suivantes: la phase initiale de la tension est nulle et les axes des enroulements des deux armatures sont confondus. Seuls les deux signaux dont le réenclenchement

s'effectue à $t = 1.5s$ ont comme condition initiale les axes en quadrature électrique. Sur cette figure on a également choisi les instants donnant pour les courants les intensités les plus élevées et correspondants aux deux périodes de fonctionnement suivantes :

- Durant le transitoire électrique d'ouverture du circuit ($0.16 < t < 0.4s$ sur la figure), l'existence de la tension induite a pour effet de réduire le pic de courant.

- En dehors de cette courte période, la valeur de la surintensité est tributaire de la tension et de l'angle qui sépare les axes des enroulements des deux armatures.

La valeur de la vitesse peut aussi influencer sur les amplitudes, par suite de la dépendance des impédances du secondaire du glissement, mais l'effet n'est significatif qu'aux forts glissements et particulièrement pour les moteurs à cage.

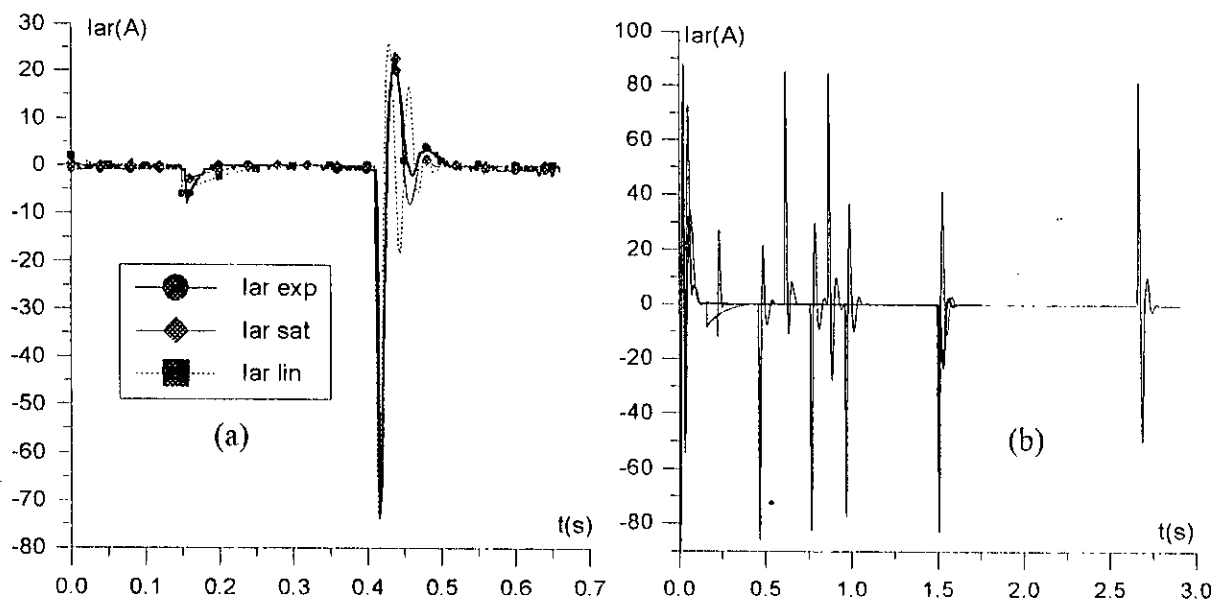


Fig.IV.13 Courants de phase du rotor au réenclenchement à vide.

la figure IV.14 est destinée à visualiser les effets de la tension et de l'écart angulaire mécanique sur les pics de courant, elle illustre en particulier le détail des deux courbes situées au niveau de l'instant $t = 1.5$ s (fig.IV.12 (b)) : le courant I_{ar1} correspond à un écart angulaire nul à la coupure de l'alimentation; I_{ar2} concerne des enroulements en quadrature, on note une différence considérable. On a une situation équivalente en fixant l'angle mécanique initial et en faisant varier la phase à l'origine de la tension (valeurs 0 et $\pi/2$).

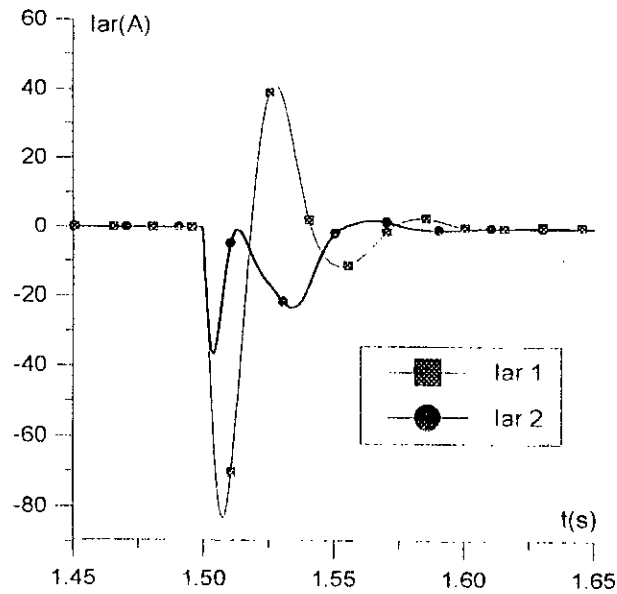


Fig.IV.14 Courants de phase du rotor au réenclenchement à vide

γ) Couple et vitesse.

La comparaison des couples électromagnétiques résultant de la simulation en régimes linéaire et saturé (Fig.IV.15(a)) fait apparaître une différence d'amplitude notable: du simple au double, le modèle linéaire est donc inadéquat dans le cas du réenclenchement.

La vitesse accuse une baisse importante due à ce brusque couple négatif, la diminution maximale atteint 13% de celle du synchronisme. A la fin du transitoire, sous l'effet du pic positif énergétique du couple, la vitesse se manifeste par un plus grand dépassement de la vitesse de synchronisme qu'au cours du démarrage à vitesse nulle.

Lors d'une remise sous tension après une très brève coupure, le couple initial, (Fig.IV.15 (b)), positif et relativement faible, se manifeste par une petite perturbation de la vitesse (Fig.IV.16 (b)). Au cours du transitoire électrique, il existe un instant particulier ($t = .21s$ dans notre cas) caractérisé par une vitesse et une tension induite de ralentissement, à partir duquel la première onde de couple de réenclenchement initial est négative. Ce couple négatif va en augmentant (en valeur absolue) avec la durée de la coupure, passe par un maximum vers la fin du transitoire électrique, puis rediminue pour s'annuler pour une vitesse d'environ 63 % de celle du synchronisme (Fig.IV.15 (b)); dans le même temps, l'amplitude du pic positif augmentant régulièrement dans les mêmes proportions à peu près.

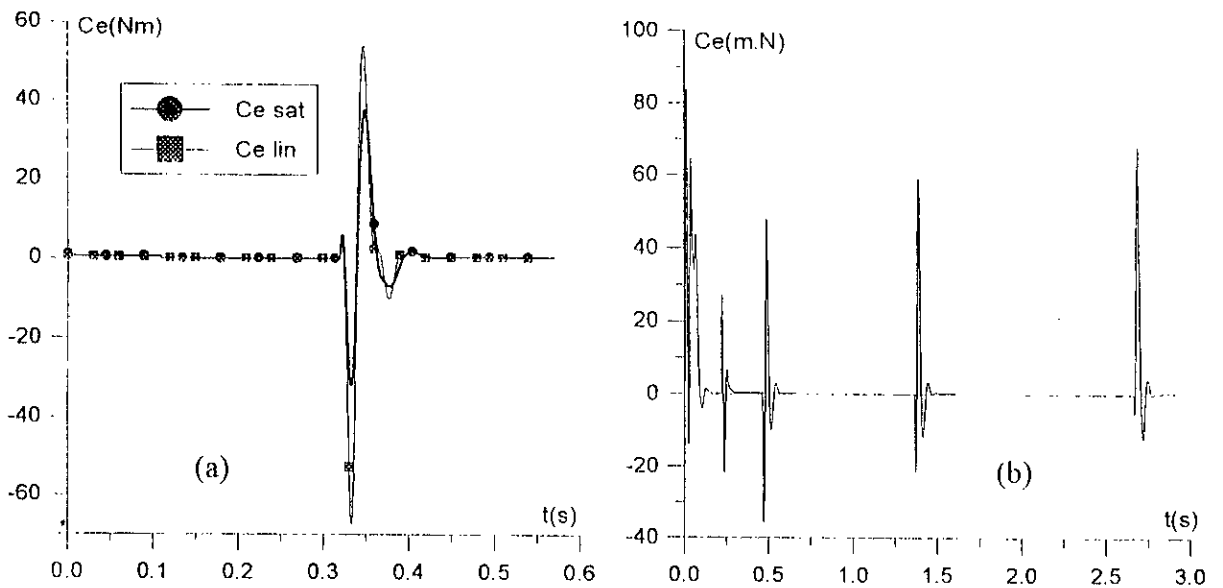


Fig.IV.15 Couple électromagnétique de réenclenchement à vide en linéaire et en saturé, à divers instants .

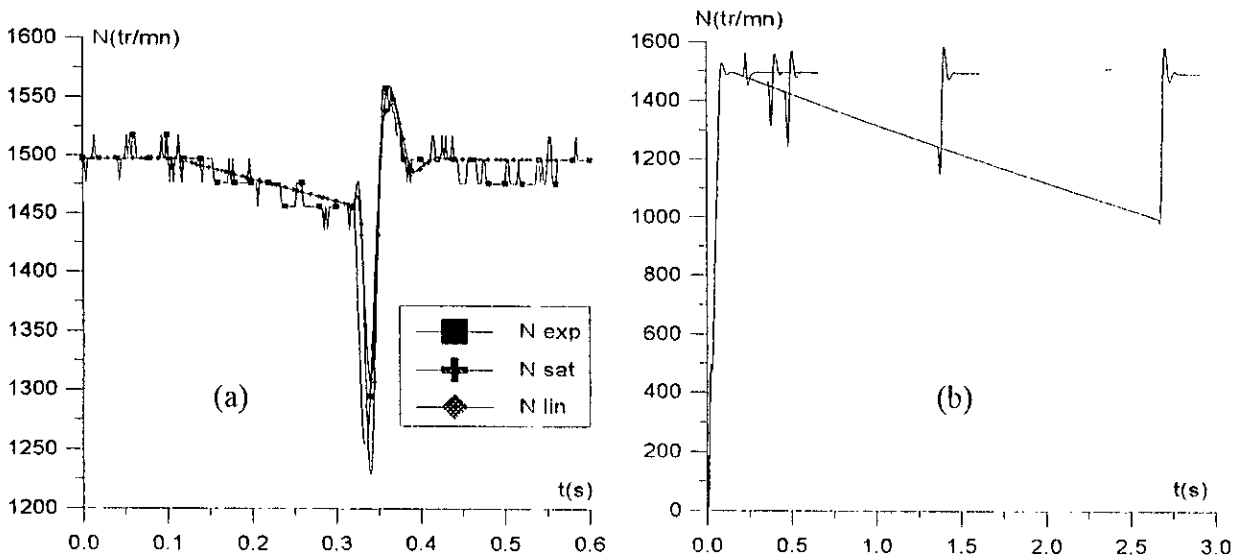


Fig.IV.16 Vitesses du rotor au réenclenchement à vide.

IV.4 CONCLUSION

Un court-circuit triphasé accidentel qui survient dans un moteur asynchrone ne crée pas de dommages ; puisque les pics de courants restent inférieurs aux surintensités engendrées au cours d'un démarrage normal et s'amortissent très rapidement (notre étude a porté sur une machine de faible puissance).

Un couple résistant important prend naissance au court-circuit, du même ordre de grandeur que celui du démarrage direct, celui-ci entraîne une brusque et importante chute de vitesse à vide; en

charge elle est plus modérée. Les résistances , les réactances de fuite des enroulements et l'instant de la mise en court-circuit déterminent les valeurs maximales des courants ainsi que la durée des transitoires; la saturation des inductances principales a un effet limité sur les courants de court-circuit.

Les grandeurs caractérisant le déclenchement tels que la tension au stator et le courant du rotor sont un peu affectés par la saturation. Notons que la réactance cyclique de fuite du rotor est un paramètre très sensible pour l'amplitude du courant rotorique. Ce dernier a l'allure typique des transitoires dans un circuit R,L. Le modèle saturé, donne des résultats plus proches de ceux de l'expérience dans le cas particulier du déclenchement que le modèle conventionnel. Les pointes de courant au réenclenchement dépendent surtout de l'impédance interne du moteur ;elles atteignent des valeurs proches de celles du démarrage à vitesse nulle , même lors de coupures très brèves. Les réenclenchements à des vitesses proches de celle du synchronisme s'accompagnent d'un freinage du rotor d'intensité variable, qui peut atteindre des proportions non négligeables pour des moteurs de faible inertie.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail nous avons traité de la modélisation de la machine à induction en régime dynamique saturé et non saturé . Nous avons ensuite testé la validité de ce modèle, par comparaison des résultats de simulation avec les relevés expérimentaux effectués sur un moteur asynchrone à rotor bobiné de faible puissance (3,5 kW).

L'analyse des résultats qui ont porté sur les démarrages à vide et en charge a permis de retenir les points suivants:

- Les lacunes de l'identification par les méthodes expérimentales classiques se manifestent surtout lors des régimes dynamiques.
- L'effet de la saturation dans le fonctionnement en moteur est peu prononcé, car pour le cas de notre machine, le point de fonctionnement magnétique se situe au voisinage du coude de saturation.

De l'étude des régimes de court-circuit , de déclenchement et de réenclenchement , ont découlé les observations ci-après:

- L'amplitude des signaux en régime dynamique, est affectée par les valeurs initiales de l'angle entre les axes des pôles des deux armatures et de la phase de la tension à l'instant du démarrage.
- Durant le court-circuit triphasé, l'influence de la saturation sur les courants, due au flux principal reste faible, mais elle est plus marquée sur le couple . Une conséquence du court-circuit qui peut être préjudiciable au moteur, est l'apparition d'un pic de couple important en fonctionnement à vide.
- Le réenclenchement du moteur sur le réseau même suite à de brèves coupures, s'accompagne de pics de courants dont l'amplitude équivaut celle des courants d'un démarrage à vide et les transitoires sont sensiblement affectés par la saturation.

Suite à l'investigation effectuée sur la machine grâce aux différentes expérimentations et simulations, il ressort que pour avoir de meilleurs résultats, il faut améliorer :

- Le procédé de détermination des paramètres ,en particulier de la résistance du rotor et de l'inductance cyclique.
- La formulation du modèle, en essayant de réduire le nombre d'hypothèses; la prise en compte des pertes fer de manière approchée, semble être la plus accessible.

Dans le mode de fonctionnement en moteur des machines asynchrones faiblement saturées, le modèle linéaire, donne des résultats satisfaisants, pour certains régimes transitoires (démarrage), mais il perd de ses performances pour d'autres (court-circuit), cela est due aux lacunes provenant des erreurs de modélisation.

Pour le fonctionnement en générateur, le modèle linéaire n'est plus valable, car la tension d'amorçage augmente sans cesse, alors qu'en pratique elle est limitée par la saturation. Par contre les modèles saturés conservent leurs performances dynamiques.

Les résultats de simulation obtenus en utilisant les deux types de modèles non linéaires, sont similaires dans le cas des machines faiblement saturées.

Le modèle saturé provenant du modèle linéaire corrigé, perdra probablement de ses qualités, pour les machines fortement saturées. Ce n'est pas le cas pour le second modèle saturé, qui modélise correctement la saturation.

ANNEXE 1

Fiches techniques:

- du moteur asynchrone à rotor bobiné

Tension stator: 220/380 V

Tension au rotor (ouvert) : 240 V

Courant stator : 14/8 A

Courant rotor nominal : 9 A

Puissance : 3.5 kW

Vitesse nominale: 1410 tr/mn

Facteur de puissance nominal : $\cos\varphi = .8$

Isolation : classe E

- de la génératrice à courant continu dynamométrique

Génératrice à excitation en dérivation

Tension d'induit : 220 V

Courant d'induit : 10.9 A

Courant d'excitation : 2 A

Puissance : 2.4 kW

Vitesse nominale: 1410 tr/mn

Isolation : classe E

- de l'oscilloscope numérique à mémoire

2 voies ,1 M Ω , 25 pF , 40 V (400 V pic)

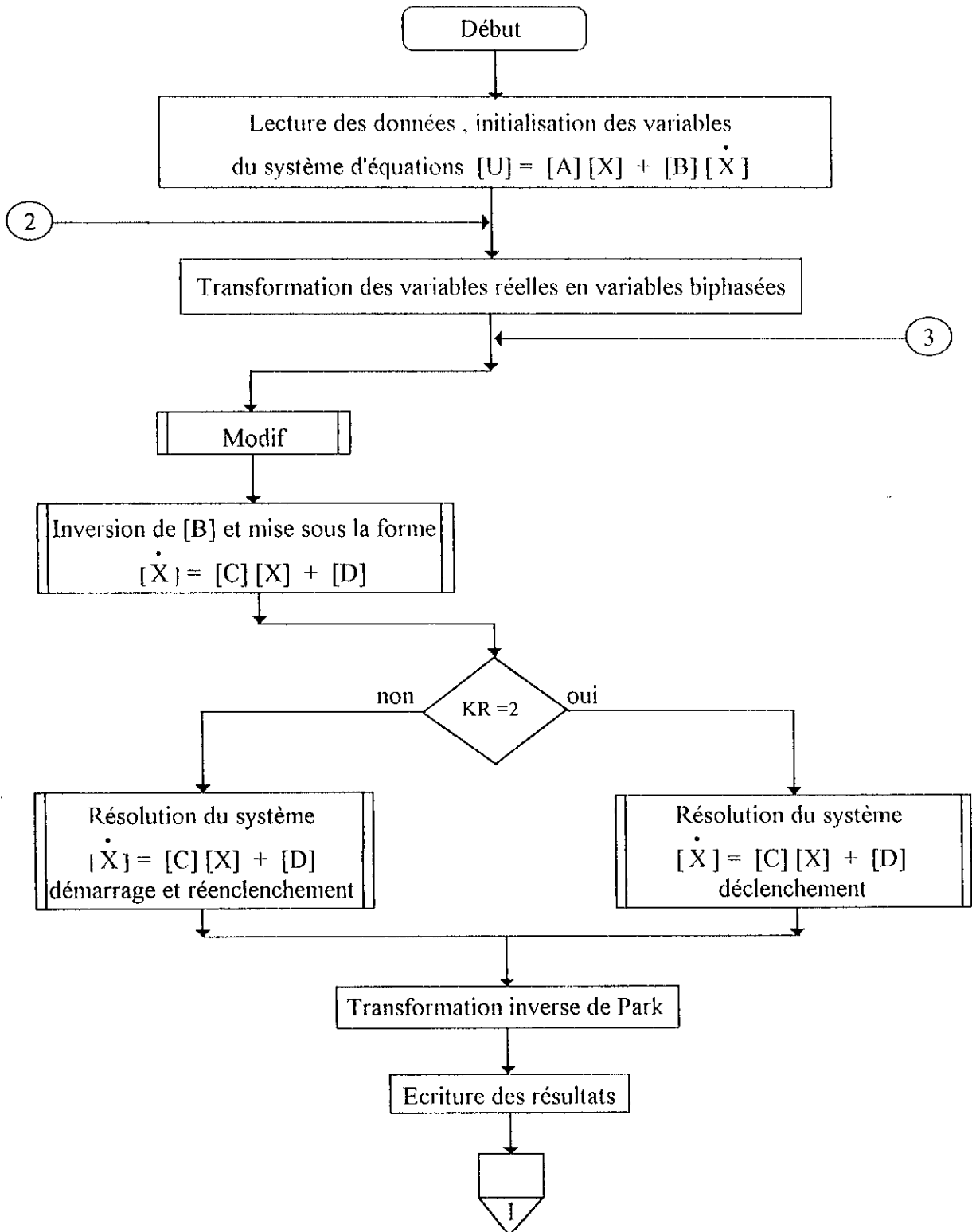
4000 points en abscisse et 250 en ordonnée

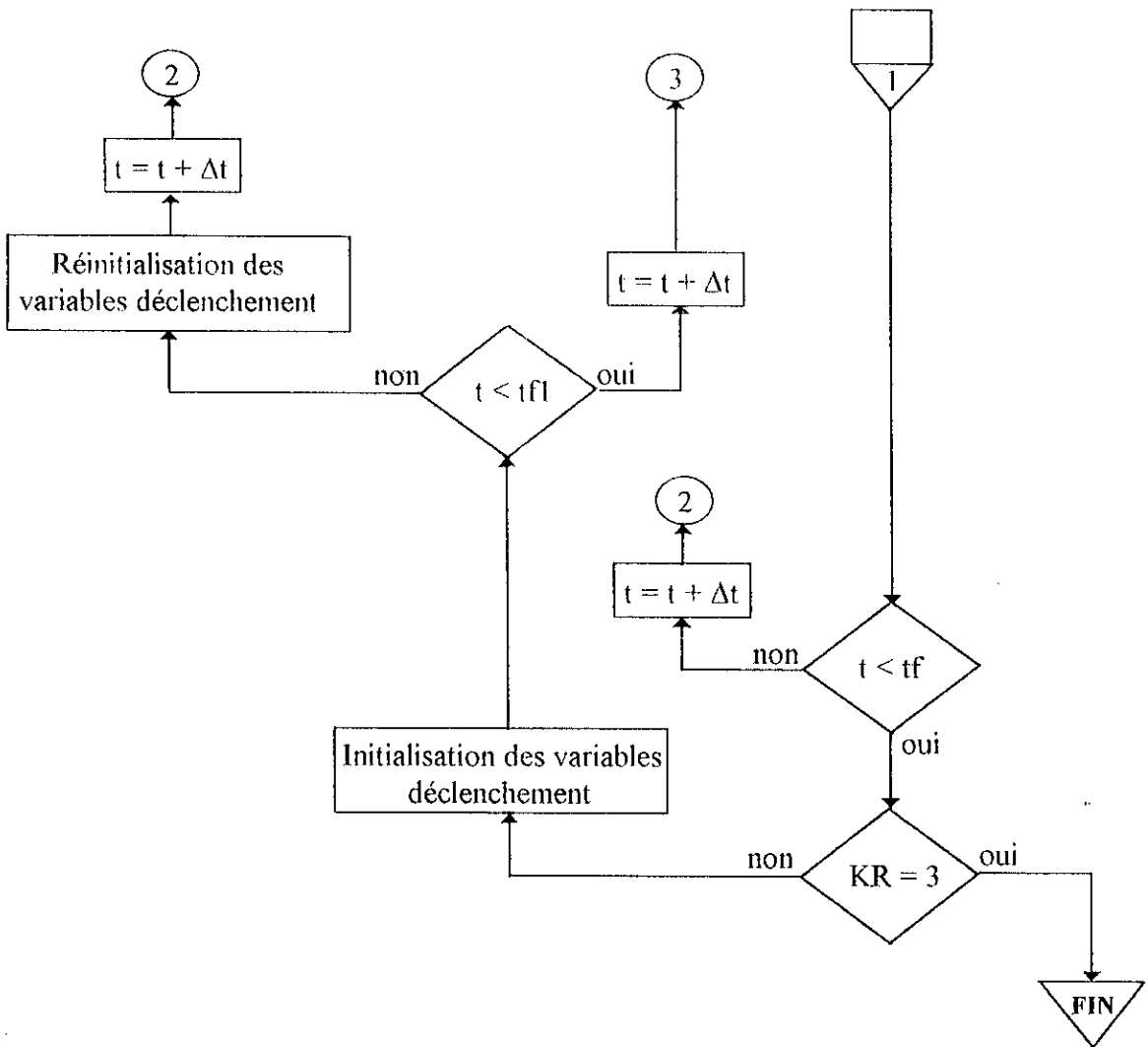
Acquisition des signaux

Les signaux analogiques sont d'abord captés par l'oscilloscope et mémorisés sous forme numérique, ils sont ensuite transférés vers le micro-ordinateur à l'aide du logiciel "GRABBER" version 2.0, sous le format HP-GL. Le traitement des fichiers nécessite leur conversion en format ADIF ou ASCII.

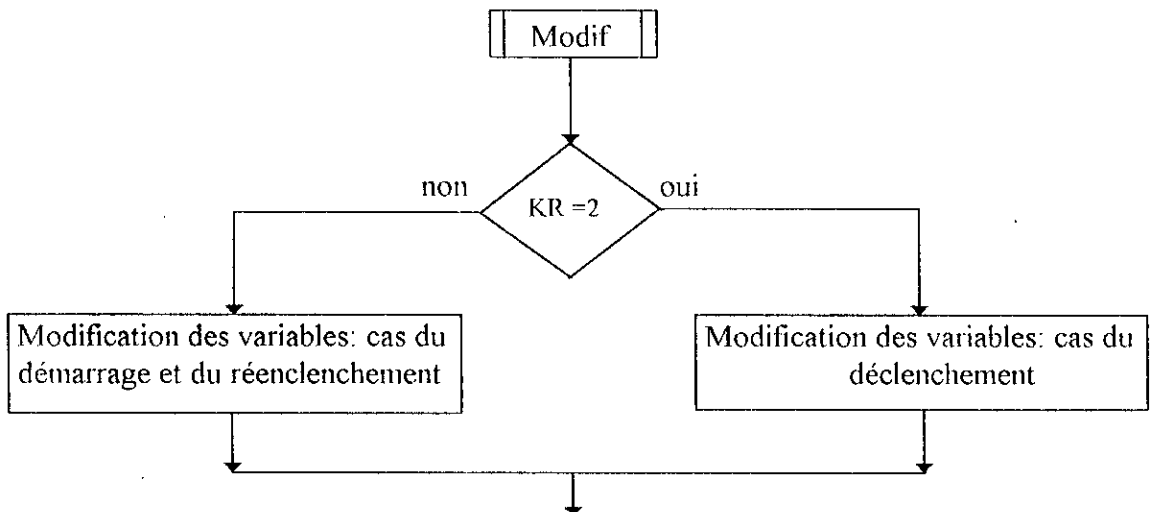
ANNEXE 2

Organigramme décrivant les trois étapes du programme de la simulation en régime saturé : démarrage à vide ou en charge, déclenchement et réenclenchement.





Subroutine modif : Variation des paramètres inductances et résistances du rotor en fonction du courant.



BIBLIOGRAPHIE

- [1] **BOUSSAK M.**: "Contribution à la modélisation entrée-sortie et à l'identification paramétrique des machines à induction." ; thèse de doctorat de l'université Paris 6, Paris, juin 1989.
- [2] **SEGUIER G. , LESENNE J. , NOTELET F.** : " Introduction à l'électrotechnique approfondie." ; Techniques et documentation ; 1981.
- [3] **BARRET P.** : " Régimes transitoires des machines tournantes électriques." ; Eyrolles; 1982.
- [4] **CHATELAIN J.** " Machines électriques." ; Editions Georgi; 1983.
- [5] **KRAUSE P.C.** : " Analysis of electric machinery " ;McGraw -Hill inc.1987
- [6] **CARON J.P , HAUTIER J.P.** : " Modélisation et commande de la machine asynchrone." ; Editions Technip ; Paris 1995.
- [7] **SLEMON G.R.** : " Modelling of highly saturated induction machines for high torque vector control." ; Vol. III, ICEM ' 96 sept 1996 Spain, pp. 91-96.
- [8] **SULLIVAN C.R , SANDERS S.R.** : " Models for induction machines with magnetic saturation of the main flux path " ; IEEE 1992, pp. 123-131.
- [9] **MOREIRA J.C., LIPO T.A.**: "Modeling of saturated ac machines including air gap flux harmonic components" ; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 6 , N° 2, June 1991, pp. 343-349.
- [10] **KHENFER N.** : " Machine asynchrone: ses modèles, son identification et sa commande ." Thèse de doctorat d'état ès-Sciences, E.N.P ALGER 1995.
- [11] **POLOUJADOFF M.** : " Conversions électromécaniques." ; Dunod ; Paris 1969.
- [12] **NOUGIER J.P.** : " Méthodes de calcul numérique ." Masson, Paris, 1983.
- [13] **LARBANI M. , MEKHTOUB S. , IBTIOUEN R.**: "Comportement des courants et du couple du moteur asynchrone triphasé saturé en régime dynamique." COMAEI '96 Tlemcen , Nov. 1996.
- "Currents behaviour of saturated induction motor in dynamic rating." ENPC'98 Liège, Belgium.
Accepté à paraître
- [14] **RAFIAN M. , LAUGHTON M.A.** : " Aspects of induction and synchronous motor analysis using dynamic phase co-ordinate theory." Proc IEE ,Vol 126, N°8 , august 1979, pp. 749-758.
- [15] **VAS P. , HALLENUS K.E. , BROWN J.E.** : " Cross saturation in smooth-air-gap electrical machines." IEE Trans on energy conversion, Vol.EC-1, N°1, march 1986, pp. 103-113.

- [16] **MELKEBEEK J.A.A.** : " Magnetising-field saturation and dynamic behaviour of induction machines. Part1: Improved calculation method for induction machines dynamics." ; IEE Proc ,Vol 130 ,Pt. B, N°1 , january 1983, pp. 1-9.
- [17] **KOVACS K.P.** : " On the theory of cylindrical rotor ac machines, including main flux saturation ." ;IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems,Vol.PAS-103,N°4, April 1984, pp. 754-761.
- [18] **REYNAUD J , PILLAY P.** : " Reclosing transients in induction machines including the effects of saturation of the magnetising branch and a practical case study " ; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 9 , N° 2, June 1994, pp. 383-389.
- [19] **HALLENIUS K.E. , VAS P. , BROWN J.E.** : " The analysis of saturated self-excited asynchronous generator " ; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 6 , N° 2 , June 1991, pp. 336-345.
- [20] **BOLDEA I,NASAR S.A.**: "Unified treatment of core losses and saturation in the orthogonal-axis Model of electric machines " ; IEE Proc. , Vol. 134 , Pt. B, N° 6, Nov 1987, pp. 355-363.
- [21] **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.
- [22] **LIPO T.A.** : " Modeling and simulation of induction motors with saturatable leakage reactances " ; IEEE Transactions on industry applications, Vol. 1A- 20, N° 1 Jan/Feb 1984, pp. 180-189.
- [23] **ESTEVEZ J. , GARRIDO M.S. , PIERRAT P. , SANTANA J.** : " The saturation of leakage reactances in electrical machines " ; ELECTRIMACS'96, Vol. 1 , Saint Nazaire France, pp. 315-319.
- [24] **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. 192-197.
- [25] **SMITH J.R , ROGERS G.J. , BUCKLEY G.W.** : " Application of induction Motor simulation models to power station auxiliary pump drives. " ;IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems , Vol .PAS-98, N° 5, Sept/Oct 1979, pp. 1824-1831.
- [26] **THORSEN O.V.**: " Improved model for simulation of saturated deep bar induction motors. Application to direct start by open and closed wye delta transition" ; IEEE industry applications society annual meeting -Conference record, 1992, pp. 115-122.

- [27] **OLIVEIRA S.E.M.**: "Starting transients of saturated induction motors with series capacitors on the supply." IEE Trans on energy conversion, Vol.EC-1, N° 3, sept 1986, pp.205-210.
- [28] **KOVACS K.P. , RACS I.** : " Transiente vorgänge in wechselstrommaschinen, band I." Verlag, Budapest 1959, cité par [1].
- [29] **PAPADOPOULOS 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.
- [30] **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.
- [31] **KRAUSE P.C.** , " Simulation of symmetrical induction machinery", IEEE Transactions on Power Apparatus and systems, Vol. pas-84, N° 11, November 1965, pp. 1038-1052.
- [32] **SMITH I.R. , SRIHARAN S.** : " Induction motor reswitching transients." ; Proc IEE , Vol 114, N°4 , april 1967, pp. 503-509.
- [33] **LANDY C.F, LEVY W. McCULLOC, MEYER A.S.**; "The effect of deep-bar properties when assessing reswitching transients in squirrel cage induction motor." IEEE 1991, pp. 35-39.
- [34] **SRIHARAN S.** : "Current-zero disconnection of induction motors " ; Proc. IEE, Vol. 126 , N° 6 May 1979, pp. 381-384.
- [35] **DROZDOWSKI P.** : " Saturation and space harmonics in a star and delta connected squirrel cage induction motor " ; pp. 93-98.
- [36] **GOLWIN G.L.** , " The nature of A.C. machine torques", IEEE Transactions on Power Apparatus and systems, Vol. pas-95, N° 1, Jan/Nov 1976, pp. 145-153.