

3/94

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

THESE

pour l'obtention du grade de:

DOCTEUR d' ETAT ès-SCIENCES

par

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

TOUHAMI OMAR

Ingénieur-Magister E.N.P. d'ALGER

CONTRIBUTION A L'IDENTIFICATION PARAMETRIQUE DES
MACHINES ELECTRIQUES.

Soutenue publiquement le 17 Mai 1994 devant la Commission d'examen

Membres du jury:

Président: M	A.CHEKIMA	Professeur
	X C. IUNG	Professeur
	L. ABIDA	Professeur
	A. BEROUAL	Professeur
	R. TOUMI	Professeur
	L. ZEBROWSKI	Professeur
	L.V. DOANH	Professeur
	B. DERRAS	Maitre de Conférences
	N. LOUAM	Maitre de Conférences

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

THESE

pour l'obtention du grade de:

DOCTEUR d' ETAT ès-SCIENCES

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
par Ecole Nationale Polytechnique

TOUHAMI OMAR

Ingénieur-Magister E.N.P. d'ALGER

CONTRIBUTION A L'IDENTIFICATION PARAMETRIQUE DES
MACHINES ELECTRIQUES.

Soutenue publiquement le 17 Mai 1994 devant la Commission d'examen

Membres du jury:

Président: M	A.CHEKIMA	Professeur
	C. IUNG	Professeur
	L. ABIDA	Professeur
	A. BEROUAL	Professeur
	R. TOUMI'	Professeur
	L. ZEBROWSKI	Professeur
	L.V. DOANH	Professeur
	B. DERRAS	Maitre de Conférences
	N. LOUAM	Maitre de Conférences

..... AVANT PROPOS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du Centre de Recherche en Automatique de Nancy, sous la direction de monsieur le professeur C. IUNG à qui j'exprime ma profonde gratitude pour le suivi constant et les conseils qu'il n'a cessé de me prodiguer jusqu'à achèvement de ce mémoire.

Je remercie vivement monsieur A.CHEKIMA professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'ALGER qui me fait l'honneur d'assumer la présidence du jury d'examen.

Mes sincères remerciements vont également à:

- Monsieur L. ZEBROWSKI professeur à l'Ecole Polytechnique de WROCLAW dont j'ai pu apprécier la gentillesse.

- Monsieur R. TOUMI professeur à l'Université des Sciences et de Technologie d'ALGER, pour l'intérêt qu'il manifeste en participant à ce jury.

- Monsieur L. ABIDA professeur à l'Université de BATNA, pour l'intérêt qu'il manifeste en participant à ce jury.

- Monsieur L.V. DOANH professeur à l'INES de DJELFA, pour l'intérêt qu'il manifeste en participant à ce jury.

- Monsieur A. BEROUAL professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'ALGER, pour l'intérêt qu'il manifeste en participant à ce jury.

- Monsieur N. LOUAM maître de conférences à l'Ecole Nationale Polytechnique d'ALGER, pour l'intérêt qu'il manifeste en participant à ce jury.

- Monsieur B. DERRAS maître de conférences à l'Ecole Nationale Polytechnique d'ALGER, pour l'intérêt qu'il manifeste en participant à ce jury.

Je remercie également R. HUSSON (directeur du CRAN), J.F. AUBRY (directeur des études à l'ENSEM), C. ZANNE (maître de conférences à l'ENSEM), H. GUESBAOUI (maître de conférences) et A. REZZOUG (professeur à l'ENSEM).

Je ne saurais oublier mes collègues et amis de l'Ecole Nationale Polytechnique, en particulier R. IBTIOUENE, A. MAAZI et S. MEKHTOUB.

Mes remerciements vont également à toute l'équipe technique du CRAN, en particulier J.M. MUNIER, mesdames C. MORVILLE et C. MOLINIE.

SOMMAIRE

NOTATIONS DES SYMBOLES	5
------------------------	---

INTRODUCTION GENERALE	9
-----------------------	---

CHAPITRE I. DESCRIPTIONS DES DIFFERENTES METHODES D'IDENTIFICATION. APPLICATION A UN ENSEMBLE CONVERTISSEUR STATIQUE - MOTEUR A COURANT CONTINU.

Introduction	15
I.1.1 - Identifications des systèmes	15
1.2 - Méthode du modèle	16
1.3.a - Estimation paramétrique	17
1.3.b - Choix de la fonction coût	18
1.4 - Description des structures de modèles SISO	18
1.5 - Structure de modèle ARX	19
1.6 - Structure de modèle IV4	21
1.7 - Choix des signaux d'entrée	21
1.8 - Choix de la fréquence d'échantillonnage	23
1.9 - Moyens de mesures	24
1.10 - Bruits de mesures	25
1.11 - Choix des modèles physiques	25
1.12 - Méthode de validation et choix de l'ordre du modèle	25
1.13 - Filtrage des données	27
1.14 - Identification et/ou en temps réel	28
2 - Estimation paramétrique d'un système convertisseur statique-moteur à courant continu	32
2.1 - Montage expérimental	32
2.2 - Variations des courants et des tensions	33
2.3 - Equations du système	34
2.4 - Estimation paramétrique et résultats	36
Conclusion	40

CHAPITRE II. MODELISATION ET APPROCHE MULTI-ECHELLES DE TEMPS DE LA MACHINE SYNCHRONE. APPLICATION A UN MODELE DE MACHINE SYNCHRONE 4x3.

Introduction	42
II.1 - Mise en équations	43

1.1 - Définition et signification physique des fonctions opérationnelles	46
1.1.a - Méthode des vecteurs propres	48
1.1.b - Méthodes des matrices de transitions	49
1.2 - Méthodes des fonctions de transfert	49
2 - Description mathématique des formes singulières des équations générales de machines synchrones	50
2.1 - Méthode de simulation en électrotechnique	51
2.2 - Approche multi-échelles de temps	52
2.3 - Relation entre les différents paramètres	57
2.4 - Exemple de modèle machine synchrone (4x3)	59
Conclusion	62

CHAPITRE III. IDENTIFICATION PARAMETRIQUE D'UNE MACHINE SYNCHRONE PAR LES ESSAIS STATIQUES ET DYNAMIQUES.

Introduction	66
III.1 - Essais statiques sur machine synchrone	72
1.1 - Réalisation du circuit de puissance	73
1.2 - Estimation structurale de la machine synchrone	76
1.3 - Filtrage des données entrée-sortie	76
1.4 - Problèmes d'adaptation du filtre aux variations fréquentielles du signal	77
1.5.a - Résultats de l'expérimentation	78
1.5.b - Validation des résultats	79
1.6 - Détermination des admittances continues à partir de celles discrètes	82
2 - Identification paramétrique à partir des essais en échelon	86
2.1 - Résultats obtenus par un système de premier ordre	86
2.2 - Résultats obtenus par un système de second ordre	87
3 - Analyse par les essais classiques de court-circuit	90
3.1 - Détermination des grandeurs à partir des caractéristiques classiques	92
Conclusion	97

CHAPITRE IV. DIFFERENTES COMMANDES DE MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION - APPLICATION A UNE MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR ONDULEUR A MLI.

Introduction	109
IV.1 - Différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion	109
1.1 - Commande par modulation de largeur d'impulsion	109

1.2 - Commande par bande hystérésis	112
2 - Association convertisseur - machine asynchrone	114
3 - Résultats de la simulation	118
Conclusion	121

CHAPITRE V. IDENTIFICATION PARAMETRIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE - ETUDE DE LA SATURATION LORS D'UN CONTROLE VECTORIEL INDIRECT.

Introduction	127
V.1 - Modèle proposé de la machine synchrone	131
1.a - Equations électriques de la machine asynchrone	131
1.b - Détermination de la fonction de transfert	134
2 - Procédure d'identification par les structures de modèles ARX et IV4	136
3 - Résultats de l'estimation paramétrique par les structures de modèles	136
4 - Modèles de régressions linéaires	137
4.1 - Estimation par les moindres carrés récursifs	138
4.2 - Résultats de l'identification	140
5 - Analyse de la saturation dans le cas de la commande vectorielle indirecte	141
5.a - Commande vectorielle directe	141
5.b - Commande vectorielle indirecte	141
Conclusion	144
CONCLUSION GENERALE	151
ANNEXE I	154
ANNEXE II	156
ANNEXE III	158
BIBLIOGRAPHIE	163

symboles mathématiques

s: opérateur Laplace

J^* : matrice de rotation de 90°

\dot{x} : dérivée par rapport au temps

ε : terme parasite

u, y : vecteurs d'entrée et de sortie des systèmes

\hat{y} : sortie simulée

B(q), A(q) : numérateur et dénominateur des fonctions de transfert

b_0, \dots, b_m : coefficients du numérateur

a_1, \dots, a_n : coefficients du dénominateur

e: bruit

FPE's: coefficient d'AKAIKE

ρ : coefficient de corrélation

J: erreur quadratique de sortie

z_i, p_i : pôles échantillonnés, pôles continus

f_e : fréquence d'échantillonnage

λ : valeur propre

A, B, C, D, F, G: matrices d'état

ξ : coefficient d'amortissement

P: prédiction

$\hat{\theta}$: paramètres estimés

Machine à courant continu

I: courant d'induit

U: tension d'induit

r_a : résistance d'induit

l_a : inductance propre d'induit

Ω : vitesse de rotation

Γ_r : couple résistant

J_m : inertie du moteur

f: coefficient de frottement visqueux

i_f : courant inducteur

L_{af} : mutuelle inductance entre l'enroulement d'induit et l'enroulement inducteur

Machine synchrone

ω_m, ω_0 : fréquence de rotation et de synchronisme

Γ_{em} : couple électromagnétique

τ : temps réduit ($\tau = \omega_0.t$)

Ψ_d, Ψ_q : flux dûs aux enroulements statoriques d'axe direct et quadrature

Ψ_D, Ψ_Q : flux dûs aux enroulements amortisseurs d'axe direct et quadrature

Ψ_f : flux dû à l'enroulement inducteur

$v_{d,q,f}$: tensions des enroulements statoriques d'axe direct, quadrature et d'excitation

$i_{d,q,f}$: courants des enroulements statoriques d'axe direct, quadrature et d'excitation

r_a, r_f : résistances de l'enroulement statorique et d'excitation

r_{Di}, r_{Qi} : résistances du i^{ieme} enroulement amortisseur d'axe direct et d'axe quadrature

x_d, x_q : réactances synchrones d'axe direct et d'axe quadrature

x_{md}, x_{mq} : réactances de magnétisation statorique d'axe direct et quadrature

x_a : réactance de fuite de l'enroulement statorique

x_{dd}, x_{qq} : matrices des réactances statoriques d'axe direct et quadrature

x_{Di}, x_{Qi} : réactances du i^{ieme} enroulement amortisseur d'axe direct et quadrature

x_{DD}, x_{QQ} : matrices des réactances des enroulements amortisseurs d'axe direct et quadrature

x'_d, x'_q : réactances transitoires d'axe direct et d'axe quadrature

x''_d, x''_q : réactances subtransitoires d'axe direct et d'axe quadrature

x_{ff} : réactance de fuite de l'inducteur

x_{fdi} : réactance de couplage inducteur - i^{eme} enroulement amortisseur d'axe direct

x_{kfi} : réactance différentielles de fuite entre l'inducteur- i^{eme} enroulement amortisseur d'axe direct

T'_d, T'_q : constantes de temps transitoires de court-circuit d'axe direct et d'axe quadrature

T''_d, T''_q : constantes de temps subtransitoires de court-circuit d'axe direct et d'axe quadrature

T'_{d0}, T'_{q0} : constantes de temps transitoires à circuit ouvert d'axe direct et d'axe quadrature

T''_{d0}, T''_{q0} : constantes de temps transitoires à circuit ouvert d'axe direct et d'axe quadrature

T_D, T_Q : constantes de temps des enroulements amortisseurs d'axe direct et d'axe quadrature

Machine asynchrone

r_r, r_s : résistances statorique et rotorique

L_s, L_r : inductances cyclique statorique et rotorique d'expressions ($L_s = l_s - M_s$; $L_r = l_r - M_r$)

L_m : inductance de magnétisation

r_m : résistance du circuit de magnétisation

X_s, X_r : réactances statorique et rotorique

M_{sr} : mutuelle stator-rotor

Ψ_{dm} : flux de magnétisation

Ψ_r, Ψ_s : flux dans le rotor et stator

$i_s(d,q)$: courant statorique d'axe direct et quadrature

$i_r(d,q)$: courant rotorique d'axe direct et quadrature

i_{md} : courant de magnétisation

T_s, T_r : constantes de temps des enroulements stator et rotor

σ : coefficient de dispersion

θ_s, θ_r : angle de l'axe d entre le stator et le rotor respectivement

ω_s : vitesse du champ statorique

ω_r : pulsation des courants rotoriques

ω_{sl} : vitesse de glissement

ω_{sn} : pulsation nominale

g : glissement

..... AVANT PROPOS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du Centre de Recherche en Automatique de Nancy, sous la direction de monsieur le professeur C. IUNG à qui j'exprime ma profonde gratitude pour le suivi constant et les conseils qu'il n'a cessé de me prodiguer jusqu'à achèvement de ce mémoire.

Je remercie vivement monsieur A.CHEKIMA professeur à l' Ecole Nationale Polytechnique d'ALGER qui me fait l'honneur d'assumer la présidence du jury d'examen.

Mes sincères remerciements vont également à:

- Monsieur L. ZEBROWSKI professeur à l' Ecole Polytechnique de WROCLAW dont j'ai pu apprécier la gentillesse.
- Monsieur R. TOUMI professeur à l'Université des Sciences et de Technologie d'ALGER, pour l'intérêt qu'il manifeste en participant à ce jury.
- Monsieur L. ABIDA professeur à l'Université de BATNA, pour l'intérêt qu'il manifeste en participant à ce jury.
- Monsieur L.V. DOANH professeur à l'INES de DJELFA, pour l'intérêt qu'il manifeste en participant à ce jury.
- Monsieur A. BEROUAL professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'ALGER, pour l'intérêt qu'il manifeste en participant à ce jury.
- Monsieur N. LOUAM maître de conférences à l'Ecole Nationale Polytechnique d'ALGER, pour l'intérêt qu'il manifeste en participant à ce jury.
- Monsieur B. DERRAS maître de conférences à l'Ecole Nationale Polytechnique d'ALGER, pour l'intérêt qu'il manifeste en participant à ce jury.

Je remercie également R. HUSSON (directeur du CRAN), J.F. AUBRY (directeur des études à l'ENSEM), C. ZANNE (maître de conférences à l'ENSEM), H. GUESBAOUI (maître de conférences) et A. REZZOUG (professeur à l'ENSEM).

Je ne saurais oublier mes collègues et amis de l'Ecole Nationale Polytechnique, en particulier R. IBTIOUENE, A. MAAZI et S. MEKHTOUB.

Mes remerciements vont également à toute l'équipe technique du CRAN, en particulier J.M. MUNIER, mesdames C. MORVILLE et C. MOLINIE.

INTRODUCTION GENERALE

Les trois machines " de , **induction et synchrone** " ont de tout temps servi les besoins de l'industrie. Traditionnellement, ces machines électriques ont été commandées manuellement et les équipements demandés pour ces opérations sont complexes et coûteux. Le développement des convertisseurs et l'avancé rapide des semi-conducteurs ont permis durant ces trois dernières décennies une intense activité de recherche sur le développement de l'entraînement électrique à vitesse variable des machines électriques.

L'implantation des nouvelles techniques de contrôle (commande à flux orienté, contrôle de structure variable à l'aide des modes glissants) ont augmenté les performances dynamiques de l'entraînement électrique. Ceci a été réalisé grâce à l'emploi des microprocesseurs, microcontrôleurs et microordinateurs qui ont rendu possible l'implantation numérique de ces contrôles techniques complexes.

Le moteur à courant continu est alimenté en tension unidirectionnelle fournie par les convertisseurs statiques d'énergie à base de thyristors ou transistors.

Les moteurs synchrones ou asynchrones sont alimentés par le réseau à 50Hz (ou 60Hz) et tournent à vitesse imposée par la fréquence et la polarité. Aujourd'hui, cette classification n'est plus respectée avec la même rigueur et ces moteurs peuvent être alimentés par des tensions alternatives à fréquence variable provenant des convertisseurs statiques de fréquence (onduleur, cycloconvertisseurs).

Le développement de l'entraînement électrique à vitesse variable est étroitement lié à l'ensemble des disciplines du génie électrique.

- *En automatisme*, développement d'automates à très grande capacité de mémoire et à logiciels évolués;
- *en informatique industrielle*, outils de conduite, de précision des opérations à entreprendre et d'optimisation pour le contrôle des procédés;
- *en électronique de puissance*, utilisation des semi-conducteurs de plus en plus performants en puissance (courant, tension directe et inverse).
- *pour les techniques d'asservissements*, de plus en plus numérisés par l'introduction de microprocesseurs, microcontrôleurs etc....;
- *pour les moteurs électriques*, l'axe de développement a conduit à des études puis à des réalisations performantes de moteurs en termes d'accroissement de la puissance ou du couple grâce à l'emploi des matériaux magnétiques nouveaux.

Le développement, dans les gammes de puissance industrielle, exigent des moyens lourds d'essais et de recherche matérialisés par des plates-formes sur lesquelles on dispose de la puissance électrique, de machine de charge, de moyens de contrôle et d'essais; leur but essentiel, outre l'amélioration de techniques existantes, est de pouvoir essayer, identifier, valider, qualifier les moteurs et leur association avec les convertisseurs statiques.

Tandis que dans les gammes de puissance faible exigeant des moyens plus légers mais très complémentaires, les recherches sont orientées vers:

- les études fondamentales en électrotechnique par des moyens mathématiques de modélisation et de simulation;
- les études des champs magnétiques, thermiques, électriques avec entre autres, leur application en commande assistée par ordinateur aux machines électriques;
- les études des convertisseurs statiques;
- la modélisation des ensembles convertisseurs-moteurs par la résolution simultanée des équations de champ magnétique dans le moteur et des équations électriques des circuits dans les convertisseurs;
- calcul des nouvelles structures électromécaniques de moteurs électriques;
- identification (ou estimation paramétrique) et commande des moteurs électriques.

L'étude des moteurs électriques ne peut donc être dissociée de deux secteurs importants du génie électrique:

- . celui des semi-conducteurs de puissance et des structures des convertisseurs statiques;
- . celui des techniques numériques de contrôle, de commande et de régulation.

Cas du moteur à courant continu.

La commande du moteur à courant continu est simple. Les forces magnétomotrices de l'enroulement inducteur et celles de l'induit sont découplées.

Le couple dépend du courant d'induit et le flux dépend du courant d'excitation. Ce découplage caractéristique fournit une augmentation de la vitesse et de la réponse du couple. La commande du couple est normalement exécutée à courant d'excitation constant.

La simplicité et la flexibilité de la commande des moteurs à courant continu les ont rendus convenables dans les applications de l'entraînement électrique à vitesse variable. Les réponses rapides les ont surtout favorisés dans les hautes performances qu'exigent les servomoteurs. Aujourd'hui la plupart des industriels utilisent les moteurs à courant continu comme servomoteurs. Cependant, bien qu'il soit idéal d'un point de vue commande, le moteur à courant continu est coûteux et cher comparé au moteur à courant alternatif. Si on ajoute aux problèmes de commutation (contact balai-lames de collecteur), la nécessité d'une maintenance régulière, le moteur à courant continu est d'emploi peu sûr dans un environnement explosif. Conséquence depuis près d'un quart de siècle cette attention a conduit les industriels à développer les entraînements électriques à vitesse variable des moteurs à courant alternatif dans plusieurs applications

Cas du moteur synchrone.

Le moteur synchrone est devenu un compétiteur robuste pour le moteur asynchrone dans le domaine de l'entraînement électrique à vitesse variable. Ses principaux avantages, comparé au moteur asynchrone, sont l'élimination des pertes dues à la puissance rotorique de glissement et son aptitude au renvoi du courant réactif. La magnétisation du moteur synchrone est fournie par le circuit rotorique (enroulement d'excitation). Par conséquent, le moteur synchrone peut être construit avec un entrefer plus grand sans qu'il y ait dégradation de ses performances. En

addition au moteur synchrone à pôles saillants ou à pôles lisses sont apparus les moteurs synchrones à aimants permanents qui émergent dans la plupart des applications industrielles qui nécessitent un encombrement réduit et une commande plus simple que dans le cas du moteur synchrone conventionnel. Outre ses avantages, le moteur synchrone à aimants permanents ne nécessite pas d'enroulement inducteur ainsi que l'exigence de son alimentation en courant continu.

Cas du moteur asynchrone.

Les travaux de recherche reposent sur les difficultés posées par les principes de contrôle à flux orienté. Les problèmes sont résolus d'un point de vue théorique grâce aux outils de l'automatique et sur le plan pratique grâce aux outils de la micro-électronique.

Les méthodes les plus utilisées sont:

- le contrôle du flux rotorique par la méthode indirecte,
- le contrôle du flux statorique.

Dans les deux cas, il s'agit de d'estimer les paramètres de la machine, ainsi que la position du flux pour obtenir les meilleures performances dynamiques. La détermination de la constante de temps du rotor est un sujet abondamment commentée. Les travaux portent également sur la suppression du capteur de position et de vitesse. Des observateurs de ces grandeurs sont alors proposées:

pour l'estimation des paramètres: des filtres de Kalman, méthode des moindres carrés récursifs et de très nombreux algorithmes d'observateurs. L'estimation des paramètres tels que les inductances et résistances peut se faire en temps réel en fonctionnement, ou en temps différé après une séquence de test ;

pour le contrôle: modèle de référence, contrôle adaptatif, modes glissants, logique floue.

Cependant, ces algorithmes occupent une grande taille mémoire et les temps de calcul sont assez grands.

Mathématiquement, les moteurs électriques peuvent être représentés par des modèles entrée-sortie sous la forme de fonction de transfert ou sous la forme standard d'équations en variable d'état. Estimer les paramètres du modèle de moteur électrique à partir des mesures soulève une question qu'on ne peut occulter. Si la structure du modèle est correcte, alors peut-on obtenir une estimée unique des paramètres à partir des données corrélées aux bruits ?

La réponse à cette question ne peut provenir seulement des mesures, d'autant que celles-ci sont faites sur les moteurs électriques ayant des circuits rotoriques complexes, des structures inconnues et des paramètres inconnus (donc à identifier).

Lorsqu'une identification d'un système (modèle connu) est conduite, les paramètres estimés ne contiennent pas nécessairement les vrais valeurs physiques. Cependant, ils doivent être les meilleures valeurs possibles pour un modèle donné.

Un autre problème de grande importance est l'estimation structurale d'une machine à courant alternatif. Actuellement, il n'existe pas de méthode universelle permettant la recherche du degré

optimal du modèle de machine synchrone ou encore la recherche du nombre de barres du rotor à cage déterminé à partir de la résistance rotorique dans le cas des machines asynchrones.

L'identification d'un système est l'estimation des paramètres du modèle basée sur l'observation des données entrée-sortie. Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies: choisir le modèle, déterminer ses paramètres et enfin vérifier sa validité.

Le modèle doit être choisi en fonction de l'objectif fixé: La commande, la simulation ou la prédiction de la réponse du système.

L'objet de notre travail concerne les principales méthodes d'identification et leurs applications aux machines électriques.

Dans un premier chapitre, nous développerons un panorama de méthodes d'identification, quelques aspects brefs concernant la procédure expérimentale ainsi qu'un exemple réalisé sur un ensemble pont à thyristors-machine à courant continu. La réalisation de cet ensemble a été développée dans le cadre d'un contrat SOLLAC-CRAN. Cette méthode constitue une préparation à l'identification d'une machine synchrone.

Au deuxième chapitre, nous présenterons la modélisation et un bref aperçu de la technique des échelles de temps multiples développée au laboratoire de commande numérique des machines électriques du CRAN de l'ENSEM, ainsi qu'un exemple explicitant l'approche multi-échelles de temps. Cette technique permet la prise en compte des phénomènes rapides observés et l'influence des amortisseurs dans les modèles de machine synchrone pour les procédés dynamiques de démarrage.

Au troisième chapitre, l'identification d'une machine synchrone a été menée par deux méthodes: la première étant des tests statiques sur la machine alimentée soit par des séquences binaires pseudo-aléatoires soit par l'échelon utilisant les modèles décomposés du deuxième chapitre. La seconde concerne les tests classiques de court-circuit ainsi qu'une comparaison entre ces deux méthodes.

Au quatrième chapitre, nous étudierons les différentes commandes de modulation de largeur d'impulsion ainsi qu'une simulation d'un ensemble onduleur à MLI-machine asynchrone.

Au cinquième chapitre, nous procéderons à l'estimation paramétrique d'une machine asynchrone par la méthode des moindres carrés avec facteur d'oubli.

Nous étudierons aussi l'analyse de la sensibilité des paramètres sur un contrôle vectoriel indirect en tenant compte de la saturation. Nous noterons aussi que les résultats obtenus peuvent être vérifiés si l'on dispose d'un banc d'essais de commande vectorielle indirecte sur machine asynchrone.

CHAPITRE I

DESCRIPTIONS DES DIFFERENTES METHODES D'IDENTIFICATION

Application à un ensemble convertisseur statique - moteur à courant continu

INTRODUCTION

Le plus important aspect, scientifique et technique, réside dans la connaissance des lois fondamentales de la physique qui régissent le comportement du système. En identification ceci est quelque peu différent, dans la mesure où nous voulons, qu'à partir du comportement particulier du système physique connu par ses causes et ses effets, en déduire les équations qui le décrivent.

L'identification paramétrique d'un système est l'estimation du modèle basé sur l'observation des entrées-sorties. Le problème général posé en identification vient du fait qu'on peut observer le comportement externe d'un système tout en ignorant les lois physiques internes qui le régissent. Si on lui attribue un système d'équations différentielles à coefficients constants alors, il faudra résoudre successivement deux questions importantes :

- la première est liée à la détermination des noyaux de convolution d'un système à partir des entrées-sorties (résolue par des méthodes itératives).
- la seconde est la "réalisation", pour la résoudre il faut faire appel aux notions d'observabilité, contrôlabilité et irréductibilité d'un système.

L'application des techniques d'analyses des données de traitement de l'information pose de nombreux problèmes pour l'obtention des modèles de représentation, compte tenu des aspects des lois physiques. Ils existent plusieurs voies pour décrire un système et autant de descriptions pour l'estimer. Nous donnerons un aperçu sur les approches les plus importantes.

Dans tout ce qui suit, nous allons aborder certaines méthodes d'identification et leurs applications aux machines électriques. Notre but n'est pas de dresser une liste exhaustive mais de mettre l'accent sur certaines d'entre elles utilisées dans la littérature de l'identification ainsi que les problèmes rencontrés lors de l'estimation paramétrique des procédés électromécaniques.

I.1.1 - IDENTIFICATION DES SYSTEMES .

Le modèle qui est soumis aux mêmes entrées que le système, doit avoir des paramètres structuraux aussi voisins que possible du système, figure I.1.

La sortie réelle $S_0(t)$ n'est pas accessible à la mesure, mais plutôt $S(t)$. Car celle-ci représente la somme des sorties réelles additionnées au bruit. Ce bruit peut être soit du bruit de mesure, soit une description de l'ensemble des erreurs de modélisation.

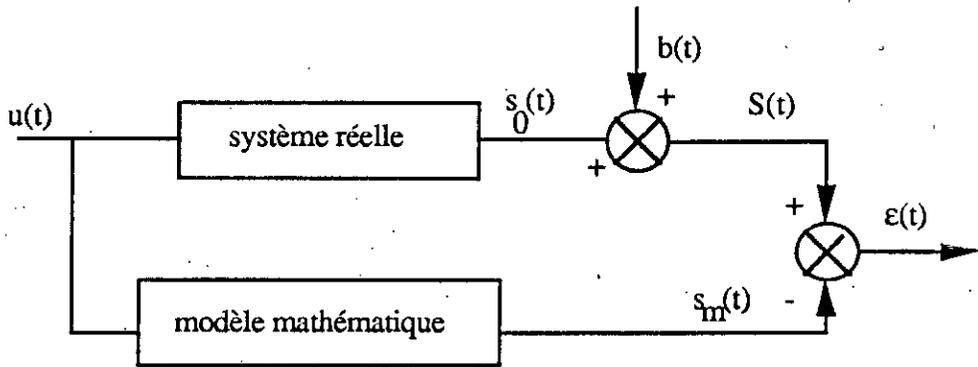


Figure I.1: modèle d'identification des systèmes.

Dès lors où nous devons tenir compte du bruit dans l'identification, apparaît la nécessité de filtrage que nous exposerons plus loin. Ils existent plusieurs liens qui unissent l'identification au filtrage, car $S_m(t)$ peut être considérée comme $S(t)$ filtrée.

I.1.2 - METHODE DU MODELE.

Cette méthode s'applique à différentes représentations des modèles. Elle consiste à optimiser un critère d'une distance ou minimiser une fonction, figure I.2.

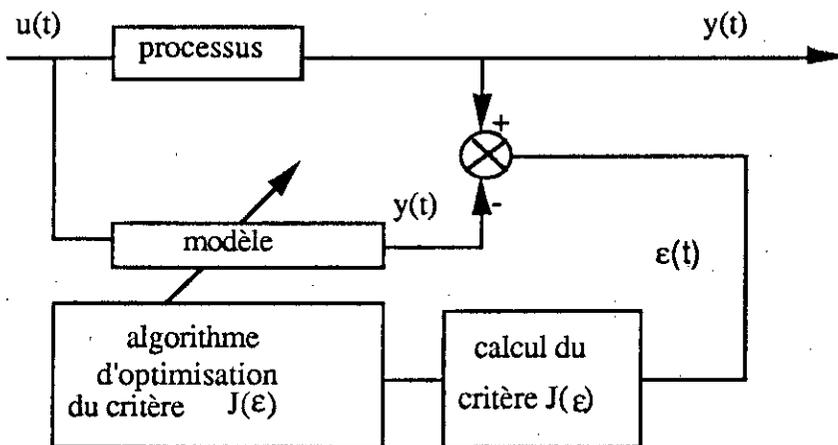


Figure I.2: schéma de principe de la méthode du modèle.

Le problème consiste à trouver un minimum global d'un critère (ou fonction coût), fonction de plusieurs paramètres (espace de dimension n). Si la formulation du critère conduit à une expression linéaire par rapport aux paramètres, alors la formulation analytique est fournie par

l'estimateur des moindres carrés. Par contre, si la formulation du critère conduit à une expression non linéaire par rapport aux paramètres, la solution est approchée par des algorithmes itératifs dit de " programmation non linéaire " tels que les méthodes de (Marquard, Newton, Gauss, etc.....).

I.1.3.a - ESTIMATION PARAMETRIQUE.

Le modèle le plus communément utilisé en estimation paramétrique est basé sur la représentation non linéaire d'espace d'état décrite par:

- système

$$\text{- équation: } \frac{d\chi(t)}{dt} = f [x(t), u(t), a(t), w(t)] \quad (1.a)$$

$$\text{- observation ou sortie } Y(t) = g [x(t), u(t), v(t)] \quad (1.b)$$

- équations du (ou des) modèles.

où : $\chi(t)$ est un vecteur de dimension n des variables d'état caractérisant le comportement dynamique du système.

$u(t)$ est un vecteur de dimension m des entrées ou variables exogènes qui sont normalement mesurées avec exactitude.

$w(t)$ est un vecteur de dimension l de bruit d'entrée non mesurable, qui affecte le système.

$v(t)$ est un vecteur de dimension q des sorties observées du système

Les fonctions de vecteurs f et g sont non linéaires et fonction du temps. Le vecteur de dimension r des paramètres inconnues $a(t)$ est fonction du temps et reflète la non stationnarité mais ses éléments peuvent souvent être considérés comme constants ou variant légèrement.

Le problème de l'estimation posé par l'équation (1.a) est de déduire l'estimée \hat{a} du vecteur de paramètres inconnus à partir de l'observation de la sortie $Y(t)$ et de l'entrée $u(t)$, qui peuvent être mesurées en continu ou en discret.

On peut considérer deux représentations:

la première est le modèle linéaire espace d'état:

$$\frac{d\chi(t)}{dt} = \Phi(t)\chi(t) + \Gamma(t)u(t) + w(t) \quad (2.a)$$

$$Y(t) = \Pi(t)\chi(t) + v(t) \quad (2.b)$$

où $\Phi(t)$ et $\Gamma(t)$ sont des matrices dimensionnées convenablement et les éléments constituent les paramètres inconnus. Les entrées stochastiques $w(t)$ et $v(t)$ sont de valeur moyenne nulle (bruit blanc) et sont des vecteurs indépendants de $u(t)$ de covariance (densité spectrale) respectivement les matrices S et R .

La seconde représentation linéaire est l'observation d'état, description de la matrice polynomiale de la forme générale:

$$A(s).x(t) = B(s).u(t) \tag{3.a}$$

$$Y(t) = x(t) + \xi(t) \tag{3.b}$$

En substituant l'équation (3.a) dans l'équation (3.b), nous obtenons:

$$Y(t) = G(s).u(t) + \xi(t) \tag{4}$$

où $G(s) = A^{-1}(s).B(s)$ fonction de transfert multivariables

Les opérateurs continus $A(s)$ et $B(s)$ sont définis par:

$$A(s) = I.s^n + A_1s^{n-1} + \dots + A_n \quad \text{et} \quad B(s) = B_1s^{n-1} + B_2s^{n-2} + \dots + B_n$$

où les A_i , B_i et $i = 1, \dots, n$ sont des matrices des coefficients réels, dimensionnées de manière appropriée.

I.1.3.b - CHOIX DE LA FONCTION COUT

L'approche évidente de l'estimation des paramètres d'un modèle mathématique d'un système dynamique est de minimiser un scalaire (fonction coût) formulé en termes de la somme des normes dans une fonction d'erreurs $\varepsilon(t)$ qui reflète la différence entre le modèle mathématique et le système réel. L'expression la plus courante de son utilisation est :

$$J = \int_{t_0}^{t_f} ||\varepsilon(t)||^2_w dt \tag{5}$$

où w est une matrice définie positive et $(t_f - t_0)$ est le temps pendant lequel les données sont utilisées.

Dans les méthodes de comparaison avec un modèle, le critère a une importance capitale sur les résultats obtenus.

I.1.4 - DESCRIPTION DES STRUCTURES DE MODELES SISO.

Le système est modélisé par une fonction de transfert de type:

$$G(q) = q^{-nk} \frac{B(q)}{A(q)} ; \quad (6)$$

où A et B sont des polynômes d'opérateurs retard q^{-1} . Nous devons déterminer les coefficients de la fonction de transfert du modèle de représentation paramétrique. Si les signaux sont rapportés à un système linéaire, on écrira que:

$$y(t) = G(q^{-1}) \cdot u(t) + v(t) ; \quad (7)$$

$$\text{et } G(q^{-1}) u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} g(k) \cdot u(t-nk) ; \quad (8)$$

$$\text{avec : } \begin{cases} G(q^{-1}) = \sum_{k=1}^{\infty} g(k) \cdot q^{-k} \\ q^{-1} \cdot u(t) = u(t-1) \end{cases} ; \quad (9)$$

La fonction de transfert $G(q^{-1})$ est évaluée dans le cercle de rayon unitaire donnant la fonction de fréquence : $G(e^{j\omega})$.

$v(t)$ est additionné au bruit non mesurable et peut être considéré comme bruit blanc de la forme : $v(t) = H(q^{-1}) \cdot e(t)$.

Il faut estimer les fonctions G et H qui sont des fonctions rationnelles d'opérateur q^{-1} . La prédiction d'erreur est :

$$e(t) = H^{-1}(q^{-1}) \cdot |y(t) - G(q^{-1}) \cdot u(t-nk)| \quad (10)$$

Ces erreurs sont pour les données y et u, des fonctions de G et H. La méthode paramétrique la plus commune est suffisante pour calculer l'estimateur de G et H par la minimisation de :

$$V_n(G,H) = \sum_{t=1}^N e^2(t) ; \quad (\hat{G}_N, \hat{H}_N) = \operatorname{argmin} \sum_{t=1}^N e^2(t). \quad (11)$$

1.1.5 - STRUCTURE DE MODELE ARX (Auto Regressive eXternal input).

La structure de modèle représentée à la figure I.3 peut être mise sous la forme de deux parties:

-partie AR : $A(q^{-1}) \cdot y(t)$

-partie X : $B(q^{-1}) \cdot u(t)$

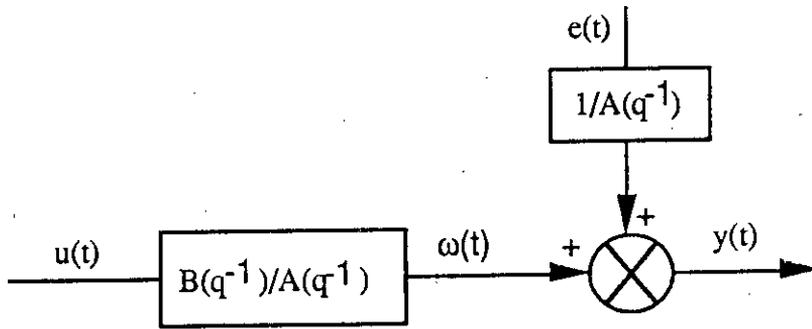


Figure I.3: structure du modèle ARX.

Ce modèle (simple entrée - simple sortie) est appelé structure SISO. Il est basé sur l'équation d'erreur :

$$y(t) = -a_1 y(t-1) - \dots - a_n y(t-n) + b_1 u(t-1) + \dots + b_m u(t-m) + e(t) \quad (12)$$

Le vecteur θ de paramètres est égal à : $\theta = [a_1 \dots a_n \ b_1 \dots b_m]^T$

Il est estimé de façon à ce que $e(t)$ soit un bruit blanc. Les expressions de $A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$, $G(q^{-1};\theta)$ et $H(q^{-1};\theta)$ sont :

$$\begin{cases} A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n} \\ B(q^{-1}) = b_1 q^{-1} + \dots + b_m q^{-m} \end{cases} \quad (13)$$

$$G(q^{-1}, \theta) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \quad ; \quad H(q^{-1}, \theta) = \frac{1}{A(q^{-1})} \quad (14)$$

Le passage de $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ aux polynômes $A(z^{-1})$ et $B(z^{-1})$ est immédiat et $y(t)$ s'écrira :

$$y(t) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(t) + \frac{1}{A(q^{-1})} e(t) \quad (15)$$

si $n = 0$, alors cette structure devient une structure dite réponse impulsionnelle finie "FIR".

La structure ARX présente les avantages suivants :

- Elle permet d'opérer dans un contexte déterministe (on ne modélise pas le bruit).
- Le prédicteur est linéaire (possibilité d'exploitation en temps réel).

I.1.6 - STRUCTURE DE MODELE VARIABLE INSTRUMENTALE (IV).

C'est une méthode appliquée au modèle récursif par formation des versions filtrées d'entrée, pour estimer les paramètres θ de l'équation :

$$s = x\theta + b. \quad (16)$$

En appliquant la méthode des moindres carrés, la solution obtenue est :

$$[x^T \cdot s] = [x^T \cdot x] \cdot \theta, \text{ équation sans bruit.}$$

On peut corriger le bruit dans l'équation (16) et résoudre par la dynamique. Ce qui donne la variable instrumentale et $x(t)$, l'instrument. Il y a erreur de biais (idem pour le modèle récursif) qui peut être éliminé si l'on dispose d'une matrice Z corrélée avec x . L'estimateur des paramètres est alors donné par :

$$\theta = [Z^T \cdot x]^{-1} \cdot [Z^T \cdot S] \quad (17)$$

L'entrée est variable instrumentale. Il existe plusieurs modèles de variables instrumentales qui sont régis par des critères d'identifications différents [A1- A3]. Pour éliminer le biais dû au bruit, les moindres carrés généralisés effectuent une modélisation du bruit.

I.1.7 - Choix des signaux d'entrée.

C'est à l'expérimentateur de décider de solliciter le système réel avec le type de signal, compte tenu des moyens mis à sa disposition. Si le signal d'entrée est étendu (riche en informations), meilleur sera le modèle obtenu en identification. Habituellement les milieux industriels utilisent la rampe ou l'échelon comme signal d'entrée. Le développement actuel de la commande numérique incite à l'utilisation des séquences binaires pseudo-aléatoires faciles à mettre en oeuvre sur calculateur.

a - Fonction échelon, fonction impulsionnelle.

L'application d'une entrée échelon à un processus doit être accompli par un switching-on (ou switching-off) d'une tension (ou courant d'entrée). L'identification par l'échelon ou la rampe

peut être réalisée en hors ligne ou en ligne. Par contre l'identification des processus linéaires à partir de la fonction impulsionnelle est utilisée en hors ligne.

b - Séquences binaires pseudo-aléatoires (SBPA).

Une séquence binaire pseudo-aléatoire est une succession d'impulsions rectangulaires modulées en largeur. Un exemple de registre à décalage permettant d'obtenir des SBPA de longueur fixe, est représenté à la figure I.4.

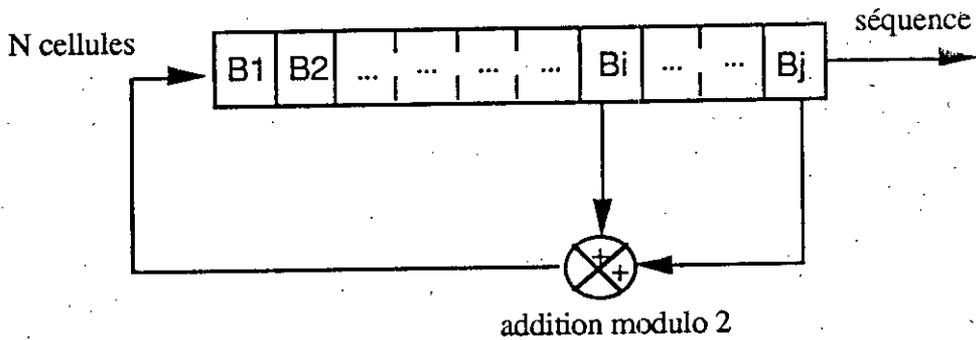


Figure I.4: registre à décalage permettant d'obtenir des SBPA.

L'addition des bits B_i et B_j se fait suivant la table :

+	0	1
0	0	1
1	1	0

La somme remplace les $(j-1)$ premiers bits après les avoir décalés d'un cran vers la droite. La longueur de la séquence (succession de valeurs prises par le dernier bit (B_j)) est fonction des bits que l'on additionne. Il existe une combinaison qui permet d'obtenir la longueur de la séquence maximale $L = 2^N - 1$.

On peut facilement engendrer les séquences binaires de longueur maximale par programme en utilisant les niveaux $(1, 0)$ ou $(+1, -1)$.

En faisant correspondre à la séquence numérique des niveaux $+a$ et $-a$, sa valeur moyenne calculée sur une période est : $E(x) = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L x(i) = \frac{a}{L}$; dans le cas où L est très grand la valeur de $E(x)$ devient nul et on considère donc que la séquence est centrée.

Dans la pratique , on remplace un bruit blanc par une SBPA , et il est évident que plus la séquence est longue , plus le spectre est riche en fréquence , meilleure est l'autocorrélation du signal .

Il faut choisir la séquence de façon convenable, c'est-à-dire :

- 1 - Régler le niveau tel que l'incidence sur le signal soit faible mais supérieur au bruit .
- 2 - Choisir la fréquence d'horloge de la SBPA généralement 5 à 6 fois la fréquence de coupure du système.

La représentation temporelle ne fait pas apparaître de périodicité du signal, figure I.5.

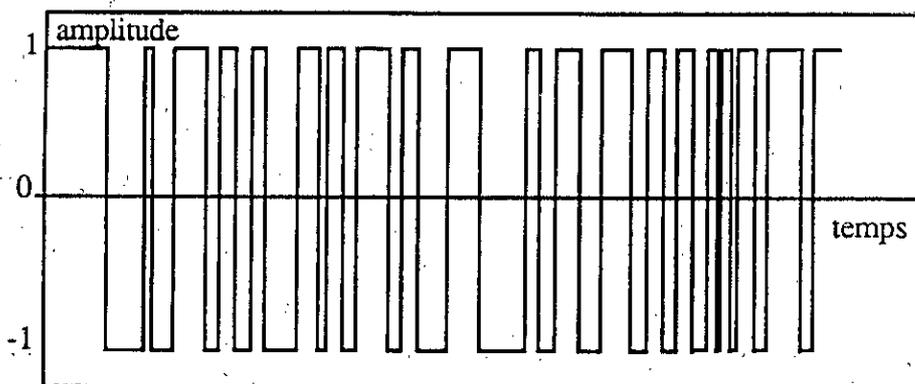


Figure I.5: représentation temporelle du signal.

En identification , lors des campagnes de mesures , l'expérimentateur doit choisir de façon judicieuse:

- La durée en fonction des constantes de temps estimées du système .
- Les signaux d'excitation pour que les informations contenues dans le jeu de mesures soit relevés .

Les signaux de SBPA envoyés sur l'entrée d'un procédé possèdent la propriété d'excitation persistante. Ceci assure que les paramètres estimés du modèle du procédé convergent vers leurs valeurs nominales.

Dans la littérature technique [A.4 - A.5], les auteurs affirment que les SBPA ne peuvent être appliquées à des système industriels . Nous montrerons qu'il est possible de les appliquer à des systèmes électromécaniques industriels.

I.1.8 - CHOIX DE LA FREQUENCE D'ECHANTILLONNAGE

L'opération consiste à transformer un signal analogique $f(t)$ en une suite numérique ou suite de nombres $\{ f_n \}$ contenant l'information utile sur $f(t)$. Les quantités d'informations à stocker sur

la carte d'acquisition doivent déferler à des instants de temps égaux, qui constituent l'échantillonnage des signaux.

Deux problèmes se posent alors pour le choix de la période.

a - problème technique.

Si la période d'échantillonnage est trop importante, il y a perte d'informations et le signal recueilli se trouve déformé.

Parrallèlement si la période est trop faible, il y a redondance d'information, ce qui conduit au traitement d'une quantité importante d'informations et l'espace mémoire de stockage devient alors saturé pour la reconstitution du signal. Il est donc nécessaire d'échantillonner, d'après le théorème de Shannon, à une fréquence supérieur ou égale de deux fois la plus haute fréquence contenue dans le signal.

b - problème théorique.

Lors de l'identification d'un système continu temporel inhérent à un système discret équivalent, la question du choix de la période d'échantillonnage n'est pas triviale. Aussi l'obtention d'un modèle continu à partir de celui discret identifié n'est pas sans difficulté. De plus la présence possible et souvent inconnue d'un retard peut conduire à une réalisation non minimale, c'est-à-dire que la fonction de transfert continu obtenue peut être réductible. Conséquence les fonctions de transfert calculées sont sensibles aux erreurs des coefficients des polynômes du numérateur et dénominateur.

Un grand nombre de techniques ont été développées pour estimer le modèle continu à partir de celui discret; choisir donc une transformation convenable qui permet le passage du modèle discret en modèle continu correspondant est plus que nécessaire. Par exemple, la transformation bilinéaire de Tustin entre un domaine continu et un domaine discret peut être appliquée en posant:

$$s = \frac{2(z-1)}{T(z+1)} \quad \text{où } T \text{ est la période d'échantillonnage}$$

Il faudra donc choisir le temps d'échantillonnage en respectant le théorème de Shannon, pour réussir la transformation bilinéaire.

I.1.9 - MOYENS DE MESURES.

Le choix approprié de la structure du modèle est aussi important que le modèle physique dans l'application de l'identification. Donc, le procédé d'identification est caractérisé par la recherche d'une structure de modèle raisonnable et d'un modèle de représentation paramétrique pour une structure donnée. Ce modèle doit être le meilleur possible auquel cas il faut tester si le modèle approprié est connu comme modèle de validation. On peut décrire plusieurs méthodes réparties comme suit:

- comparaison des modèles linéaires sous certaines conditions avec d'autres modèles de structures incluant l'estimation par analyse spectrale.
- comparaison des signaux de sorties simulés avec ceux mesurés.
- tests résiduels.
- coefficients d'AKAIKE (Final Prédiction Error)
- comparaison des critères obtenues pour différentes structures de modèles

b/ Choix de l'ordre du modèle.

Les causes de déficience d'un modèle peuvent être liées à plusieurs symptômes.

- Mauvais choix d'un critère.
- Mauvais choix de la représentation.
- Absence de richesse sur l'information.

Les méthodes statistiques d'estimation des paramètres ne permettent d'évaluer la qualité du modèle qu'à posteriori. Cela suppose qu'une structure est choisie et que l'ordre des fonctions de transfert traduisent le modèle. Nous affirmons, **qu'il n'existe pas de méthode universelle**, si ce n'est l'indication que peut donner un modèle de connaissance. Certains critères statistiques, les méthodes de corrélation ou les coefficients tels que FPE's AKAIKE (final prédiction error ou coefficients d'AKAIKE) [A.6],[A.7] , permettent de juger de la qualité de l'estimation et comparer les différents modèles obtenus.

$$\text{fpe' akaïke} = \frac{1 + \frac{m}{N}}{1 - \frac{m}{N}} \cdot J ; \quad (18)$$

où m: nombre total de paramètres estimés.

N : longueur des enregistrements.

En pratique, nous devons choisir l'ordre du modèle qui rend l'erreur final de prédiction minimale. Le facteur de corrélation nécessite le calcul des réponses réelles et simulées du modèle à identifier .

Il est défini par :

$$\rho = 1 - \frac{\sum_{k=1}^n |y^2(k) - \hat{y}^2(k)|^{0.5}}{\sum_{k=1}^n |y(k)|} \quad (19)$$

Il traduit l'écart entre la sortie simulée et la sortie réelle . Plus ce facteur est proche de 1, meilleure est l'identification.

I.1.13 - FILTRAGE DES DONNEES .

Le filtre sert à transmettre sans déformation toutes les composantes utiles du signal, c'est-à-dire celles qui appartiennent à la bande passante du signal et à éliminer toutes les autres. C'est précisément le rôle du filtre analogique. Le filtre numérique possède de nombreux avantages tels que la précision , la souplesse de mise en forme et l'absence de problème lié à la réalisation technologique (cas d'impédance mutuelle).

La spécification importante concerne le filtrage des signaux entrées-sorties, très abondamment commentée par [A.8 - A.10]. En l'absence du filtrage, l'algorithme des moindres carrés simples tend à optimiser l'approximation du modèle du procédé dans les hautes fréquences. Un filtre passe-bande est donc utilisé afin de fournir à l'estimation les informations concernant uniquement la bande de fréquence intéressante. Par ailleurs, il permet d'éliminer les composantes statiques ou les dérivées lentes dans les signaux ainsi que les bruits hautes fréquences et les dynamiques négligés.

- Exemple de filtre utilisé pour les signaux: Filtre de Tchebyscheff du 2^{eme} ordre.

Le principe du filtre de Tchebyscheff repose sur la propriété des fonctions cosinus selon l'atténuation acceptée. Il possède la coupure la plus raide de tous les filtres polynomiaux de même ordre mais a l'inconvénient d'avoir des régimes transitoires très agités.

La fonction de transfert du filtre de 2^{eme} ordre est :

$$G(p) = \frac{K}{1 + 2\xi \frac{p}{\omega_n} + \frac{p^2}{\omega_n^2}} ; \quad (20)$$

où K désigne le gain statique.

ω_n : pulsation propre non amortie .

ξ : facteur d'amortissement .

et prend forme à partir de l'équation différentielle suivante :

$$\ddot{S}(t) + 2\xi\omega_n \dot{S}(t) + \omega_n^2 S(t) = K \omega_n^2 e(t) \quad (21)$$

en terme de variable d'état, cette équation s'écrit :

$$x(t) = \begin{cases} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\xi\omega_n \end{bmatrix} \cdot x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ k\omega_n^2 \end{bmatrix} e(t) \\ S(t) = [1 \quad 0] \cdot x(t) \end{cases} \quad (22)$$

où $\omega_p = \omega_n \sqrt{1-\xi^2}$: pulsation propre du filtre, caractérise la pulsation des oscillations transitoires du filtre.

$\omega_r = \omega_n \sqrt{1-2\xi^2}$: pulsation de résonance.

si $\xi < 0.707$ cela se traduit par des oscillations transitoires nettes de pulsation ω_p , et par l'existence d'une résonance sur la réponse en fréquence.

$0.707 < \xi < 1$: oscillations transitoires peu nettes mais dépassement de la valeur finale de la réponse unitaire. Absence de résonance sur la réponse en fréquence.

P_1, P_2 : pôles d'expressions $P_i = -\xi \cdot \omega_n \pm j\omega_p$

Le filtre est d'autant plus amortie que le facteur d'amortissement est grand. Les angles de coupure du filtre passe-bande sont représentés par :

- θ^- coupure basse.
- θ^+ coupure haute.

et l'angle de coupure central est θ_0 .

Le filtre de second ordre aux propriétés intéressantes s'obtient pour $\xi = 0.707$. En effet, il n'y a pas d'oscillations transitoires ni de résonance, mais un léger dépassement temporel et la bande passante est égale à la valeur ω_n choisie pour 3 db. Nous donnerons les résultats des filtres utilisés plus loin.

1.1.14 - IDENTIFICATION EN LIGNE ET/OU EN TEMPS REEL.

Dans plusieurs applications, il est grandement souhaité d'obtenir des résultats de l'identification de manière récursive en même temps que le processus développe les données. Par exemple, il

peut être d'un intérêt de procéder avec l'expérimentation jusqu'à ce que la précision du paramètre est atteinte. Le problème est alors le suivant:

supposons qu'une estimée β_N obtenue est basée par paire d'échantillons de données entrée-sortie. Il est nécessaire de répéter la procédure d'identification complète depuis le début utilisant les fichiers de données entrée-sortie dans l'ordre pour obtenir β_{N+1} ou est-il possible d'arranger les calculs de manière récursive?

Un procédé d'identification récursif et qui n'utilise pas le fichier complet de donnée pour les faire rentrer à chaque pas est appelé méthode d'identification en ligne (en anglais: "on-line").

Si les paramètres du processus varient réellement en fonction du temps, l'acquisition se fait en temps réel. Ceci est appelé identification en temps réel. Deux procédures peuvent être utilisées dans ce cas:

- l'une, solution accumulative en boucle ouverte concernant l'estimé des paramètres,
- l'autre récursive, en boucle fermée concernant l'estimée des paramètres.

Il existe plusieurs voies d'obtention d'algorithmes pour l'identification en temps réel. Pratiquement, toutes les méthodes conduisent à des algorithmes de la forme:

$$\beta_{N+1} = \beta_N + \Gamma(N).e(N) \tag{23}$$

où $e(N)$ est l'erreur et $\Gamma(N)$ est le facteur qui peut être de complexité variante.

a - Technique basée sur le modèle de référence.

Le problème d'identification " on-line " est quelquefois formulé comme un problème qui peut être représenté à la figure I.6. Nous noterons que cette approche récursive est en boucle fermée.

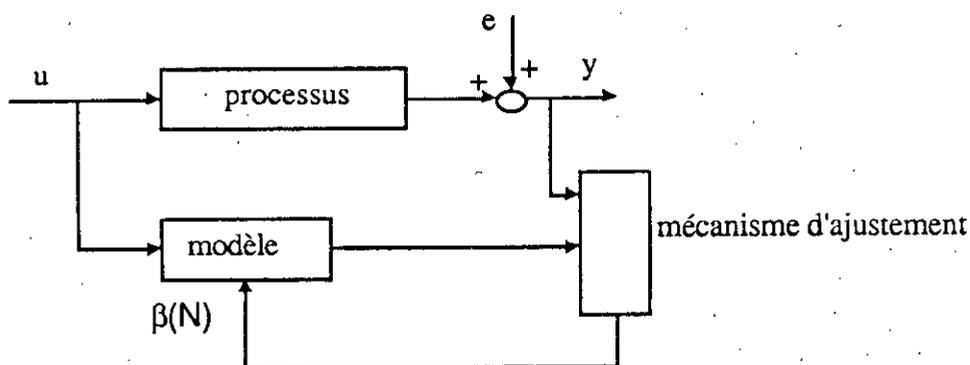


Figure I.6: principe du modèle d'ajustement des paramètres

L'entrée est simultanément reliée au processus et au modèle avec les paramètres ajustables. L'ajustement des paramètres se fait par un mécanisme d'ajustement qui reçoit comme entrées les

sorties du processus y et les sorties du modèle y_M dont le rôle essentiel est que les paramètres doivent varier dans le même sens que celui du processus. Cette formulation du problème d'identification on-line a été citée par plusieurs auteurs [A11-A13]. Il existe plusieurs voies pour obtenir des mécanismes d'ajustement dont nous citerons la plus répandue qui consiste à :

introduire un critère en termes de fonction d'erreurs et de changer les paramètres telle que la fonction diminue. Par exemple si la fonction d'erreur est définie par $e(N) = y(N) - y_M(N)$ et une structure de moindres carrés est utilisée, alors, il a été montré que le choix optimal du gain $\Gamma(n)$

du mécanisme d'ajustement est proportionnel à : $\{u(N) / \sum_{k=1}^N u^2(k)\}$.

b - Moindres carrés appliqués à l'identification en ligne.

La conversion de chaque méthode d'identification à une technique en ligne consiste à montrer que l'estimée satisfasse à une équation récursive. Ceci est aisément prouvé pour les méthodes des moindres carrés. Considérons le modèle des moindres carrés défini par :

$$y(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_N y(k-N) = b_1 u(k-1) + \dots + b_N u(k-N) \quad (24)$$

les coefficients des polynômes sont définis par :

$$\text{et } \Phi(N+1) = [-y(N), -y(N-1), \dots, -y(N-n+1), u(N), u(N-1), \dots, u(N-n+1)]$$

L'estimée des méthodes des moindres carrés peut être obtenue par une manipulation algébrique simple telle qu'elle satisfasse l'équation récursive :

$$\beta(N+1) = \beta(N) + \Gamma(N) \cdot [y(N+1) - \Phi(N+1) \cdot \beta(N)] \quad (25)$$

où $\beta(N)$ représente l'estimée des moindres carrés basé sur N paires de données entrée-sortie.

c - Moindres carrés appliqués à l'identification en temps réel.

La version récursive des moindres carrés est ramenée à la théorie du filtrage de Kalman [A14]. Nous considérons un système d'équations :

$$\begin{cases} x(k+1) = \Phi \cdot x(k) + e(k) \\ y(k) = C \cdot x(k) + v(k) \end{cases} \quad (26)$$

où $\{e(k), k=1,2,\dots,n\}$ et $\{v(k), k=1,2,\dots,n\}$ sont des séquences aléatoires indépendantes de valeur moyenne nulle et de matrices de covariances respectivement R_1 et R_2 .

Le théorème proposé est alors le suivant:

On considère une condition initiale comme variable aléatoire définie par (m, R_0) . La meilleure estimée de $x(k)$ dans le sens des moindres carrés obtenu par l'observation des sorties $y(1), \dots, y(k)$ est donné par les équations récursives:

$$\hat{x}(k) = \Phi \cdot \hat{x}(k-1) + \Gamma(k)[y(k) - C \cdot \Phi \cdot \hat{x}(k-1)] \quad (27)$$

avec: $\hat{x}(0) = m$

$$\begin{cases} \Gamma(k) = S(k) \cdot C' [C \cdot S(k) \cdot C' + R_2]^{-1} \\ S(k) = \Phi(k) \cdot P(k-1) \cdot \Phi' + R_1 \end{cases} \quad (28)$$

et:
$$\begin{cases} P(k) = S(k) - \Gamma(k) \cdot C \cdot S(k) \\ S(0) = R_0 \end{cases} \quad (29)$$

La matrice $S(k)$ a une interprétation physique comme étant la matrice de covariance de l'estimée de $x(k)$ et la matrice $P(k)$ comme la covariance de l'estimée postérieure de $x(k)$ donnée par $y(1), \dots, y(k)$.

En considérant l'identification par moindres carrés du système (24) et en remplaçant $\{x_1(k)\}$ par $a_1, \dots, \{x_n(k)\}$ par $a_n, \{x_{n+1}(k)\}$ par $b_1, \dots, \{x_{2n}(k)\}$ par b_n , cette équation peut s'écrire alors:

$$y(k) = C(k) \cdot x(k) + e(k) \quad \text{où } C(k) = [-y(k+1), \dots, -y(k-1), u(k-1), \dots, u(k-n)]$$

Le problème de l'identification par la méthode des moindres carrés peut être formulé alors comme un problème de filtrage de Kalman avec $\Phi =$ matrice identité, $R_1 = 0$ et $R_2 = \lambda^2$.

Les équations récursives de l'estimée des moindres carrés peuvent être alors obtenues directement par le théorème de Kalman.

I.2- ESTIMATION PARAMETRIQUE D'UN SYSTEME CONVERTISSEUR STATIQUE - MOTEUR A COURANT CONTINU.

INTRODUCTION

Pour illustrer l'application des procédés d'identification décrits dans ce chapitre, nous proposons un exemple. L'identification d'un ensemble convertisseur statique-moteur à courant continu n'ayant pas de système mécanique à entraîner, est menée sur la base des données entrées-sorties.

La modélisation de cet ensemble est très simple, ce qui permet de déduire à partir des équations électriques et mécanique, sa fonction de transfert.

La fonction de transfert tension d'entrée du convertisseur / vitesse du moteur à courant continu est de type modèle de premier ordre, si bien que l'on assimile souvent le moteur commandé en courant à un intégrateur pur.

I.2.1 - MONTAGE EXPERIMENTAL.

Le système à régler est composé du moteur à courant continu et du convertisseur statique, représenté à la figure I.7. Il est commandé par le dispositif de commande de gâchettes qui nécessite la tension de commande U_c fournie par le convertisseur digital / analogique [A15 - A16]. Notre but est d'identifier la réponse en vitesse en fonction de l'angle d'amorçage des thyristors. La vitesse est mesurée par l'organe de mesure de vitesse digital qui fournit l'information sur la vitesse directement sous forme digitale.

Le comportement dynamique du système à identifier (c'est-à-dire la relation entre l'angle d'allumage Ψ_c et la vitesse Ω) est décrite par la fonction de transfert $G(s)$. Cette dernière contient également la petite constante de temps introduite par le dispositif commande de gâchettes (que nous considérons négligeable). L'organe de mesure de vitesse digital est modélisé par un intégrateur qui intègre la vitesse, un échantillonneur et au niveau des signaux discrets, un bloc de retard z^{-1} . On obtient ainsi le signal discret Ω^* . Il correspond à la valeur moyenne de la vitesse sur une période d'échantillonnage. Les différentes tâches de commande sont programmées dans le microprocesseur M6801 qui réalise la fonction d'allumage et la synchronisation. Les conditions de temps imposées par le système à régler sont assez rigides de sorte que l'on doit prévoir une période d'échantillonnage de quelques ms.

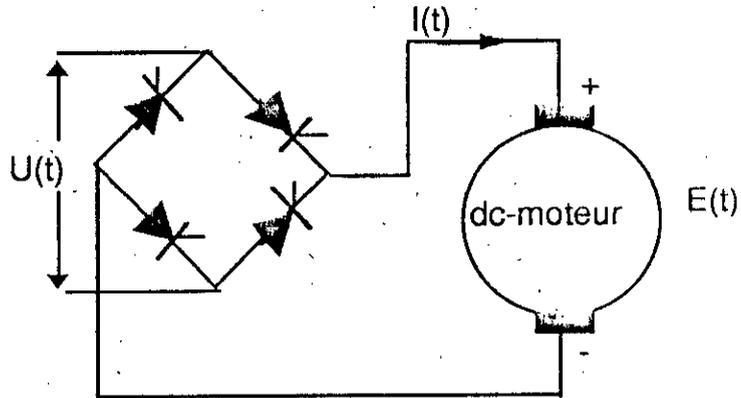


Figure I.7. Moteur à courant continu alimenté par pont à thyristors.

Paramètres du moteur à courant continu:

Puissance nominale: $P_n = 0,93 \text{ kW}$

Induit { Tension nominale: $U_n = 170 \text{ V}$
Courant nominal: $I_n = 7 \text{ A}$

Inducteur { Tension nominale: $V_{fn} = 190 \text{ V}$
Courant nominal: $I_{fn} = 0,93 \text{ A}$

Vitesse nominale: $N_n = 3000 \text{ r/mn}$

I.2.2 - VARIATIONS DES COURANTS ET TENSIONS.

Le circuit digital d'allumage est utilisé pour produire des impulsions d'allumage qui sont retardés en tenant compte du zéro à travers la tension du circuit de puissance $U(t)$ par un temps appelé angle d'allumage ψ_c , figure I.8. Par la variation de cet angle on peut contrôler simultanément le courant et la vitesse du moteur.

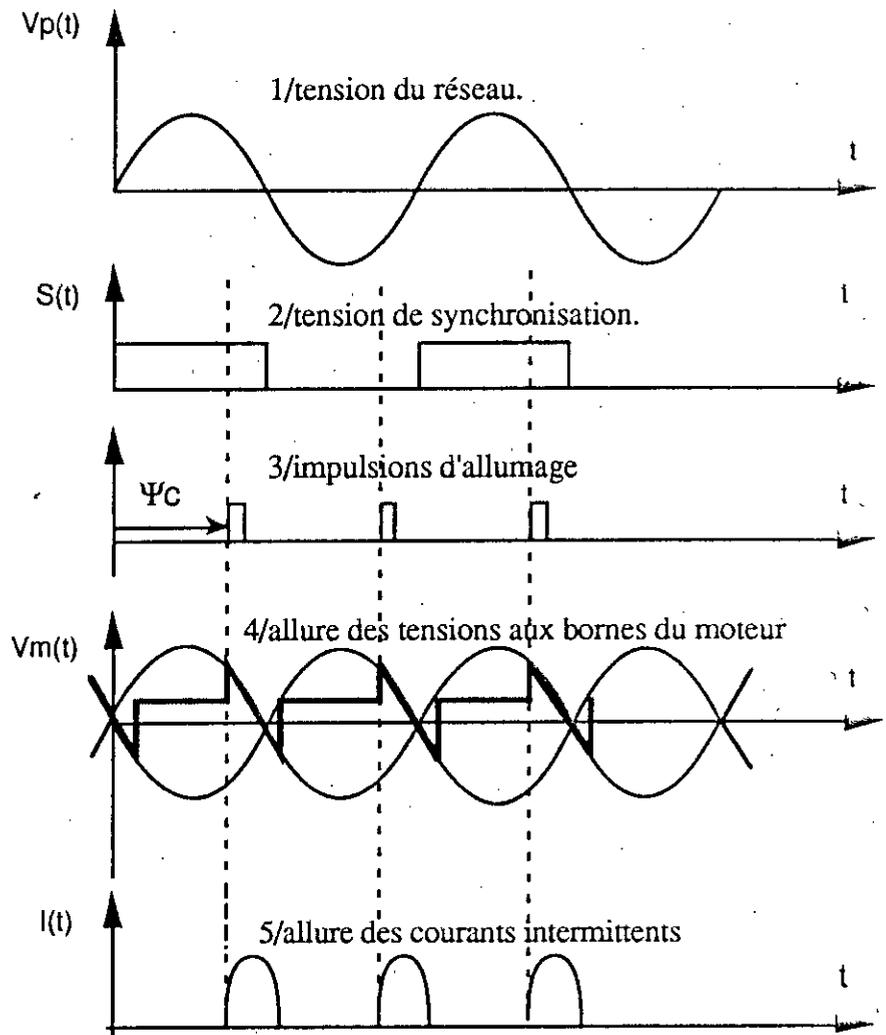


Figure I.8. définitions des différentes variables.

I.2.3 - EQUATIONS DU SYSTEME.

Soit une charge mécanique conduisant à l'équation d'équilibre.

$$\Gamma(s) - \Gamma_r(s) - f.\Omega(s) = J.s.\Omega(s) \quad (30)$$

L'expression peut se mettre sous la forme:

$$\{J.s + f\} \Omega(s) = \Gamma(s) - \Gamma_r(s) \quad (31)$$

avec: $\Gamma(s) = K.I(s)$ et $E_c(s) = K.\Omega(s)$

Les équations électriques à flux constant sont :

$$U(s) = R.I(s) + s.L.I(s) + E_c(s) \quad (32)$$

$$\text{et } I(s) = \frac{U(s) - K.\Omega(s)}{R + s.L} \quad (33)$$

Si on pose $\Gamma r = 0$ (pas de couple résistant), la fonction de transfert du système devient :

$$\frac{\Omega(s)}{U(s)} = \frac{K}{K^2 + (J.s+f)(R+s.L)} \quad (34)$$

Ce qui conduit au schéma bloc représenté à la figure I.9.

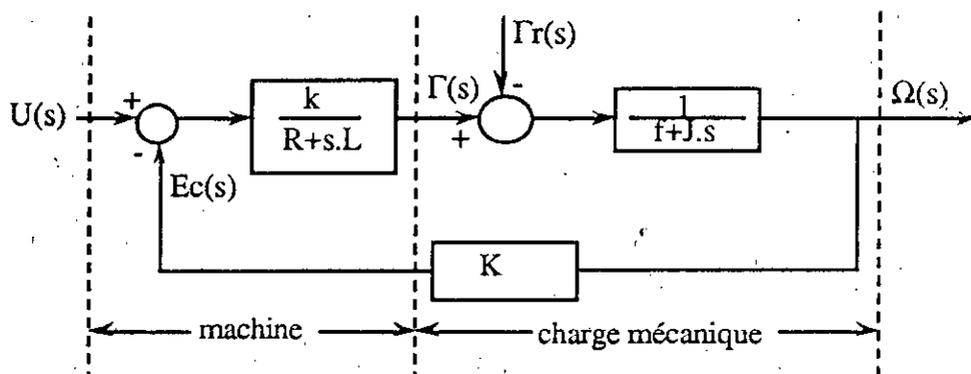


Figure I.9: schéma bloc du système (moteur + charge mécanique).

On obtient deux constantes de temps, l'une dominante d'expression $\tau_1 = \frac{L.f + R.J}{K^2 + R.J}$ et l'autre non dominante d'expression $\tau_2 = \frac{L.J}{L.f + R.J}$. Le système est assimilable à un système de premier ordre de constante de temps égale à celle dominante. Sa fonction de transfert est

du type: $G(s) = \frac{K_0}{1 + \tau_1.s}$. Le schéma bloc du système et la fonction de transfert de la

machine à courant continu dépendent de la façon dont elle est alimentée, donc de l'interface de puissance utilisée. l'alimentation en tension amoindrit l'influence de la constante de temps mécanique sur le comportement dynamique du système.

I.2.4 - ESTIMATION PARAMETRIQUE.

On s'intéressera à l'identification du comportement dynamique du système i.e. la relation entre l'angle d'amorçage des thyristors et la vitesse de rotation du moteur [A17]. Celle-ci est décrite par la fonction de transfert $G(s)$ à estimer. Pour cela, deux tests expérimentaux ont été réalisés :

- Le premier est caractérisé par l'envoi des séquences binaires pseudo-aléatoires sur l'angle d'amorçage des thyristors, figure I.10.a.

- Le second, par une excitation en échelon, figure I.11.a.

On relevera les réponses de vitesses, figures I.10.b et I.11.b, qui serviront à l'estimation par l'observation des données entrées-sorties.

La structure du modèle adoptée lors de l'identification est du type ARX.

Les résultats de l'estimation des paramètres ont donné :

Pour une fréquence d'échantillonnage de 10 ms, les fonctions de transfert discrètes obtenues sont:

- Pour une excitation par SBPA

$$G(z^{-1}) = 631,6 \frac{1}{1-0,98.z^{-1}}$$

- Pour une excitation par échelon

$$G(z^{-1}) = 1075 \frac{1}{1-0,975.z^{-1}}$$

Les fonctions de transfert continues obtenues à partir de celles discrètes :

- Pour une excitation par SBPA

$$G_1(s) = \frac{303,167}{1+0,48.s}$$

- Pour une excitation par échelon

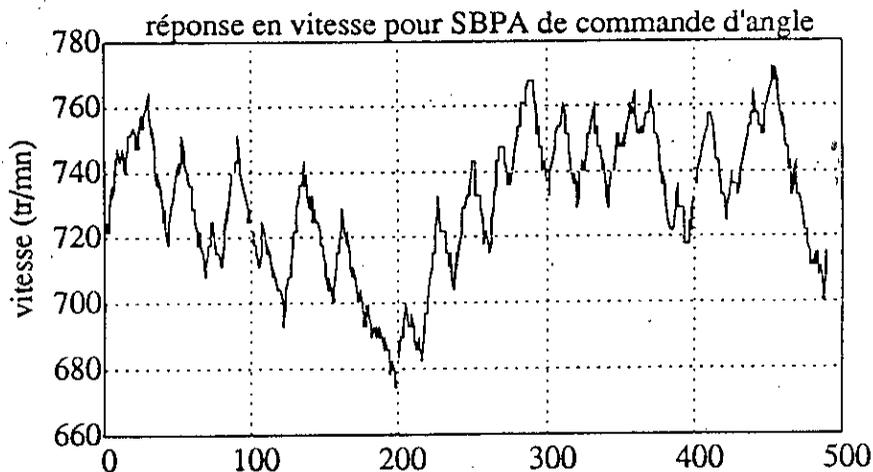
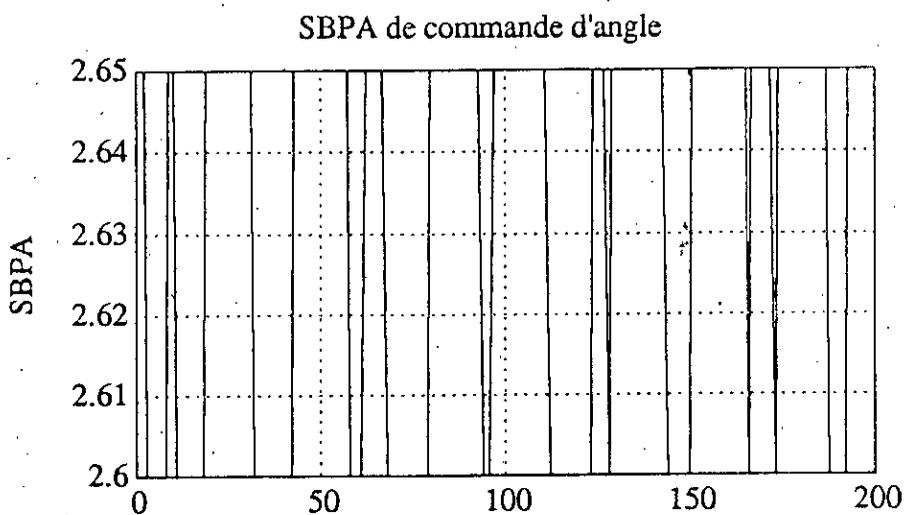
$$G_2(s) = \frac{485}{1+0,451.s}$$

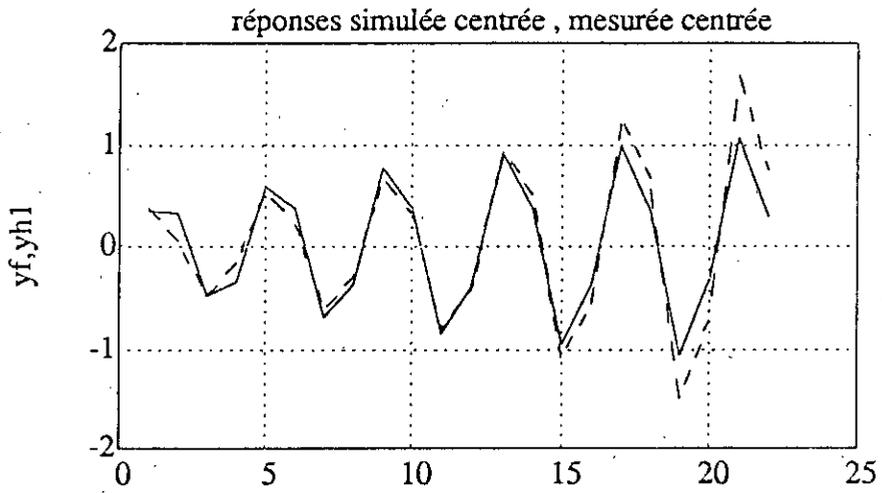
Les paramètres estimés sont alors

$K_1 = 303,167$, $\tau_1 = 0,48$ s ; $K'_1 = 485$ et $\tau'_1 = 0,451$ s

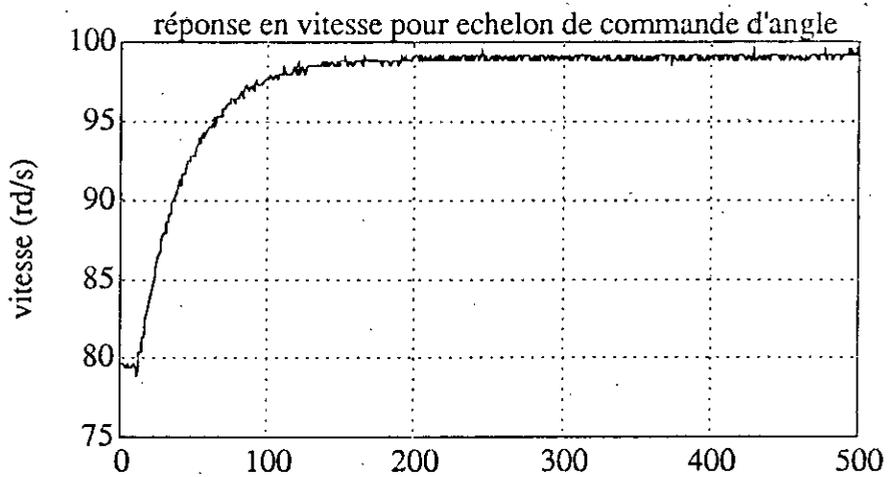
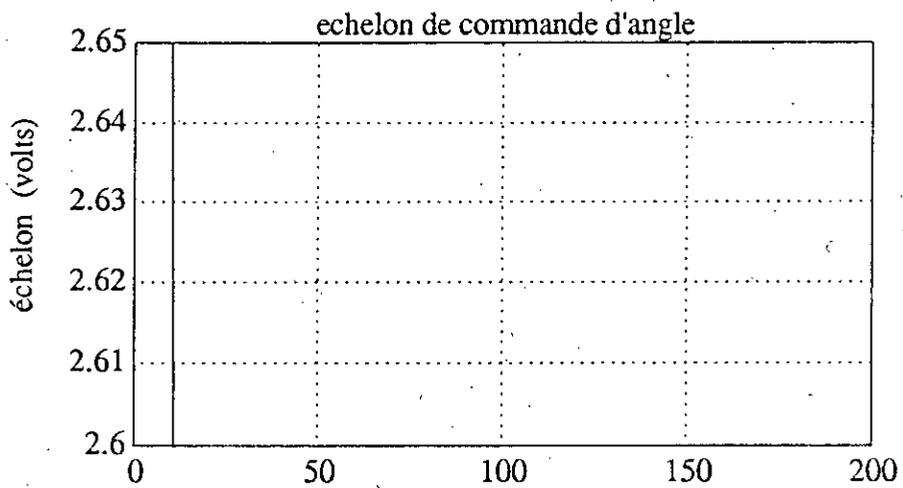
La validation de l'estimation des paramètres est faite sur la base de la comparaison des signaux de sortie mesurés avec ceux estimés, figure I.10.c et I.11.c.

Nous retiendrons que l'échelon n'est pas aussi riche en informations que les séquences binaires pseudo-aléatoires car celles-ci possèdent une excitation persistante, d'où les écarts sur les paramètres identifiés.





figures I.10 a _ excitation par séquences binaires pseudo-aléatoires.
b _ courbe de réponse en vitesse.
c _ comparaison des signaux de sortie.



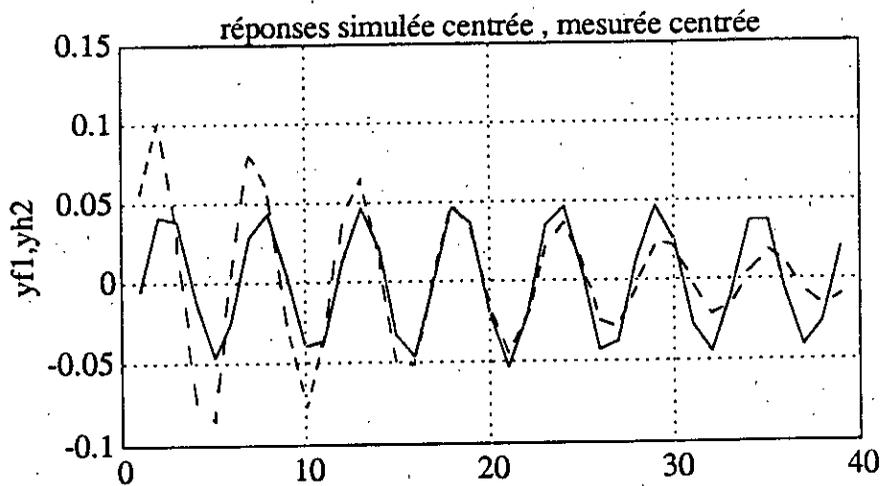


Figure I.11. a _ excitation par échelon .
b _ courbes de réponse en vitesse.
c _ comparaison des signaux de sortie.

CONCLUSION

L'aperçu sur les méthodes utilisées dans l'identification paramétrique d'un modèle du procédé est abordable d'un point de vue compréhension, cependant la mise en oeuvre sur calculateur des méthodes d'identification paramétrique reste difficile car elle nécessite une connaissance à priori du procédé.

Les méthodes diffèrent entre elles par le modèle sur lequel nous devons les appliquer, le type de mesures effectuées sur le procédé et par suite le critère d'évaluation de la ressemblance entre le comportement du système et celui du modèle. Le système s'adresse à des modèles dynamiques linéaires monovariante ou multivariante, soit de type continu dans le domaine fréquentiel, soit de type discret dans le domaine temporel. En tant qu'utilisateur, nous disposons d'un ensemble de mesures du système que nous étudions, d'envisager la structure générale qui les relie, et ensuite trouver les valeurs des paramètres de ce modèle pour les valider ou les modifier.

L'organisation de l'identification doit reposer sur une structure rigide (jeu de mesures, modèle de connaissance, filtrage de signaux, structure de modèle d'identification). L'ensemble de ces résultats (qui ne se limitent pas à une estimée unique des paramètres à partir de plusieurs mesures) permet de juger de la qualité des résultats obtenus. Notre expérience nous a amené à tirer une conclusion, sous aucune réserve, que l'identification d'un procédé électromécanique dépend essentiellement du modèle physique que nous lui attribuons malgré la qualité de l'adéquation de l'ensemble méthodes-signaux-structures de modèles.

Lors de l'estimation paramétrique de l'ensemble pont à thyristors-moteur à courant continu, nous avons voulu montrer que l'idée principale d'une telle mise en oeuvre est qu'à partir d'un contrôle sur le convertisseur, nous pouvons effectivement obtenir des excitations permettant de mettre en évidence les réponses de sorties qui servent à l'estimation des fonctions de transfert. L'identification non paramétrique du moteur n'est pas notre but. Cependant, elle permet d'établir un contrôle en boucle fermée assez convenable par adjonction des régulateurs et / ou correcteurs. Nous noterons par ailleurs que l'échelon n'est pas aussi riche en information que les SBPA, car celles-ci possèdent une excitation persistante, d'où les écarts sur les paramètres identifiés.

Ce procédé d'identification constitue une préparation à l'identification d'une machine synchrone par des tests de réponses fréquentielles.

CHAPITRE II

MODELISATION ET APPROCHE MULTI-ECHELLES DE TEMPS DE
LA MACHINE SYNCHRONE.

- Application à un modèle de machine synchrone

INTRODUCTION

Dans plusieurs applications industrielles, les machines synchrones sont utilisées comme variateurs de vitesse en (traction électrique, industrie textile, robotique etc...) et les turboalternateurs comme producteurs d'énergie électrique dans les centrales où la rentabilité de la production croît avec la puissance des alternateurs.

Les machines synchrones sont alimentées par des convertisseurs statiques ou par le réseau infini et les alternateurs entraînés par des turbines.

Le modèle est un système à structure multivariables, non linéaire et d'ordre élevé. Leur représentation physique est souvent approchée à cause du degré de prise en compte des phénomènes physiques observés et de la connaissance imprécise de leurs paramètres variant avec les conditions de fonctionnement.

La théorie des deux axes (d-q) des modèles de la machine synchrone a été longtemps développée. Cependant, la validité des modèles reste à améliorer compte tenu de la complexité des modèles de plus en plus d'ordre élevé et il est difficile, à partir des schémas équivalents, d'établir des expressions des courants de court-circuit pour des machines modélisées par plus de deux amortisseurs par axe. De plus, la détermination des coefficients de dispersions n'est guère aisée, si l'on tient compte des couplages (nd amortisseurs - induit - inducteur).

La modélisation récente des machines synchrones contient, dans l'addition des paramètres connues transitoires et subtransitoires, des paramètres sub-subtransitoires caractérisées par des constantes de temps très petites ayant une grande influence sur les performances dynamiques de ces machines.

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation des machines synchrones ainsi que quelques aspects physiques dûs aux conditions de fonctionnement. Nous reprendrons très brièvement l'approche multi-échelles de temps développée au laboratoire de commande numérique des machines électriques du CRAN ainsi qu'un exemple est donné pour expliciter cette théorie.

HYPOTHESES

- Pour des machines idéalisées, il est considéré que toutes les densités de flux sont proportionnelles aux courants, i.e. qu'il n'y a pas de saturation. En pratique, le facteur de saturation est très important et sa prise en compte a été prouvée par la réactance de Potier dans le cas des machines synchrones. La théorie qui conduit directement aux effets de non linéarités introduit beaucoup de complications.

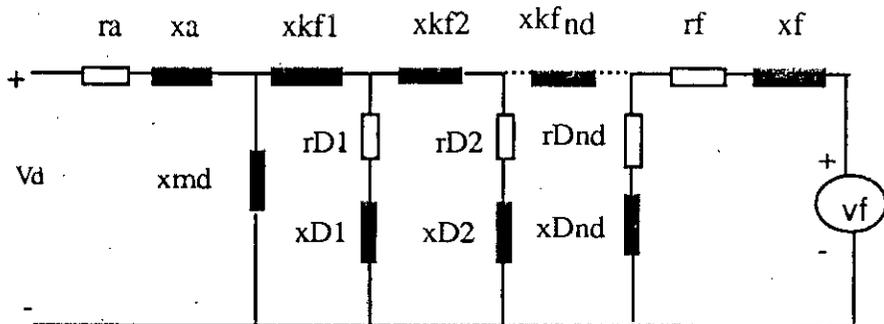
Dans tout ce qui suit, nous considérons que la théorie fondamentale des deux axes (d-q) est basée sur les relations linéaires.

- Lorsqu'une machine est alimentée par un courant alternatif sous certaines conditions. Chaque harmonique d'espace qui induit une tension à une seule fréquence peut être acceptée, tandis que les autres harmoniques qui induisent des tensions à différentes fréquences doivent être négligés. Ces derniers produisent des effets parasites, tels que le bruit, les tensions parasites ou couples parasites et il est très important de les rendre aussi petits que possible.

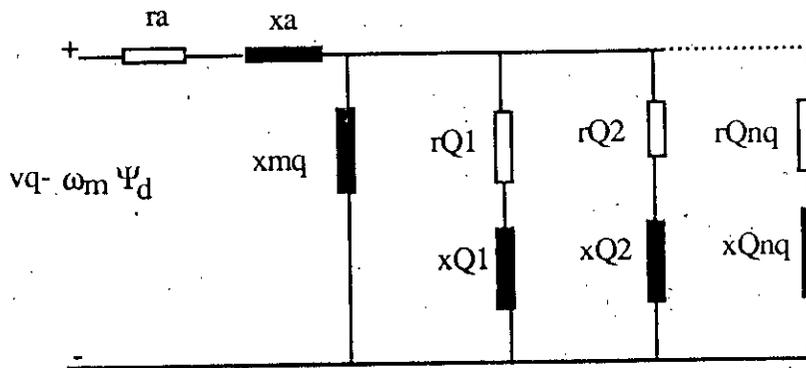
- Nous considérons que l'entrefer est constant, donc le flux magnétique ne subit pas un second affaiblissement au niveau de l'épanouissement polaire.

II.1 MISE EN EQUATIONS.

L'utilisation de la transformation de Park permet de considérer la machine comme un système composé de deux réseaux électriques caractérisant l'axe longitudinal d et l'axe transversal q. La figure II.1 est une représentation de la structure de la machine synchrone. Le modèle de chaque axe suppose que le rotor est formé de plusieurs enroulements couplés. Chacun de ces enroulements est décrit par sa résistance, en série avec son inductance et par une mutuelle avec les autres enroulements. Sur l'axe d, la représentation rotorique dans le circuit équivalent est formée de l'enroulement d'excitation et des amortisseurs constitués par n_d circuits et sur l'axe q, seuls les enroulements amortisseurs n_q sont physiquement associés à cet axe.



a) - axe longitudinal : $e_q = \omega_m \Psi_q$



b) - axe transversal : $e_d = -\omega_m \Psi_d$

Figure II.1: schéma équivalent de la machine synchrone.

Dans les équations qui suivent, on admet que les grandeurs qui interviennent dans les circuits de la figure II.1 sont toutes ramenées à un système " per-unit " (p.u.). Les équations des flux associées à ces circuits dans l'axe d, sont:

$$\begin{aligned} \Psi_d &= x_{dd} i_d + x_{df} i_f + x_{dD1} i_{D1} + \dots + x_{dDnd} i_{Dnd} \\ \Psi_f &= x_{fd} i_f + x_{ff} i_f + x_{fD1} i_{D1} + \dots + x_{fDnd} i_{Dnd} \\ \Psi_{D1} &= x_{D1d} i_d + x_{D1f} i_f + x_{D1D1} i_{D1} + \dots + x_{DndD1} i_{Dnd} \end{aligned} \tag{1}$$

$$\Psi_{Dnd} = x_{Dnnd} i_d + x_{Dndf} i_f + x_{DndD1} i_{D1} + \dots + x_{DndDnd} i_{Dnd}$$

et dans l'axe q,

$$\begin{aligned} \Psi_q &= x_{qq} i_q + x_{qQ1} i_{Q1} + \dots + x_{qQnq} i_{Qnq} \\ \Psi_{Q1} &= x_{Q1q} i_q + x_{Q1Q1} i_{Q1} + \dots + x_{QnqQ1} i_{Qnq} \end{aligned} \tag{2}$$

$$\Psi_{Qnq} = x_{Qnqq} i_q + x_{QnqQ1} i_{Q1} + \dots + x_{QnqQnq} i_{Qnq}$$

Dans les conceptions actuelles, le nombre d'enroulements rotoriques atteint très rarement quatre (04) par axe dans les turboalternateurs et trois (03) par axe dans les machines hydrauliques. Le cas où $n_d=n_q=0$ correspond à une machine à rotor lisse ou à une machine à aimants dont la structure est sans pièce polaire.

Les équations des tensions en régime équilibré sont:

$$v_d = r_a i_d + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\Psi_d}{dt} + \omega_m \Psi_q \quad (3)$$

$$v_q = r_a i_q + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\Psi_q}{dt} - \omega_m \Psi_d \quad (4)$$

$$v_f = r_f i_f + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\Psi_f}{dt} \quad (5)$$

$$v_{Di} = r_{Di} i_{Di} + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\Psi_{Di}}{dt} \quad i=1,2,\dots,nd \quad (6)$$

$$v_{Qj} = r_{Qj} i_{Qj} + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\Psi_{Qj}}{dt} \quad j=1,2,\dots,nq \quad (7)$$

Les vecteurs courant et tension sont représentés comme suit:

$$\begin{cases} i = [i_d, i_f, i_{D1}, \dots, i_{Dnd}, i_q, i_{Q1}, \dots, i_{Qnq}]^T \\ v = [v_d, v_f, 0, \dots, 0, v_q, 0, \dots, 0]^T \end{cases} \quad (8)$$

Les équations de (3) à (7) prennent la forme matricielle suivante:

$$\frac{1}{\omega_n} X \frac{di}{dt} = - (R + \omega_m G) i + v \quad (9)$$

où $R = \text{diag} [r_a, r_f, r_{D1}, \dots, r_{Dnd}, r_a, r_{Q1}, \dots, r_{Qnq}]$

$$G = \begin{bmatrix} 0 & 0 & Gq \\ \dot{} & \dot{} & \dot{} \\ 0 & 0 & 0 \\ -Gd & 0 & 0 \\ \dot{} & \dot{} & \dot{} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad X = \begin{bmatrix} x_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dot{} & \dot{} & \dot{} & \dot{} \\ \dot{} & \dot{} & \dot{} & \dot{} \\ 0 & \dot{} & 0 & x_q \end{bmatrix} \quad (10)$$

où les matrices X_d , X_q , G_d et G_q sont définies par :

$$\left\{ \begin{array}{l} X_d = \begin{bmatrix} x_{dd} & x_{df} & x_{dD1} & \dots & x_{dDnd} \\ x_{fd} & x_{ff} & \cdot & \cdot & x_{fDnd} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ x_{Dnd} & \cdot & \cdot & \cdot & x_{DndDnd} \end{bmatrix} \\ \\ X_q = \begin{bmatrix} x_{qq} & x_{qQ1} & \dots & x_{qQnq} \\ x_{Q1q} & x_{Q1Q1} & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ x_{Qnq} & \cdot & \dots & x_{QnqQnq} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (11)$$

et :

$$\left\{ \begin{array}{l} G_d = [X_{dd} \ X_{df} \ X_{dD1} \ \dots \ X_{dDnd}] \\ G_q = [X_{qq} \ X_{qf} \ X_{qQ1} \ \dots \ X_{qQnq}] \end{array} \right. \quad (12)$$

Les équations (3) et (4) contiennent deux termes qui résultent de la loi de Faraday. Les tensions rotationnelles $\omega_m \cdot \Psi_d$ et $\omega_m \cdot \Psi_q$ sont responsables du transfert de puissance. Les tensions transformées $d\Psi_d/dt$ et $d\Psi_q/dt$ sont responsables des comportements transitoires électromagnétiques, i.e. des composantes continues statoriques.

II.1.1 DEFINITION ET SIGNIFICATION PHYSIQUE DES FONCTIONS OPERATIONNELLES.

Dans plusieurs problèmes, les courants dans les enroulements amortisseurs ne sont pas requis et peuvent être éliminés par les transformés de Laplace. La relation entre les transformés de Laplace Ψ_d, i_d, v_f et Ψ_q, i_q donne les équations opérationnelles suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi_d(s) = \frac{G(s)}{\omega_0} v_f(s) - \frac{X_d(s)}{\omega_0} i_d(s) \\ \Psi_q(s) = - \frac{X_q(s)}{\omega_0} i_q(s) \end{array} \right. \quad (13)$$

Les signes conventionnels de ces équations correspondent aux formulations d'axe direct et quadrature proposées par Park. En considérant que les machines sont à n_d et n_q circuits rotoriques couplés magnétiquement, seule la description des fonctions $X_d(s)$, $X_q(s)$ et $G(s)$ est nécessaire à l'identification paramétrique. Ces fonctions sont définies par:

$$X_d(s) = \frac{X_d}{\omega_0} \frac{(1+sT_d')(1+sT_d'')\dots}{(1+sT_{d0}')(1+sT_{d0}'')\dots}; \quad (14)$$

$$X_q(s) = \frac{X_q}{\omega_0} \frac{(1+sT_q')(1+sT_q'')\dots}{(1+sT_{q0}')(1+sT_{q0}'')\dots}; \quad (15)$$

et
$$G(s) = \frac{X_{md}}{r_f \cdot \omega_0} \frac{(1+sTD_1)(1+sTD_2)\dots}{(1+sT_{d0}')(1+sT_{d0}'')\dots}; \quad (16)$$

$X_d(s)$: rapport de la transformé de Laplace du flux de fuites de l'armature statorique d'axe direct sur la transformé de Laplace du courant d'axe direct quand tous les enroulements rotoriques sont court-circuités.

$X_q(s)$: rapport de la transformé de Laplace du flux de fuites de l'armature statorique d'axe quadrature sur la transformé du courant d'axe quadrature quand tous les enroulements rotoriques sont court-circuités.

$G(s)$: rapport de la transformé de Laplace du flux de fuites d'axe direct sur la transformé de Laplace de la tension d'excitation, avec enroulement statorique à circuit ouvert.

Les trois principales fonctions de transfert notées précédemment qui relatent les définitions ci-dessus, sont :

$$Z_d(s) = \left[\frac{v_d(s)}{i_d(s)} \right]_{v_f=0} ; Z_q(s) = \left[\frac{v_q(s)}{i_q(s)} \right]_{v_f=0} ; G(s) = \left[\frac{v_d(s)}{s \cdot i_f(s)} \right]_{i_d=0} \quad (17)$$

Les résistances statoriques jouent un rôle très important dans les fonctions fréquentielles. En effet, les mesures de réponse pour les basses fréquences (0.001Hz à 0.1Hz) donnent $r_a \gg L_d(s)$. Ce qui rend r_a prédominant dans les mesures de $Z_d(s)$. Dans une plage de fréquence comprise entre 1Hz et 100Hz la valeur de $r_a \ll L_d(s)$, donc elle peut ne pas être prise en compte dans les mesures de $Z_d(s)$ au cas où le système devenait complexe (cas des turboalternateurs où $r_a \approx 0$).

Comme les grandeurs Ψ_d et Ψ_q ne sont pas directement mesurables et représentent les

courants accessibles i_d , i_q et i_f , alors la matrice contenant les admittances de la machine, à une vitesse ω_m donnée, est solution de :

$$H(s) = C(sI-A)^{-1}B = \begin{bmatrix} y_{dd} & y_{fd} & y_{qf} \\ y_{df} & y_{ff} & y_{qf} \\ y_{dq} & y_{fq} & y_{qq} \end{bmatrix} \quad (18)$$

L'observation des entrées de $H(s)$ conduit à son estimation lors d'une identification de la machine tout en caractérisant l'état de la machine à une vitesse ω_m donnée. Il y a trois méthodes principales de calcul des réponses du système linéaire quand les valeurs initiales sont connues.

II.1.1.a - METHODE DES VECTEURS PROPRES.

On considère la transformé de Laplace de l'équation $\dot{x} = Ax + Bu$ pour les systèmes linéaires:

$$s\bar{x} - x(0) = A\bar{x} + B\bar{u}$$

$$\text{où } \bar{x} = (sI-A)^{-1} [x(0) + B\bar{u}] \quad (19)$$

u est une fonction de t et \bar{u} doit introduire des facteurs additionnels contenant s dans le dénominateur.

Le dénominateur de la fonction de transfert pour chaque x_i est le déterminant de $sI-A$ et l'équation caractéristique est calculée en mettant $sI-A = 0$.

- La solution pour chaque x_i est de la forme :

$$x_i = E_{1i}.e^{-js_1t} + E_{2i}.e^{-js_2t} + \dots + E_{ni}.e^{-js_nt} \quad (20)$$

où chaque terme est solution de :

$$\begin{bmatrix} A_{11}-s_1 & A_{12} & \cdot & \cdot & A_{1n} \\ A_{21} & A_{22}-s_2 & \cdot & \cdot & A_{2n} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ A_{i1} & \cdot & A_{ii}-s_i & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ A_{n1} & \cdot & \cdot & \cdot & A_{nn}-s_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ x_i \\ \cdot \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_2(0) \\ \cdot \\ x_i(0) \\ \cdot \\ x_n(0) \end{bmatrix} \quad (21)$$

Les E_{1i} E_{ni} sont des vecteurs propres correspondant aux valeurs propres s_j . Pour déterminer la solution des valeurs initiales, $x(0)$ doit être introduit pour calculer les valeurs absolues des coefficients de l'équation (20).

II.1.1.b - METHODE DES MATRICES DE TRANSITION.

La solution peut être donnée par la formule (22) dans le cas où Φ est la matrice de transition correspondant à A.

$$x(t) = [\Phi(t)].x(t_0) + \int_{t_0}^{t_f} [\Phi(t-\tau)].B.u(\tau).d\tau \quad (22)$$

II.1.2 - METHODE DES FONCTIONS DE TRANSFERT.

(On s'intéressera à la méthode des fonctions de transfert.)

Cette alternative sert à utiliser des polynômes rationnels pour une approche dans un domaine fréquentiel. De la figure II.2, on obtient une matrice de transfert 2x2 pour l'axe direct et l'axe quadrature.

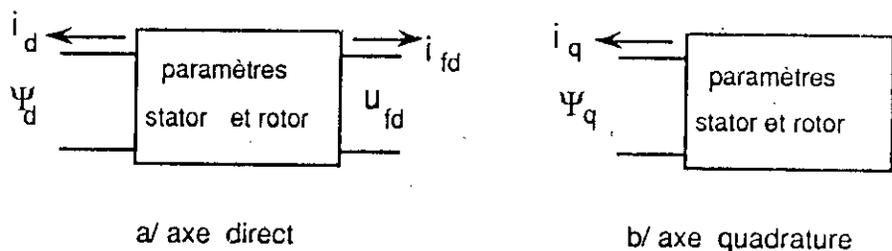


Figure II.2: schéma représentant les matrices de transfert

$$H_{ij}(s) = \frac{N_{ij}(s)}{D_{ij}(s)} ; i,j = 1,2, \quad (23)$$

Cette équation est valable pour tout $s = j\omega_k$ et $H_{ij}(\omega_k)$ est connu à partir des mesures.

$$\begin{cases} N_{11}(j\omega_k) = H_{11}(j\omega_k) \cdot D(j\omega_k) \\ N_{12}(j\omega_k) = H_{12}(j\omega_k) \cdot D(j\omega_k) \\ N_{22}(j\omega_k) = H_{22}(j\omega_k) \cdot D(j\omega_k) \end{cases} \quad (24)$$

Seules trois des quatre équations peuvent être utilisées pour chaque fréquence ω_k , car pour un système passif, seules trois des quatre fonctions de transfert H_{ij} sont indépendantes. Nous avons alors un système d'équations redondantes $Ax = b$ où x représente les n coefficients des polynômes $N_{ij}(s)$ et $D_{ij}(s)$; A est une matrice ($m \times n$) des coefficients connus avec ($m > n$). Le dénominateur de la fonction de transfert pour chaque y_i est le déterminant de $(sI-A)$ et l'équation caractéristique est calculée en mettant le déterminant égal à 0. Les racines de l'équation (18) sont appelées valeurs propres. Le système est stable, si et seulement si, ces valeurs propres ont des parties réelles négatives.

II.2 - DESCRIPTION MATHÉMATIQUE DES FORMES SINGULIÈRES DES ÉQUATIONS GÉNÉRALES DE MACHINES SYNCHRONES.

En reprenant l'analyse classique de Park des modèles machine synchrone dans un référentiel (d,q) décrit précédemment, nous définissons les tensions v_d , v_q , v_f et Γ_e comme étant les entrées du système à analyser. Le modèle fondamental peut être décomposé en plusieurs représentations d'espaces d'états dépendant du choix des variables d'états. La simplification de ce modèle est due au fait que nous posons $\frac{d\Psi_{d,q}}{dt} = 0$ dans le système d'équations électriques. Cette condition consiste à négliger les termes transitoires statoriques et sa justification vient du fait que les termes sont très petits par rapport aux termes transitoires mécaniques et leur élimination consiste à dire que la machine a atteint le régime permanent.

En découplant le stator du rotor [B1], les équations des flux pour le rotor s'écrivent :

$$\text{- amortisseur} \quad \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{KD} & 0 \\ 0 & r_{KQ} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{KD} \\ i_{KQ} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Psi_{KD} \\ \Psi_{KQ} \end{pmatrix} \quad (25)$$

Celles du stator sont :

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_a & 0 \\ 0 & r_a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{pmatrix} + \omega J \begin{pmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{pmatrix} \quad (26)$$

Les équations mécaniques sont :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega - \omega_s$$

$$J \frac{d\omega}{dt} + f.v = p (\Gamma_{em} - \Gamma_r) \quad \text{avec } J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (27)$$

II.2.1 - METHODE DE SIMULATION EN ELECTROTECHNIQUE :

Nous découplerons le modèle machine synchrone en trois modèles appelés : modèle E'' ou transitoire, modèle E' ou permanent et modèle E0 correspondant à une machine à rotor lisse ou sans amortisseur.

Pour le modèle E'' :

Les flux Ψ_d et Ψ_q sont stationnaires et $\frac{d\Psi_d}{dt} = \frac{d\Psi_q}{dt} = 0$; $r_a = 0$; $\omega = \omega_s$

$$\text{Les flux dus au rotor : } \begin{cases} \Phi''_d = \Psi_d - L_d'' \cdot i_d \\ \Phi''_q = \Psi_q - L_q'' \cdot i_q \end{cases} \quad (28)$$

Les tensions du stator sont :

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_a & -x''_q \\ x''_d & r_a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} E''_d \\ E''_q \end{pmatrix} \quad (29)$$

avec $E''_d = -\omega_s \Phi''_q$; $E''_q = \omega_s \Phi''_d$

- Les équations sont liées par Ψ_{KD} .

- Les paramètres T''_d et T''_q sont des constantes de temps subtransitoires en court-circuit et ceux T''_{d0} et T''_{q0} sont à circuit ouvert.

modèle E' :

Le terme de couplage est négligé et $r_{KD} = 0$ et les flux du rotor sont:

$$\Phi'_d = \Psi_d - L'_d i_d = \frac{M_f}{L_f} \Psi_f \tag{30}$$

$$\Phi'_q = \Psi_q - L'_q i_q \quad \text{avec} \quad E'_d = -\omega_s \Phi'_q \quad \text{et} \quad E'_q = \omega_s \Phi'_d \tag{31}$$

les équations deviennent donc:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} E''_d \\ E'_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-1}{T''_{q0}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T''_{d0}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E''_d \\ E'_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & \frac{x''_q - x_q}{T'_{q0}} \\ \frac{x_d - x'_d}{T'_{d0}} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{E_{fd}}{T'_{d0}} \end{pmatrix} \tag{32}$$

avec $x'_d = \sigma_{df} \cdot x_d$ et $E_{fd} = x_{md} \frac{v_f}{r_f}$

Les paramètres transitoires à circuit ouvert sont T'_{q0} et T'_{d0}

Modèle E'_o :

Lorsque la machine est sans amortisseur $r_{KD} = r_{KQ} = 0$.

Il n'y a pas de modèle pour décrire les modes subtransitoires et transitoires. Les constantes de temps T''_d et T''_q décrivent le régime subtransitoire. les constantes de temps T'_d et T'_q décrivent le régime transitoire.

II.2.2 - APPROCHE MULTI-ECHELLES DE TEMPS.

Les systèmes singulièrement perturbés et plus généralement les systèmes multi-échelles de temps sont souvent dûs à la présence des termes parasites, ex: les constantes de temps, les

faibles masses etc.....

L'approche des perturbations singulières pour analyser les systèmes de grandes dimensions résulte de l'interaction des modes dynamiques lents et des modes dynamiques rapides. La simplification majeure des modèles mathématiques de machine synchrone peut aboutir en négligeant les termes électriques transitoires stator et rotor ($\frac{d\Psi_{d,q}}{dt}$). De très nombreux travaux [B2-B6] ont clarifié ce problème de simplifications qui approche le problème du point de vue décomposition modale asymptotique.

Les perturbations singulières des équations différentielles ordinaires appliquées aux systèmes dynamiques sont modélisées par:

$$\frac{dx}{dt} = f(x, z, u, t, \epsilon) \quad \text{avec} \quad x(t_0) = x_0 \quad (33)$$

$$\epsilon \frac{dz}{dt} = g(x, z, u, t, \epsilon) \quad \text{avec} \quad z(t_0) = z_0$$

où ϵ est un paramètre positif petit et x , z , u sont des vecteurs de dimensions n , m et r respectivement. En mettant $\epsilon = 0$, l'équation algébrique (29) se réduit à:

$$0 = g(\bar{x}, \bar{z}, \bar{u}, t, 0) \quad \text{et la racine de cette équation est :} \quad \bar{z} = \Phi(\bar{x}, \bar{u}, t)$$

le symbole barre indique que les quantités associées appartiennent à un système sans ϵ .

Qualitativement, si la racine de \bar{z} est un point d'équilibre asymptotiquement stable et si z_0 appartient à ses domaines, alors il y a ce que l'on appelle "couche limite" durant laquelle z appartient à \bar{z} .

Les subsystemes lents sont définis par:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = f(\bar{x}; \bar{z}; \bar{u}) \\ 0 = g(\bar{x}; \bar{z}; \bar{u}) \end{cases} \quad \begin{matrix} n \\ n \end{matrix} \text{ équations algébriques} \quad (34)$$

les subsystemes rapides ont expressions:

$$\frac{dz}{d\tau} = g(x; z; u) \quad \text{avec} \quad \tau = \frac{t - t_0}{\varepsilon} \quad \text{temps réduit rapide}$$

Le vecteur x est prédominamment lent et le vecteur z contient des transitoires rapides surimposés par les variations lentes " état quasi-permanent " qui est $\left| \frac{dz}{dt} \right| \gg \left| \frac{dx}{dt} \right|$.

La technique des échelles de temps multiples permet le découpage du modèle en sous systèmes et la prise en compte des phénomènes rapides. Le contrôle de la machine décomposable en sous systèmes réduit est très adapté à la commande en temps réel.

En partant de ce formalisme mathématique [B7] développe une méthode de détermination des tensions lentes et transitoires dans lesquelles les f.e.m de rotation ainsi que les flux apparaissent sous la forme de:

$$\frac{d}{d\tau_0} \begin{pmatrix} \Psi_r \\ \Psi_{d,q} \end{pmatrix} = -A(\omega) \begin{pmatrix} \Psi_r \\ \Psi_{d,q} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_r \\ v_{d,q} \end{pmatrix} \quad (35)$$

avec $A(\omega) = r \cdot x^{-1} + \omega \cdot J^*$ matrice de rang 5

où les résistances et réactances sont exprimées sous la forme matricielle suivante:

$$r = \begin{pmatrix} r_a & 0 \\ 0 & r_a \end{pmatrix}; \quad x = \begin{pmatrix} x_{r,r} & x_{r,s} \\ x_{s,r} & x_{s,s} \end{pmatrix}; \quad J^* = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & J \end{pmatrix} \quad \text{matrice de rang 5} \quad (36)$$

on peut décomposer ces formes matricielles de rang 5 sous la forme de deux expressions matricielles suivantes:

$$x_{r,r} = \begin{pmatrix} x_f & x_{md} & 0 \\ x_{md} & x_D & 0 \\ 0 & 0 & x_Q \end{pmatrix}; \quad x_{r,s} = \begin{pmatrix} x_{md} & 0 \\ x_{md} & 0 \\ 0 & x_{mq} \end{pmatrix} \quad \text{matrice de rang 3} \quad (37)$$

$$x_{d,q} = \begin{pmatrix} x_d & 0 \\ 0 & x_q \end{pmatrix}; \quad J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{matrice de rang 2} \quad (38)$$

La décomposition des flux conduit à la séparation des différents régimes et à l'influence des variables pendant le comportement dynamique de la machine synchrone.

Pendant les différents régimes caractérisés par la variable temps (t, τ_1, τ_0) les expressions des flux sont:

- au stator $\Psi_{d,q} = \bar{\Psi}_{d,q}(t) + \tilde{\Psi}_{d,q}(\tau_0)$ (39)

$$\bar{\Psi}_{d,q}(t) \text{ se décompose en } \bar{\bar{\Psi}}_{d,q}(t) + \Psi'_{d,q}(\tau_1) \quad (40)$$

les régimes sont exprimés en terme de temps t pour le régime permanent, $\tau_1 = \frac{t}{T''_d}$ pour le régime transitoire et $\tau_0 = \omega_0(t-t_0)$ pour le régime subtransitoire.

- au rotor $\Psi_{D,Q} = \Psi_{D,Q}(t)$

$$\Psi_{D,Q}(t) = \bar{\bar{\Psi}}_{D,Q}(t) + \Psi'_{D,Q}(\tau_1) \quad (41)$$

et à l'inducteur $\Psi_f = \bar{\bar{\Psi}}_f(t)$ (42)

les flux dûs aux amortisseurs ont des dynamiques transitoires. Ces transitoires sont différents suivant que le modèle, a un plus grand nombre d'amortisseurs. les flux moyens qui évoluent suivant Ψ'_{D1} et Ψ'_{Q1} ont des dynamiques transitoires plus lentes que celles des amortisseurs D2 et Q2 (cas d'un modèle 3x3).

Les expressions des flux en fonction des courants sont données par :

- régime très rapide ou subtransitoire

$$\tilde{\Psi}_d = \frac{x''_d}{\omega_0} \tilde{i}_d \quad \tilde{\Psi}_q = \frac{x''_q}{\omega_0} \tilde{i}_q \quad (43)$$

-régime rapide ou transitoire

$$\Psi'_d = \frac{x'_d}{\omega_0} \frac{1+sT''_d}{1+sT''_d0} i'_d \quad \Psi'_q = \frac{x'_q}{\omega_0} \frac{1+sT''_q}{1+sT''_q0} i'_q \quad (44)$$

- régime lent ou permanent

$$\bar{\bar{\Psi}}_d = \frac{x_d}{\omega_0} \frac{1+sT'_d}{1+sT'_d0} \bar{\bar{i}}_d + \frac{x_{md}}{\omega_0} \frac{1}{1+sT'_d0} \frac{v_f}{r_f} \quad (45)$$

$$\bar{\bar{\Psi}}_q = \frac{x_q}{\omega_0} \frac{1+sT'_q}{1+sT'_q0} \bar{\bar{i}}_q \quad (46)$$

ceci conduit aux réactances opérationnelles réduites:

$$\text{- en mode lent} \quad \begin{cases} x_d(s) = x_d \frac{1 + sT'd}{1 + sT'd0} \\ x_q(s) = x_q \frac{1 + sT'q}{1 + sT'q0} \end{cases} \quad (47)$$

$$\text{- en mode rapide} \quad \begin{cases} x'd(s) = x'd \frac{1 + sT''d}{1 + sT''d0} \\ x'q(s) = x'q \frac{1 + sT''q}{1 + sT''q0} \end{cases} \quad (48)$$

$$\text{et} \quad G(s) = \frac{x_{md}}{\omega_0 r_f} \frac{1}{1 + sT'd0} \quad (49)$$

Pour une vitesse nulle ($\omega_m = 0$), les équations électriques réduites des tensions deviennent donc :

- inducteur

$$v_f = (r_f + s x_f) \bar{i}_f + s x_{md} \bar{i}_d \quad (50)$$

- régime lent

$$\begin{cases} \bar{v}_d = (r_a + s x_d(s)) \bar{i}_d + s.G(s).v_f \\ \bar{v}_q = (r_a + s x_q(s)) \bar{i}_q \end{cases} \quad (51)$$

- régime transitoire

$$\begin{cases} v'd = (r_s + s x_d(s)) i'd \\ v'q = (r_s + s x_q(s)) i'q \end{cases} \quad (52)$$

II.2.3 - RELATION ENTRE LES DIFFERENTS PARAMETRES.

[B8] a montré que les expressions des réactances réduites sont plus précises si un paramètre additionnel x_{kfnd} est introduit dans le système d'équations (1) conduisant à la mutuelle inductance entre l'enroulement d'excitation et l'enroulement amortisseur.

Les expressions modifiées des réactances réduites et des constantes de temps peuvent s'exprimer par:

- réactances d'axe direct

$$x_d = x_{md} + x_a \quad (53)$$

$$x'_d = x_a + \frac{x_{md}(x_f + x_{kf})}{x_{md} \cdot (x_f + x_{kf})} \quad (54)$$

$$x''_d = x_a + \frac{x_D \cdot x_f \cdot x_{md} + x_D \cdot x_{kf} \cdot x_{md} + x_{kf} \cdot x_f \cdot x_{md}}{x_{md} \cdot x_f + x_{md} \cdot x_D + x_D \cdot x_f + x_D \cdot x_{kf} + x_{kf} \cdot x_{md}} \quad (55)$$

- constantes de temps à circuit ouvert et en court-circuit d'axe direct

$$T'_d = \frac{1}{\omega_0 \cdot r_f} \left(x_f + x_{kf} + \frac{x_{md} \cdot x_a}{x_{md} + x_a} \right) \quad (56)$$

$$T''_d = \frac{1}{\omega_0 \cdot r_D} \left(x_D + \frac{x_{md} \cdot x_{kf} \cdot x_f + x_{md} \cdot x_f \cdot x_a + x_{kf} \cdot x_f \cdot x_a}{x_f \cdot x_{md} + x_f \cdot x_a + x_{kf} \cdot x_{md} + x_{kf} \cdot x_a + x_{md} \cdot x_a} \right) \quad (57)$$

$$T'_{d0} = \frac{1}{\omega_0 \cdot r_f} (x_{md} + x_f + x_{kf}) \quad (58)$$

$$T''_{d0} = \frac{1}{\omega_0 \cdot r_D} \left(x_D + \frac{x_f(x_{md} \cdot x_{kf})}{x_f + x_{md} + x_{kf}} \right) \quad (59)$$

- constantes de temps à circuit ouvert et en court-circuit d'axe quadrature

$$T''_q = \frac{1}{\omega_0 \cdot r_Q} \left(x_Q + x_a + \frac{x_{mq} \cdot x_a}{x_{mq} + x_a} \right) \quad (60)$$

$$T''_{q0} = \frac{1}{\omega_0 \cdot r_Q} (x_Q + x_{mq}) \quad (61)$$

- réactances d'axe quadrature

$$x_q = x_{mq} + x_a \quad (62)$$

$$x''_q = x_a + \frac{x_{mq} \cdot x_Q}{x_{mq} + x_Q} \quad (63)$$

- Autres relations

Durant le régime permanent ($s=0$), la réactance opérationnelle $X_d(s)$ est égale à la réactance synchrone d'axe direct. Par contre durant les transitoires rapides, cela suppose que s tend vers l'infini et la valeur limite de $X_d(s)$ tend vers x''_d .

$$\lim_{s \rightarrow \infty} X_d(s) = x_d \frac{T'_d \cdot T''_d}{T'_d0 \cdot T''_d0} = x''_d \quad (64)$$

En l'absence des enroulements amortisseurs, la valeur de $X_d(s)$ durant les transitoires rapides est définie par x'_d .

$$\lim_{s \rightarrow \infty} X_d(s) = x_d \frac{T'_d}{T'_d0} = x'_d \quad (65)$$

Par analogie, la réactance opérationnelle d'axe quadrature $X_q(s)$ est égale à la réactance synchrone x_q durant le régime permanent. Durant les transitoires rapides, la valeur limite de $X_q(s)$ est égale à x''_q (dans le cas où la machine a un seul amortisseur d'axe quadrature).

$$\lim_{s \rightarrow \infty} X_q(s) = x_d \frac{T''_q}{T''_{q0}} = x''_q \quad (66)$$

Les principales constantes de temps de la machine synchrone qui interviennent dans le modèle de PARK définissent les coefficients de dispersions.

$$\sigma_{qQ} = \frac{T''_q}{T_q} ; \quad \sigma_{df} = \frac{T'_d}{T_d} ; \quad \sigma_{dD} = \frac{T''_d \cdot T'_d}{T'_d0 \cdot T''_d0} \quad (67)$$

Nous pouvons regrouper sous la forme d'un tableau explicitant les constantes de temps des différents régimes de fonctionnement de la machine synchrone ainsi qu'un exemple est donné pour expliciter l'approche de décomposition en multi-échelles de temps [B9].

	<i>régime subtransitoire</i>	<i>régime transitoire</i>	<i>régime permanent</i>	
stator	l''_d / r_a	l'_d / r_a	l_d / r_a	<i>court-circuit</i>
	l''_q / r_a	l'_q / r_a	l_q / r_a	
	T''_{d0}	T'_{d0}	<i>circuit ouvert</i>	
	T''_{q0}	T'_{q0}		
rotor	$T_{D1} \cdot T_{Dk} \cdot T_{Dnd}$		T_f	<i>court-circuit</i>
	$T_{Q1} \cdot T_{Qk} \cdot T_{Qnq}$			
			T_{f0}	<i>circuit ouvert</i>

Tableau II.1: regroupement des constantes de temps qui interviennent dans les différents régimes.

II.2.2 - EXEMPLE DE MODELE MACHINE SYNCHRONE (4x3) .

Nous tracerons les courbes de réponses en fréquence $\frac{1}{x_d(s)}$ et $\frac{1}{x_q(s)}$ sur un plan de coordonnées complexes ou plan gaussien d'un modèle de machine synchrone et dont les paramètres sont donnés par le tableau II.2.

Nous pouvons obtenir les courbes du couple asynchrone pour deux modèles:

* : modèle classique 2x2

o : nouveau modèle 4x3

La partie réelle de $\left\{ \frac{1}{X_d(j\omega)} + \frac{1}{X_q(j\omega)} \right\}$ donne le couple asynchrone moyen d'expression :

$$\Gamma_{\text{asyn}} = \frac{U^2}{2} \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{X_d(j\omega)} + \frac{1}{X_q(j\omega)} \right\} \quad (68)$$

où U est la tension "per unit"

$x_d = 2.18$	$x_q = 2.112$
$x'_d = 0.3565$	$x'_q = 0.9872$
$x''_d = 0.3479$	$x''_q = 0.4562$
$x'''_d = 0.3185$	$x'''_q = 0.3277$
$x''''_d = 0.2951$	
$T'd = 1.2499$	$T'q = 1.0173$
$T'd0 = 7.644$	$T'q0 = 2.1686$
$T''d0 = 0.6101$	$T''q0 = 0.2117$
$T''d = 0.5956$	$T''q = 0.0998$
$T'''d = 0.0616$	$T'''q = 0.0061$
$T'''d0 = 0.0673$	$T'''q0 = 0.0086$
$T''''d = 0.0021$	
$T''''d0 = 0.0023$	

Tableau II.2: valeurs des paramètres de la machine synchrone

Les opérateurs harmoniques $\frac{1}{X_d(j\omega)}$ et $\frac{1}{X_q(j\omega)}$ s'écrivent respectivement :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{1}{X_d(j\omega)} &= \frac{1}{jx_d} + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d}\right) \frac{j\omega T'd}{1+j\omega T'd} + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d}\right) \frac{j\omega T''d}{1+j\omega T''d} + \dots \\ \frac{1}{X_q(j\omega)} &= \frac{1}{jx_q} + \left(\frac{1}{x'_q} - \frac{1}{x_q}\right) \frac{j\omega T'q}{1+j\omega T'q} + \left(\frac{1}{x''_q} - \frac{1}{x'_q}\right) \frac{j\omega T''q}{1+j\omega T''q} + \dots \end{aligned} \right.$$

En remplaçant les deux expressions ci-dessus dans celle de Γ_{asyn} , nous obtenons une expression du couple qui met en évidence la contribution des différents enroulements rotoriques où s représente le glissement et ω la pulsation du champ statorique.

Γ_{asyn} s'écrit donc :

$$\Gamma_{\text{asyn}} = \frac{u^2}{4} \frac{1}{x'_d} \left(1 - \frac{x'_d}{x_d}\right) \frac{2}{s\omega T'd + \frac{1}{s\omega T'd}} + \frac{u^2}{4} \frac{1}{x''_d} \left(1 - \frac{x''_d}{x'_d}\right) \frac{2}{s\omega T''d + \frac{1}{s\omega T''d}} + \dots$$

$$\dots + \frac{u^2}{4} \frac{1}{x'q} \left(1 - \frac{x'q}{xq}\right) \frac{2}{s\omega T'q + \frac{1}{s\omega T'q}} + \dots \quad (69)$$

Les deux premiers termes résultent de l'action conjuguée des courants induits dans les enroulements inducteur et amortisseurs longitudinaux, tandis que le troisième provient du courant induit dans les enroulements amortisseurs transversaux. Ce qui signifie que le couple asynchrone est la somme des trois couples créés par chacun des trois enroulements rotoriques.

• Interprétation

Les figures II.3 montrent bien que le tracé de l'inverse des réactances réduites durant les différents régimes de fonctionnement est comparable à celui du modèle complet. L'ajout des amortisseurs dans ce modèle de machine synchrone augmente le nombre de dynamiques, et détermine donc un nouveau régime appelé le sub-subtransitoire.

L'interprétation de la courbe de la figure II.4 est connue à partir de la théorie des machines asynchrones. Le couple asynchrone est souvent simulé par la théorie classique tenant compte des modèles ayant des paramètres connus transitoires et subtransitoires (modèle 2x2).

Dès que nous introduisons des modèles (4x3 ou 3x3) pour la même machine, nous observons que la courbe du couple asynchrone est décalée par rapport à celle classique. Ceci montre l'importance de la prise en compte des amortisseurs (4d,3q) dans les procédés de démarrage des machines synchrones.

La considération des paramètres sub-subtransitoires implique que le rotor doit être représenté par trois circuits enroulements amortisseurs sur chaque axe.

On peut penser si une extension du modèle aux paramètres sub-subtransitoires est toujours nécessaire ? La réponse à cette question n'est pas triviale.

Dans n'importe quel cas, il est tout à fait convenable de mettre l'accent sur un modèle approprié avec trois circuits rotoriques. Cependant, il y a des procédés électromécaniques pour lesquels un modèle avec des paramètres transitoires seulement peut donner de bons résultats.

D'autre part, il existe des procédés dynamiques dans lesquels les simulations avec les valeurs transitoires et subtransitoires peuvent conduire à des erreurs grossières. C'est le cas des turboalternateurs sans enroulement amortisseur efficace.

Dans cet exemple, nous avons montré effectivement qu'il est plus juste de prendre en considération les enroulements amortisseurs au risque d'augmenter le volume des calculs.

Les modèles qui tiennent compte des paramètres sub-subtransitoires sont absolument nécessaires pour une évaluation réaliste des procédés de démarrage et des procédés dynamiques de démarrage des machines synchrones à pôles saillants.

CONCLUSION

L'approche multi-échelles de temps permet de décomposer le modèle de la machine synchrone en plusieurs modèles réduits. Elle a aussi l'avantage de définir les différents paramètres physiques qui interviennent lors des régimes de fonctionnement par comparaison au modèle global.

La simplification admise est de négliger les termes transitoires rapides $\frac{d\Psi_d}{dt}$ et $\frac{d\Psi_q}{dt}$ dans les équations électriques de fonctionnement de la machine synchrone.

Pour des machines modélisées par plus de deux amortisseurs par axe, il est pratiquement impossible d'avoir une formulation analytique simple des différentes constantes de temps ainsi que les expressions des courants de court-circuit.

Cependant pour des machines à pôles lisses ou à aimants permanents dont la structure est sans pièce polaire, il n'est pas nécessaire d'introduire la décomposition en multi-échelles de temps, car le modèle ne comporte pas d'amortisseur.

En utilisant les transformées de Laplace, il est plus facile de déterminer les réponses de sortie pour une excitation d'entrée quelconque. Ce qui constitue l'objet d'une identification paramétrique des fonctions de transfert dans le troisième chapitre.

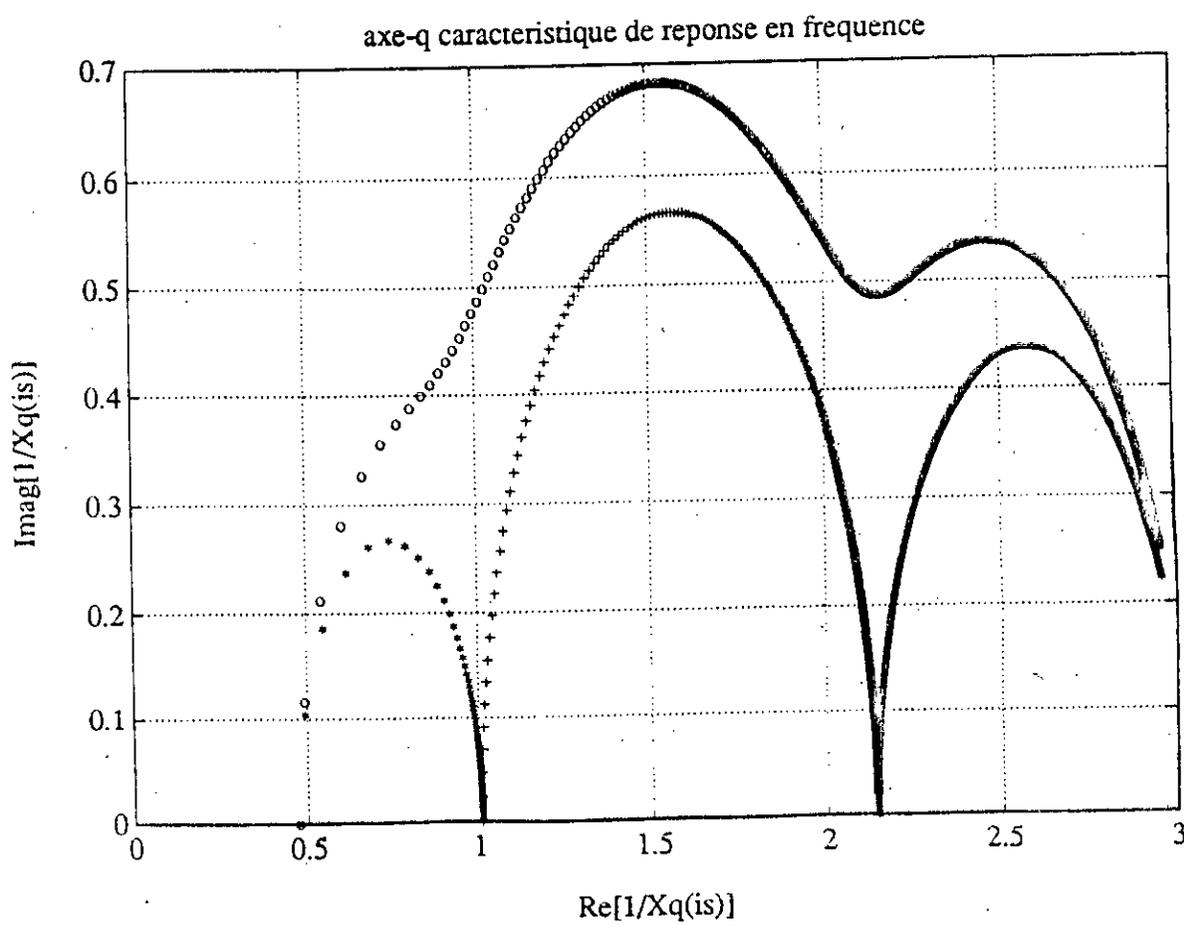
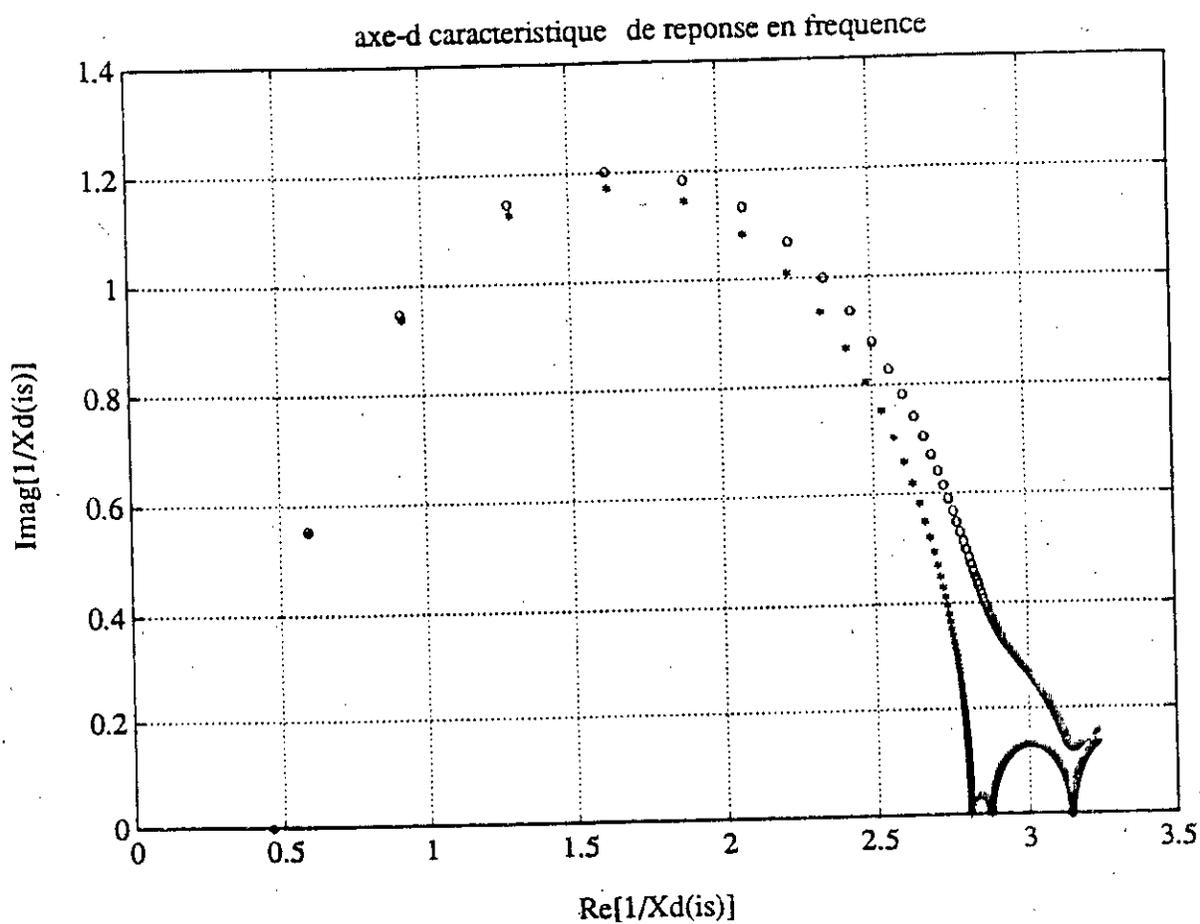


Figure II.3: tracé des caractéristiques de réponse en fréquence
*,+ : modèles décomposés
o : modèle complet

couple asynchrone

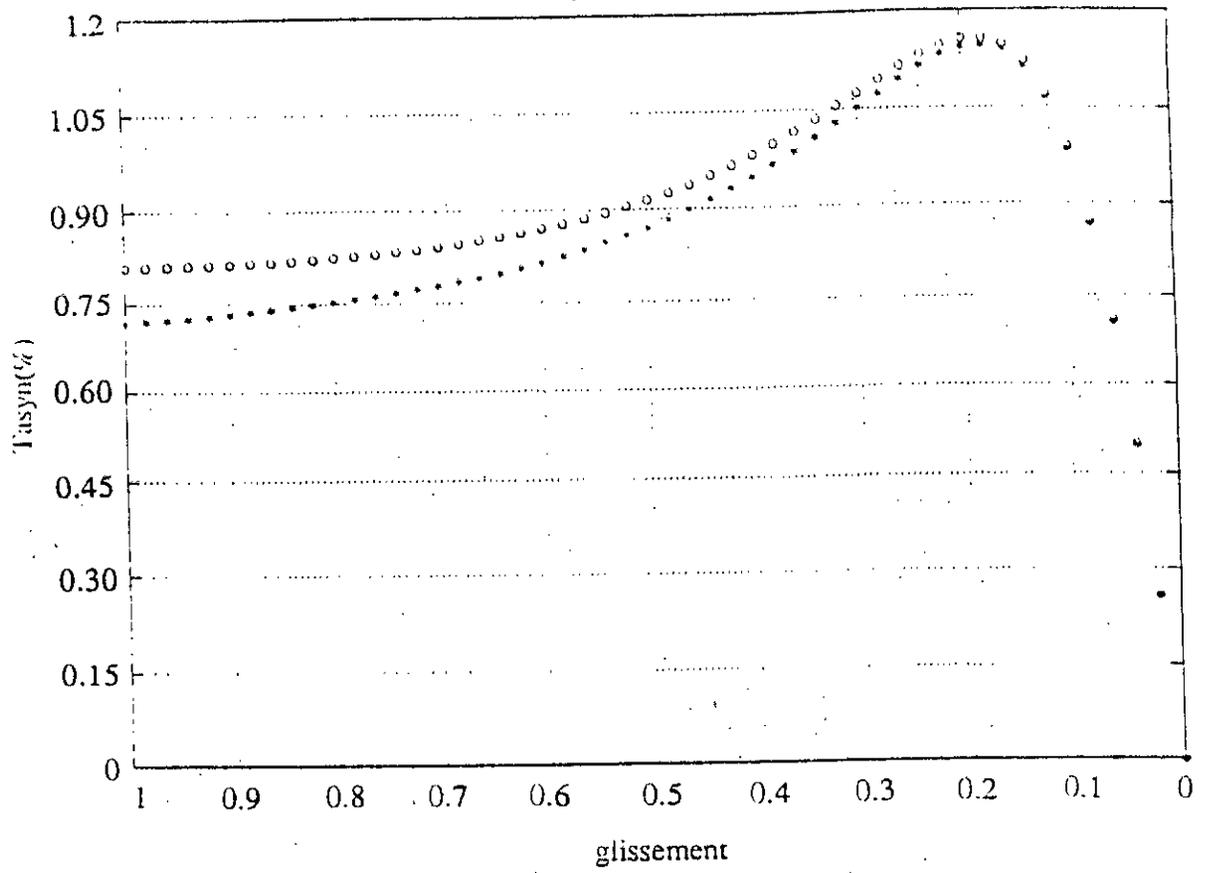


Figure II.4: courbe du couple asynchrone
* modèle 2*2
o modèle 4*3

CHAPITRE III

IDENTIFICATION D'UNE MACHINE SYNCHRONE PAR DES
ESSAIS STATIQUES ET DYNAMIQUES

INTRODUCTION

Durant les dernières décennies, de nombreux travaux [B1-B8] traitent des modèles basés sur les schémas équivalents des machines synchrones pour représenter au mieux leurs comportements électriques dans les modèles de calcul numérique. Le choix du modèle est souvent lié à de nombreuses approximations rendant l'estimation paramétrique peu précise.

On peut classer en trois groupes les méthodes de mesures effectuées sur les machines synchrones et discuter les avantages et les inconvénients des unes et des autres.

- Les mesures effectuées sur machine en rotation.
- Les mesures effectuées sur machine à l'arrêt (essais statiques).
- Calcul des paramètres à partir du champ électromagnétique.

Mesures effectuées sur une machine en rotation.

- Essais classiques de court-circuit

Les essais de court-circuit classiques tirés à partir des normes standards [B9-B10] sont appliqués sur les machines synchrones fonctionnant à vide. La détermination des réactances est généralement accompli pour plusieurs tensions à vide variant de 0.5 à 0.8Un. Les changements de crête à crête des courants sont notés à partir des mêmes formes représentées à l'oscilloscope en fonction du temps. Ces amplitudes sont alors usuellement tracées sur du papier semi-logarithmique et généralement deux crêtes peuvent être identifiées. La projection de ces crêtes à ($t=0$) temps initial d'application du court-circuit identifiera alors l'amplitude du courant initial qui détermine l'inductance ou la réactance.

Une seconde décroissance de la composante linéaire à partir du tracé semi-logarithmique donne une seconde réactance. La plus petite valeur est la réactance subtransitoire et la seconde, plus grande, est la réactance transitoire. Cette procédure qui figure dans les normes standards est aussi basée sur les pentes des tracés qui déterminent les constantes de temps de court-circuit, T'_d et T''_d . Le circuit décrit dans un modèle 2x2 est choisi pour représenter la réponse de la machine sur l'axe polaire d. Il n'existe aucune description similaire dans les normes standards pour représenter les circuits d'axe interpolaire q.

Les mesures des paramètres d'axe direct peuvent, en outre, être améliorées par changement de notation dans le courant de l'enroulement d'excitation, après l'application du court-circuit triphasé [B11]. Notons que ce modèle simple qui dérive des essais de court-circuit triphasé peut être acceptable pour une large utilisation des situations transitoires de machines synchrones.

- Méthode basée sur le modèle.

Elle permet d'estimer les paramètres du modèle quand les entrées-sorties sont quelconques, tout en tolérant les structures variées du modèle mathématique. Utilisée pour la détermination des paramètres électriques des machines et dont le modèle est mis sous forme d'équation d'état,

cette méthode d'identification peut s'effectuer soit par essais électrique et mécanique séparément soit par essai unique. Le premier type d'essais est facile à mettre en oeuvre, mais ne convient pas toujours en pratique à cause des conditions d'exploitation [B12]. Le second, à essai unique utilise beaucoup de paramètres et ne mène pas toujours à des valeurs physiques, d'où l'adjonction dans le programme de calcul, d'une contrainte de relaxation physique, c'est-à-dire prédétermination de la plage admissible de variation de certains paramètres notamment les résistances statoriques et rotoriques [B13].

- Estimation des paramètres par injection des perturbations sur le système de contrôle.

Cette méthode s'applique sur un système à identifier pour obtenir avec précision un ordre réduit du modèle et ainsi établir le contrôle du système. S'agissant des turboalternateurs, ceux sont des systèmes complexes non linéaires et d'ordre élevé. Un des objectifs principaux est de produire des modèles d'ordre minimum pour des descriptions précises pouvant être appliquées à des identifications "on-line" [B14-B17]. Cette méthode ne permet pas de relier les paramètres du modèle à tous les paramètres physiques de la machine, mais a l'avantage de ne prendre en considération que certains paramètres qui influent sur la variation du système.

- Essais de décroissance du courant.

Cette approche d'obtention des données pour les modèles tels que 2x2 est l'approche des décréments des exponentielles décrite par [B18-B20]. La méthode est basée sur l'interruption brusque du courant statorique de la machine synchrone connectée à un réseau de puissance. Dans cette approche, les courants de la machine sont interrompus sous deux conditions d'opération ($i_d=0$ et $i_q=0$) et fournissent une mesure précise de l'angle rotorique.

Dans la centrale électrique anglaise [B21] identifie une machine synchrone fonctionnant à charge nulle. Cette condition peut être réalisée quand la machine est synchronisée au réseau de puissance. Le courant dans l'enroulement d'excitation est réduit à 0 pour obtenir une valeur initiale de i_d . Ces essais peuvent donner le couple synchronisant ou réductant proportionnel à:

$$\frac{E_v^2 (x_d - x_q) \sin 2\delta}{2(x_d + x_e)(x_q + x_e)} \quad \text{où } \delta \text{ est l'angle interne.}$$

Si un tel point est à tension faible, x_e peut être négligée dans l'équation ci-dessus.

Cette expression résulte des petites valeurs du couple quand l'angle interne est proche de la valeur 0 degré et les courants statoriques correspondant à E_v / x_d , sont alors interrompus pour obtenir les décroissances des tensions, et par suite des valeurs des décréments des exponentielles.

Mesures effectuées sur machine à l'arrêt.

- Essais de réponse en fréquence.

Cette approche est basée sur l'obtention des réponses fréquentielles ("on-line" ou "off-line"). De tels essais conduisent à un grand nombre de modèles de 1x1 à 3x3 dépendant de l'interprétation des données. Ils sont cités dans [B22-B30] ou dans les rapports [B31-B33]. A partir de cette relativement nouvelle méthode, quelques brefs commentaires sur les tests de réponse fréquentielles (avec machine à l'arrêt) ainsi que les interprétations des résultats sont notées.

Les modèles ainsi obtenus sont des modèles à signaux très petits à cause de l'amplitude des courants. Le comportement de l'arrêt est décrit par la perméabilité incrémentale des rotors massifs. Par exemple les valeurs de $L_{md}(0)$ et $L_{mq}(0)$ obtenues à partir de la " fréquence 0 " tirées des courbes d'inductances opérationnelles sont des valeurs incrémentales. Dans de telles conditions, la perméabilité incrémentale à zéro biaisant les densités de flux, coïncident substantiellement avec la perméabilité normale tirée de la courbe B/H.

Les valeurs déduites des éléments du modèle, à partir des résultats des essais de réponse en fréquence sont discutées dans un détail relativement limitée dans l'annexe de [B33]. Cette section traite des modèles obtenus à partir des essais donnés de la machine à l'arrêt. Une approche utilisée dans la section A.5, commence par le choix de la forme des circuits dans les deux axes, figures III.1 et 2. Lorsque L_1 est choisie, $L_{md}(0)$ est alors calculée. r_{fd} est calculée à partir de la fonction de transfert Y_{fd} mesurée à l'arrêt i.e. déterminée à partir de $sG(s)$ avec s tendant vers 0. Les procédés d'estimation basés sur ces essais consistent à ajuster les modèles [B34].

- Paramètre déduits par calcul.

Pour les circuits d'axe d et q basés sur les modèles 2x1 ou 2x2, certains constructeurs [B35-B37] fournissent des valeurs calculées des réactances et des constantes de temps qu'ils ont traditionnellement appelées constantes transitoires et subtransitoires en plus de celles du régime permanent. De telles valeurs de réactances d'axe direct et constantes de temps sont basées sur les essais décrits dans la section 8 de [B33]. Ils sont effectués sous des conditions de court-circuit et à circuit ouvert. Les valeurs calculées de ces paramètres sont également déduites par simulation des décroissances des courants de court-circuit dans l'enroulement d'excitation. Pour les turbogénérateurs, les constructeurs mentionnent au dessus des valeurs déduites ou calculées, une valeur de réactance transitoire d'axe quadrature ainsi que les constantes de temps, X'_q , T'_q et $T'q0$. Cette manière de déduction, en relation avec les valeurs subtransitoires analogues à celles de l'axe direct, est décrite dans [B32].

Calcul des paramètres à partir du champ électromagnétique.

- Calcul des inductances opérationnelles.

Les valeurs calculées des inductances opérationnelles peuvent être utilisées de la même manière que celles obtenues par les essais à partir des structures de modèles variés. Cette procédure de

calcul utilise la formulation des éléments finis dans l'équation de diffusion magnétique, et les calculs introduisent les courants induits dans le rotor et les amortisseurs [B38-B41]. A partir de cette série de calcul en fonction des fréquences, les inductances opérationnelles sont déduites. Cette méthode est à présent limitée aux problèmes linéaires et ne peut représenter directement la saturation. Elle est utilisée à des perturbations de petits signaux autour d'un point de fonctionnement. Les petites perturbations sont appelées perméabilités incrémentales. Ces dernières sont fixées par la densité du flux du régime permanent local.

Les résultats de ces calculs ont été validés par comparaison avec les données des essais sur une seule machine. L'avantage de cette méthode réside dans le fait que les calculs peuvent être améliorés pour chaque point de fonctionnement, incluant celui à vide.

Cette procédure de calcul des inductances opérationnelles est actuellement dépendante de la technologie des calculateurs. Ces résultats sont satisfaisants en termes de précision pour la modélisation des machines synchrones.

Limitations des essais de procédures standards .

- cas du court-circuit et des décroissements des exponentielles dans les courants.

Si on examine le modèle 2x2 pour les deux axes (direct et quadrature), la question qui se pose est la suivante:

Comment peut-on corrélérer à partir des essais classiques de court-circuit au modèle à deux enroulements?

Avec une machine représentée (dans l'axe direct) par les circuits et les éléments notés ci-dessous, les réponses à circuit ouvert des flux de la machine dans l'axe direct peuvent être caractérisés par deux constantes de temps obtenues à partir des racines de l'équation caractéristique de second ordre. De la représentation à la figure III.3, on peut déterminer les constantes de temps transitoires et subtransitoires [voir annexe I] :

- durant le régime subtransitoire en posant $r_{fd}=0$, la constante de temps subtransitoire d'axe direct est:

$$T''_{d0} = \frac{1}{r_{D1}} \left(L_{D1} + \frac{L_{fd}L_{md}}{L_{fd}+L_{md}} \right)$$

Durant le régime transitoire, la condition $r_{fd}=0$ n'est plus valable, par contre r_{D1} est supposée très grande, ce qui donne l'expression de la constante de temps transitoire:

$$T'_{d0} = \frac{L_{fd}+L_{md}}{r_{fd}}$$

Ces hypothèses simples sont généralement acceptées avec satisfaction pour les modèles d'ordre 2x2. Les constantes de temps transitoire et subtransitoire à circuit ouvert d'axe quadrature définies de la même façon sont considérablement différentes des racines des 2 éléments des circuits équivalents dans la représentation d'axe quadrature de la figure III.3.

Il est possible de les déduire pour représenter correctement l'axe quadrature. Une autre limitation dans les essais de court-circuit est que les réactances d'axe direct sont: les unes saturées à tension de service les autres non saturées à courant de service. Ceci dépend de la tension à vide à partir de laquelle le court-circuit est réalisé.

Autres considérations.

Pour la modélisation des machines synchrones à l'arrêt et "on-line", deux types d'essais de réponse en fréquence ont été décrits dans la littérature. Les deux méthodes sont complètement différentes dans les conditions d'exploitation.

Lorsque le rotor est à l'arrêt, ces essais peuvent fournir des données correspondant à une plage de fréquence désirée. Ils sont donnés à des niveaux faibles de flux de façon à éviter la saturation du circuit magnétique et déterminer ainsi les paramètres non saturés en concordance avec les normes standards.

Limitations des méthodes de calcul des paramètres.

Les limitations des méthodes de calcul des paramètres, principalement utilisées par les constructeurs, ne semblent pas concerner les applications de stabilité. Cependant, il est exclu que les valeurs des réactances transitoires et subtransitoires d'axe direct sont déduites des essais de court-circuit de la machine synchrone.

De telles valeurs de réactances calculées et constantes de temps doivent reproduire en simulation les essais classiques de court-circuit. Le cas particulier est que les constantes de temps et réactances (essentiellement les valeurs transitoires) ont été utilisées ces dernières années afin d'obtenir des relations de puissance pour l'étude de la stabilité transitoire. L'existence de cette procédure de calcul de la stabilité d'axe quadrature pose certaines questions. L'utilisation d'une machine avec trois enroulements amortisseurs sur chaque axe 3x3 posent des problèmes très difficiles à résoudre lors de la déduction de certains paramètres notamment ceux du circuit inducteur mais sont aisément déterminés lors de l'identification à partir des essais de réponse en fréquence. La précision des résultats basés sur la méthode des éléments finis est dépendante du maillage qui a un assez grand nombre d'éléments localisés adéquatement pour représenter les caractéristiques magnétiques de la machine. Cependant, La tendance à utiliser un maillage relativement grossier pour économiser dans les calculs, peut être acceptable.

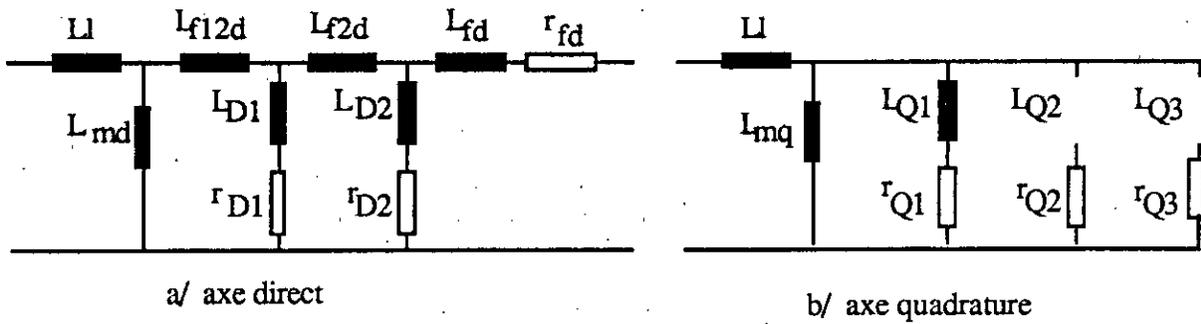


Figure III.1: représentation d'un modèle 3x3

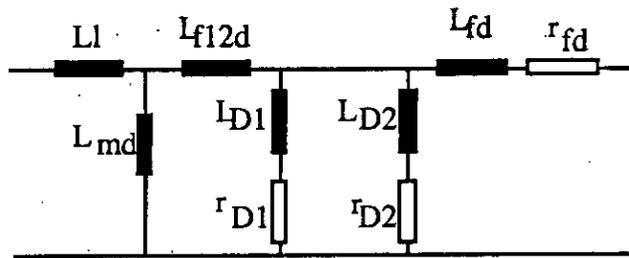
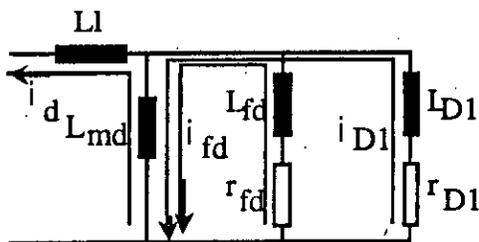
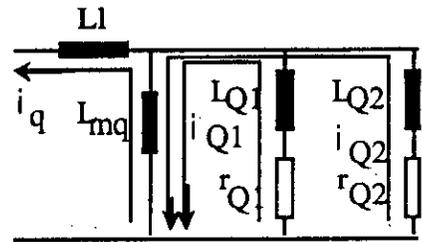


Figure III.2: représentation simplifiée d'un modèle 3x3



représentation d'un modèle d'ordre 2x2 d'axe direct



représentation d'un modèle d'ordre 2x2 d'axe quadrature

Figure III.3: représentation d'un modèle d'ordre 2x2

III.1 - ESSAIS STATIQUES SUR MACHINE SYNCHRONE

Nous étudions une méthode de détermination des paramètres du régime transitoire d'une machine synchrone au moyen des mesures effectuées à l'arrêt. Du fait de son caractère statique, cette méthode présente par rapport aux méthodes dynamiques habituelles, effectuées sur des machines en rotation, des avantages certains. A titre d'exemple nous pouvons citer:

- d'une part, le fait que ces essais ne présentent aucun danger pour la machine, contrairement à ce qui se passe avec les essais de court-circuits triphasé brusques.
- Et d'autre part, les méthodes de mesures des courants effectuées sur la machine à l'arrêt rendent possible la détermination de tous les paramètres qui apparaissent dans les équations de R.H.Park.

(Nous sommes obligé d'admettre qu'une machine donnée obéit à ces équations. En d'autres termes, la machine que nous nous proposons d'étudier est une machine idéalisée).

Les courants exigés sont de l'ordre de 1% à 2% du courant nominal, afin d'obtenir les paramètres non saturés de la machine. Le matériau magnétique du rotor présente un phénomène d'hystérésis et de saturation capable de fausser les mesures.

Les caractéristiques nominales de la machine synchrone à étudier sont:

- puissance apparente $S_n = 13\text{kVA}$
- vitesse nominale $N_n = 1500 \text{ tr/mn}$
- fréquence du réseau $f = 50 \text{ Hz}$
- tension d'excitation $U_{exc} = 24 \text{ V}$
- courant d'excitation $i_{exc} = 18 \text{ A}$
- courant nominal $I_n = 19.5 \text{ A}$
- tension nominale $U_n = 380/660 \text{ V}$
 $\cos \Phi_n = 0,76$

C'est un essai d'application d'un courant continu pour déterminer les fonctions de transfert des machines synchrones. Ces fonctions de transfert (ou admittances opérationnelles) peuvent être utilisées dans les études des phénomènes transitoires des machines synchrones.

- Pour l'axe longitudinal: $Y_{dd}(s)$; $Y_{df}(s)$ et $Y_{ff}(s)$

- Pour l'axe transversal: $Y_{qq}(s)$

Dans la procédure d'identification par les méthodes harmoniques, nous estimons d'abord les fonctions de transfert ensuite par des traitements algébriques nous calculons les constantes de temps pour représenter les admittances opérationnelles des circuits équivalents.

Dans la procédure conventionnelle, les pôles et les zéros des fonctions de transfert sont déterminées à partir des oscillogrammes de court-circuit. Ces constantes de temps transitoires et subtransitoires suffisent pour déterminer les circuits équivalents de la machine synchrone.

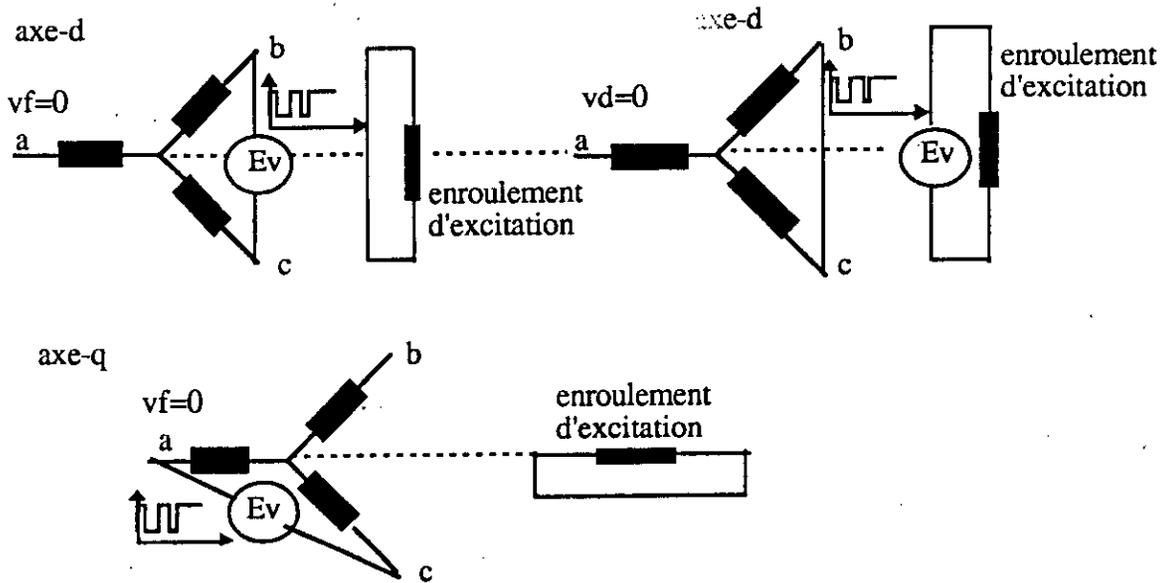


Figure III.4: schémas utilisés pour les mesures des courants.

Les déterminations des positions longitudinale et transversale de l'axe des pôles par rapport à l'axe du champ d'induit sont faites selon les normes des machines synchrones (à l'exception des machines de traction).

Pour exécuter cet essai, on applique une tension alternative (à fréquence 50 Hz) entre deux bornes de ligne de l'enroulement statorique. L'enroulement d'excitation est mis en court-circuit à travers un ampèremètre et la durée d'application de la tension doit être limitée pour réduire l'échauffement de la machine. Ensuite on tourne lentement le rotor de manière à déterminer les deux positions angulaires correspondant à la valeur maximale et à la valeur nulle du courant dans l'enroulement d'excitation. La première position correspond à l'axe longitudinal et traduit le couplage induit-inducteur le plus élevé. la seconde position correspond à l'axe transversal et représente le couplage induit-inducteur le plus faible.

Le couplage électrique adopté pour le stator fait intervenir les trois phases, ce qui est équivalent à la mise en série de deux phases, la troisième étant ouverte.

III.1.1.a - REALISATION DU CIRCUIT DE PUISSANCE.

L'alimentation ou source de tension E_m est produite par un circuit de puissance, représenté à la figure III.5.a. La commande du transistor MOSFET est gérée par une séquence binaire pseudo-aléatoire (SBPA), générée, via une carte d'acquisition de données, par un micro-ordinateur (PC) qui gère également les mesures de courant et tension.

Pour que l'image de E_m soit la même que celle de la commande, Il faudrait que $E_2 > 0$, condition nécessaire.

- Si T est bloqué et D conduit, on obtient le circuit de la figure III.5.b

- Si T conduit et D bloquée, on obtient le circuit de la figure III.5.c

On impose à la grille du transistor T une séquence binaire pseudoaléatoire de tension d'amplitude suffisante, on obtient une tension de charge E_m dont la forme est représentée à la figure III.6a.

On remarque que la valeur de E_1 dépend du niveau de saturation désirée. Par contre celle de E_2 doit être suffisamment petite pour qu'on demeure autour d'un point de fonctionnement donné.

Nous relèverons les courants i_d , i_q et i_f , représentés par les figures III.6.b,c,d aux bornes des enroulements de la machine qui serviront au traitement numérique.

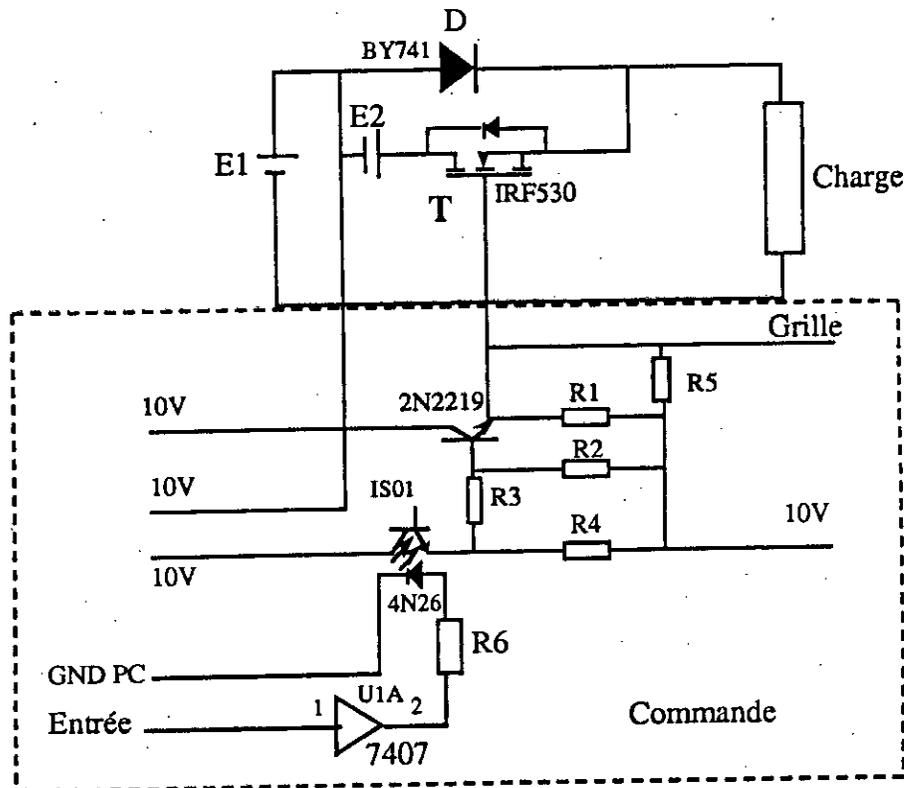


Figure III.5a: schéma du circuit de puissance

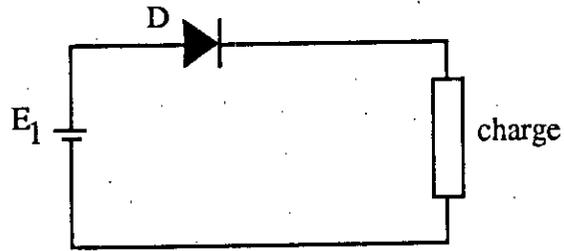


Figure III.5.b: circuit obtenu lors de la conduction de la diode.

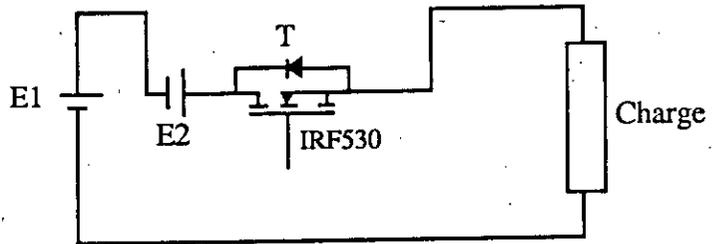


Figure III.5.c: circuit obtenu lors de la conduction du transistor

En posant $\omega_r=0$ (cas statique), les équations de (3) à (8) du chapitre II, deviennent :

$$[r_a + p X_d(p)] i_d = v_d - pG(p) \cdot v_f$$

$$[r_a + p X_q(p)] i_q = v_q$$

$$r_f i_f + p\Psi_f(p) = v_f$$

Ceci conduit aux admittances $y(p)$ qui sont fonctions de transfert des circuits de la figure III.4

$$y_{dd}(p) = \left. \frac{i_d}{v_d} \right|_{v_f=0} \quad ; \quad y_{qq}(p) = \left. \frac{i_q}{v_q} \right|_{v_f=0}$$

$$y_{f0} = \left. \frac{i_f}{v_f} \right|_{i_d=0} \quad ; \quad y_{fd} = \left. \frac{i_d}{v_f} \right|_{v_d=0}$$

Par des traitements algébriques simples, on estime les impédances opérationnelles et par suite les circuits équivalents de la machine synchrone (annexe II).

III.1.1.b - ESTIMATION STRUCTURALE DE LA MACHINE.

L'estimation structurale de la machine synchrone est la détermination de l'ordre de la fonction de transfert. En d'autres termes, c'est la recherche du nombre optimal d'amortisseurs qui définit le modèle. Les méthodes d'estimations paramétriques utilisées dans les logiciels actuels ne permettent pas de déterminer avec précision l'ordre établi d'un modèle. On peut trouver aussi bien un modèle du troisième ordre qu'un modèle du cinquième ordre pour lesquels l'estimation paraît correcte. Cela implique que le nombre d'amortisseurs de la machine synchrone peut être aussi bien de l'ordre de deux ou quatre sur chaque axe. Ce qui est faux du point de vue structure de la machine. Conséquence, l'idée selon laquelle on identifie les fonctions de transfert de la machine par des modèles types "boîte noire" est à écarter, car cela ne justifie en rien l'ordre du modèle machine synchrone. Il y a donc un problème d'estimation structurale difficile à résoudre et souvent occulté dans la littérature technique de l'identification. Les méthodes usuellement pratiquées en électrotechnique ne sont pas plus explicites, par exemple: si on regarde de près l'analyse classique de court-circuit, on s'aperçoit que le dépouillement des paramètres sur l'axe direct (puisque'il ne s'agit que de celui-ci) ne donne que les valeurs subtransitoires et transitoires. La justification concernant le modèle de la machine synchrone est basée sur le fait qu'on ne peut pas prendre des enregistrements des signaux sub-subtransitoires à l'oscilloscope et que seules deux crêtes seulement permettent l'identification des paramètres transitoires et subtransitoires. Cette justification est erronée car si on enregistre le signal du courant de court-circuit par une carte d'acquisition de données très rapide, on peut aisément relever le signal sub-subtransitoire et prendre en considération la troisième crête qui permet le tracé de la tangente ramenée à l'axe des temps $t=0$ pour estimer les paramètres sub-subtransitoires.

Dans ce cas précis, s'il est facile à déduire les paramètres d'axe direct, le dépouillement reste muet sur le circuit d'axe quadrature. En d'autres termes, le problème d'estimation structurale de la machine synchrone reste posé, ce qui conduit à limiter le nombre approximatif des amortisseurs en fonction de la puissance et de la nature de la machine.

III.1.3 - FILTRAGE DES DONNEES ENTREES-SORTIES.

L'utilisation des filtres de Tchebyscheff passe-bande a permis la séparation des deux régimes qui sont: le régime transitoire et le régime permanent, comme l'indique le schéma de principe à la figure III.7. A partir du régime transitoire on identifiera le modèle d-q correspondant à un

modèle d'ordre 2 et celui du régime permanent donnera le modèle d-q correspond au modèle d'ordre 2.

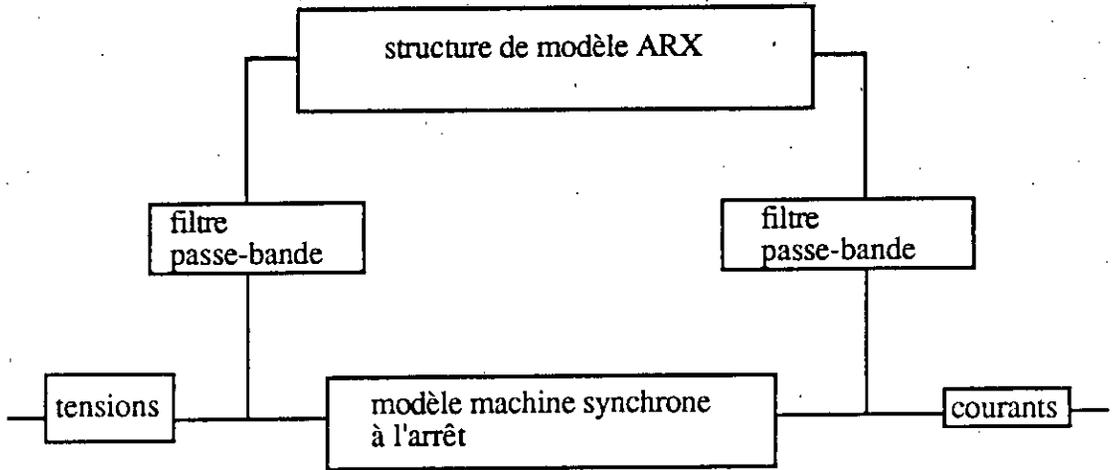


Figure III.7: schéma de la procédure d'identification

III.1.4 - PROBLEMES D'ADAPTATION DU FILTRE AUX VARIATIONS FREQUENTIELLES DU SIGNAL.

Adapter un filtre passe-bande aux variations fréquentielles d'un signal n'est guère chose aisée. La fonction de transfert d'un filtre numérique s'écrit par:

$$F_N(z^{-1}) = \frac{Y(z^{-1})}{X(z^{-1})} = \frac{\sum_{k=0}^M b_k \cdot z^{-k}}{1 - \sum_{k=0}^M a_k \cdot z^{-k}}$$

Les coefficients de a_k et b_k de la fonction de transfert dépendent de:

- la nature du filtre à considérer (passe-bande, passe-bas, etc...)
- l'ordre du filtre
- la largeur de la bande passante
- la fréquence centrale
- la fréquence d'échantillonnage

A partir de ces critères, en fonction de la sélectivité, nous adoptons un filtre aux variations fréquentielles du signal d'entrée. Ce qui permet le filtrage et la séparation des modes dynamiques lents et des modes dynamiques rapides.

Dans tout ce qui suit, nous présenterons les filtres passe-bande en essayant d'argumenter le choix que nous avons fait pour la préparation à l'identification.

Habituellement, l'idée qui consiste à séparer en plusieurs échelles de temps un signal temporel se fait sur la base de la visualisation de ce signal à l'oscillogramme, puis préparer les signaux décomposés à l'identification où chaque partie du signal détermine la fonction de transfert correspondante. Il s'agit bien sûr, du calcul des constantes de temps pour la construction des fonctions de transfert (cas de l'identification par les essais de court-circuit).

Nous avons utilisé un filtre 2N passe-bande de Tchebyscheff type I de fréquence d'échantillonnage 1kHz, afin de considérer le signal filtré et d'une 2N bande passante de [30 130] Hz.

Ce filtre permettra d'extraire le fondamental des signaux entrée-sortie i.e. d'éliminer tous bruits, harmoniques et ne doit introduire aucun déphasage. En faisant varier la bande passante, nous avons pu alors identifier le mode dynamique rapide.

Calculé à l'aide du logiciel Promatlab, le filtre a pour paramètres:

En régime permanent

$$\begin{array}{l}
 z = 1 \quad p = 0,3442 + 0,6678 i \quad k = 0,0931 \\
 \quad 1 \quad \quad 0,3442 - 0,6678 i \\
 \quad -1 \quad \quad 0,7911 + 0,3671 i \\
 \quad -1 \quad \quad 0,7911 - 0,3671 i
 \end{array}$$

En régime transitoire

$$\begin{array}{l}
 z = 1 \quad p = 0,4837 + 0,5163 i \quad k = 0,0931 \\
 \quad 1 \quad \quad 0,4837 - 0,5163 i \\
 \quad -1 \quad \quad 0,9151 + 0,1460 i \\
 \quad -1 \quad \quad 0,9151 - 0,1460 i
 \end{array}$$

La figure III.8 présente le module et la phase en fonction de la fréquence.

III.1.5.a - RESULTATS DE L'EXPERIMENTATION.

Les résultats de l'expérimentation basée sur les deux modèles de structures (ARX et IV4) du logiciel Pro-MATLAB, ont donné les tableaux III.1 et 2 qui renferment les modèles discrets. Ces modèles déterminent les fonctions de transfert discrètes et à partir des admittances discrètes, nous calculons les admittances continues. Celles-ci, par des calculs algébriques, donnent les valeurs des paramètres de la machine synchrone.

III.1.5.b - VALIDATION DES RESULTATS.

La validité des modèles obtenus a porté essentiellement sur:

- La qualité (des paramètres estimés du modèle) qui peut être mesurée grâce aux coefficients d'Akaike, les coefficients d'erreurs quadratiques et les écarts sur les paramètres qui sont très faibles ($\approx 10^{-4}$ pour la variable instrumentale et $\approx 10^{-5}$ pour la structure ARX).
- Les comparaisons des signaux de sortie simulés avec ceux mesurés.

La visualisation des signaux de réponses réelles et simulées (figuresIII.9,10,11 pour le modèle variable instrumentale et figuresIII.14,15,16 pour le modèle ARX représentant les signaux de courant d'axe direct ainsi que les figuresIII.12,13 pour le modèle variable instrumentale et figuresIII.17,18 pour le modèle ARX représentant les signaux de courant d'axe quadrature) montre le choix judicieux des modèles traduisant le système physique.

Nous avons également calculé les caractéristiques de réponse en fréquence sur l'axe direct et quadrature pour les différents régimes de fonctionnement figureIII.19.a.

En reprenant les valeurs des paramètres, nous avons simulé les réponses des courants d'axe direct et quadrature pour une même excitation de SBPA figureIII.19.b. On constate que les réponses simulées sont légèrement décalées par rapport à celles obtenues par les mesures expérimentales. Cela peut provenir du bruit qui n'est pas pris en compte dans la simulation et des valeurs de certains paramètres qui ne sont pas très précises.

Tableau III.1. Résultats du modèle de structure ARX. Modèles discrets

TH1	Paramètres	B=	0	0	-0,3916	0,1641
axe-d	écarts		0	0	0,0339	0,0488
stator		A=	1	-0,8702	0,4884	
			0	0,0697	0,0474	
			Loss FCN=4,174.10 ⁻⁴			
			FPE Akaike=4,519.10 ⁻⁴			
TH11	paramètres.	B=	0	0	-0,5829	0,7037
axe-d	écarts		0	0	0,0339	0,0191
stator		A=	1	-1,0143	0,0944	
				0,0287	0,0104	
			Loss FCN=1,17.10 ⁻⁵			
			FPE Akaike=1,276.10 ⁻⁵			
TH2	paramètres	B=	0	0	-0,3360	0,3714
axe-d	écarts		0	0	0,0027	0,0132
inducteur		A=	1	-1,0321	0,0591	
				0,0372	0,0066	
			Loss FCN=3,967.10 ⁻⁶			
			FPE Akaike=4,294.10 ⁻⁶			
TH3	paramètres	B=	0	0	-0,3906	0,3870
axe-d	écarts		0	0	0,0045	0,0105
inducteur		A=	1	-1,0143	0,0944	
			0	0,0287	0,0014	
			Loss FCN=1,179.10 ⁻⁵			
			FPE Akaike=1,276.10 ⁻⁵			
TH4	paramètres	B=	0	0	-0,3443	0,1379
axe-q	écarts		0	0	0,0303	0,0432
stator		A=	1	-0,8617	0,5079	
				0,0669	0,0461	
			Loss FCN=2,862.10 ⁻⁴			
			FPE Akaike=3,098.10 ⁻⁴			
TH41	paramètres	B=	0	0	-0,5376	0,6788
axe-q	écarts		0	0	0,0125	0,0266
stator		A=	1	-1,0929	0,1041	
				0,0459	0,0167	
			Loss FCN=2,029.10 ⁻⁵			
			FPE Akaike=2,197.10 ⁻⁵			

Tableau III.2. Résultats du modèle de structure IV4. Modèles discrets

TH1	Paramètres	B=	0	0	-0,3754	0,1398
	écarts		0	0	0,0386	0,0730
axe-d		A=	1	-1,0766		0,5770
stator			0	0,1071		0,0583
			Loss FCN=2,01.10 ⁻⁴			
			FPE Akaike=2,25.10 ⁻⁴			
TH11	paramètres.	B=	0	0	-0,4927	0,6623
	écarts		0	0	0,0219	0,0563
axe-d		A=	1	-1,0889		0,200
stator				0,0830		0,029
			Loss FCN=4,44.10 ⁻⁵			
			FPE Akaike=4,81.10 ⁻⁵			
TH2	paramètres	B=	0	0	-0,3355	0,3759
	écarts		0	0	0,0106	0,0195
axe-d		A=	1	-1,0542		0,0554
inducteur				0,0504		0,0251
			Loss FCN=3,945.10 ⁻⁵			
			FPE Akaike=4,271.10 ⁻⁵			
TH3	paramètres	B=	0	0	-0,1073	0,0838
	écarts		0	0	0,0185	0,0201
axe-d		A=	1	-1,6816		0,8001
inducteur			0	0,0393		0,0413
			Loss FCN=1,45.10 ⁻⁴			
			FPE Akaike=1,56.10 ⁻⁴			
TH4	paramètres	B=	0	0	-0,3480	0,1395
	écarts		0	0	0,0365	0,0697
axe-q		A=	1	-1,0485		0,5643
stator				0,1199		0,0680
			Loss FCN=1,325.10 ⁻⁴			
			FPE Akaike=1,434.10 ⁻⁴			
TH41	paramètres	B=	0	0	-0,4554	0,5736
	écarts		0	0	0,0279	0,0422
axe-q		A=	1	-1,0660		0,2015
stator				0,0736		0,0430
			Loss FCN=5,171.10 ⁻⁵			
			FPE Akaike=5,598.10 ⁻⁵			

III.1.6 - DETERMINATION DES ADMITTANCES CONTINUES A PARTIR DE CELLES DISCRETES.

On considère une entrée particulière H_{ij} de $H(z)$ et un essai temporel permettant d'estimer les

coefficients de $\frac{y_i(z)}{u_i(z)} = H_{ij}(z)$; avec :

$$H_{ij}(z) = \frac{b_1 z^{n-1} + b_2 z^{n-2} + \dots + b_{n-1} z + b_n}{z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_{n-1} z + a_n} ; \text{ avec } z = \exp(sT)$$

La solution de ce problème est la transformation bilinéaire. Cependant elle est très approximative et se prête mal à l'implantation numérique. Pour cela, on utilisera une méthode combinée de [30] et [31], permettant de passer de $H(z)$ à $H(s)$ sans difficulté.

Soit la forme canonique d'un système dynamique linéaire discret de dimension finie,

$$\begin{cases} x(k+1) = F x(k) + G u(k) \\ y(k) = C x(k) + D u(k) \end{cases}$$

qui réalise la fonction de transfert $H_{ij}(z)$. Le vecteur d'état est x et F, G, C sont des matrices définies par:

$$F = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & \cdot & \dots & -a_1 \end{pmatrix}, \quad G = [1 \ 0 \ 0 \ \dots]^T \quad \text{et} \quad C = [b_n \ b_{n-1} \ \dots \ b_1]^T$$

Ce système discret est équivalent au système continu équivalent (A, B, C) défini par :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases}$$

La première représente l'équation d'état, la seconde l'équation de sortie, où A et B sont définis par :

$$F = \exp(AT) = I + AT + \frac{1}{2!} (AT)^2 + \dots + \frac{1}{n!} (AT)^n \quad \text{et} \quad I: \text{ la matrice identité.}$$

$$G = \left[\int_0^T \exp(AT) d\tau \right] B = \left(IT + \frac{1}{2!} AT^2 + \dots + \frac{1}{(n+1)!} A^n T^{n+1} \right) B$$

Le problème est de déduire A et B à partir de F et G connues.

$$\begin{cases} A = \frac{1}{T} \log m(F) \\ B = \left[\begin{array}{c} T \\ \int_0^T \exp(AT) dt \\ G \end{array} \right]^{-1} \end{cases}$$

Le triplet (A,B,C) de matrices appelé réalisation du système continu représenté par (43), définit complètement le comportement dynamique extérieur du système.

soit $G_0(s)$ la matrice de transfert : Elle est réalisable par un système dynamique, si et seulement si, $G_0(s)$ est une matrice rationnelle propre. La matrice de transfert du système obtenue à partir de sa représentation d'état est :

$$G_0(s) = C(sI-A)^{-1}B + D ; \text{ où } (sI-A)^{-1} \text{ est calculé par :}$$

$(sI-A)^{-1} = \frac{\text{adj}(sI-A)}{\det(sI-A)}$; cette expression est difficile à programmer car il faut déterminer tous les cofacteurs de la matrice $(pI-A)$. Ils existent plusieurs voies [32],[33],[34] qui conduisent à l'évaluation de la matrice de transfert associée à la réalisation. Le choix des états dépend du type du système et des considérations dans lesquels pourraient être donnés les concepts de contrôlabilité et d'observabilité. Ces concepts simples concernent les dynamiques du système basées sur les données entrées-sorties. Cependant certains systèmes physiques sont contrôlables et observables, mais leurs modèles espace d'état n'ont pas nécessairement les mêmes propriétés. Nous retiendrons une méthode basée sur l'algorithme de VARGA [35]. Cet algorithme calcule des fonctions de transfert mono-entrée/mono-sortie.

$$G_{ij}(s) = G_{0ij} \frac{\prod_{k=1}^{z_{ij}} (s - \mu_{ij,k})}{\prod_{k=1}^{q_{ij}} (s - \lambda_{ij,k})}$$

avec μ_{ij} ($k=1,2,\dots,z_{ij}$) et λ_{ij} ($k=1,2,\dots,q_{ij}$) : respectivement les zéros et les pôles de G_{ij} .

Il n'y a pas de simplifications de pôles et de zéros car l'algorithme élimine la partie non commandable et non observable de chaque triplet (A,B,C). Ceci est réalisé à l'aide de la

transformation orthogonale, les pôles et les zéros du résultat minimal du système étant déterminés par un calcul de valeurs propres généralisés.

Les fonctions de transfert identifiées sont:

- pour la structure IV

- pour la structure ARX

Pour l'axe longitudinal:

régime permanent

$$H_1(s) = 1.4134 \frac{(1+0.2794s)}{(1+2.7976s)}$$

$$H_4(s) = 1.4562 \frac{(1+0.3173s)}{(1+2.3863s)}$$

régime transitoire

$$H'_1(s) = 0.1412 \frac{(1+0.0837s)}{(1+0.7439s)}$$

$$H'_4(s) = 0.1936 \frac{(1+0.0837s)}{(1+0.8292s)}$$

pour l'inducteur:

$$H_3(s) = 2.0373 \frac{(1+0.0031s)}{(1+2.7976s)(1+0.7439s)}$$

$$H_6(s) = 2.021 \frac{(1+0.0077s)}{(1+2.3863s)(1+0.8292s)}$$

Pour l'axe transversal:

régime permanent

$$H_2(s) = 0.8494 \frac{(1+0.2523s)}{(1+2.0967s)}$$

$$H_5(s) = 0.8289 \frac{(1+0.3126s)}{(1+2.0967s)}$$

régime transitoire

$$H'_2(s) = 0.1064 \frac{(1+0.0788s)}{(1+0.7920s)}$$

$$H'_5(s) = 0.1038 \frac{(1+0.0788s)}{(1+0.7920s)}$$

Les paramètres identifiés par les structures de modèles (ARX et IV4) sont donnés dans les tableaux III.3 et 4.

(Contrairement à la théorie classique, il y a apparition de x'_q , T_q et T_{q0} dans le modèle d'axe quadrature).

$r_a = 0.0490$	$r_f = 0.0022$
$r_D = 0.0029$	$r_{Q1} = 0.0033$ $r_{Q2} = -$
$x_d = 1.4134$	$x_q = 0.8494$
$x_d' = 0.1412$	$x_q' = 0.1064$
$x_d'' = 0.0243$	$x_q'' = 0.0106$
$x_{md} = 1.4081$	$x_{mq} = 0.8441$
$x_a = 0.0154$	$x_f = 0.2929$
$x_D = 0.0065$	$x_{Q1} = 0.0031$ $x_{Q2} = -$
$T_{d0}' = 2.7976 \text{ s}$	$T_{q0}' = 2.0967 \text{ s}$
$T_{d0}'' = 0.8880 \text{ s}$	$T_{q0}'' = 0.7920 \text{ s}$
$T_d' = 0.3173 \text{ s}$	$T_q' = 0.2523 \text{ s}$
$T_d'' = 0.0837 \text{ s}$	$T_q'' = 0.0788 \text{ s}$
$T_D = 0.0071 \text{ s}$	$T_Q = 0.0030 \text{ s}$

Tableau III.3: paramètres identifiés par la structure IV4.

$r_s = 0.0573$	$r_f = 0.0028$
$r_D = 0.0025$	$r_{Q1} = 0.0033$ $r_{Q2} = -$
$x_d = 1.4562$	$x_q = 0.8289$
$x_d' = 0.1936$	$x_q' = 0.1038$
$x_d'' = 0.0195$	$x_q'' = 0.0103$
$x_{md} = 1.4428$	$x_{mq} = 0.8154$
$x_a = 0.0135$	$x_f = 0.2919$
$x_D = 0.0061$	$x_{Q1} = 0.0031$ $x_{Q2} = -$
$T_{d0}' = 2.3863 \text{ s}$	$T_{q0}' = 2.0967 \text{ s}$
$T_{d0}'' = 0.8292 \text{ s}$	$T_{q0}'' = 0.7920 \text{ s}$
$T_d' = 0.3173 \text{ s}$	$T_q' = 0.3126 \text{ s}$
$T_d'' = 0.0837 \text{ s}$	$T_q'' = 0.0788 \text{ s}$
$T_D = 0.0077 \text{ s}$	$T_Q = 0.0030 \text{ s}$

Tableau III.4: paramètres identifiés par la structure ARX.

III.2 - IDENTIFICATION PARAMETRIQUE A PARTIR D'ESSAIS EN ECHELON

Nous conservons la même structure du circuit électrique et au lieu d'envoyer des SBPA, nous excitons par un essai en échelon.

C'est un essai assez particulier du moment que dès la mise sous tension de E_1 , il y a passage du courant dans les enroulements, ensuite nous envoyons l'échelon qui fait basculer la tension de E_1 à E_1+E_2 . Les courants passent d'une valeur (correspondant à E_1) à une autre valeur (correspondant à E_1+E_2). L'amplitude n'est trop grande, puisqu'il faut rester autour d'un point de fonctionnement donné. On relève les enregistrements de i_d , i_q , i_f représentée à la figure III.19 et nous observons que les dérivées statiques sont négatives dès le passage de 0 à 1 dans le basculement de la commande.

D'un point de vue expérimental, il est difficile de vouloir tracer les tangentes pour déterminer les constantes de temps du système lors d'une identification par un système de premier ordre. Seule l'application des méthodes numériques permet d'estimer les coefficients des fonctions de transfert.

D'un point de vue de l'identification, seule la modélisation par impédance opérationnelle peut conduire à un problème d'estimation paramétrique. En effet, les modèles fonctions de transfert (admittances continues) sont fondamentalement explicites puisqu'ils décrivent bien les schémas équivalents de la machine synchrone.

En électrotechnique, on caractérise d'abord la machine synchrone par ses constantes de temps transitoires (cas du court-circuit) pour ensuite déduire les réactances.

Notre procédure d'estimation paramétrique est quelque peu différente dans la mesure où elle permet la détermination des paramètres par l'estimation des modèles. Par rapport au court-circuit, les courants de la machine sont plus sensibles aux fluctuations des paramètres. Ceux sont des essais très informatifs conduisant à un problème d'estimation bien posé. Malheureusement, les conditions expérimentales que nécessitent ces essais (machine arrêtée, positionnement exact des axes, shuntage de l'inducteur, ...) sont plus critiques que celles que renferment le court-circuit.

III.2.1 - RESULTATS OBTENUS PAR UN SYSTEME DE PREMIER ORDRE.

Les différentes fonctions de transfert discrètes obtenues par la structure du modèle ARX sont:

Fonction de transfert : $H_{dd}(z)$	Paramètres Ecart FPE'Akaike = 0.00062 Loss fcn = 0.00064	$B_1 = 0$ 0 $A_1 = 1$ 0	1.0977 0.1218 -0.4754 0.0497
Fonction de transfert : $H_{ff}(z)$	Paramètres Ecart FPE'Akaike = 0.00066 Loss fcn = 0.000648	$B_2 = 0$ 0 $A_2 = 1$ 0	0.4551 0.0460 -0.4837 0.0470
Fonction de transfert : $H_{qq}(z)$	Paramètres Ecart FPE'Akaike = 0.000796 Loss fcn = 0.000783	$B_3 = 0$ 0 $A_3 = 1$ 0	1.2358 0.1340 -0.4698 0.0494

Les résultats obtenus lors de cette estimation des admittances discrètes sont assez correctes vu les écarts des paramètres (coefficients d'Akaike = $7 \cdot 10^{-4}$), ainsi que la comparaison des signaux simulés avec ceux mesurés expérimentalement, figures III.20

Le passage des admittances discrètes en admittances continues donne des fonctions de transfert de premier ordre:

fonction de transfert selon l'axe longitudinal : $Y_{dd}(s) = \frac{1.556}{1+0.7436.s}$

fonction de transfert de l'enroulement inducteur : $Y_{ff}(s) = \frac{0.6402}{1+0.7264.s}$

fonction de transfert selon l'axe transversal : $Y_{qq}(s) = \frac{1.7609}{1+0.7555.s}$

Ces fonctions de transfert de premier ordre ne permettent pas de relier les paramètres estimés aux paramètres physiques de la machine, bien que l'usage en automatique veuille qu'un système excité par un échelon est de façon naturelle estimé par une fonction de transfert de premier ordre. Cette carence nous conduit à tenter une deuxième estimation des fonctions de transfert par des systèmes de second ordre.

III.2.2 - RESULTATS OBTENUS PAR UN SYSTEME DE SECOND ORDRE

les fonctions de transfert discrètes obtenues par un système de second ordre sont:

Fonction de transfert discrète $H_{dd}(z)$	Paramètres Ecart FPE'Akaïke = 0.001443 Loss fcn = 0.001563	B = 0 1.4400 0.2266 A = 1 -0.4171 -0.1557 0 0.0893 0.0888
Fonction de transfert discrète $H_{ff}(z)$	Paramètres Ecart FPE'Akaïke = 0.001419 Loss fcn = 0.001634	B = 0 0.6866 0.0910 A = 1 -0.4394 -0.1365 0 0.0843 0.0836
Fonction de transfert discrète $H_{qq}(z)$	Paramètres Ecart FPE'Akaïke=0.001699 Loss fcn = 0.001785	B = 0 1.9311 0.2675 A = 1 -0.4196 -0.1587 0 0.0856 0.0851

Nous remarquons que lors de l'estimation de $H_{dd}(z)$, les coefficients b_0 et b_1 ont des écarts très grands par rapport aux valeurs estimées. Cela se traduit par des zéros instables puisque les b_i interviennent dans le numérateur de la fonction de transfert $H_{dd}(z)$, bien que les coefficients d'Akaïke soient très faibles ($2 \cdot 10^{-6}$) et la comparaison des signaux simulés avec ceux mesurés expérimentalement paraît assez correcte, figures III.21

Le passage des admittances discrètes en admittances continues a donné les fonctions de transfert suivantes :

- admittance opérationnelle statorique selon l'axe longitudinal:
$$Y_{dd}(s) = \frac{1}{1.3564 \cdot \frac{1+0.9844s}{1+1.1887s}}$$

- admittance opérationnelle statorique selon l'axe transversal:
$$Y_{qq}(s) = \frac{1}{0.8585 \cdot \frac{1+0.8701s}{1+1.1677s}}$$

- admittance opérationnelle de l'enroulement inducteur:
$$Y_{ff}(s) = \frac{1}{1.1545 \cdot \frac{1+0.8821s}{1+1.0315s}}$$

Dans l'approche conventionnelle, l'estimation des paramètres conduit aux constantes de temps (des impédances opérationnelles ou du court-circuit) soit de façon équivalente aux pôles et aux zéros des admittances.

La première remarque est de nature à observer la sensibilité des pôles et des zéros des fonctions de transfert calculées. Des insuffisances sur la précision conduisent à des erreurs grossières sur les constantes de temps. Nous pouvons observer fondamentalement que les paramètres estimés sont critiques pour positionner les pôles et les zéros de l'axe direct. Une erreur sur ces valeurs a une influence considérable sur le régime transitoire. De toute évidence, cela provient des variations des valeurs des résistances. Ceci a été confirmé par le fait qu'on peut évaluer les résistances de deux manières conduisant à des résultats différents.

On peut aussi bien déterminer la résistance statorique à partir des fonctions de transfert estimées

que par l'expression (en considérant que les essais sont temporels): $r_a = \frac{\sum_{i=1}^n u_{di}}{\sum_{i=1}^n I_{di}}$. Celle qui

nous semble la plus correcte est la seconde voie car elle traduit physiquement la valeur de la résistance. Par contre la première est dépendante de la sensibilité des paramètres estimés.

L'échelon dans l'axe d est un essai irréaliste comme l'affirme la littérature technique et il n'est pas nécessaire de porter un quelconque commentaire à son sujet. Par contre dans l'axe q, nous observons que les constantes de temps les plus erronées sont celles du transitoire et subtransitoire. Cela se traduit par des erreurs grossières des coefficients de dispersions où nous remarquons que le couplage magnétique devient faible.

Nous observons que dans des conditions expérimentales semblables, l'échelon conduit plus difficilement à la solution (parfois imprécise) que la SBPA. Une perturbation du type échelon n'excite pas avec persistance les modes de la machine. Cela peut constituer une objection à son utilisation, surtout dans la perspective d'une analyse des données par la méthode ARX.

Donc les essais en échelon sont défaillants, lorsqu'on veut estimer les fonctions de transfert numériquement, car plus le modèle est élevé plus les paramètres sont erronés. Il s'agit d'une surparamétrisation du modèle. Par contre si la fonction de transfert est du premier ordre, les paramètres estimés peuvent être relativement précis mais il est impossible d'avoir une quelconque interprétation de ces valeurs par rapport aux paramètres physiques de la machine. Le modèle est donc dégénéré.

III.3 - ANALYSE PAR LES ESSAIS CLASSIQUES DE COURT-CIRCUIT.

On déterminera les grandeurs physiques à partir des caractéristiques à vide et de court-circuit triphasé brusque. La machine est entraînée par un moteur à courant continu jusqu'à sa vitesse nominale. L'inducteur est alimentée par une source de tension continue (batterie 24v/18A). Le circuit statorique étant ouvert, on court-circuite brusquement les trois phases du stator.

(On utilisera les conventions employées dans la théorie des deux axes).

On peut schématiser les deux conditions de fonctionnement de la machine synchrone par les figures III.22 a et b.

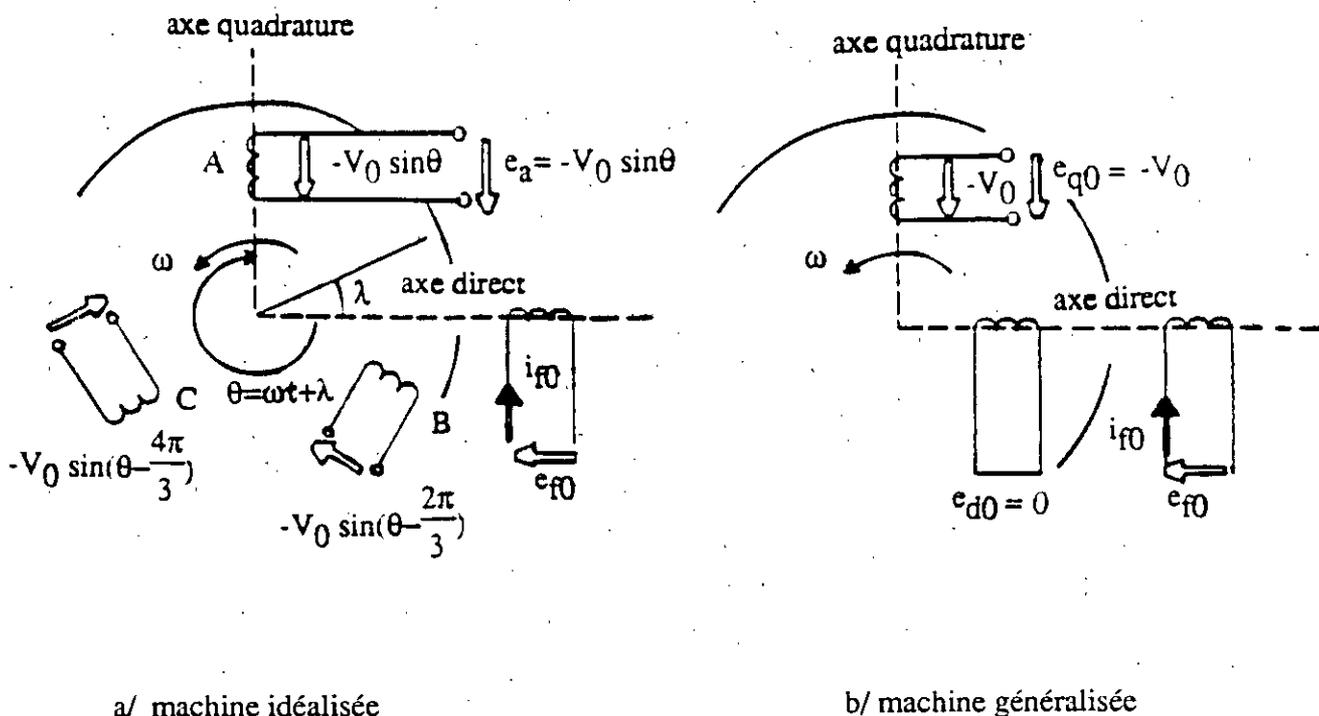


Figure III.22: fonctionnement à circuit ouvert

- Avant le court-circuit.

Les courants statoriques sont nuls et les tensions statoriques s'expriment par:

$$v = \begin{vmatrix} D & F & Q & q & d \\ 0 & 0 & 0 & -\sqrt{3} \cdot (V_0) & 0 \end{vmatrix} \quad \text{avec } -\sqrt{3} (V_0) = -M_f \omega I_{f1}$$

V_0 est la tension à vide par phase avant que le court-circuit ne soit appliquée.

$$v_d = \bar{v}_d = e_d = 0 \quad \text{et} \quad v_q = \bar{v}_q = e_q = \frac{x_{md}}{x_f} \bar{\Psi}_f(0) = v_{q0}$$

avec $\Psi_f(0) = x_f \bar{i}_f(0) = x_f i_{f0}$

i_{f0} et v_{q0} sont les courant et tension avant le court-circuit.

soit:

$$\bar{\Psi}_f(0) = \omega \cdot x_f i_{f0} \quad \text{et} \quad \bar{v}_{q0} = x_{md} i_{f0}$$

- Après le court-circuit.

Les tensions statoriques sont nulles.

$$v_q = v_q = \bar{v}_q + \bar{v}_q + \tilde{v}_q = 0$$

$$v_d = v_d = \bar{v}_d + \bar{v}_d + \tilde{v}_d = 0$$

On peut schématiser, figure III.23, le fonctionnement de la machine synchrone par:

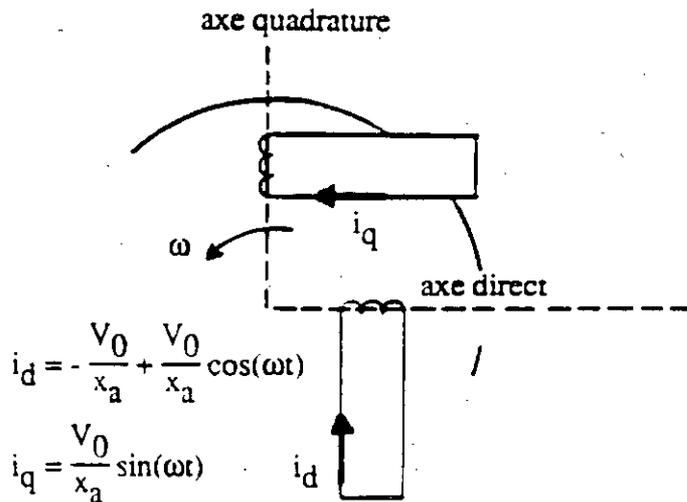


Figure III.23: Stator en court-circuit

Les courants de court-circuit i_d et i_q ont pour expressions:

$$i_d = \varepsilon_0(\bar{i}_d + i'_d) = -\sqrt{3}V_0 \left\{ \frac{1}{x_d} + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} - \frac{1}{x''_d} \cos \omega t e^{-\frac{t}{T''_h}} \right\}$$

avec $T''_h = \frac{x''_h}{\omega r_a}$ avec $\frac{1}{x''_h} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x''_d} + \frac{1}{x''_q} \right)$

et $i_q = \frac{\sqrt{3}V_0}{x''_q} \sin \omega t e^{-\frac{t}{T''_h}}$

Le courant d'excitation après le court-circuit comprend 4 composantes:

- La composante unidirectionnelle (dc) composante subtransitoire de constante de temps T''_d et une oscillation subtransitoire ou en d'autres termes la composante alternative à fréquence fondamentale de constante de temps T''_h dont l'amplitude (à $t=0$) est $\left(\frac{x_d}{x'_d} \right) i_{f0}$.
- La composante transitoire de constante de temps T'_d .
- La composante en régime permanent d'amplitude i_{f0} .

L'effet donc du court-circuit est de produire dans l'enroulement d'excitation un courant de grande persistance dont l'amplitude à plusieurs échelles de temps est supérieure à celle du courant d'excitation en régime permanent.

L'expression du courant d'excitation est:

$$i_f = I_{f0} \left\{ 1 + \left(\frac{x_d - x'_d}{x'_d} \right) \left[e^{-\frac{t}{T'_d}} - \left(1 - \frac{T_{kd}}{T''_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} - \frac{T_{kd}}{T''_d} \cos \omega t e^{-\frac{t}{T''_h}} \right] \right\}$$

III.3.1 - DETERMINATION DES GRANDEURS A PARTIR DES CARACTERISTIQUES A VIDE ET DE COURT-CIRCUIT.

A partir de la caractéristique interne $E=f(J_{exc})$, figure III.25 et de la courbe $I_{cc}=f(J_{exc})$, figure III.26, le courant inducteur à la tension de phase statorique nominale est $I_{f0} = 18A$. Le relevé à l'oscilloscope permet le calcul de:

$$x_d = \frac{AD}{CD} = 1.61 ; \quad x_{md} = \frac{BD}{CD} = 1.528 ; \quad \text{soit} \quad x_a = x_d - x_{md} = 0.082$$

le rapport de court-circuit est calculé par :

$$k_{cc} = \frac{i_{fg}}{i_{fk}} = \frac{OG}{OH} = 0,7$$

avant le court-circuit $v_{a0} = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_{d0} \cos\theta - v_{q0} \sin\theta) = - \sqrt{\frac{2}{3}} \omega_0 M_f I_f \sin\theta$

le module de la valeur crête est donné par : $v_{a0} = - \sqrt{\frac{2}{3}} \omega_0 M_f I_f$, ce qui permet le calcul de :
 $M_f = 0,09H$.

De la figure III.24, les valeurs ramenées au temps ($t=0$ et $t=\infty$) vérifient:

$$\frac{i_a(0)}{v_{a0}} = \frac{1}{x''_d} \quad \text{et} \quad \frac{i_a(\infty)}{v_{a0}} = \frac{1}{x_d}$$

On schématise la courbe $I_{cc} = f(t)$ par le tracé des tangentes et on en déduit:

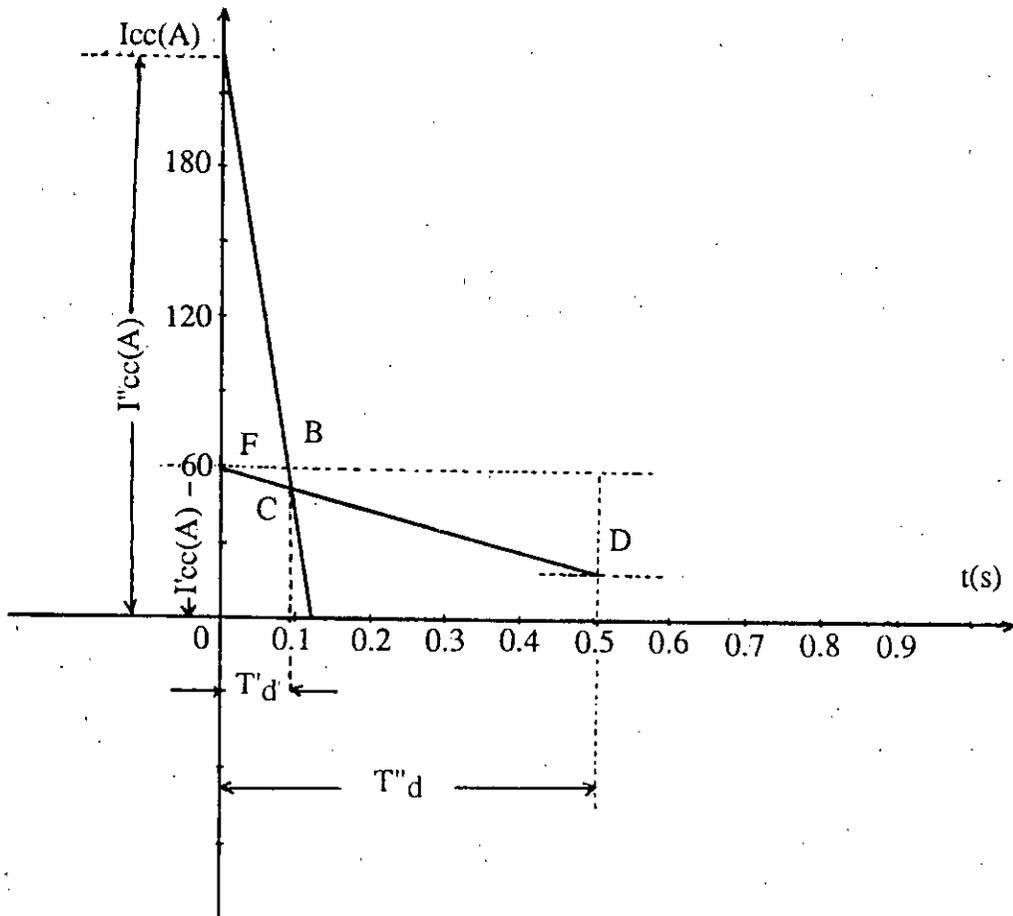


Figure III.24: tracé des tangentes sur la courbe $I_{cc}=f(t)$

La courbe de courant $I_{cc}=f(t)$ passe par les points A,B,C et D, i.e., entre A et B pour le régime subtransitoire et C-D pour le régime transitoire.

Les expressions du courant i_d exprimant les différents régimes sont :

$$\tilde{i}'_d(t) = (-\sqrt{3} V_0) \left\{ \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} - \frac{1}{x'_d} \right\}$$

régime subtransitoire

$$\bar{i}'_d(t) = (-\sqrt{3} V_0) \left\{ \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} + \frac{1}{x'_d} \right\}$$

régime transitoire

- Détermination des réactances longitudinales transitoire et subtransitoire

Si on considère deux points (1) et (2) de A-B, les expressions du courant en ces points sont:

$$\tilde{i}'_d(t_1) = (-\sqrt{3} V_0) \left\{ \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-\frac{t_1}{T''_d}} - \frac{1}{x'_d} \right\}$$

$$\tilde{i}'_d(t_2) = (-\sqrt{3} V_0) \left\{ \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-\frac{t_2}{T''_d}} - \frac{1}{x'_d} \right\}$$

on en déduit :

$$\frac{\tilde{i}'_d(t_1) - \frac{1}{x'_d} (-\sqrt{3} V_0)}{\tilde{i}'_d(t_2) - \frac{1}{x'_d} (-\sqrt{3} V_0)} = e^{(t_2-t_1)/T''_d}$$

de même que pour le régime transitoire, soient deux points (3) et (4) entre C-D, les expressions du courant en ces points sont:

$$\frac{\bar{i}'_d(t_3) - \frac{1}{x'_d} (-\sqrt{3} V_0)}{\bar{i}'_d(t_4) - \frac{1}{x'_d} (-\sqrt{3} V_0)} = e^{(t_3-t_4)/T''_d}$$

On en déduit alors les réactances longitudinales transitoire et subtransitoire ainsi que les constantes de temps de court-circuit et les constantes de temps à circuit ouvert sont calculées en utilisant les coefficients de dispersions.

- Réactance longitudinale subtransitoire.

On relèvera sur la courbe la valeur du courant mesurée immédiatement après le court-circuit triphasé brusque considérée comme la valeur du courant initial à $t = 0$, $I_{cc} = 226A$.

D'où la valeur en grandeur réduite de $x''_d = \frac{v_{a0} \cdot I_n}{I_{cc} \cdot V_n} \cong 0.086$

- Réactance longitudinale transitoire

On relevera sur la courbe la valeur du courant de court-circuit pendant le régime transitoire comme valeur du courant initial correspond à $t = 0$, $I_{AF} = 58 A$.

D'où la valeur en grandeur réduite de $x'_d = \frac{v_{a0} \cdot I_n}{I_{AF} \cdot V_n} \cong 0.33$.

Les constantes de temps sont : $T'''_d = 0.09s$; $T'_d = 0.51s$; $T_{d0} = 2.5s$; $T''_{d0} = 0.30s$.

On peut regrouper sous la forme d'un tableau récapitulatif donnant les paramètres d'axe direct obtenus par l'analyse classique de court-circuit avec ceux obtenus par les essais statiques :

paramètres d'axe direct	essais statiques (SBPA)- ARX	essais statiques (SBPA)- IV4	essais en échelon- ARX	essais de court-circuit
x_a	0,0135	0,0154	-	0,082
x_{md}	1,4428	1,4081	-	1,528
x_d	1,4562	1,4134	1,3564	1,61
x'_d	0,1936	0,1412	0,616	0,33
x''_d	0,0195	0,0243	-	0,086
T'_{d0} (s)	2,3863	2,7976	2,1677	2,5
T''_{d0} (s)	0,8292	0,8880	-	0,30
T'_d (s)	0,3173	0,3173	0,9844	0,51
T'''_d (s)	0,0837	0,0837	-	0,090

Il est remarquer que les valeurs obtenues par les tests statiques avec excitation par SBPA sont comparables à celles de l'analyse classique de court-circuit. Par contre les paramètres obtenus par l'essai en échelon sont très éloignés par rapport à ceux des autres tests.

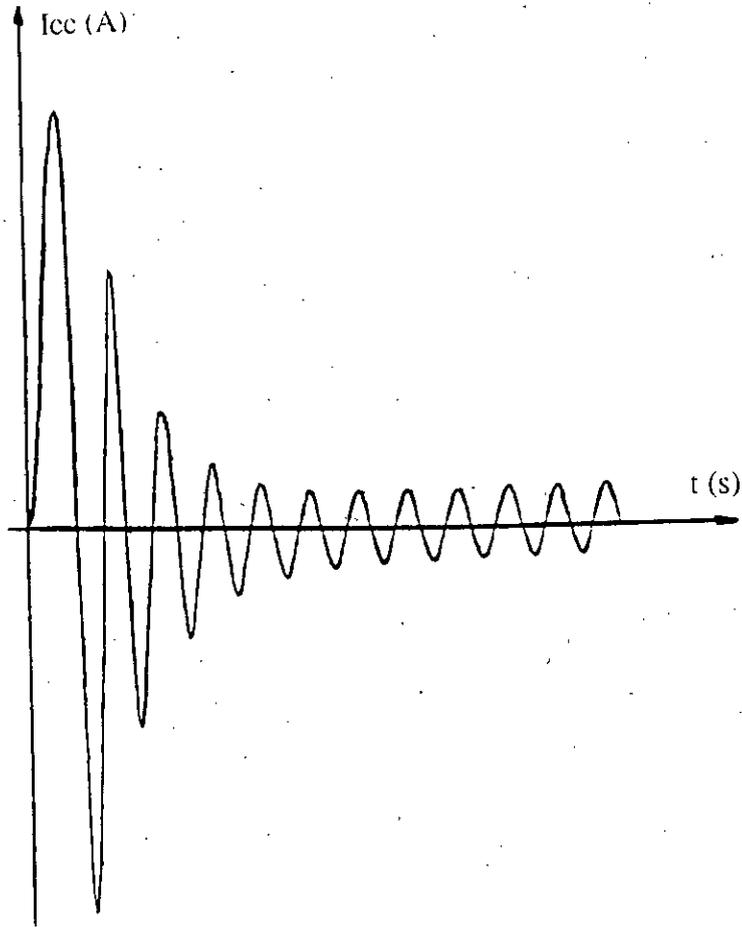


Figure III.25: relevé du courant de court-circuit

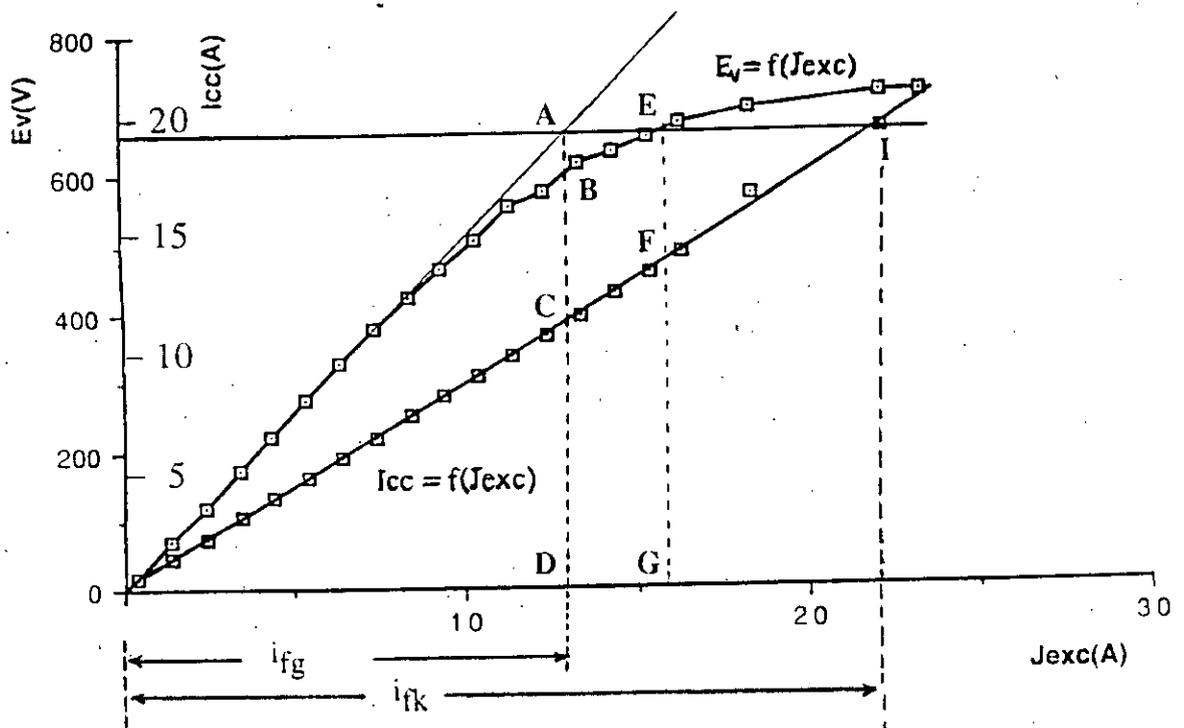


Figure III.26: caractéristiques
- à vide $E = f(J_{exc})$
- de court-circuit $I_{cc} = f(J_{exc})$

CONCLUSION

Notre contribution dans ce travail, n'est pas seulement de décrire le mérite de la détermination des paramètres du modèle de Park de la machine synchrone, mais d'étendre l'idée des tests de réponses en fréquence à tout type de machine synchrone et notamment celle de grande puissance où le nombre d'amortisseurs dans chaque axe dépasse (1d,1q). Souvent, la difficulté réside dans la détermination des paramètres d'un modèle élevé lors d'une identification par les structures de méthodes classiques.

Il conviendrait de souligner les avantages à mettre en oeuvre l'identification par les tests de réponses en fréquence qui nécessite auparavant de décomposer le modèle de la machine synchrone pour l'obtention des sous-systèmes réduits.

A l'issue des résultats obtenus, on notera que:

- tous les paramètres du modèle de Park sont obtenus
- cette méthode est basée sur l'observation des données entrées-sorties du système considéré, n'introduit pas de contraintes de relaxation physique, c'est-à-dire prédétermination de la plage de variation de certains paramètres notamment les résistances statoriques et d'excitation
- les modèles obtenus par approche multi-échelles de temps permettent de faire la liaison entre les paramètres identifiés et les paramètres physiques de la machine synchrone.

Cependant un certain nombre de remarques s'imposent lorsqu'il s'agit de déterminer les paramètres électriques des machines synchrones à partir des oscillogrammes de court-circuit:

- Les paramètres d'axe quadrature ne peuvent être déterminés comme nous l'avons précisé auparavant.
- Ceux d'axe direct sont très approximatifs.
- Le modèle considéré est de l'ordre de 2×2 ; Si nous avons été en présence d'un modèle de machine synchrone d'ordre 3×3 , il aurait été difficile de déterminer les échelles de temps rapides comme par exemple celle du sub-subtransitoire.

En outre, la méthode adoptée permet une justification à posteriori sur les hypothèses faites généralement en électrotechnique en matière de simplification des modèles.

Les équations électriques sont découplées : les sous-systèmes réduits ont une dynamique très rapide due aux flux statoriques, une dynamique relativement lente due au flux inducteur et différentes dynamiques intermédiaires dues aux effets amortisseurs.

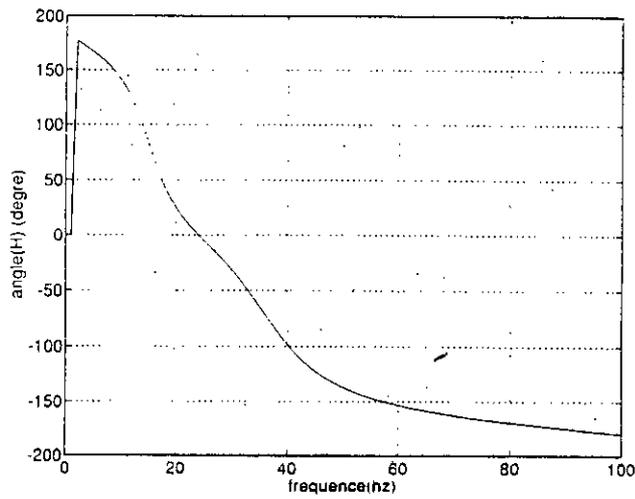
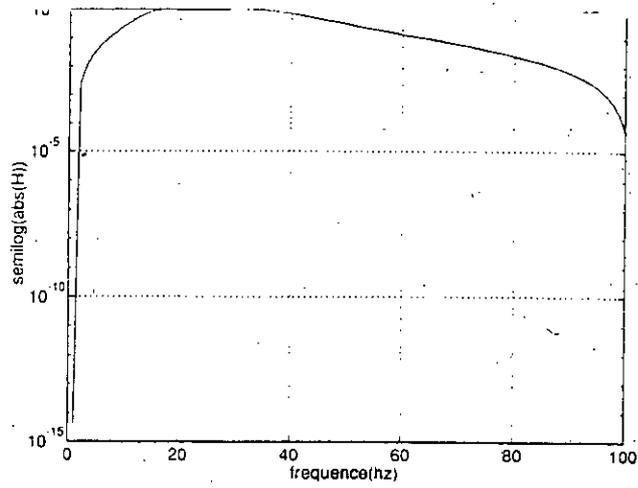


Figure III.8: le module et la phase du filtre

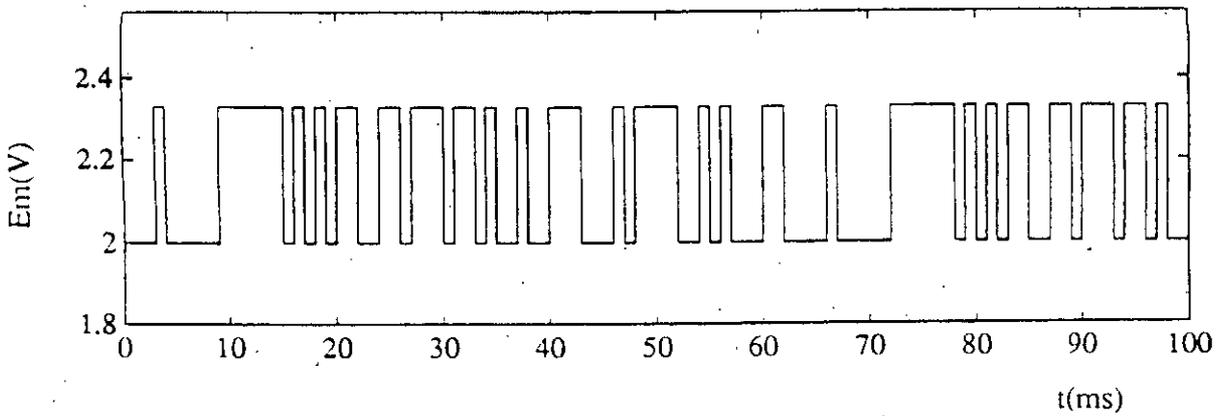


Figure III.6a: courbe de la tension au bornes de la charge

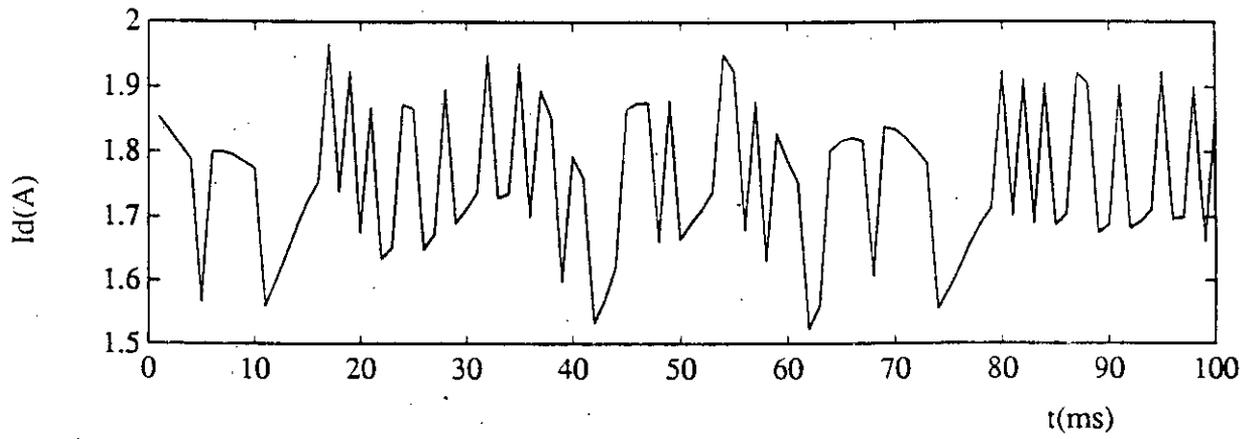


Figure III.6b: réponse du courant i_d à une excitation du type SBPA

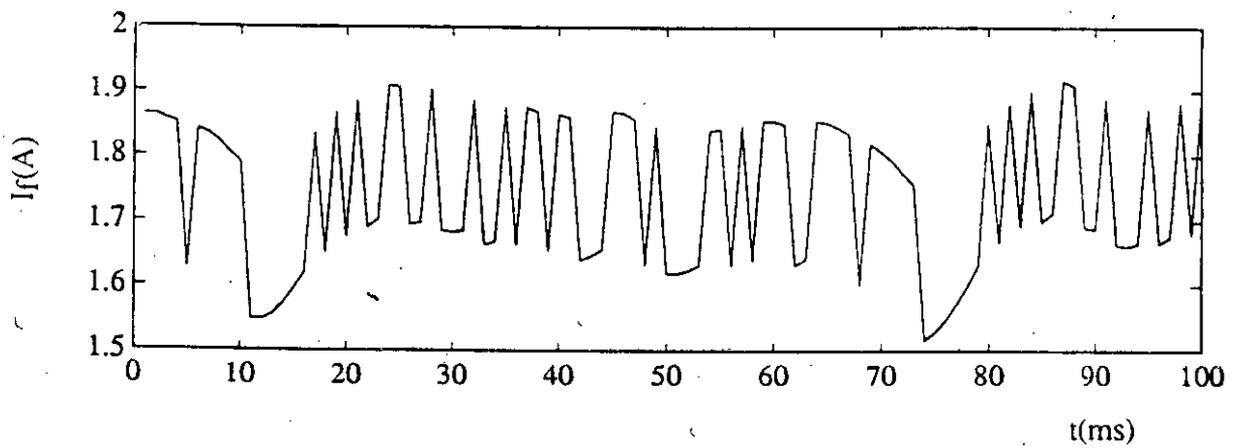


Figure III.6c: réponse du courant i_f à une excitation du type SBPA

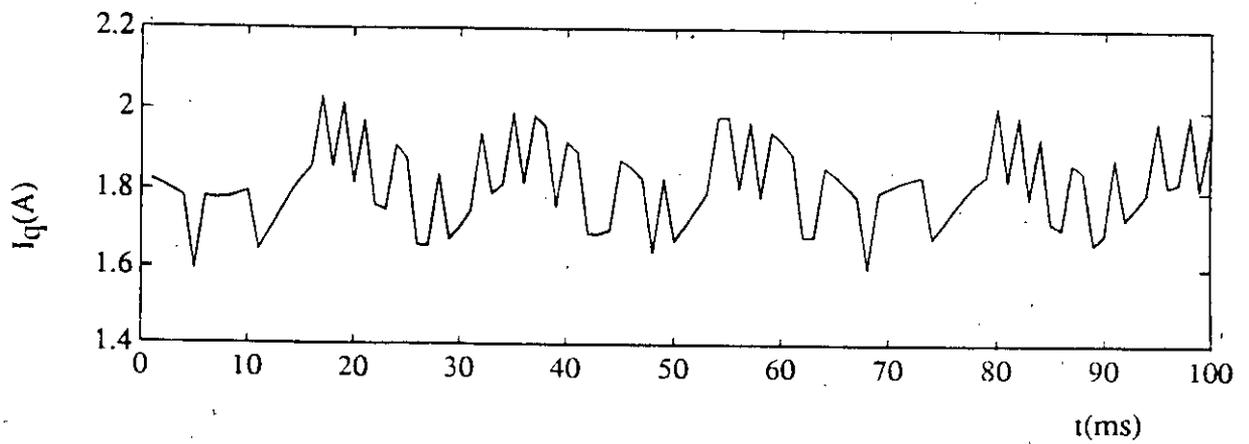


Figure III.6d: réponse du courant i_q à une excitation du type SBPA

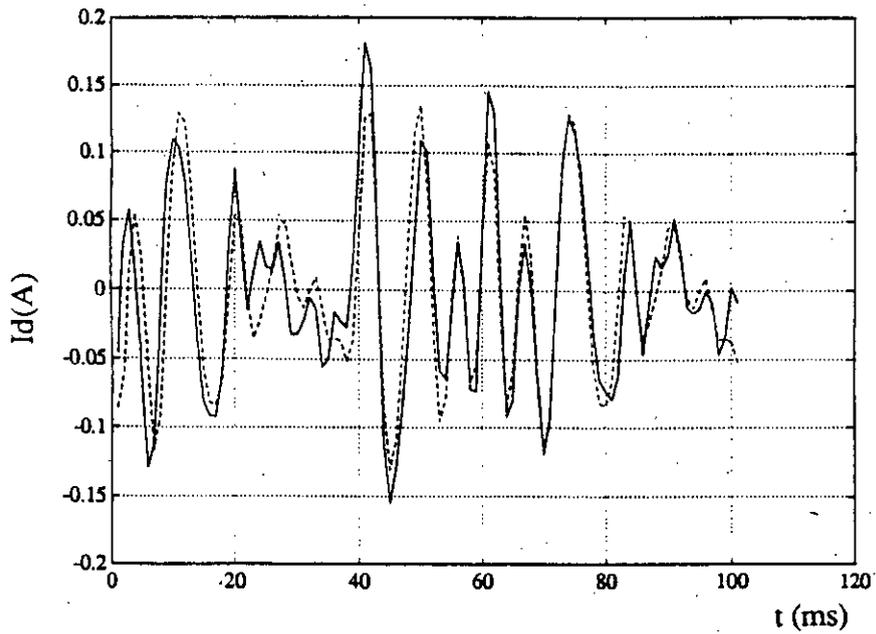


Figure III.9: axe d- réponses simulée centrée et mesurée centrée en régime permanent

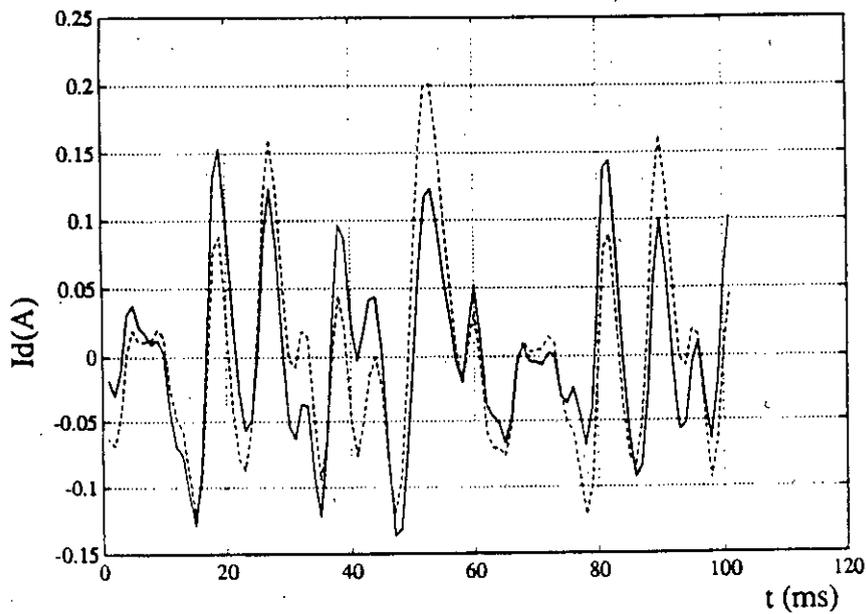


Figure III.10: axe d- réponses simulée centrée et mesurée centrée en régime transitoire

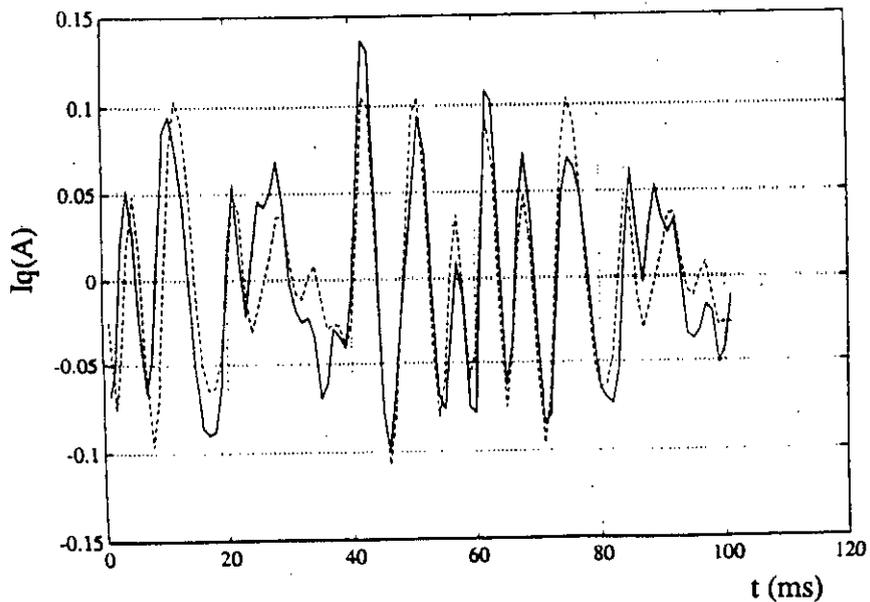


Figure III.12: axe q- réponses simulée centrée et mesurée centrée en régime permanent

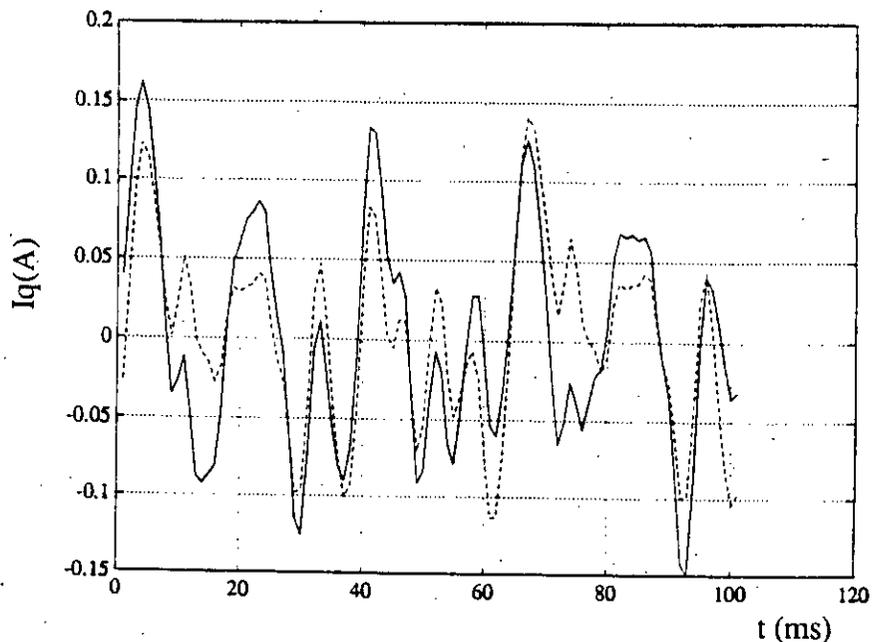


Figure III.13: axe q- réponses simulée centrée et mesurée centrée en régime transitoire

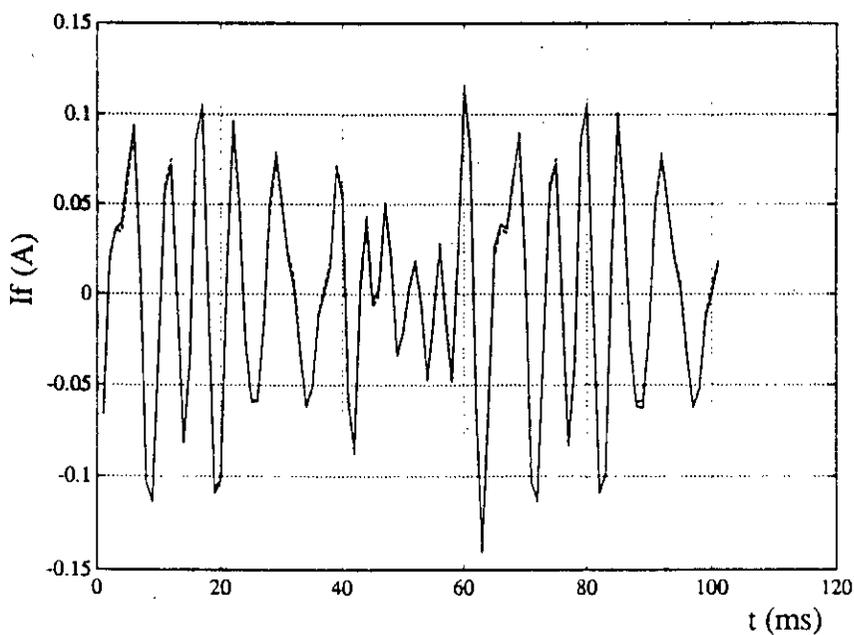


Figure III.11: axe d- réponses simulée centrée et mesurée centrée de l'enroulement d'excitation

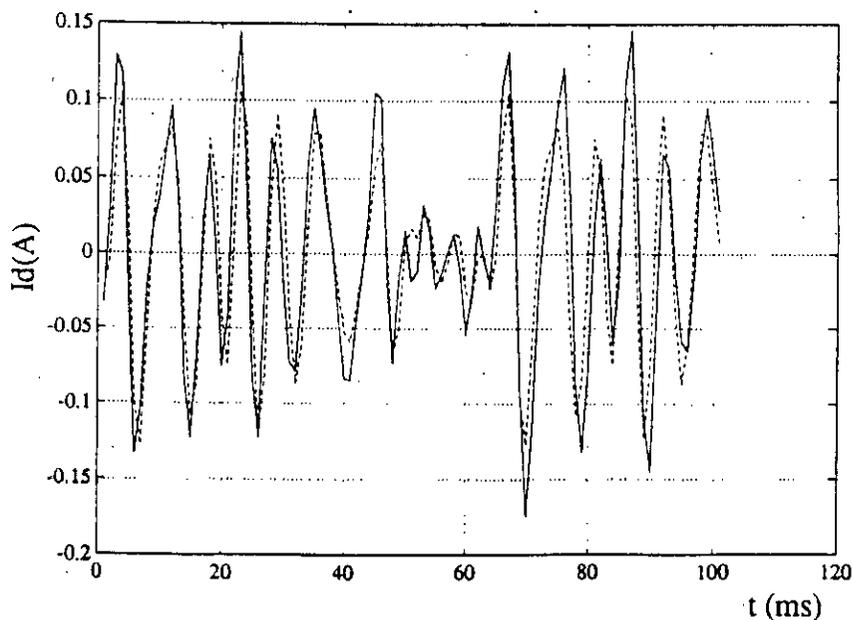


Figure III.14: axe d- réponses simulée centrée et mesurée centrée en régime permanent

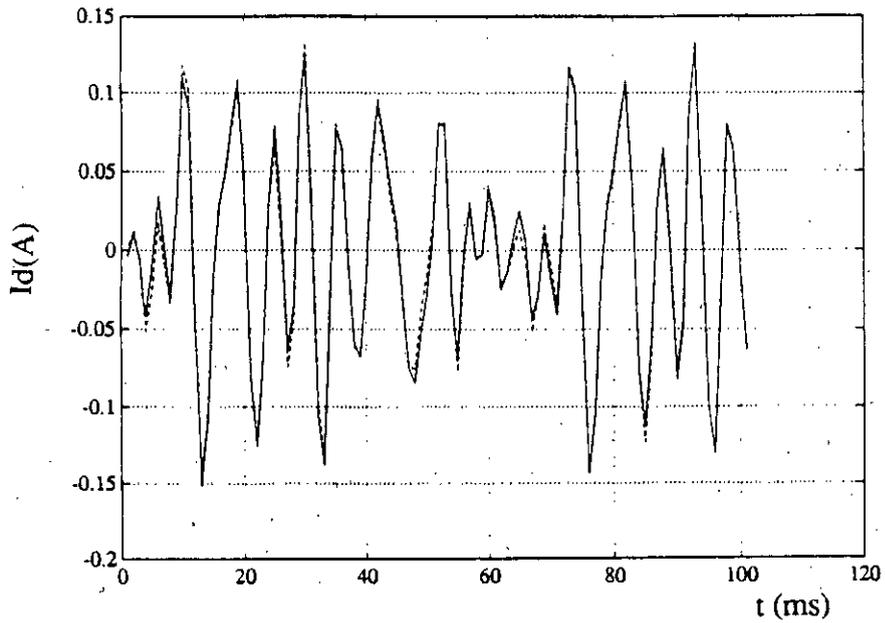


Figure III.15: axe d- réponses simulée centrée et mesurée centrée en régime transitoire

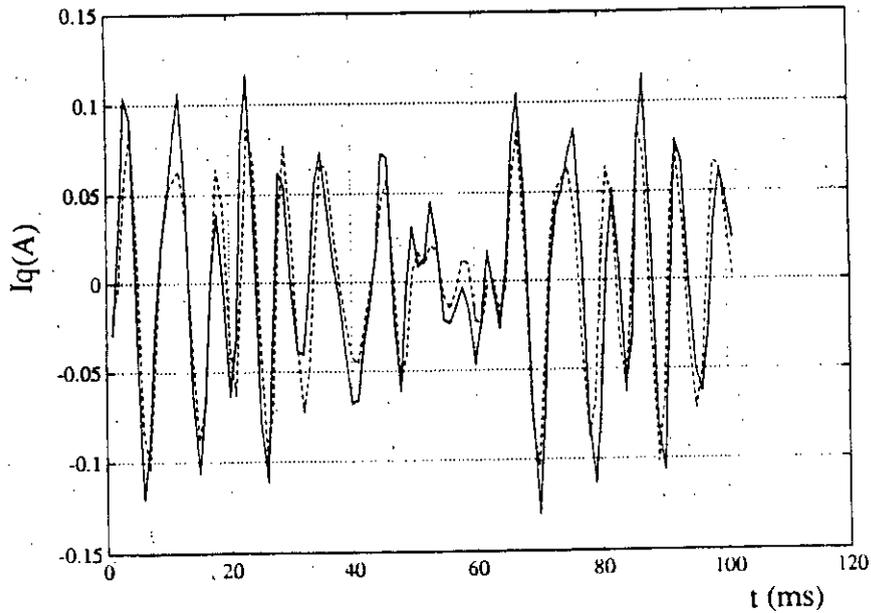


Figure III.17: axe q- réponses simulée centrée et mesurée centrée en régime permanent

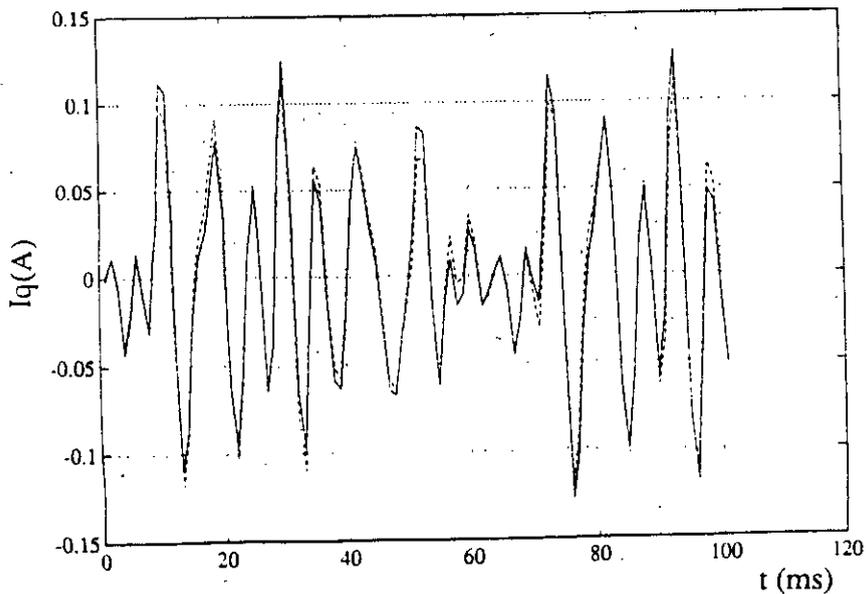


Figure III.18: axe q- réponses simulée centrée et mesurée centrée en régime transitoire

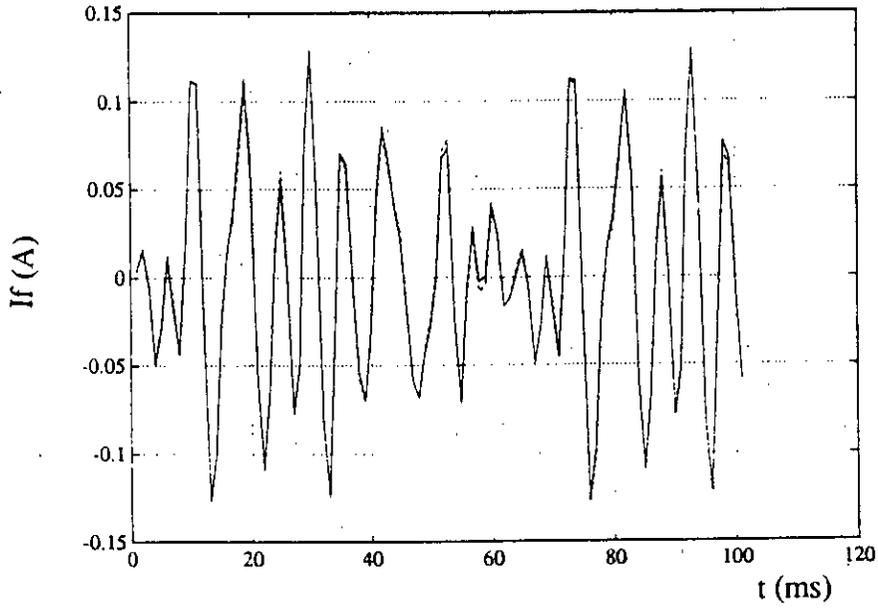
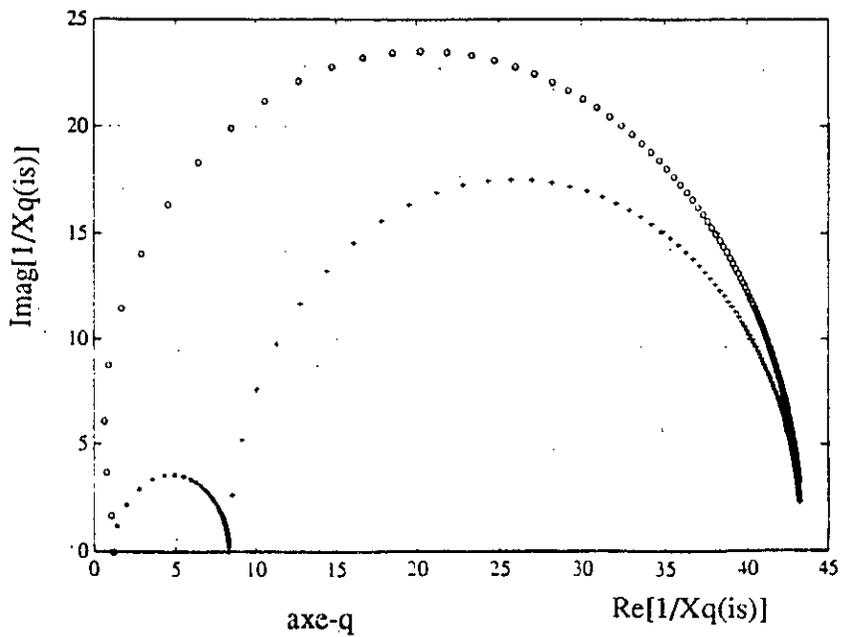
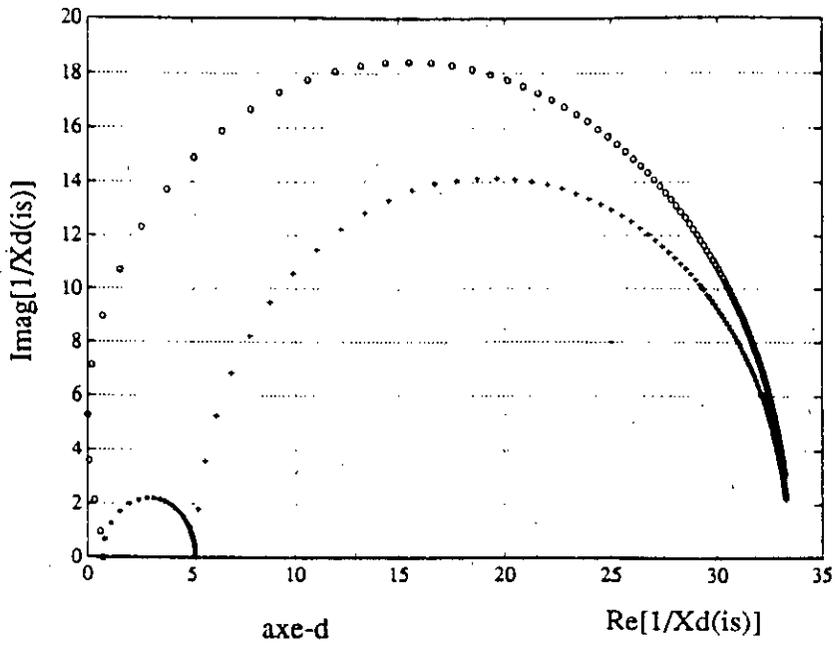


Figure III.16: axe d- réponses simulée centrée et mesurée centrée de l'enroulement d'excitation



Figures III.19: tracé des caractéristiques de réponses en fréquences

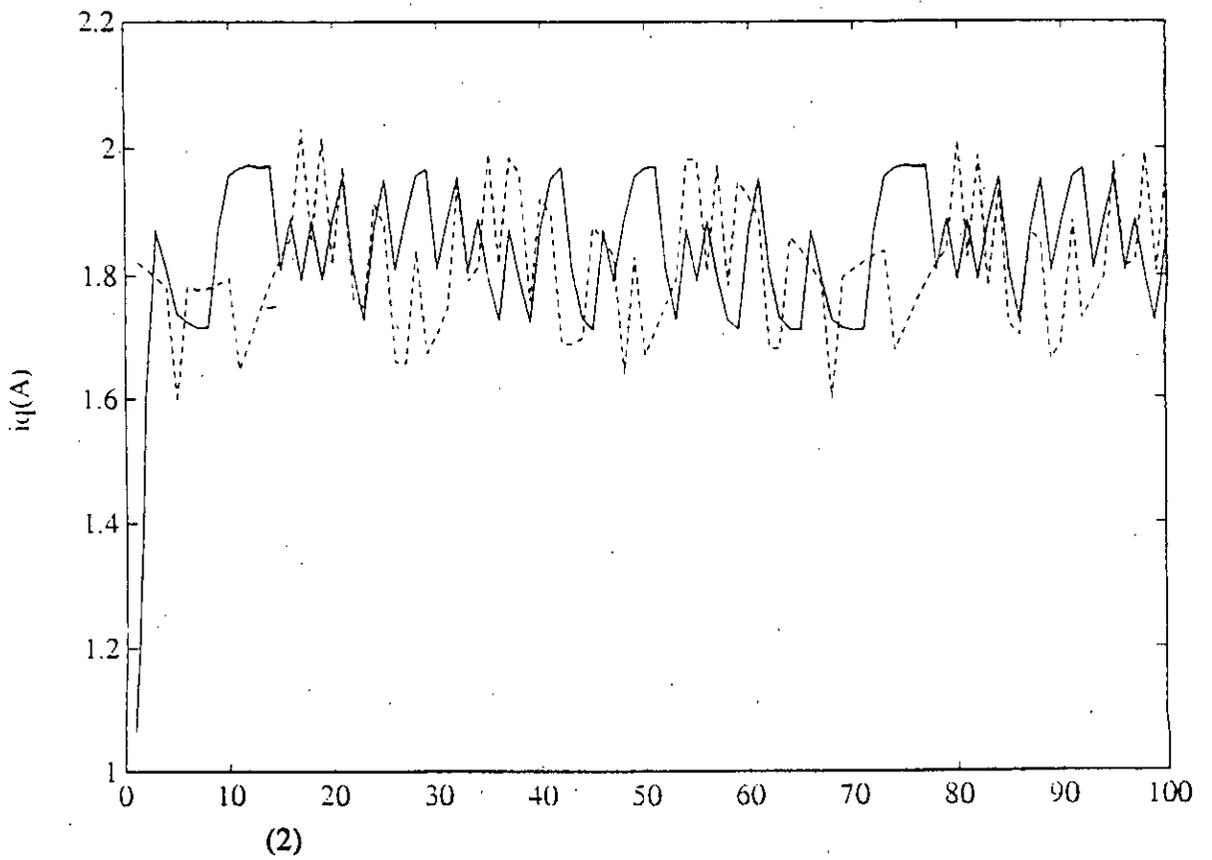
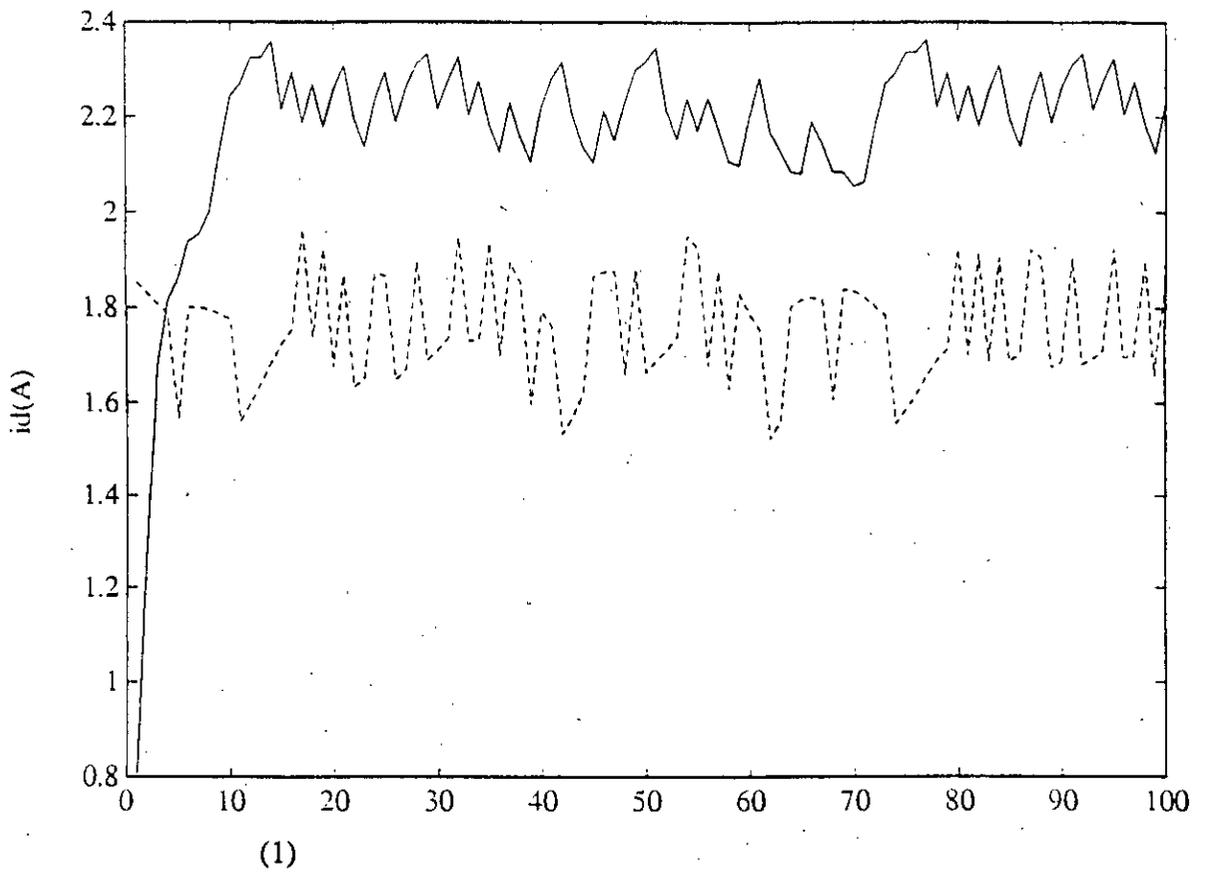


Figure III.19.b: comparaison des réponses en courant simulées
avec celles mesurées du modèle global
(1) axe direct (2) axe quadrature

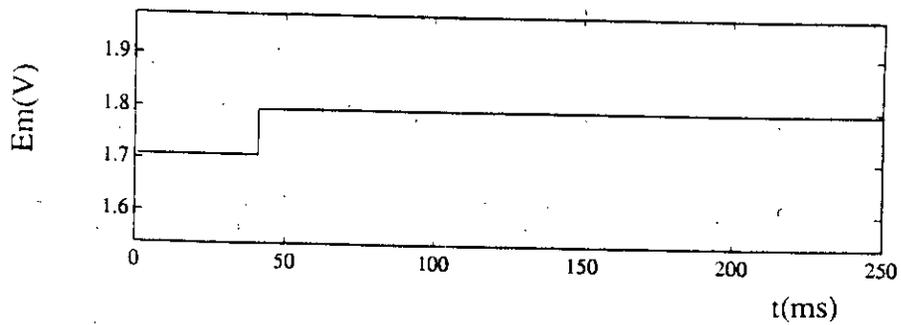


Figure III.19a: échelon en tension

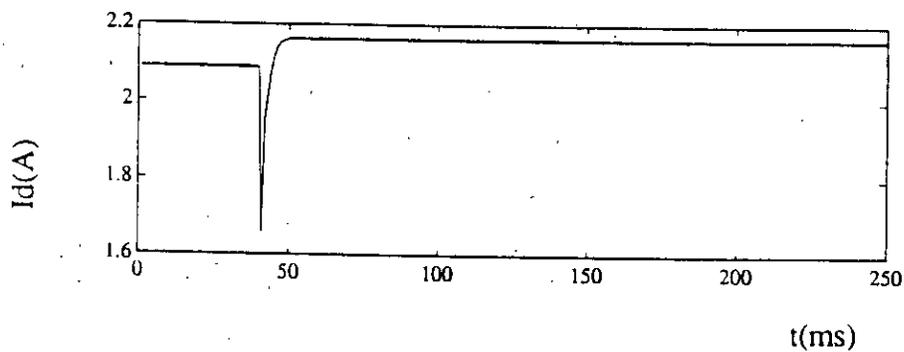


Figure III.19b: réponse du courant i_d à une excitation du type échelon

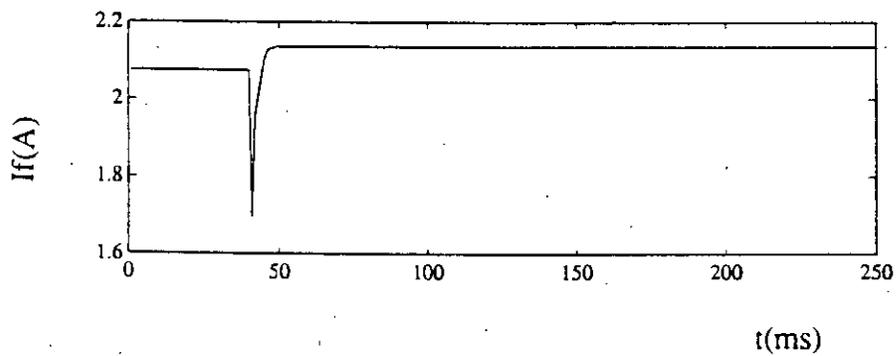


Figure III.19c: réponse du courant i_f à une excitation du type échelon

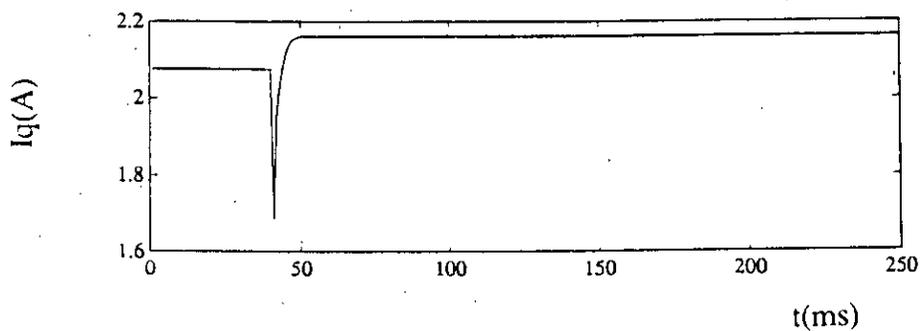


Figure III.19d: réponse du courant i_q à une excitation du type échelon

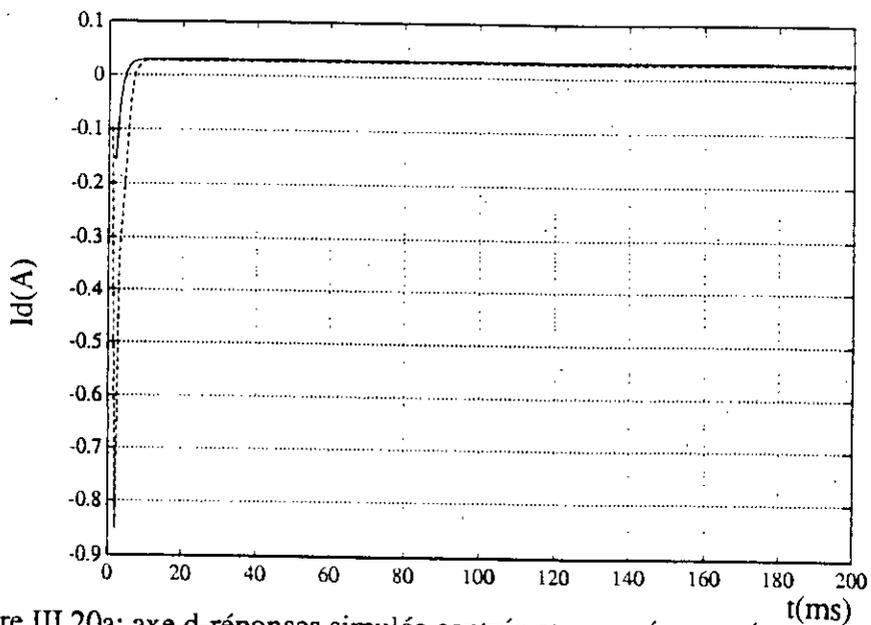


Figure III.20a: axe d-réponses simulée centrée et mesurée centrée

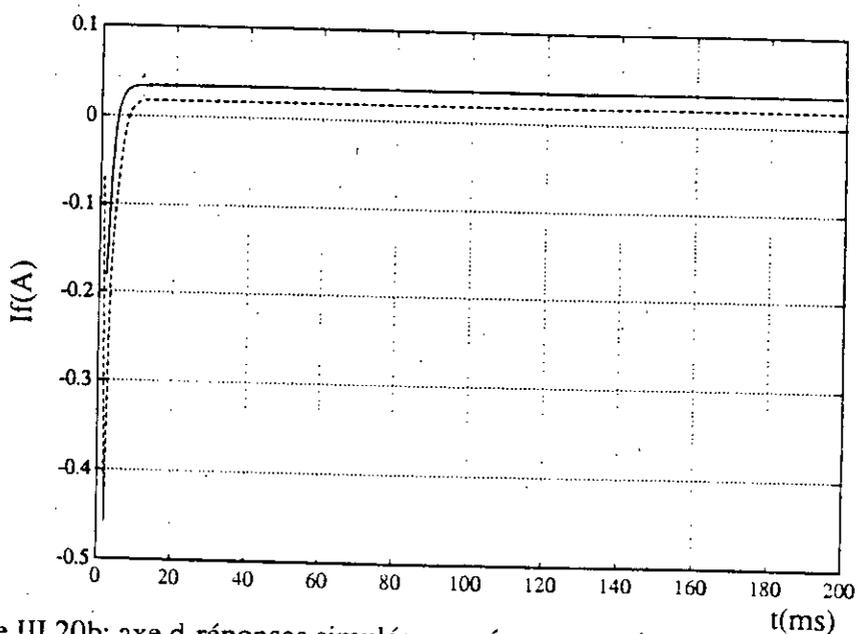


Figure III.20b: axe d-réponses simulée centrée et mesurée centrée

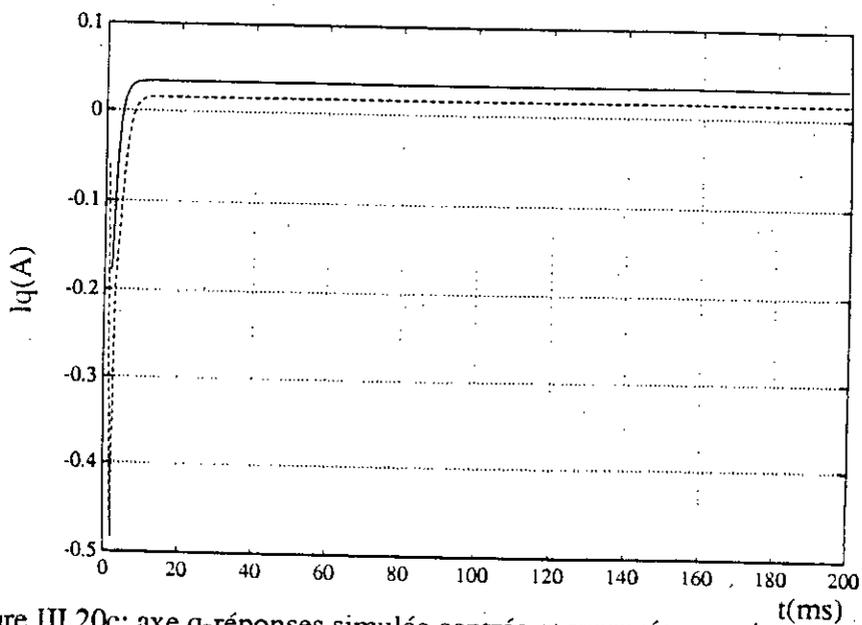


Figure III.20c: axe q-réponses simulée centrée et mesurée centrée

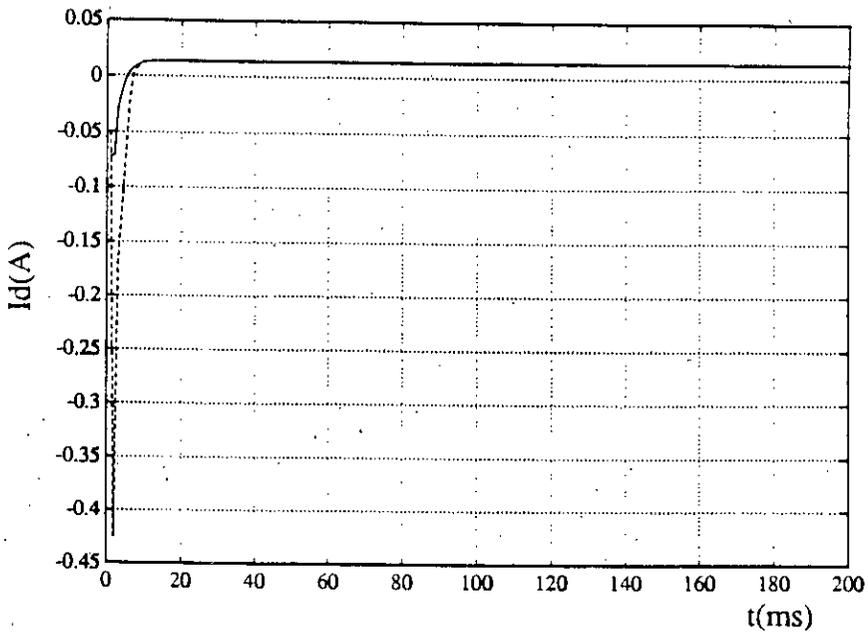


Figure III.21a: axe d-réponses simulée centrée et mesurée centrée

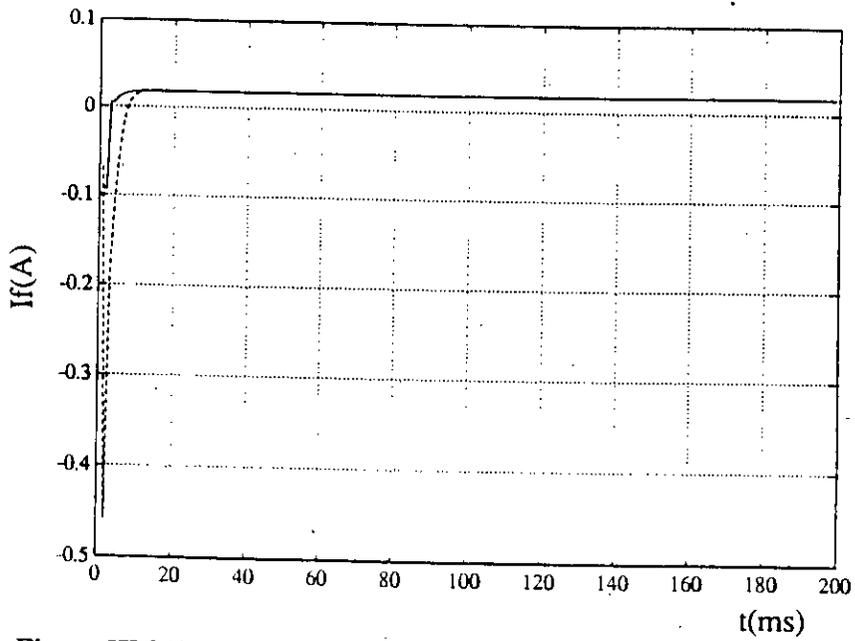


Figure III.21b: axe d-réponses simulée centrée et mesurée centrée

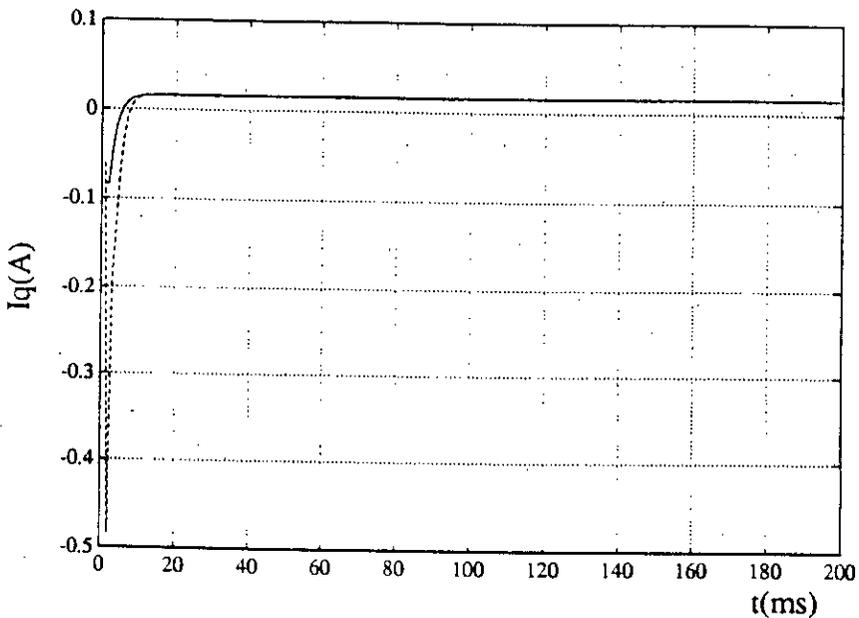


Figure III.21c: axe q-réponses simulée centrée et mesurée centrée

CHAPITRE IV

DIFFERENTES COMMANDES DE MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION

- Application à une machine asynchrone alimentée par un onduleur à MLI

IV- ALIMENTATION PAR CONVERTISSEUR STATIQUE DE FREQUENCE .

INTRODUCTION

L'alimentation des machines asynchrones à fréquence variable par l'intermédiaire des convertisseurs statiques de fréquence, a fait l'objet de très nombreux travaux [C1-C4]. Ces travaux sont consacrés aux différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion pour générer des systèmes triphasés de tensions. Ces techniques offrent le contrôle de la tension et de la fréquence tout en réduisant les harmoniques de distorsion.

La technique du MLI introduit la génération de la variation de la modulation d'amplitude et fixe l'amplitude de l'onde porteuse. Les tensions modulées (formes d'ondes) sont obtenues par modulation des tensions avec l'intersection de l'onde porteuse.

IV.1 - DIFFERENTES TECHNIQUES DE MODULATION.

Nous étudierons plusieurs variétés de techniques de modulation utilisées dans les convertisseurs statiques de fréquence et leurs applications en vue d'un contrôle vectoriel. Pour cela deux stratégies peuvent être mises en oeuvre:

- la commande par modulation de largeur d'impulsion
- la commande par hystérésis

IV.1.1 - COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION

a - MLI à échantillonnage naturel.

La technique [C5] la plus utilisée permettant d'élaborer une onde de modulation de largeur d'impulsion est la commande en sinus qui consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdal (modulatrice), figure IV.1. L'intersection de ces signaux définit les instants de commutation des transistors. Cette manière de synchronisation élimine les générations subharmoniques.

L'amplitude du fondamental de l'onde MLI est déterminée par le rapport M de l'amplitude de la porteuse sur celui de la modulatrice.

Le rapport des fréquences R est défini par la fréquence de la porteuse sur celle de la modulatrice:

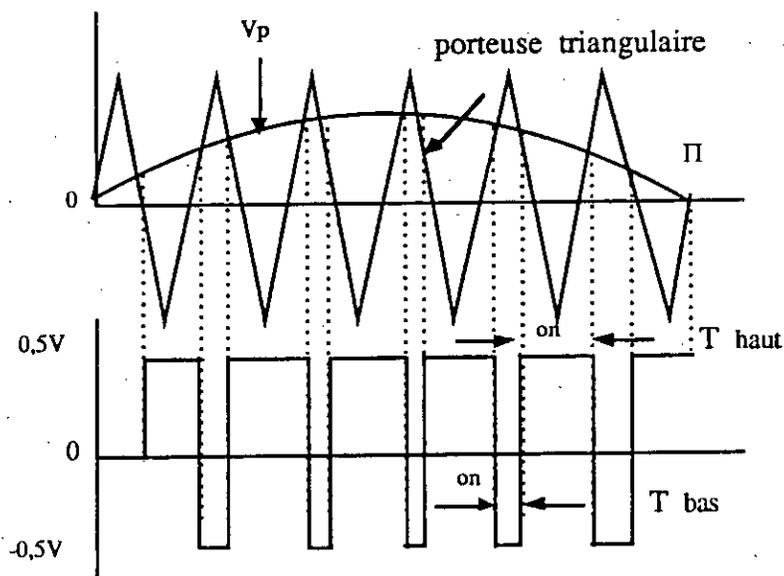
$$R = \frac{F_p}{F_m} \quad \text{où } F_p \text{ est la fréquence de la porteuse et } F_m \text{ la fréquence de la modulatrice}$$

La solution donnant les points d'intersections entre la sinusoïde et la porteuse triangulaire est basée sur la résolution de l'équation transcendante de la forme :

$$\alpha_j = P.\sin(\alpha_j) + Q \quad (1)$$

où $P = (\pi/2R)(M/(-1)^i)$ et $Q = (i-0.5)\pi/R$
 avec $i = 1, 2, \dots, 2R$

Cette équation peut être résolue par des techniques numériques.



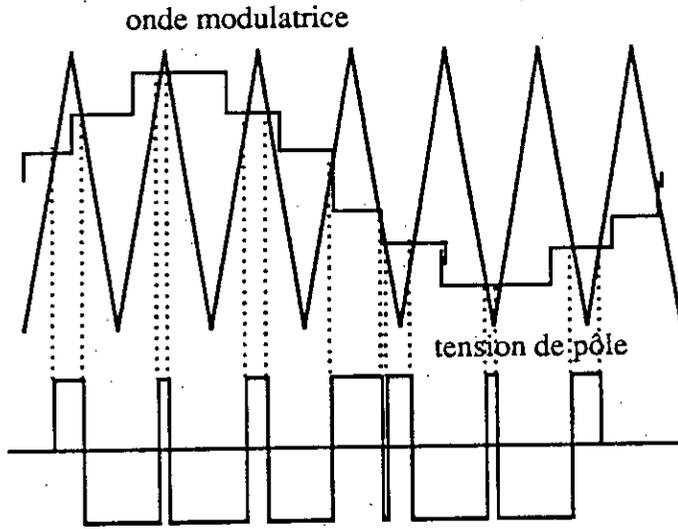
FigIV.1: principe de la commande en sinus d'un MLI.

b - MLI symétrique.

La réalisation est basée sur la commande en palier [C6-C7]. Elle est différente de la première technique dans la mesure où l'on compare l'onde de forme triangulaire à celle d'un palier dont la largeur est de $2\pi/R$, figureIV.2. L'intersection entre la porteuse et l'onde de modulation a lieu aux points calculés par les équations suivantes :

si $M \cdot \sin[(2j-1)\pi/R] < 1$ pour $j = 1, \dots, R$ alors,

$$\begin{cases} \alpha(j-1) = [4j - 3 - M \cdot \sin(2j-1)\pi/R]\pi/2R \\ \alpha(2j) = [4j - 1 + M \cdot \sin(2j-1)\pi/R]\pi/2R \end{cases} \quad (2)$$

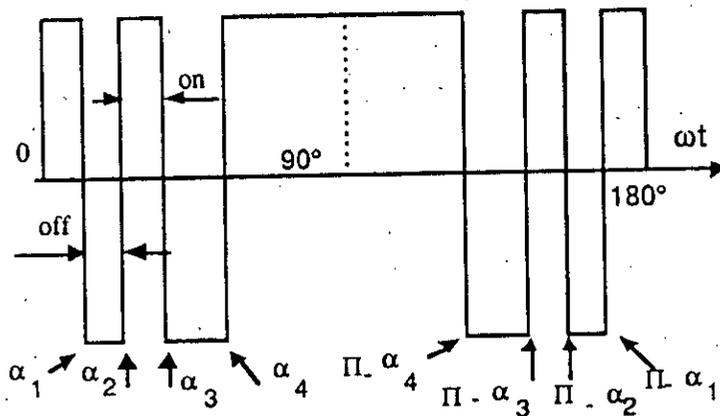


FigIV.2: schéma de la commande en palier d'un MLI.

c - MLI optimisée.

Les ondes MLI optimisées ont fait leurs apparitions grâce aux développements des microprocesseurs. Cette méthode consiste à créer une onde MLI à partir de la prédétermination des angles de commutation en fonction de la suppression souhaitée des harmoniques et de la minimisation du taux d'harmonique de distorsion.

Beaucoup de travaux [C8-C11] démontrent que la commande des quatres angles $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ peut assurer la suppression de trois harmoniques et le contrôle du fondamental de la tension, figureIV.3.



FigIV.3: tension de phase par rapport au point milieu utilisant la modulation par élimination d'harmoniques.

Cependant, ces méthodes à optimisation des angles de commutation nécessitent:

- des algorithmes performants
- des calculateurs puissants

leur avantage est basé sur le fait que l'on impose aux commutations des transistors une fréquence fixe.

Si on considère que les 5^{ème}, 7^{ème} et 11^{ème} harmoniques doivent être réduits (ou éliminés) pour obtenir le contrôle du fondamental de la tension, alors il faudra résoudre le système d'équations non linéaires.

$$b_1 = \frac{4}{\pi} (1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3 + 2\cos\alpha_4) \quad (3)$$

$$b_5 = \frac{4}{5\pi} (1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3 + 2\cos 5\alpha_4) \quad (4)$$

$$b_7 = \frac{4}{7\pi} (1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3 + 2\cos 7\alpha_4) \quad (5)$$

$$b_{11} = \frac{4}{11\pi} (1 - 2\cos 11\alpha_1 + 2\cos 11\alpha_2 - 2\cos 11\alpha_3 + 2\cos 11\alpha_4) \quad (6)$$

(L'harmonique de rang 3 et ses multiples sont éliminés si les enroulements de la machine sont en étoile avec neutre isolé).

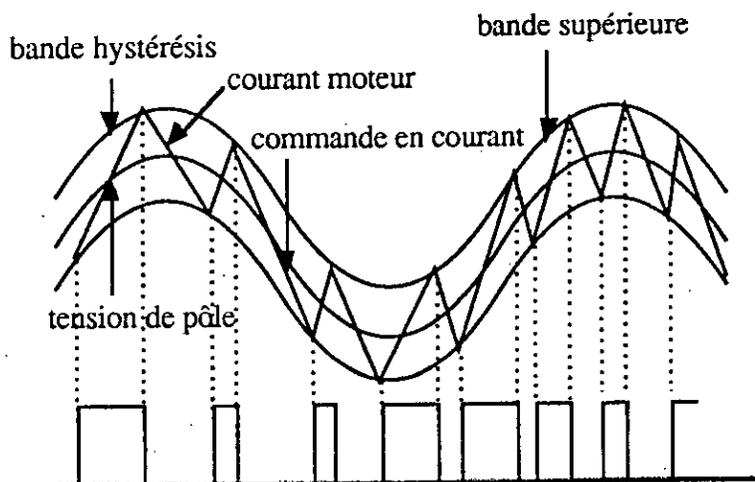
La résolution de ces équations non linéaires est obtenue par une technique numérique.

IV.1.2 - Commande par bande hystérésis.

Le principe de cette méthode [C12-C14] est basé sur la commande des transistors de l'onduleur de telle sorte que les variations du courant crête à crête dans chaque phase soient limitées dans une bande enveloppant les références du courant, figure IV.4.

La commande se fait par une comparaison entre les courants réels et les références de courants. Ces références de courant sont rectangulaires pour les machines à f.e.m trapézoïdale et sinusoïdales pour les machines à f.e.m sinusoïdale, figures IV.5a et 5b.

La difficulté de cette méthode réside dans le calcul des angles pendant lesquels les thyristors conduisent.



FigIV.4: principe de contrôle du courant dans le MLI utilisant la commande bang-bang.

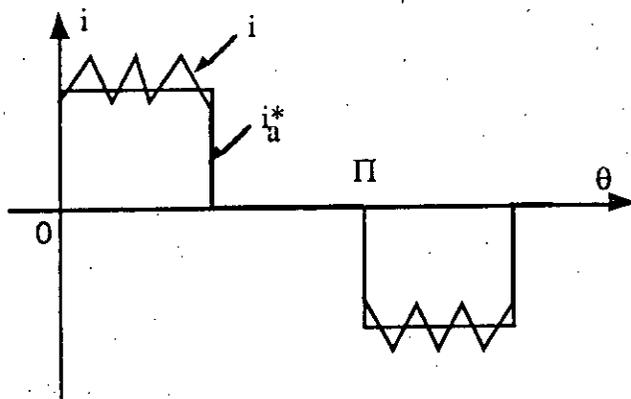


Figure IV.5a: Allure du courant pour une alimentation à référence rectangulaire.

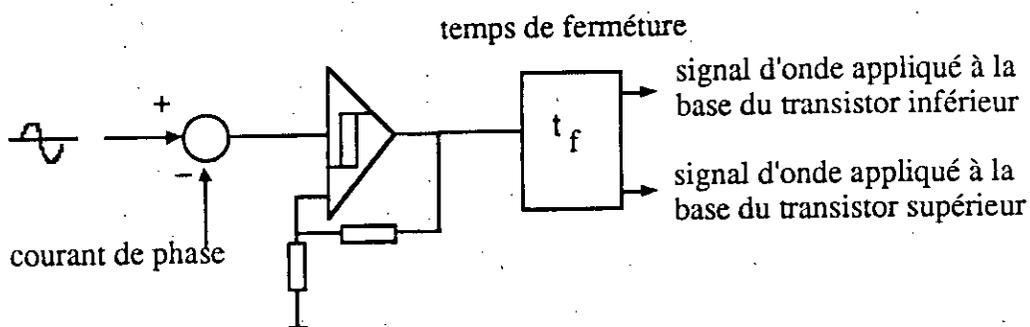


Figure IV.5.b: Diagramme bloc de la commande du courant sinusoïdal par bande hystérésis

La simulation de la méthode par bande hystérésis est plus simple que celles obtenues par les techniques en sinus ou en palier. L'algorithme peut être réduit à:

$$\begin{cases} I_{au} = I_a^* + \text{courant de la bande limite} \\ I_{al} = I_a^* - \text{courant de la bande limite} \end{cases} \quad (7)$$

si $I_a > I_{au}$ alors $V_{a0} = 0$
 si $I_a < I_{al}$ alors $V_{a0} = V_{dc}$

Cette méthode couramment utilisée dans l'industrie, a l'avantage de ne pas nécessiter les valeurs des paramètres de la machine. Cependant, en fonction des conditions opératives, la fréquence de commutation des transistors suit une variation aléatoire.

Nous noterons que la variation de la largeur de la bande hystérésis influe sur le couple (présence de fortes amplitudes pulsatoires), ce qui limite son utilisation dans le cas de la commande en position d'une machine asynchrone.

Après obtention des tensions de pôles, les tensions de phases peuvent être déduites en utilisant les simulations des comportements électromécaniques de l'ensemble onduleur - machine asynchrone.

Les différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion, telles que la commande en sinus ou celle des quatre angles sont généralement difficiles à implanter sur microprocesseur à cause du traitement du temps mort entre les différentes cartes.

Pour éliminer les transitoires dus aux changements de découpe, il est impératif d'appliquer une correction instantanée sur la consigne du taux de modulation. Les commutations de l'onduleur doivent être auparavant calculées puis appliquées de manière identique sur les trois phases en tenant compte du déphasage de $\frac{2\pi}{3}$.

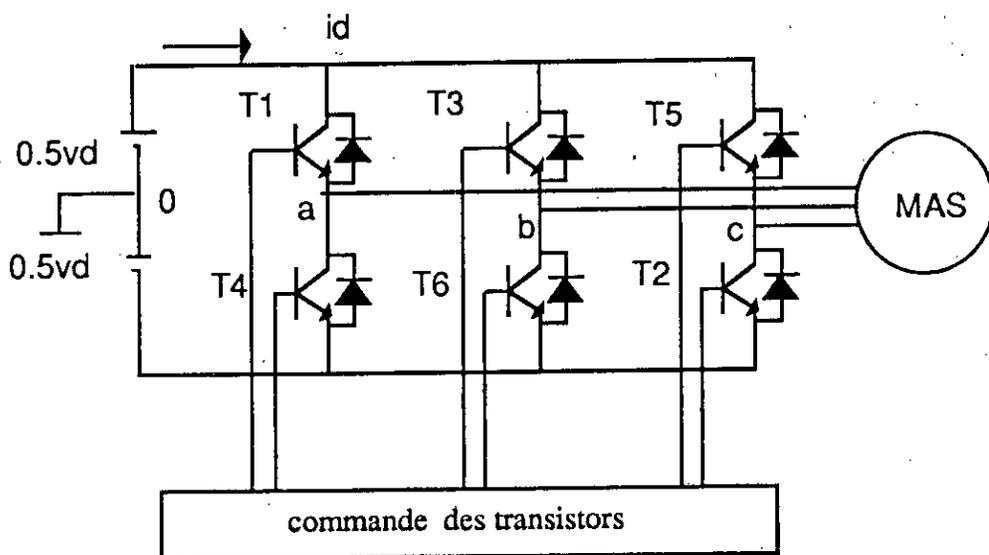
IV.2 ASSOCIATION. CONVERTISSEUR-MACHINE ASYNCHRONE.

L'onduleur de tension se comporte en général comme une source quasiment parfaite et qu'on peut négliger toute interaction mutuelle entre la machine et l'onduleur. la variation de vitesse de la machine asynchrone est assurée par la variation de fréquence statorique, lorsque celle-ci est alimentée par un onduleur MLI.

Ce qui n'est pas le cas lorsque la machine est alimentée par un onduleur de courant, car la variation du courant dépend des impédances de la machine.

Nous nous limiterons à l'étude de l'association onduleur de tension-machine asynchrone.

Le système à étudier est représenté à la figure IV.6.



FigIV.6 Schéma de l'ensemble convertisseur-moteur asynchrone.

Les tensions de phases peuvent être décrites par les relations utilisant la décomposition en série de Fourier.

$$\begin{cases} v_{a0} = \frac{4v}{\pi} (\cos\omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t \dots\dots) \\ v_{b0} = \frac{4v}{\pi} (\cos\omega t - \frac{1}{3} \cos 3(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \dots\dots) \\ v_{c0} = \frac{4v}{\pi} (\cos\omega t - \frac{1}{3} \cos 3(\omega t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \dots\dots) \end{cases} \quad (8)$$

avec $v = 0.5 v_d$

les tensions de lignes peuvent être déterminées par :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{a0} - v_{b0} \\ v_{bc} = v_{b0} - v_{c0} \\ v_{ca} = v_{c0} - v_{a0} \end{cases} \quad (9)$$

qui donnent :

$$\begin{cases} v_{ab} = \frac{4\sqrt{3} v}{\pi} (\cos(\omega t + 30^\circ) - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t + 30^\circ) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t + 30^\circ) \dots\dots) \\ v_{bc} = \frac{4\sqrt{3} v}{\pi} (\cos(\omega t + 90^\circ) - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t + 90^\circ) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t + 90^\circ) \dots\dots) \\ v_{ca} = \frac{4\sqrt{3} v}{\pi} (\cos(\omega t + 120^\circ) - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t + 120^\circ) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t + 120^\circ) \dots\dots) \end{cases} \quad (10)$$

les tensions de lignes ont une caractéristique d'avoir des harmoniques de rang $6n \pm 1$.

Pour une machine asynchrone présentant un neutre et alimentée par MLI, on peut écrire les tensions de la figure IV.8 sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{a0} = v_{an} + v_{n0} \\ v_{b0} = v_{bn} + v_{n0} \\ v_{c0} = v_{cn} + v_{n0} \end{cases} \quad (11)$$

sachant que $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$, l'expression de v_{n0} serait donc :

$$v_{n0} = \frac{1}{3} (v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}) \quad (12)$$

si on remplace l'expression (12) dans le système d'équations (11), on aura alors,

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{2}{3} v_{a0} - \frac{1}{3} (v_{b0} + v_{c0}) \\ v_{bn} = \frac{2}{3} v_{b0} - \frac{1}{3} (v_{a0} + v_{c0}) \\ v_{cn} = \frac{2}{3} v_{c0} - \frac{1}{3} (v_{a0} + v_{b0}) \end{cases} \quad (13)$$

Modèle mathématique de la machine asynchrone.

Les équations classiques de la représentation directe d'une machine asynchrone triphasé est décrit en [C15]. le système d'équations peut être représenté par :

$$V = RI + p\omega_m GI + L \frac{dI}{dt} \quad (14)$$

Les paramètres de cette équation sont donnés par :

$$I^T = [i_{ab}, i_{bc}, i_{bc}, i_d, i_q] \quad (15)$$

$$V^T = [V_{ab}, V_{bc}, V_{bc}, V_d, V_q] \quad (16)$$

Les expressions des matrices R, G et L peuvent s'exprimer par:

$$R = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$G = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}M_{sr}}{2} & -\frac{\sqrt{3}M_{sr}}{2} & 0 & L_r \\ -M_{sr} & \frac{M_{sr}}{2} & 2M_{sr} & -L_r & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$L = \begin{bmatrix} L_s & \frac{M_s}{2} & \frac{M_s}{2} & M_{sr} & 0 \\ \frac{M_s}{2} & L_s & \frac{M_s}{2} & \frac{M_{sr}}{2} & \frac{\sqrt{3}M_{sr}}{2} \\ \frac{M_s}{2} & \frac{M_s}{2} & L_s & \frac{M_{sr}}{2} & \frac{\sqrt{3}M_{sr}}{2} \\ M_{sr} & \frac{M_{sr}}{2} & \frac{M_{sr}}{2} & L_r & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}M_{sr}}{2} & -\frac{\sqrt{3}M_{sr}}{2} & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (19)$$

avec $M_s = \frac{2X_m}{3\omega}$, $X_s = L_s\omega$ et $X_r = L_r\omega$ et $M_{sr} = \frac{X_m\sqrt{\frac{2}{3}}}{\omega}$

l'équation (14) peut être représenté sous la forme d'état par:

$$\dot{I} = -L^{-1}[R + p\omega_m G]I + L^{-1}V \quad (20)$$

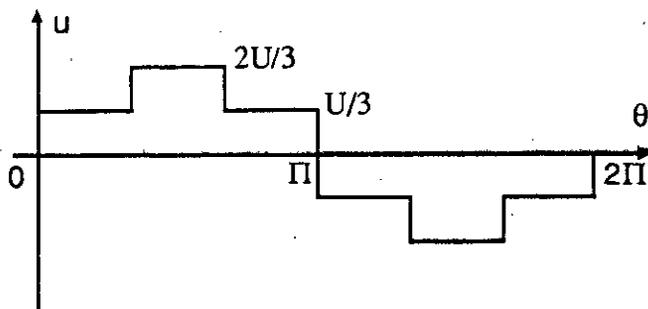
le couple instantané développé est donné par:

$$T_e = I^T \cdot G \cdot I \quad (21)$$

Si ω_m est considéré constant, l'équation (20) conduit à un système d'équations différentielles des vecteurs tensions d'entrées donnés par:

$$V^T = [V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}, 0, 0]. \quad (22)$$

Ces tensions de ligne sont représentées par les tensions de sortie de l'onduleur à MLI.



FigIV.7: représentation graphique des tensions.

IV.3 - RESULTATS DES CALCULS .

Nous avons utilisé une technique numérique pour le calcul des angles en fonction des caractéristiques exigées (réduction ou élimination des harmoniques, calcul du taux d'harmoniques de distorsion).

• **Commande en sinus.**

les résultats obtenus par la méthode de Newton-Raphson sont donnés par le tableau IV.1. Les harmoniques d'ordre 3 et ses multiples ont été calculés sans tenir compte de la nature du couplage électrique de la machine et les harmoniques de rang 5,7,11 et 13 sont très réduites en amplitude (<4%). Aussi la détermination des angles α_i n'est guère sans difficulté, car il faut à chaque fois varier les valeurs initiales des angles pour approcher la meilleure solution possible. D'autre part, l'élimination des harmoniques $6k \pm 1$ dépend surtout du rapport de l'amplitude de la modulante sur celle de la porteuse ($< \frac{\pi}{4}$).

N° harm.	angles (α_i)	$v_k(i)$ en %
1	$\alpha_1=44.13^\circ$ $\alpha_2=42.74^\circ$	100
3	$\alpha_3=41.06^\circ$ $\alpha_4=40.64^\circ$	22.51
5	$\alpha_5=36.14^\circ$	3.80
7	$\alpha_6=34.79^\circ$	3.11
9	$\alpha_7=22.17^\circ$	3.642
11	$\alpha_8=20.04^\circ$	1.165
13	$\alpha_9=19.30^\circ$	2.49
15	$\alpha_{10}=15.02^\circ$	5.267
17	$\alpha_{11}=13.63^\circ$	5.792
19	$\alpha_{12}=12.04^\circ$	4.944

Tableau IV.1: valeurs des angles et coefficients des harmoniques à M=0.75

calcul du taux d'harmoniques de distorsion:

$$\sigma_h = \left(\sum_{n=2}^n (v_n / n)^2 \right)^{0.5} / v(1) \quad (23)$$

pour une valeur de $M=0,75$, la valeur trouvée du taux d'harmoniques de distorsion est $\sigma_h=7,5\%$.

• Commande en palier.

Pour un index de modulation $M=0.75$ et un rapport de fréquence $R=6$, nous avons calculé les angles pour l'élimination ou la réduction des 5^{ème}, 7^{ème}, 9^{ème}, 11^{ème}, 13^{ème} harmoniques. La solution de l'équation en palier a donné les valeurs des angles (α_i) et la valeur absolue des coefficients harmoniques représentés au tableau IV.2. Cette méthode a l'avantage d'être résolue facilement puisque les équations sont non linéaires mais l'inconvénient d'être très sensible à l'index de modulation M .

N° harm. angles (α_i) $v_k(i)$ en %

1	$\alpha_1=8.20^\circ$ $\alpha_2=43.27^\circ$	100
3	$\alpha_3=9.70^\circ$ $\alpha_4=56.7^\circ$	21.40
5	$\alpha_5=9.70^\circ$	2.627
7	$\alpha_6=43.27^\circ$	3.845
9	$\alpha_7=29.84^\circ$	3.591
11	$\alpha_8=17.54^\circ$	4.512
13	$\alpha_9=48.86^\circ$	4.076
15	$\alpha_{10}=2.98^\circ$	6.524
17	$\alpha_{11}=49.98^\circ$	6.426
19	$\alpha_{12}=16.41^\circ$	4.244

Tableau IV.2: valeurs des angles et coefficients des harmoniques

Pour $M = 0.75$, nous obtenons : $\sigma_h = 7.20 \%$

• Méthode d'élimination d'harmoniques

Comme pour la commande en sinus, cette méthode fait intervenir l'utilisation des techniques numériques pour la recherche des valeurs des angles. Cependant, la symétrie par rapport à la demi-période et le nombre limité d'angles à calculer font que sa résolution devienne plus aisée. Pour une réduction d'harmoniques 5,7, et 11, les valeurs calculées des angles sont:

$\alpha_1 = 14,88^\circ$ $\alpha_2 = 22,41^\circ$ $\alpha_3 = 40,25^\circ$ $\alpha_4 = 44,25^\circ$ et les coefficients des harmoniques sont représentés au tableau IV.3.

N° harm	$v_k(i)$ en %
1	100
3	0
5	1.75
7	9
9	0
11	7.44
13	37
15	0
17	25
19	6

Tableau IV.3: valeurs des angles et coefficients des harmoniques

Le calcul du taux d'harmoniques de distorsion a donné: $\sigma_h = 3\%$

interprétation des résultats.

La simulation numérique de l'ensemble a été faite grâce à l'algorithme de Range-Kutta (intégration différentielle d'ordre 4).

Pour les trois méthodes de modulation de largeur d'impulsion, nous avons testé cette simulation numérique sur une machine asynchrone à rotor bobiné du laboratoire et dont les paramètres ont été mesurés. Les figures IV.8,9 et 10 représentent l'évolution du couple, de la vitesse, du courant et de la tension de phase. Nous remarquons que lors de l'alimentation de la machine asynchrone par onduleur à MLI, le courant et le couple sont munis de la présence légère d'harmoniques. De plus la fréquence des interruptions des transistors est constante, d'où, une connaissance à priori de leur fonctionnement. Par contre sur le plan réalisation, leur mise en oeuvre reste difficile (présence des temps morts, calcul exact des angles, réduction du taux d'harmoniques) et exige l'emploi des calculateurs puissants.

Nous avons également simulé numériquement la commande par bande hystérésis. Les figures IV.11 représentent l'évolution du couple, de la vitesse, du courant et de la tension de phase. Nous constatons que le couple présente des harmoniques relativement forts dûs au principe de fonctionnement des régulateurs. Nous avons admis une bande hystérésis de largeur égale à 10% du courant maximum. Pour réduire ces harmoniques, il faut impérativement réduire la largeur de la bande, ce qui revient à augmenter considérablement la fréquence des interruptions des transistors (difficile à réaliser en pratique). Nous noterons par ailleurs que la réponse de la vitesse à un échelon de couple est assez rapide.

Cependant cette méthode ne nécessite pas la connaissance des paramètres de la machine.

CONCLUSION

Il est toujours opportun d'adopter les caractéristiques des convertisseurs électroniques et des moteurs pour faciliter leurs réactions mutuelles et optimiser le fonctionnement de l'ensemble.

Il existe un grand nombre de critères d'optimisation pour les techniques de modulation de largeur d'impulsion. Les critères communs à toutes les techniques sont:

- le gain en tension maximum
- l'atténuation des harmoniques de rang bas obtenue à partir de la fréquence de hachage la plus faible possible.

La simulation des techniques de commande de l'onduleur nous a permis de mieux voir les problèmes inhérents à une réalisation future dans le cadre d'une commande vectorielle.

Les commandes à modulation de largeur d'impulsion telles que la commande en sinus ou celle de l'élimination des harmoniques ou encore la commande en palier présentent deux types de problèmes:

en software,

- calcul des angles α_i pour les conductions-interruptions des transistors
- adaptation des algorithmes en temps réel

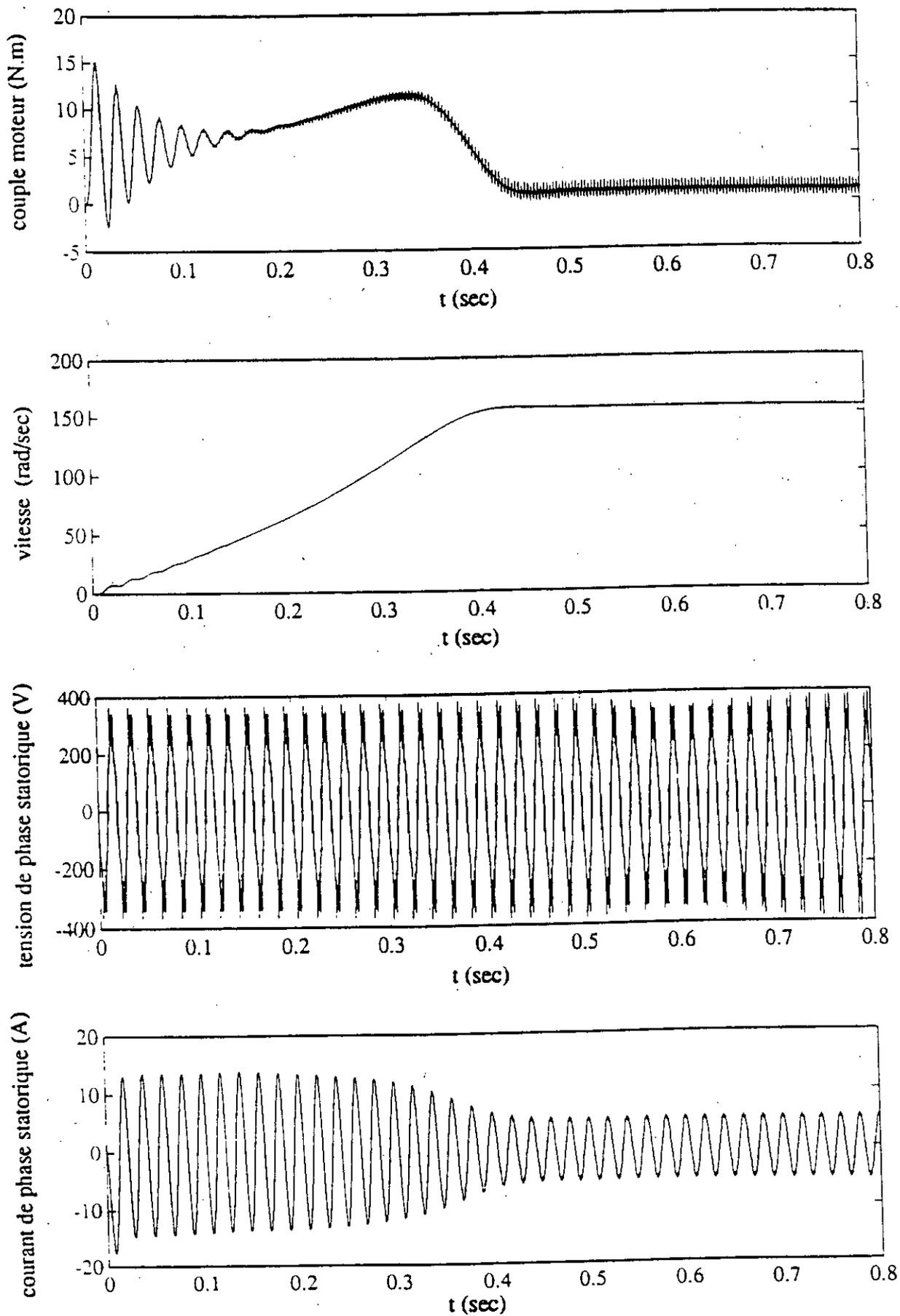
en hardware,

- dépendance sur le temps de calcul des microprocesseurs
- synchronisation des impulsions dans les circuits logiques correspondants aux séquences de phases correctes

Parmi ces techniques, la commande par bande hystérésis est la plus simple à simuler et par suite la plus simple à implanter sur ordinateur, car elle nécessite trois comparateurs à hystérésis (schéma classique). De plus, cette méthode n'a besoin d'aucune information sur les paramètres de la machine.

De telles recherches sont d'une grande importance dans les entraînements électriques à vitesse variable.

Dans le chapitre suivant nous procéderons à l'identification d'une machine asynchrone à rotor bobiné alimentée par onduleur à MLI de loi de commande ($\frac{V}{f} = \text{constante}$) et l'influence de la saturation lors d'un contrôle vectoriel indirect.



FigureIV.8: commande en sinus. Evolution des couple, vitesse, tension et courant.

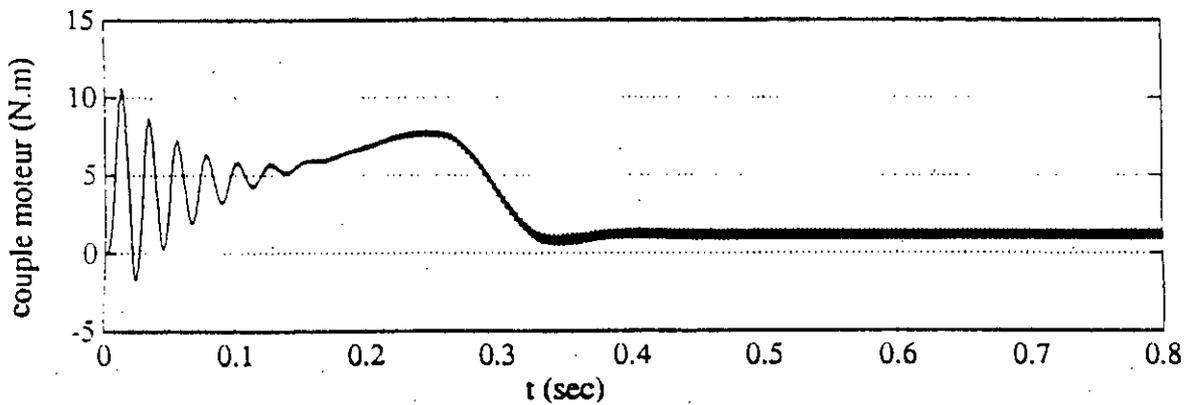
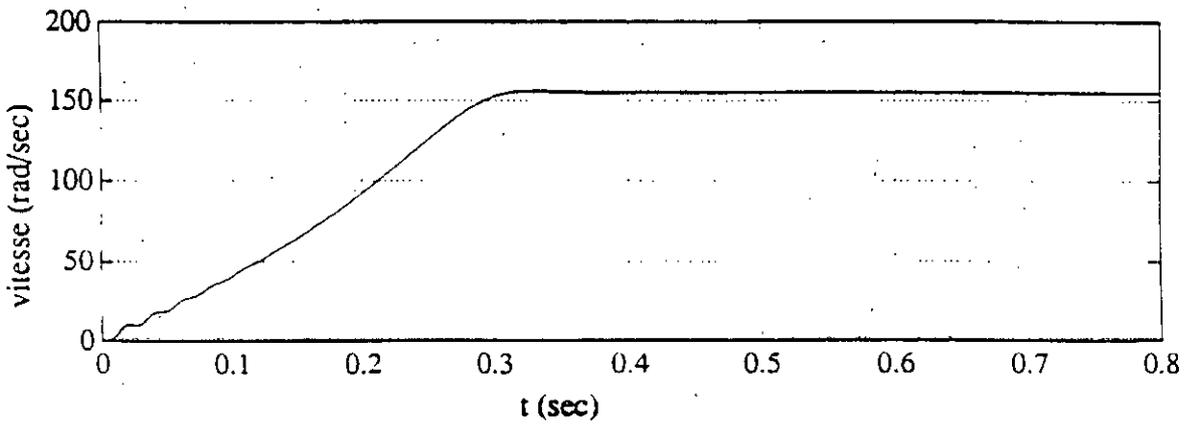
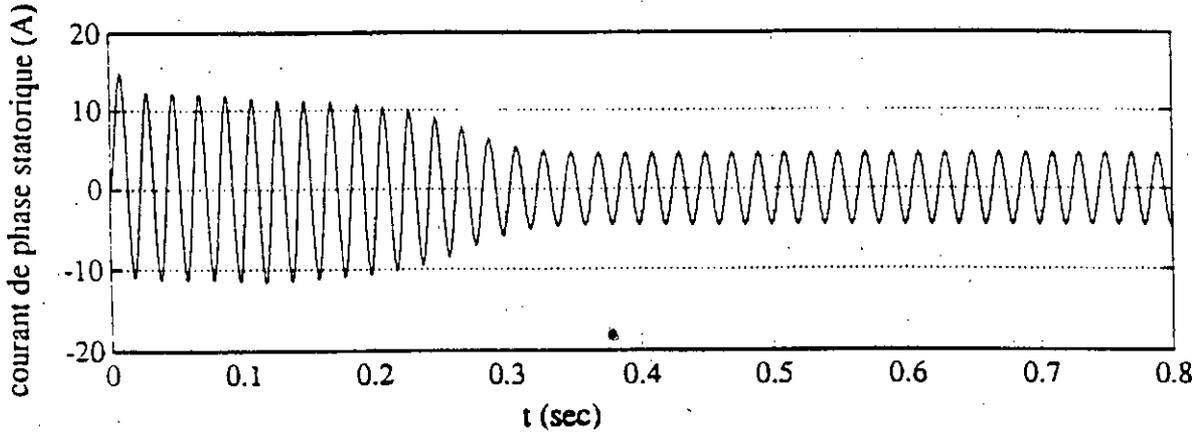
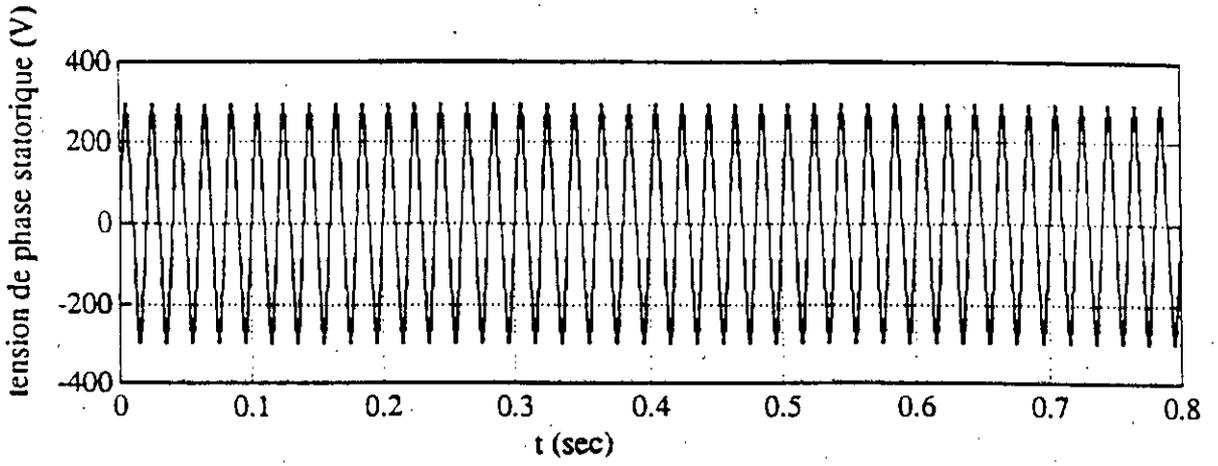


Figure IV.9: commande en palier. Evolution des tension, courant, vitesse et couple.

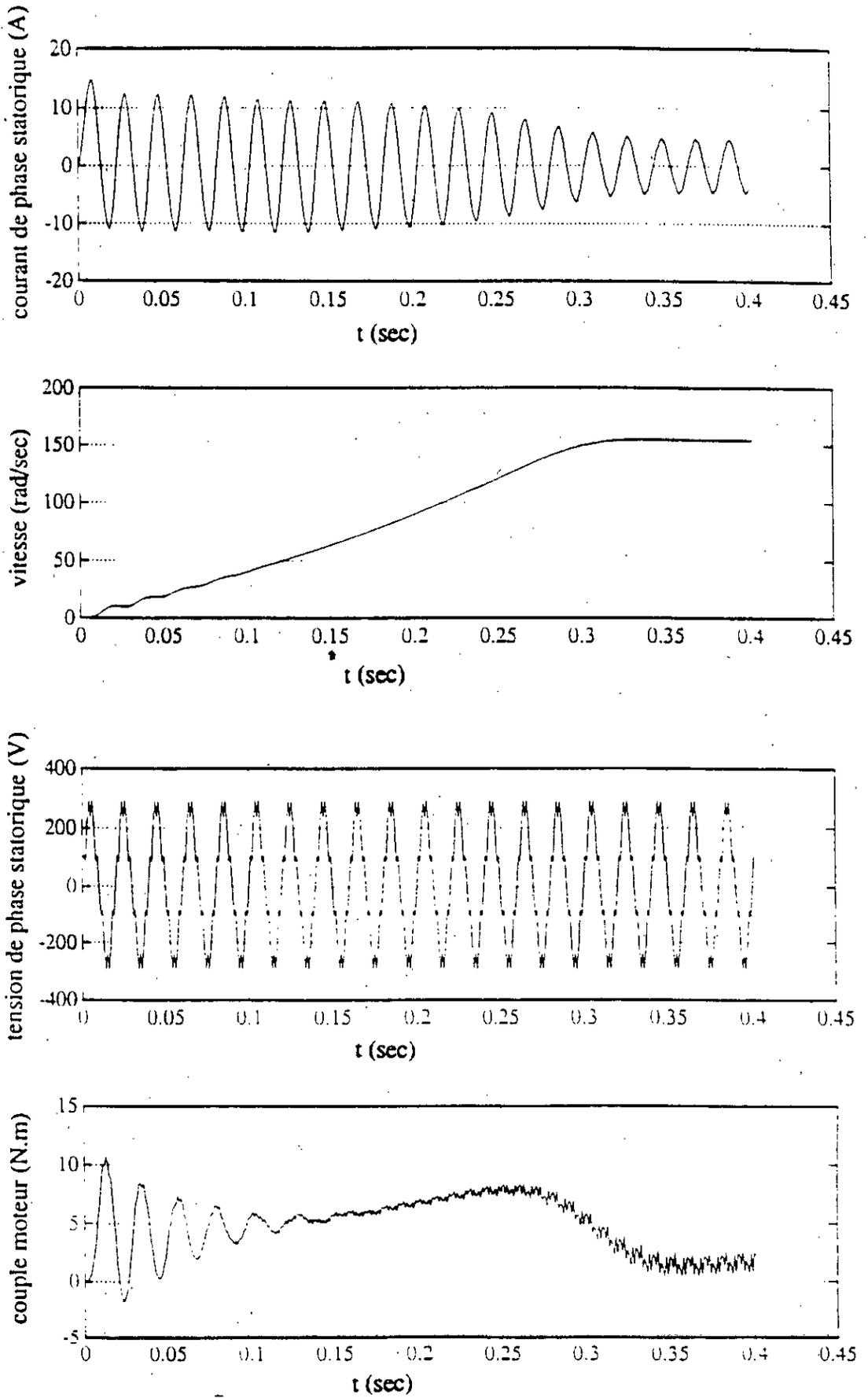


Figure IV.10: commande des 4 angles. Evolution des courant, vitesse, tension et couple.

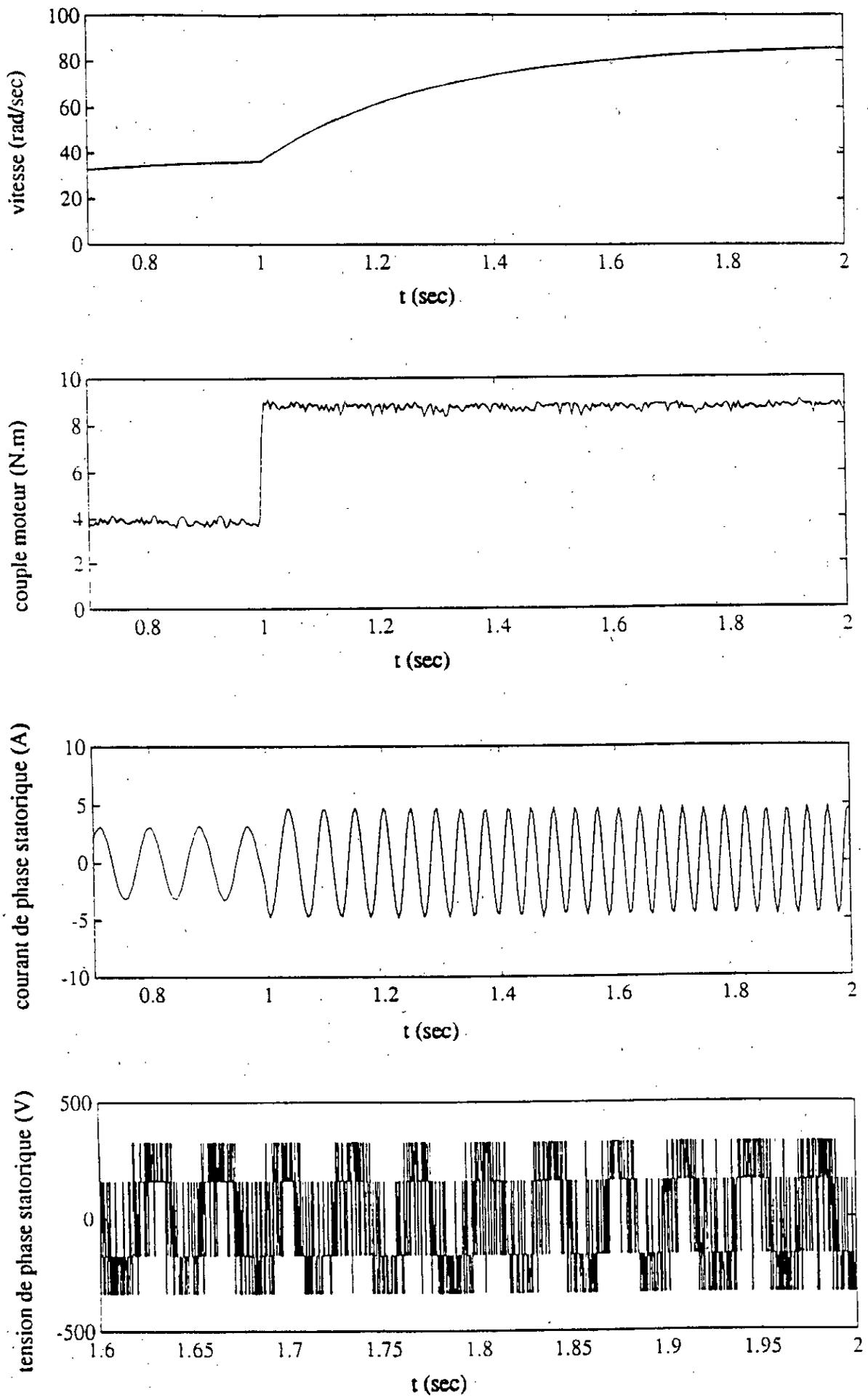


Figure IV.11: commande par bande hystérésis. Evolution des vitesse, couple, courant et tension.

CHAPITRE V

IDENTIFICATION PARAMETRIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.

- Etude de la saturation lors d'un contrôle vectoriel indirect

INTRODUCTION.

Analyse des circuits couplés et problèmes relatifs aux équations différentielles à coefficients variables.

L'approche des circuits couplés est souvent utilisée pour décrire des modèles mathématiques des enroulements de la machine dans lesquels les harmoniques sont pris en compte. Dans l'analyse et la modélisation les transformations des systèmes triphasés en systèmes biphasés équivalents jouent un rôle important dans la réduction des systèmes d'équations différentielles. L'analyse standard des machines électriques n'introduit pas les harmoniques d'espace d'ordre élevé et la transformation d-q conduit vers une simplification majeure par changement des équations différentielles à coefficients variables en équations différentielles à coefficients constants (vitesse constante) pour permettre aisément la résolution dont l'ordre du modèle est faible. Malheureusement, avec les harmoniques des forces magnétomotrices inclus, trouver une transformation qui pourrait simplifier l'analyse ou faciliter la résolution des équations de la machine est une question très difficile.

Lorsque la machine est alimentée par une tension provenant d'une source d'impédance basse d'autres problèmes surgissent. Il est supposé que les sources de tensions à l'entrée du stator sont parfaites. Mais dans la réalité, l'impédance interne de la source n'est jamais nulle. [C16] a montré qu'un filtre RLC précédant un onduleur (côté continu) influe sur la stabilité de la machine. Cette attention est dirigée à la commande vectorielle et par suite à l'identification paramétrique.

Comme la machine asynchrone est un système multivariable, non linéaire, de nombreux paramètres ne sont pas mesurables et dépendent du point de fonctionnement. L'introduction des outils de l'automatique en identification ont permis un nouveau champ d'expérimentation et de traitement de données pour l'estimation paramétrique des machines asynchrones.

Plusieurs approches d'estimation des paramètres des machines asynchrones ont été développées durant les dernières décennies, [C17-C19]. Celles-ci traitent essentiellement le régime transitoire qui apporte des réponses à de nombreuses questions.

- Evaluation de l'aptitude des machines à supporter certains régimes sévères.
- Estimer les fonctions de transfert en vue d'ajuster au mieux les dispositifs de réglage et de commande.

Quels sont les paramètres prépondérants lors de l'identification de la machine asynchrone ?

Le choix du modèle est capital. La tendance à regrouper toutes les fuites au stator a été pour la plupart des auteurs [C20-22] une option de choix. Cela permet de réduire le nombre de paramètres et de mieux suivre leur évolution.

Les modèles d'état font apparaître les paramètres physiques de la machine ayant des caractéristiques propres; par exemple les résistances statorique et rotorique ainsi que les inductances rotoriques et l'inductance de magnétisation.

- Les résistances de la machine r_s et r_r varient lentement avec la température.
- Les inductances L_r et L_m sont dépendantes de l'état magnétique de la machine.

Les variations des paramètres affectent les flux de fuites rotoriques. Ces variations donnent en régime permanent une indication sur la variation du couple électromagnétique.

La température pratique du rotor est approximativement de 130°C . Ce qui augmente la résistance d'environ 50% de sa valeur nominale à température ambiante.

La saturation du circuit magnétique peut diminuer l'inductance rotorique de 80% de sa valeur nominale et par suite la constante de temps rotorique serait affectée considérablement.

Soit α et β les variations limites de la constante de temps rotorique T_r .

$$T_r^* = \frac{0.8 L_r}{1.5 r_r} = 0.533 T_r$$

Comme $\alpha = \frac{T_r^*}{T_r}$, sa valeur relative minimale est donc $\cong 0.5$. Lors d'un contrôle vectoriel

les erreurs sur le calcul des gains seraient très conséquents pour le dimensionnement de la boucle de régulation et α varie de 0.5 à 1.5.

Une détermination similaire pour la variation de β . Ce paramètre prépondérant varie dans des limites plus réduites, de 0.8 à 1.2.

Une identification précise des résistances et inductances rotoriques est très importante pour les hautes performances d'un contrôle vectoriel de la machine asynchrone.

Les résultats présentés par [C23] sont très explicites et montrent l'influence de la sensibilité des paramètres rotoriques sur les flux rotoriques ainsi que le couple électromagnétique lors d'un contrôle vectoriel de la machine asynchrone.

La variation de la vitesse de rotation de la machine sert d'excitation persistante et enrichit les informations. Cela diminue la durée des calculs et accélère la rapidité de convergence des programmes.

Lorsque la vitesse est constante ou varie légèrement, on peut découpler les modes électriques et mécaniques et le problème devient alors linéaire mais non stationnaire.

L'analyse de l'estimation des paramètres pour le découplage en vue d'un contrôle vectoriel peut servir deux objectifs distincts :

- Le premier est l'adaptation en temps réel du variateur asynchrone, sachant que sa mise en œuvre est difficile et exige l'emploi de calculateurs puissants.
- Le second est l'auto-régulation d'un variateur vectoriel; problème souvent rencontré lors de la commande en position de la machine asynchrone.

En pratique, lors d'une identification en vue d'un contrôle vectoriel indirect le premier objectif est la réduction du nombre de paramètres à identifier, en présence des bruits.

Méthodes d'estimation paramétrique des machines asynchrones.

Plusieurs méthodes d'identification existent dans la littérature technique qui peuvent être regroupées en deux classes : La première concerne l'analyse fréquentielle et la seconde, l'analyse temporelle.

- Les réponses fréquentielles [C24], sont décrites en général par les fonctions de transfert basées sur les circuits équivalents de la machine asynchrone. Elles sont souvent affectées par les constantes de temps électriques à des signaux de hautes fréquences. Cependant, les fonctions de transferts peuvent être approximées par des fonctions de premier ordre. Certaines estimations [C25], de paramètres basées sur l'analyse de la sensibilité ont été faites en tenant compte des effets de saturation, hystérésis et de la nature du rotor. Le comportement non linéaire des machines asynchrones et l'interdépendance complexe des paramètres font que la difficulté augmente pour obtenir simultanément les équations pratiques qui relatent les caractéristiques et les paramètres des circuits.

Dans les équations basées sur la modification des schémas équivalents, les auteurs [C26-C27] étudient l'estimation des paramètres par des méthodes d'identification de l'automatique (variance minimale, maximum de vraisemblance).

D'autres estimations des résistances rotoriques et statoriques considérant la variation des mutuelles inductances font intervenir les méthodes de programmation non linéaire, [C28] méthode de MARQUARDT et [C29] pour la méthode de HOOKE and JEEVES , pour résoudre des problèmes mathématiques lourds et complexes.

- Les réponses temporelles.

En pratique cette classe de méthode utilise d'abord les simulations des comportements électriques et dynamiques pour ensuite estimer les paramètres de la machine par la méthode du modèle. Ils existent plusieurs travaux [C30] dans ce domaine, cependant la plupart des auteurs se limitent à des méthodes classiques.

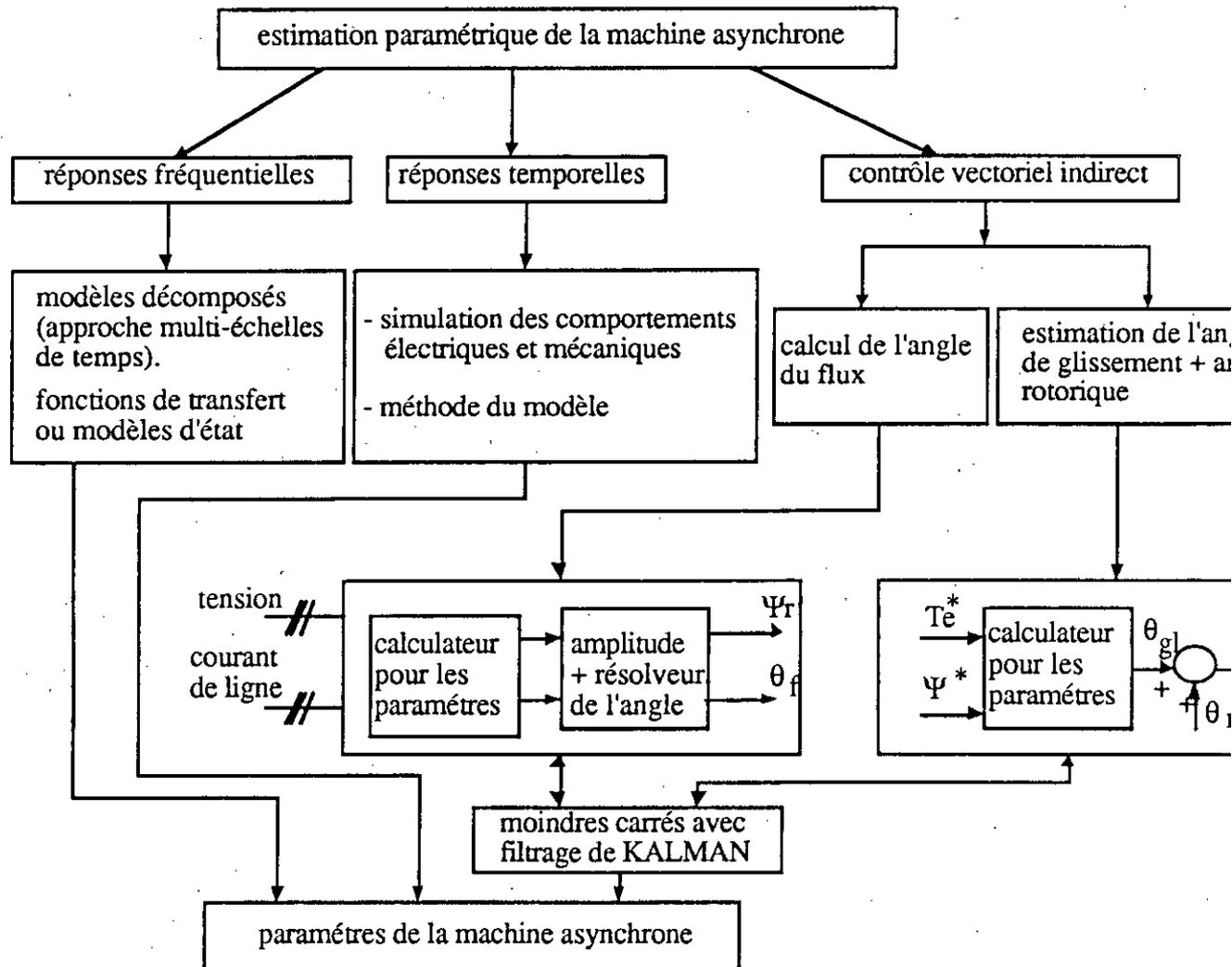
Relation contrôle vectoriel indirect - identification des paramètres

Le contrôle vectoriel indirect est étroitement lié à l'identification des paramètres de la machine pour l'estimation du flux rotorique. Les paramètres sont affectés par les variations de la température et la saturation. Chaque écart, entre les paramètres physiques du moteur par rapport aux paramètres introduits dans le contrôle vectoriel de la machine, entraîne des détériorations des performances dynamiques en régime permanent et d'oscillations transitoires du flux rotorique et du couple. En conséquence l'efficacité du contrôle de la machine décroît. Pour y remédier, l'ajustement des paramètres apparaît alors comme nécessaire dans le contrôle

vectorel. Plusieurs schémas ont été proposés pour l'adaptation des paramètres, basés sur les stratégies suivantes:

- contrôle direct de l'alignement des axes du flux et du couple produisant les axes des composantes du courant statorique.
- mesure en temps réel des résistances rotoriques à chaque instant
- mesure et estimation du flux rotorique

Nous noterons que les directions de recherche actuelles sont axées sur l'adaptation des paramètres. à l'issue de cet aperçu sur les méthodes d'identification de la machine asynchrone nous proposerons le schéma suivant:



Regroupement des méthodes d'identification paramétrique d'une machine asynchrone.

V.1 - Modèle proposé de la machine asynchrone.

Le système qui compose la machine asynchrone a une structure simple et représente un ensemble d'équations différentielles linéaires à coefficients constants, ce qui rend possible sa résolution par des méthodes analytiques et facilite dans une large mesure sa résolution à l'aide de calculateurs analogiques ou numériques. On rappellera que les coefficients (résistances, inductances et vitesse de rotation) des courants dans les équations de tensions en axe $\alpha, \beta, 0$ ou $d, q, 0$ peuvent être considérées comme constants dans les hypothèses où l'on néglige :

- La saturation du circuit magnétique.
- La denture des armatures magnétiques.
- Les harmoniques spatiaux supérieurs ou inférieurs du champ magnétique.
- Les pertes magnétiques et les pertes supplémentaires dans les conducteurs.
- Les harmoniques temporels supérieurs des courants.
- La variation de la vitesse angulaire.

a - Equations électriques de la machine asynchrone.

pour une vitesse synchrone, l'équation statorique s'écrit :

$$\overline{V}_s = r_s \cdot \overline{i}_s + \frac{d\overline{\Psi}_s}{dt} + \omega \cdot \overline{\Psi}_s \quad (1)$$

Dans le système d-q cette équation devient :

$$\begin{cases} V_{ds} = r_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega \cdot \Psi_{qs} \\ V_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega \cdot \Psi_{ds} \end{cases} \quad (2)$$

En considérant la décomposition des flux et courants statoriques et rotoriques, il vient :

$$\begin{cases} \Psi_s = \Psi_{ds} + j \cdot \Psi_{qs} \\ \Psi_r = \Psi_{dr} + j \cdot \Psi_{qr} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} i_s = i_{sd} + j \cdot i_{sq} \\ i_r = i_{rd} + j \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (4)$$

Comme les expressions des flux statoriques et rotoriques sont aussi fonctions des mutuelles inductances, on écrira alors :

$$\Psi_S = L_S \cdot i_S + M \cdot i_R \quad \text{et} \quad \Psi_R = L_R \cdot i_R + M \cdot i_S$$

A partir de ces expressions on déterminera celles des courants :

$$\begin{cases} i_S = \frac{L_R}{\sigma} \cdot \Psi_S - \frac{M}{\sigma} \cdot \Psi_R \\ i_R = \frac{L_S}{\sigma} \cdot \Psi_R - \frac{M}{\sigma} \cdot \Psi_S \end{cases} \quad (5)$$

On remplace dans le système (1), les expressions des courants données par le système (5) et en faisant la somme de v_{ds} et de $j \cdot v_{qs}$, on détermine une nouvelle expression du flux statorique :

$$\frac{d\Psi_S}{dt} = - \frac{r_S L_R}{\sigma} \Psi_S + \frac{r_S M}{\sigma} \Psi_R + v_S \quad (6)$$

C'est une équation stationnaire du flux statorique dans le repère d-q.

Parallèlement les équations pour le rotor peuvent s'écrire de la même façon que pour le stator :

$$\begin{cases} V_{qr} = r_R \cdot i_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} - \omega_e \cdot \Psi_{dr} \\ V_{dr} = r_R \cdot i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - \omega_e \cdot \Psi_{qr} \end{cases} \quad (7)$$

Du moment que toutes les variables sont ramenées au stator, quand le rotor tourne à une vitesse ω_r , les axes d-q sont fixés sur le rotor tournent à $(\omega_e - \omega_r)$ relative à une rotation synchrone de référence. Alors les équations du système (7) s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{qr} = r_R \cdot i_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \cdot \Psi_{dr} \\ V_{dr} = r_R \cdot i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \cdot \Psi_{qr} \end{cases} \quad (8)$$

Au synchronisme lorsque $\omega_e = \omega_r$ et pour $(V_{dr} = 0 ; V_{qr} = 0)$, le système (8) permet de déterminer l'expression du flux rotorique suivante :

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = \frac{r_r M}{\sigma} \Psi_s - \left(\frac{L_s r_r}{\sigma} + j \omega_r \right) \Psi_r \quad (9)$$

Des expressions (6) et (9), on peut représenter les schémas équivalents en d-q de la machine au synchronisme, à la figure V.1.

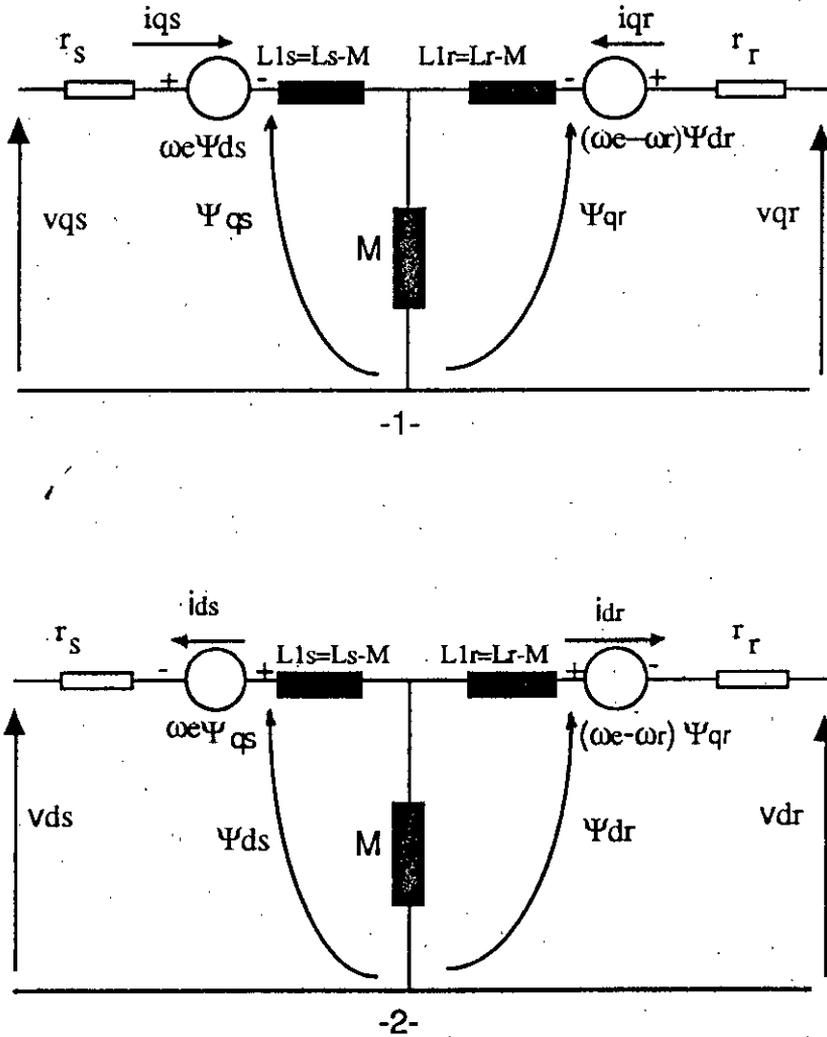


Figure V.1 Circuits équivalents à une vitesse de rotation synchrone
 -1- circuit d'axe q ; -2- circuit d'axe d.

L'équation mécanique du modèle d-q de la machine asynchrone, avec les variables électriques ramenées au stator et en utilisant les notations complexes, est donnée par :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{J}{f} \omega_r + \frac{1}{f} \frac{M}{\sigma} J_m (\Psi_r^* \Psi_s) - \frac{1}{f} T_l \quad (10)$$

avec $\frac{d\theta}{dt} = \omega_r$

où f et J représentent respectivement le moment d'inertie et le coefficient de frottements.

T_l : le couple de charge. θ_r et ω_r sont respectivement la position et la vitesse rotorique.

b - Détermination de la fonction de transfert

A des vitesses constantes (régime permanent), les équations (5), (6) et (9) représentent le modèle d'un système continu-linéaire-invariant (LTI). Ce type de système permet de déterminer sa fonction de transfert à partir seulement du courant et de la tension statorique.

De l'expression (9), on détermine l'expression du flux rotorique en fonction de celui statorique:

$$\Psi_r = \frac{\frac{r_r M}{\sigma}}{s + \frac{r_r L_s}{\sigma} - j\omega_r} \Psi_s \quad (11)$$

On remplace l'expression du flux rotorique dans l'équation (5), les expressions des flux rotoriques et statoriques en fonction du courant statorique deviennent :

$$i_s \left\{ \frac{s + \frac{r_r L_s}{\sigma} - j\omega_r}{\frac{L_r}{\sigma} \left[\left(s + \frac{r_r L_s}{\sigma} - j\omega_r \right) - \frac{r_r M^2}{\sigma^2} \right]} \right\} = \Psi_s \quad (12)$$

$$i_s \left\{ \frac{\frac{r_r M}{\sigma}}{\frac{L_r}{\sigma} \left[\left(s + \frac{r_r L_s}{\sigma} - j\omega_r \right) - \frac{r_r M^2}{\sigma^2} \right]} \right\} = \Psi_r \quad (13)$$

On pose $M^2 = L_s L_r - \sigma$ et on remplace l'expression du flux statorique dans l'équation (1) permettant de déterminer la tension statorique v_s en fonction du courant statorique i_s .

$$v_s = \frac{s^2 + s \left(\frac{r_r L_s}{\sigma} + \frac{r_s L_r}{\sigma} - j\omega_r \right) + \frac{r_s r_r}{\sigma}}{\frac{L_r}{\sigma} \left(s + \frac{r_r L_s}{\sigma} - j\omega_r \right) - \frac{r_r (L_s L_r - \sigma)}{\sigma^2}} i_s \quad (14)$$

soit $\left\{ \begin{array}{l} A_1 = \frac{r_s L_r + r_r L_s}{\sigma} \\ T_r = \frac{L_r}{r_r} \end{array} \right. \quad (15)$

En remplaçant les expressions A_1 et T_r dans l'expression (14) on peut ainsi déterminer la fonction de transfert $H(s)$.

$$H(s) = \frac{s \frac{L_r}{\sigma} + \frac{L_r}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_r \right)}{s^2 + s \left(A_1 - j\omega_r \right) + \frac{L_r r_s}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_r \right)} \quad (16)$$

Cette fonction de transfert n'a de sens que si ω_r est constante.

L'ordre du modèle physique de la machine asynchrone doit être égal à celui du modèle de structure en identification paramétrique. Ce choix est important pour la détermination des paramètres et permet, par des calculs simples, d'exprimer ces paramètres en fonction des coefficients estimés.

On considère la fonction de transfert $G_0(s)$ qui peut être estimée par :

- les modèles de régression linéaires i.e. moindres carrés avec facteur d'oubli ("en anglais" forgotten factor)
- les modèles de structures ARX, IV4, ARMAX ou Box-Jenkins.

La fonction de transfert à identifier est de type:

$$G_0(p) = \frac{b_0 + s.b_1}{a_0 + s.a_1 + s^2} \quad (17)$$

En posant $H(s) = G_0(s)$, on détermine tous les paramètres de la fonction de transfert $H(s)$ en fonction des coefficients estimés \hat{a}_0 , \hat{a}_1 , \hat{b}_0 , \hat{b}_1 .

$$\frac{L_r}{\sigma} = \hat{b}_1 \quad (18)$$

$$T_r = \frac{\hat{b}_1}{\text{Re}(\hat{b}_0)} \quad (19)$$

$$r_s = \frac{\text{Re}(\hat{a}_0)}{\text{Re}(\hat{b}_0)} \quad (20)$$

$$\omega_r = -\text{Im}(a_1) \quad (21)$$

$$A_1 = \text{Re}(a_1) \quad (22)$$

$$L_s = \frac{\operatorname{Re}(a_1) - \hat{b}_1 \frac{\operatorname{Re}(\hat{a}_0)}{\operatorname{Re}(\hat{b}_0)}}{\operatorname{Re}(\hat{b}_0)} \quad (23)$$

$$\frac{\tau_r}{\sigma} = \operatorname{Re}(\hat{b}_0) \quad (24)$$

V.2 - Procédure d'identification par les structures de modèles.

Dans le modèle décrit précédemment, nous avons ramené toutes les fuites magnétiques au stator pour réduire le nombre de paramètres pour ainsi définir un schéma équivalent simple. Ce qui a permis la détermination de la fonction de transfert à partir du courant et de la tension statorique. Mais l'inconvénient de ce modèle est qu'il contient des termes en $j\omega_r$.

Une solution à ce problème est :

- la décomposition du mode électrique rapide et du mode mécanique lent. Cependant, lors d'une estimation "on-line" ou "off-line", les moindres carrés par filtrage de Kalman ne peuvent pas s'appliquer directement. Il faudrait alors d'autres observateurs pour réussir l'identification par exemple: la vitesse ω_r , les courants i_{ds} et i_{qs} ou les flux Ψ_{ds} et Ψ_{qs} .

- Les structures de modèles ARX, IV4, ARMAX ou Box-Jenkins ne peuvent s'appliquer directement. Nous montrerons sur les deux premières que nous pouvons obtenir des modèles linéaires assez correctes (comparaison des sorties simulées avec celles mesurées), mais l'inconvénient est que nous ne pouvons pas relier les paramètres identifiés du modèle aux paramètres physiques de la machine.

V.3 - Résultats de l'estimation paramétrique par les structures de modèles ARX et IV4.

Nous nous sommes servi des résultats de la simulation du chapitre IV, figure V.2.a, pour tenter une estimation paramétrique par les structures de modèles de type ARX et Variable Instrumentale.

nous avons obtenues des fonctions de transfert dont les paramètres sont réels.

Une comparaison des sorties simulées avec celles mesurées indique que le modèle a été estimé avec une relative bonne précision, figure V.2.b. et c.

Les coefficients d'Akaike sont très faibles ($\cong 10^{-4}$) et traduisent la qualité de l'estimation.

Les fonctions de transfert discrètes obtenues par le modèle ARX et IV4 sont:

- pour la structure ARX:

paramètres	B= 10 ⁻³ x [0 -0.4499 0.2659]
écarts	0 0.0274 0.0253
paramètres	A= 1 -1.2781 0.2805
écarts	0 0.0423 0.0421

La valeur du coefficient d'Akaïke est : 0.00031, et La fonction de transfert continue obtenue est:

$$H(s)_{ARX} = -10^{-3} \cdot \frac{0.5992 \cdot s + 0.3251}{s^2 + 1.2712 \cdot s + 0.0043}$$

- pour la structure IV4:

paramètres	B= 10 ⁻³ x [0 -0.4464 0.1139]
écarts	0 0.0235 0.0386
paramètres	A= 1 -0.7788 -0.2163
écarts	0 0.0725 0.0720

La valeur du coefficient d'Akaïke est de 0.000366 et la fonction de transfert continue obtenue est:

$$H(s)_{IV4} = -10^{-3} \cdot \frac{0.4912 \cdot s + 0.4881}{s^2 + 1.5588 \cdot s + 0.0061}$$

Nous remarquons que ces fonctions de transfert ne permettent pas le lien entre les paramètres physiques de la machine asynchrone et les paramètres des modèles estimés. Ce qui constitue, à notre avis, l'identification non paramétrique.

Il faudrait donc trouver une voie qui consiste à contourner le problème de l'existence des termes "complexes" du modèle de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI.

Pour cela nous utiliserons les moindres carrés récursifs avec facteur d'oubli ou encore un modèle de régression linéaire. Nous nous sommes servi cette fois des mesures réelles effectuées sur la machine. La solution est la suivante:

V.4 - Modèles de régressions linéaires

Les modèles de régressions linéaires ont la structure suivante:

$$y(k) = C(k).\theta \quad (25)$$

où:

- $y(k)$ est la mesure dépendant des dérivées de $i_s(k)$ et de $v_s(k)$
- $C(k)$ est une fonction de quantités mesurables
- θ est le vecteur de paramètres inconnus

l'indice k indique que les mesures sont prises à des instants d'échantillonnage $k\Delta$, où Δ est l'intervalle d'échantillonnage. L'avantage de ce type de structure est qu'elle est linéaire, ce qui simplifie le problème de l'estimation. Cette structure de modèle existe dans plusieurs applications et a été étudiée dans la littérature de l'identification pour les méthodes récursives. Considérons l'expression de la fonction de transfert (17), nous pouvons passer à l'équation différentielle de second ordre qui traduit la relation entre le courant et la tension statorique:

$$\frac{d^2 i_s}{dt^2} + a_1 \frac{di_s}{dt} + a_0 i_s = b_1 \frac{dv_s}{dt} + b_0 v_s \quad (26)$$

On considère que les dérivées sont des quantités mesurables. Dans l'implantation numérique les signaux de courant et de tension statorique doivent être filtrés par des filtres variables d'état. Pour la dérivée seconde du courant statorique, on peut résoudre l'équation (26) qui devient alors:

$$\frac{d^2 i_s}{dt^2} = \left[-\frac{di_s}{dt} \quad i_s \quad \frac{dv_s}{dt} \quad v_s \right] \times [a_1 \quad a_0 \quad b_1 \quad b_0]^T \quad (27)$$

(On notera que cette équation a la même forme que celle de l'équation (25), où $y(k) = \frac{d^2 i_s(k)}{dt^2}$).

4.1 - Estimation par les moindres carrés récursifs

L'algorithme du modèle de régression linéaire calcule les paramètres estimés $\hat{\theta}(k)$, tel que la fonction quadratique:

$$J_N(\theta) = \sum_{i=1}^N \beta(N,i) | |y(i) - C(i)\theta | |^2 \quad (28)$$

qui doit être minimisée par: $\beta(N,i) = \prod_{k=i+1}^N \alpha(k)$ et $\beta(N,N)=1$.

Les équations récursives pour cet algorithme sont:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k).e(k) \quad (29)$$

$$e(k) = y(k) - C(k).\hat{\theta}(k-1) \quad (30)$$

$$K(k) = \frac{P(k-1)C^T(k)}{\alpha(k)+C(k)P(k-1)C^T(k)} \quad (31)$$

$$P(k) = \frac{I-K(k).C(k)P(k-1)}{\alpha(k)} \quad (32)$$

Dans cet algorithme, les variations des paramètres sont dépendant du temps et de la prise en compte du facteur d'oubli. Nous donnerons un schéma de cette procédure d'identification représenté à la figure V.3.

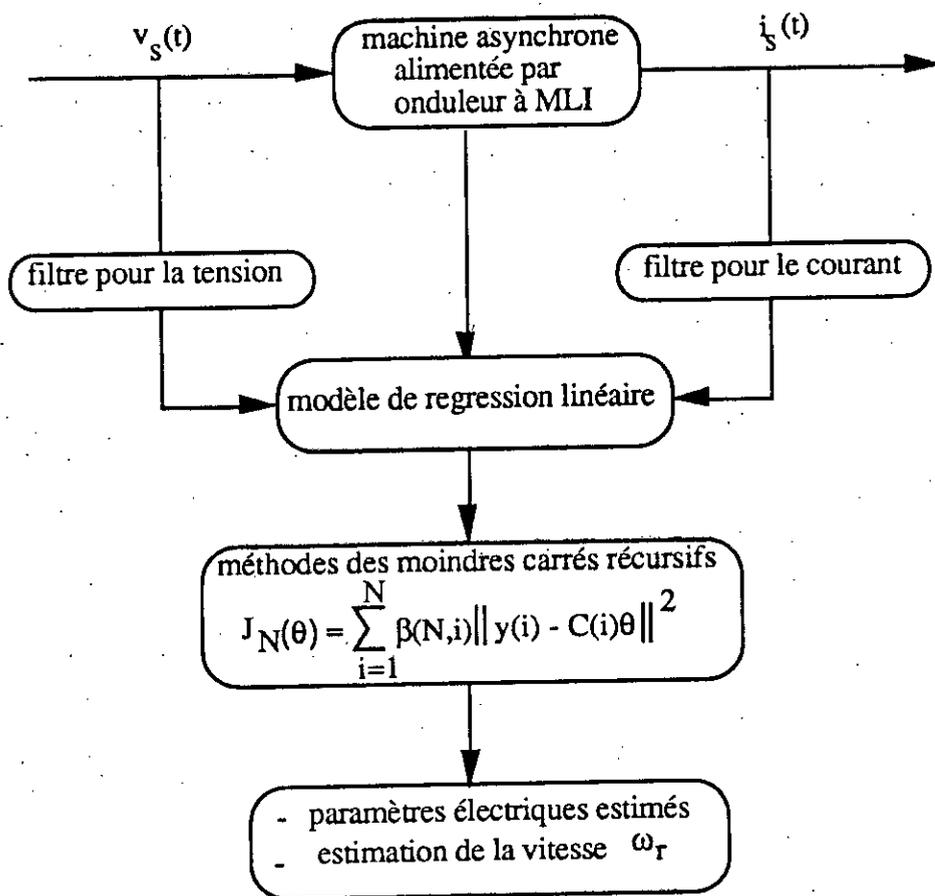


Figure V.3 : algorithme d'estimation des paramètres.

Il est possible de réaliser une autre estimation qui consiste à:

d'abord identifier les paramètres électriques par la connaissance de la valeur de la vitesse ($\omega_r = \text{constante}$), puis à partir des paramètres électriques, estimer la vitesse. Dans ce cas l'algorithme doit être bouclée entre l'estimation des paramètres électriques et celle de la vitesse ω_r .

4.2 - Résultats de l'identification

La procédure de cette identification a donnée les résultats suivants:

pour des vecteurs initiaux mesurés par des essais classiques (voir annexe III), les paramètres obtenus par identification varient autour des valeurs initiales. Le relevé des courant et tension statorique est représenté à la figure V.4.

L'évolution des paramètres du stator varient en fonction du temps dans une plage relativement faible, comme représentée à la figure V.5. Il conviendrait de souligner que les vecteurs initiaux doivent être relativement précis pour obtenir une meilleure estimée des paramètres. Dans le cas contraire la qualité de l'estimation serait légèrement affectée.

Par contre, l'évolution des paramètres du rotor est meilleure, figure V.6, c'est le but recherché dans cette procédure d'estimation paramétrique. Nous avons noté auparavant que les principaux paramètres qui influent sur la commande vectorielle sont ceux du rotor. La figure V.7 représente l'évolution de la vitesse. Nous avons montré qu'il était possible de la déterminer sans avoir le besoin de la mesurer.

Nous avons été guidé par le choix des paramètres les plus prépondérants dans le cas d'une commande vectorielle de la machine asynchrone. Il s'agit de la résistance et de l'inductance rotorique qui varient en fonction de la température et de la saturation. Ces variations affectent considérablement la constante de temps rotorique "paramètre dominant" dont dépend l'efficacité de la commande vectorielle.

V.5 - ANALYSE DE LA SATURATION DANS LE CAS DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE

Dans la commande vectorielle de la machine asynchrone, il est envisagé deux modes:

- une commande directe
- une commande indirecte

a - Commande vectorielle directe

La difficulté majeure dans cette réalisation est la détermination de la position du flux rotorique et celle du courant magnétisant, car ces deux grandeurs ne sont pas directement mesurables. Afin d'accéder au flux rotorique, les industriels ont pensé à utiliser des capteurs placés convenablement dans l'entrefer de la machine. Ces capteurs [31] peuvent être:

- des capteurs à effets Hall placés sous les dents du stator
- des bobinages supplémentaires dans le stator pouvant donner une mesure du flux rotorique

Cependant toutes ces méthodes utilisent des moteurs spéciaux.

b - Commande vectorielle indirecte

Cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais plutôt sa position. Elle élimine ainsi le besoin d'un capteur de flux mais nécessite l'utilisation d'un capteur de position du rotor. Nous présenterons à la figure V.8 un schéma global de commande vectorielle indirecte.

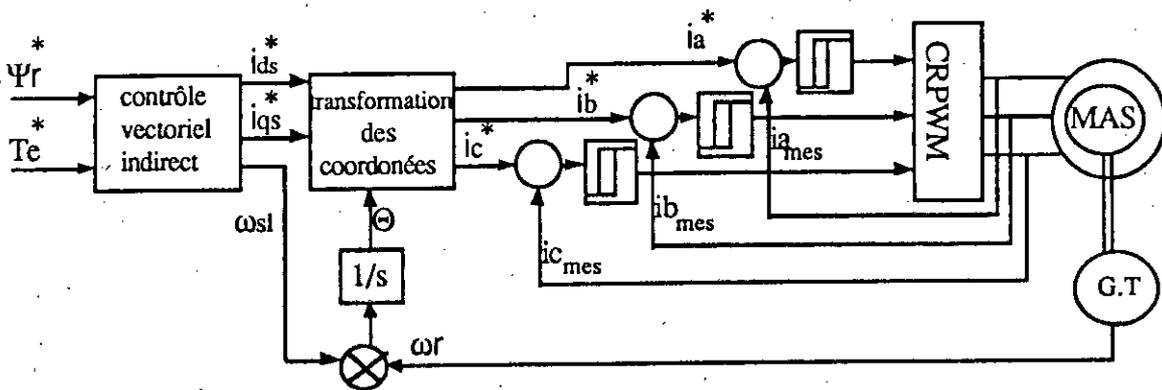


Figure V.8: schéma global de commande vectorielle indirecte.

Les équations de fonctionnement dans un repère lié au rotor sont:

$$Tr \frac{d\Psi_r^*}{dt} + \Psi_r^* = \Psi_{dm} \quad (33)$$

$$i_{ds}^* = i_{dm}(\Psi_{dm}) + \frac{T_r}{L_r} \frac{d\Psi_r^*}{dt} \quad (34)$$

L'équation (34) peut être déduite à partir de l'équation (33) divisée par L_m

$$\Psi_{dm} = \Psi_r + L_{lr} \{i_{ds} - i_{dm}(\Psi)\} \quad (35)$$

$$\omega_s - \omega_r = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{ds}}{\Psi_r} = \omega_{sl} \quad (36)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \Psi_r \quad (37)$$

La position du flux rotorique est donnée par l'expression suivante:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad (38)$$

On fait l'approximation $\Psi_m = \Psi_{dm}$ et $i_m = i_{md}$ alors $L_m = \frac{\Psi_{dm}}{i_{md}}$ et $L_r = L_{lr} + L_m$

ce qui donne la constante de temps rotorique:

$$T_r = \frac{L_r}{r_r} = \frac{L_{lr} + L_m}{r_r} \quad (39)$$

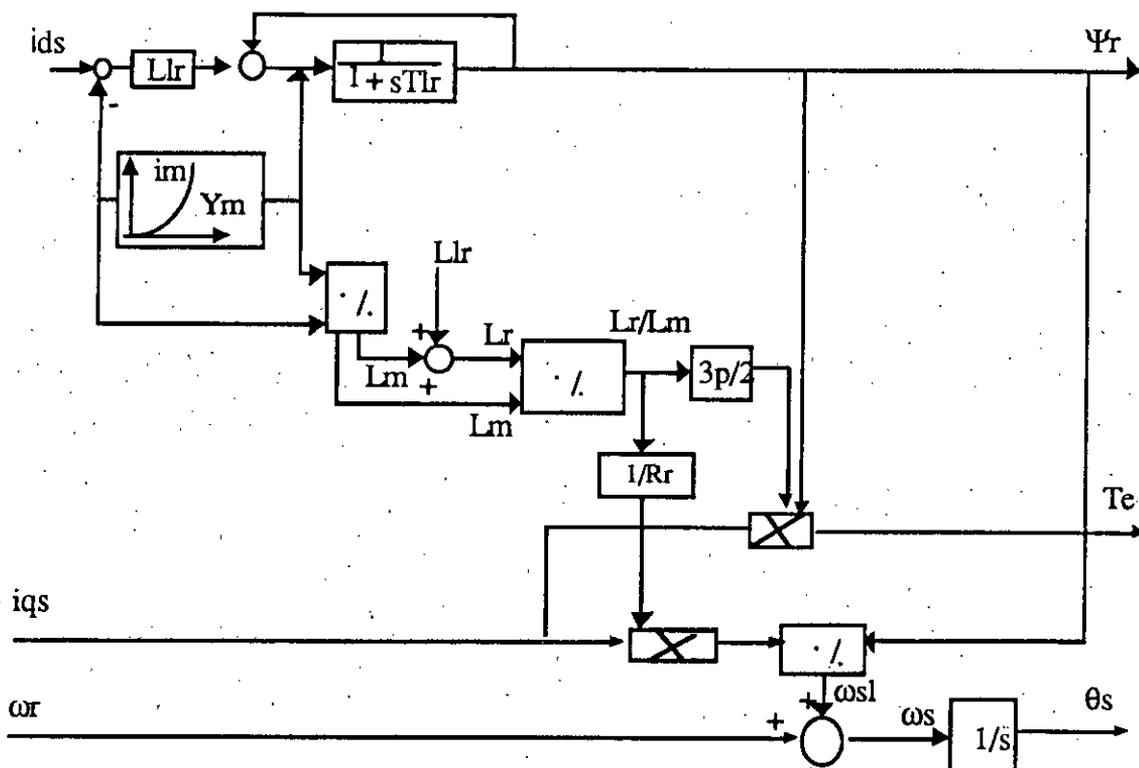
La structure modifiée des estimateurs de flux rotorique est déduite par la prise en compte des relations non linéaires entre le flux dans l'entrefer et le courant de magnétisation.

De par son principe, cette méthode dépend fortement des paramètres internes de la machine. La constante de temps du rotor intervient dans le calcul des références de courant à appliquer au moteur.

Le calcul de la saturation du flux rotorique dépend des paramètres de la machine et des modifications nécessaires par l'introduction de la saturation du flux dans l'entrefer. Les courbes de magnétisation obtenues par l'essai à vide sont données en annexe III. Ces courbes sont obtenues par une détermination rapide de la variation des paramètres en fonction de la saturation.

Sous des conditions de saturation, nous avons besoin de modifications pour changer la structure de la commande vectorielle indirecte. Cette modification dépend du calcul du flux rotorique saturé. Nous donnerons une représentation de cette procédure à la figure V.9.

Il est possible donc de modéliser la commande vectorielle indirecte par l'utilisation des équations 32-37 en tenant compte des conditions citées.



FigureV.9: schéma de la commande vectorielle indirecte en régime saturé.

Nous ne donnerons que quelques résultats de la simulation par l'utilisation du schéma modifié. L'effet de la saturation sur le flux et le couple est représenté par les figuresV.10.a et b. Lorsque l'inductance de magnétisation L_m dans le contrôleur est fixée à 80% par rapport à la valeur réelle ($L_m=0.8\hat{L}_m$), les valeurs du couple et du flux rotorique sont inférieures à celles de consigne comme le montre la figureV.10.a. Parallèlement pour une valeur de $L_m=1.2\hat{L}_m$, les valeurs du flux rotorique et du couple sont légèrement supérieures à celles de consigne.

Les courbes de couple pour trois valeurs de constante de temps rotorique sont représentées à la figureV.11. La relation qui lie le couple de consigne au couple réel est linéaire pour une valeur de constante de temps rotorique égale à celle de consigne. Cependant, elle est non linéaire pour une constante de temps rotorique variant de 0.5 à 1.5 fois celle de consigne. La figureV.12 montre la relation entre le couple de consigne en fonction du couple réel de la machine pour trois niveaux de flux. La figureV.13 montre que les paramètres couple, flux et courant statorique du moteur suivent bien les valeurs de consignes respectives pour chaque échelon de commande.

Les résultats généraux sont obtenus par l'utilisation des expressions analytiques [32] pour évaluer les effets dus à la sensibilité des paramètres lors d'un fonctionnement en régime permanent.

A partir de ce qui a été montré, nous concluons que la compensation des effets de saturation est nécessaire à une commande vectorielle indirecte pour surmonter les effets indésirables de la sensibilité des paramètres.

Conclusion

L'identification de la machine asynchrone pose deux questions fondamentales:

- la première concerne le but recherché, i.e., faudrait-il identifier la machine pour déduire ses paramètres et ensuite simuler son comportement électrique et dynamique ou encore l'identifier en vue d'une commande? pour la commande vectorielle indirecte, il faudrait suivre l'évolution des paramètres en fonction de la saturation et de la température. Par contre l'identifier dont le but de simuler son comportement électrique et mécanique, ne nécessite pas l'utilisation des méthodes stochastiques d'identification. De simples essais classiques suffisent alors dans ce cas.

- La seconde concerne la méthode à appliquer. Il est possible d'appliquer des modèles en "off-line" ou en "on-line", selon les exigences demandées.

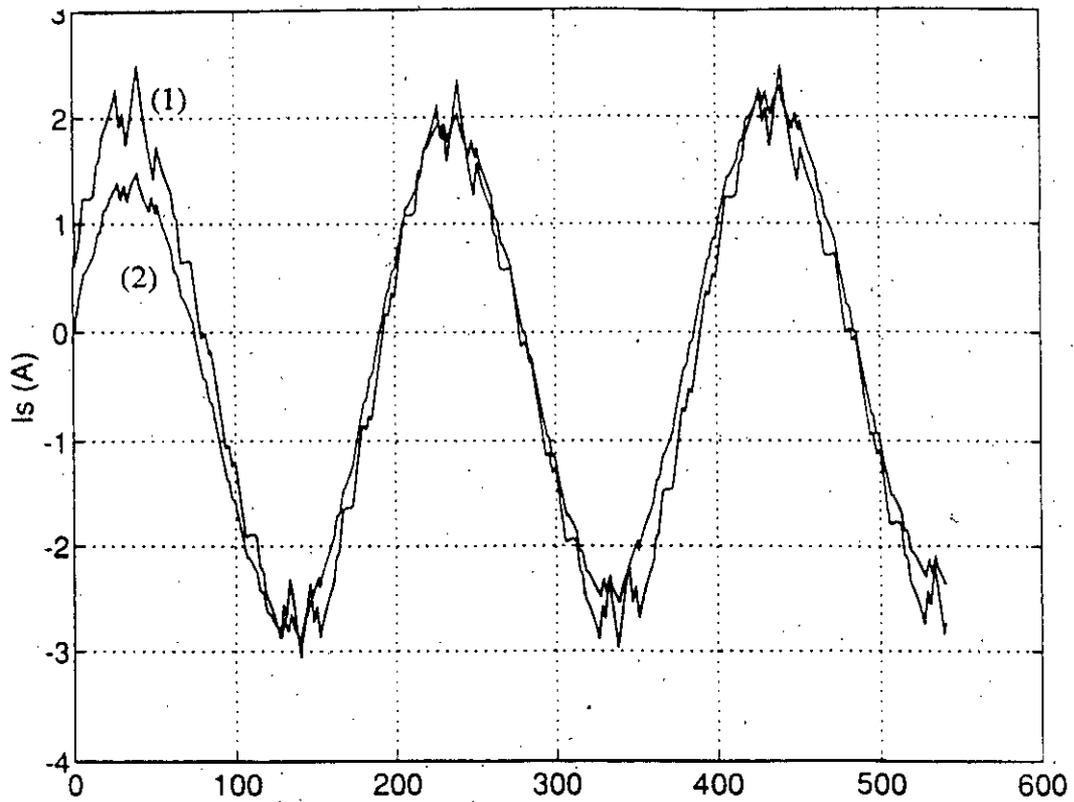
Dans le cas de notre étude la méthode des moindres carrés avec facteur d'oubli nous est apparu comme un algorithme simple à réaliser. Cependant, son implantation en temps réel nécessite une puissance de calcul importante qui imposerait sur un banc d'essai l'utilisation d'un processeur de signal performant, donc très coûteux.

D'autres structures de modèles ont été utilisées en "off-line", il s'agit des structures ARX et IV4. Elles permettent de donner de bon résultats mais l'inconvénient est que nous ne pouvons relier les paramètres physiques de la machine à ceux du modèle identifié.

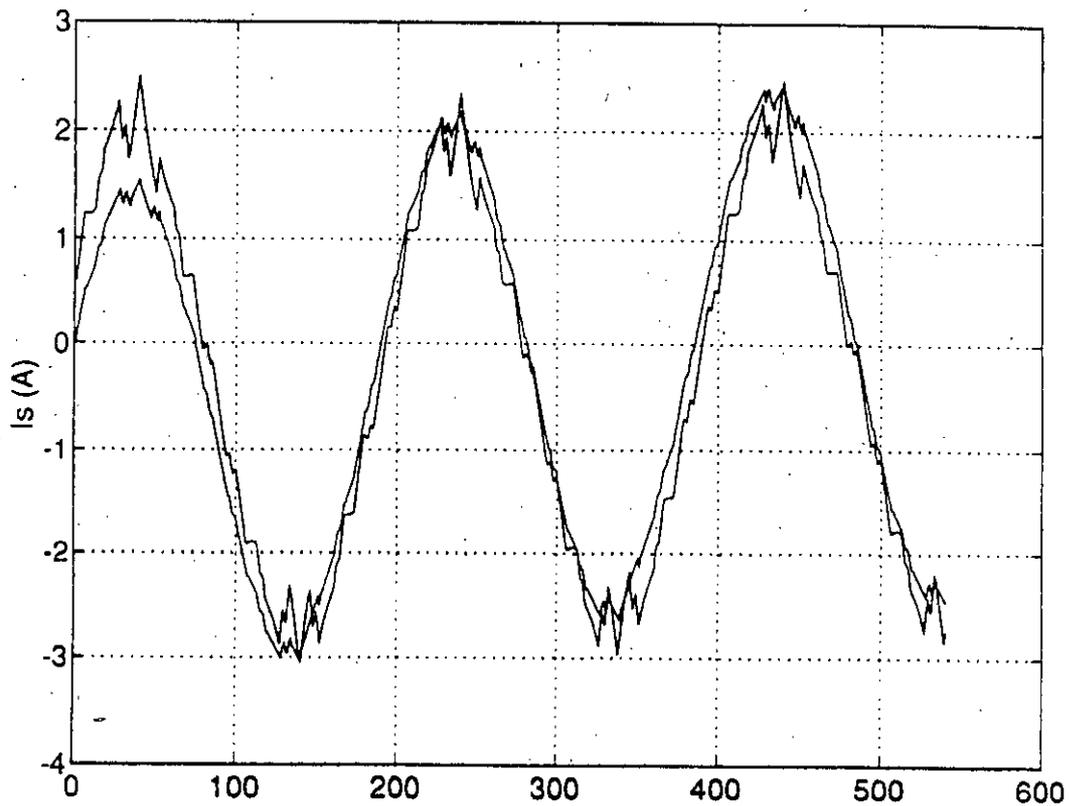
Nous avons également analysé l'influence de la saturation lors d'une commande vectorielle de la machine asynchrone. Les résultats obtenus par simulation montrent l'intérêt porté sur les paramètres de la machine pour réaliser le découplage du flux et du couple.

Lorsque la machine est saturée et si ses paramètres (dépendant de la température et de la saturation) ne sont pas connus avec précision, la commande vectorielle perd son efficacité et la machine perd ses performances dynamiques.

Il serait très intéressant de développer un algorithme d'estimation des paramètres en temps réel sur un banc d'essai, suivi d'un autre pour la compensation lors des variations brutales des paramètres pour réaliser la solution la plus efficace en commande vectorielle indirecte des machines asynchrones.

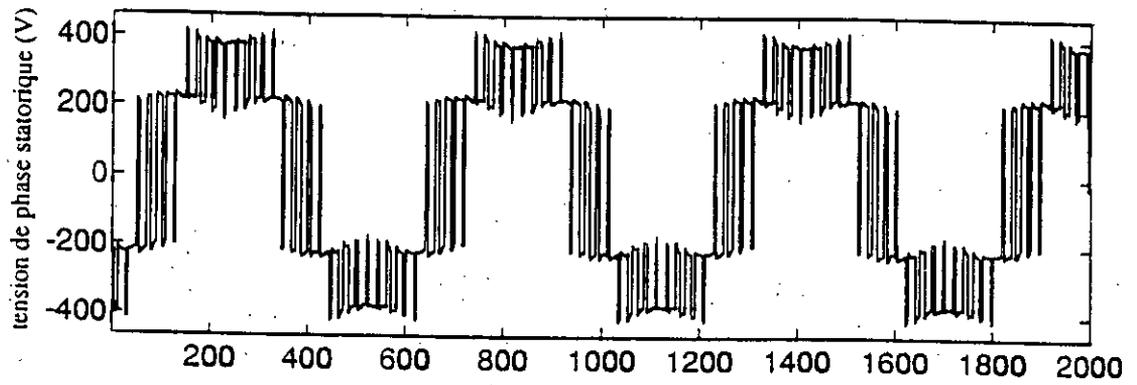


a)

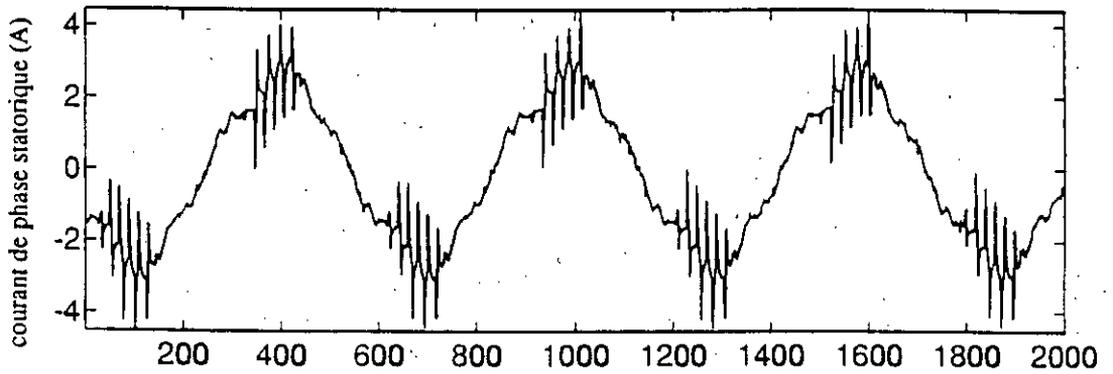


b)

Figure V.2: réponses simulée (1), mesurée (2)
a) structure de modèle ARX
b) structure de modèle IV4

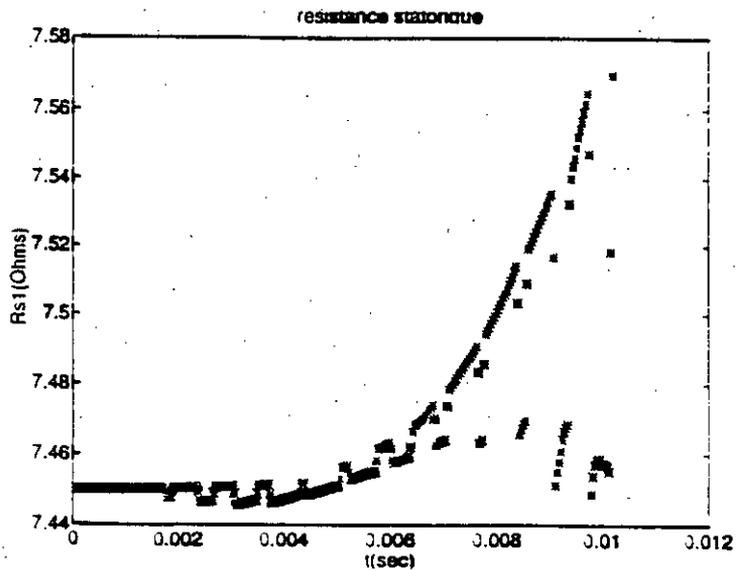


a)

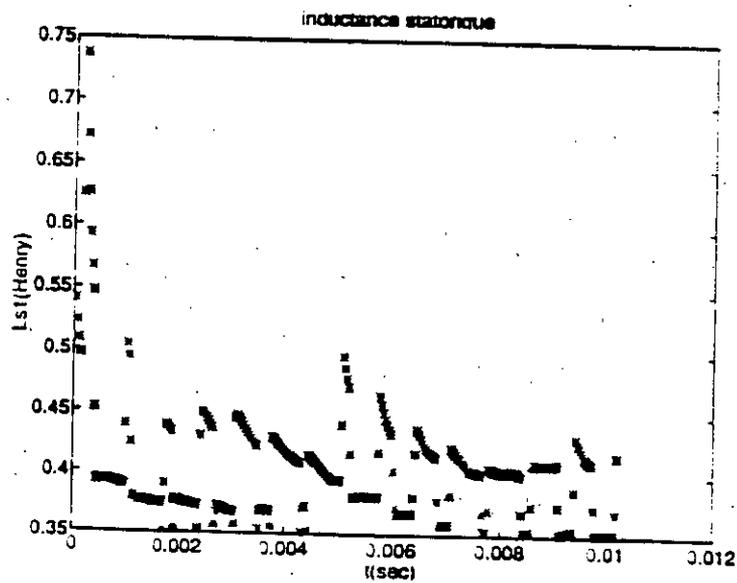


b)

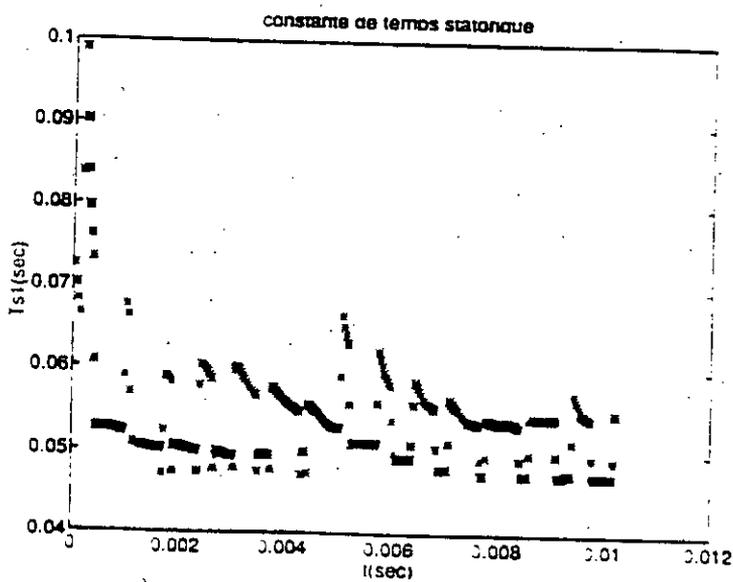
Figure V.4: relevé des courant et tension statorique
a) tension b) courant



a)

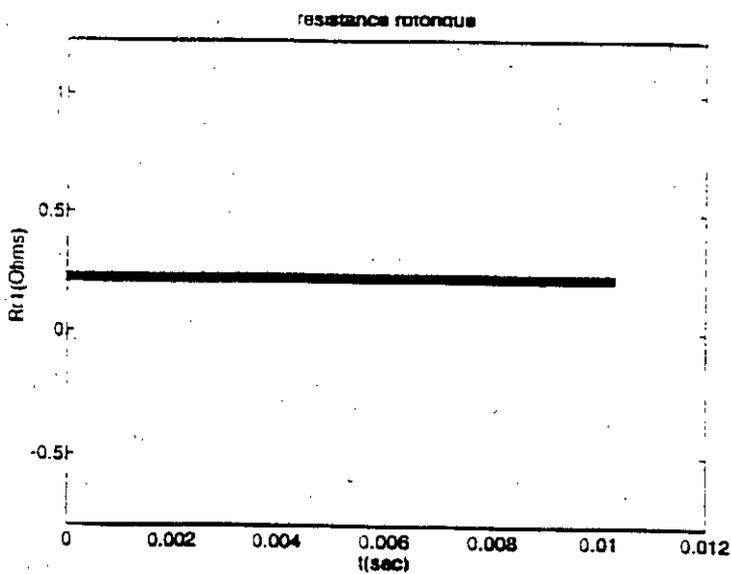


b)

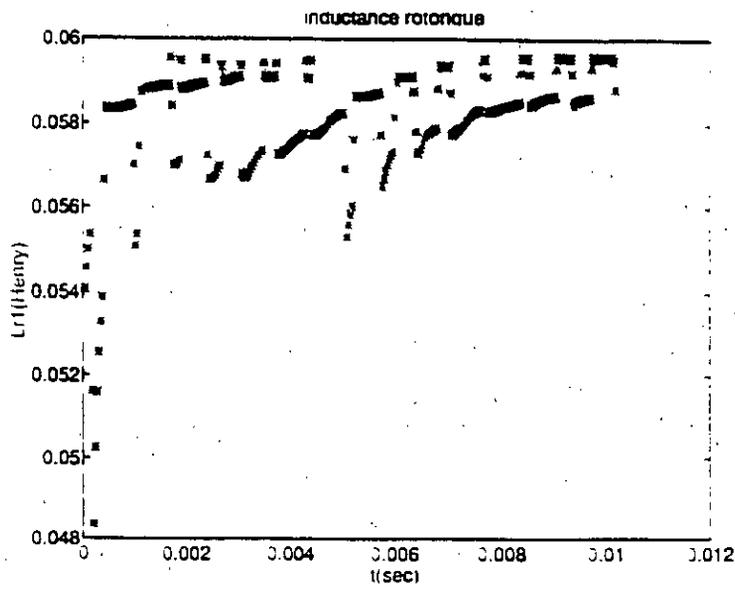


c)

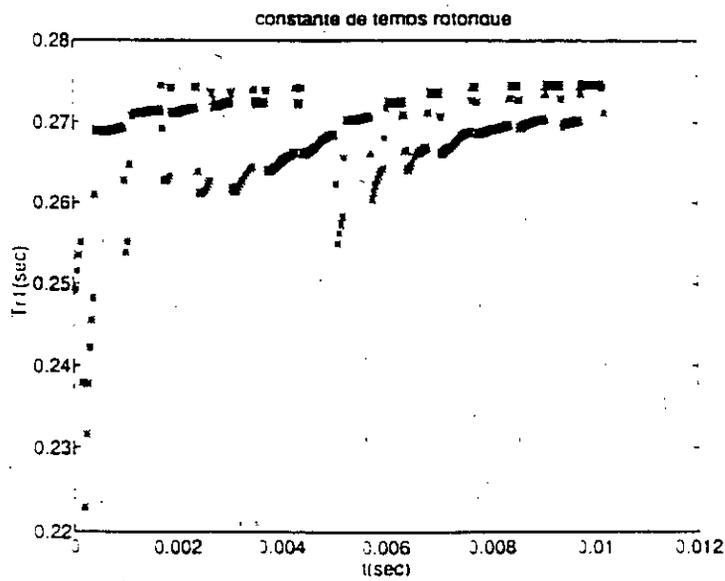
Figure V.5: évolution des paramètres du stator
a) résistance statorique
b) inductance statorique
c) constante de temps statorique



a)



b)



c)

Figure V.6: évolution des paramètres du rotor
a) résistance rotorique
b) inductance rotorique
c) constante de temps rotorique

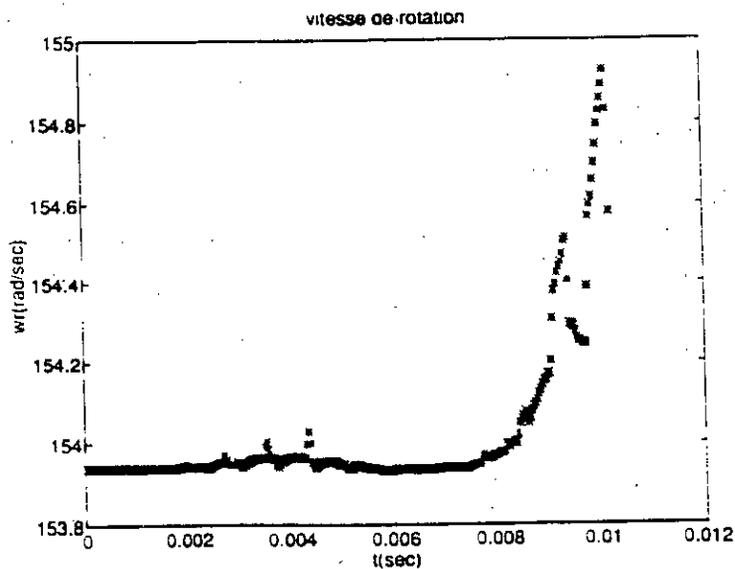


Figure V.7: évolution de la vitesse du moteur

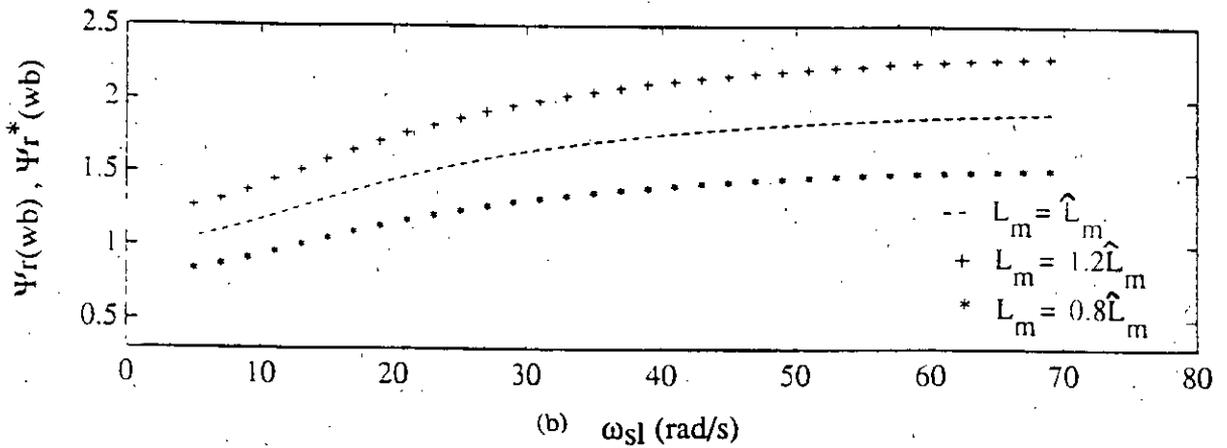
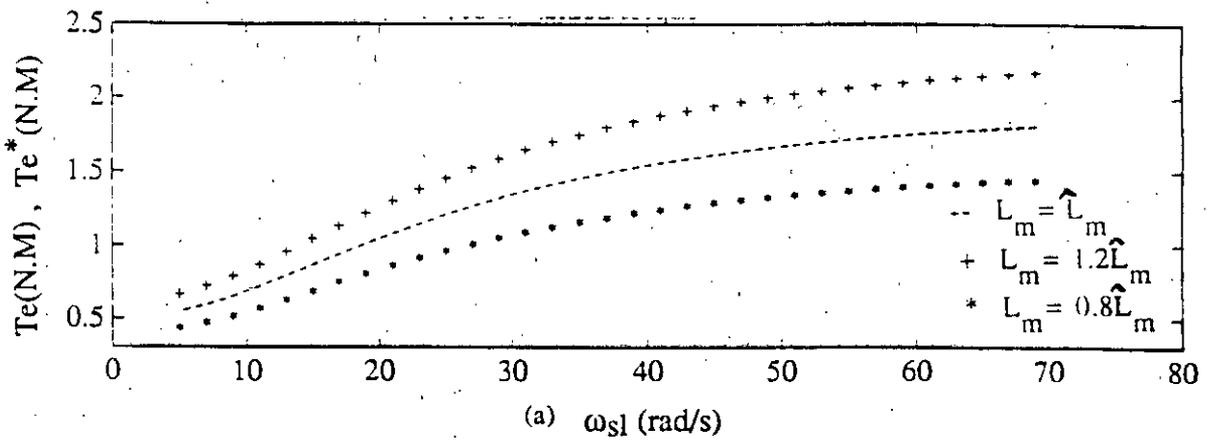


Figure V.10: a) courbes du couple en fonction de la vitesse de rotation pour trois valeurs d'inductance de magnétisation
 b) courbes du flux rotorique en fonction de la vitesse de rotation pour trois valeurs d'inductance de magnétisation

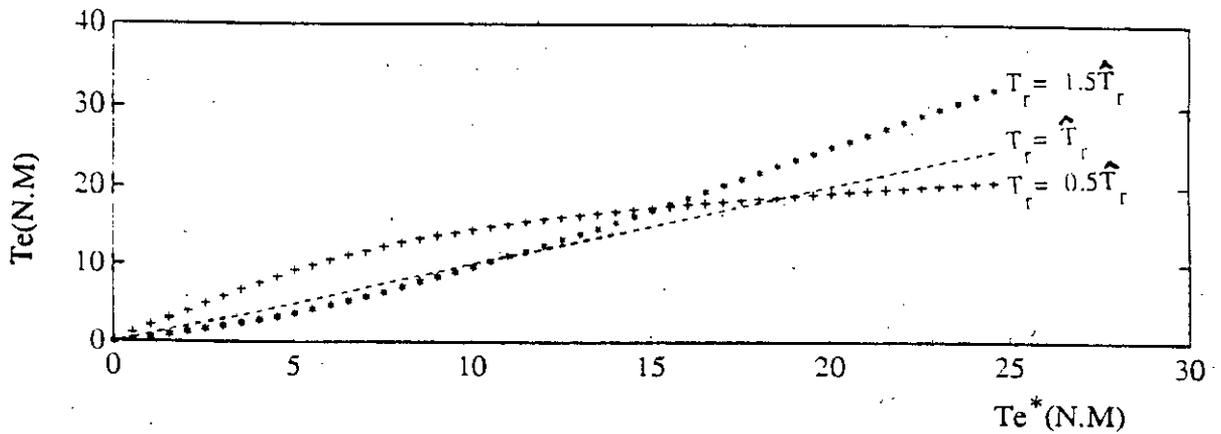


Figure V.11: courbes du couple en fonction de la vitesse de rotation pour valeurs de la constante de temps rotorique

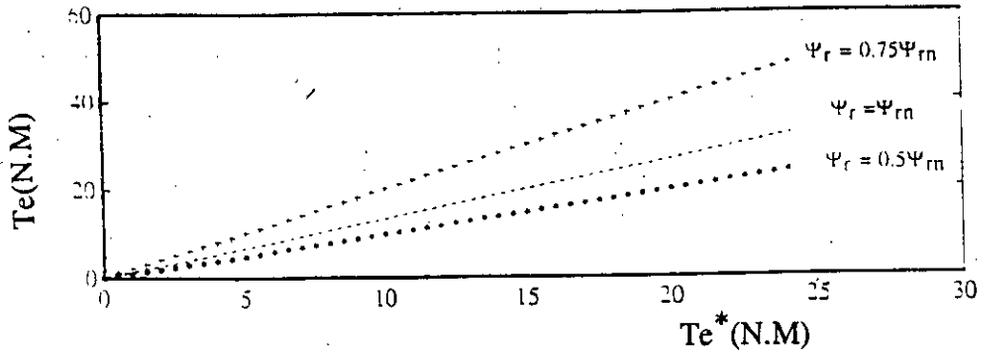


Figure V.12: courbe du couple de la machine en fonction du couple de consigne pour trois de niveaux de flux rotorique

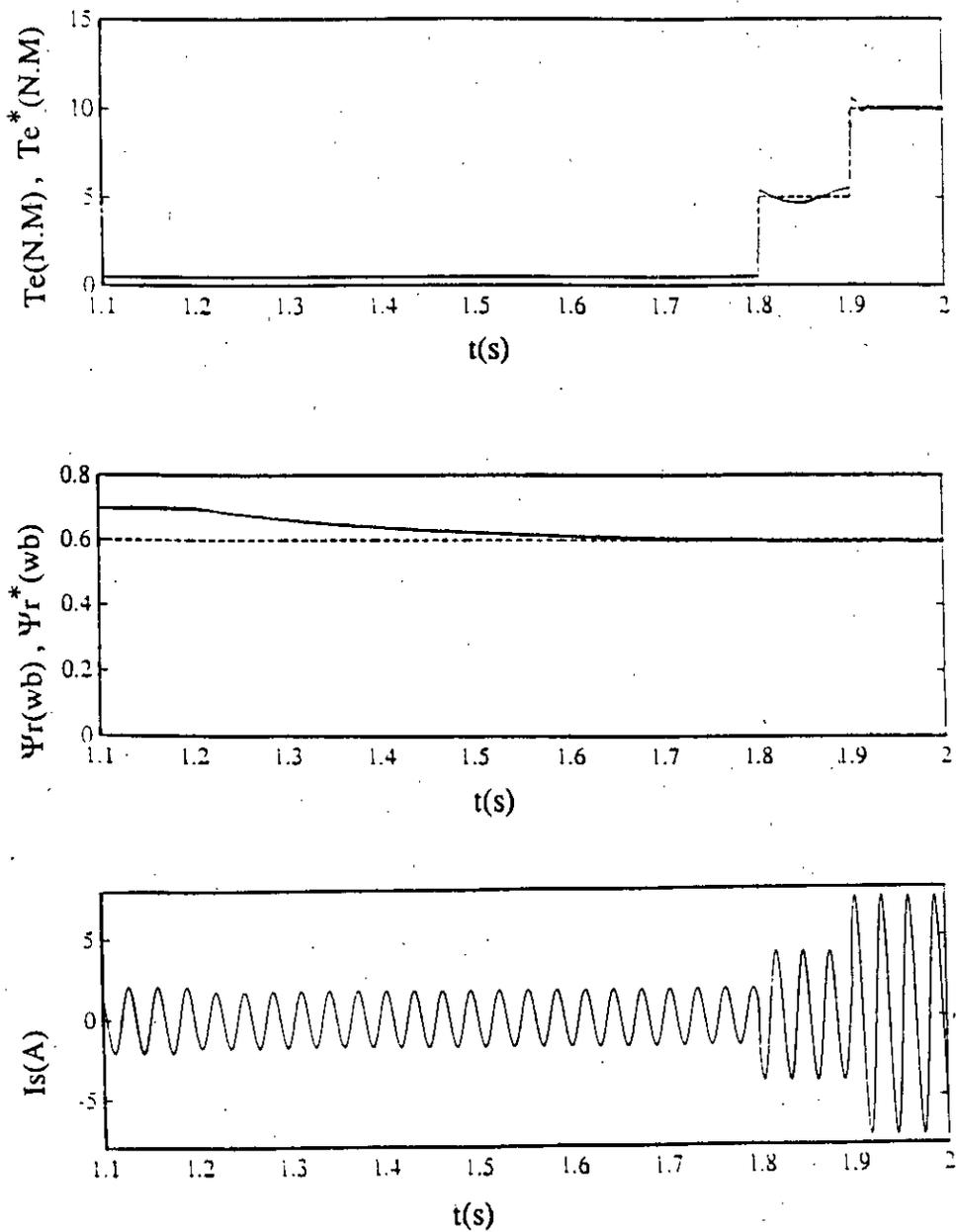


Figure V.13: vérification du fonctionnement en régime saturé de la commande vectorielle indirecte avec réduction du niveau de flux

CONCLUSION GENERALE

Dans cette étude, nous avons d'abord décrit l'organisation de l'identification des systèmes physiques et ses multiples problèmes. Les algorithmes numériques nécessaires à leur mise en oeuvre restent difficiles car dépendant des modèles physiques peuvent conduire à des erreurs grossières sur les paramètres (lorsque ceux-ci sont reliés aux paramètres du modèle identifié). Un autre cas peut survenir est qu'il est possible de ne pas pouvoir déduire les paramètres physiques à partir du modèle identifié. Ce qui conduit à dire que parmi les systèmes, électromécaniques par exemple, l'identification dépend essentiellement du modèle physique que nous lui attribuons malgré la qualité de l'adéquation de l'ensemble méthodes-signaux-structures de modèles.

De façon générale, l'utilisateur se doit de disposer d'un ensemble de mesures du système à étudier, d'envisager la structure générale qui le relie et d'identifier les paramètres du modèle pour ensuite les valider ou les modifier.

Nous avons également testé la structure de modèle ARX sur un ensemble convertisseur statique-moteur à courant continu par deux types d'excitation (l'échelon et les séquences binaires pseudo-aléatoires). Ceci a conduit à des résultats satisfaisants dont l'objectif était de déterminer la fonction de transfert (angle d'amorçage des thyristors-vitesse du moteur) permettant d'établir le contrôle de l'ensemble par adjonction des régulateurs, correcteurs,....

Pour la machine synchrone, nous avons développé des modèles mathématiques et sa décomposition par approche multi-échelles de temps pour vérifier et comparer les caractéristiques de réponse en fréquence à celles du modèle global.

Nous avons montré que de tous les modèles, seul celui des circuits équivalents est acceptable pour décrire complètement les comportements électriques de la machine. Les trois impédances opérationnelles ou encore la matrice des admittances sont reconnues comme des modèles adéquats à l'identification des machines synchrones et notamment celles de grande puissance ou le nombre d'amortisseurs dépasse souvent 1d,1q.

Des essais statiques par injection des séquences binaires pseudo-aléatoires sur les enroulements de la machine ont permis la détermination de tous les paramètres du modèle de PARK. Nous noterons que cette méthode a donné de meilleurs résultats par rapport à d'autres testées par nos soins (alimentation en échelon, essais classiques de court-circuit).

Notre contribution majeure réside dans l'introduction du filtrage (de type passe-bande) des signaux d'entrée-sortie, nous avons pu séparer dans le modèle global de chaque axe les modèles réduits (impédance opérationnelle du mode rapide et impédance opérationnelle du mode lent). La méthode développée permet d'identifier les modèles d'ordre 2 où la déduction des paramètres devient relativement simple.

Nous avons rencontré une difficulté à laquelle un expérimentateur non averti ne s'attend guère. C'est évidemment le passage des admittances discrètes en admittances continues. L'introduction d'un retard dont l'ordre est relativement grand dans les fonctions de transfert

discrètes augmente systématiquement l'ordre de la fonction de transfert continue et pose aussi le problème de l'estimation structurale de la machine synchrone. Nous nous sommes attelé à résoudre le problème de la recherche du nombre optimal d'amortisseurs dans chaque axe et nous nous sommes heurté à chaque fois aux conditions d'essais. Nous savons en outre qu'il n'existe aucune procédure standard d'identification structurale d'une machine synchrone. En d'autres termes, deux questions se posent:

Quel est le meilleur essai pour déterminer les paramètres d'une machine synchrone?

Si les paramètres sont identifiés avec une relative bonne précision, reflètent-ils la structure réelle de la machine?

Nous pensons qu'un nouveau champ d'expérimentation s'ouvre dans cette direction de recherche.

Concernant la machine asynchrone, nous avons utilisé une méthode d'identification directe moyennant certaines hypothèses (par ex: fonctionnement à vitesse constante) pour la détermination de la fonction de transfert. Cette méthode qui n'exige pas le besoin de beaucoup de matériels (capteur de vitesse, capteurs du flux et du couple) a permis néanmoins la détermination des paramètres électriques et de la vitesse de rotation de la machine asynchrone.

La procédure d'identification utilisée est la méthode des moindres carrés récursifs avec facteur d'oubli. Les essais ont été effectués sur machine asynchrone (en rotation) alimentée par onduleur à MLI. Nous noterons aussi que l'importance du filtrage des signaux entrée-sortie a permis la stabilisation de l'algorithme d'identification. Les résultats montrent que la richesse des alimentations à MLI permet l'excitation des différents modes de la machine. Cependant la difficulté majeure provient de la non synchronisation lors de l'acquisition de mesure avec les discontinuités de tension (résolue par le filtrage).

Nous pensons que les résultats prometteurs ne peuvent provenir que de la double approche: modélisation de la machine par des équations électriques de fonctionnement et l'utilisation des méthodes d'identification statiques.

Enfin, nous avons analysé l'influence de la saturation lors d'un contrôle vectoriel indirect. Nous avons tenu compte de la variation des paramètres en fonction de la saturation pour analyser le comportement électrique et dynamique. Les résultats confirment la nécessité des algorithmes d'identification des paramètres en temps réel ainsi que la compensation à chaque écart entre la valeur réelle et la valeur estimée, pour réaliser d'excellentes performances dynamiques de la machine asynchrone.

Nous n'omettons pas de signaler qu'il reste beaucoup à faire dans le domaine de l'identification paramétrique des machines électriques car les commandes actuelles de plus en plus sophistiquées exigent des déterminations de paramètres de plus en plus précises pour l'obtention de la robustesse de la commande et la conservation de la stabilité de l'ensemble lors des divers régimes de fonctionnement.

ANNEXE I

De la figure III.3, représentant un modèle 2x2, nous déterminons les constantes de temps à circuit ouvert des réponses des flux de la machine dans l'axe direct et quadrature. La valeur de L_1 étant très faible, nous la considérons négligeable.

- Pour la représentation d'axe direct, l'admittance opérationnelle totale est:

$$Y_d(s) = \frac{r_{D1}.r_{fd} + s[r_{fd}(L_{D1}.L_{md}) + r_{D1}(L_{fd} + L_{md})] + s^2[L_{D1}(L_{fd} + L_{md}) + L_{md}L_{fd}]}{s.L_{md}[r_{D1}.r_{fd} + s.(r_{fd}.L_{D1} + r_{D1}.L_{fd}) + s^2.L_{D1}.L_{fd}]} \quad (1)$$

- Durant le régime subtransitoire ($r_{fd}=0$), La constante de temps à circuit ouvert peut être déterminée à partir de la racine de l'équation caractéristique, en posant $Y_d(s) = 0$; Cette équation est:

$$r_{D1}.r_{fd} + s.[r_{fd}(L_{D1}.L_{md}) + r_{D1}(L_{fd} + L_{md})] + s^2[L_{D1}(L_{fd} + L_{md}) + L_{md}L_{fd}] = 0 \quad (2)$$

D'où l'expression de T''_{d0} :

$$T''_{d0} = \frac{1}{r_{D1}} \left[L_{D1} + \frac{L_{md}L_{fd}}{L_{md} + L_{fd}} \right] \quad (3)$$

Durant le régime transitoire, les courants rotoriques sont plus lents que le courant d'excitation et n'ont pas d'influence sur les transitoires durant les périodes de décroissances des décrets suivants; La valeur de r_{D1} est supposée très grande, ce qui simplifie l'équation caractéristique (2). L'expression de T'_{d0} est donc:

$$T'_{d0} = \frac{L_{fd} + L_{md}}{r_{fd}} \quad (4)$$

- Pour la représentation d'axe quadrature, l'admittance totale est:

$$Y_q(s) = \frac{r_{Q1}.r_{Q2} + s[r_{Q1}.(L_{Q2} + L_{mq}) + r_{Q2}(L_{Q1} + L_{mq})] + s^2[L_{Q2}(L_{Q1} + L_{mq}) + L_{mq}L_{Q1}]}{s.L_{mq}[r_{Q2}.r_{Q1} + s.(r_{Q1}.L_{Q2} + r_{Q2}.L_{Q1}) + s^2.L_{Q2}.L_{Q1}]} \quad (5)$$

La même procédure est utilisée pour l'axe quadrature, en posant $r_{Q1}=0$ durant le régime subtransitoire et en résolvant l'équation caractéristique (5), nous obtenons l'expression de T''_{q0} :

$$T'_{q0} = \frac{1}{r_{Q2}} \left[L_{Q2} + \frac{L_{mq} \cdot L_{Q1}}{L_{mq} + L_{Q1}} \right] \quad (6)$$

La valeur de r_{Q2} est supposée très grande, ce qui donne l'expression de la constante de temps transitoire à circuit ouvert :

$$T'_{q0} = \frac{L_{mq} + L_{Q1}}{r_{Q1}} \quad (7)$$

Nous constatons que par rapport aux expressions du chapitre II, l'inductance additionnelle x_{kfn} qui traduit le couplage inducteur-amortisseur, n'est pas prise en compte dans le modèle simplifié et les hypothèses simples sont généralement acceptées dans les modèles 2x2.

ANNEXE II

Compte tenu de la décomposition des modèles par approche multi-échelles de temps, les admittances opérationnelles d'axe direct se réduisent à:

- régime permanent

$$[Y_{dd}(s)]_{\text{perm}} = \frac{1}{ra + \frac{s}{\omega_0} \cdot X_d(s)} ; \text{ avec } X_d(s) = x_d \frac{1+sT'd_0}{1+sT'd_0}$$

en remplaçant $X_d(s)$ dans l'expression de l'admittance opérationnelle, nous obtenons la fonction de transfert suivante:

$$[Y_{dd}(s)]_{\text{perm}} = \frac{1+sT'd_0}{ra+s(ra \cdot T'd_0 + \frac{x_d}{\omega_0}) + s^2 \frac{x_d \cdot T'd_0}{\omega_0}}$$

La fonction de transfert $H_{dd1}(s)$ estimée par le modèle ARX est :

$$H_{dd1}(s) = \frac{s-\mu_1}{(s-\lambda_1)(s-\lambda_2)}$$

en faisant l'égalité de ces expressions, nous identifions les paramètres de l'admittance opérationnelle en fonction de celle estimée par le modèle ARX. Ce qui donne:

$$ra = -\frac{\lambda_1 \cdot \lambda_2}{\mu_1} ; T'd_0 = -\frac{1}{\mu_1} ; x_d = \omega_0 \left(\frac{\lambda_1 + \lambda_2}{\mu_1} - \frac{\lambda_1 \cdot \lambda_2}{\mu_1^2} \right) ; T'd = \frac{1}{\frac{\lambda_1 \cdot \lambda_2}{\mu_1} - (\lambda_1 + \lambda_2)}$$

- régime transitoire

$$[Y_{dd}(s)]_{\text{trans}} = \frac{1}{ra + \frac{s}{\omega_0} \cdot X'd(s)} ; \text{ avec } X'd(s) = x'd \frac{1+sT'd_0}{1+sT'd_0}$$

en remplaçant $X'd(s)$ dans l'expression de l'admittance opérationnelle, nous obtenons la fonction de transfert suivante:

$$[Y_{dd}(s)]_{\text{trans}} = \frac{1+sT''d_0}{ra+s(ra.T''d_0+\frac{x'd}{\omega_0})+s^2.\frac{x'd.T''d}{\omega_0}}$$

la fonction de transfert estimée par le modèle ARX est :

$$[H_{dd_2}(s)]_{\text{trans}} = \frac{s-\mu_2}{(s-\lambda_3)(s-\lambda_4)}$$

en faisant l'égalité de ces deux expressions, nous identifions les paramètres de l'admittance opérationnelle en fonction de celle estimée par le modèle ARX. Ce qui donne:

$$T''d_0 = -\frac{1}{\mu_2} ; \quad x'd = \omega_0 \left(\frac{\lambda_3+\lambda_4}{\mu_2} - \frac{\lambda_3.\lambda_4}{\mu_2^2} \right) ; \quad T''d = \frac{1}{\frac{\lambda_3.\lambda_4}{\mu_2} - (\lambda_3+\lambda_4)}$$

- Admittances du circuit inducteur

En posant $Y_{ff}(s) = \frac{1}{r_f + \frac{s}{\omega_0}.x_f(s)}$ et en remplaçant dans l'expression de l'admittance

opérationnelle du circuit inducteur, $x_f(s)$ par $x_f \frac{1+sT'f}{1+sT'f_0}$, les paramètres peuvent être déterminés par la fonction de transfert estimée par le modèle ARX. Nous obtenons alors:

$$r_f = -\frac{\lambda_5.\lambda_6}{\mu_3} ; \quad T'f_0 = -\frac{1}{\mu_3} ; \quad x_f = \omega_0 \left(\frac{\lambda_5+\lambda_6}{\mu_3} - \frac{\lambda_5.\lambda_6}{\mu_3^2} \right) ; \quad T'f = \frac{1}{\frac{\lambda_5.\lambda_6}{\mu_3} - (\lambda_5+\lambda_6)}$$

- Admittances d'axe quadrature

Les admittances opérationnelles d'axe quadrature sont déterminées de façon analogue, il n'est pas nécessaire de reprendre le même procédé de calcul.

ANNEXE III

DETERMINATION RAPIDE DES PARAMETRES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE.

Essais pratiques de détermination des paramètres d'une machine asynchrone à rotor bobiné et dont la plaque signalétique est:

puissance active: $P_n = 1.5 \text{ kW}$

vitesse nominale: $N_n = 1500 \text{ tr/mn}$

fréquence du réseau: $f_n = 50 \text{ Hz}$

– stator couplage triangle tension nominale: $U_n = 220 \text{ V}$ pour une intensité $I_n = 7.5 \text{ A}$

couplage étoile tension nominale: $U_n = 380 \text{ V}$ pour une intensité $I_n = 4.4 \text{ A}$

– rotor couplage étoile tension: $U_r = 44 \text{ V}$ pour une intensité $I_r = 19.6 \text{ A}$

couple nominal $C_n = 11 \text{ NM}$ pour $I_n = 4.4 \text{ A}$ sous tension 380 V

couple de démarrage $C_d = 16.9 \text{ NM}$ pour $I_d = 10.4 \text{ A}$ sous tension 380 V et $\frac{C_d}{C_n} = 1.53$

a - Mesures de résistances, d'inductances et du coefficient de dispersion.

– Résistances statorique et rotorique

Nous faisons les mesures à chaud (on prend la moyenne des mesures effectuées).

pour le stator: $r_s = 7.45 \Omega$

pour le rotor: $r_r = 0.2716 \Omega$

– Inductance cyclique statorique

On alimente le stator tout en laissant le rotor ouvert, on relève la tension statorique ainsi que le courant qui y circule.

$$L_s = \frac{V_{10}}{\omega \cdot I_{10}} = 0.351 \text{ H}$$

– Inductance cyclique rotorique

Le rotor étant ouvert, on alimente le stator sous tension nominale et on relève la tension du rotor.

$$U_1 = 400 \text{ V et } U_2 = 156 \text{ V, d'où } K1 = 0.39$$

Le stator étant ouvert, on alimente le rotor sous tension supérieure de 7 à 8% de la valeur trouvée précédemment U_2 et on relève la tension aux bornes du stator.

$$U'_2 = 170 \text{ V et } U'_1 = 390 \text{ V, d'où } K2 = 2.3$$

Ce qui donne la valeur de $\sigma = 1 - K1.K2 = 0.103$

La connaissance de L_s , $K1$ et $K2$ permet de déterminer la valeur de L_r

$$L_r = \frac{K1}{K2} L_s = 0.0596 \text{ H}$$

- Mutuelle inductance stator-rotor

$$M_{sr} = \sqrt{K1.K2.L_s.L_r} = 0.0187 \text{ H}$$

- Inductances de fuites statorique et rotorique

$$N1 = \sigma.L_s = 0.0359 \text{ H}$$

$$N2 = \sigma.L_r = 0.0061 \text{ H}$$

- Détermination des constantes de temps du stator et du rotor

* constante de temps statorique avec rotor ouvert

$$T'_{o \text{ st}} = \frac{L_s}{r_s} = 0,0471 \text{ sec}$$

* constante de temps statorique avec rotor en court-circuit

$$T_{1 \text{ st}} = \frac{N1}{r_s} = 0,00496 \text{ sec}$$

* constante de temps du rotor avec stator ouvert

$$T'_{o \text{ rot}} = \frac{L_r}{r_r} = 0,2163 \text{ sec}$$

b - Schéma équivalent de la machine asynchrone

Le schéma équivalent d'une phase de la machine asynchrone est représenté à la figure V.10

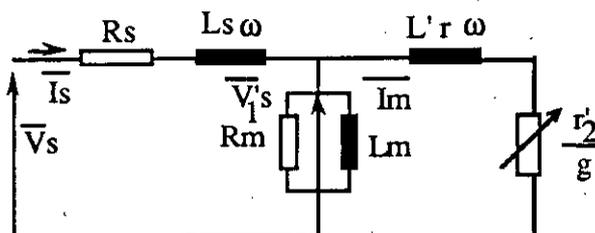


Figure V.10: schéma équivalent d'une machine asynchrone

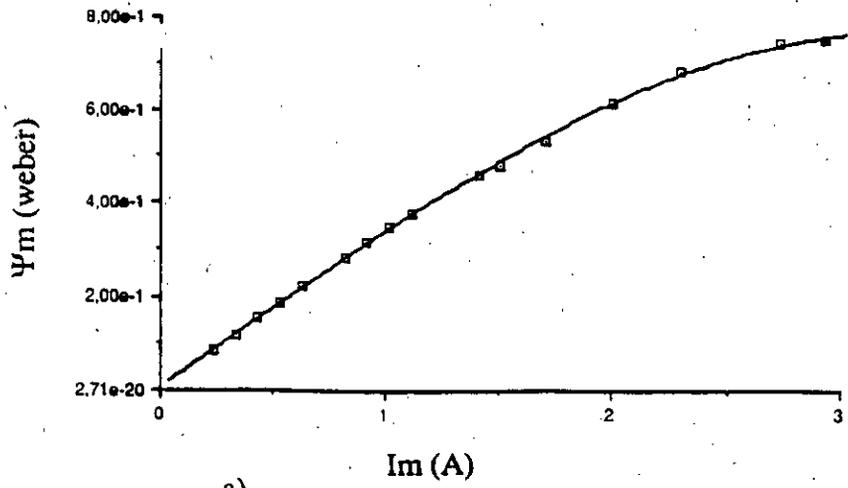
A partir d'un simple test, il n'est pas possible de séparer la réactance cyclique de fuite de la phase statorique $l'1\omega$ et la réactance cyclique de fuite de la phase rotorique ramenée au stator $l'2\omega$. Pour y remédier, nous avons préféré une voie simple (pas très précise) qui consiste à mesurer certains paramètres et à en déduire d'autres. C'est un essai à vide (à tension variable) qui utilise un appareillage classique (ampèremètre, wattmètre et voltmètre).

On relève les courant et tension statorique ainsi que la puissance à vide qui permet le calcul de $I_{0a} = I_0 \cos\Phi_0$ et par suite $I_m = I_0 \sin\Phi_0$. Du schéma de la figure V.1 on peut déterminer la tension $V'1s$ par un calcul approché: $\bar{V}'1s = \bar{V}'1 - R_s \bar{I}_1 + j L_s \omega \bar{I}_1$

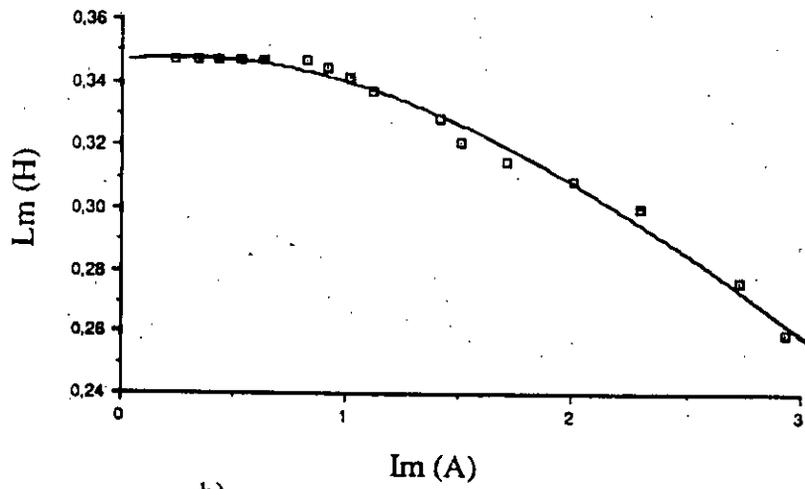
La tension aux bornes de la branche magnétisante peut s'écrire: $\bar{V}'1 = L_m \omega \bar{I}_m \alpha$ et le flux magnétisant: $\Psi_m = L_m \bar{I}_m$, qui servent à déterminer la constante de temps rotorique

$$Tr = \frac{I_{lr} + I_m}{r_r}$$

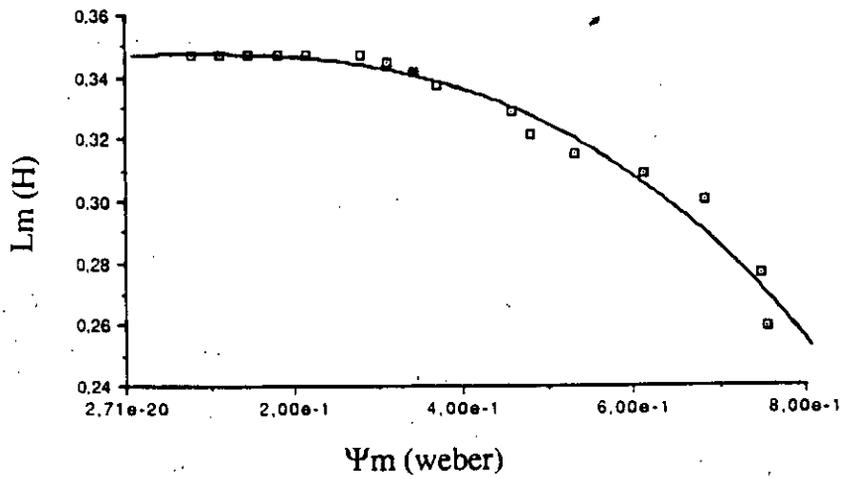
En tenant compte de la saturation, nous tracerons les courbes représentées par les figures V15 a,b,c,d,e: $\Psi_m = f_1(I_m)$, $L_m = f_2(I_m)$, $L_m = f_3(\Psi_m)$, $Tr = f_4(I_m)$ et $Tr = f_5(\Psi_m)$ qui serviront à l'étude de l'influence de la saturation lors d'un contrôle vectoriel indirect.



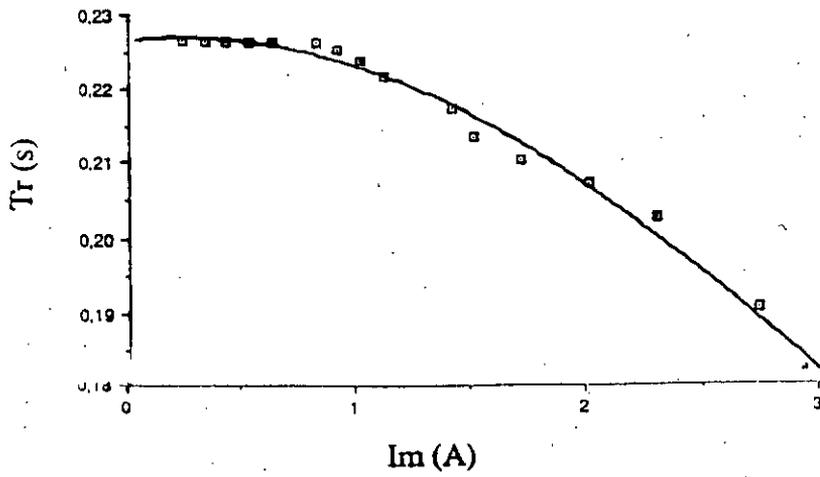
a)



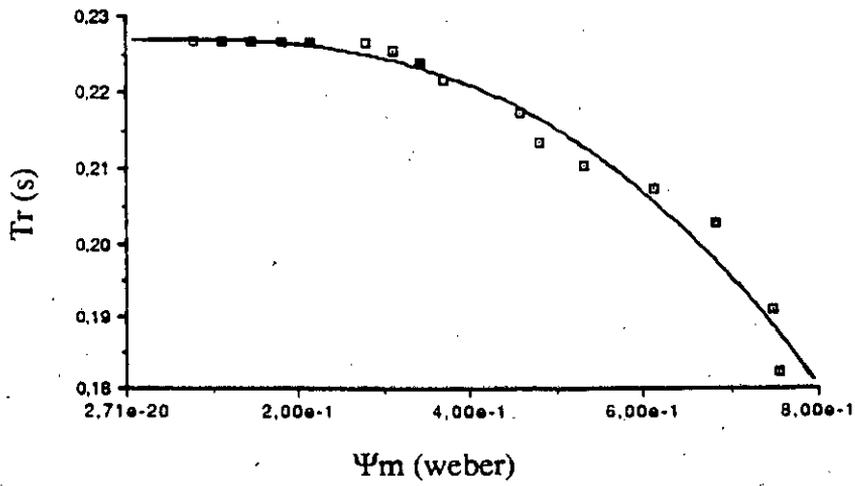
b)



c)



d)



e)

Figures V.15: courbes représentant les paramètres évoluant en fonction de la saturation.

a) $\Psi_m = f_1(I_m)$ b) $L_m = f_2(I_m)$ c) $L_m = f_3(\Psi_m)$

d) $Tr = f_4(I_m)$ e) $Tr = f_5(\Psi_m)$

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [A1] P.C. YOUNG. An instrumental variable method for real-time identification of a noisy process. *Automatica*, vol.6, pp.271-287, 1970.
- [A2] M.S. AHMED. Parameter estimation in bilinear systems by instrumental variable method. *Int. Journal of Control*, vol.44, pp.1177-1187, 1986.
- [A3] T. SODERSTROM and P. G. STOICA. Comparison of some instrumental variable methods. Consistency and accuracy aspects. *Automatica*, vol.17, pp.101-116, 1981.
- [A4] L. LJUNG. System Identification. Theory for the user. *Prentice-Hall-InC. Englewood Cliffs - N.J.*, 1987.
- [A5] L. LJUNG. On the estimate of transfer functions. *Automatica*, vol.21, pp.677-696, 1985.
- [A6] P. EYKOFF. Trends and progress in system identification. *Pergamon Press*, 1981.
- [A7] P. DE LARMINAT and Y. THOMAS. Automatique des systèmes linéaires, Identification. *Flammarion Sciences, tII*, 1977.
- [A8] R. BOITE et H. LEICH. Les filtres numériques. *Coll. Tech. et Sciences des Télécom. Editions Masson*, 1990.
- [A9] M. RADER and B.GOLD. Effect of parameters quantization on the poles of a digital filters. *Proc of the IEEE*, may 1967.
- [A10] P.R. BELANGER. Comments on "A learning method for system identification" correspondance. *IEEE Trans. On Aut. Control*, vol.AC-13, pp.207-208, 1968.
- [A11] T. BOHLIN. Information pattern for linear discrete time models stochastic coefficients. *IEEE Trans. On Aut. Control*, vol.AC-15, pp.104-106, 1970.
- [A12] J.D. PEARSON. Deterministic aspects of the identification of linear discrete dynamic systems (short paper). *IEEE Trans. On Aut. Control*, vol.AC-12, pp.764-766, 1967.
- [A13] P.C. YOUNG. Parameter estimation for continuous time models - A survey. *Automatica*, vol.17, pp.23-27, 1981.
- [A14] T. KAILATH. An innovations approach to least-squares estimation. Part I, linear filtering in additive white noise. *IEEE trans. On Aut. Control*, vol.AC-13, pp.646-655, 1968.

- [A15] J.M. FREEMAN, F.N. HASSAN and D. MORTON. Kalman filter estimation of electrical machine parameters. *Int. Journal of Control*, vol.43, n°1, pp.305-312, 1986.
- [A16] J.F. AUBRY, G. PFYSCHER, A.A. EL HAFNAWY and J-P LOUIS. Speed control of a dc motor: a low cost system using a monochip microcomputer. *IECI conference, SAN FRANCISCO*, pp.20-26, 1981.
- [A17] P. WANG, O. TOUHAMI, M.K FELLAH and C. IUNG. Un montage de commande numérique d'un moteur à courant continu. Un outil d'enseignement. *Industrial Automation Proc of Inst.Soc. of Am*, pp.1717-1720, CANADA, 1992.

- B -

- [B1] P.M. ANDERSON and A. FOUAD. Power control and stability. *IOWA - State University Press*, 1977.
- [B2] B. AVRAMOVIC, P.V. KOKOTOVIC, J.H. WINKELMAN and J.H. CHOW. Area decomposition of electromechanical models of power systems. *Automatica*, 16, pp. 637-643, 1980.
- [B3] C. IUNG. Contribution à la simplification et à la simulation des systèmes complexes. Application à des procédés électromécaniques. *Thèse de Doctorat ès-Sciences, INPL, Nancy 1981*.
- [B4] P. AHMED-ZAID, P.W. SAUER, M.A. PAI and M.K. SARIOGLU. Reduced order modeling of synchronous machines using singular perturbation. *IEEE Trans. On C.A.S.*, vol.CAS-29, N°11, pp.782-789, 1982.
- [B5] L. F. LOPEZ and H. A. NOUR-ELDIN. Modelling and model reduction of the synchronous machine through singular perturbation. *Proc. of the Conf. Modelling & Simu. of Electrical Machines & Converters. BELGIUM*, pp.141-149, 1984.
- [B6] H. GUESBAOUI and C. IUNG. Simplification of the model of a current-fed controlled synchronous machine by the multi-time scale method. *12th IMACS World Congress on Computation and Applied Mathematics*, pp. 329-331, Paris, 1988. J C BALTZER AG scientific Publishing Co ©IMACS, 1989
- [B7] H. GUESBAOUI. Contribution à la mise sous forme standard des systèmes à multiéchelles de temps. Application à la modélisation des machines à courant alternatif. *Thèse de Doctorat ès-Sciences, INPL, Nancy 1992*.
- [B8] H. GUESBAOUI, O. TOUHAMI and C. IUNG. Multi-time scale decomposition of the synchronous machine model. *13th IMACS World Congress on Computation and Applied Mathematics*, pp.1566-1568, IRELAND, 1991.

- [B9] I. M. CANAY. Schemas équivalents de la machine synchrone pour le calcul des constantes de la roue polaire en régime transitoire, dans le cas des phénomènes non stationnaires et la marche en asynchrone. *Rev. Brown Boverie*, vol.56, part.I, pp.60-71, 1969
- [B10] I.M. CANAY. Schemas équivalents de la machine synchrone pour le calcul des constantes de la roue polaire en régime transitoire et lors d'un démarrage asynchrone. *Rev. Brown Boverie*, vol.57, part.II, pp. 135-145, 1970.
- [B11] I.M. CANAY. Causes of discrepancies on calculation of rotor quantities and exact equivalent diagrams of the synchronous machine. *IEEE Trans. On. PAS*, vol.PAS-88, n°7, pp. 1114-1120, 1969.
- [B12] G. SHACKSHAFT and P.B. HENSER. Model of generator saturation for use in power system studies. *Proc of IEE*, vol.126, n°8, pp.759-763, 1979.
- [B13] S.D. UMANS, J.A. MALLICK and G.L. WILSON. Modelling of solid rotor turbogenerators- part.I: theory and techniques. *IEEE Trans. On. PAS*, vol.PAS-97, n°1, pp. 269-277, 1978.
- [B14] S.D. UMANS, J.A. MALLICK and G.L. WILSON. Modelling of solid rotor turbogenerators - part. II: exemple of model derivation and use in digital simulation. *IEEE Trans. On. PAS*, vol.PAS-97, n°1, pp. 278-291, 1978.
- [B15] P.L. DANDENO and A.T. PORAY. Development of detailed turbogenerator equivalent circuits from standstill frequency response measurements. *IEEE Trans. On. PAS*, vol. PAS-100, n°4, pp. 1646-1655, 1981.
- [B16] P.L. DANDENO, P. KUNDUR, A.T. PORAY and ME. COULTES. Validation of turbogenerator stability models by comparaison with power system tests. *IEEE Trans. On. PAS*, vol.PAS-100, n°4, pp. 1637-1645, 1981.
- [B17] C.E.I'85. Methodes pour la détermination à partir d'essais des grandeurs de machines synchrones. *Rapport 34-4*, 1985.
- [B18] ANSI - IEEE. Test procedures for synchronous machines. *IEEE Std. 115 - 1983*.
- [B19] G. SHACKSHAFT. New approach to the détermination of synchronous machine parameters from tests. *Proc. IEE*, vol.121, n°11, pp.1385-1392, 1974.
- [B20] I. BELKHOUDJA. Identification des paramètres d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur statique. *Thèse de Doctorat, INPToulouse*, 1988.

- [B21] A.P. XHUVANI. Modélisation et identification des paramètres d'une machine synchrone destinée à être alimentée par convertisseur statique. *Thèse de Doctorat, INPToulouse, 1989.*
- [B22] D.J.G MORELL and B.W. HOGG. Identification and validation of turbogenerator models. *Automatica, vol.26, n°1, pp.135-156, 1990.*
- [B23] V.N. VELLER, G.A. KIRAKOSYANTS, V.U. LYSKO and D.M. LEVIN. Development of hydraulic control systems for steam turbines. *Trans. In Thermal Eng., vol.18, n°7, pp.40-44, G.B., 1971.*
- [B24] E. VAAHEDI and D.C. MAC DONALD. Optimal generator control using a dynamic estimator. *IEEE-PES, Winter Meeting, pp.1- 8, N.Y., 1979.*
- [B25] H.B. WENDL and H.H. ENGEL. Automatic control concept for large steam turbogenerators. *Proc. of ISA Symposium, pp.143 -151, 1976.*
- [B26] F. DE MELLO and J.R. RIBEIRO. Derivation of synchronous machine parameters from tests. *IEEE Trans. On PAS., vol.PAS-96, n°4, pp.1211-1218, 1978.*
- [B27] F. DE MELLO and L.N. HANNETT. Validation of synchronous machine models and determination of synchronous machine parameters from tests. *IEEE Trans. On PAS, vol.PAS-100, n°2, pp.662-672, 1981.*
- [B28] F. DE MELLO and L.N. HANNETT. Determination of synchronous machine electrical characteristics by tests. *IEEE Trans. On PAS., vol.PAS-102, n°12, pp.3810-3815, 1983.*
- [B29] G. SHACKSHAFT and A.T. PORAY. Implementation of new approach to determination of synchronous machine parameters from tests. *Proc. IEE, vol.124, n°12, pp.1170-1178, 1977.*
- [B30] E. EITELBERG and R.G. HARTLEY. Estimating synchronous machine electrical parameters from frequency response tests. *IEEE Trans. On E.C., vol. EC-2, n°1, pp.132-138, 1987.*
- [B31] S.A. SOLIMAN, S.E.A EMAM and G.S. CHRISTENSEN. A new algorithm for optimal estimation of synchronous machine from frequency test based on LAV approximations. *CAN. J. Electrics & Comp. Eng., vol.14, n°3, pp. 98-102, 1989.*
- [B32] M.E COULTES and W. WATSON. Synchronous machine models by standstill frequency response tests. *IEEE Trans. On PAS., vol.PAS-100, pp.1480-1489, 1981.*
- [B33] S.SRIHARAN and KOH WEE HANG. Synchronous machine modelling by standstill frequency tests. *IEEE Trans. On E.C., vol.EC-2, n°2, pp.239-245, 1987.*

- [B34] ZHOU DONGSHENG, XI. ZONGFU and C. XIANFENG. The direct fitting method for measuring the parameters of synchronous machine using direct current decay test. *EMPS*, pp.239-248, 1989.
- [B35] KRYSTIN PAWLUK. Méthode statique de mesures de constantes de temps et de reactances d'une machine synchrone. *R.G.E.*, tome 71, n°6, pp. 303-311, 1962.
- [B36] W. WATSON and G.MANCHUR. Synchronous machine operational impedances from low voltage measurements at the stator terminals. *IEEE Trans. On PAS.*, vol.PAS-93, n°3, pp.777-784, 1974.
- [B37] Y. YU and H.A.M. MOUSSA. Experimental determination of exact equivalent circuit parameters of synchronous machine. *IEEE Trans. On PAS.*, vol.PAS-90, n°3, pp.2555-2560, 1971.
- [B38] IEEE Task force on definition (P.L. DANDENO chairman). Current usage & suggested practices in power system stability simulations for synchronous machines. *IEEE Trans. On E.C.*, vol.EC-1, n°1, pp.77-93, 1980.
- [B39] ANSI-IEEE.115A. Standard procedures for obtaining synchronous machine parameters by standstill frequency response testing. *IEEE Std.115A-1987*.
- [B40] EPRI Report. Confirmation of test methods for synchronous machine dynamic performance models. *EPRI EL-5736, project 2328-1, final report, 1988*.
- [B41] P.KUNDUR, A.T. PORAY, H.M. ZEIN-EL-DIN and P.L. DANDENO. Adaptation and validation of turbogenerator model parameters through on-line frequency response measurements. *IEEE Trans. On PAS.*, vol.PAS-100, pp.1656-1661, 1981.
- [B42] I.M. CANAY. Identification et détermination des paramètres des machines électriques. *Revue Brown Boverie*, vol.617, pp. 299-304, 1984.
- [B43] I.M. CANAY. A novel approach to the torsional interaction and electrical damping of the synchronous machine. Part.I and II. *IEEE Trans. On PAS.*, vol.PAS-101, pp.3630-3647, 1981.
- [B44] I.M. CANAY and T.J. HAMMONS. Effect of damper modelling and the fault clearing process on response torque and stressing of turbogenerators shafts. *IEEE Trans. On E.C.*, vol.EC-1, n°1, pp.113-121, 1986.
- [B45] J. G. DOUGHERTY and S. H. MINNICH. Finite-element modeling of large turbogenerators: Calculations versus load test data. *IEEE Trans. On PAS.*, vol.PAS-100, pp.3921-3929, 1981.

- [B46] S.H. MINNICH, M.V.K. CHARI and J.F. DOUGHERTY. Operational inductances of turbine generators by the finite-element method. *IEEE Trans. On PAS.*, vol.PAS-102, n°1, pp.20-27, 1983.
- [B47] P.J. TURNER. Finite-element simulation of turbine generator terminal faults and application to machine parameter predictions. *IEEE Trans. On E.C.*, vol.EC-21, pp.1456-1463, 1986.
- [B48] EPRI Report. Application of two-dimensional finite-element techniques for synchronous machine modelling. *EPRI EL-3359*, vol.2, 1984.
- [B49] S.P. BINGULAC. On the calculation of the transfer function matrix. *IEEE Trans. On A.C.*, vol.AC-22, pp.134-137, 1975.
- [B50] B.C. MOORE. Principal component analysis in linear system: Controllability, Observability and Model Reduction. *IEEE Trans. On A.C.*, vol.AC-26, pp.13-31, 1981.
- [B51] A. VARGA. Numerical stable algorithm for transfer function matrix evaluation. *Int.J. of Control*, vol.33, n°6, pp.1123-1133, 1981.
- [B52] SYR. HUI and C. KRISTOPOULOS. Discrete transform techniques for solving coupled integro-differential equations in digital computers. *Proc.IEE*, part. A, vol.138, pp.273-280, 1991.
- [B53] H. GUESBAOUI, O. TOUHAMI and C. IUNG. Identification par approche multi-échelles de temps d'une machine synchrone. *Rapport Gréco.Electrotechnique-Automatique*, C.N.A.M, Paris, oct 1991.
- [B54] O. TOUHAMI, H. GUESBAOUI and C. IUNG. Synchronous machine parameter identification by a multi-time scale technique. *Conf. Rec.of IEEE-IAS, 27th annual meeting*, pp. 178-184, Houston, 1992, and recommended for *IEEE Transaction on Industry Application*.
- [B55] O. TOUHAMI and C. IUNG. Identification et définitions des grandeurs physiques d'une machine synchrone. *Journal de Physique III, France (2)* pp. 1943-1955, 1992.
- [B56] O. TOUHAMI, H. GUESBAOUI and C. IUNG. Parameter identification of electrical machines. *IASTED, Modeling, Identification and Control*, pp.311-314, Austria, 1993, *Journal of Energy Systems*, to be Published.

- C -

- [C1] R.D. MIDDLEBROOK and S.M. CUK. A general unified approach to modelling switching converter with sinusoidal outputs. *Conf. Rec. of IEEE-PESC*, pp.18-34, 1976.

- [C2] H. W. VAN DER BROCK, H. SKUDELNY and G. STANKE. Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors. *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, vol.IA-24, n°1, pp.142-150, 1988.
- [C3] RUSONG WU SHASHI B. DEWAN and GORDON R. SLEMON. Analysis of an AC to DC voltage source converter using PWM with phase and amplitude control. *IEEE Trans. On IA*, vol.IA-27, n°2, pp.355-363, 1992.
- [C4] J.A.TAUFIQ, B. MELLIT and C.J. GOODMAN. Novel algorithm for generating near optimal PWM waveform for AC tractions drives. *Proc IEE, Part B, Elect. Power Appl.*, vol.133, pp.85-94, 1986.
- [C5] J.W. KOLAR, HANS ERTL and FRANZ. C. ZACH. Influence of the modulation method of the conduction and switching losses of a PWM converter system. *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, vol.IA-27, n°6, pp.1063-1075, 1991.
- [C6] J. RICHARDSON and OSMAN T. KURKER. Implementation of PWM regular sampling strategy for AC drives. *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol.6, n°4, pp.645-655, 1991.
- [C7] YOICHI HAYASHI, NORIAKI SATO and KINZO TAKASHASHI. A novel control of a current source active filter for AC Power system harmonic compensation. *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, vol.IA-27, n°2, pp.380-385, 1991.
- [C8] HASMUKH S. PATEL and RICHARD G. HOFT. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters. *Part I - Harmonic elimination. IEEE Trans. On IA*, vol.IA-9, n°3, pp.310-317, 1973.
- [C9] HASMUKH S. PATEL and RICHARD G. HOFT. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters. *Part II - Voltage control techniques. IEEE Trans. On IA*, vol.IA-10, n°5, pp.666-673, 1974.
- [C10] YOSHITAKA IWAJI and SHOJI FUKUDA. A PWM control method using pulse frequency modulation technique. *Conf. European Power Electronics*, vol.2, pp.076-082, Firenze, 1991.
- [C11] A. ZUCKERBERGER and ABRAHAM ALEXANDROVITZ. Determination of commutation sequence with a view to eliminating harmonics in microprocessor-controlled PWM voltage inverter. *IEEE Trans. On IE.*, vol.IE-33, n°3, pp.262-266, 1986.
- [C12] AJAY TRIPATHI and PARESH C. SEN. Comparative analysis of fixed and sinusoidal band hysteresis current controllers for voltage source inverters. *IEEE Trans. On IE*, vol.IE-39, n°1, pp.63-73, 1992.

- [C13] B.K. BOSE. An adaptative hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system. *IEEE Trans. On IE, vol.IE-37, n°5, pp.402-408, 1992.*
- [C15] Y.Y.HO EDWARD and PARESH C. SEN. Digital simulation of PWM induction motor drives for transient and steady state performance. *IEEE Trans. On IE, vol.IE-33, n°1, pp.66-78, 1988.*
- [C16] B. DE FORNEL. Machines à courant alternatif alimentées à fréquence variable par convertisseurs statiques. *Thèse de doctorat ès-sciences, INPToulouse, April 1976.*
- [C17] R. UNNIKRISHNAN and A. GUPTA. Reduced order models for discrete time system using remainder matching method. *15th Ann. Conf. of IEEE-IES, vol.II, pp.383-388, 1989.*
- [C18] HIDEHIKO SUGIMOTO and SHINZO TAMAI. Secondary resistance identification of an induction motor applied model reference adaptative system and its characteristics. *IEEE Trans. On IA, vol.IA-23, n°2, pp.296-303, 1987.*
- [C19] TAKAYOSHI MATSUO and THOMAS LIPO. A rotor parameter identification scheme for vector controlled induction motor drives. *IEEE Trans. On IA, vol.IA-21, n°4, pp.624-632, 1985.*
- [C20] CHU WANG, D.W. NOVOTNY and THOMAS LIPO. An automated rotor time constant measurement system for indirect field oriented drives. *Conf. Rec. of IEEE-IAS, vol.1, pp.140-146, 1986.*
- [C21] C. MACIAG and G. COOK. Identification of linear plants using state-space models. *15th Ann. Conf. of IEEE-IES, vol.II, pp.469-473, 1989.*
- [C22] N.R. KLAES. Parameters identification of an induction machine with regard to dependancies on saturation. *Conf. Rec. of IEEE-IAS, vol.1, pp.21-27, 1991.*
- [C23] R. KRISHNAN and FRANK DORAN. Study of parameter sensitivity in high performance inverter-fed induction motor drive systems. *IEEE Trans. On IA, vol.IA-23, n°4, pp.623-635, 1987.*
- [C24] GENG YANG and T.H. CHIN. Adaptative speed identification scheme for vector controlled speed sensorless inverter-induction motor drive. *Conf. Rec. of IEEE-IAS, vol.II, pp.404-408, 1991.*

- [C24] GENG YANG and T.H. CHIN. Adaptive speed identification scheme for vector controlled speed sensorless inverter-induction motor drive. *Conf.Rec. of IEEE-IAS, vol.II, pp.404-408, 1991.*
- [C25] S. ANSUJ, F. SHOKOOH and R. SCHINZINGER. Parameter estimation for induction machines based on sensitivity analysis. *IEEE Trans. On IA, vol.IA-25, n°6, pp. 58-76 1989*
- [C26] A. FAIK MERGEN. The effect of equivalent circuit parameters in PWM controlled induction-motors. *Conf.Rec. of IEEE-IAS, vol.I, pp.40-46, 1991.*
- [C27] KOKOCHI NITA and KLINGSHIRN E.A. Analysis of the frequency characteristics of three phase induction motor. *IEEE Trans. On IECEI, vol.22, pp.1345-1355, 1975.*
- [C28] MEHMET AKBABA. Analytical solution of the transient in induction motor due to asymmetrical terminal fault. *EMPS, n°19, pp.66-76, 1991.*
- [C29] CHAO YANGLI and AZIFUR RAHMAN. Three phase induction motor design optimization using the modified Hooke-Jeeves method. *EMPS, n°18, pp. 236-248, 1990.*
- [C30] C. IUNG, FAUCHER and A. REZZOUG. Identification paramétrique - Applications aux machines électriques. *Gdr. Conception de dispositifs et systèmes électrotechniques Journée du 08/06/93. Toulouse.*
- [C31] W. LEONARD. 30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing with controlled AC-drives. *A review, EPE journal, vol.1, n°1 and 2, 1991.*
- [C32] Y. MOHAMED, O. TOUHAMI, C. IUNG and A. HASHIM. Influence of saturation in field oriented control induction motor drive systems. *MIM-S²'93, IMACS - IFAC, pp.271-282, Brussels, 1993.*
- [C33] O. TOUHAMI, H. GUESBAOUI and C. IUNG. Identification of asynchronous machine parameters by recursive least-squares. *I.C.E.M. (acceptée), Paris 1994.*
- [C34] H. GUESBAOUI, O. TOUHAMI and C. IUNG. Identification of asynchronous machine parameters by a recursive least-squares method. *IEEE-CSS 94-103, (acceptée, à paraître). Glasgow, Scotland, U.K., august 1994.*

Logiciels utilisés non cités en références:

- Pc Matlab: The mathwork Inc, version 3.5, 1989
- Pro Matlab: System Unix, version 4.01, 1993
- Labtech Control: Carte DAS-16, 1991
- Tektronix: Spectral Analyzer, 1990.