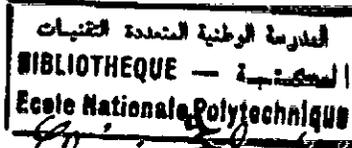


وزارة التربية الوطنية
MINISTRE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



DEPARTEMENT

Genie Electrique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Comparaison des différents modèles de
structures d'identification :
Application à une M.S.*

Proposé par :

O. TOUHAMI
R. IBTIOUEN

Etudié par :

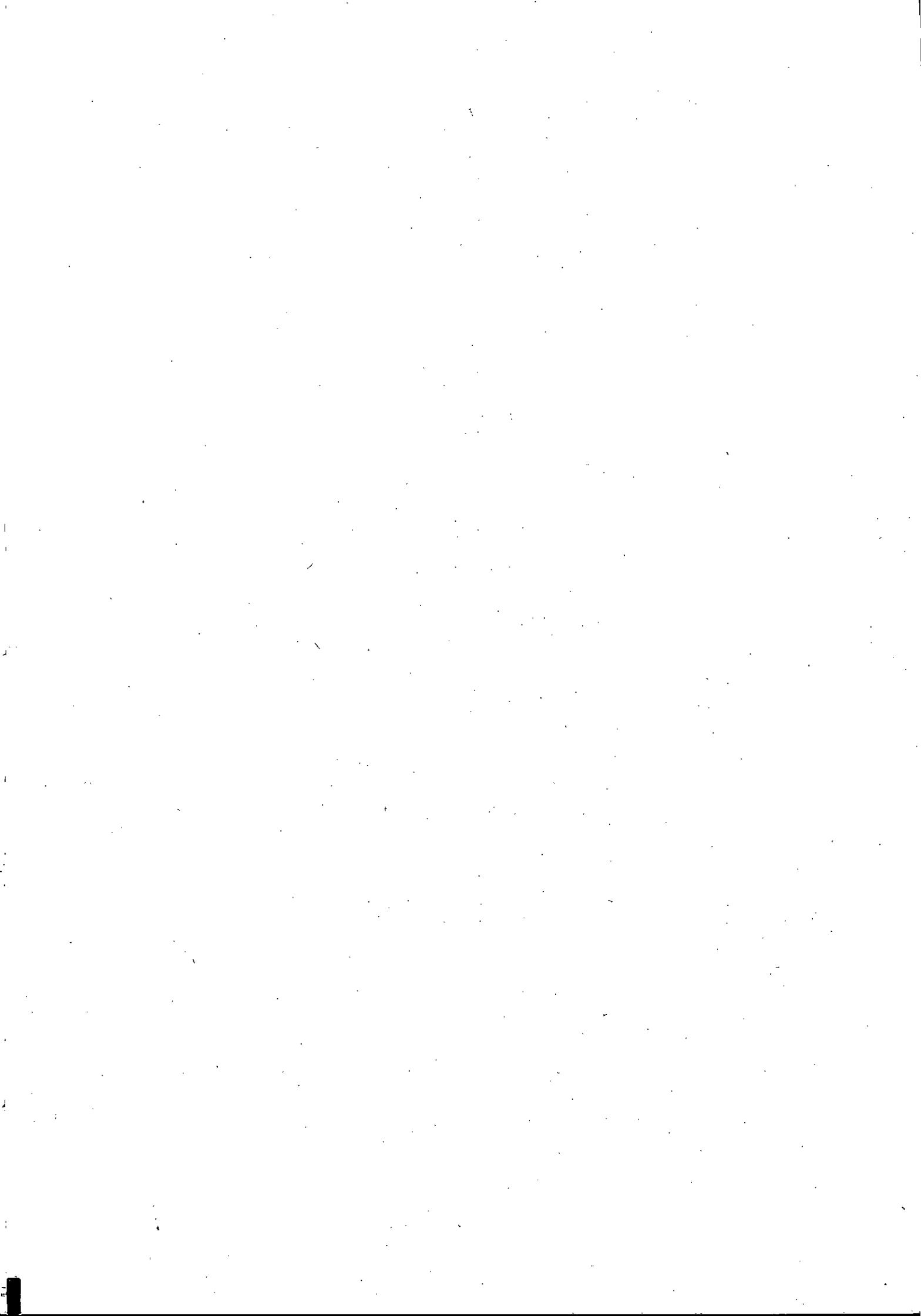
L. ADDAR

Dirigé par

O. TOUHAMI
R. IBTIOUEN

PROMOTION

Juin 1995



DEDICACES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

- A ma mère.
- A mon père.
- A ma famille

L. Addar

REMERCIEMENTS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Je tiens à exprimer ma vive reconnaissance à monsieur **O. Touhami** pour les conseils et l'aide qu'il m'a donné tout au long de l'élaboration de ce mémoire.

Mes remerciements vont également à monsieur **R. Ibtouen** pour le soutien et les conseils qu'il n'a cessés de nous prodiguer.

SOMMAIRE

| | |
|-----------------------------|---|
| INTRODUCTION GENERALE | 4 |
|-----------------------------|---|

CHAPITRE I : IDENTIFICATION DES SYSTEMES.

| | |
|--|----|
| I.1 Identification des systèmes | 9 |
| I.1.1 Définition de l'identification | 9 |
| I.1.2 Méthode du modèle | 9 |
| I.1.3 Choix du critère | 10 |
| I.1.4 Procédure d'identification des systèmes | 10 |
| I.1.4.1 Concepts de base | 10 |
| I.1.4.2 Validation du modèle | 11 |
| I.2 Intérêt de l'identification des systèmes | 11 |
| I.3 Problèmes rencontrés | 12 |
| I.3.1 Choix de la période d'échantillonnage T | 12 |
| I.3.2 Choix des signaux d'excitation | 12 |
| I.3.3 Détermination du modèle contenu à partir du modèle discret | 13 |
| I.4 Famille de modèles de type fonction de transfert utilisés | 13 |
| I.4.1 description des structures de modèles SISO (single input - single output) | 13 |
| I.4.2 Structure de modèle ARX (Auto Regressive with External input) | 14 |
| I.4.3 Structure de modèle ARMAX (Auto Regressive Moving Average with External Input) | 17 |
| I.4.4 Structure de modèle OE (Out put Error) | 18 |
| I.4.5 Structure de modèle BJ (BOX JENKINS) | 19 |
| I.4.6 Structure de modèle VI (Variable Instrumentale) | 19 |

CHAPITRE II : MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE

| | |
|--|----|
| II.1 Description de la machine synchrone | 24 |
| II.2 Hypothèses simplificatrices | 25 |
| II.3 Coefficients de la matrice constitutive | 26 |
| II.3.1 Inductances propres statoriques | 26 |

| | |
|---|----|
| II.3.2 Inductances mutuelles stator - stator | 27 |
| II.3.3 Inductances mutuelles stator - rotor | 27 |
| II.3.4 Inductances propres rotoriques | 28 |
| | |
| II.4 Transformation de Park | 28 |
| II.4.1 Equations de Park | 28 |
| II.4.2 Equation de Park dans le système PU | 30 |
| II.4.2.1 Grandeurs réduites relatives au stator | 30 |
| II.4.2.2 Valeurs relatives aux autres enroulements | 31 |
| | |
| II.5 Schémas équivalents : Expressions des réactances et constantes de temps | 33 |
| II.5.1 Schémas équivalents | 33 |
| II.5.2 Expressions des réactances et constantes de temps | 35 |
| | |
| II.6 Définition des fonctions opérationnelles | 37 |

CHAPITRE III : IDENTIFICATION PARAMETRIQUE D'UNE MACHINE SYNCHRONE

| | |
|---|----|
| III.1 Tests expérimentaux et acquisition des données | 42 |
| III.1.1 Procédure expérimentale | 42 |
| III.1.2 Alimentation des enroulements de la machine synchrone par hacheur à thyristors | 44 |
| III.1.3 Acquisition des données | 46 |
| | |
| III.2 Traitement des données entrée - sortie du système convertisseur - machine | 46 |
| III.2.1 Résultats de l'expérimentation | 46 |
| III.2.2 Validation des résultats | 46 |

CONCLUSION GENERALE 59

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES 61

INTRODUCTION GENERALE

Durant les dernières décennies, plusieurs travaux d'identification de machine synchrone ont été effectués. Ces travaux peuvent être classés en trois groupes de méthodes qui présentent des avantages et des inconvénients les uns par rapport aux autres [11] - [17].

A titre d'exemple, on peut citer :

- les méthodes effectuées sur machine en rotation.
- les méthodes effectuées sur machine à l'arrêt.
- les méthodes de calcul de paramètres à partir de champs électromagnétiques.

Méthodes effectuées sur machine en rotation

Ce sont généralement des essais classiques tirés à partir des normes standard (CEI, ANSI - IEEE, AFNOR) qui permettent la détermination des paramètres de la machine tout en tolérant les écarts (≈ 10 à 40%) dus aux impératifs des appareillages de mesures ainsi que du choix de type de modèle de machine utilisée. Un des problèmes les plus importants en identification est la structure de la machine, c'est-à-dire le degré de complexité du modèle. Le nombre d'amortisseurs dans les deux axes direct et quadrature traduit l'ordre du modèle machine synchrone.

Méthodes effectuées sur machine à l'arrêt

Ces approches sont basées sur l'obtention des réponses fréquentielles et conduisent à un grand nombre de modèles dépendant de l'interprétation des données. Les modèles ainsi obtenus sont des modèles à signaux très petits à cause des amplitudes des courants et tensions permettant la détermination des paramètres de la machine pour l'utilisation d'une éventuelle commande. Toutefois, ce type de procédé consiste à ajuster les modèles de machine synchrone, selon que l'on prenne en compte l'existence et le nombre d'amortisseurs.

Calcul des paramètres à partir du champ électromagnétique

Cette méthode est basée sur le calcul du champ électromagnétique en tenant compte de la géométrie de la machine de propriétés de matériaux magnétiques, en tenant compte des travaux réalisés dans ce domaine, les résultats sont généralement plus satisfaisants en termes de précision.

L'objet de notre travail consiste en la comparaison des structures de modèles d'identification d'une machine synchrone à l'arrêt.

Cette machine est alimentée par hacheur à thyristors. Les signaux développés par ce convertisseur statique sont faibles de façon à éviter la saturation.

Dans le premier chapitre, un aperçu utilisé en identification traite des procédés et des modèles mathématiques décrivant les structures qui les relient. Ce sont généralement des structures de type simple entrée - simple sortie, nécessaire au type d'identification que l'on s'est fixé.

Au deuxième chapitre, on présentera la modélisation de machines synchrones par la théorie des deux axes. La validité reste à vérifier compte tenu de la complexité des modèles de plus en plus élevés rendant l'estimation des paramètres très incertaines.

Au troisième chapitre, on donnera les résultats obtenus par la structure de modèles d'identification décrites au premier chapitre. Il va sans dire que la précision des modèles discrets obtenus dépendra d'un certain nombre d'impératifs que l'on exposera plus loin .

CHAPITRE I

IDENTIFICATION DES SYSTEMES

INTRODUCTION

Il existe plusieurs voies pour représenter le comportement d'un processus physique par un modèle mathématique, dans ce cadre on s'intéressera à une stratégie importante, qui a montré son efficacité dans le domaine des applications pratiques, résidant dans l'identification des systèmes. Elle consiste à mesurer les entrées - sorties (signaux d'excitation et signaux de réponse du système) et à appliquer les techniques d'analyse de données, de traitement de l'information pour obtenir un modèle de représentation.

Le but de ce chapitre est de donner un aperçu général sur certaines méthodes utilisées dans la littérature de l'identification, ainsi que les problèmes théoriques et pratiques rencontrés lors d'une application probable sur un processus réel (dans notre cas on appliquera cette stratégie, par la suite, pour l'estimation paramétrique de la machine synchrone)

1.1) IDENTIFICATION DES SYSTEMES

1.1.1) DEFINITION DE L'IDENTIFICATION

L'identification est l'estimation des paramètres obtenus à partir des données entrées - sorties. Il existe plusieurs voies d'estimation d'un système et autant de description pour l'estimer.

1.1.2) METHODE DU MODELE

Cette méthode est d'un grand intérêt pratique. Son principe est décrit par le schéma de la figure 1.

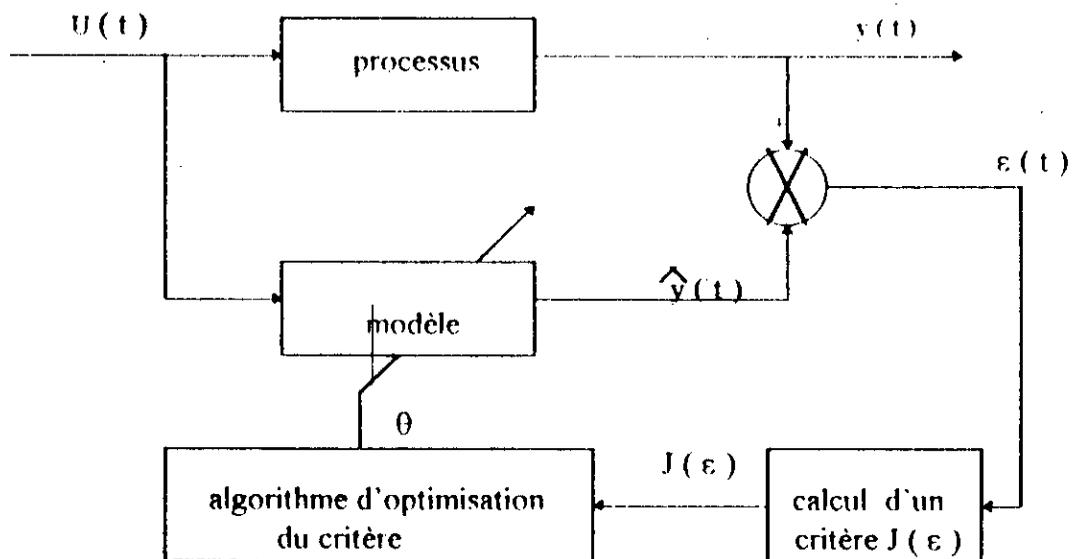


figure 1 : schéma de principe de la méthode du modèle

où :

- $u(t)$: entrée du processus
- $y(t)$: sortie du processus
- $\hat{y}(t)$: sortie estimée du modèle.
- $\epsilon(t)$: erreur ou distance.
- $J(\epsilon)$: critère à minimiser.
- θ : vecteur de paramètres du modèle.

L'avantage de cette approche est qu'elle est très générale. Elle s'applique quelque soit la nature des signaux d'entrée - sortie (elle ne nécessite pas d'hypothèses particulières sur la nature du modèle : linéarité, stationnarité...). Comme pour toute tentative d'identification il est toutefois indispensable que ces signaux contiennent beaucoup d'informations quant au fonctionnement du processus dans le domaine étudié.

L'identification par la méthode du modèle consiste à optimiser (minimiser) un critère, fonction coût : fonction de plusieurs paramètres (espace de dimension n).

1.1. 3) CHOIX DU CRITERE

La principale difficulté, pour l'estimation des paramètres d'un modèle, mathématique réside dans le choix de la fonction coût qui a une grande importance sur les résultats obtenus lors d'une identification d'un processus physique. Le critère retenu dans la majorité des cas est le critère des moindres carrés qui est aisément manipulable analytiquement. Il est donné par les expressions suivantes [9]

$$J = \sum_{i=0}^N \epsilon^2 \quad (1) \quad \text{pour les systèmes discrets}$$

$$J = \int_0^T \epsilon^2(t) dt \quad (2) \quad \text{pour les systèmes continus}$$

où :

T : est la durée du relevé des mesures

1.1. 4) PROCEDURE D'IDENTIFICATION D'UN SYSTEME

1.1.4.1) Concepts de base

Trois points importants conditionnent la détermination d'un bon modèle :

- Le jeu de données (mesures).
- L'ensemble des modèles possibles.
- Le choix du critère et la technique d'estimation des paramètres.

a) La campagne de mesure :

L'expérimentateur doit choisir le meilleur jeu de mesures possible:

- La durée (en fonction des constantes de temps et des temps morts du système).
- Les signaux d'excitations de telle sorte que l'information contenue dans le jeu de mesures soit maximale ; par exemple :
 - impulsion (amplitude limitée, courte durée).
 - échelon (d'amplitude > bruit).
 - créneaux.
 - sinusoïde (peu riche en information, 1 seul harmonique).
 - SBPA (séquences binaires pseudo - aléatoires)

• Extra signaux.

b) Validation des mesures.

c) Détermination de l'ensemble des modèles possibles.

d) Détermination du meilleur modèle de l'ensemble retenu.

1.1.4.2) Validation du modèle:

La validation du modèle est effectuée grâce à différentes techniques (graphiques , statistiques, tests en ligne et simulation) On peut donner les critères les plus importants qui déterminent le bon choix du modèle de représentation:

- Comparaisons des signaux de sorties simulés avec ceux mesurés
- Coefficient d'Akaike (final prédiction error) sa formulation est donnée plus loin. C'est un critère statistique qui permet de juger la qualité de l'estimation.
- Tracé des propriétés fréquentielles des modèles :

• Le tracé de diagramme de Bode et du lieu des pôles et des zéros des différents modèles obtenus permet de faire une comparaison du modèle estimé avec le processus réel dont l'expérimentation possède un sens physique. Ces tracés comparés lorsqu'ils aboutissent à des recouvrements permettent d'espérer que ceux - ci correspondent à la réalité du processus.

Si le modèle est déficient il faut reprendre les phases précédentes

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

- mauvais choix du critère.
- mauvais choix de la représentation.
- Absence d'informations du jeu de données.

1.2) INTERET DE L'IDENTIFICATION DES SYSTEMES

Sur le plan pratique, l'identification des systèmes physiques à une grande utilité dans le cadre où nous pouvons représenter la complexité de ces derniers par des modèles mathématiques faciles à manipuler. Le rôle et l'utilisation de ces modèles réside essentiellement dans ce qui suit :

- représentation des systèmes en vue d'une exploitation optimale de leurs performances dynamiques.
- simulation des systèmes (formation d'opérateur ...).
- commande des systèmes (CMI, commande Adaptative ...).
- accès a une grandeur non directement mesurable.
- études des conditions particulières de fonctionnement.
- détection et diagnostic de défauts.
- modèles prévisionnels.

- vérification des calculs de conception.
- équilibrage de bilans matières et énergétiques.

I.3) PROBLEMES RENCONTRES

Dans toutes les méthodes de l'identification, se posent des problèmes importants qui peuvent influencer, négativement, sur la qualité des paramètres estimés des modèles. On va citer les problèmes théoriques et pratiques les plus importants rencontrés lors d'une identification effectuée sur des processus physiques.

I.3.1) Choix de la période d'échantillonnage T :

Le choix de la fréquence d'échantillonnage T est le problème fondamental dans l'étude des procédés continus. Pour représenter de manière significative un pôle à travers sa réponse indicielle ou impulsionnelle, il faut un nombre suffisant d'échantillons dans la période correspondant à ce pôle. Si T doit être assez petit pour que le théorème de Shannon soit vérifié (pour que le signal continu soit complètement déterminé il faut l'échantillonner à une fréquence supérieure ou égale de deux fois la plus haute fréquence contenue dans celui-ci). Il ne doit pas l'être trop car alors des imprécisions sur les coefficients des fonctions de transfert apparaissent.

Des règles empiriques ont été proposées [17] :

$T_{95} / T \in [6 \dots 15]$, où T_{95} est le temps de réponse à 95 % .

$T_{95} / T \in [20 \dots 30]$

$T_r / T \in [2 \dots 4]$, où T_r est le temps de réponse à 60 % .

I.3.2) Choix des signaux d'excitation :

Le choix des signaux d'excitation est lui aussi prépondérant : il est nécessaire d'avoir des entrées qui sollicitent le système dans la bande de fréquence désirée. Le développement actuel de la commande numérique incite à l'utilisation des séquences binaires pseudo - aléatoires (SBPA) faciles à mettre en oeuvre sur calculateur. Mais 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.

I.3.3) Détermination du modèle continu à partir du modèle discret :

L'obtention d'un modèle continu à partir d'un modèle discret n'est pas sans difficulté de sorte qu'il est lié à ce dernier par la fréquence d'échantillonnage T . Un grand nombre de techniques ont été développées pour estimer le modèle continu à partir de celui discret, On donne deux formules approximatives permettant ce passage [1]

$$G_T(q) \approx G_c\left(\frac{q-1}{T}\right) \quad \text{formule approximative de Euler} \quad (3)$$

$$G_T(q) \approx G_c\left(\frac{2}{T} \frac{q-1}{1+q}\right) \quad \text{formule approximative de Tustin} \quad (4)$$

où :

G_T : fonction de transfert discrète.

G_c : fonction de transfert continue.

I.4) FAMILLE DE MODELES DE TYPE FONCTION DE TRANSFERT UTILISES

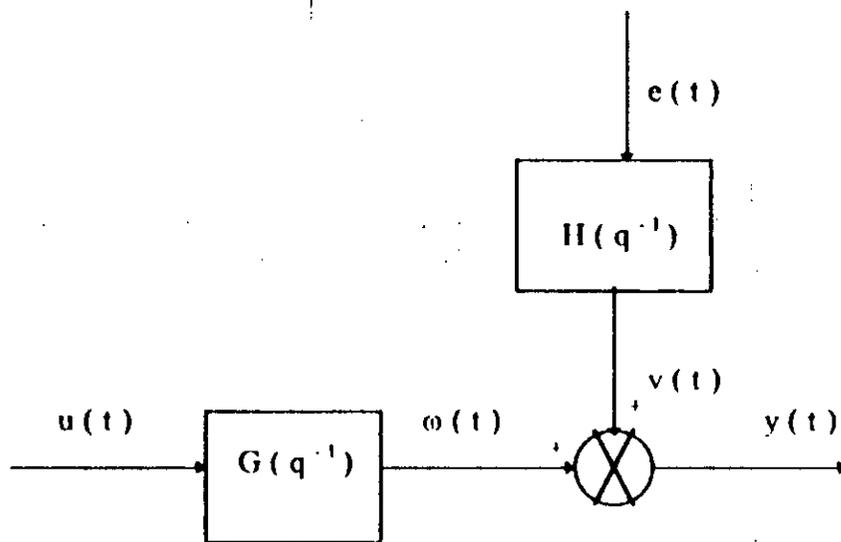
Avant d'aborder l'étude des types de structures de modèles d'identification, nous devons définir les systèmes linéaires invariants stochastiques [9] -

I.4.1) DESCRIPTION DES STRUCTURES DE MODELES SISO (Single Input - Single Output)

Nous nous intéressons aux modèles linéaires invariants qui sont largement utilisés en pratique pour l'analyse des systèmes dynamiques du fait qu'on est amené, dans la plupart des cas, à faire des hypothèses simplificatrices pour la détermination des fonctions de transfert de ces systèmes (on ne peut parler de l'existence de fonctions de transfert que pour les systèmes linéaires).

La classe la plus importante qu'on va aborder (celle qui nous intéresse dans notre étude) est celles des signaux linéaires monovariés stochastiques SISO.

On représente généralement les systèmes linéaires monovariés stochastiques sous la forme indiquée sur la figure I.2.



Figurel.2 : représentation générale des systèmes SISO

avec:

$u(t)$: signal d'entrée.

$y(t)$: signal de sortie.

$v(t)$: terme additif (lié aux bruits de mesures et aux perturbations non mesurables).

$e(t)$: bruit pseudo- blanc (moyenne nulle et variance λ)

$\omega(t)$: sortie non perturbée du système.

q^{-1} : opérateur retard.

T : fréquence d'échantillonnage (on prend généralement $T = 1$ unité pour simplifier les relations).

La relation qui existe entre la sortie du système et son entrée est donnée par l'équation suivante :

$$y(t) = G(q^{-1})u(t) + H(q^{-1})e(t) \quad (5)$$

L'expression de la sortie mesurée du système est donnée, en fonction de la réponse impulsionnelle par [1] :

$$y(t) = \sum_{k=-1}^{\infty} g(k)u(t-k) + v(t) \quad (6)$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} G(q^{-1}) = \sum_{k=-1}^{\infty} g(k)q^{-k} \\ q^{-k}u(t) = u(t-k) \end{array} \right. \quad (7)$$

On a également :

$$H(q^{-1}) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k) q^{-k} = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} h(k) q^{-k} \quad (8)$$

Le passage du domaine temporelle au domaine fréquentiel (plan des z) des signaux discrets est immédiat. En effet, si on pose :

$$z = \exp(pT) \quad (9)$$

La transformée en Z , permet de passer des relations (5) et (6) aux fonctions de transfert données par les relations suivantes :

$$G(z^{-1}) = \sum_{k=1}^{\infty} g(k) z^{-k} \quad (10)$$

$$H(z^{-1}) = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} h(k) z^{-k} \quad (11)$$

On notera θ les paramètres (à estimer) des fonctions G et H : $(G(q, \theta), H(q, \theta))$.

On doit, également évaluer les fonction $G(q^{-1})$ dans le cercle de rayon unitaire donnant la fonction de fréquence : $G(e^{j\omega})$.

Il faut estimer les fonctions G et H qui sont des fonctions rationnelles d'opérateur q^{-1} . La prédiction d'erreur est [11] :

$$E(t) = H^{-1}(q^{-1}) \left| y(t) - G(q^{-1}) \cdot u(t-k) \right| \quad (12)$$

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 :

$$V_n(G, H) = \sum_{t=1}^N e^2(t) \quad ; \quad (\hat{G}_N, \hat{H}_N) = \operatorname{argmin} \sum_{t=1}^N e^2(t) \quad (13)$$

I.4.2) STRUCTURE DE MODELE ARX (Auto Regressive with eXternal input)

Cette structure de modèle est basée sur l'erreur d'équation, elle est donnée par la relation suivante :

$$y(t) = -a_1 y(t-1) - a_2 y(t-2) - \dots - a_n y(t-n) + b_1 u(t-1) + b_2 u(t-2) + \dots + b_m u(t-m) + e(t) \quad (4)$$

avec :

$e(t)$: erreur d'équation aux différences.

Le vecteur θ de paramètres est égal à : $\theta = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n \ b_1 \ b_2 \ \dots \ b_m]^T$

Il est estimé de façon à ce que $e(t)$ soit un bruit blanc.

Si on pose :

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n} \quad (15)$$

$$B(q^{-1}) = b_1 q^{-1} + b_2 q^{-2} + \dots + b_m q^{-m} \quad (16)$$

les expressions de $G(q^{-1})$ et $H(q^{-1})$ seront :

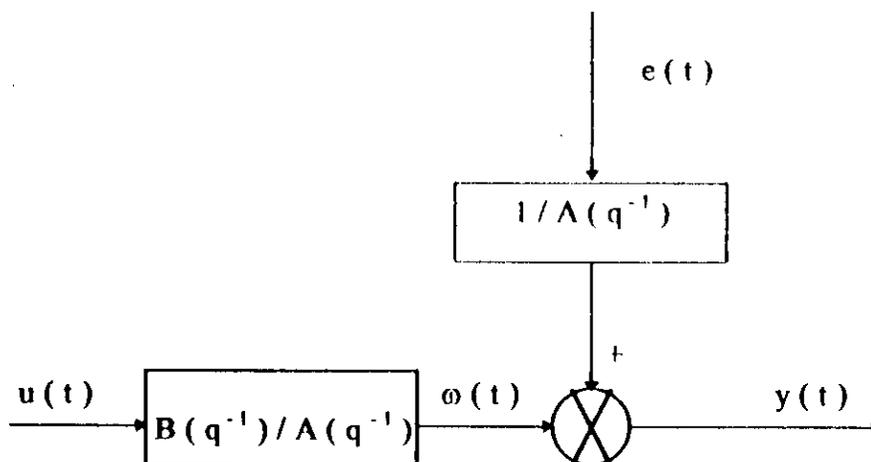
$$G(q^{-1}, \theta) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \quad ; \quad H(q^{-1}, \theta) = \frac{1}{A(q^{-1})} \quad (17)$$

La structure de modèle ARX, qui est représentée par la figurel .3, peut être mise sous la forme de deux parties :

- partie AR : $A(q^{-1}) y(t)$: Auto regressive.
- partie X : $B(q^{-1}) u(t)$: entrée exogène ou externe.

Elle 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).



Figurel . 3 : structure de modèle ARX

I.4. 3) STRUCTURE DE MODELE ARMAX (Auto Régressive Moving Average with External Input)

L'inconvénient de la structure ARX est de ne laisser aucune liberté quant au terme lié à la perturbation. Une description apportant plus de flexibilité consiste à considérer l'erreur d'équation, comme étant la réalisation d'une "moyenne ajustée" d'un bruit blanc (Moving Average), l'expression de cette structure est donné par la relation suivante :

$$y(t) = -a_1 y(t-1) - \dots - a_n y(t-n) + b_1 u(t-1) + \dots + b_m u(t-m) + e(t) + c_1 e(t-1) + \dots + c_p e(t-p) \quad (18)$$

On notera $C(q^{-1})$ le polynôme :

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + c_2 q^{-2} + \dots + c_p q^{-p} \quad (19)$$

On aura donc :

$$\Lambda(q^{-1}) y(t) = B(q^{-1}) u(t) + C(q^{-1}) e(t) \quad (20)$$

ou d'une autre manière :

$$y(t) = \frac{B(q^{-1})}{\Lambda(q^{-1})} u(t) + \frac{C(q^{-1})}{\Lambda(q^{-1})} e(t) \quad (21)$$

La figure I.4 représente schématiquement la structure de modèle ARMAX. Le vecteur de paramètre à estimer est donné par :

$$\theta = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n \ b_1 \ b_2 \ \dots \ b_m \ c_1 \ c_2 \ \dots \ c_p]^T$$

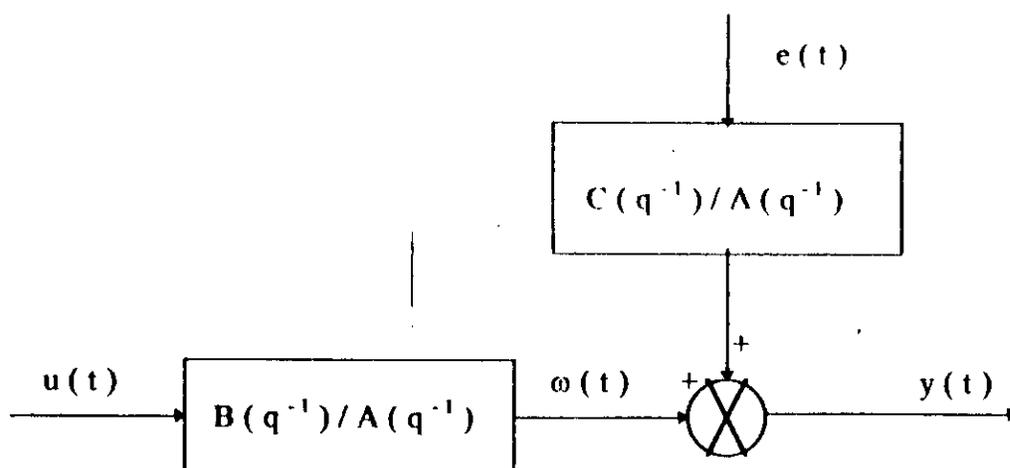


Figure I.4 : structure de modèle ARMAX

I.4.4) STRUCTURE DE MODELE OE (Output Error)

Dans l'approche basée sur l'erreur d'équation, les fonctions de transfert G et H ont un dénominateur commun constitué par le polynôme A

Une approche plus physique consiste à rendre les fonctions de transfert G et H indépendantes.

On considère la perturbation comme étant un bruit blanc $e(t)$. La sortie du système $y(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$y(t) = \omega(t) + e(t)$$

La sortie non perturbée du système $\omega(t)$ est modélisée par :

$$\omega(t) = -f_1 \omega(t-1) - f_2 \omega(t-2) - \dots - f_i \omega(t-i) + b_1 u(t-1) + \dots + b_m u(t-m) \quad (22)$$

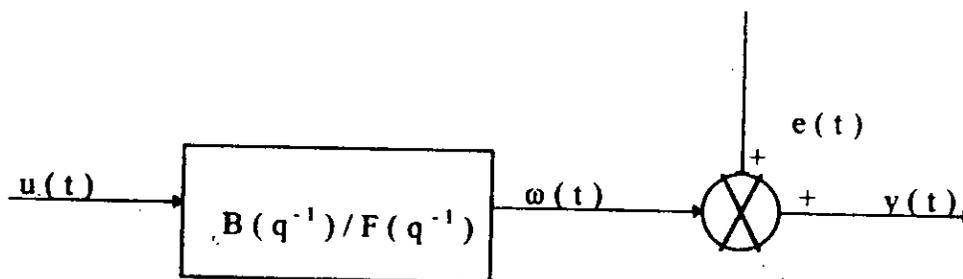
on aura donc :

$$\omega(t) = \frac{B(q^{-1})}{F(q^{-1})} u(t) \quad (23)$$

d'où, l'expression du structure de modèle OE :

$$y(t) = \frac{B(q^{-1})}{F(q^{-1})} u(t) + e(t) \quad (24)$$

On la représente par le schéma donné par la figure .5 :



Figurel .5 : structure de modèle OE

L'erreur de sortie est donné par la relation :

$$e(t) = y(t) - \omega(t) \quad (25)$$

C'est l'erreur entre la sortie réelle du processus et la sortie du modèle du processus. $\omega(t)$ correspond à la sortie prédite par le modèle $\hat{y}(t)$. Cette structure de modèle ne fait pas intervenir les mesures de la sortie aux instants précédents la prédiction mais les estimations de celles-ci. L'utilisation de telles structures pour la commande de processus doit être effectuée avec de grandes précautions (les erreurs d'estimations peuvent faire s'éloigner rapidement les prédictions des valeurs réelles).

I.4.5) STRUCTURE DE MODELE DE BJ (BOX ET JENKINS)

L'approche de Box et Jenkins consiste à prendre en compte les propriétés de l'erreur de sortie, et de modéliser par un processus ARMA. On obtient donc la structure suivante (figure I.5) :

$$y(t) = \frac{B(q^{-1})}{F(q^{-1})} u(t) + \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})} e(t) \quad (26)$$

Dans ce cas $\omega(t)$ n'est pas égale à $\hat{y}(t/\theta)$.

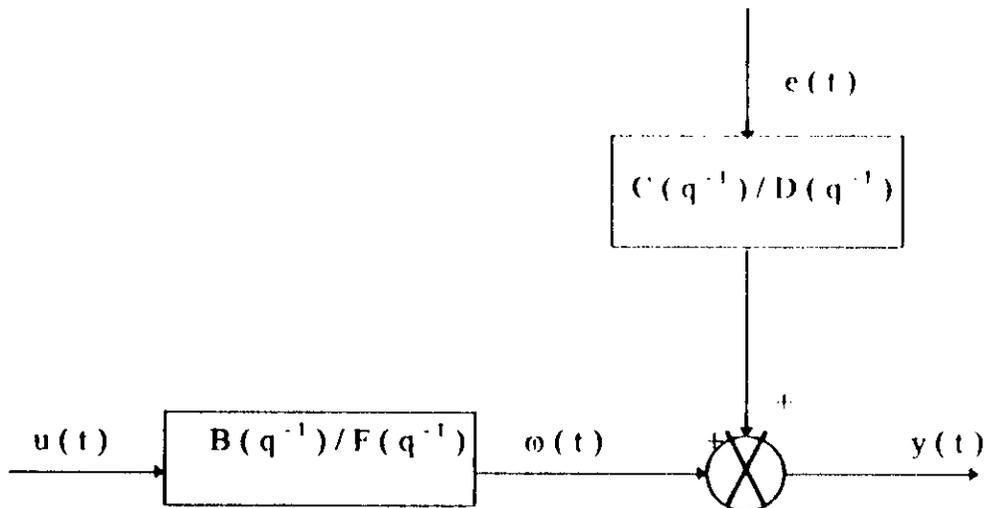


Figure I.5 : structure de modèle Box et Jenkins

I.4.6) STRUCTURE DE MODELE VI (VARIABLE INSTRUMENTALE)

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

$$s = x\theta + b \quad (27)$$

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

$$[x^T \cdot s] = [x^T \cdot x] \cdot \theta \quad \text{équation sans bruit} \quad (28)$$

On peut corrélér le bruit dans l'équation (25) et résoudre par la dynamique. Ce qui donne la variable instrumentale et $x(t)$ l'instrument. Il y a erreur de biais qui peut être éliminé si l'on dispose d'une matrice Z corrélée avec x . L'estimateur des paramètres est alors donné par :

$$\theta = [Z^T \cdot x]^{-1} \cdot [Z^T \cdot s] \quad (26)$$

Le schéma de structure de modèle VI est le même que celui de ARX , il n'est pas nécessaire de le représenter.

CONCLUSION

Nous avons décrit, dans cette étude, l'organisation de l'identification des systèmes physiques et ses multiples problèmes qu'il faut analyser d'une manière rigoureuse pour aboutir à une meilleure représentation (sous forme de modèles mathématiques) du comportement dynamique de ces systèmes. Dans ce contexte, l'identificateur 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.

On peut dire qu'un modèle n'est qu'une représentation pas très fidèle d'un processus réel et en tout état de cause validé uniquement dans la plage d'expérimentation

CHAPITRE II

MODELISATION DANS LE REFERENTIEL DE PARK DE LA MACHINE SYNCHRONE

INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous allons nous concentrer sur le modèle de machine synchrone par les lois de Kirchhoff. Nous décrivons son fonctionnement, en termes d'équations de circuits à paramètres localisés. L'usage du calcul matriciel ainsi que la théorie de Park conduit ensuite à une formulation concise des lois traduisant la dynamique dans un régime quelconque.

II.1) DESCRIPTION DE LA MACHINE SYNCHROME

Une machine synchrone triphasé, bipolaire, à inducteur tournant, comporte, conformément au schéma de la figure II.1 :

- au stator, les trois enroulements de phases a, b et c dont les axes magnétiques sont décalés de $2\pi/3$.
- au rotor, l'enroulement inducteur d'indice f.
- l'axe Od du référentiel (Od, Oq) est choisi confondu avec l'axe magnétique de l'inducteur.

Au cours de rotation, la position de Od est caractérisée par l'angle $\theta = (Od, Oa)$ et la vitesse ω_m vaut donc :

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

- au rotor, sont disposés également des enroulements amortisseurs. On les représente par deux enroulements en court-circuit, D d'axe magnétique Od et Q d'axe magnétique Oq.

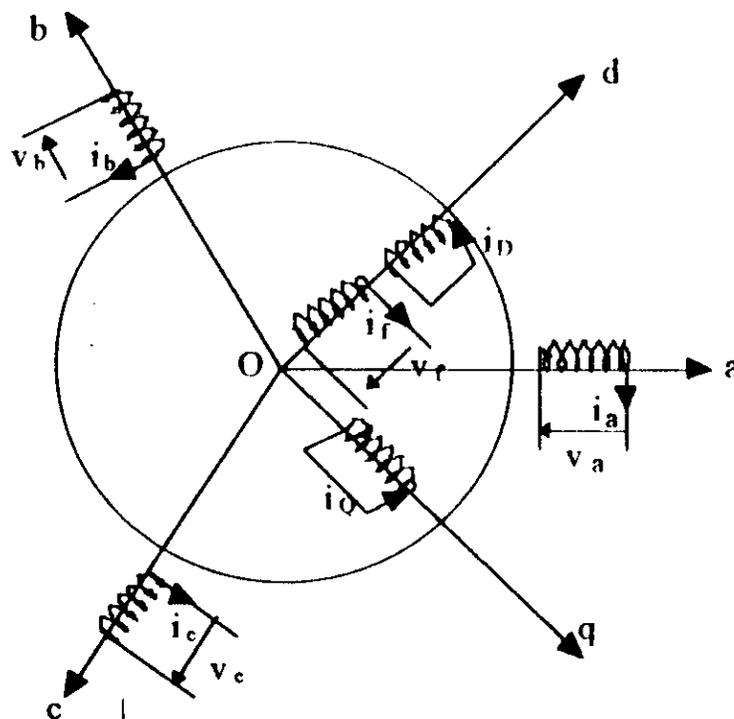


figure II.1 : schématisation des enroulements réels de la machine synchrone

II.2) HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

- L'effet hystérésis et les pertes dans l'acier sont négligeables.
- On suppose le circuit magnétique de la machine synchrone non saturé, ce qui permet d'établir des relations linéaires entre flux et courants.
- Les enroulements disposés sur les armatures de la machine créent des distributions de force magnétomotrice périodiques en fonction de l'angle θ . On suppose que cette loi périodique est purement sinusoïdale, ce qui revient à ne considérer que le premier harmonique des distributions spatiales.
- Nous considérons que l'entrefer est constant, donc le flux magnétique ne subit pas un second affaiblissement au niveau de l'épanouissement pôlaire.

Avec ces hypothèses, les différents circuits électriques satisfont l'équation électrique fondamentale suivante :

$$V_k = R_k i_k + \frac{d \Psi_k}{dt} \quad (1)$$

où $k = a, b, c, D, f, Q$.

Les flux Ψ_k sont écrits en fonction des courants i_k comme suit :

$$\Psi_k = \sum_j M_{kj} i_j \quad (2)$$

avec :

$k, j = a, b, c, D, f, Q$.

L'expression (2) peut être exprimée sous forme matricielle comme suit :

$$\Psi = M i = \begin{bmatrix} L_{SS} & L_{RR} \\ L_{SS} & L_{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_S \\ i_R \end{bmatrix} \quad (3)$$

où :

$i_S = [i_a \ i_b \ i_c]^T$: vecteur courant statorique.

$i_R = [i_D \ i_f \ i_Q]^T$: vecteur courant rotorique.

L_{SS} : matrice inductance (propre et mutuelle) statorique.

L_{RR} : matrice inductance (propre et mutuelle) rotorique.

$L_{SR} = L_{RS}$: matrice inductance mutuelle stator - rotor

avec :

$$L_{SS} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$L_{SR} = \begin{bmatrix} M_{aD} & M_{af} & M_{aQ} \\ M_{bD} & M_{bf} & M_{bQ} \\ M_{cD} & M_{cf} & M_{cQ} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$L_{RS} = \begin{bmatrix} M_{Dn} & M_{Db} & M_{Dc} \\ M_{fn} & M_{fb} & M_{fc} \\ M_{Qn} & M_{Qb} & M_{Qc} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$L_{RR} = \begin{bmatrix} L_D & 0 & 0 \\ 0 & L_f & M_{df} \\ 0 & M_{fn} & L_Q \end{bmatrix} \quad (7)$$

II. 3) COEFFICIENTS DE LA MATRICE CONSTITUTIVE

II.3. 1) Inductances propres statoriques :

L_{aa} est une fonction périodique de θ , de période π dont le développement en série de Fourier peut s'écrire :

$$L_{aa} = L_0 + L_2 \cos 2\theta + L_4 \cos 4\theta + \dots \quad (8)$$

L_{bb} et L_{cc} s'en déduisent en remplaçant, respectivement, θ par $\theta - 2\pi/3$ et $\theta - 4\pi/3$.

D'après la troisième hypothèse simplificatrice faite au point II. 2, on obtient :

$$\begin{bmatrix} L_{aa} \\ L_{bb} \\ L_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 \\ L_0 \\ L_0 \end{bmatrix} + L_2 \begin{bmatrix} \cos 2\theta \\ \cos(2\theta - 4\pi/3) \\ \cos(2\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (9)$$

II 3. 2) Inductances mutuelles stator - stator :

L'inductance mutuelle M_{ab} est une fonction périodique de θ , de période π , extrémale quand l'inducteur occupe la position bissectrice entre Oa et Ob , soit $\pi/3$ d'où, son développement en série de Fourier :

$$M_{ab} = M_0 + M_2 \cos 2(\theta - \pi/3) + M_4 \cos 4(\theta - \pi/3) + \dots \quad (10)$$

Avec le même raisonnement fait avec L_{an} on obtient :

$$\begin{bmatrix} M_{ab} \\ M_{ac} \\ M_{bc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_0 \\ M_0 \\ M_0 \end{bmatrix} + M_2 \begin{bmatrix} \cos 2(\theta - \pi/3) \\ \cos 2(\theta - 2\pi/3) \\ \cos 2\theta \end{bmatrix} \quad (11)$$

M_0 : coefficient dépendant du fer statorique et rotorique.

M_2 : coefficient dépendant uniquement du fer rotorique.

on a la relation suivante (voir [4]) :

$$M_2 = L_{r2}$$

II. 3. 3) Inductances mutuelles stator - rotor :

Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques sont fonction de l'angle θ . Elles sont données comme suit :

- pour l'enroulement amortisseur D on a :

$$\begin{aligned} M_{aD} &= M_{aD0} \cos \theta \\ M_{bD} &= M_{bD0} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_{cD} &= M_{cD0} \cos(\theta - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (12)$$

- pour l'enroulement d'excitation f, on a :

$$\begin{aligned} M_{aF} &= M_{aF0} \cos \theta \\ M_{bF} &= M_{bF0} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_{cF} &= M_{cF0} \cos(\theta - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (13)$$

-pour l'enroulement amortisseur Q, on a :

$$\begin{aligned} M_{aQ} &= M_{aQ0} \sin \theta \\ M_{bQ} &= M_{bQ0} \sin(\theta - 2\pi/3) \\ M_{cQ} &= M_{cQ0} \sin(\theta - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (14)$$

II. 3. 4) Inductances propres rotoriques :

Les coefficients d'inductances propres relatifs au rotor sont tous des constantes, à cause du caractère cylindrique de la surface limitant l'induit.
donc :

L_D , L_f et L_Q sont des constantes.

II. 4) TRANSFORMATION DE PARK :

Dans notre machine, les relations entre flux et courants font intervenir des fonctions sinusoïdales en fonction de l'angle rotor par rapport au stator. Il est possible de simplifier la formulation en supprimant la non linéarité du système d'équations différentielles (1), en effectuant sur les grandeurs statoriques un changement de variables, appelé transformation de Park, ce changement de variables consiste à transformer les trois enroulements de phases (a, b et c) à des enroulements orthogonaux (q d o) comme suit :

$$F_{dq0} = A F_{abc} \quad (15)$$

avec :

$$A = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

où le facteur 2/3 est choisi d'une façon convenable pour aboutir à des expressions simples.

On considère le référentiel de la machine, qui est constitué de deux axes perpendiculaires (O_d et O_q), est lié au mouvement du rotor (figure II.1).

II. 4. 1) EQUATIONS DE PARK :

Les équations de tension statorique dans le référentiel naturel (a b c) sous forme condensé sont données par:

$$V_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d}{dt} \psi_{abc} \quad (17)$$

avec :

$$R_s = \text{diag} [R_a \ R_b \ R_c] \quad (18)$$

Dans le référentiel adopté on obtient :

$$A^{-1} V_{dq0} = R_s A^{-1} i_{dq0} + \frac{d}{dt} A^{-1} \psi_{dq0} \quad (19)$$

d'où :

$$V_{dq0} = R_s \Lambda^{-1} \Lambda i_{dq0} + \Lambda \left(\frac{d \Lambda^{-1}}{d t} \right) \psi_{dq0} + \Lambda \Lambda^{-1} \frac{d \psi_{dq0}}{d t} \quad (20)$$

et sachant que :

$$\Lambda \Lambda^{-1} = I \quad \text{matrice identité}$$

et que :

$$\Lambda \frac{d \Lambda^{-1}}{d t} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d \theta}{d t} \quad (21)$$

avec :

$$\frac{d \theta}{d t} = \omega_m \quad \text{fréquence de rotation}$$

On obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = R_a i_d + \omega_m \psi_q + \frac{d \psi_d}{d t} \\ V_q = R_a i_q - \omega_m \psi_d + \frac{d \psi_q}{d t} \\ V_o = R_a i_o + \frac{d \psi_o}{d t} \end{array} \right. \quad (22)$$

Les équations rotoriques ne sont pas affectées par la transformation, ainsi

on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_D = R_D i_D + \frac{d \psi_D}{d t} \\ V_f = R_f i_f + \frac{d \psi_f}{d t} \\ V_Q = R_Q i_Q + \frac{d \psi_Q}{d t} \end{array} \right. \quad (23)$$

Le système d'équations constitutives est :

- selon l'axe d :

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_f \\ \psi_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & M_{am} & M_{aD} \\ 3/2 M_{am} & L_f & L_{fD} \\ 3/2 M_{aD} & M_{fD} & L_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_q \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_q & M_{aQ} \\ 3 M_{aQ} & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (25)$$

avec :

$$\begin{cases} L_d = L_0 - M_0 + L_2 & \text{inductance synchrone d'axe direct.} \\ L_q = L_0 - M_0 - L_2 & \text{inductance synchrone d'axe quadrature.} \end{cases}$$

II. 4. 2) EQUATION DE PARK DANS LE SYSTEME PU :

La matrice d'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques, en unité internationale (MKSA), n'est pas réciproque dans le référentiel rotorique; le facteur 3/2 apparaît dans les équations (24) et (25), ce qui provoque une invariance de la puissance, cette asymétrie de la matrice inductance peut être éliminée par l'utilisation du système per-unit (PU), et cela en choisissant convenablement les unités de base.

II. 4. 2. 1) grandeurs réduites relatives au stator :

Les grandeurs de base relatives au stator peuvent être choisies convenablement de la manière suivante:

Courant de base : $I_b = \sqrt{2} I_n$ courant nominale de phase.

Tension de base : $V_b = \sqrt{2} V_n$ tension nominale de phase.

Pulsation de base : $\omega_b = \sqrt{2} \omega_n$ pulsation nominale.

Puissance de base : $S_b = S_n$ puissance nominale.

II. 4. 2. 2) Valeurs relatives aux autres enroulements :

Aux grandeurs physiques i_{DRQ} (A), v_{DRQ} (V) et ψ_{DRQ} (wb), doivent être associés les valeurs réduites i_{DRQ} , v_{DRQ} et ψ_{DRQ} : quotient des précédentes par valeurs de base liées à I_n et V_n par considération d'équivalence magnétique et énergétique propres pour permettre de ramener les différents éléments à une même échelle numérique et d'obtenir les schémas équivalents commodes de la machine synchrone.

On définit k_{DRQ} [4] comme suit :

$$k_{DRQ} = \frac{I_{DRQb}}{\sqrt{2} I_n} = \frac{3 n'_s}{2 n'_{DRQ}} \quad (26)$$

avec :

k_{DRQ} : coefficients d'équivalences des courants dans les enroulements, amortisseur d'axe d, de l'inducteur, et amortisseur d'axe q.

i_{DRQb} : courants de base relatifs aux enroulements d'axe d, de l'inducteur, et d'axe q.

n'_s : nombre effectif de spires en série par pôle et par phase de l'induit.

n'_f : nombre effectif de spires inductives en série par pôle.

n'_{DQ} : nombres effectifs de spires d'amortisseurs D et Q.

Les tensions de base V_{DRQb} sont liées à la tension de base V_n par la relation :

$$\frac{V_{DRQb}}{\sqrt{2} V_n} = \frac{3}{2 k_f} \quad (27)$$

En ce qui concerne les flux de base, on les définit par la relation :

$$\psi_{kb} = \frac{V_{kb}}{\omega_n} \quad (28)$$

avec :

$k = d, f, D, q, Q$ et 0.

ω_n : la pulsation nominale en [rd / s].

Les grandeurs en PU, sont écrites de la façon suivante :

$$V = \frac{V}{V_b} \quad I = \frac{I}{I_b} \quad \dots \text{etc.}$$

Les paramètres de la machine deviennent :

$$r_a = \frac{R_a I_n}{V_n} \quad ; \quad r_i = \frac{R_i I_{ib}}{V_{ib}} = \frac{2 k_i^2 R_i I_n}{3 V_n} \quad (29)$$

$$l_{ii} = \frac{L_{ai0} I_{ib}}{V_{ib}} = \frac{2 k_i^2 L_i I_n}{3 V_n} \quad ; \quad l_d = \frac{L_d I_n}{V_n} \quad ; \quad l_q = \frac{L_q I_n}{V_n} \quad (30)$$

$$m_{ai} = \frac{M_{ai0} I_{ib}}{V_{ib}} = \frac{k_i M_{ai0} I_n}{V_n} \quad (31)$$

$$m_{fi} = \frac{M_{fi0} I_{ib}}{V_{ib}} = \frac{2 k_f k_D M_{fi0} I_n}{3 V_n} \quad (32)$$

avec :

$i = D, f \text{ et } Q.$

Les matrices constitutives (24) et (25) deviennent :

- pour l'axe d :

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_f \\ \psi_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_d & m_{df} & m_{dd} \\ m_{df} & l_f & m_{fd} \\ m_{dd} & m_{fd} & l_{DD} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} \quad (33)$$

- pour l'axe q :

$$\begin{bmatrix} \psi_q \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_q & m_{qQ} \\ m_{qQ} & l_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$\psi_0 = l_0 i_0 \quad (35)$$

et les équations de tension (22) et (23) deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = r_a i_d + \omega_m \psi_q + \frac{1}{\omega_n} \frac{d \psi_d}{dt} \\ V_q = r_a i_q - \omega_m \psi_d + \frac{1}{\omega_n} \frac{d \psi_q}{dt} \\ V_0 = r_a i_0 + \frac{1}{\omega_n} \frac{d \psi_0}{dt} \end{array} \right. \quad (36)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = r_D i_D + \frac{1}{\omega_n} \frac{d \psi_D}{dt} \\ V_f = r_f i_f + \frac{1}{\omega_n} \frac{d \psi_f}{dt} \\ 0 = r_Q i_Q + \frac{1}{\omega_n} \frac{d \psi_Q}{dt} \end{array} \right. \quad (37)$$

II. 5) SCHEMAS EQUIVALENTS ; EXPRESSIONS DES REACTANCES ET CONSTANTES DE TEMPS

II. 5. 1) SCHEMAS EQUIVALENTS

Les équations de (33) à (37) peuvent se traduire par des schémas équivalents analogues à ceux des transformateurs, et cela en posant :

$$\begin{aligned} l_d &= l_{md} + l_a \\ l_{ff} &= l_{md} + l_{ff} + l_f \\ l_{DD} &= l_{md} + l_{ff} + l_D \\ m_{af} &= m_{ad} = l_{md} \\ m_{fd} &= l_{md} + l_{ff} \\ l_{QQ} &= m_{aq} + l_Q = l_{mq} + l_Q \end{aligned}$$

avec :

l_d : inductance synchrone d'axe direct.

l_{md} : inductance de magnétisation d'axe direct .

l_{amQ} : inductances traduisant les fuites propres aux enroulements de l'induit , l'inducteur , l'amortisseur d'axe d , et l'amortisseur d'axe q .

l_{ff} : inductance de fuites communes entre l'inducteur et l'amortisseur d'axe d.

On a donné la notation l_{mq} (inductance de magnétisation d'axe en quadrature) à m_{aq} par raison de cohérence.

L'inductance mutuelle comportant l'indice a a pour origine le couplage entre une phase du stator a, b, ou c et un enroulement du rotor, lorsque les axes de ces deux enroulements sont alignés, par exemple m_{af} , est l'inductance mutuelle entre la phase a et l'inducteur.

d

En posant $\frac{d}{dt} = p$ (opérateur Laplace), et en supposant que ω_m étant constant,

les équations (33) à (37) deviennent, alors, sous formes opérationnelles :

$$\begin{bmatrix} \frac{p\psi_d}{\omega_n} + r_a i_d \\ \omega_n \\ V_f \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d - \omega_m \psi_q \\ V_f \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{p}{\omega_n} \begin{bmatrix} l_{md} + l_a & l_{md} & l_{md} \\ l_{md} & l_f + l_D + l_{md} & l_D + l_{md} \\ l_{md} & l_D + l_{md} & l_D + l_D + l_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_f & 0 \\ 0 & 0 & r_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{p\psi_q}{\omega_n} + r_a i_q \\ \omega_n \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_q + \omega_m \psi_d \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{p}{\omega_n} \begin{bmatrix} l_a + l_{mq} & l_{mq} \\ l_{mq} & l_Q + l_{mq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_a & 0 \\ 0 & r_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (39)$$

Si on pose $p^* = \frac{p}{\omega_n} = \frac{1}{\omega_n} \frac{d}{dt}$, et sachant que $l(\text{pu}) = \frac{l}{l_b} = \frac{l \omega_b}{l_b \omega_b} = x(\text{pu})$,

les équations (38) et (39) peuvent être traduites par les schémas équivalents représentés par les figures II.2 et II.3.

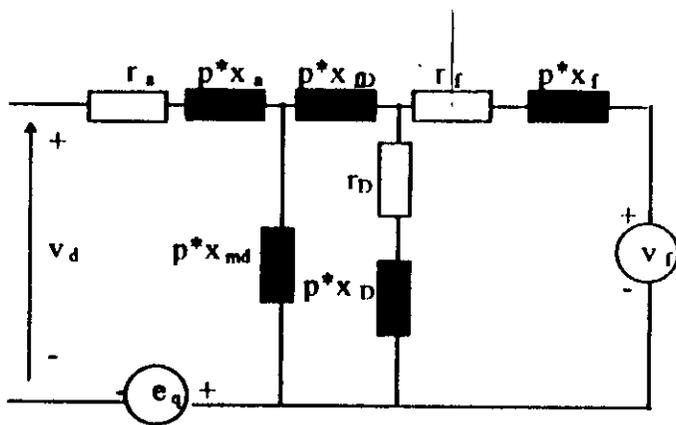


figure II.2 schéma équivalent dans l'axe direct selon les équations de Park.

$$e_q = \omega_m \psi_q$$

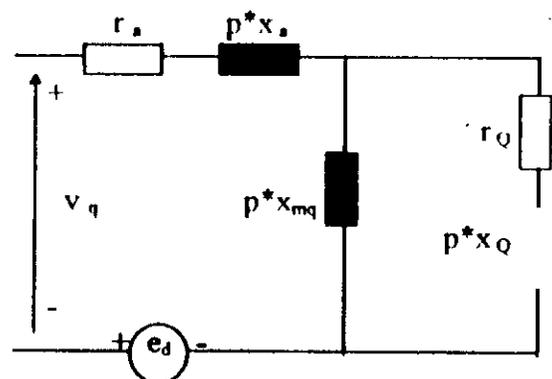
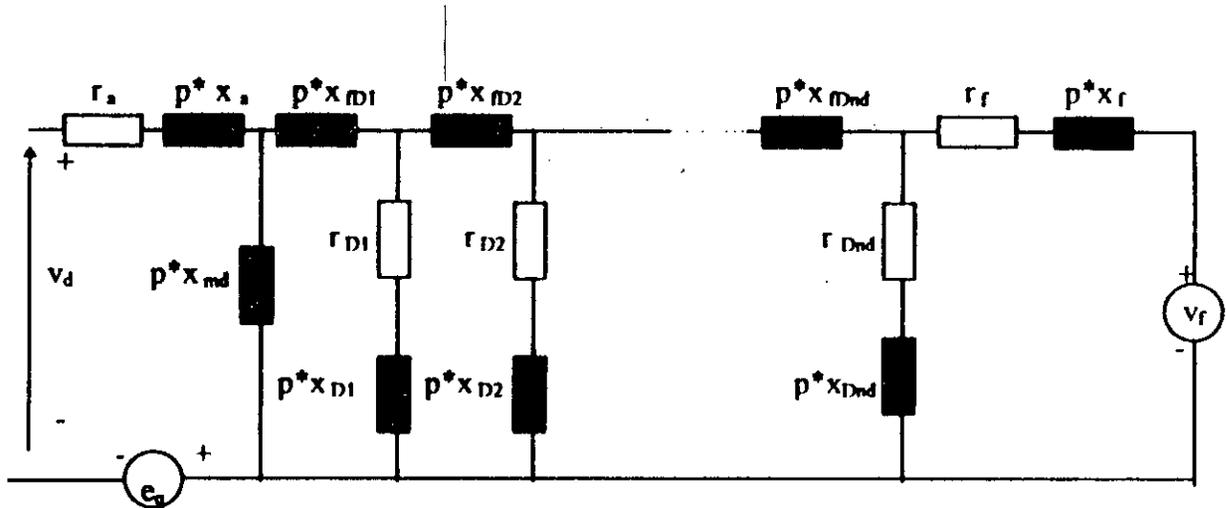


figure II.3 schéma équivalent dans l'axe transversal selon les équations de Park

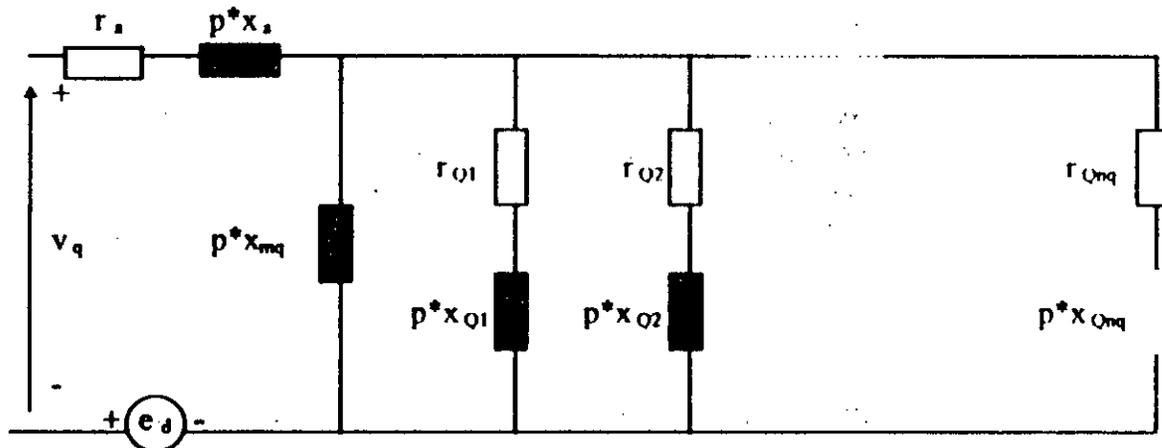
$$e_d = \omega_m \psi_d$$

Remarque:

Pour une machine synchrone à plusieurs enroulements amortisseurs sur un même axe (turbo- machine par exemple), on peut établir les schémas équivalents selon les deux axes d et q [3]. Pour n_d amortisseurs sur l'axe d et n_q amortisseurs sur l'axe q, les schémas équivalents sont donnés par les figures II. 4 et II. 5.



figureII. 4: schéma équivalent pour n_d amortisseur sur l'axe direct



figureII.5 : schéma équivalent pour n_q amortisseur sur l'axe quadrature

II. 5. 2) EXPRESSIONS DES REACTANCES ET CONSTANTES DE TEMPS

A partir des schémas équivalents de la machine synchrone représentés par les figureII.2 et II.3 on définit les réactances réduites et les constantes de temps comme suit [4]:

Réactances d'axe direct :

$$X_d = X_{md} + X_a$$

$$X'_d = X_a + \frac{X_{md}(X_f + X_D)}{X_{md} + X_f + X_D}$$

$$X''_d = X_a + \frac{X_D X_f X_{md} + X_D X_D X_{md} + X_D X_f X_{md}}{X_{md} X_f + X_{md} X_D + X_D X_f + X_D X_D + X_D X_{md}}$$

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

$$T'_{d0} = \frac{1}{\omega_n \Gamma_f} \left(X_f + X_D + \frac{X_{md} X_a}{X_{md} + X_a} \right)$$

$$T''_{d0} = \frac{1}{\omega_n \Gamma_D} \left(X_D + \frac{X_{md} X_D X_f + X_{md} X_f X_a + X_D X_f X_a}{X_f X_{md} + X_f X_a + X_D X_{md} + X_D X_a + X_{md} X_a} \right)$$

$$T'_{d0} = \frac{1}{\omega_n \Gamma_f} (X_{md} + X_f + X_D)$$

$$T''_{d0} = \frac{1}{\omega_n \Gamma_D} \left(X_D + \frac{X_f (X_{md} + X_D)}{X_f + X_{md} + X_D} \right)$$

Réactances d'axe quadrature

$$X_q = X_{mq} + X_a$$

$$X''_q = X_a + \frac{X_{mq} + X_Q}{X_{mq} + X_Q}$$

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

$$T''_{q0} = \frac{1}{\omega_n \Gamma_Q} \left(X_Q + \frac{X_{mq} X_a}{X_{mq} + X_a} \right)$$

$$T''_{q0} = \frac{1}{\omega_n \Gamma_Q} (X_Q + X_{mq})$$

avec :

ω_n : fréquence de synchronisme.

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 d'axe quadrature.

- x_d : réactance de fuite de l'enroulement statorique.
- x_{DQ} : réactance de l'enroulement amortisseur d'axe direct et d'axe 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_f : réactance de fuite de l'inducteur.
- x_m : réactance différentielle de fuite entre l'inducteur et l'amortisseur d'axe direct.
- T'_d, T'_q : constantes de temps transitoires de court - circuit d'axe direct et 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 quadrature.
- T_D, T_Q : constantes de temps des enroulements amortisseurs d'axe direct et d'axe quadrature.

II. 6) DEFINITION DES FONCTIONS OPERATIONNELLES

Le plus souvent on s'intéresse aux grandeurs statoriques, d'autre part les courants dans les enroulements amortisseurs ne sont pas requis, nous sommes donc amené à réduire les équations (37) et (38) par élimination de i_f et i_D en utilisant la transformé de Laplace. Les relations entre les transformés de Laplace de ψ_d, i_d, v_d et ψ_q, i_q donnent les équations opérationnelles suivantes [4] :

$$\begin{cases} \psi_d(p) = G(p) V_f(p) + X_d(p) i_d(p) \\ \psi_q(p) = X_q(p) i_q(p) \end{cases} \quad (40)$$

En considérant que la machine est à n_d et n_q circuits rotoriques couplés magnétiquement, seule la description des fonctions $X_d(p)$, $X_q(p)$, et $G(p)$ est nécessaire à l'identification paramétrique. Ces fonctions sont définies par :

$$X_d(p) = \frac{x_d (1 + pT'_d)(1 + pT''_d) \dots \dots \dots}{\omega_n (1 + pT'_{d0})(1 + pT''_{d0}) \dots \dots \dots} \quad (41)$$

$$X_q(p) = \frac{x_q (1 + pT'_q)(1 + pT''_q) \dots \dots \dots}{\omega_n (1 + pT'_{q0})(1 + pT''_{q0}) \dots \dots \dots} \quad (42)$$

$$G(p) = \frac{x_{md} (1 + pT_{D1})(1 + pT_{D2}) \dots \dots \dots}{\omega_n r_f (1 + pT'_{d0})(1 + pT''_{d0}) \dots \dots \dots} \quad (43)$$

$$Z_d(p) = \left. \frac{v_d(p)}{i_d(p)} \right|_{v_f=0}; Z_q(p) = \left. \frac{v_q(p)}{i_q(p)} \right|_{v_f=0}; G(p) = \left. \frac{v_d(p)}{p v_f(p)} \right|_{i_d=0} \quad (44)$$

Remarque :

Des trois fonctions opérationnelles (40), (41) et (42), on peut déduire les relations importantes suivantes :

- Pour $p = 0$ (régime permanent) :

$$\left\{ \begin{array}{l} X_d(p) = x_d \\ X_q(p) = x_q \end{array} \right. \quad (45)$$

- Pour $p \rightarrow \infty$ (régimes transitoires rapides avec $n_d = 1$ et $n_q = 1$)

$$\left\{ \begin{array}{l} \lim_{p \rightarrow \infty} X_d(p) = x_d \frac{T'_d T''_d}{T'_{d0} T''_{d0}} = x''_d \\ \lim_{p \rightarrow \infty} X_q(p) = x_d \frac{T''_q}{T''_{q0}} = x''_q \end{array} \right. \quad (46)$$

-En l'absence des enroulements amortisseurs, on a :

$$\lim_{p \rightarrow 0} X_d(p) = x_d \frac{T'_d}{T'_{d0}} = x'_d \quad (47)$$

-On définit également les coefficients de dispersions par :

$$\sigma_{qQ} = \frac{T''_q}{T_q}; \quad \sigma_{df} = \frac{T'_d}{T_d}; \quad \sigma_{dD} = \frac{T'_d T''_d}{T'_{d0} T''_{d0}} \quad (48)$$

CONCLUSION

Dans cette étude, nous avons élaboré une modélisation mathématique d'une machine synchrone dans un but très précis. Cette modélisation sera utilisée pour la détermination des paramètres de la machine synchrone par tests de réponses en fréquence. Ces tests seront développés au troisième chapitre.

L'utilisation de la transformée de Park permet de considérer la machine synchrone, comme un système composé de deux réseaux électriques (schémas équivalents) caractérisant l'axe longitudinal d et l'axe transversal q de la machine. Ces schémas déterminent l'ensemble des paramètres à déterminer en vue de décrire le comportement dynamique de la machine dans les différents régimes de fonctionnement.

CHAPITRE III

IDENTIFICATION PARAMETRIQUE D'UNE MACHINE SYNCHRONE

INTRODUCTION

De façon générale, identifier une machine synchrone consiste à déterminer à partir d'essais appropriés les valeurs numériques des éléments des circuits équivalents selon les deux axes d et q, et les constantes de temps caractérisant son comportement dynamique.

Dans ce chapitre le but de notre travail est d'estimer, à partir d'essais statiques effectués sur la machine synchrone (machine à l'arrêt), les fonctions de transfert discrètes en se basant sur l'observation des entrées - sorties (tensions - courants du système convertisseur - machine) avec l'application des structures de modèles SISO (single input - single output) ARX , IV4 , ARMAX , OE et BJ . L'obtention des paramètres de la machine synchrone peut être déduite en passant des modèles discrets aux modèles continus.

III. 1) TESTS EXPERIMENTAUX ET ACQUISITION DES DONNEES

La méthode d'identification statique présente des avantages certains par rapport aux méthodes dynamiques habituelles effectuées sur la machine synchrone en rotation, on peut citer comme exemples :

- Les essais statiques ne présentent aucun danger pour la machine, contrairement à ce qui se passe avec les essais de court - circuits triphasé brusques.
- La possibilité de déterminer tous les paramètres qui apparaissent dans les équations de Park de la machine synchrone.
- Il n'y a pas de couplage magnétique entre l'axe direct d et l'axe quadrature q , ce qui permet de simplifier l'analyse des circuits équivalents et l'identification paramétrique de la machine.

Les caractéristiques nominales de la machine synchrone à étudier sont :

| | |
|--------------------------------|-----------------------------------|
| - puissance apparente | $S_n = 2 \text{ kVA}$ |
| - vitesse nominale | $N_n = 1500 \text{ tr / mn}$ |
| - fréquence du réseau | $f = 50 \text{ Hz}$ |
| - tension d'excitation | $V_{\text{excit}} = 18 \text{ V}$ |
| - courant d'excitation | $i_{\text{excit}} = 5 \text{ A}$ |
| - tension nominale | $u_n = 220 / 380 \text{ V}$ |
| - courant nominal | $I_n = 3.03 \text{ A}$ |
| - facteur de puissance nominal | $\cos \varphi_n = 0.8$ |

III.1.1) PROCEDURE EXPERIMENTALE

En posant $\omega_m = 0$ (machine à l'arrêt), les équations (35), (36) et (39) du chapitre II, deviennent :

$$[r_a + p X_d(p)] i_d = V_d - p G(p) \quad (1)$$

$$[r_a + p X_q(p)] i_q = V_q \quad (2)$$

$$r_a + p \psi_f(p) = V_f \quad (3)$$

Ces équations conduisent aux admittances $Y(p)$ qui sont fonctions de transfert des circuits de la figure III.1. Elles sont données par les relations suivantes [11] :

$$Y_d(p) = \frac{i_d}{V_d} \Bigg|_{v_r=0} \quad (4)$$

$$Y_q(p) = \frac{i_q}{V_q} \Bigg|_{v_r=0} \quad (5)$$

$$Y_r(p) = \frac{i_r}{V_r} \Bigg|_{v_d=0} \quad (6)$$

La procédure expérimentale permettant la détermination de ces admittances est la suivante :

1) Il faut d'abord positionner les deux axes magnétiques d et q, selon les tests des normes de la CEI des machines synchrones. Pour exécuter cet essai, on court-circuite l'enroulement d'excitation à travers un ampèremètre, on applique une tension alternative réduite (à fréquence 50 Hz) entre deux bornes de ligne de l'enroulement statorique, tout en limitant la durée de cet essai pour éviter l'échauffement excessif de la machine. On fait tourner le rotor lentement, 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, et la seconde position correspond à l'axe transversal et représente le couplage induit - inducteur le plus faible.

2) Court - circuit de l'enroulement d'excitation

On court - cicuite l'enroulement d'excitation ($v_r = 0$), voir figures III.1a et b, et on détermine les deux admittances $Y_d(p)$ et $Y_q(p)$ qui sont données par les équations (4) et (5), où v_d et v_q sont des tensions du type v_h (tension continue obtenue à l'aide d'un hacheur série), l'allure de cette tension est représentée par la figure III.4.

3) Court - circuit de l'enroulement d'induit d'axe direct d

Cet essai permet la détermination de l'admittance $Y_r(p)$ donnée par la relation (6) et cela en court - circuitant l'armature d'axe d ($v_d = 0$), voir figure III.1c, où v_r est une tension du type v_h .

Les tensions d'excitation appliquée à la machine synchrone doivent être de l'ordre de 1 % à 2 % de la tension nominale 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.

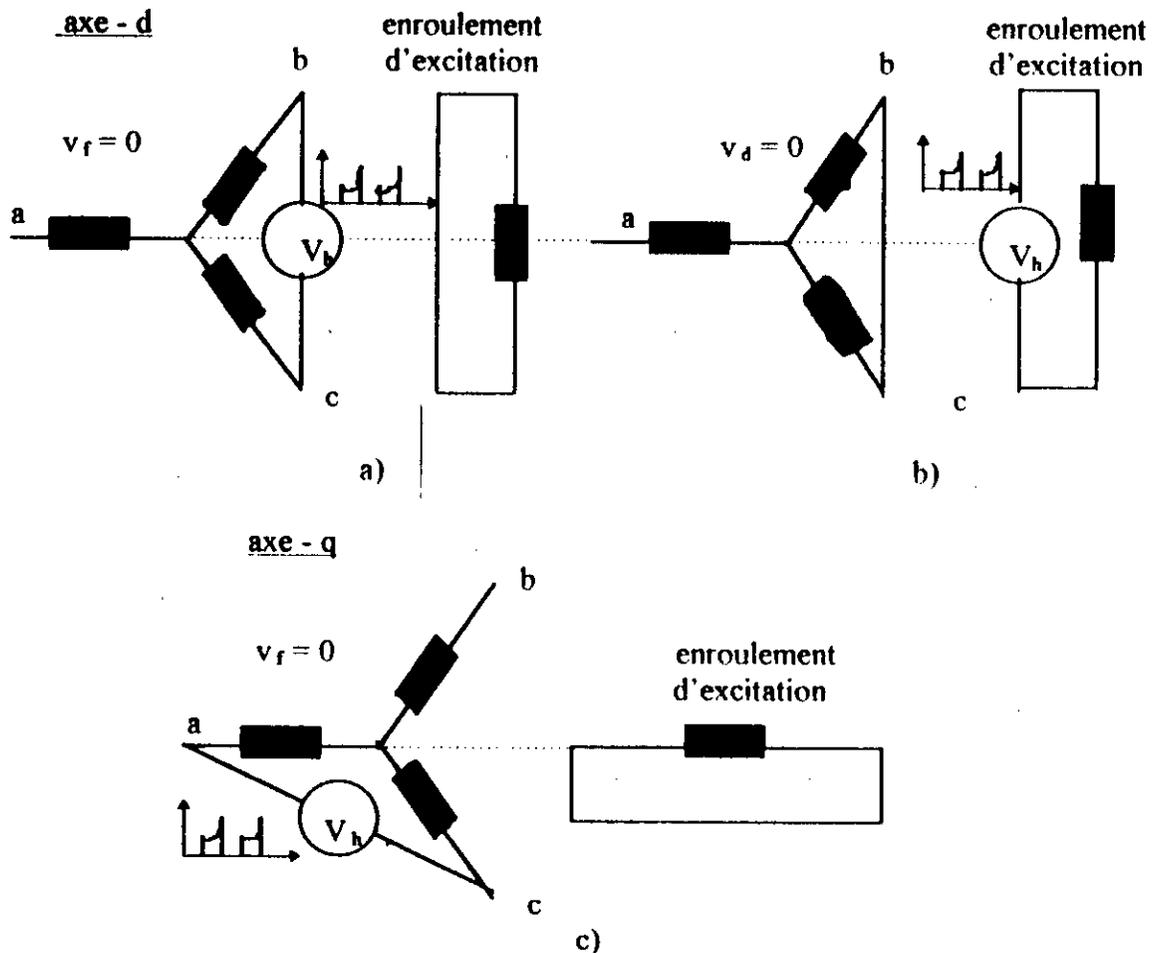


figure III.1 : schémas utilisés pour les mesures des courants

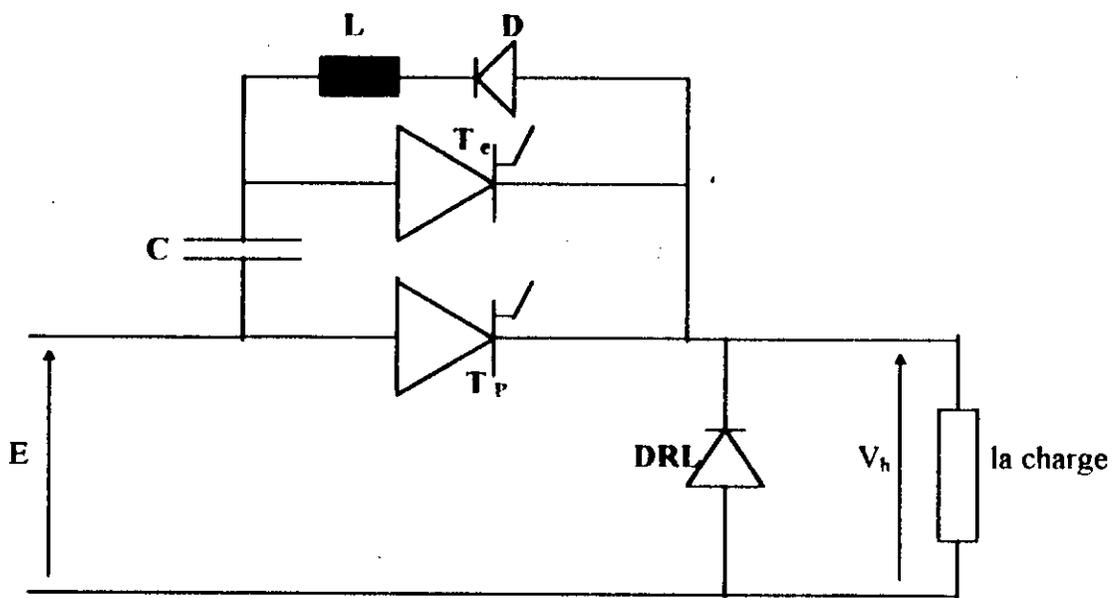
III.1.2) ALIMENTATION DES ENROUEMENTS DE LA MACHINE SYNCHRONE PAR HACHEUR A THYRISTORS

L'alimentation ou source de tension appliquée aux enroulements (compte tenu des moyens mis à notre disposition) de la machine synchrone est produite par un circuit de puissance (existant au laboratoire d'électronique de puissance à l'ENP) représenté par la figure III.2. C'est un hacheur série à thyristors utilisant les circuits de blocage en tension. Son principe de fonctionnement est donné par le schéma simplifié de la figure III.3 :

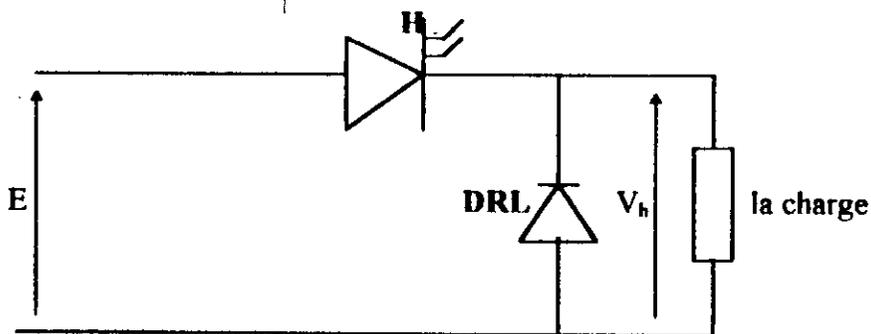
- Si H est fermé et DRL est bloquée; $V_h = E$.
- Si H est ouvert et DRL est passante; $V_h = 0$.

Le convertisseur statique utilisé délivre à la sortie une tension continue hachée à fréquence variable V_h à partir d'une source de tension continue E (voir la figure III. 4), il impose à la charge (enroulements de la machine) une surtension importante durant la commutation des cellules d'extinction.

Ce signal n'est pas toléré puisqu'il est cause d'un certain nombre de pics de courant capables de provoquer la saturation de la machine pour des points bien déterminés. Le deuxième inconvénient qu'il faut noter sur ce convertisseur associé à la machine est sa fréquence f qui est très limitée rendant le signal d'entrée peu riche en informations.



figureIII.2 : schéma général du circuit de puissance.



figureIII.3: schéma simplifié d'un hacheur série

I.1. 3) ACQUISITION DES DONNEES

Pour estimer les fonctions de transfert de la machine synchrone, et afin de satisfaire le théorème de Shannon (reconstitution du signal continu à partir de son signal échantillonné) on a utilisé une carte d'acquisition de données : les tensions et les courants sont enregistrés à l'aide d'un oscilloscope à mémoire, l'utilisation du logiciel grabber.Tec a permis d'acquérir ces données sous formes de fichiers sur un micro - ordinateur (P.C), la conversion de ces fichiers nous a donné la possibilité d'avoir $N = 4000$ points pour chaque signal entrée ou sortie, pour une période d'observation de 20ms et une fréquence d'échantillonnage de $T_e = 5\mu s$. L'allures de la tension d'excitation et les trois courants reconstitués à l'aide du logiciel PC - MATLAB sont représentés, respectivement, par les figures III.4,5, 7 et 9.

III.2) TRAITEMENT DES DONNEES ENTREE - SORTIE DU SYSTEME CONVERTISSEUR - MACHINE

Le choix de l'ordre du modèle est important pour l'estimation structurale de la machine. On peut estimer à priori, en se basant sur les caractéristiques nominales de la machine notamment sa puissance apparente, l'ordre des modèles des fonctions de transfert et déterminer leurs paramètres. L'analyse des signaux de sortie simulés détermine la validité de ces modèles.

III. 2. 1) RESULTATS DE L'EXPERIMENTATION

L'utilisation du logiciel PC - MATLAB a permis l'analyse des données entrée- sortie et avoir les paramètres des structures de modèles ARX, IV4, ARMAX, OE et BJ, ils sont donnés par les tableaux III.1, 2 et 3. Ces modèles discrets déterminent les fonctions de transfert discrètes. L'ordre de chaque modèle est obtenu en faisant varier ses paramètres structuraux qui le caractérisent (n_a, n_b et n_k pour ARX et IV4; n_a, n_b, n_c et n_k pour ARMAX; n_b, n_f et n_k pour OE; n_b, n_f, n_c, n_d et n_k pour BJ), avec validation des résultats, tout en cherchant la plage qui renferme le point de fonctionnement de la machine.

III.2.2) VALIDATION DES RESULTATS

Pour valider les résultats obtenus pour chaque modèle discret, on s'est basé sur les critères essentiels suivants :

- Les comparaisons des signaux de sortie simulés avec ceux mesurés pour les mêmes signaux d'entrée :

Les tracés de ces signaux sont représentés (on a pris une plage de 2000 points qui ne contient pas les pics de courants pour mieux visualiser la différence), pour chaque modèle, par les figures III.6.a, b, c, d et e pour l'axe - d, les figures III.8. a, b, c, d et e pour l'axe - d inducteur et par les figures III.10.a, b, c, d et e pour l'axe - q.

On constate que les réponses simulées sont légèrement décalées par rapport à celles mesurées, cela est dû au bruit de mesure important provoqué par l'utilisation du shunt de mesure de courants, et aux valeurs imprécises de certains paramètres estimés.

- La qualité des paramètres estimés du modèle, qui peut être mesurée à l'aide des coefficients suivants :

• Loss FCN: coefficients d'erreurs quadratures.

• FPE Akaike (Akaike final Prédiction - Error) qui est donné par la relation [1]:

$$FPE = \frac{1 + p / N}{1 - p / N} J \quad (7)$$

avec :

N : nombre de points enregistrés des signaux entrée ou sortie.

p : dimension du vecteur des paramètres à estimer

J : critère à minimiser

Ces coefficients, donnés par les tableaux III.1, 2 et 3, sont très faibles (de l'ordre de 10^{-3} pour les cinq structures de modèles).

• Les écarts sur les paramètres qui sont faibles à l'exception de certains d'entre eux, cela revient à la nature des problèmes pratiques rencontrés durant l'exécution des essais sur la machine synchrone (manque de dispositifs de filtrage des signaux entrée - sortie, signal d'excitation peu riche en information et points de saturation de la machine provoqués par les pics de courants du signal de sortie), et probablement au fréquence d'échantillonnage T (obtenue à l'aide de la carte d'acquisition) qui est trop petite (200kHz).

• La stabilité du modèle discret réalisée par l'emplacement des pôles dans le cercle unité dans le plan complexe des Z.

Tableau III.1: Résultats des différents structures de modèles selon l'axe d.

| | | |
|----------------------------------|-------------------|---|
| structure de modèle ARX | paramètres écarts | $B = \begin{matrix} 0 & 0 & -0,0083 & 0,0085 \\ 0 & 0 & 0,0027 & 0,0027 \end{matrix}$ $A = \begin{matrix} 1 & -0,5138 & -0,4853 \\ 0 & 0,0148 & 0,0148 \end{matrix}$ Loss FCN = $8,425 \cdot 10^{-4}$ FPE Akaike = $8,444 \cdot 10^{-4}$ |
| structure de modèle IV4 | paramètres écarts | $B = \begin{matrix} 0 & 0 & -0,0055 & 0,0059 \\ 0 & 0 & 0,0021 & 0,0021 \end{matrix}$ $A = \begin{matrix} 1 & -0,0944 & -0,9048 \\ 0 & 0,0063 & 0,0063 \end{matrix}$ Loss FCN = $8,114 \cdot 10^{-4}$ FPE Akaike = $8,133 \cdot 10^{-4}$ |
| structure de modèle ARMAX | paramètres écarts | $B = \begin{matrix} 0 & 0 & -0,0036 & 0,0038 \\ 0 & 0 & 0,0008 & 0,0008 \end{matrix}$ $A = \begin{matrix} 1 & -1,0530 & 0,0549 \\ 0 & 0,0184 & 0,0184 \end{matrix}$ $C = \begin{matrix} 1 & -0,9374 \\ 0 & 0,0093 \end{matrix}$ Loss FCN = $6,288 \cdot 10^{-4}$ FPE Akaike = $6,306 \cdot 10^{-4}$ |
| structure de modèle OE | paramètres écarts | $B = \begin{matrix} 0 & 0 & -0,0141 & 0,0146 \\ 0 & 0 & 0,0007 & 0,0007 \end{matrix}$ $A = \begin{matrix} 1 & -0,0944 & -0,9048 \\ 0 & 0,0063 & 0,0063 \end{matrix}$ Loss FCN = $8,46 \cdot 10^{-4}$ FPE Akaike = $8,479 \cdot 10^{-4}$ |
| structure de modèle BJ | paramètres écarts | $B = \begin{matrix} 0 & 0 & -0,0010 & 0,0011 \\ 0 & 0 & 0,0003 & 0,0003 \end{matrix}$ $F = \begin{matrix} 1 & -1,7554 & 0,7561 \\ 0 & 0,0595 & 0,0594 \end{matrix}$ $C = \begin{matrix} 1 & -0,9580 \\ 0 & 0,0050 \end{matrix}$ $D = \begin{matrix} 1 & -0,9982 \\ 0 & 0,0009 \end{matrix}$ Loss FCN = $6,219 \cdot 10^{-4}$ FPE Akaike = $6,24 \cdot 10^{-4}$ |

Tableau III.2 Résultats des différents structures de modèles selon l'axe-d-inducteur.

| | | |
|---|--------------------------|---|
| structure de modèle ARX | paramètres écarts | $B = \begin{matrix} 0 & 0 & -0,0056 & 0,0058 \\ 0 & 0 & 0,0017 & 0,0017 \end{matrix}$ $A = \begin{matrix} 1 & -0,5204 & -0,4789 \\ 0 & 0,0196 & 0,0196 \end{matrix}$ Loss FCN = $6,55 \cdot 10^{-4}$ FPE Akaike = $6,576 \cdot 10^{-4}$ |
| structure de modèle IV4 | paramètres écarts | $B = \begin{matrix} 0 & 0 & -0,0033 & 0,0034 \\ 0 & 0 & 0,0014 & 0,0014 \end{matrix}$ $A = \begin{matrix} 1 & -1,5171 & 0,5173 \\ 0 & 0,2161 & 0,2160 \end{matrix}$ Loss FCN = $6,034 \cdot 10^{-4}$ FPE Akaike = $6,058 \cdot 10^{-4}$ |
| structure de modèle ARMAX | paramètres écarts | $B = \begin{matrix} 0 & 0 & -0,0014 & 0,0014 \\ 0 & 0 & 0,0003 & 0,0003 \end{matrix}$ $A = \begin{matrix} 1 & -1,0278 & 0,0291 \\ 0 & 0,0161 & 0,0191 \end{matrix}$ $C = \begin{matrix} 1 & -0,9741 \\ 0 & 0,0036 \end{matrix}$ Loss FCN = $4,519 \cdot 10^{-4}$ FPE Akaike = $4,53 \cdot 10^{-4}$ |
| structure de modèle OE | paramètres écarts | $B = \begin{matrix} 0 & 0 & -0,0021 & 0,0023 \\ 0 & 0 & 0,0004 & 0,0004 \end{matrix}$ $F = \begin{matrix} 1 & -0,1205 & -0,8743 \\ 0 & 0,0397 & 0,0397 \end{matrix}$ Loss FCN = $4,496 \cdot 10^{-4}$ FPE Akaike = $4,514 \cdot 10^{-4}$ |
| structure de modèle BJ | paramètres écarts | $B = \begin{matrix} 0 & 0 & -0,0022 & 0,0023 \\ 0 & 0 & 0,0005 & 0,0005 \end{matrix}$ $F = \begin{matrix} 1 & -0,0977 & -0,8995 \\ 0 & 0,0833 & 0,0832 \end{matrix}$ $C = \begin{matrix} 1 & -0,9708 \\ 0 & 0,0042 \end{matrix}$ $D = \begin{matrix} 1 & -0,9972 \\ 0 & 0,0006 \end{matrix}$ Loss FCN = $4,524 \cdot 10^{-4}$ FPE Akaike = $4,538 \cdot 10^{-4}$ |

Tableau III.3: Résultats des différents structures de modèles selon l'axe q.

| | | | | |
|---------------------|------------|------------------------------------|---|------------------------|
| structure de modèle | paramètres | B = | 0 | $0,1245 \cdot 10^{-3}$ |
| | écarts | | 0 | $0,0974 \cdot 10^{-3}$ |
| ARX | | A = | 1 | -0,9996 |
| | | | 0 | 0,0004 |
| | | Loss FCN = $7,592 \cdot 10^{-4}$ | | |
| | | FPE Akaike = $7,6 \cdot 10^{-4}$ | | |
| structure de modèle | paramètres | B = | 0 | $0,7438 \cdot 10^{-4}$ |
| | écarts | | 0 | $0,5753 \cdot 10^{-4}$ |
| IV4 | | A = | 1 | -0,9998 |
| | | | 0 | 0,0007 |
| | | Loss FCN = $7,909 \cdot 10^{-4}$ | | |
| | | FPE Akaike = $7,918 \cdot 10^{-4}$ | | |
| structure de modèle | paramètres | B = | 0 | $0,8964 \cdot 10^{-4}$ |
| | écarts | | 0 | $0,0425 \cdot 10^{-4}$ |
| ARMAX | | A = | 1 | -0,9983 |
| | | | 0 | 0,0003 |
| | | C = | 1 | -0,9452 |
| | | | 0 | 0,0055 |
| | | Loss FCN = $4,153 \cdot 10^{-4}$ | | |
| | | FPE Akaike = $4,159 \cdot 10^{-4}$ | | |
| structure de modèle | paramètres | B = | 0 | $0,9301 \cdot 10^{-4}$ |
| | écarts | | 0 | $0,0047 \cdot 10^{-4}$ |
| OE | | F = | 1 | -0,9982 |
| | | | 0 | 0,0000 |
| | | Loss FCN = $7,071 \cdot 10^{-4}$ | | |
| | | FPE Akaike = $7,078 \cdot 10^{-4}$ | | |
| structure de modèle | paramètres | B = | 0 | $0,8678 \cdot 10^{-4}$ |
| | écarts | | 0 | $0,0345 \cdot 10^{-4}$ |
| BJ | | F = | 1 | -0,9984 |
| | | | 0 | 0,0002 |
| | | C = | 1 | -0,9627 |
| | | | 0 | 0,0051 |
| | | D = | 1 | -0,9976 |
| | | | 0 | 0,0005 |
| | | Loss FCN = $4,092 \cdot 10^{-4}$ | | |
| | | FPE Akaike = $4,101 \cdot 10^{-4}$ | | |

CONCLUSIONS

A l'issue des résultats obtenus, on peut tirer les conclusions suivantes :

- Tous les paramètres du modèle de Park peuvent être obtenus en passant des fonctions de transfert discrètes aux fonctions de transfert continues.
- L'ordre des fonctions de transfert discrètes indique l'absence totale d'enroulements amortisseurs sur les deux axes : l'axe direct d et l'axe quadrature q . On peut vérifier ce résultat en utilisant la relation approximative de Heuler qui existe entre la fonction de transfert discrète et continue donnée au chapitre II. Ce résultat apparaît logique compte tenu de la puissance de la machine synchrone étudiée (2 kVA).
- Il est difficile de choisir tel ou tel modèle mathématique pour représenter fidèlement un processus physique notamment le comportement de la machine synchrone qui est très complexe, mais on peut dire d'après ce travail, réalisé dans des conditions bien déterminées, que les structures de modèles ARMAX, OE et particulièrement BJ ont donné de meilleurs résultats par rapport aux structures de modèles ARX et IV4. On peut le constater, d'une part, sur les écarts des paramètres estimés de chaque modèle donnés par les tableaux III.1, 2 et 3, et d'autre part, sur les tracés des courants simulés avec ceux mesurés qui montrent que les modèles théoriques ARMAX, OE et BJ suivent, mieux que les modèles ARX et IV4, l'évolution des relevés expérimentaux.
- On n'a pas besoin beaucoup de moyens pour identifier une machine synchrone par la méthode basée sur les tests de réponse en fréquence (essais statiques effectués sur la machine synchrone à l'arrêt), mais on peut dire que les conditions de travail entourant ces essais (bruit de mesure, choix des signaux d'excitation et fréquence d'échantillonnage) ont une grande influence sur l'identification rigoureuse de ses paramètres.

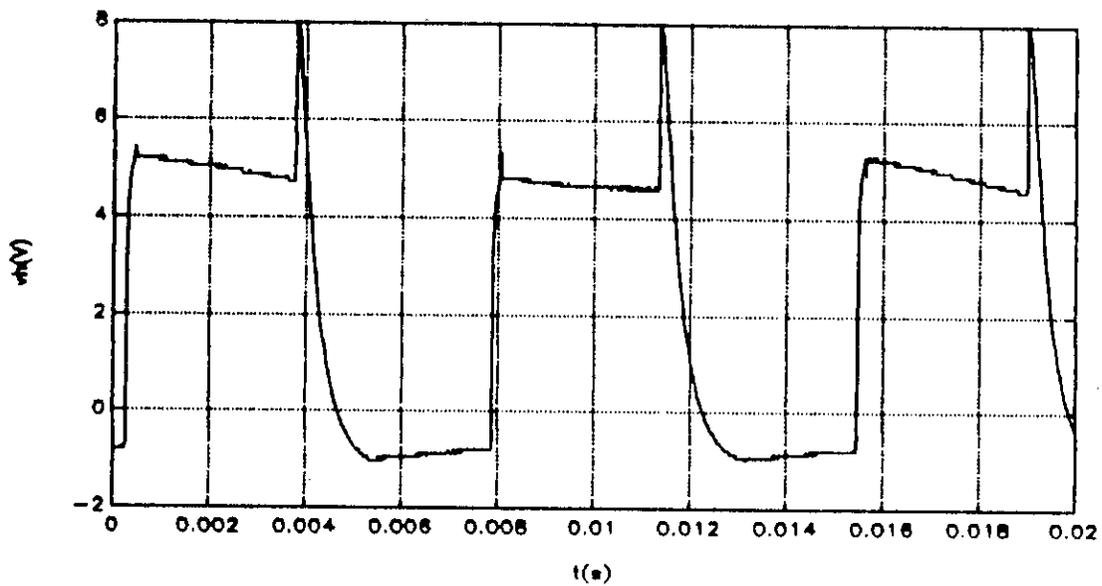


Figure III.4: courbe de la tension d'excitation v_e obtenue à l'aide d'un hacheur série appliquée à la charge

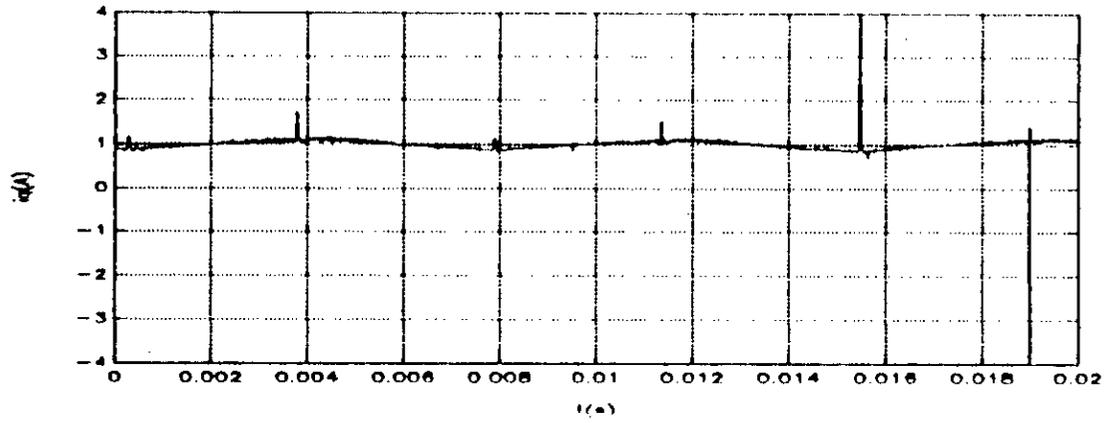
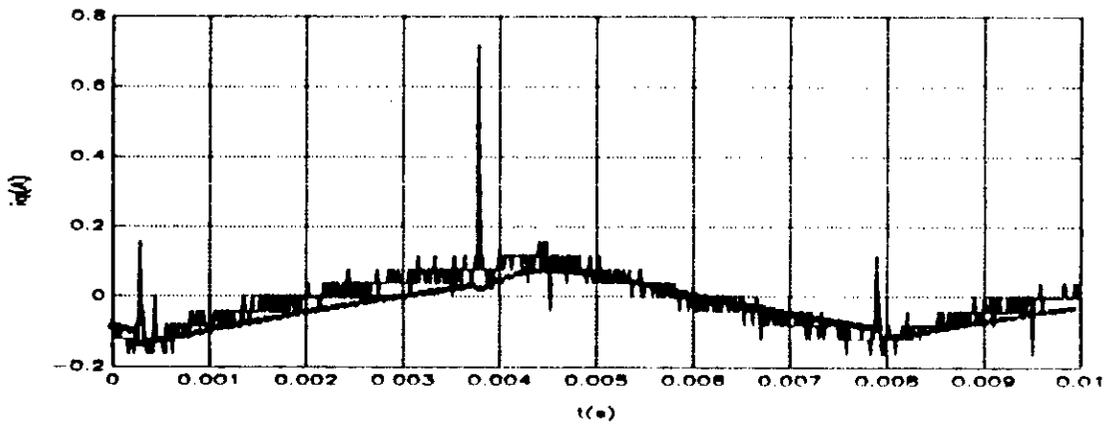
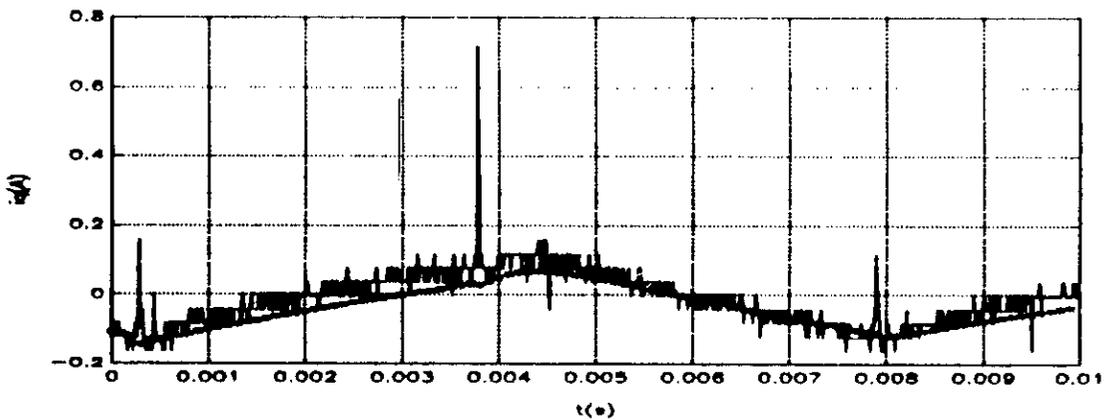


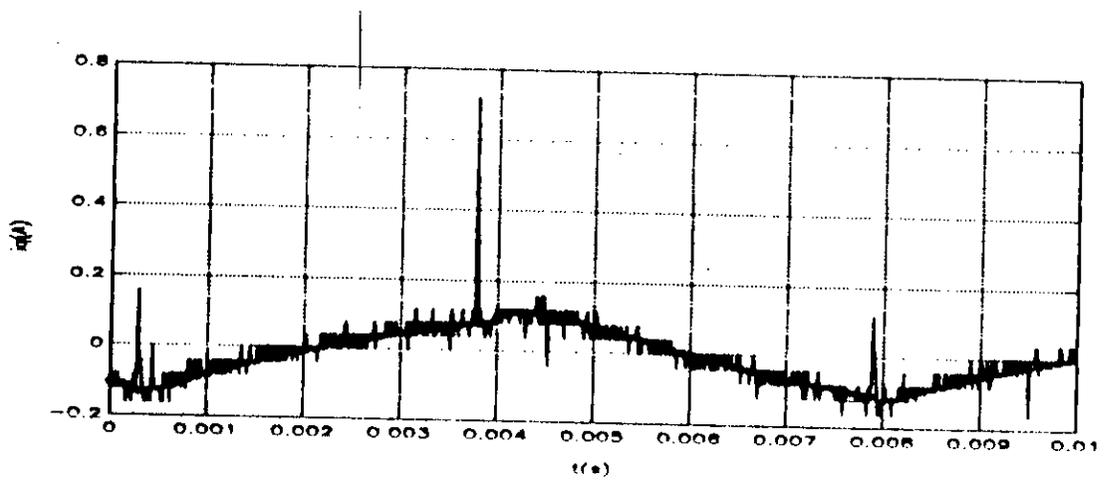
Figure III.5: réponse du courant mesuré i_d à une excitation du type ch



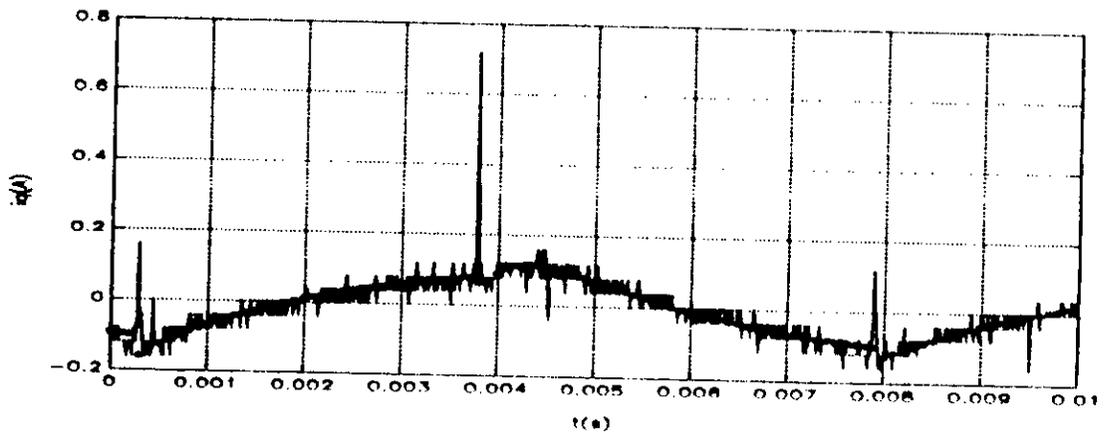
a) structure de modèle ARX



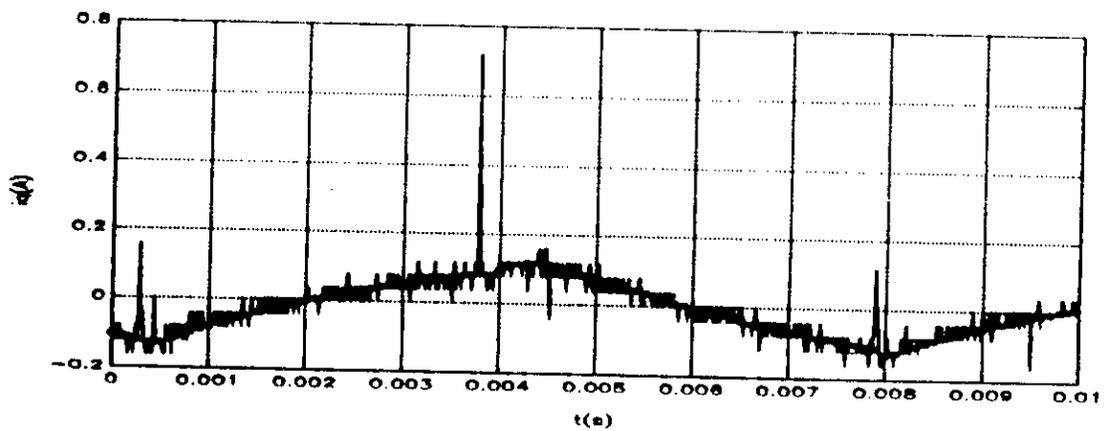
b) structure de modèle IV4



c) structure de modèle ARMAX



d) structure de modèle OE



e) structure de modèle BJ

Figure III.6: comparaison des courants simulés avec ceux mesurés pour les structures de modèles d'identification
 axe-d: - courant mesuré ; * courant simulé

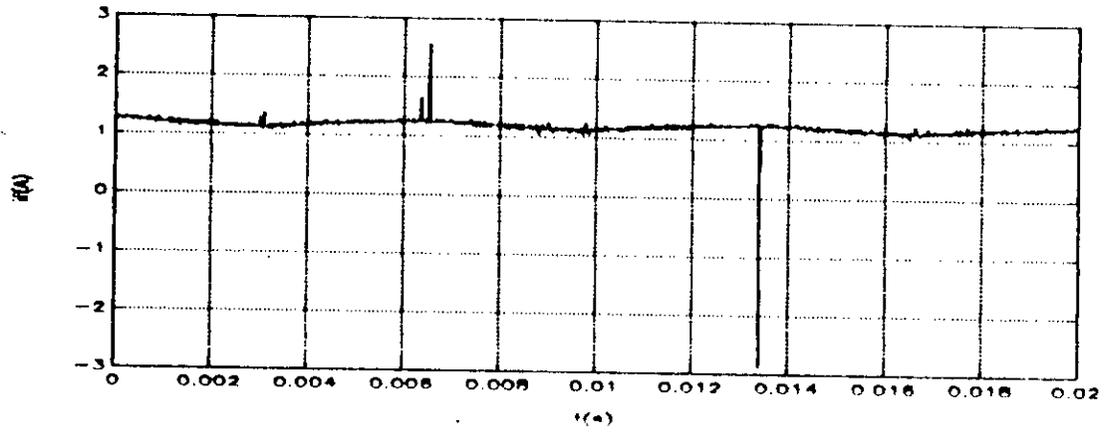
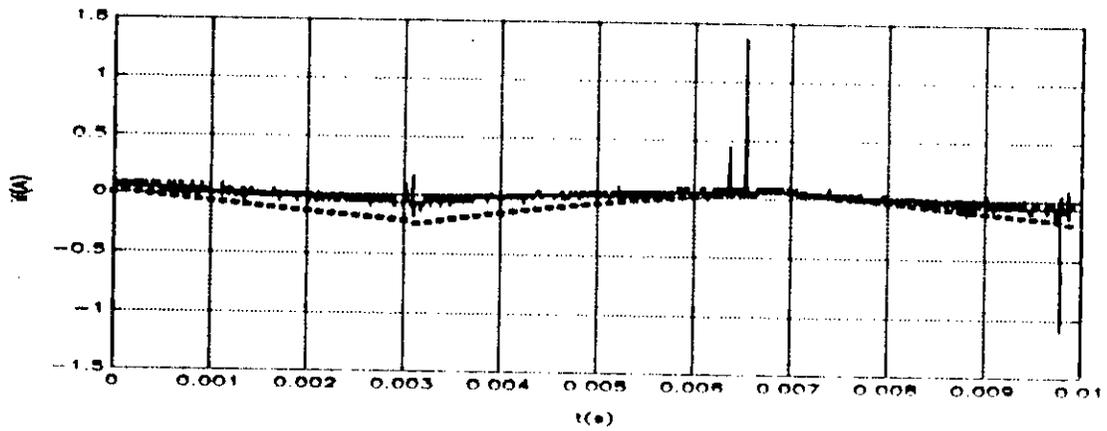
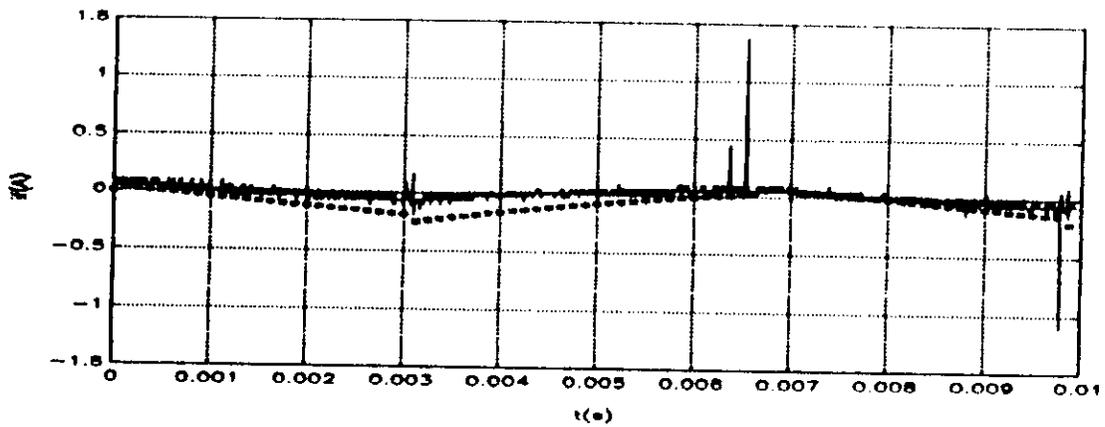


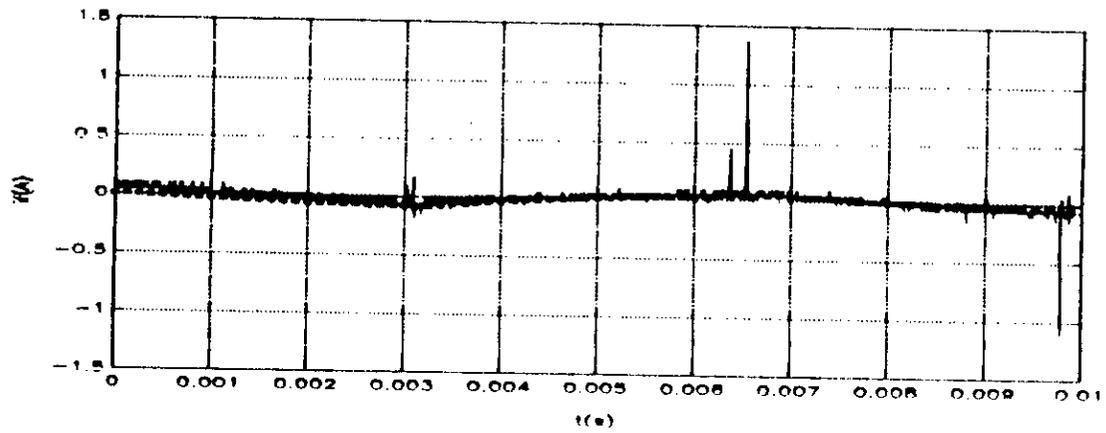
Figure III.7: réponse du courant mesuré i_f à une excitation du type ch



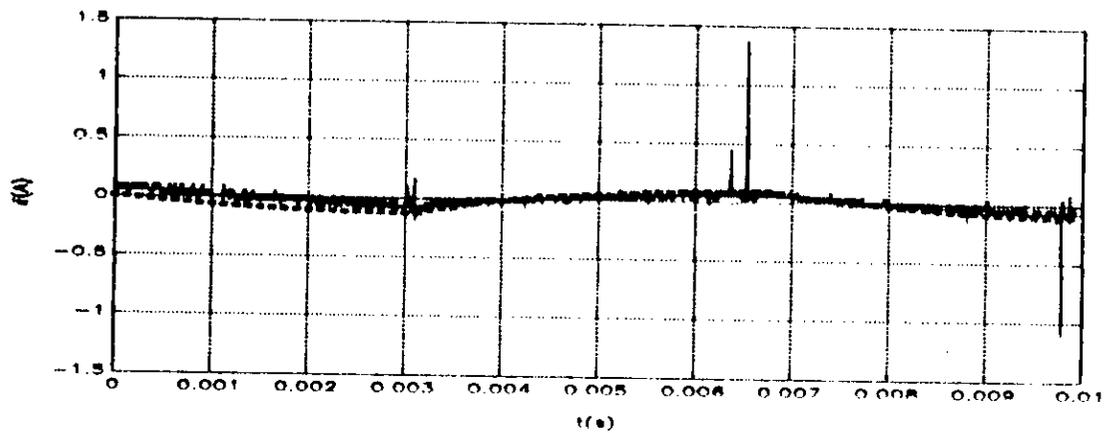
a) structure de modèle ARX



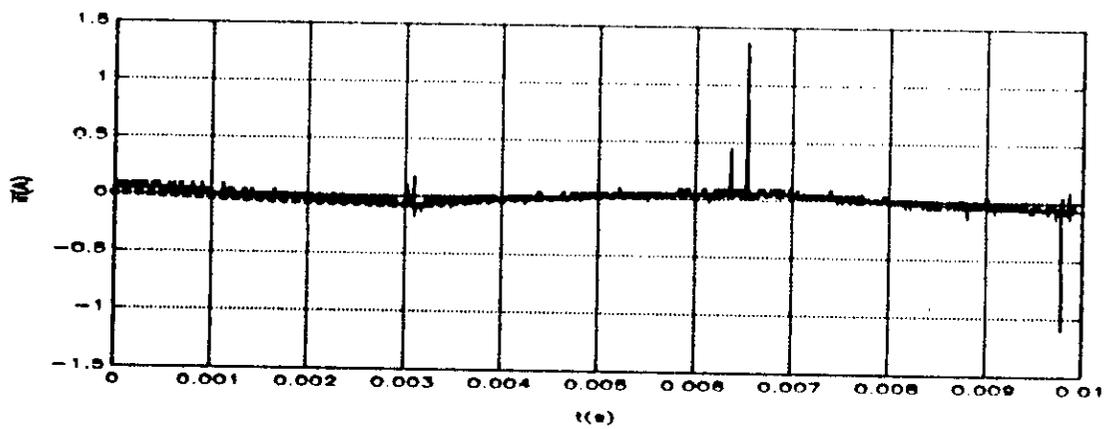
b) structure de modèle IV4



c) structure de modèle ARMAX



d) structure de modèle OE



e) structure de modèle BJ

Figure III.6: comparaison des courants simulés avec ceux mesurés pour les structures de modèles d'identification axe-d-inducteur f: - courant mesuré ; * courant simulé

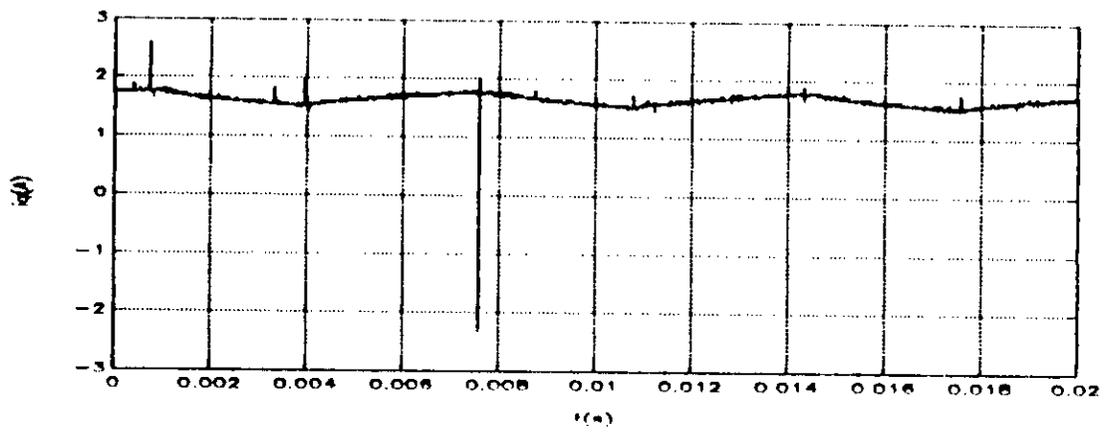
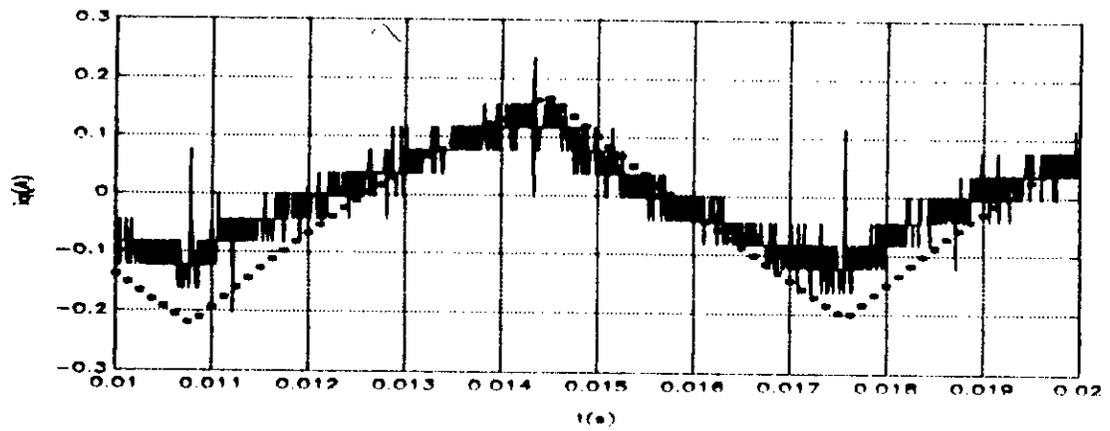
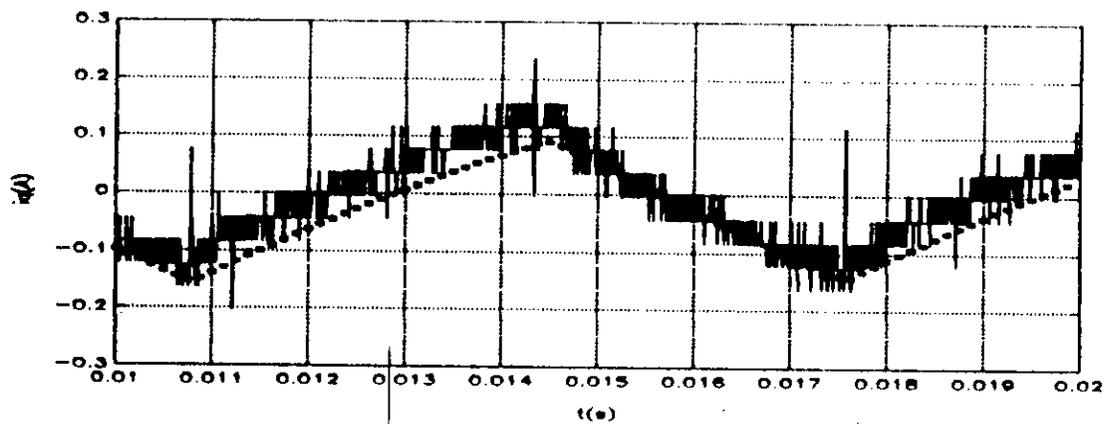


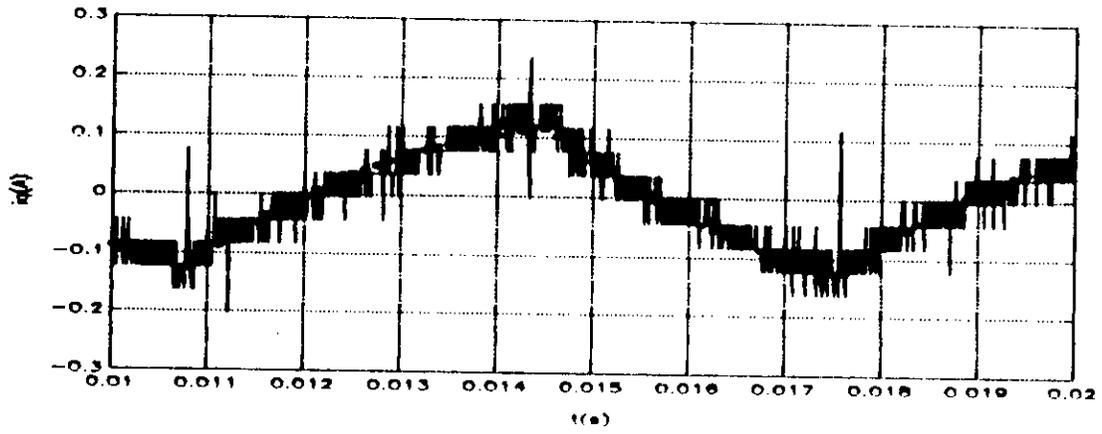
Figure III.9: réponse du courant mesuré i_q à une excitation du type ch



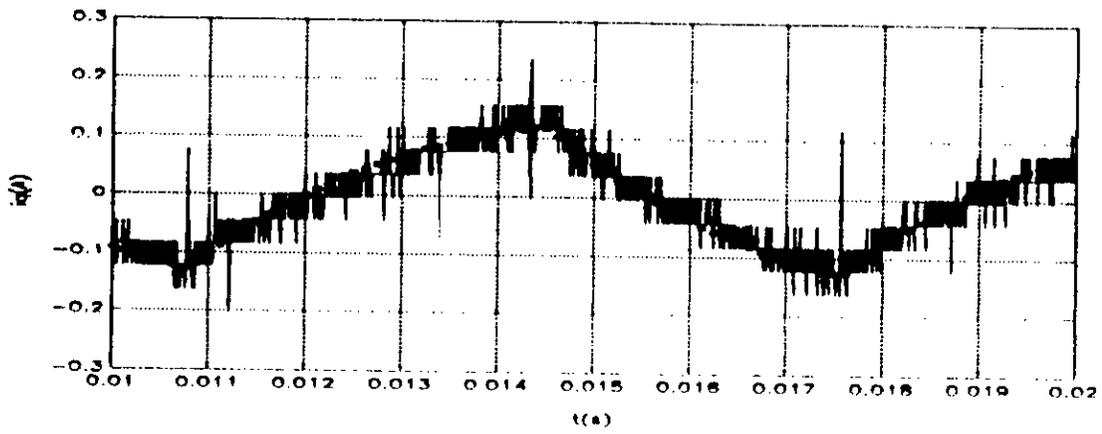
a) structure de modèle ARX



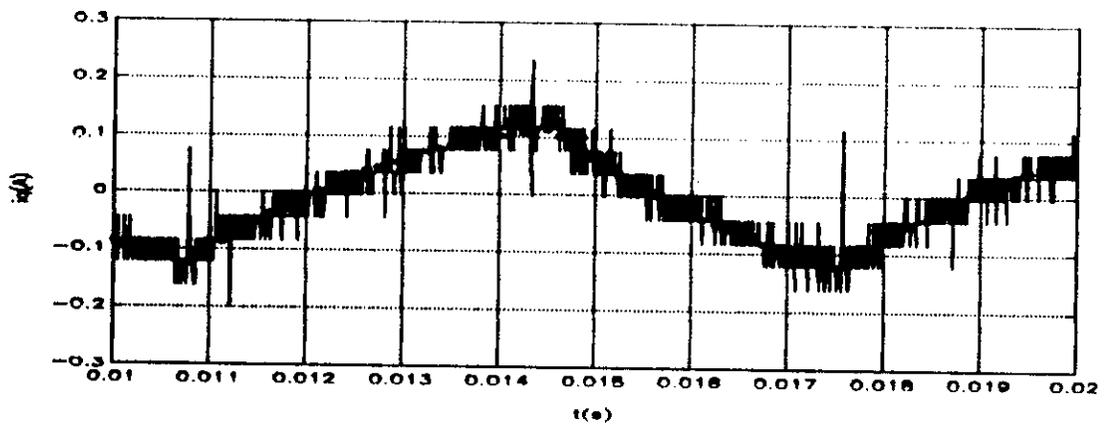
b) structure de modèle IV4



c) structure de modèle ARMAX



d) structure de modèle OE



e) structure de modèle BJ

Figure III.10: comparaison des courants simulés avec ceux mesurés pour les structures de modèles d'identification
 axe-g: - courant mesuré ; * courant simulé

CONCLUSION GENERALE

|

Dans cette étude, nous avons donné un aperçu général sur l'organisation de l'identification paramétrique des systèmes physiques. Cette organisation doit reposer sur une structure rigide (jeu de mesures, modèle de connaissance, structure de modèle d'identification). L'ensemble de ces résultats (qui ne se limitent pas à une estimation unique des paramètres à partir de plusieurs mesures) permet de juger la qualité des paramètres obtenus.

Nous avons montré que le modèle des circuits équivalents permet de décrire complètement les comportements électriques de la machine synchrone. Les trois impédances opérationnelles sont reconnues comme des modèles adéquats à l'identification des machines synchrones et notamment celles de grandes puissances où le nombre d'amortisseurs dépasse souvent 1d , 1q .

Dans toutes les méthodes, utilisées pour la détermination paramétrique des machines électriques, et particulièrement la machine synchrone , se posent des problèmes importants qui ne sont pas résolus actuellement, à titre d'exemple, nous pouvons citer: deux d'entre eux :

- A partir de quel test pourrait- on estimer les paramètres de ces machines?.
- comment représenter le comportement d'un processus physique par une formulation mathématique?.

Il est difficile de répondre à ces questions, car il n'existe pas de méthodes universelles permettant d'estimer correctement les paramètres des machines électriques. Cependant pour éviter un certain nombre de problèmes liés aux systèmes électromécaniques, nous avons étudié une méthode simple qui emploie des structures de modèles d'identification.

Les structures de modèles, ARX , IV4 et notamment OE , ARMAX , BJ, utilisées pour l'identification paramétrique de la machine synchrone , ont donné des résultats satisfaisants vu les problèmes rencontrés lors de l'exécution des essais pratiques sur cette machine (bruit de mesures assez importants, signal d'excitation peu riche en informations et imposant à la charge des surtensions brusques).

L'application de la méthode test de réponse en fréquence , en excitant les enroulements de la machine synchrone à l'aide d'une tension continue hachée, permet de déterminer tous les paramètres de cette machine .

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] L.LJUNG . System identification Theory for the user Prentice - Hall - Inc . Englewood cliffs-N.j. 1987
- [2] M.KUNT. Traitement numérique des signaux. Dunod, 1981, Editions Presses polytechnique romandes.
- [3] H.REDJELI. Modélisation des machines synchrones: comparaison entre essais pratiques et modèles numériques. Thèse de magister , ENP, 1993
- [4] J. CHATELAIN. Machines électriques. Dunod, t 2, 1983, Editions Presses polytechniques romandes..
- [5] P.C.KRAUSE. Analysis of electric machinery. Previous conslting Editors, 1987.
- [6] . BOSE. Power electronics and AC drivers. Prentice - hall, 1986, 402p.
- [7] P. DE LARMINAT and Y.THOMAS. Automatique des systèmes lineaires. Identification. Flammarion sciences , t.II , 1977.
- [9] E.LANDAU. Identification et commande des systèmes à l'aide des progiciels. P.I.M et PC-REG/loan paris: Hermes , 1988, 306p.
- [10] I.D.LANDAU. Commande adaptative. aspects pratiques et théoriques. Paris Masson , 1986 - 467p.
- [11] O.TOUHAMI. Contribution à l'identification paramétrique des machines électriques. Thèse de Doctorat ès-sciences , ENP, 1994 .
- [12] O.TOUHAMI, H.GUESBAOUI et C.IUNG. Synchronous machine parameter identification by multi-time scale technique. Conf.Rec.of IEEE-IAS, 27th meeting, pp.178- 184, Houston, 1992.
- [13] H.GUESBAOUI, O.TOUHAMI ET C.IUNG. Determination of synchronous machine parameters from tests using reduced models.Proc.of ICEM, pp.633-638, Paris 1994.
- [14] H.GUESBAOUI, C.IUNG and O.TOUHAMI. Towards a methodology identification for electrical machine parameters. IEEE.PES, pp 91-96, stockholm, juin 1995.

[15] O. TOUHAMI, H. GUESBAOUI et C. IUNG. Vers une méthodologie d'identification des machines électriques. AGI '94 Colloque : Automatique, Génie informatique, Image. 2 et 3 juin 1994.

[16] I. KAMWA, P. VIAROUGE. Nouvelles approches pour la détermination expérimentale des modèles généralisés de machines synchrones. C.P. 1000, Varennes, P.Q. Canada, J3X1S1, Université Laval, Québec.

[17] C. IUNG, J. FAUCHER, O. TOUHAMI, N. KHENFHER et A. REZZOUG. Identification paramétrique - Application aux machines électriques. G.d.R. Conception de Dispositifs et Systèmes Electrotechniques-journée du 8/06/ 1993.

[18] P. BARRET. Régimes transitoires de machines électriques tournantes. D554.85. Techniques de l'ingénieur

[19] J.C. GILLE. Signaux déterministes. Transformées et abaques. R7010.82 Techniques de l'ingénieur.

[20] O. BENZAID et A. MERICHED. Identification d'une machine synchrone. Thèse de PFE. ENP, 1983.