

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

THESE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Présentée au

Département de Génie - Electrique
en vue de l'obtention du

**Grade de MAGISTER
EN ELECTROTECHNIQUE**

Option: MACHINES ELECTRIQUES

par

M^r HASNI MOURAD

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de l'ENP

THEME

***IDENTIFICATION STRUCTURALE
ET PARAMETRIQUE D'UNE
MACHINE SYNCHRONE***

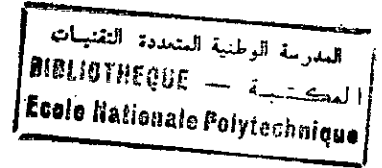
Soutenue publiquement le 01/07/1996 devant le jury d'examen composé de :

MM. N. Louam
O. Touhami
R. Ibtouen
S. Mekhtoub
M.O. Mahmoudi
D. Boukhetala

Maître de conférences à l'ENP
Maître de conférences à l'ENP
Maître de conférences à l'ENP
Chargé de cours à L'ENP
Chargé de cours à L'ENP
Maître assistant à L'ENP

Président
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur

DEDICACES



A mes parents

...Aucune dédicace ne saurait exprimer toute la considération et l'affection que je vous porte. Ce modeste travail est le résultat de votre immense sacrifice pour qu'on réussisse moi et mes frères...

A mon frère Lounis

Sans qui et le micro je n'aurai jamais avancé aussi vite, Merci pour l'aide.

A mes frères et mes soeurs

Qui m'ont toujours pousser à aller de l'avant.

A ma Fiancée

Qui m'a tant encouragé à persévérer et qui était à chaque instant à mes cotés.

Avant - Propos

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au sein du Laboratoire de Machines Electriques, Département de Génie-Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique, sous la direction scientifique de Messieurs **O.Touhami** et **R.Ibtiouen** à qui j'exprime ma plus profonde gratitude pour le suivi constant et les conseils qu'ils n'ont cessé de me prodiguer tout au long de ce travail. Je n'oublierai pas l'attention toute particulière avec laquelle ils m'ont soutenu jusqu'à achèvement de cette thèse .

Je remercie vivement Monsieur **N.Louam** maître de conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider ce jury d'examen.

Ma reconnaissance va également à :

- Monsieur **S.Mekhtoub** Chargé de cours à l'Ecole Nationale Polytechnique, d'avoir accepté de présider le comité de lecture, et me faire honneur de juger ce travail en tant qu'examineur au sein du jury.

- Monsieur **M.O. Mahmoudi** Chargé de cours à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour ces remarques judicieuses et pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de faire partie du jury.

- Monsieur **D.Boukhetala** Chargé de cours à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de faire partie du jury en tant qu'examineur, ainsi que pour les remarques et conseils qu'il m'a prodigué et qui m'ont aidé à la rédaction finale de cette thèse.

Mes remerciements vont également à tous les enseignants du Département de Génie-Electrique pour leur contribution dans mes études de graduation et de post-graduation. Je tiens aussi à exprimer ma sympathie et mes remerciements aux étudiants de post-graduation du département de Génie-Electrique (toutes promotions confondues) pour leur amitié et leur soutien.

Que tous mes intimes amis trouvent ici ma profonde reconnaissance pour leur soutien moral extrêmement appréciable et pour tous les bons moments passés ensemble, je citerai:

M. Boudour, B.Fiala, L.Ourari, K.Amgoud, M.L Maghzi, M. Larbani
M.Boutiche, H.Ait bachir, F.K.Ben-abdelaziz, A. Nesba, R.Kechroud.

Je ne pourrai oublier de remercier tous mes collègues de l'INSFP Mohammadia (particulièrement la cellule Electro:technique) pour l'ambiance chaleureuse dans laquelle j'ai passé déjà deux ans de travail.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Introduction générale

3

CHAPITRE I: Etat de l'art de l'identification

Introduction	6
I.1. Position du problème de l'identification	6
I.2. Méthode du modèle	7
I.2.1. Détermination des paramètres	9
I.3. Identification en ligne et/ou en temps réel	10
I.4. Méthode de Newton-Raphson	11
I.4.1. Principe de la méthode	11
I.4.2. Algorithme	12
I.5. Choix des signaux d'alimentation des systèmes	14
I.6. Choix de la fréquence d'échantillonnage	14
Conclusion	15

**CHAPITRE II: Modélisation de la machine synchrone
dans le référentiel de Park**

Introduction	16
II.1. Théorie des deux axes de Park	16
II.2. Modèle de base de la machine synchrone	17
II.2.1. Définition et hypothèses simplificatrices	17
II.2.2. Schéma équivalent de la machine synchrone	20
II.2.3. Mise en équations de la machine synchrone	20

SOMMAIRE

II.3. Nécessite d'élargissement	22
II.3.1. Equation de la machine synchrone pour le modèle élargi	24
II.4. Représentations structurales utilisées en modélisation et identification	26
II.4.1. Définition des modèles de machines synchrones en tenant compte du degré de complexité	28
II.4.2. Obtention des données à partir des paramètres qui peuvent être déduites des modèles de représentation	29
II.5. Relations entre les différents paramètres de la machine synchrone	29
II.6. Mise en équation de la machine synchrone lors d'un court-circuit triphasé brusque à vide	31
Conclusion	34

CHAPITRE III: Estimation des paramètres de la M.S par les méthodes confirmées par les normes de la C.E.I

Introduction	35
III.1. Méthodes de mesure des paramètres	35
III.1.1. Méthodes basées sur les tests classiques de court-circuit	35
III.1.2. Méthodes de décroissance du courant et/ou de la tension	36
III.1.3. Méthode basée sur le calcul des impédances ou inductances opérationnelles	36
III.1.4. Méthodes de réponse en fréquence	36
III.1.5. Méthode d'étude dans le domaine temporel	37
III.1.6. Paramètres importants et modèle de validation	38
III.2. Tests conventionnels confirmés par les normes de la C.E.I	39
III.2.1. Tests de court-circuit triphasé brusque	39
III.2.2. Tests basés sur l'excitation négative	43

SOMMAIRE

III.2.3. Tests basés sur les faibles glissements	44
III.2.4. Tests de décroissance de courant continu dans l'enroulement induit à l'arrêt.	45
Conclusion	53

CHAPITRE IV : Identification des paramètres de la M.S par la méthode de Newton-Raphson

Introduction	54
IV.1. Expérimentations .	54
IV.1.1. Alimentation de la machine par hacheur à thyristors	55
IV.2. Mise en équation de la machine dans le cas statique	60
IV.3. Validation du modèle et des résultats obtenus par identification	81
IV.3.1. Mise en équations de l'ensemble hacheur-machine synchrone	82
Conclusion	86
Conclusion générale	87
Bibliographie	89

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

NOMENCLATURE

NOMENCLATURE DES SYMBOLES

Symboles mathématiques:

p :	Opérateur de Laplace
u, y :	Vecteurs d'entrée et de sortie du système
b :	Bruit de mesure
a_i, b_i :	Paramètres des fonctions de transfert
θ :	Vecteur de paramètres
$H(p)$:	Fonction de transfert
ε :	écart ou erreur d'estimation
J :	Fonction coût
μ :	Pas d'intégration
n_d, n_q :	Nombres entiers

Symboles physiques:

$L_d(p), L_q(p)$:	inductances opérationnelles
X_d, X_q :	Réactances synchrones d'axe direct et quadrature
X'_d, X'_q :	Réactances transitoires d'axe direct et quadrature
X''_d, X''_q :	Réactances subtransitoires d'axe direct et quadrature
T_d, T''_d :	Constantes de temps transitoire et subtransitoire de court-circuit selon l'axe direct
T'_q, T''_q :	Constantes de temps transitoire et subtransitoire de court-circuit selon l'axe quadrature
T_{d0}, T''_{d0} :	Constantes de temps transitoire et subtransitoire à circuit ouvert selon l'axe direct
T_{q0}, T''_{q0} :	Constantes de temps transitoire et subtransitoire à circuit ouvert selon l'axe quadrature
T_D, T_Q :	Constantes de temps du circuit amortisseur d'axe direct et quadrature
T_f :	Constante de temps de l'enroulement d'excitation
r_a :	Résistance de l'enroulement statorique
r_f :	Résistance de l'enroulement d'excitation

r_D, r_Q :	Résistance de l'enroulement amortisseur d'axe direct et quadrature
X_d :	Réactance de fuite de l'enroulement statorique
X_{md}, X_{mq} :	Réactance de magnétisation statorique d'axe direct et quadrature
X_{dd}, X_{qq} :	Matrice des réactances statoriques d'axe direct et quadrature
X_D, X_Q :	Réactance de l'enroulement amortisseur d'axe direct et quadrature
X_{DD}, X_{QQ} :	Matrice des réactances des enroulements amortisseurs d'axe direct et quadrature
X_f :	Réactance de fuite de l'inducteur
X_{kf} :	Réactance différentielle de fuite entre l'inducteur et l'amortisseur d'axe direct
V_a, V_b, V_c :	Tensions des phases statoriques
I_a, I_b, I_c :	Courants des phases statoriques
V_d, i_d :	Composantes directes de la tension et du courant
V_q, i_q :	Composantes quadratures de la tension et du courant
V_f, i_f :	Tension et courant de l'enroulement d'excitation
φ_d, φ_q :	Flux dû aux enroulements statoriques d'axe direct et quadrature
φ_D, φ_Q :	Flux dus aux enroulements amortisseurs d'axes direct et quadrature
φ_f :	Flux dû à l'enroulement inducteur
ω_n :	Fréquence du synchronisme
ω_r :	Fréquence rotorique.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les machines synchrones sont utilisées généralement en alternateur pour la quasi-totalité de la puissance électrique fournie aux réseaux, et en moteur synchrone dans plusieurs applications industrielles .

Actuellement, le moteur synchrone devient un compétiteur de plus en plus sérieux pour le moteur asynchrone dans le domaine de l'entraînement électrique à vitesse variable en particulier pour les grandes puissances. Ses principaux avantages par rapport au moteur asynchrone portent sur l'élimination des pertes dues à la puissance rotorique de glissement et son aptitude au renvoi du courant réactif.

L'étude du comportement des machines synchrones en régime variable est très importante. Elle permet, d'une part d'évaluer l'aptitude des machines à supporter certains régimes sévères et, d'autre part, d'estimer leurs fonctions de transfert en régimes des petites ou des grandes variations en vue de synthétiser au mieux leurs dispositifs de commande.

Lors de son exploitation une machine est souvent soumise à des régimes assez sévères pouvant être accidentels tel que le court-circuit, ou normales tel que le démarrage. L'étude des régimes transitoires permet ainsi d'évaluer les contraintes maximales et l'évolution au cours du temps des grandeurs caractéristiques de la machine, d'où l'importance de l'estimation paramétrique des machines synchrones qui reste malgré cela un sujet qui est loin d'être épuisé et de nombreuses études sont encore élaborées afin de mieux cerner leurs propriétés [1] -[6].

Mathématiquement, les machines synchrones peuvent être représentées par des modèles sous forme de fonctions de transfert ou sous forme d'équations d'état. Ces modèles sont généralement multivariables complexes, non-linéaires et d'ordre élevé où de nombreux paramètres ne sont pas mesurables. D'où la nécessité de réduire ou de décomposer les modèles. En matière de simplification du modèle de la machine synchrone, il est à retenir deux notions importantes, la première étant la simplification de la structure tandis que la seconde est une simplification basée sur le comportement physique de la machine . Ces deux notions concernent la représentation mathématique du modèle à retenir pour différentes applications de manière à réduire le degré de complexité du modèle . La prise en compte de

l'effet des amortisseurs par une modélisation avec un amortisseur par axe (modèle 2×1) a longtemps semblé suffisante. Cependant il a fallu apporter des améliorations à cette représentation par l'introduction d'une réactance de fuite différentielle traduisant l'interaction inducteur-amortisseur d'axe direct ainsi que l'ajout d'un amortisseur supplémentaire (modèle 2×2) pour la modélisation des transitoires d'axe quadrature [7]-[9].

L'objet de notre travail consiste à déterminer les divers paramètres d'une machine synchrone par différentes méthodes d'identification, notamment par les méthodes de programmation non linéaires et ce, en excitant les enroulements de la machine par un hacheur à thyristors. Les signaux développés par ce convertisseur permettent d'exciter la machine de façon persistante et permet donc d'obtenir en sortie des signaux très riches en informations. Pour cela nous avons adopté la représentation du modèle 2×2 pour élaborer le modèle de notre machine. En effet, et au vu des travaux effectués par divers auteurs [21],[24],[29], cette dernière structure semble la plus acceptable pour décrire au mieux la plupart des machines synchrones.

Pour mener à bien notre étude nous avons subdivisé notre travail en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre nous présentons, en rapport direct avec notre travail, certaines méthodes d'identification et leurs applications aux systèmes de grande dimensions.

Dans le second chapitre, nous abordons la modélisation de la machine synchrone (modèle de Park) ainsi que les élargissements nécessaires à ces modèles, afin d'avoir le modèle mathématique le plus complet pour une représentation assez fidèle des divers régimes de fonctionnement.

Dans le troisième chapitre, nous déterminons les paramètres de la machine à l'aide des méthodes confirmées par les normes de la Commission Electrotechniques Internationale (C.E.I). Ces paramètres constituent des contraintes de relaxation physique c'est à dire des estimées initiales qui seront utilisées dans le programme d'identification de Newton-Raphson.

Le quatrième et dernier chapitre consiste en l'identification de la machine synchrone par des tests statiques (rotor à l'arrêt). Les enroulements de la machine sont alimentés par un

convertisseur continu-continu (hacheur), les signaux développés par ce dernier convertisseur

sont d'une excitation persistante permettant une grande richesse sur l'information des données. L'exploitation de ces données en vue de déterminer les paramètres de la machine est faite grâce à l'utilisation de la méthode de Newton-Raphson .

Enfin nous établissons la validité des résultats et des modèles obtenus par la simulation de l'ensemble hacheur-machine synchrone avec rotor à l'arrêt.

CHAPITRE I

ETAT DE L'ART DE L'IDENTIFICATION

INTRODUCTION

L'identification paramétrique d'un système est l'estimation des paramètres du modèle basée sur l'observation de ses entrées-sorties. Cependant, il n'est pas possible de réaliser une identification des machines électriques du type modèle "boite noire". Le modèle obtenu dans ce contexte est dit "modèle de représentation" et pourrait suffire à l'automaticien pour élaborer un dispositif de commande automatique.

Inversement, lors de l'identification d'un moteur il est impératif de relier les diverses constantes de temps du modèle aux impédances des enroulements. L'identification serait alors considérée comme d'autant plus précise qu'elle permet d'approcher au mieux les valeurs des grandeurs physiques. On définit alors le "modèle de connaissance".

Actuellement, il existe plusieurs voies pour représenter le comportement d'un processus physique par un modèle mathématique, dans ce cadre on s'intéressera à la mesure des entrées-sorties et à appliquer les techniques d'analyse de données et de traitement de l'information pour obtenir un "modèle de représentation".

Dans ce chapitre nous abordons certaines méthodes d'identification ainsi que les problèmes théoriques et pratiques rencontrés lors de l'application de ces méthodes aux machines électriques [1], [2], [4], [11], [12].

1.1. POSITION DU PROBLEME DE L'IDENTIFICATION

De façon générale deux étapes sont conduites lors d'une identification :

- La première consiste à fixer la forme des équations, c'est l'étape qualitative ou caractérisation - La seconde consiste à trouver les valeurs numériques des coefficients qui interviennent dans ces équations; c'est l'étape quantitative ou estimation des paramètres.

Ces coefficients sont déterminés pour que le comportement du modèle soit le plus proche de celui du système; cette "proximité" se mesure à l'aide d'un critère ou fonction coût, dépendant de plusieurs paramètres donc définissant un espace de dimension n .

Bien que l'identification paraisse comme une opération simple, certaines difficultés surgissent lorsque des bruits et autres perturbations diverses empêchent de mesurer avec précision les signaux. En effet, il n'est pas toujours possible d'exciter le processus à identifier par des signaux d'entrée tel que l'échelon ou la rampe car ces méthodes élémentaires ne permettent pas

d'exploiter au maximum toutes les informations contenues dans un signal d'enregistrement [2], [4], [13].

Lorsque toutes ces difficultés s'accumulent, l'identification devient alors un problème assez complexe et fait appel à des techniques d'analyses et de calculs plus élaborées.

La figure(1.1) représente un schéma synoptique classique explicitant l'identification d'un système.

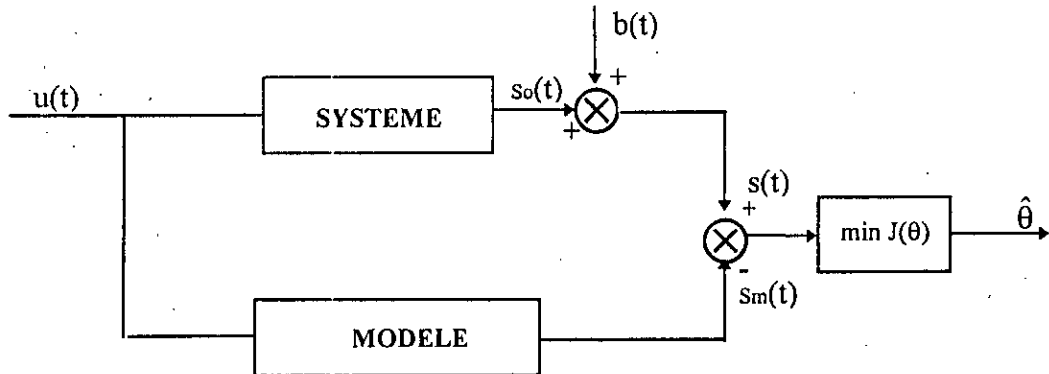


Figure 1.1 Schéma de principe de l'identification d'un système

Nous notons que la sortie réelle $S_o(t)$ n'est pas accessible à la mesure, mais plutôt $S(t)$ qui représente la somme des sorties réelles additionnées au bruit. Celui-ci peut être soit du bruit de mesure, soit une description de l'ensemble des erreurs de modélisation.

Il existe plusieurs méthodes d'identification rencontrées dans la littérature technique et fréquemment utilisées lors de l'estimation paramétrique des systèmes [1],[4],[7],[13]. Nous ne pouvons pas les décrire toutes de manière exhaustive, mais citons quelques unes d'entre elles :

1.2. METHODE DU MODELE

La méthode du modèle peut être globalement représenté par la figure(1.2). Dans cette méthode on réalise un système simulé (le modèle) dont on peut faire varier à volonté les paramètres $\hat{\theta}$. On y injecte alors le signal enregistré $u(t)$ et l'on compare la sortie du processus à celle du modèle. On ajuste ensuite les paramètres du modèle jusqu'à ce que le critère défini soit minimal.

En règle générale, il est nécessaire d'effectuer plusieurs simulations successives avant d'obtenir des paramètres ($\hat{\theta}$) satisfaisants.

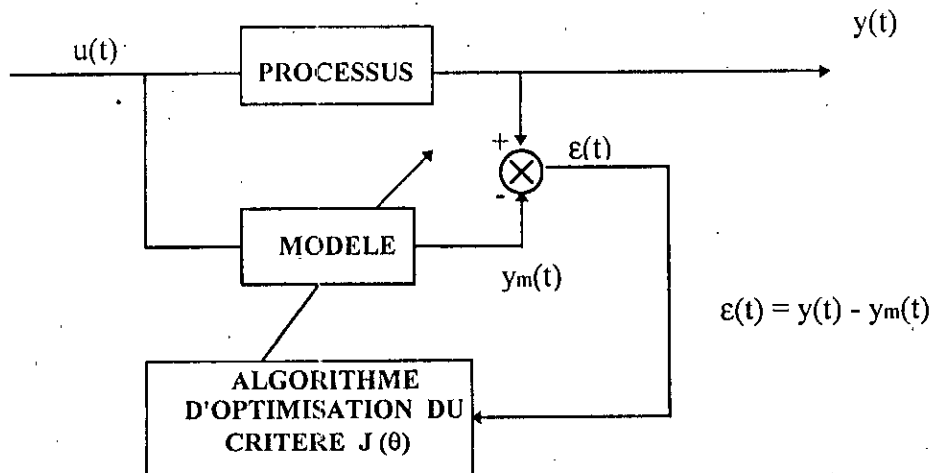


Figure I.2 : Schéma de principe de la méthode du modèle

L'avantage de cette méthode est qu'elle est générale. Elle s'applique à tous les systèmes quelque soit la nature des signaux d'entrée (elle ne nécessite pas d'hypothèses particulières sur le modèle à identifier) [2], [4], [13].

Soient y_i les différentes mesures effectuées et $y(t)$ une combinaison linéaire de ces mesures pondérées par des paramètres (a_i) que nous cherchons à déterminer:

$$y(t) = a_1 y_1(t) + a_2 y_2(t) + \dots + a_p y_p(t) \tag{I.1}$$

posons :

$$\underline{H} = [y_1, y_2, \dots, y_p]^T$$

$$\underline{\theta} = [a_1, a_2, \dots, a_p]^T$$

où \underline{H} et $\underline{\theta}$ sont des vecteurs représentant respectivement les mesures et les paramètres à déterminer .

Ainsi la relation (I.1) peut alors s'écrire : $y(t) = \underline{H}^T \cdot \underline{\theta}$ (I.2)

Il est à noter que dans la relation (I.2) la quantité $y(t)$ n'est pas entachée de bruit .

Dans le cas général où $y(t)$ est bruitée la relation (I.2) s'écrira sous la forme :

$$y(t) = \underline{H}^T \cdot \underline{\theta} + b(t) \tag{I.3}$$

Si nous supposons que nos signaux sont échantillonnés à la période T . Les divers échantillons seront :

$$y(T) , y(2T) , \dots , y(kT) \quad k = 1 , \dots , N$$

I.2.1. détermination des paramètres

Supposons qu'on effectue $N+1$ mesures ou observations, on peut écrire alors :

$$\begin{cases} Y(k) = \underline{H}^T(k) \cdot \underline{\theta} + b(k) \\ Y(k-1) = \underline{H}^T(k-1) \cdot \underline{\theta} + b(k-1) \\ \vdots \\ Y(k-N) = \underline{H}^T(k-N) \cdot \underline{\theta} + b(k-N) \end{cases} \tag{I.4}$$

Sous forme matricielle les équations (I.4) s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} Y(k) \\ Y(k-1) \\ \vdots \\ Y(k-N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{H}^T(k) \\ \underline{H}^T(k-1) \\ \vdots \\ \underline{H}^T(k-N) \end{bmatrix} \cdot \underline{\theta} + \begin{bmatrix} b(k) \\ b(k-1) \\ \vdots \\ b(k-N) \end{bmatrix} \tag{I.5}$$

Pour faciliter l'écriture posons :

$$\underline{Y}(k) = [Y(k) \ Y(k-1) \ \dots \ Y(k-N)]$$

$$\underline{b}(k) = [b(k) \ b(k-1) \ \dots \ b(k-N)]$$

$$H(k) = [\underline{H}^T(k) \ \underline{H}^T(k-1) \ \dots \ \underline{H}^T(k-N)]$$

Le système (I.5) peut alors s'écrire :

$$\underline{Y}(k) = H(k) \cdot \underline{\theta} + \underline{b}(k) \tag{I.6}$$

où $\underline{Y}(k)$, $\underline{\theta}$ et $\underline{b}(k)$ sont des vecteurs et $H(k)$ une matrice .

A partir de l'équation (I.6) on peut écrire que le vecteur de paramètres est :

$$\underline{\theta} = H^{-1}(k) \cdot \underline{Y}(k) - H^{-1}(k) \cdot \underline{b}(k) \quad (I.7)$$

Soit $\hat{\underline{\theta}}$ le vecteur des paramètres estimés et $\tilde{\underline{\theta}}$ l'erreur commise sur cette estimation :

$$\tilde{\underline{\theta}} = \underline{\theta} - \hat{\underline{\theta}} \quad (I.8)$$

L'erreur sur l'observation est : $\tilde{Y}(k) = Y(k) - \hat{Y}(k)$ (I.9)

Les différentes méthodes de détermination des paramètres consistent à minimiser un certain

critère d'optimalité $J(\underline{\theta})$. En général $J(\underline{\theta}) = \sum_{k=1}^N \epsilon_k^2$, où ϵ_k est l'erreur d'estimation à l'instant

k.

Ainsi, le problème consiste à trouver un minimum global du critère $J(\underline{\theta})$ fonction de plusieurs paramètres. C'est la formulation de ce critère qui définit la méthode de calcul à utiliser.

Actuellement, plusieurs méthodes de recherches d'optimums existent [1], [2], [4], [11], [12]:

- Les méthodes analytiques
- Les méthodes directes
- Les méthodes de programmation non linéaires du premier et du deuxième ordre .

Les méthodes analytiques supposent que l'on puisse calculer le gradient du critère et résoudre analytiquement $\nabla J(\underline{\theta}) = 0$, ceci est rarement possible en pratique .

Les méthodes directes telles que celle de Powel Rosenbrok [2], [11] ne nécessitent que le calcul de $J(\underline{\theta})$ à chaque pas. Elles sont généralement lentes et ne sont intéressantes que si $\nabla J(\underline{\theta})$ est facile à évaluer.

Les méthodes de programmation non linéaires du premier ordre telles que le gradient, gradient conjugué, etc ... Nécessitent à chaque pas l'évaluation de $J(\underline{\theta})$ et de $\nabla J(\underline{\theta})$ [2], [14].

Les méthodes du second ordre celles de Newton-Raphson, Marquardt, etc... demandent l'évaluation de $J(\underline{\theta})$, $\nabla J(\underline{\theta})$, $\nabla^2 J(\underline{\theta})$ à chaque pas [2], [3], [12].

1.3. IDENTIFICATION EN LIGNE ET/OU EN TEMPS REEL

Si on fait évoluer le vecteur des paramètres au fur et à mesure de l'apparition des informations obtenues à partir des mesures d'entrée-sorties, on fait appel alors à des méthodes d'identification en temps réel qui constituent un domaine encore en pleine évolution. En effet, dans plusieurs applications industrielles, il est grandement souhaité d'obtenir les résultats de l'

identification de manière récursive en même temps que le processus développe les données en vue des réglages des valeurs pour le contrôle en temps réel [2], [4], [12], [13].

Dans ce cadre diverses méthodes d'identification classiques peuvent être converties en techniques d'identification en temps réel en montrant que l'estimée satisfasse à une équation récursive.

Afin de montrer le caractère variable de ces composantes, appelons $\theta(k)$ le vecteur des paramètres comme suit : $\theta(k) = [a_1(k) \ a_2(k) \ \dots \ a_p(k)]^T$ (I.10)

La forme générale recouvrant tous les algorithmes récursifs est :

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + G(k+1) \cdot e(k+1) \quad (I.11)$$

où les expressions de $G(k+1)$ et $e(k+1)$ dépendent du type d'algorithme choisi et expriment respectivement le gain et l'erreur de mise à jour de l'algorithme. Parmi les techniques d'identification qui permettent ce type d'approche, les plus utilisées sont :

- les méthodes des moindres carrés récursives avec facteur d'oubli ou à fenêtre glissante [4]
- les méthodes des moindres carrés récursives avec filtrage de Kalman étendu.
- approche par les techniques adaptatives (contrôle adaptatif)
- algorithmes à trace constante ou bornée, etc...

I.4. METHODE DE NEWTON-RAPHSON [2],[7],[14].

I.4.1. Principe de la méthode

Il est souvent nécessaire d'approximer un ensemble de données par une fonction :

$$\underline{y} = f(t_i, a_1, a_2, a_3, \dots, a_j) \quad \begin{matrix} i = 1, 2, \dots, n \\ j = 1, 2, \dots, m \end{matrix} \quad (I.12)$$

où les paramètres $[a_1, a_2, a_3, \dots, a_j]$ apparaissent sous forme non linéaire

La démarche de résolution par les diverses méthodes de calculs disponibles est parallèle à celle employée pour les modèles linéaires, mais le système d'équation algébrique obtenu est non linéaire et sa résolution est relativement plus difficile .

La méthode de Newton-Raphson (entre autres) consiste à linéariser (ponctuellement) le problème d'approximation non linéaire autour de l'estimée θ pour se ramener à la résolution d'un problème d'approximation linéaire.

Sous forme matricielle l'équation (I.12) peut s'écrire :

$$\underline{y} = f(t, \theta) \tag{I.13}$$

Le principe consiste à déterminer le vecteur $\hat{\theta}$ minimisant :

$$z = \epsilon^T \cdot w \cdot \epsilon \tag{I.14}$$

$$\text{avec } \epsilon = y - \underline{y} = y - f(t, \theta) \tag{I.15}$$

où les équations (I.13) et (I.14) forment un système de n équations non linéaires à n+m inconnues (ϵ, θ).

$$\text{On forme la fonction scalaire : } z = [y - f(t, \theta)]^T \cdot w \cdot [y - f(t, \theta)] \tag{I.16}$$

parmi les diverses méthodes d'optimisation qui existent nous présentons celle de Newton-Raphson .

1.4.2. Algorithme de Newton-Raphson

Si l'on veut résoudre le système de m équations non linéaires à m inconnues $G(\theta) = 0$,

l'algorithme de Newton-Raphson s'écrit :

$$\theta^{(k)} = \theta^{(k-1)} + R^{(k)} \tag{I.17}$$

où la direction de descente $R^{(k)}$ est donnée par :

$$R^{(k)} = \nabla G(\theta^{(k-1)})^{-1} \cdot G(\theta^{(k-1)}) \tag{I.18}$$

donc cette direction $R^{(k)}$ est solution du système linéaire :

$$\nabla G(\theta^{(k-1)}) \cdot R^{(k)} = G(\theta^{(k-1)}) \tag{I.19}$$

$$\text{où : } \nabla G(\theta^{(k)}) = \{ \nabla G_{ij} \}_{0 = \theta^{(k)}} = \left\{ \frac{\partial G_i(\theta)}{\partial \theta_j} \right\}_{0 = \theta^{(k)}} \tag{I.20}$$

Sachant que nous avons à minimiser $z = \epsilon^T \cdot w \cdot \epsilon$, alors au point $\hat{\theta}$ minimisant z , on a :

$$\nabla z = 2 \nabla \epsilon^T \cdot w \cdot \epsilon = 0 \tag{I.21}$$

$$\text{or } \nabla \epsilon = -\nabla f \tag{I.22}$$

donc la condition du premier ordre ($\nabla z = 0$) s'énonce :

$$\nabla f^T w (f - y) = 0 \quad \text{où } f = f(t, \theta) \tag{I.23}$$

il s'agit d'un système de m équations non linéaires des m paramètres inconnus (a_1, a_2, \dots, a_m)

si l'on note : $G = \nabla f^T w (f - y)$, alors on peut appliquer l'algorithme de Newton énoncé ci-dessus, et la direction de descente $R^{(k)}$ à l'itération (k) est solution de :

$$[\nabla^2 f^T w(f - y) + \nabla f^T w \nabla f].R = -\nabla f^T w(f - y) \quad (I.24)$$

où $\nabla^2 f$ représente le Hessian de la matrice telle que [2], [14].

$$\nabla^2 f_{ij} = \left\{ \frac{\partial^2 f}{\partial \theta_i \partial \theta_j} \right\}$$

Par conséquent, l'algorithme de Newton-Raphson peut être résumé par les étapes suivantes:

1- Initialisation : choix d'un estimé $\theta^{(0)}$ de θ .

2- Descente dans la direction $R^{(k)}$ solution de :

$$[\nabla^2 f^T w(f - y) + \nabla f^T w \nabla f].R = -\nabla f^T w(f - y)$$

3- Calcul de $\theta^{(k)} = \theta^{(k-1)} + R^{(k)}$

$$\epsilon^{(k)} = y - f(t, \theta^{(k)})$$

$$z^{(k)} = [\epsilon^{(k)}]^T \cdot w \cdot [\epsilon^{(k)}]$$

4- Si $|z^{(k)} - z^{(k-1)}| / |z^{(k)}| < \epsilon$; arrêter

avec $k = 1, 2, \dots, k_{\max}$

Il est à noter que la méthode de Newton-Raphson est de convergence quadratique, elle est donc plus rapide que la méthode du gradient par exemple qui est de convergence linéaire. Toutefois, la méthode de Newton-Raphson nécessite un estimé initial $\theta^{(0)}$ très proche de la solution, alors que la méthode du gradient se contente généralement d'un estimé moins précis [2], [13], [15].

I.5. CHOIX DES SIGNAUX D'EXCITATION DES SYSTEMES

Il est évident que certaines entrées sont meilleures que d'autres du point de vue de leurs pouvoirs d'excitation. De ce fait on a tout intérêt à exciter le système par un signal riche en fréquences pour pouvoir exciter tous les modes du système de sorte que l'identification soit la meilleure possible.

Habituellement, les milieux industriels utilisent la rampe ou l'échelon comme signal d'entrée, cependant le développement actuel de la commande numérique incite de plus en plus à l'utilisation de signaux beaucoup plus riches en fréquences tels que : les séquences binaires pseudo-aléatoires (SPBA) ou les séquences ternaires pseudo-aléatoires (STPA), faciles à mettre en oeuvre sur ordinateur. Mais c'est à l'expérimentateur de décider de solliciter le système avec le type de signal adéquat permettant d'exciter le système dans la bande de fréquence désirée [4], [7].

I.6. CHOIX DE LA FREQUENCE D'ECHANTILLONNAGE :

Lors de l'acquisition d'un signal continu à travers une carte d'acquisition de données, le signal analytique réel $f(t)$ est transformé en une suite de nombres contenant l'information utile sur $f(t)$ à des instants de temps appelés période d'échantillonnage. De ce fait, le choix de la fréquence d'échantillonnage est un facteur très important pour obtenir un signal représentatif. En effet, deux problèmes importants se posent pour le choix de la période .

- Si la période d'échantillonnage est trop importante il y a perte d'informations et le signal recueilli se trouve déformé .
- Parallèlement, si la période d'échantillonnage est trop faible, il y a redondance d'informations, ainsi dans le programme de calcul, on aura à traiter des matrices d'ordre élevé qui demandent des capacités mémoires très grandes au calculateur. Il est donc nécessaire d'échantillonner par un critère adéquat (le théorème de Shannon.) [4].

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons exposé les quelques problèmes rencontrés en identification des systèmes ainsi que certaines techniques d'identification.

Quelle que soit la méthode utilisée le but recherché par l'identification est de trouver les paramètres du modèle à partir de signaux d'entrées-sorties en vue d'établir des commandes qui répondent aux besoins demandés, selon des critères préétablis.

Les méthodes utilisées dans l'identification paramétrique d'un modèle du procédé est comme nous venons de le voir relativement simple à comprendre, cependant, le problème réside dans la mise en oeuvre et donc de la programmation de ces diverses. En effet, les méthodes diffèrent entre elles par le modèle sur lequel elles sont appliquées, le type de mesures effectuées sur le procédé et par le critère d'évaluation de l'erreur entre le comportement du système et celui du modèle.

Une identification nécessite de nombreux essais et la confrontation des résultats fournis par plusieurs méthodes d'identification permet d'avoir une meilleure représentation du système. Il est à noter que lors de l'identification, le modèle et le système doivent répondre de façon identique dans des conditions aussi variées que possible. Le modèle doit donc être fidèle et précis, d'où la nécessité de choisir le modèle adéquat et la méthode d'identification la plus efficace pour chaque type de problème.

CHAPITRE II

MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE DANS LE REFERENTIEL DE PARK

INTRODUCTION

La modélisation des machines synchrones constitue un problème particulièrement délicat. Dans l'industrie, les machines synchrones sont alimentées par des convertisseurs statiques ou par le réseau infini et les alternateurs de grande puissance sont entraînés par des turbines.

Ainsi, la machine synchrone est généralement représentée par un système multivariables non linéaire dont les paramètres varient suivant le point de fonctionnement. De ce fait, dans le modèle physique de la machine subsistent toujours des imprécisions au niveau des paramètres utilisés. La recherche d'une meilleure approche du modèle physique de la machine (donc une meilleure connaissance de sa structure physique) constitue actuellement un problème qui connaît un important regain d'intérêt justifié par la nécessité d'adapter le modèle suivant la puissance de la machine [4], [7]-[10].

La modélisation des machines synchrones consiste à chercher et à adapter des modèles suffisamment simples pour mener à des solutions analytiques et ne pas conduire à des temps de calculs prohibitifs, et en même temps donner une représentation correcte de la machine pour le fonctionnement envisagé.

L'étude d'un système dynamique nécessite un modèle mathématique adéquat au problème étudié afin de faciliter les calculs et l'analyse. Il est donc déconseillé d'utiliser un seul modèle pour tous les types de problèmes posés [10], [16], [17].

Dans ce chapitre nous donnerons en premier lieu un bref aperçu sur la théorie des deux axes (Park), puis nous présenterons les modèles classiques et les modèles élargis des machines synchrones décrivant les divers régimes de fonctionnement.

II.1 THEORIE DES DEUX AXES DE PARK

Pour décrire le comportement des machines synchrones à partir des entrées-sorties électriques (courants et tensions) et mécaniques (couple et vitesse), on utilise des modèles dit globaux ou de Kirchhoff, qui sont basés sur les lois des circuits électriques. Les équations différentielles, qui régissent le fonctionnement d'une machine synchrone triphasée, sont caractérisées par des

qui régissent le fonctionnement d'une machine synchrone triphasée, sont caractérisées par des coefficients qui dépendent du temps, d'où la difficulté de leurs résolution. Pour la machine synchrone, la seule transformation qui peut éliminer le problème de dépendance du temps dans la matrice inductance, est celle représentée par le référentiel tournant avec le rotor

Actuellement, il y a un accord quasi-général pour utiliser comme modèle de Kirchhoff de la machine synchrone, le modèle de Park (ou des deux axes) qui est une généralisation aux phénomènes transitoires de la méthode de Blondel appliquée aux machines à pôles saillants en régime établi .

Les détails de l'élaboration du modèle de Park ont été traités dans de nombreux ouvrages d'électrotechnique [8], [18]-[20]. Aussi nous nous limitons à en donner les approximations essentielles.

Le modèle de Park est par essence de caractère linéaire, cependant, en pratique la saturation des machines peut affecter de manière importante leurs comportement et il est nécessaire de composer avec cette réalité. Dans le modèle de Park la représentation des effets des amortisseurs est réalisée par un nombre réduit de circuits stationnaires à constantes localisées sur des court-circuits et placés dans les deux axes direct et quadrature du modèle. Cette représentation des effets d'amortissement reste un problème délicat qui peut, dans certaines conditions, être responsable de différences notables entre les résultats expérimentaux et ceux obtenus par simulation [21], [23].

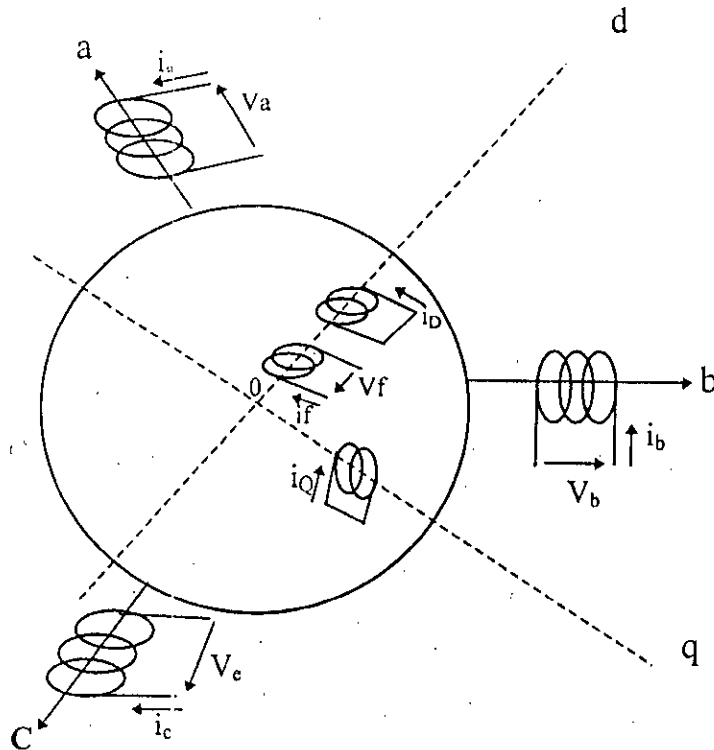
II.2. MODELE DE BASE DE LA MACHINE SYNCHRONE

II.2.1. Définitions et hypothèses simplificatrices

Le modèle de base consiste à considérer une machine synchrone à pôles saillants ayant une paire de pôles au rotor et un enroulement statorique triphasé. L'enroulement inducteur se trouve sur le rotor de la machine selon l'axe de la saillance, appelé axe direct ou axe longitudinal de la machine (ou encore axe polaire).

La présence de grille ou de cage d'amortisseurs au rotor, ou encore l'éventuel effet amortisseur du fer, sont modélisés par deux circuits amortisseurs équivalents: l'un situé sur l'axe polaire et l'autre sur l'axe interpolaire [13] -[22].

La figure(II.1) représente le schéma classique de la machine considérée.



figure(II.1) : Représentation schématique de la machine synchrone

Cette machine obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes :

- La machine fonctionne dans un régime non saturé;
- Les lignes d'induction dans l'entrefer sont radiales;
- Les pertes fer sont négligeables
- la répartition spatiale de la force magnétomotrice est sinusoïdale, ce qui permet de prendre en considération seulement le premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice, créée par chaque phase de l'induit.

Enfin, on considère que les trois phases sont équilibrées et que la machine possède une symétrie cylindrique.

Dans ces conditions les équations de la machine s'écrivent :

$$U_j = R_j i_j + \frac{d}{dt} \phi_j \quad j \in (a,b,c,f) \quad (II.1)$$

où R_j et ϕ_j sont les résistances et les flux totalisés des bobines avec:

$$\begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \\ \phi_f \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} & M_{af} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} & M_{bf} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} & M_{cf} \\ M_{fa} & M_{fb} & M_{fc} & L_{ff} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{pmatrix} \quad (II.2)$$

Dans cette matrice symétrique ($M_{ij} = M_{ji}$), les inductances à l'exception de l'inductance propre L_{ff} sont des fonctions périodiques de l'angle électrique θ .

La complexité des équations électriques qui résultent de l'élimination des flux totalisés entre les relations (II.1) et (II.2) peut être considérablement réduite par un changement de variables: courants, tensions et flux de l'armature : C'est la transformée de Park, celle-ci permet de rendre indépendante de θ les expressions des inductances dans les relations liant les flux transformés aux courants transformés.

Par la transformation de Park [21] on aboutit dans chaque axe à un réseau tel que représenté à la figure(II.2).

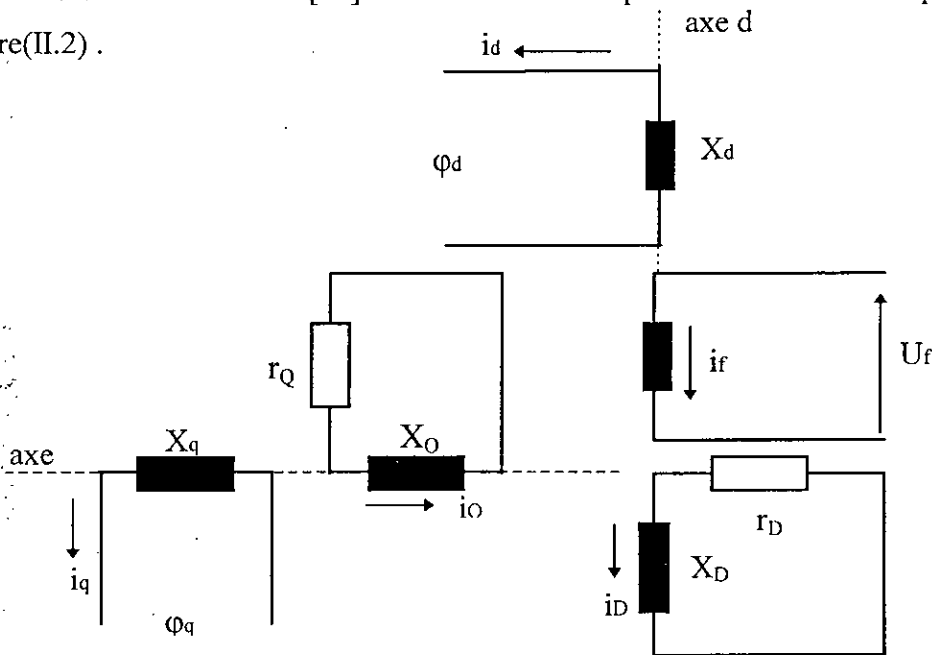


Figure II.2: Représentation de la machine synchrone pour une paire de pôles selon la théorie de Park

II.2.2 Schémas équivalents de la machine synchrone

Pour le modèle de base de la machine synchrone, les schémas équivalents selon l'axe longitudinal et selon l'axe transversal sont représentés sur la figure(II.3).

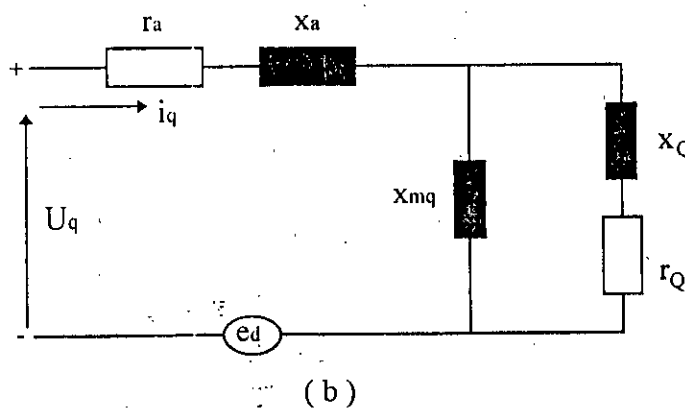
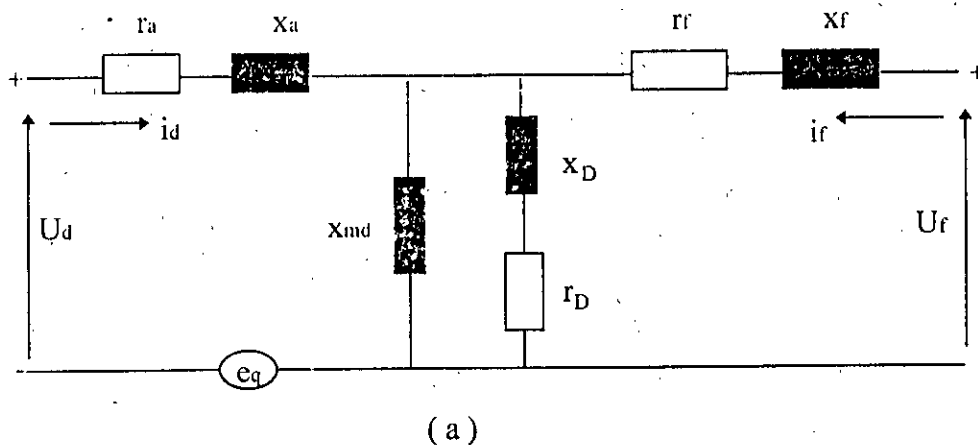


Figure II.3 : Circuits équivalents du modèle simplifié de la machine synchrone.

- a) - axe direct
- b) - axe quadrature

II.2.3. Mise en équations de la machine synchrone

En utilisant la transformée de Laplace, les équations de la machine deviennent:

Equations des tensions :

$$\begin{cases} U_d(p) = r_a i_d(p) + p\phi_d(p) + \omega_r \phi_q(p) \\ U_q(p) = r_a i_q(p) + p\phi_q(p) - \omega_r \phi_d(p) \\ U_f(p) = r_f i_f(p) + p\phi_f(p) \\ 0 = r_D i_D(p) + p\phi_D(p) \\ 0 = r_Q i_Q(p) + p\phi_Q(p) \end{cases} \quad (II.3)$$

En éliminant $\phi_f, i_f, \phi_D, i_D, \phi_Q, i_Q$ on aboutit aux équations de fonctionnement suivantes :

$$\begin{cases} U_d(p) = r_a i_d(p) + p\phi_d(p) + \omega_r \phi_q(p) \\ U_q(p) = r_a i_q(p) + p\phi_q(p) - \omega_r \phi_d(p) \\ \phi_d(p) = X_d(p) i_d(p) + G(p) V_f(p) \\ \phi_q(p) = X_q(p) i_q(p) \end{cases} \quad (II.4)$$

Cette forme d'écriture des équations de la machine a l'avantage d'être indépendante du nombre d'enroulements amortisseurs équivalents considérés sur chaque axe .

En fait, c'est l'ordre des fonctions $X_d(p)$, $X_q(p)$ et $G(p)$ qui dépendent du nombre d'amortisseurs. Dans le cas où l'on suppose qu'il n'existe qu'un seul amortisseur sur chaque axe, $X_d(p)$, $X_q(p)$ et $G(p)$ auraient pour expressions respectives

$$\begin{aligned} X_d(p) &= X_d \frac{(1 + pT_d')(1 + pT_d'')}{(1 + pT_{d0}')(1 + pT_{d0}'')} \\ X_q(p) &= X_q \frac{(1 + pT_q')(1 + pT_q'')}{(1 + pT_{q0}')(1 + pT_{q0}'')} \\ G(p) &= \frac{x_{md}}{\omega_o r_f} \frac{(1 + pT_{D1})}{(1 + pT_{D0}')(1 + pT_{D0}'')} \end{aligned} \quad (II.5)$$

où :

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

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

$G(p)$: Rapport de la transformée de Laplace du flux de fuites d'axe direct sur la transformée de Laplace de la tension d'excitation avec enroulement statorique à circuit ouvert.

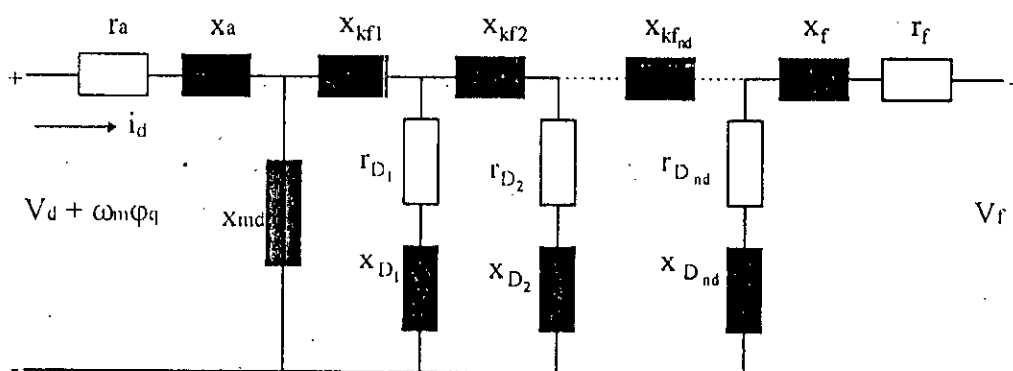
D'après les schémas équivalents et les équations de fonctionnement de la machine, on remarque que pour identifier notre machine il est nécessaire de trouver les valeurs de tous les paramètres intervenant dans chaque équation, ainsi selon l'axe direct il est nécessaire de déterminer $X_d(p)$ et $G(p)$, par contre la détermination de $X_q(p)$ suffit pour caractériser complètement l'axe transversal.

II.3. NECESSITE D'ELARGISSEMENT

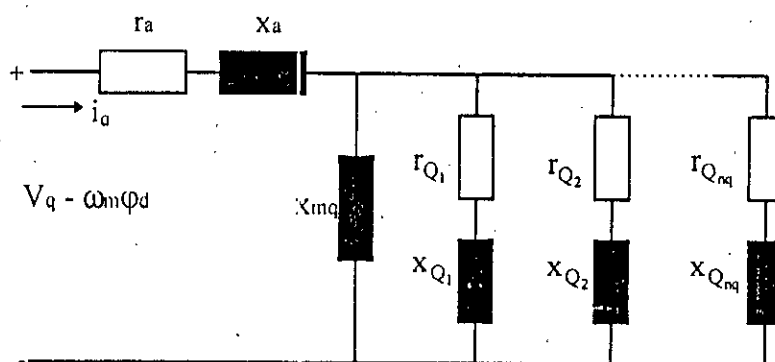
Des comparaisons effectuées jusqu'ici entre les mesures et les calculs d'après le modèle de base révèlent de grands écarts dans certains cas (surtout pour les machines de grandes puissances). Le problème de représentation de la machine synchrone, en particulier du rotor, a souvent fait l'objet de nombreux travaux de recherche [16], [17], [22]-[28] .

En effet, le modèle simplifié qui comporte un enroulement amortisseur sur chaque axe (d, q) et un enroulement inducteur sur l'axe (d), permet d'accéder avec une bonne précision aux composantes statoriques. Toutefois, ce modèle de base est insuffisant pour la représentation des composantes rotoriques, en particulier lorsque la machine comporte un rotor massif (dans ce cas, l'effet de peau, les couples de démarrage et de freinage sont mal représentés) [16] .

Pour toutes ces raisons, nous considérons dans ce qui suit un modèle de la machine synchrone avec (n_d, n_q) circuits rotoriques sur les deux axes. Les schémas équivalents selon les deux axes seraient alors les suivants (figure (II.4)).



(a)



(b)

Figure II.4 : Circuits équivalents de la machine synchrone à n_d, n_q circuits rotoriques.
a) selon l'axe direct
b) // // l'axe quadrature

Ainsi pour le modèle à n_d, n_q circuits rotoriques couplés magnétiquement, les fonctions $G(p)$, $X_d(p)$ et $X_q(p)$ sont définies par :

$$\begin{aligned}
 X_d(p) &= X_d \frac{(1 + pT'_d)(1 + pT''_d) \cdots (1 + pT''_d)^n}{(1 + pT'_{d0})(1 + pT''_{d0}) \cdots (1 + pT''_{d0})^n} \\
 X_q(p) &= X_q \frac{(1 + pT'_q)(1 + pT''_q) \cdots (1 + pT''_q)^n}{(1 + pT'_{q0})(1 + pT''_{q0}) \cdots (1 + pT''_{q0})^n} \\
 G(p) &= \frac{X_{md}}{\omega_0 r_f} \frac{(1 + pT_{D1})(1 + pT_{D2}) \cdots (1 + pT_{D(n-1)})}{(1 + pT'_{d0})(1 + pT''_{d0}) \cdots (1 + pT''_{d0})^n}
 \end{aligned} \tag{II.6}$$

Si les résistances statoriques sont non nulles, les impédances peuvent être exprimées par:

$$Z_d(p) = \left[\frac{U_d(p)}{i_d(p)} \right]_{v_f=0} \tag{II.7}$$

$$Z_q(p) = \left[\frac{U_q(p)}{i_q(p)} \right]_{v_f=0}$$

II.3.1 Equations de la machine synchrone pour le modèle élargi

En considérant le schéma équivalent à n_d, n_q circuits rotoriques, les équations régissant la machine sont :

II.3.1.1/ Equations des tensions

$$\begin{aligned} V_d &= r_s i_d + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\phi_d}{dt} + \omega_m \phi_q \\ V_q &= r_s i_q + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\phi_q}{dt} - \omega_m \phi_d \\ V_f &= r_f i_f + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\phi_f}{dt} \\ 0 &= r_{D_i} i_{D_i} + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\phi_{D_i}}{dt} \quad i = 1, 2, \dots, n_d \\ 0 &= r_{Q_j} i_{Q_j} + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\phi_{Q_j}}{dt} \quad j = 1, 2, \dots, n_q \end{aligned} \tag{II.8}$$

II.3.1.2/ Equations des flux :

a)-selon l'axe direct (d) :

$$\left\{ \begin{aligned} \phi_d &= X_{dd} i_d + X_{df} i_f + X_{dD_1} i_{D_1} + \dots + X_{dD_{n_d}} i_{D_{n_d}} \\ \phi_f &= X_{fd} i_d + X_{ff} i_f + X_{fD_1} i_{D_1} + \dots + X_{fD_{n_d}} i_{D_{n_d}} \\ \phi_{D_1} &= X_{D_1d} i_d + X_{D_1f} i_f + X_{D_1D_1} i_{D_1} + \dots + X_{D_1D_{n_d}} i_{D_{n_d}} \\ &\vdots \\ \phi_{D_{n_d}} &= X_{D_{n_d}d} i_d + X_{D_{n_d}f} i_f + X_{D_{n_d}D_1} i_{D_1} + \dots + X_{D_{n_d}D_{n_d}} i_{D_{n_d}} \end{aligned} \right. \tag{II.9}$$

b)-selon l'axe quadrature (q) :

$$\begin{cases} \varphi_q = X_{qq} i_q + X_{qQ_1} i_{Q_1} + \dots + X_{qQ_m} i_{Q_m} \\ \varphi_{Q_1} = X_{Q_1q} i_q + X_{Q_1Q_1} i_{Q_1} + \dots + X_{Q_1Q_m} i_{Q_m} \\ \vdots \\ \varphi_{Q_m} = X_{Q_mq} i_q + X_{Q_mQ_1} i_{Q_1} + \dots + X_{Q_mQ_m} i_{Q_m} \end{cases} \quad (II.10)$$

Sous forme matricielle les équations des flux s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_f \\ \varphi_{D_1} \\ \vdots \\ \varphi_{D_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{dd} & X_{df} & X_{dD_1} & \dots & X_{dD_m} \\ X_{fd} & X_{ff} & X_{fD_1} & \dots & X_{fD_m} \\ X_{D_1d} & X_{D_1f} & X_{D_1D_1} & \dots & X_{D_1D_m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{D_md} & X_{D_mf} & X_{D_mD_1} & \dots & X_{D_mD_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_{D_1} \\ \vdots \\ i_{D_m} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_q \\ \varphi_{Q_1} \\ \varphi_{Q_2} \\ \vdots \\ \varphi_{Q_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{qq} & X_{qQ_1} & X_{qQ_2} & \dots & X_{qQ_m} \\ X_{Q_1q} & X_{Q_1Q_1} & X_{Q_1Q_2} & \dots & X_{Q_1Q_m} \\ X_{Q_2q} & X_{Q_2Q_1} & X_{Q_2Q_2} & \dots & X_{Q_2Q_m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{Q_mq} & X_{Q_mQ_1} & X_{Q_mQ_2} & \dots & X_{Q_mQ_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_{Q_1} \\ i_{Q_2} \\ \vdots \\ i_{Q_m} \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

Ainsi les vecteurs tension et courant prennent les formes matricielles suivantes :

$$\begin{aligned} V &= [V_d, V_f, 0, \dots, 0, V_q, 0, \dots, 0]^T \\ i &= [i_d, i_f, i_{D_1}, \dots, i_{D_m}, i_q, i_{Q_1}, \dots, i_{Q_m}]^T \end{aligned} \quad (II.13)$$

Les équations de tensions peuvent s'écrire sous la forme :

$$[V] = [R + \omega_n G] \cdot [i] + \frac{1}{\omega_n} \left[X \frac{di}{dt} \right] \quad (II.14)$$

où $R = \text{diag}[r_a, r_f, r_{D_1}, \dots, r_{D_m}, r_a, r_{Q_1}, \dots, r_{Q_m}]$ (II.15)

$$G = \begin{bmatrix} 0 & \dots & \dots & G_q \\ \vdots & & & \\ 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & & & \\ G_d & & & \\ \vdots & & & \\ 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} X_d & \dots & \dots & 0 \\ 0 & & & \\ \vdots & & & \\ 0 & \dots & \dots & X_q \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

avec :

$$G_d = [X_{dd}, X_{df}, X_{dD_1}, \dots, X_{dD_{nd}}] \tag{II.17}$$

$$G_q = [X_{qq}, X_{qf}, X_{qQ_1}, \dots, X_{qQ_{nq}}]$$

$$X_d = \begin{bmatrix} X_{dd} & X_{df} & X_{dD_1} & \dots & X_{dD_{nd}} \\ X_{fd} & X_{ff} & \dots & \dots & X_{fD_{nd}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ X_{D_1d} & \dots & \dots & \dots & X_{D_{nd}d} \end{bmatrix} \quad X_q = \begin{bmatrix} X_{qq} & X_{qQ_1} & \dots & X_{qQ_{nq}} \\ X_{Q_1q} & X_{Q_1Q_1} & \dots & X_{Q_1Q_{nq}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ X_{Q_{nq}q} & \dots & \dots & X_{Q_{nq}Q_{nq}} \end{bmatrix} \tag{II.18}$$

-Actuellement, les machines synchrones sont souvent représentées dans leur conception par deux circuits rotoriques, ce nombre n'est ramené à trois ou quatre que très rarement (quatre par axe pour les turboalternateurs et trois par axe pour les machines de centrales hydrauliques) [29].

-Les fonctions $X_d(p)$ et $X_q(p)$ peuvent être complètement décrites si l'on connaît outre les réactances synchrones, les constantes de temps de court-circuit et à vide. C'est pourquoi on appelle ces grandeurs "paramètres ou grandeurs caractéristiques de la machine".

**II.4. REPRESENTATIONS STRUCTURALES UTILISEES EN MODELISATION
ET IDENTIFICATION**

Considérons la matrice (tableau II.1), qui peut être convenablement choisie pour décrire les modèles classés du 1^{er} ordre au 3^{eme} ordre en termes de racines d'équation caractéristiques qui décrivent leur performance transitoire. Dans cette matrice complète, il y a 12 possibilités de combinaisons de représentation d'axes direct et quadrature, ajoutées à une représentation du modèle d'axe direct " flux couplé constant". Le plus complexe d'entre eux est le modèle 3x3 ayant un enroulement d'excitation, deux circuits amortisseurs selon l'axe direct et trois circuits amortisseurs selon l'axe quadrature.

Il y a certainement d'autres représentations de modèles (combinaisons suivant les deux axes d-q) qui ne sont pas représentées dans le tableau II.1

Basé sur les expérimentations des auteurs [5], [9], [29], [30] nous constatons qu'il ya sept (07) structures de modèles qui peuvent être utilisées dans les simulations de la stabilité des systèmes de grande dimensions (machine synchrone à pôles saillants de grande puissance et turboalternateurs).

Six (06) d'entres eux sont représentés dans ce tableau et le septième est un modèle à flux couplé constant.

Diverses possibilités existent théoriquement, pour représenter la machine selon l'axe direct, quant à la représentation des modèles les plus complexes, afin de considérer deux réactances de fuites différentielles . Ces réactances représentent les flux qui couplent l'enroulement d'excitation et les enroulements amortisseurs. Ces structures sont montrées à la figure II.1 pour les modèles 3x3. Cependant il est difficile de tenir compte de ces réactances dans les études de stabilité.

En pratique, il est souvent approprié de considérer une seule réactance de fuite différentielle dans chacun des modèles dans la représentation sur l'axe direct.

II.4.1 Définition des modèles de machines synchrones en tenant compte du degré de leur complexité [25]

axe q \ axe d	aucun enroulement amortisseur	un enroulement amortisseur	deux enroulements amortisseurs	trois enroulements amortisseurs
flux couplé constant	modèle 0x0	—	—	—
enroulement d'excitation	<p>Modèle 1x0</p>	<p>Modèle 1x1</p>	1x2	1x3
enroulement d'excitation + 1 circuit amortisseur	2x0	<p>Modèle 2x1</p>	<p>Modèle 2x2</p>	2x3
enroulement d'excitation + 2 circuits amortisseurs	3x0	3x1	<p>Modèle 3x2</p>	<p>Modèle 3x3</p>

Tableau II.1: Différents types de modèles à exploiter

II.4.2. Obtention des données à partir des paramètres qui peuvent être déduits des modèles de représentation

La représentation la plus communément utilisée et reconnue est celle déduite de l'équation caractéristique de second ordre traduisant le modèle 2x2. Celle-ci montre que ce modèle explicite contient deux amortisseurs dans l'axe quadrature. La constante de temps transitoire de court-circuit selon l'axe quadrature est noté T_d' et celle subtransitoire T_d'' .

Dans l'analyse classique lorsque le modèle est de l'ordre 2x1, les auteurs [8], [20], [35] commettent une erreur dans la représentation en affirmant que la constante de temps transitoire d'axe interpolaire est T_q .

Ce qui est complètement faux du point de vue structure de la machine c'est à dire qu'il n'est pas possible de passer d'un régime subtransitoire à un régime permanent sans échelle de temps intermédiaire. D'où la nécessité d'élargissement du modèle.

Cependant, un certain nombre de problèmes surgissent lors de la recherche des paramètres de la machine synchrone par les tests, que nous verrons plus loin.

II.5. RELATIONS ENTRE LES DIFFERENTS PARAMETRES DE LA MACHINE SYNCHRONE

Les expressions des réactances réduites et des constantes de temps sont reliées les unes aux autres par diverses relations, elles peuvent s'exprimer par :

II.5.1 Réactances d'axe direct

$$X_d = x_a + x_{md} \quad (II.19)$$

$$X_d' = x_a + \frac{x_{md}(x_f + x_{kf})}{x_{md} + x_f + x_{kf}} \quad (II.20)$$

$$X_d'' = x_a + \frac{x_D \cdot x_f \cdot x_{md} + x_D \cdot x_{kf} \cdot x_{md} + x_{kf} \cdot x_f \cdot x_{md}}{x_{md} \cdot x_f + x_{md} \cdot x_D + x_D \cdot x_f + x_D \cdot x_{kf} + x_{kf} \cdot x_{md}} \quad (II.21)$$

II.5.2 Constantes de temps d'axe direct.**a)-constantes de temps en court-circuit.**

$$T_d' = \frac{1}{\omega_0 r_f} \left(x_f + x_{kf} + \frac{x_{md} \cdot x_a}{x_{md} + x_a} \right) \quad (II.22)$$

$$T_d'' = \frac{1}{\omega_0 r_D} \left(x_D + \frac{x_{md} \cdot x_{kf} \cdot x_f + x_{md} \cdot x_f \cdot x_a + x_{kf} \cdot x_f \cdot x_a}{x_f \cdot x_{md} + x_f \cdot x_a + x_{kf} \cdot x_{md} + x_{kf} \cdot x_a + x_{md} \cdot x_a} \right) \quad (II.23)$$

b)-constante de temps à circuit-ouvert.

$$T_{d0}' = \frac{1}{\omega_0 r_f} (x_{md} + x_f + x_{kf}) \quad (II.24)$$

$$T_{d0}'' = \frac{1}{\omega_0 r_D} \left(x_D + \frac{x_f (x_{md} \cdot x_{kf})}{x_f + x_{md} + x_{kf}} \right) \quad (II.25)$$

II.5.3. Réactances d'axe quadrature

$$X_q = x_{mq} + x_a \quad (II.26)$$

$$X_q'' = x_a + \frac{x_{mq} \cdot x_Q}{x_{mq} + x_Q} \quad (II.27)$$

II.5.4. Constantes de temps d'axe quadrature

Les constantes de temps en court-circuit et à circuit ouvert sont respectivement :

$$T_q'' = \frac{1}{\omega_0 r_Q} \left(x_Q + x_a + \frac{x_{mq} \cdot x_a}{x_{mq} + x_a} \right) \quad (II.28)$$

$$T_{q0}'' = \frac{1}{\omega_0 r_Q} (x_Q + x_{mq}) \quad (II.29)$$

de plus on a :

$$\begin{aligned}
 X'_d &= X_d \cdot \frac{T'_d}{T_{d_0}} \\
 X''_d &= X_d \cdot \frac{T'_d \cdot T''_d}{T_{d_0} \cdot T''_{d_0}} \\
 X''_q &= X_q \cdot \frac{T''_q}{T_{q_0}} \\
 X''_d &= X'_d \cdot \frac{T''_d}{T''_{d_0}} \\
 \frac{X''_d + X''_q}{2} &= \omega_n r_a T_a
 \end{aligned}
 \tag{II.30}$$

II.6. MISE EN EQUATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE LORS D'UN COURT-CIRCUIT TRIPHASE BRUSQUE A VIDE

La mise en court-circuit consiste à annuler brusquement les tensions aux bornes de l'induit.

On considère ce régime transitoire comme la superposition de deux régimes :

- Régime permanent antérieur;
- Régime transitoire né de l'application à l'induit de tensions d'une valeur égale et opposée à leurs valeurs antérieures.

Avant le court-circuit, le seul courant non nul est i_f , de plus on a :

$$V_d = 0, V_q = E\sqrt{3}, \text{ et } V_f = V_f$$

La mise en court-circuit correspond à l'application pour $t = 0$ de :

$$V_d = 0, V_q = -E\sqrt{3} \text{ et } V_f = 0$$

Ce qui donne bien en superposant au régime antérieur : $V_q = 0, V_d = 0$ et $V_f = V_f$

A partir de ces hypothèses divers auteurs, notamment B-Adkins et C.V-Jones montrent que :

$$i_d(t) = -E\sqrt{3} \left[\frac{1}{x_d} + \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} - \frac{1}{x_h''} \cos \omega t \cdot e^{-\frac{t}{T_h}} \right] \quad (II.31)$$

$$i_q(t) = -\frac{E\sqrt{3}}{x_q''} \sin \omega t \cdot e^{-\frac{t}{T_h}} \quad (II.32)$$

avec $\frac{1}{x_h''} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} + \frac{1}{x_q''} \right)$ et $T_h = \frac{x_h''}{\omega r_a}$

x_h'' représente la composante harmonique des deux réactances subtransitoires .

A partir des valeurs de $i_d(t)$ et $i_q(t)$ on tire les expressions temporelles des courants de phases $i_a(t)$, $i_b(t)$ et $i_c(t)$:

$$i_a(t) = -E_m \left[\frac{1}{x_d} + \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} \right] \cos(\omega t + \varphi) + E_m e^{-\frac{t}{T_h}} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} + \frac{1}{x_q''} \right) \cos \varphi + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q''} \right) \cos(2\omega t + \varphi) \right] \quad (II.33)$$

$i_b(t)$ et $i_c(t)$ se déduisent directement de l'expression du courant ci-dessus $i_a(t)$ et ceci en remplaçant uniquement φ par $\varphi - 2\pi/3$ et $\varphi - 4\pi/3$.

En observant l'expression du courant de court-circuit on remarque que ce dernier est la somme de cinq termes qu'on peut regrouper en trois composantes :

1°-La composante alternative fondamentale de pulsation ω qui est la somme :

- du terme permanent d'amplitude E_m/x_d ;

- du terme transitoire d'amplitude initiale $\left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d} \right) E_m$ amortie avec la constante de temps transitoire T_d' ;

- du terme subtransitoire d'amplitude initiale $\left(\frac{1}{X_d''} - \frac{1}{X_d'}\right) E_m$, amorti avec la constante de temps subtransitoire T''_d

2°/-La composante asymétrique de valeur initiale $E_m \cos\phi \left(\frac{\frac{1}{X_d''} + \frac{1}{X_q''}}{2}\right)$ amortie avec la constante de temps T_h

3°/La composante du second harmonique de pulsation 2ω d'amplitude initiale

$$E_m \cos\phi \left(\frac{\frac{1}{X_d''} - \frac{1}{X_q''}}{2}\right) \text{ amortie avec la constante de temps } T_a.$$

L'expression du courant inducteur i_f est donnée par :

$$i_f = i_{f_0} \left[1 + \frac{X_d - X_d'}{X_d'} \left(e^{-\frac{t}{T_d}} - \left(1 - \frac{T_f}{T_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} - \frac{T_f}{T_d'} e^{-\frac{t}{T_d}} \cos\omega t \right) \right] \quad (II.34)$$

De l'expression instantanée du courant d'excitation ci-dessus on remarque que i_f est composé de quatre termes qui représentent :

- Le courant d'excitation initial;
- Un courant apériodique qui s'amortie très-vite avec la constante de temps T''_d ;
- Un courant apériodique qui s'amortie assez lentement avec la constante de temps T'_d ;
- Un courant de pulsation ω s'amortissant rapidement avec la constante de temps en court-circuit de l'induit T_a .

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté les différents modèles de la machine synchrone. Le problème de représentation de la machine synchrone, en particulier du rotor, a souvent été traité, devenant ainsi l'objet de nombreuses recherches et de discussions. C'est ainsi que dans la littérature technique, on trouve une grande variété de modèles mathématiques. Entre ces modèles c'est surtout la complexité du rotor qui y diffère. L'extension de la théorie des deux axes de Park (modèle de base de la machine synchrone) à n_d , n_q circuits rotoriques en tenant compte des réactances de fuites, permet d'étudier les phénomènes dynamiques et les contraintes de couple s'exerçant sur la machine de façon plus précise. Cependant, pour des machines modélisées par plus de deux circuits 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. Une solution, de plus en plus utilisée à ce problème, est la décomposition du modèle de machine synchrone par approche multi-échelle de temps.

Le problème de détermination des paramètres des machines synchrones consiste à trouver les valeurs des résistances et inductances intervenant dans les différentes équations de fonctionnement, ou encore trouver l'expression des fonctions opérationnelles $X_d(p)$, $X_q(p)$ et $G(p)$.

Dans le chapitre suivant nous déterminons les différentes résistances, réactances et constantes de temps nécessaires à la modélisation, par les tests expérimentaux confirmés par les normes internationales de la C.E.I.

CHAPITRE III

*ESTIMATION DES PARAMETRES DE
LA MACHINE SYNCHROME PAR LES
METHODES CONFIRMES PAR LES
NORMES DE LA C.E.I*

INTRODUCTION

Le développement très rapide des techniques de commande des machines électriques a entraîné des exigences de plus en plus importantes quand à la finesse de la détermination des paramètres des machines notamment à courant alternatif.

En effet, plus on est exigeant au niveau des performances que l'on désire obtenir pour la commande de ces dernières, plus on est sensible aux erreurs de modélisation. C'est ainsi que l'accent est mis aujourd'hui sur l'identification paramétrique des machines électriques. Dans ce cadre de nombreuses méthodes sont proposées pour la détermination des paramètres des machines par expérimentation. L'analyse et l'interprétation des tests correspondants posent de nombreux problèmes. Ainsi, l'application de différentes méthodes d'identification peut conduire à des valeurs fortement variées pour certains paramètres [31]-[34]. De manière générale, le processus de détermination des paramètres (résistances et inductances des modèles), consiste à identifier des grandeurs par des mesures aux accès du système et d'en déduire les paramètres recherchés par des relations fonction de la topologie adoptée pour le modèle .

Dans ce chapitre nous présentons les résultats obtenus à partir des tests conventionnels confirmés par les normes de la Commission Electrotechnique Internationale (C.E.I) [35].

III.1 METHODES DE MESURE DES PARAMETRES

III.1.1 méthode basée sur les tests classiques de court-circuit

Le traitement, dans le cas des tests de court-circuit triphasé brusque à vide, permet d'aboutir au schéma équivalent d'axe direct qui représente correctement les interactions entre le stator et le rotor. Les courants de court-circuit transitoire et permanent usuellement tracés permettent de définir deux crêtes servant à l'identification des constantes de temps; l'une transitoire de court-circuit et l'autre subtransitoire. Cependant, des anomalies peuvent surgir dans le cas où la machine présente plus d'un amortisseur sur l'axe direct. S'il est facile de déterminer deux constantes de temps à partir de cet oscillogramme, la troisième ne l'est guère. D'autre part, le dépouillement reste sans réponse sur le circuit d'axe quadrature .

III.1.2. Méthodes de décroissance du courant et/ou de la tension

Différentes méthodes de décroissance de la tension ou du courant existent, la machine étant en rotation ou à l'arrêt. Elles reviennent à identifier un système supposé linéaire par une réponse de type indicelle et ont l'avantage de ne pas conduire à des efforts mécaniques importants. Des difficultés peuvent cependant surgir pour l'identification des constantes de temps des exponentielles de la réponse lorsque le nombre de circuits amortisseurs à prendre en considération dépasse un (01), car le tracé des tangentes aux courbes et le calcul des constantes de temps présente les mêmes problèmes que dans le cas du court-circuit triphasé brusque.

III.1.3 Méthode basée sur le calcul des impédances ou inductances opérationnelles

Les valeurs calculées des impédances opérationnelles peuvent être utilisées de la même manière que pour les données des tests de réponse en fréquence pour fournir les paramètres de la machine dans des structures de modèles variées. Cette procédure est basée sur l'analyse du champ magnétique par la méthode des éléments finis en tenant compte de la géométrie de la machine et des propriétés magnétiques du matériau utilisé. Les résultats de calculs obtenus par les constructeurs ont été validés par comparaison avec d'autres tests [31].

Cependant, ces procédures de calculs nécessitent des calculateurs très puissants contrairement à celles obtenues avec d'autres tests.

III.1.4 Méthodes de réponse en fréquence

Comme pour les essais de décroissance du courant, ces méthodes se divisent en méthodes dynamiques et méthodes statiques (à ne pas confondre avec l'identification statique en automatique).

- Par les méthodes utilisées pour une machine en mouvement, on applique des perturbations sinusoïdales de fréquence variable et d'amplitude quelconque [25]. Ces méthodes ont l'avantage de conduire à une étude de la machine dans sa situation réelle de fonctionnement. Cependant, diverses difficultés pratiques surgissent: difficultés de se ramener aux grandeurs de

Park à partir des grandeurs de phase et parfois, difficultés mécaniques, en raison des fréquences de vibration et de torsion propres de l'alternateur.

- Pour éviter les problèmes mécaniques et les problèmes de transformation dans les axes d et q, tout en gardant une souplesse quant aux niveaux des courants continu et alternatifs injectés, on étudie la réponse harmonique de la machine à l'arrêt en mesurant l'impédance entre deux phases statoriques à différentes fréquences.

A basse fréquence, l'impédance $Z_d(p)$ est constituée principalement de la résistance d'armature r_a et celle-ci masque en grande partie les effets de $L_d(p)$ sur $Z_d(p)$. Par conséquent, les paramètres de $L_d(p)$ qui se manifestent aux basses fréquences (inductance synchrone L_d et la constante de temps transitoire à circuit ouvert T'_{d0}) ne pourront être déterminées qu'avec une erreur grossière: $\lim_{p \rightarrow 0} Z_d(p) \cong L_d$

A haute fréquence, $Z_d(p)$ devient proportionnelle à la fréquence (réactance subtransitoire)

$$\lim_{p \rightarrow \infty} Z_d(p) \cong L_d \cdot \frac{T'_d \cdot T''_d}{T'_{d0} \cdot T''_{d0}} \cong L'_d$$

Cependant, hormis certaines difficultés mentionnées ci-dessus, cette méthode présente des avantages certains: le découplage des deux axes magnétiques, l'absence de contraintes mécaniques et la possibilité d'étudier la machine pour diverses conditions de fonctionnement, sans toutefois oublier de la saturation .

III.1.5 Méthode d'étude dans le domaine temporel

Dans le domaine temporel, nous voyons que pour une expression de la forme $\sum_{i=1}^n \beta_i e^{-\alpha_i t}$, où β_i et α_i sont les inconnues, il y a un problème de non linéarité assez difficile à résoudre .

Si un programme faisant intervenir une méthode non linéaire est utilisé, le succès de l'identification dépend alors d'un bon choix de l'estimée initiale. Cependant, une alternative souvent proposée pour trouver les paramètres de la machine, consiste à utiliser des polynômes rationnels dans une approche de domaine fréquentiel .

III.1.6 Paramètres importants et modèle de validation

Il est clair que dans un but de contrôle de la machine synchrone les paramètres les plus importants sont les réactances synchrones, transitoires et subtransitoires ainsi que les constantes de temps qui interviennent dans les divers régimes de fonctionnement. Cependant, on peut se poser la question suivante: Quel est l'ordre du modèle de la machine? Ou en d'autres termes quel est le modèle de validation à utiliser? En effet, ce problème est lié directement à la structure de la machine définie par le nombre d'enroulements amortisseurs dans les deux axes. La réponse à cette question n'est pas triviale et il n'existe aucune procédure standard permettant de définir cet ordre. Alors dans ce cas, on choisit le modèle le plus complet avec deux enroulements amortisseurs sur l'axe quadrature au risque de sous-estimer (en termes de valeurs) certains paramètres non prépondérants. En effet, le développement mathématique de l'expression des courants et des réactances, ainsi que les simulations effectuées par divers auteurs [9], [10], [22], [26] montrent clairement que la réactance transitoire lors d'une tension de choc n'a pas la même valeur que lors d'un courant de choc, la réactance subtransitoire resté par contre inchangée, si l'on simule le rotor avec deux circuits dans chaque axe. Mais si l'on introduit les grandeurs subtransitoires, les réactances transitoires et subtransitoires seront différentes pour des variations rapides de tension ou de courant.

Ainsi, on voit apparaître la difficulté de modélisation des machines synchrones qui, outre le problème de la mesure de leurs paramètres, est avant tout un problème de choix d'un modèle. Le désir de représenter les alternateurs synchrones par des modèles simples et linéaires est évidemment incompatible avec la complexité et l'aspect non-linéaire de ces machines, et l'art de modélisation devient rapidement un art du compromis entre la simplicité et l'exactitude.

C'est à travers ce recensement des méthodes, de leurs avantages et de leurs inconvénients que nous proposons d'estimer les paramètres de la machine synchrone et de comparer les résultats obtenus à partir des différentes méthodes.

III.2. TESTS CONVENTIONNELS CONFIRMES PAR LA COMMISSION ELECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE C.E.I

Les tests que nous avons réalisés au laboratoire de machines électriques de l'E.N.P

ont été effectués sur une machine synchrone dont les caractéristiques nominales sont :

-puissance apparente	$S_n = 2 \text{ kVA}$
-facteur de puissance	$\cos\phi = 0.8$
-fréquence	$f = 50 \text{ Hz}$
-vitesse de rotation	$N_n = 1500 \text{ tr/min}$
-courant d'excitation	$j = 5 \text{ A}$
-tension	$220/380 \text{ V}$
-Courant	$5.25/3.03 \text{ A}$

III.2.1. Test de court-circuit triphasé brusque

Cette méthode est de loin la plus utilisée. Elle est rapide et les résultats sont assez faciles à exploiter. Il est cependant, difficile d'obtenir des paramètres pour l'axe en quadrature et de tenir compte de la saturation.

L'essai est effectué en entraînant la machine par un moteur à courant continu jusqu'à sa vitesse nominale, le circuit statorique étant ouvert tandis que l'inducteur est alimenté à travers une batterie. On court-circuite brusquement et simultanément les trois phases du stator [4],[35]-[42]. Les enregistrements oscillographiques des courants statoriques et d'excitation obtenus lors de cet essai sont représentés aux figures (III.1) et (III.2) pour le prototype utilisé.

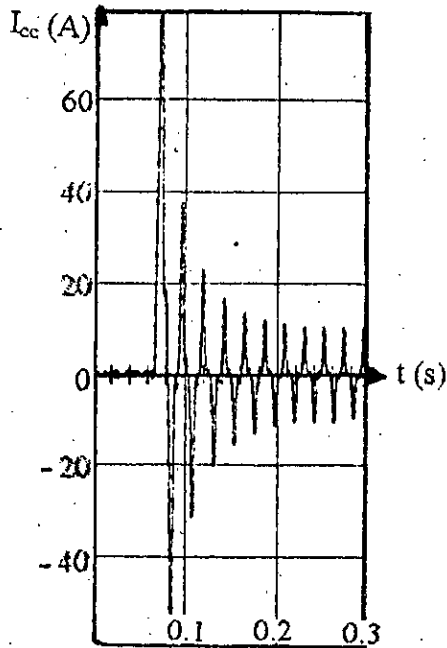


Figure III.1: Oscillographe du courant statorique lors d'un court-circuit triphasé brusque

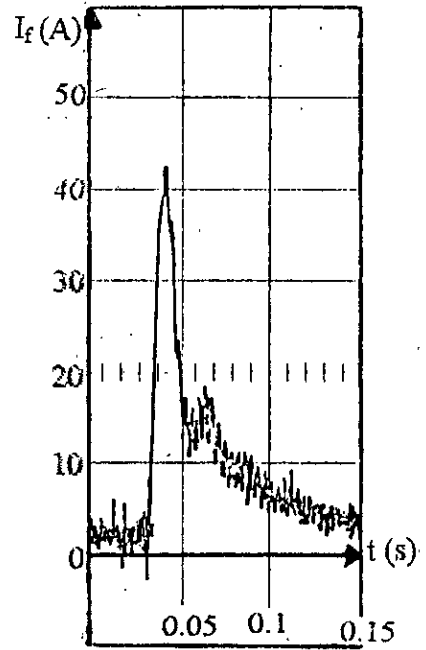


Figure III.2: Oscillographe du courant d'excitation lors d'un court circuit triphasé brusque

Le tracé des enveloppes aux courbes ainsi que les tangentes à ces enveloppes figure(III.3) permet la détermination des réactances longitudinales transitoires et subtransitoires ainsi que les constantes de temps de court-circuit (T'_d et T''_d). Les constantes de temps à circuit-ouvert (T'_{d0} et T''_{d0}) sont calculées en utilisant les coefficients de dispersions [4], [35], [42]

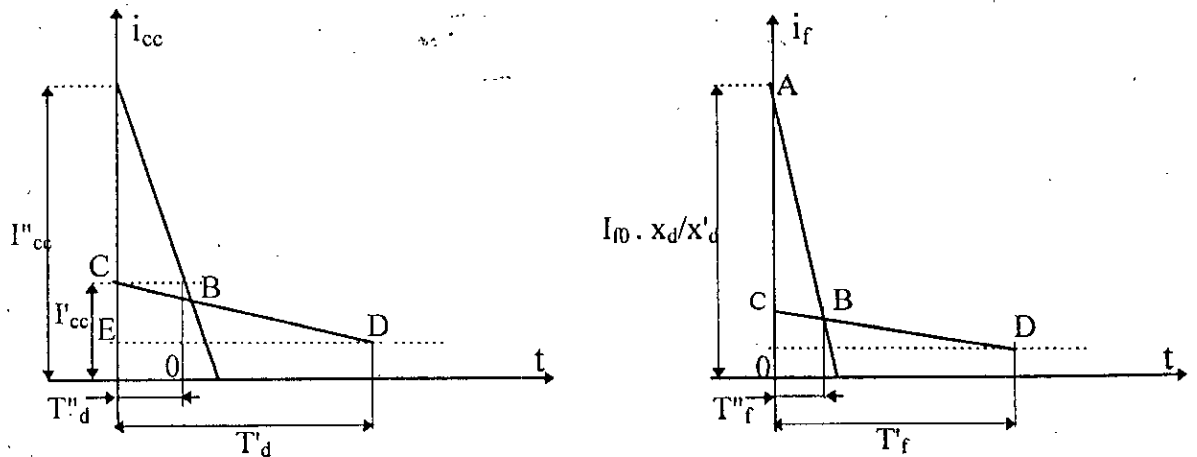


Figure III.3: Tracé des tangentes aux enveloppes des courbes durant le court-circuit

La courbe $I_{cc}=f(t)$ est caractérisée par deux portions de courbes distinctes correspondant chacune à un régime bien défini . La première portion (A-B) très rapidement amortie définit le régime subtransitoire, la deuxième portion (C-D) moins amortie que la première correspond au régime transitoire.

III.2.1.1 Réactance subtransitoire longitudinale

La valeur du courant mesurée immédiatement après le court-circuit triphasé brusque ($t = 0$)

est: $I''_{cc}(0) = 92 \text{ A}$

d'où la valeur en grandeur réduite de X''_d est :

$$X''_d = \frac{V_{a0} \cdot I_n}{I''_{cc} \cdot V_n} = 0.03 \text{ p.u}$$

III.2.1.2 Réactance transitoire longitudinale

La valeur initiale du courant de court-circuit correspondant au régime transitoire est :

$$I'_{cc} = 20 \text{ A}$$

d'où la valeur en grandeur réduite de X'_d est :

$$X'_d = \frac{V_{a0} \cdot I_n}{I'_{cc} \cdot V_n} = 0.15 \text{ p.u}$$

III.2.1.3 Détermination des constantes de temps (T''_d et T'_d)

La constante de temps subtransitoire longitudinale en court-circuit T''_d est définie comme étant le temps nécessaire pour que la composante rapidement amortie du courant induit en court-circuit, présente dans les toutes premières périodes qui suivent une variation brusque des conditions de fonctionnement, décroisse jusqu'à $(1/e)$ fois sa valeur initiale [35].

A partir de la figure (III.3) on trouve : $T''_d = 0.04 \text{ s}$

La constante de temps transitoire longitudinale en court-circuit T'_d est définie comme étant le temps nécessaire pour que la composante, variant lentement, du courant induit lors d'un court-circuit décroisse jusqu'à $(1/e)$ fois sa valeur initiale [35].

De la courbe représenté à la figure III.3 on trouve : $T'_d = 0.16 \text{ s}$

A partir de la caractéristique de saturation à vide $E = f(J)$ et de court-circuit triphasé permanent $I_{cc} = f(J)$ (figure(III.4)) on détermine les paramètres suivants pour le prototype étudié:

$$I_{f0} = OG = 2,3A$$

$$X_d = \frac{AD}{CD} = 0,57 \text{ p.u}$$

$$X_{md} = \frac{BD}{CD} = 0,54 \text{ p.u}$$

$$X_a = X_d - X_{md} = 0,03 \text{ p.u}$$

Le rapport de court-circuit est : $K_{cc} = \frac{OG}{OH} = 0,7$

$$T'_{d0} = T'_d \cdot \frac{X_d}{X'_d} = 0,61s$$

d'où :

$$T''_{d0} = T''_d \cdot \frac{X'_d}{X''_d} = 0,22s$$

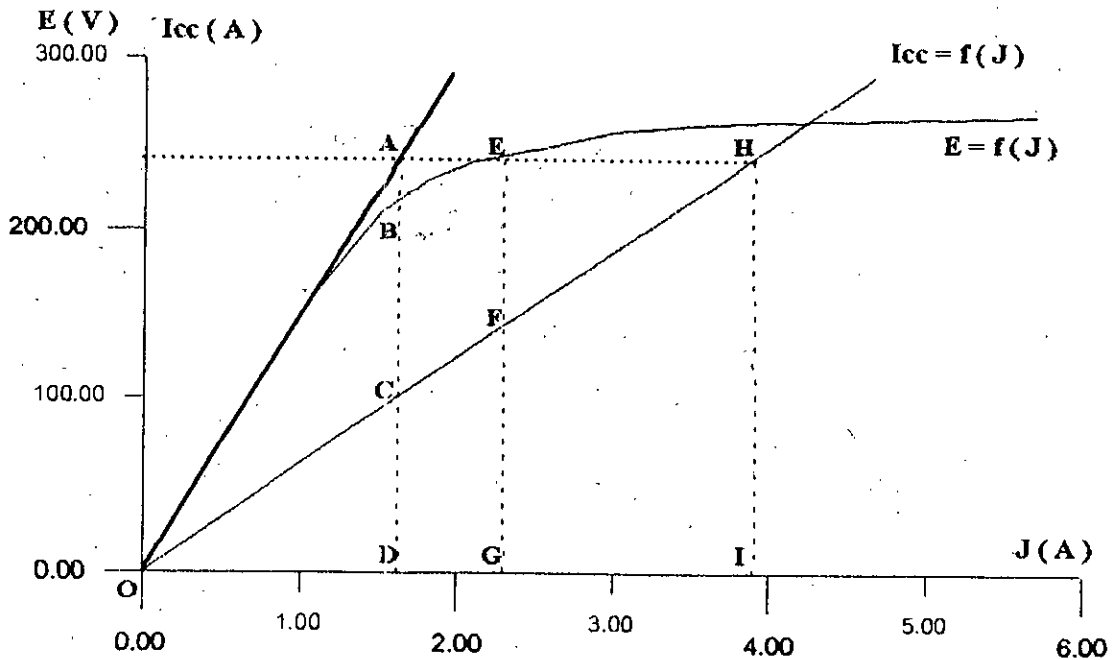


Figure III.4 : Courbe de saturation à vide $E = f(J)$ et du court-circuit triphasé permanent $I_{cc} = f(J)$

III.2.2 Test basé sur l'excitation négative

Ce test est effectué sur la machine fonctionnant à vide en parallèle avec le réseau (figure III.5). Le courant d'excitation est réduit progressivement jusqu'à la valeur zéro, sa polarité est inversé, et il est ensuite augmenté jusqu'au moment où la machine glisse d'un pôle. Les valeurs de la tension, du courant d'induit et du courant d'excitation sont mesurées au cours de l'essai [35]-[37].

La valeur de la réactance obtenue à partir de cet essai peut, selon la valeur de la tension d'alimentation, inclure l'effet de la saturation. Pour obtenir des valeurs non saturées de réactance, la tension appliquée est inférieure ou égale à 0.6 fois la tension nominale.

Les valeurs des grandeurs mesurées lors de l'essai sont :

$$U = 72 \text{ V}$$

$$I = 1.7 \text{ A}$$

$$J = 1.4 \text{ A}$$

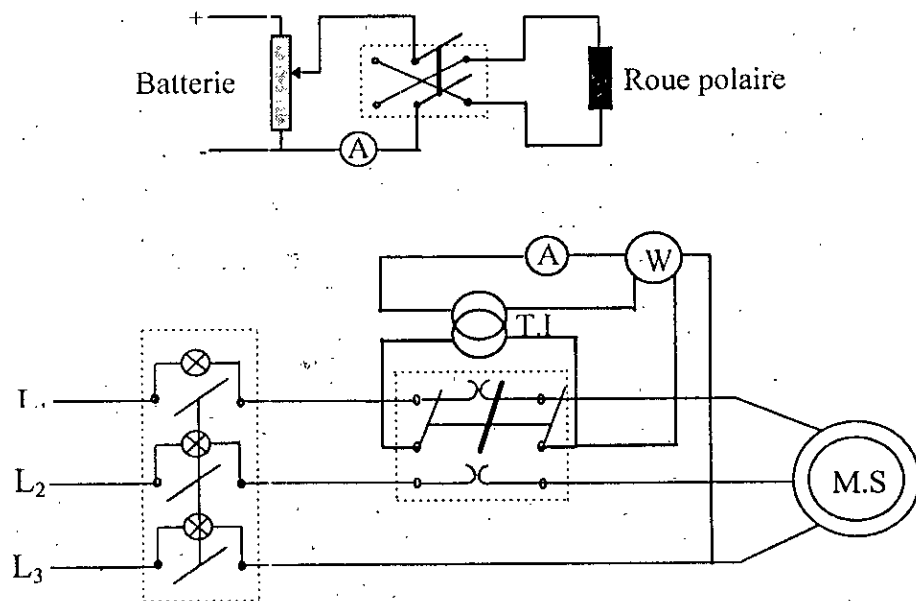


Figure III.5 : Schema d'alimentation de la machine lors de l'essai d'excitation négative :

X_q est déterminée au moyen de l'essai d'excitation négative en utilisant l'expression :

$$X_q = X_d \cdot \frac{U}{U + E}$$

dans laquelle :

- U est la tension au moment où la machine glisse d'un pôle
- E est la f.e.m à vide correspondant au courant d'excitation pour lequel la machine glisse d'un pôle. Elle est déterminée au moyen de la droite joignant l'origine au point de la caractéristique à vide qui correspond à la tension au moment de la perte du synchronisme (figure III.4).
- X_d est la réactance synchrone longitudinale déterminée au moyen de la même caractéristique de saturation à vide .

Ainsi la valeur de X_q obtenue est: $X_q = 0.29$ p.u

Puisque le courant d'induit au moment où la machine glisse d'un pôle a été mesuré lors de l'essai, la valeur de la réactance transversale peut être vérifiée au moyen de l'expression:

$$X_q = U/3I \quad \text{d'où} \quad X_q = 0.33 \text{ p.u}$$

Il est à remarquer la concordance des valeurs obtenues par les deux méthodes.

III.2.3. Test basé sur les faibles glissements

Cet essai est effectué en appliquant une tension triphasée symétrique de l'ordre de 0.01 à 0.2 U_n aux bornes de l'induit de la machine. La tension doit être telle que la machine ne risque pas de s'accrocher. L'enroulement d'excitation étant à circuit ouvert et le rotor entraîné par un moteur de manière à tourner avec un glissement inférieur à 1% de sorte que les courants induits dans les circuits amortisseurs, pendant la marche asynchrone, aient une influence négligeable sur les mesures. L'enroulement d'excitation est ensuite court-circuité [35]-[37]. La valeur de la réactance longitudinale est calculée à partir des valeurs de la tension et du courant induit mesurés au moment où la tension aux bornes de l'enroulement d'excitation à circuit ouvert est nulle.

On obtient, pour le prototype étudié : $X_d = 0.57$ p.u

Remarque: Si la tension remanante mesurée avant l'essai est supérieure à 30% de la tension d'alimentation utilisée pour l'essai, le rotor doit être démagnétisé. Cette démagnétisation peut s'effectuer en alimentant l'enroulement inducteur par une source à très basse fréquence avec un courant d'environ la moitié du courant d'excitation correspondant à la tension assignée à vide et en faisant décroître le courant et la fréquence.

Pour déterminer X_q au moyen de l'essai à faible glissement, on mesure la tension et le courant d'induit au moment où la tension aux bornes de l'enroulement d'excitation est maximale.

Pour la machine étudié on trouve : $X_q = 0.38 \text{ p.u}$

III.2.4 Test statique de décroissance d'un courant continu dans l'enroulement induit à l'arrêt

Nous étudions dans ce qui suit une méthode de détermination des paramètres du régime transitoire d'une machine synchrone au moyen de mesures effectuées à l'arrêt. Du fait de son caractère statique, cette méthode présente par rapport aux méthodes dynamiques habituelles des avantages certains: Hormis la détermination des paramètres exposés précédemment, cette méthode permet la mesure des constantes de temps des composantes aperiodiques transitoires et subtransitoires selon les deux axes.

La méthode proposée consiste à provoquer des variations, appelées fonctions de mesure, d'un courant continu parcourant les enroulements de la machine à l'arrêt. Ces fonctions sont mises en évidence à l'aide d'un oscillographe. L'analyse des courbes obtenues mène à la détermination de tous les paramètres, qui apparaissent dans les équations de Park.

Cette méthode est la synthèse de la méthode classique de mesure des paramètres, qui s'appuie sur l'analyse du courant de court-circuit brusque, et de la méthode statique de mesure des réactances subtransitoires.

La variation du courant constituant la fonction de mesure résulte de la fermeture brusque de deux bornes du stator ou des bagues du rotor. Avant la fermeture de l'interrupteur, l'enroulement qui sera fermé, est parcouru par un courant continu de valeur déterminée.

La figure(III.6) montre les divers schémas de mesure. Les courbes de la fonction de mesure ont le caractère de fonctions exponentielles amorties. L'étude des courbes consiste à décomposer les fonctions de mesures, qui sont la somme de deux ou trois fonctions

exponentielles, en fonctions composantes. Les constantes de temps des fonctions composantes qu'on obtiendra par l'analyse de la fonction de mesure, sont liées par des relations mathématiques simples avec les paramètres du régime transitoire de la machine étudiée [22], [35], [43].

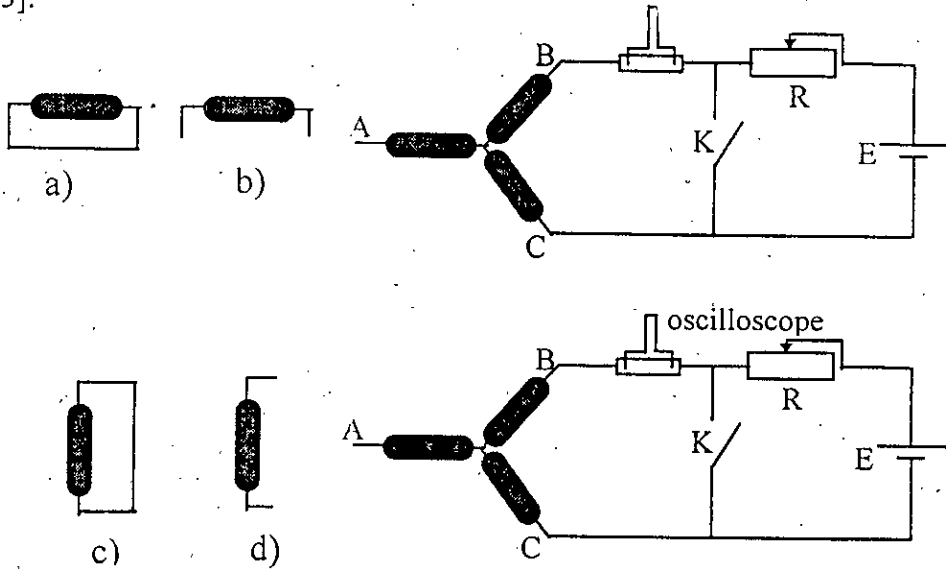


Figure III.6 : Schémas d'alimentation de la machine relatifs aux mesures des diverses fonctions du courant :

- a) - axe transversal , roue polaire court-circuitée
- b) - " " " , " " à circuit-ouvert
- c) - axe longitudinal , roue polaire court-circuitée
- d) - " " " , " " à circuit-ouvert

L'équipement comprend un ensemble d'appareils de mesure de courant, d'un oscilloscope, d'un rhéostat destiné à protéger la source de courant contre un court-circuit et d'un interrupteur monophasé à faible résistance de contact. Les tensions exigées sont de l'ordre de 1 à 2% de la tension nominale (pour éviter les valeurs des paramètres saturés).

L'analyse des courbes obtenues pour les deux positions du rotor (axe direct et quadrature) permet de déterminer les constantes de temps correspondant aux différents régimes. Les deux fonctions exponentielles obtenues pour les diverses mesures et dont les constantes de temps sont tout à fait distinctes, apparaissent clairement sur les courbes. l'une étant rapidement amortie (subtransitoire), l'autre faiblement amortie (transitoire) .

Le tracé des tangentes aux courbes de décroissance du courant (figures(III.7) à (III.10)) permet de déterminer les valeurs des constantes de temps transitoires et subtransitoires de la machine selon les deux axes. En effet, la décroissance du courant dans les enroulements s'effectue avec deux constantes de temps, distinctes, une très faible (subtransitoire) et l'autre de valeur plus importante (transitoire) .

On obtient alors:

$$\begin{array}{ll} T'd_0 = 0.44 \text{ s} & T'd = 0.25 \text{ s} \\ T''d_0 = 0.11 \text{ s} & T''d = 0.031 \text{ s} \\ T'q_0 = 0.24 \text{ s} & T'q = 0.21 \text{ s} \\ T''q_0 = 0.07 \text{ s} & T''q = 0.06 \text{ s} \end{array}$$

A partir des réactances et constantes de temps déterminées précédemment, on calcule les divers paramètres du modèle de la machine.

Les paramètres de la machine déduits par calcul sont alors:

$$X_a = X_d - X_{md} = 0.04 \text{ pu}$$

$$X_f = X_{md} \frac{X'_d - X_a}{X_d - X'_d} = 0.138 \text{ pu}$$

$$X'_d = X_a + \frac{X_{md}(X_{kf} + X_f)}{X_{md} + X_{kf} + X_f} \Leftrightarrow X_{kf} = 0.00014 \text{ pu}$$

$$T''_{d_0} = \frac{1}{\omega r_D} \left(X_D + \frac{X_f(X_{md} + X_{kf})}{X_{md} + X_{kf} + X_f} \right) \Leftrightarrow X_D = 0.139 \text{ pu}$$

$$r_f = \frac{1}{\omega T''_{d_0}} (X_{md} + X_{kf} + X_f) = 0.0036 \text{ pu}$$

$$T'_d = \frac{1}{\omega r_D} \frac{X'_d(X'_d - X_a)}{X'_d(X'_d - X''_d)} \Leftrightarrow r_D = 0.004 \text{ pu}$$

$$X'_{q} = X_{a} + \frac{X_{mq} \cdot X_{Q}}{X_{mq} + X_{Q}} \Leftrightarrow X_{Q} = 0.16 \text{ pu}$$

$$X_{mq} = X_{q} - X_{a} = 0.34 \text{ pu}$$

$$T'_{q0} = \frac{1}{\omega r_{Q}} (X_{Q} + X_{mq}) \Leftrightarrow r_{Q} = 0.057 \text{ pu}$$

$$T_{D} = \frac{X_{D}}{\omega r_{D}} = 0.11 \text{ s}$$

Remarque: Certains écarts, aussi faibles soient-ils, ne peuvent provenir que des paramètres mesurés. Cependant, ces méthodes offrent l'avantage de déterminer les paramètres de la machine synchrone par la prise en compte du modèle établi dans le référentiel de Park. Ce qui n'est pas évident si le modèle est simplifié (voir dégénéré).

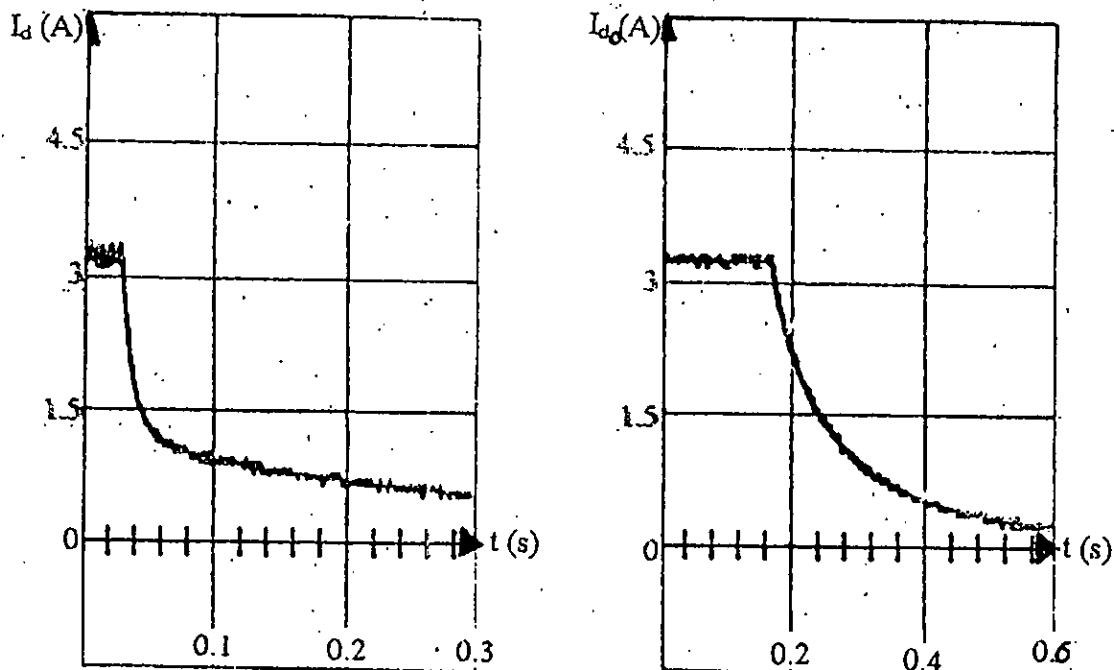


Figure III.7 : Courbe de décroissance du courant continu dans l'enroulement induit, rotor positionné selon l'axe direct
 a)- roue polaire en court-circuit
 b)- roue polaire a circuit ouvert

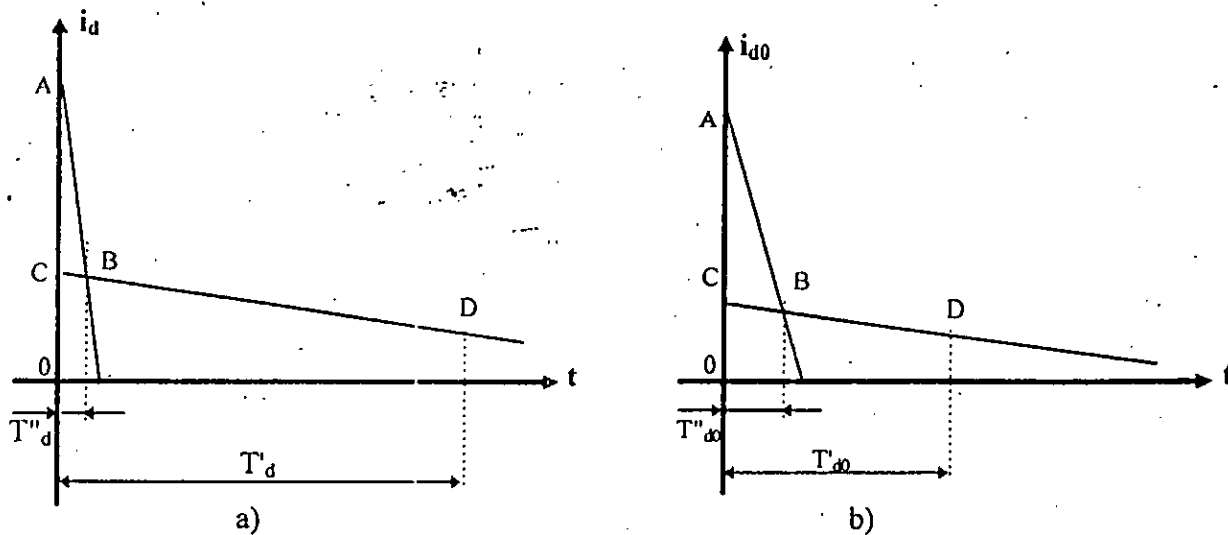


Figure III.8 : Tracés des tangentes aux courbes de décroissance du courant continu dans l'enroulement induit rotor positionné selon l'axe direct
 a)- roue polaire en court-circuit
 b)- roue polaire a circuit ouvert

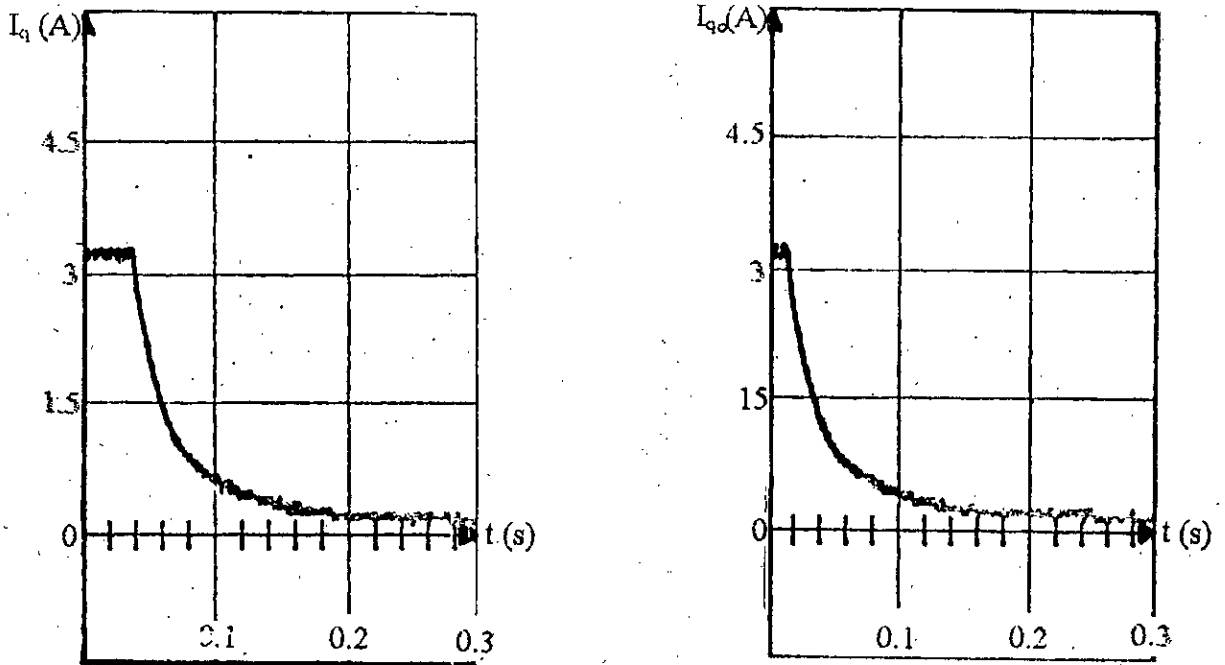


Figure III.9: Courbes de décroissance du courant continu dans l'enroulement induit rotor positionné selon l'axe quadrature
 a)-roue polaire en court-circuit .
 b)-roue polaire a circuit ouvert .

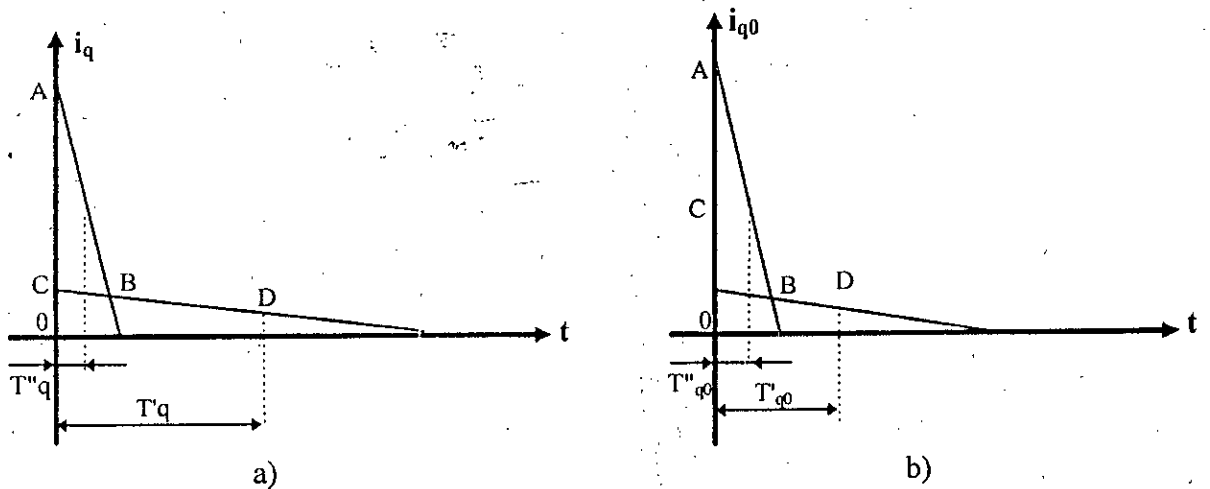


Figure III.10: Tracés des tangentes aux courbes de décroissance du courant continu dans l'enroulement induit rotor positionné selon l'axe quadrature
 a)-roue polaire en court-circuit .
 b)-roue polaire a circuit ouvert

Paramètres		Valeurs (pu)
Réactance synchrone d'axe direct	X_d	0.58
Réactance transitoire d'axe direct	X'_d	0.15
Réactance subtransitoire d'axe direct	X''_d	0.03
Réactance de fuite statorique	X_a	0.04
Réactance de magnétisation statorique d'axe d	X_{md}	0.54
Résistance de l'enroulement amortisseur d'axe d	r_D	0.004
Réactance de l'enroulement amortisseur d'axe d	X_D	0.139
Réactance de fuite de l'inducteur	X_f	0.138
Réactance différentielle de fuite entre l'inducteur et l'amortisseur d'axe direct	X_{kf}	0.00014
Résistance de l'enroulement d'excitation	r_f	0.0036
Réactance synchrone d'axe quadrature	X_q	0.38
Réactance de magnétisation statorique d'axe q	X_{mq}	0.34
Réactance de l'enroulement amortisseur d'axe q	X_Q	0.16
Résistance de l'enroulement amortisseur d'axe q	r_Q	0.0057

TABLEAU III.1 : Valeurs des résistances et réactances du prototype de machine étudié.

CONSTANTES DE TEMPS		VALEURS (s)
Cste de temps transitoire de c-circuit d'axe d	$T'd$	0.16
Cste de temps transitoire à circuit ouvert d'axe d	T'_{d_0}	0.61
Cste de temps subtransitoire de c-circuit d'axe d	$T''d$	0.04
Cst de temps subtransitoire à circuit ouvert d'axe d	T''_{d_0}	0.22
Cste de temps subtransitoire de c-circuit d'axe q	$T''q$	0.06
Cst de temps subtransitoire à circuit ouvert d'axe q	T''_{q_0}	0.07
Cste de temps du circuit amortisseur d'axe d	T_D	0.11
Cste de temps du circuit amortisseur d'axe q	T_Q	0.1

TABLEAU III.2 : Valeurs des constantes de temps du prototype de machine étudié.

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons déterminé les paramètres de la machine par les tests confirmés par les normes de la commission électrotechnique internationale (C.E.I). La méthode des tests de court-circuit et de saturation à vide ont permis de déterminer directement à partir des courbes et des oscillogrammes des courants, les valeurs des réactances et constantes de temps transitoires et subtransitoires selon l'axe longitudinal. Il est à noter que les expressions analytiques des courants utilisées ont été proposées sans faire d'hypothèse simplificatrice sur la machine (les résistances statoriques et les effets des amortisseurs ne sont pas négligés). Cependant, un des inconvénients majeurs de cette méthode est dû au fait que la machine est soumise à un régime assez sévère lors du test de court-circuit. De plus cette méthode ne permet pas de déterminer tous les paramètres du modèle de Park.

On signalera enfin la concordance entre les résultats obtenus par l'essai de décroissance du courant (test statique) avec ceux obtenus par les tests classiques (court-circuits, faible glissement, excitation négative), malgré que leurs conditions d'essais soient très variées. L'essai statique s'est révélé être un essai complet, permettant d'obtenir des paramètres suivant les deux axes. C'est une voie peu exploitée, en particulier pour les machines de faible puissance, mais qui est prometteuse pour une modélisation plus précise des machines synchrones. D'ailleurs, la tendance actuelle est de s'orienter de plus en plus vers les essais statiques qui fournissent des modèles plus complets de la machine et par suite une estimation paramétrique assez satisfaisante tout en évitant les inconvénients des tests classiques.

Ainsi, dans la suite de notre travail, nous avons choisi de procéder à l'identification paramétrique d'une machine synchrone (rotor à l'arrêt) alimentée par hacheur à thyristors.

CHAPITRE IV

IDENTIFICATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE SYNCHRONNE PAR LA METHODE DE NEWTON-RAPHSON

INTRODUCTION

Au cours de ces dernières années, un intérêt accru s'est manifesté pour l'emploi des méthodes statiques (rotor à l'arrêt) afin de déterminer les paramètres des régimes transitoires d'une machine synchrone [3], [45], [46].

Du fait de l'immobilité mécanique du rotor ces méthodes présentent, par rapport aux méthodes dynamiques habituelles effectuées sur une machine en mouvement, des avantages certains. En effet, il faut souvent exécuter des essais tantôt sur des machines déjà installées en leur lieu d'exploitation et dépourvues d'entraînement mécanique, tantôt dans des ateliers de construction sur des machines en cours d'essais de réception, dont l'entraînement nécessite une puissance relativement élevée. Dans ces conditions, pour un exploitant et même pour un constructeur, il y a intérêt à remplacer les essais des machines en rotation par des essais statiques équivalents, sans oublier le fait que ces essais ne présentent aucun danger pour la machine, contrairement à ce qui se passe avec les essais du court-circuit triphasé brusque où la machine est soumise à un régime sévère [33], [34], [47].

En outre, ces méthodes, comme nous l'avons précisé au chapitre précédent, permettent de déterminer tous les paramètres du modèle de Park [3], [23], [45]-[46].

IV.1 EXPERIMENTATION.

La détermination des positions longitudinales et transversales de l'axe des pôles par rapport à l'axe du champ d'induit est effectuée selon les normes des machines synchrones figure(IV.1). Le principe de la méthode est basé sur les phénomènes d'induction électromagnétique. En effet, l'alimentation de deux bornes de la machine donne naissance à un champ magnétique stationnaire dont l'axe est perpendiculaire à l'axe de la bobine non alimentée. Ainsi, le rotor est positionné de manière à faire coïncider l'axe du champ magnétique soit avec l'axe polaire (direct) soit avec l'axe interpolaire (quadrature).

La machine à l'arrêt, le positionnement du rotor s'obtient en injectant un courant alternatif monophasé (50 Hz) entre deux bornes (par exemple BC) du stator; le circuit

inducteur étant fermé sur un ampèremètre, l'axe direct se détermine alors par la recherche du maximum de courant qui passe dans l'ampèremètre.

L'axe "q" s'obtient en faisant tourner le rotor d'un angle de 90° mécanique en cherchant le couplage inducteur-induit le plus faible.

Afin d'éviter de repérer un maximum plat pour l'axe direct, on a repéré plutôt le minimum de courant dans l'ampèremètre, puis par une rotation de 90° mécanique nous avons déterminé la position direct du rotor [3], [36].

IV.1.1 Alimentation de la machine synchrone par hacheur à thyristors

Les courants exigés dans ce type d'essais sont de l'ordre de 1 à 2% du courant nominal afin d'obtenir les paramètres non saturés de la machine.

Dans le but de déterminer les paramètres du régime transitoire nous avons alimenté les enroulements de la machine à partir d'un hacheur à thyristors type série [31]. Ce dernier figure(IV.1) est alimenté sous une tension continue $E = 8V$ avec un rapport cyclique $\alpha = 0.5$.

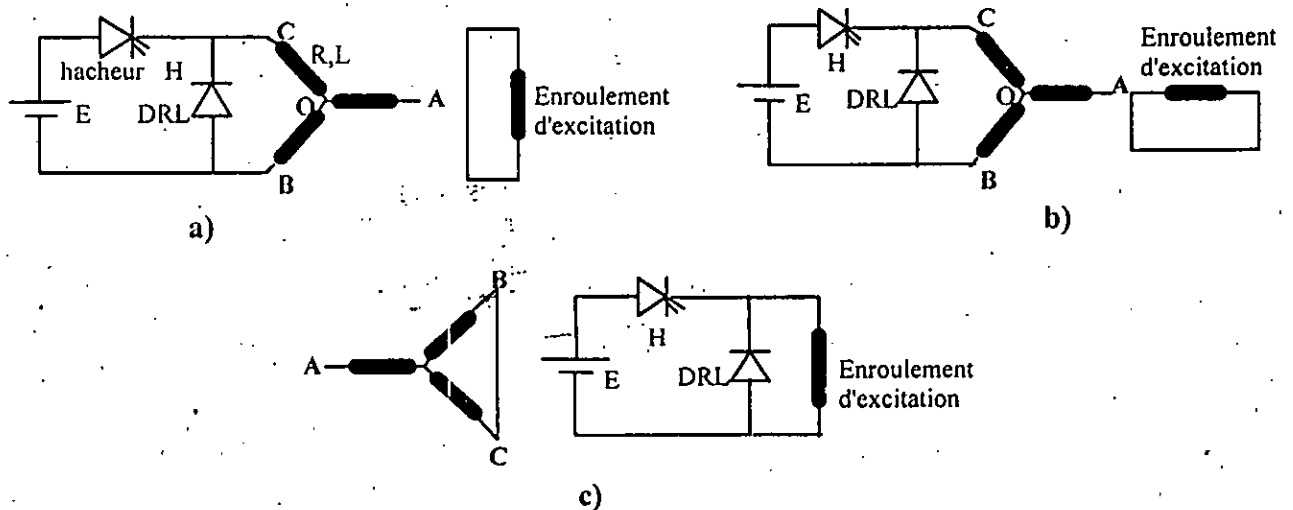


Figure IV.1: Schéma d'alimentation par hacheur de la machine lors des tests statiques

- a) - position directe : mesure de (U_d, I_d)
- b) - position quadrature : mesure de (U_q, I_q)
- c) - position directe : mesure de (U_f, I_f)

Le hacheur H fermé régulièrement à des intervalles de temps égaux à la période T; il conduit pendant un temps αT . Les enroulements de la machine se trouvent ainsi soumis périodiquement à une tension égale à la tension d'alimentation E pendant une durée αT et à une tension nulle pendant la reste de la période $(1 - \alpha)T$.

Sachant que la charge est inductive (enroulements de la machine), le courant ne peut être interrompu au temps $t = \alpha T$ lorsqu'on ouvre l'interrupteur. C'est la raison pour laquelle une diode de roue libre (DRL), est branchée en parallèle avec la charge. Elle permet la circulation du courant dans la charge lorsque l'interrupteur est ouvert.

Le passage de l'alimentation des enroulements de la machine de la valeur +E à la valeur zéro périodiquement, permet d'exciter la machine sous divers régimes et permet donc de déterminer les paramètres du régime transitoire de celle-ci. C'est la raison pour laquelle nous avons choisi de travailler à fréquence élevée.

Le relevé des tensions (V_d , V_q , V_f) et des courants (I_d , I_q , I_f) est obtenu par l'intermédiaire d'une carte d'acquisition de données à travers un oscilloscope à mémoire. Les données ainsi stockées sont injectées directement dans un micro-ordinateur type PCAT qui serviront par la suite au traitement numérique (figures (IV.2) à (IV.7)).

L'exploitation de ces dernières données permet d'estimer les diverses constantes de temps de la machine et par la suite les divers paramètres de celle-ci.

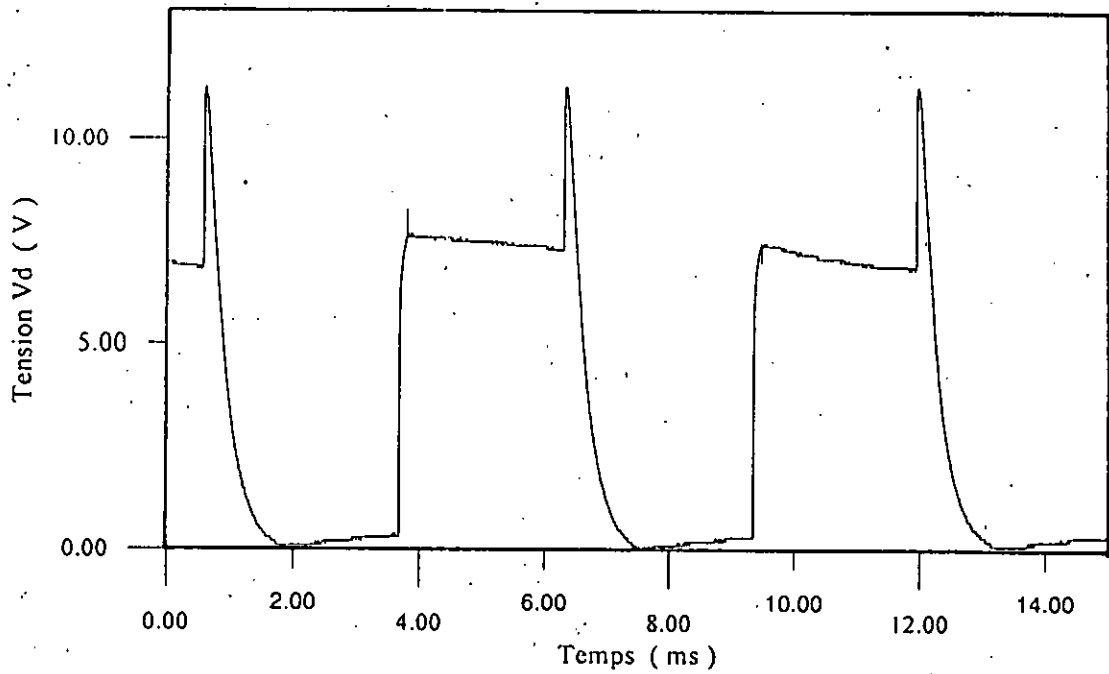


Figure IV.2 : Tension V_d relevée aux bornes de l'enroulement statorique suivant l'axe direct .

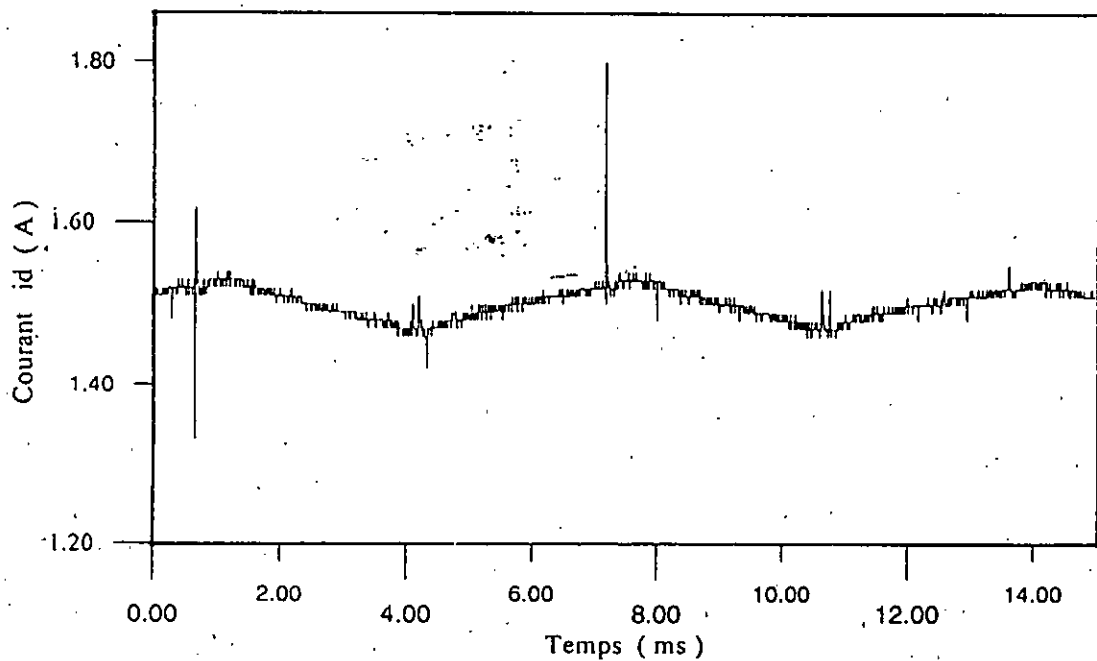


Figure IV.3 : Courant i_d relevé dans l'enroulement statorique suivant l'axe direct.

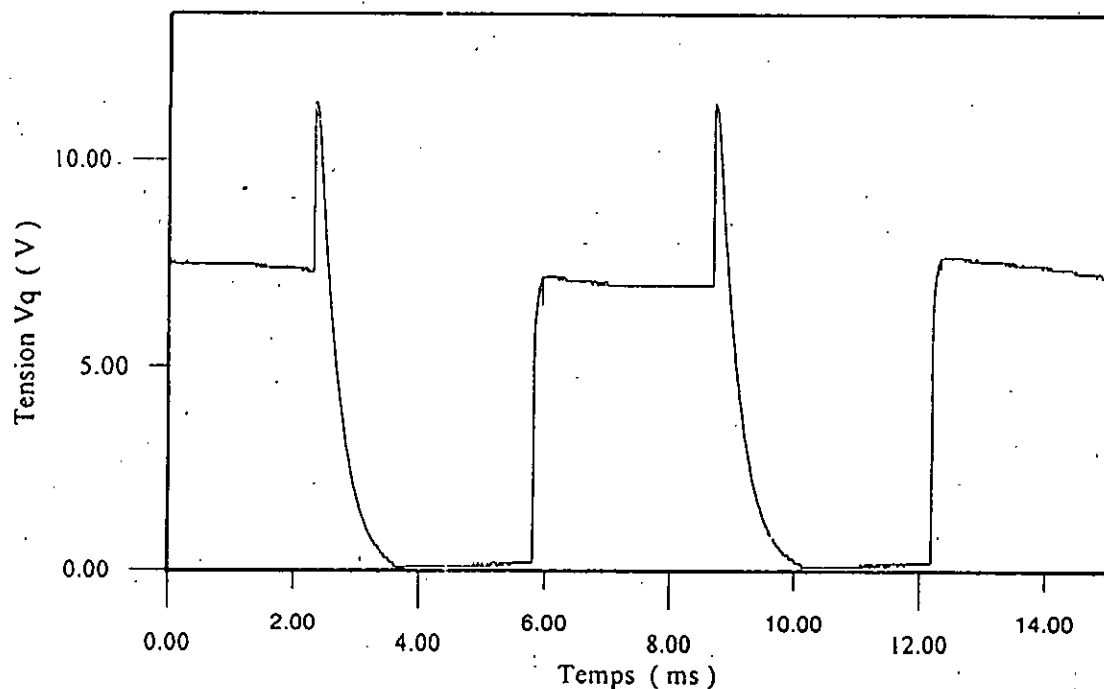


Figure IV.4 : Tension V_q relevée aux bornes de l'enroulement statorique suivant l'axe quadrature .

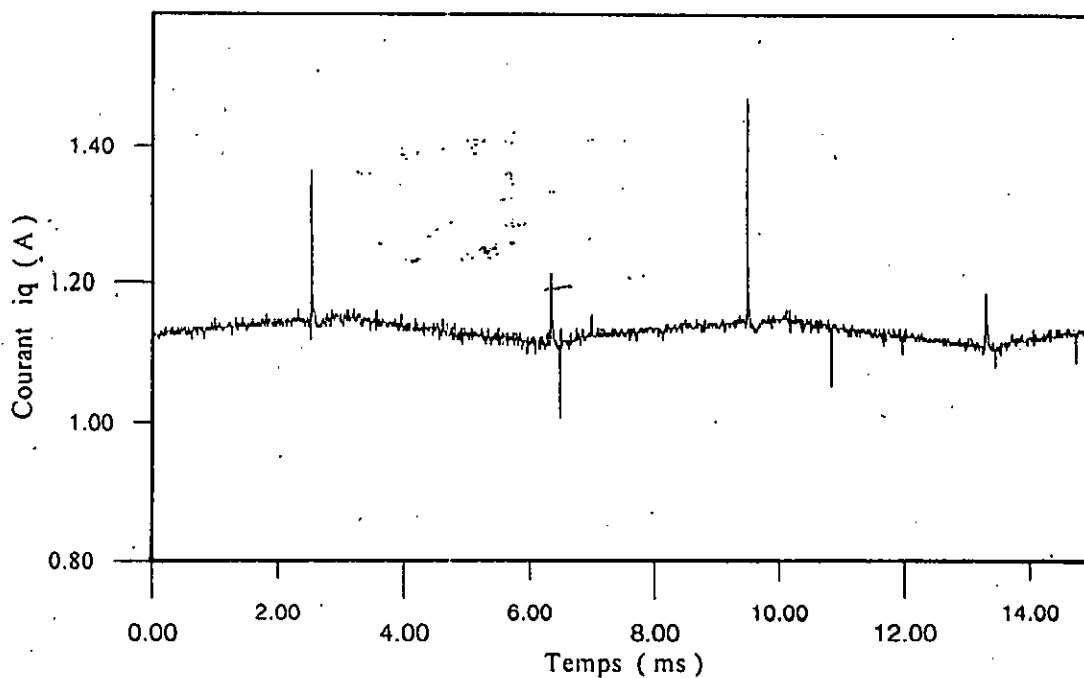


Figure IV.5 : Courant i_q relevé dans l'enroulement statorique suivant l'axe quadrature

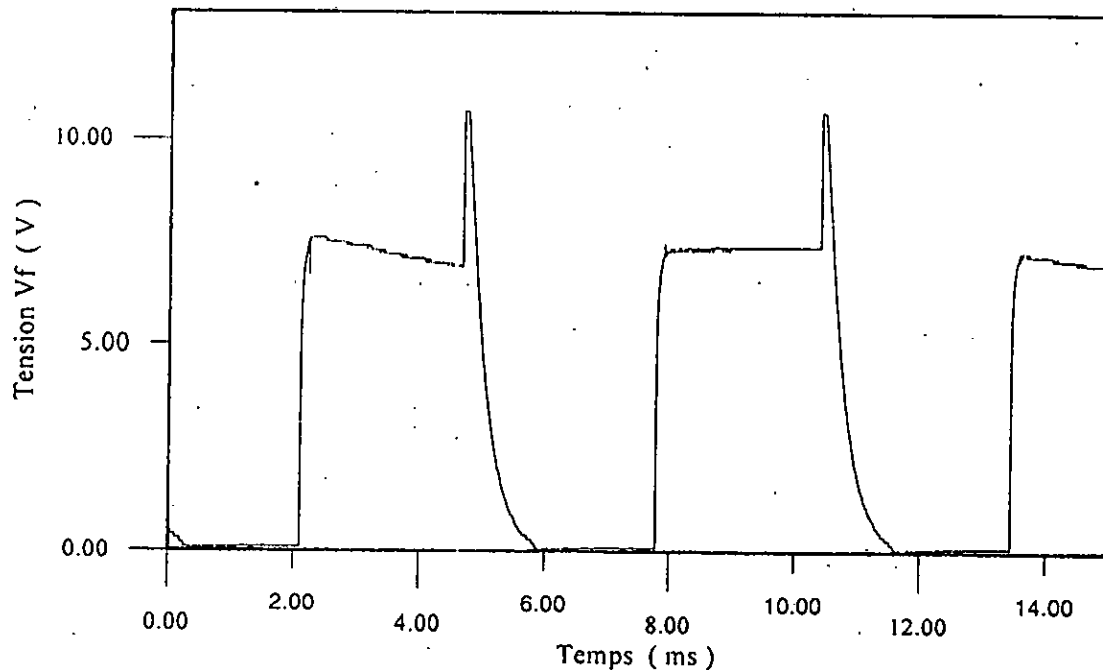


Figure IV.6 : Tension V_f relevée aux bornes de l'enroulement inducteur suivant l'axe direct

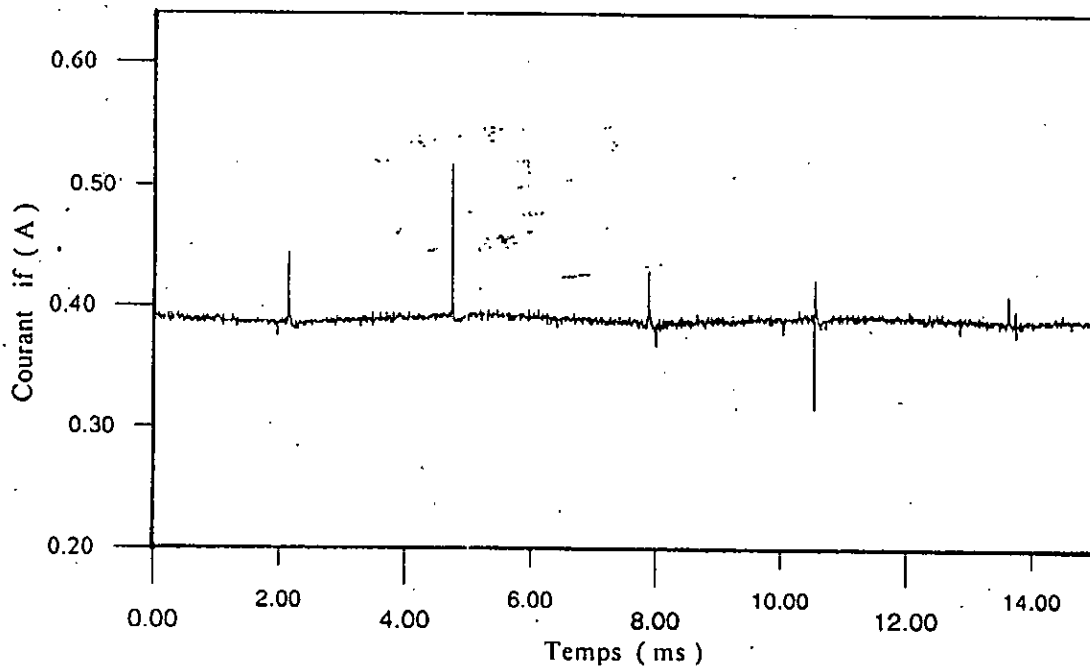


Figure IV.7 : Courant i_f relevé dans l'enroulement inducteur suivant l'axe direct.

IV.2 MISE EN EQUATION DE LA MACHINE DANS LE CAS STATIQUE.

En posant $\omega_r = 0$ le système d'équations (II.5) du chapitre II devient :

$$\begin{cases} (r_a + pX_d(p))i_d = V_d - pG(p)V_f \\ (r_a + pX_q(p))i_q = V_q \\ r_f i_f + p\phi_f(p) = V_f \end{cases} \quad (IV.1)$$

En se basant sur la procédure d'essai décrite précédemment et selon le schéma représentant les différentes possibilités de mesure on pourra déterminer les admittances suivantes :

$$Y_d(p) = \left[\frac{i_d}{V_d} \right]_{V_f=0} \quad Y_q(p) = \left[\frac{i_q}{V_q} \right]_{V_f=0} \quad Y_f(p) = \left[\frac{i_f}{V_f} \right]_{V_d=0} \quad (IV.2)$$

Lors de l'essai selon l'axe direct, la roue polaire a été court-circuitée. La première équation du système (IV.1) devient :

$$(r_a + pX_d(p))i_d(p) = V_d(p) \quad (IV.3)$$

avec
$$X_d(p) = X_d \frac{(1 + pT'_d)(1 + pT''_d)}{(1 + pT'_{d0})(1 + pT''_{d0})} \quad (IV.4)$$

d'où
$$H_d(p) = \frac{i_d(p)}{V_d(p)} = \frac{1}{r_a + pX_d \frac{(1 + pT'_d)(1 + pT''_d)}{(1 + pT'_{d0})(1 + pT''_{d0})}} \quad (IV.5)$$

après transformations on aboutit à l'expression suivante:

$$H_d(p) = \frac{1 + p(T'_{d0} + T''_{d0}) + p^2 T'_{d0} T''_{d0}}{r_a + p \left[r_a (T'_{d0} + T''_{d0}) + \frac{X_d}{\omega_0} \right] + p^2 \left(r_a T'_{d0} T''_{d0} + \frac{X_d}{\omega_0} (T'_d + T''_d) \right) + p^3 \frac{X_d}{\omega_0} T'_d T''_d} \quad (IV.6)$$

L'équation (IV.6) est homogène au sens physique, ce qui permet la détermination de tous ses paramètres.

On remarque que $H_d(p)$ est de la forme :

$$H_d(p) = \frac{b_0 + b_1 \cdot p + b_2 \cdot p^2}{1 + a_1 \cdot p + a_2 \cdot p^2 + a_3 \cdot p^3} \quad (IV.7)$$

avec :

$$b_0 = \frac{1}{r_a} \quad b_1 = \frac{T_{d0}' + T_{d0}''}{r_a} \quad b_2 = \frac{T_{d0}' T_{d0}''}{r_a} \quad (IV.8)$$

$$a_1 = T_{d0}' + T_{d0}'' + \frac{X_d}{\omega_0 \cdot r_a}, \quad a_2 = \frac{X_d}{\omega_0 \cdot r_a} (T_{d0}' + T_{d0}'') + T_{d0}' T_{d0}''; \quad a_3 = \frac{X_d}{\omega_0 \cdot r_a} T_{d0}' T_{d0}'' \quad (IV.9)$$

Les équations (IV.3) à (IV.9) montrent que pour déterminer les divers paramètres et constantes de temps de la machine, le problème revient à calculer les constantes a_1, a_2, a_3, b_0, b_1 et b_2 en utilisant les méthodes de programmation non linéaires. Pour cela nous avons élaboré un programme basé sur la méthode de Newton-Raphson qui permet de calculer à partir des signaux d'entrées sorties pour chaque axe (figures (IV.2) à (IV.7)), les six paramètres cités ci-dessus. La structure du modèle étant choisie, ce qui signifie que la forme de la fonction de transfert est connue et donc le nombre de paramètres du numérateur et du dénominateur qui sont respectivement pour notre cas de $p=2$ et $n=3$. On cherche donc à rendre minimal, l'écart entre la sortie du modèle, y_m et celle mesurée, y . Pour cela on a utilisé un critère quadratique pour quantifier l'écart entre le procédé et le modèle. Le principe de la méthode est résumé par la figure ci-dessous

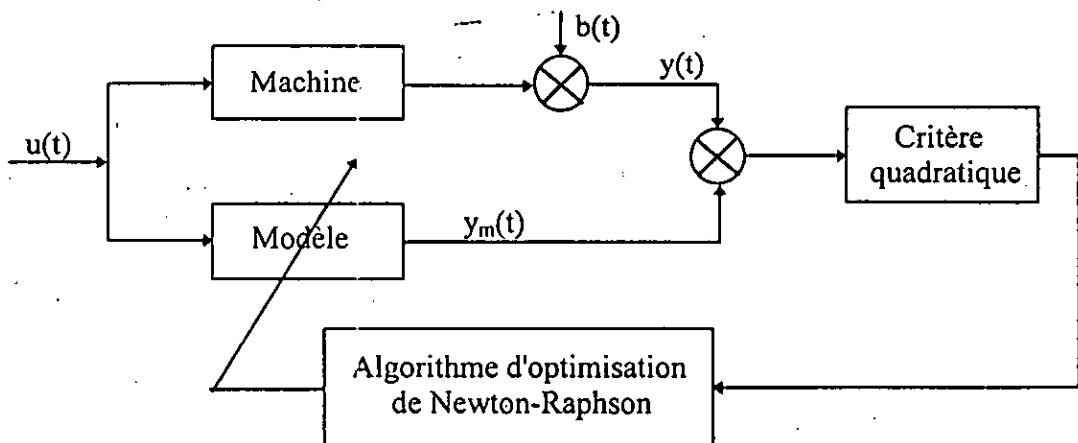


Figure IV.7: Principe d'identification par programmation non linéaire

Les conditions initiales utilisées lors de la résolution par la méthode de Newton-Raphson sont obtenues a partir des paramètres de la machine calculés par les tests confirmés par les normes de la Commission Electrotechnique Internationale (Chapitre III).

Les valeurs instantanées de a_1, a_2, a_3, b_0, b_1 et b_2 correspondant à chaque pas d'échantillonnage ainsi que l'utilisation des relations définis au chapitre II permettent de déterminer les valeurs correspondantes de $r_a, X_d, T'_d, T'_{d0}, X_q$, etc... (figures (IV.8) à (IV.22)).

Les valeurs moyennes de $r_a, X_d, X_q, T'_d, T'_{d0}, \dots$ etc sont calculées en prenant les valeurs moyenne sur une période de chaque signal représentatif de chaque paramètre de la machine, ainsi les valeurs des paramètres calculés en utilisant cette méthodes sont :

$r_a = 0.034 \text{ pu}$	$T'_d = 0.306 \text{ s}$
$X_d = 0.751 \text{ pu}$	$T'_{d0} = 0.551 \text{ s}$
$X'_d = 0.105 \text{ pu}$	$T''_d = 0.050 \text{ s}$
$X''_d = 0.029 \text{ pu}$	$T''_{d0} = 0.185 \text{ s}$
$X_q = 0.438 \text{ pu}$	$T'_q = 0.080 \text{ s}$
$X'_q = 0.368 \text{ pu}$	$T'_{q0} = 0.095 \text{ s}$
$X''_q = 0.192 \text{ pu}$	$T''_q = 0.032 \text{ s}$
	$T''_{q0} = 0.061 \text{ s}$

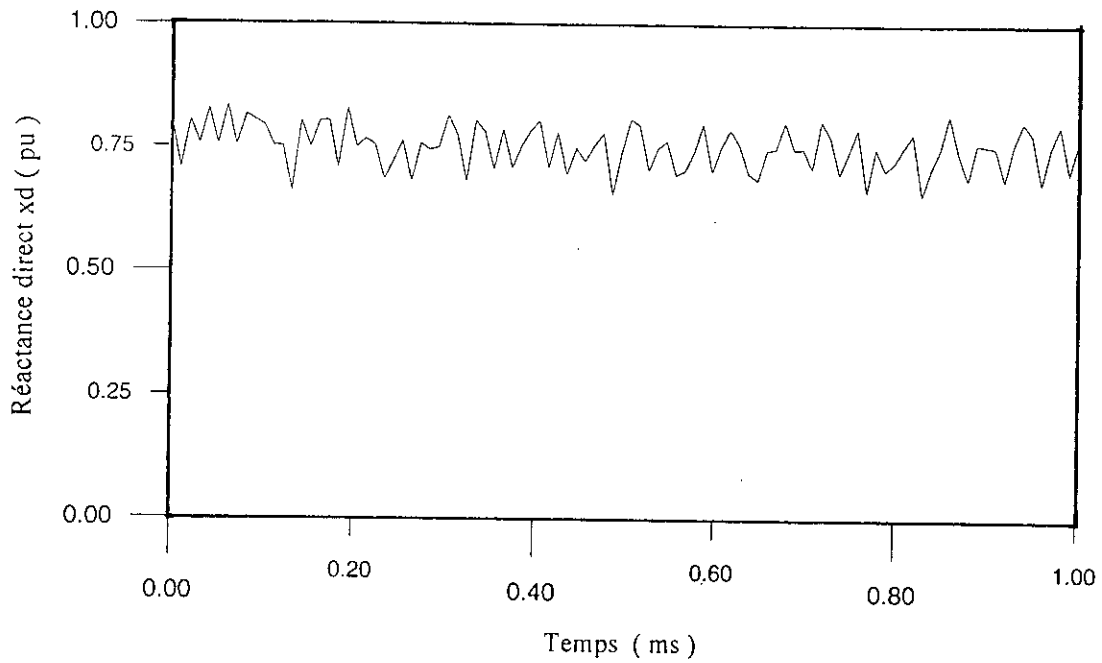


Figure IV.8 : Variations de la réactance d'axe direct X_d en fonction du temps

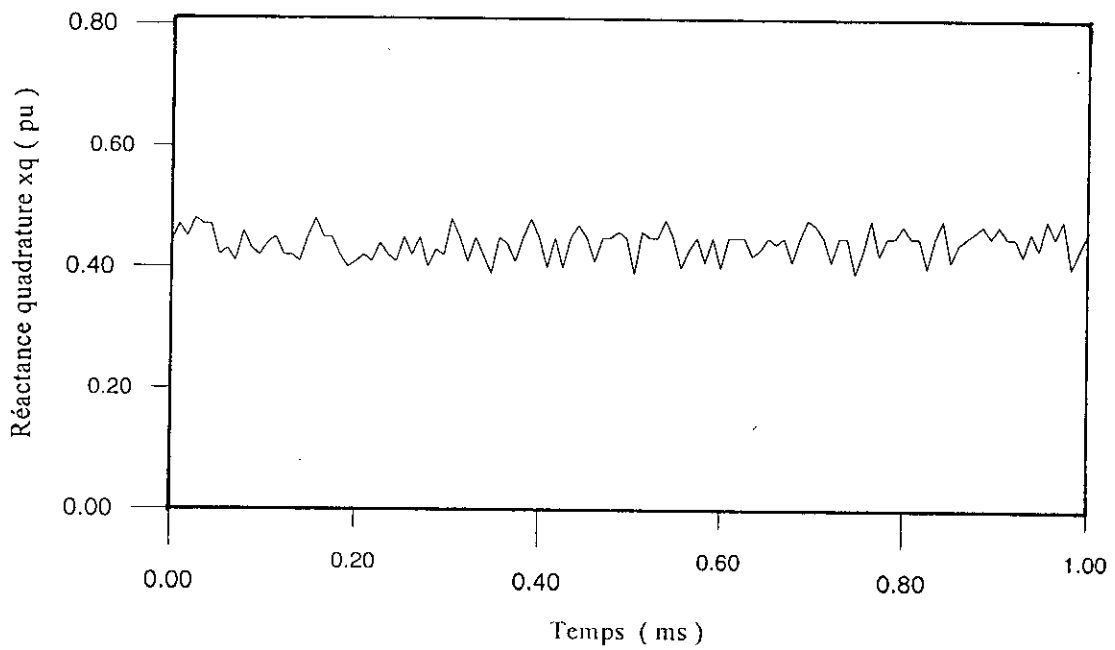


Figure IV.9 : Variations de la réactance d'axe quadrature X_q en fonction du temps

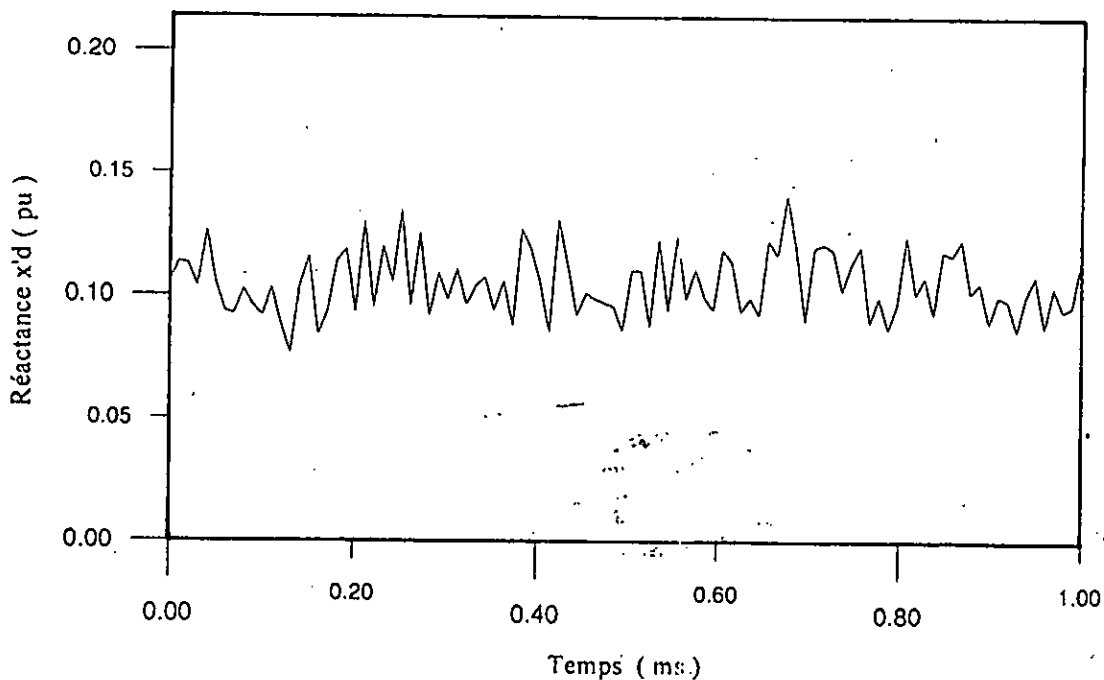


Figure IV.10 : Variations de la réactance transitoire d'axe direct X'_d en fonction du temps

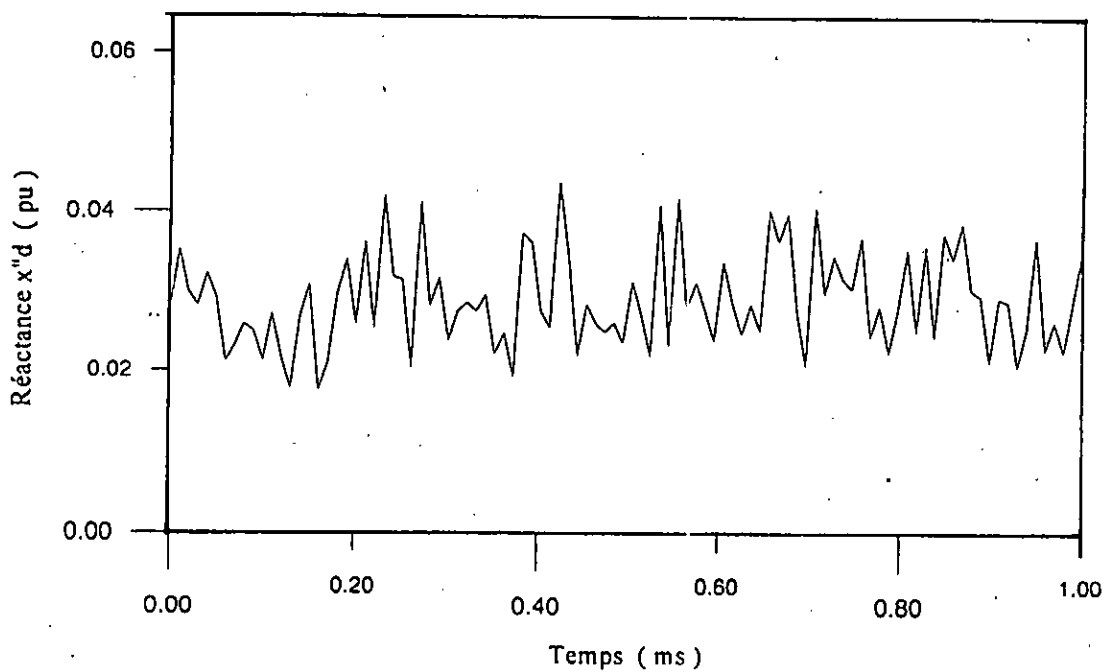


Figure IV.11 : Variations de la réactance subtransitoire d'axe direct X''_d en fonction du temps

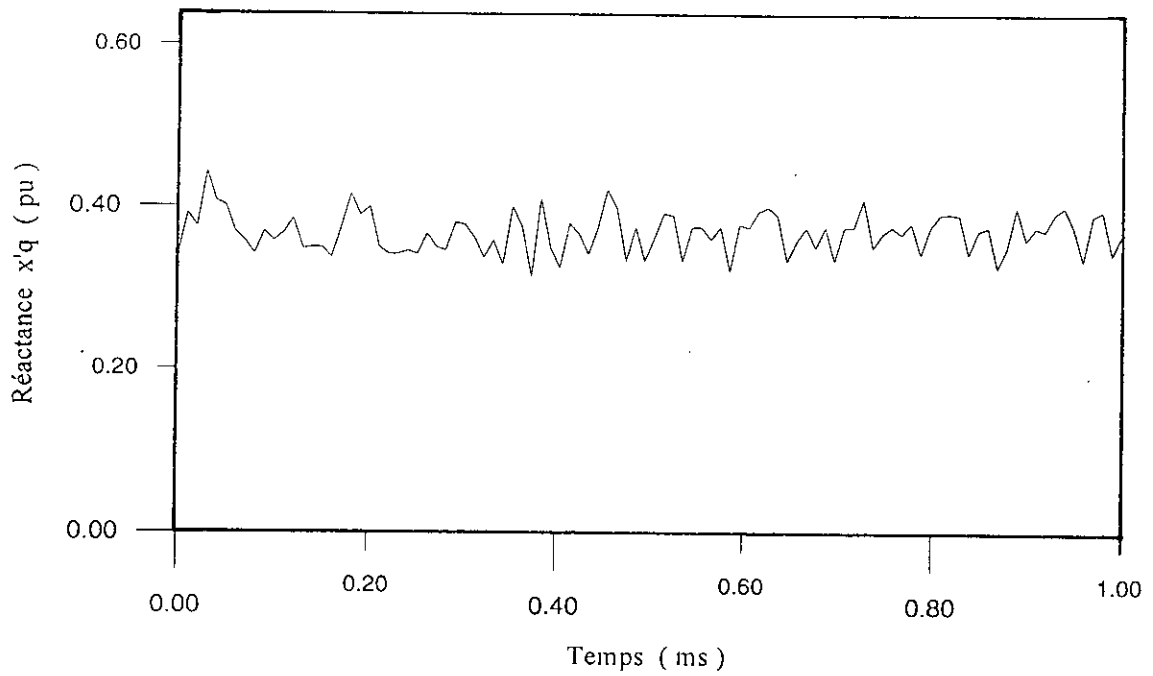


Figure IV.12 : Variations de la réactance transitoire d'axe quadrature X'_q en fonction du temps

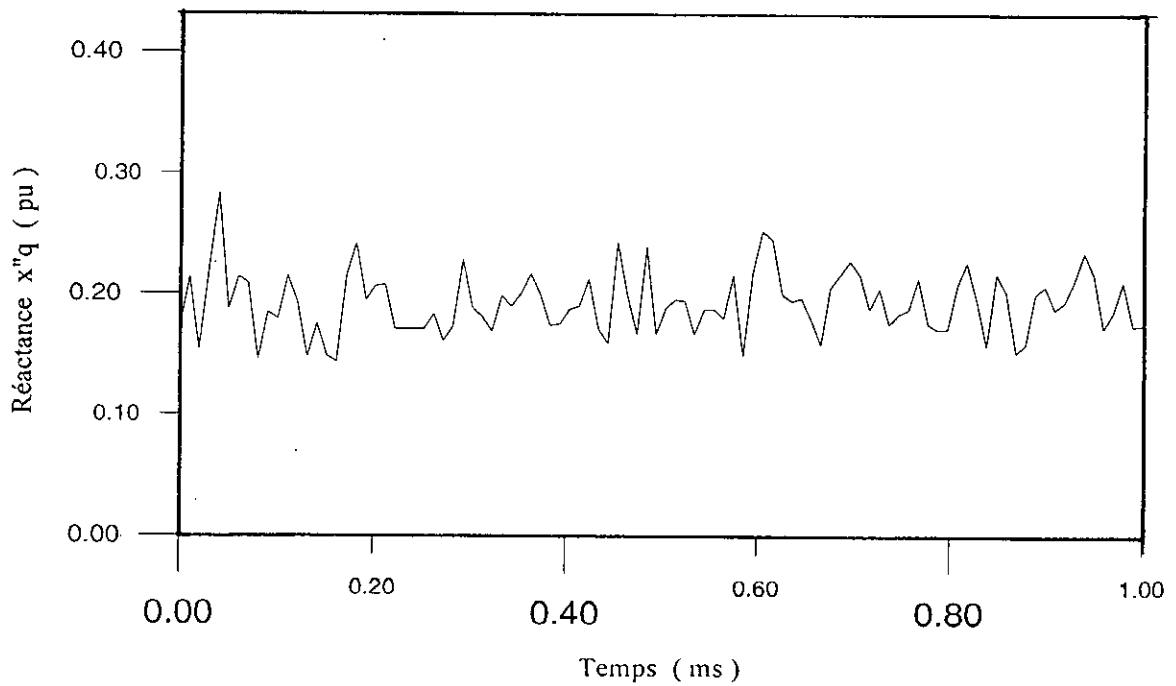


Figure IV.13 : Variations de la réactance subtransitoire d'axe quadrature X''_q en fonction du temps

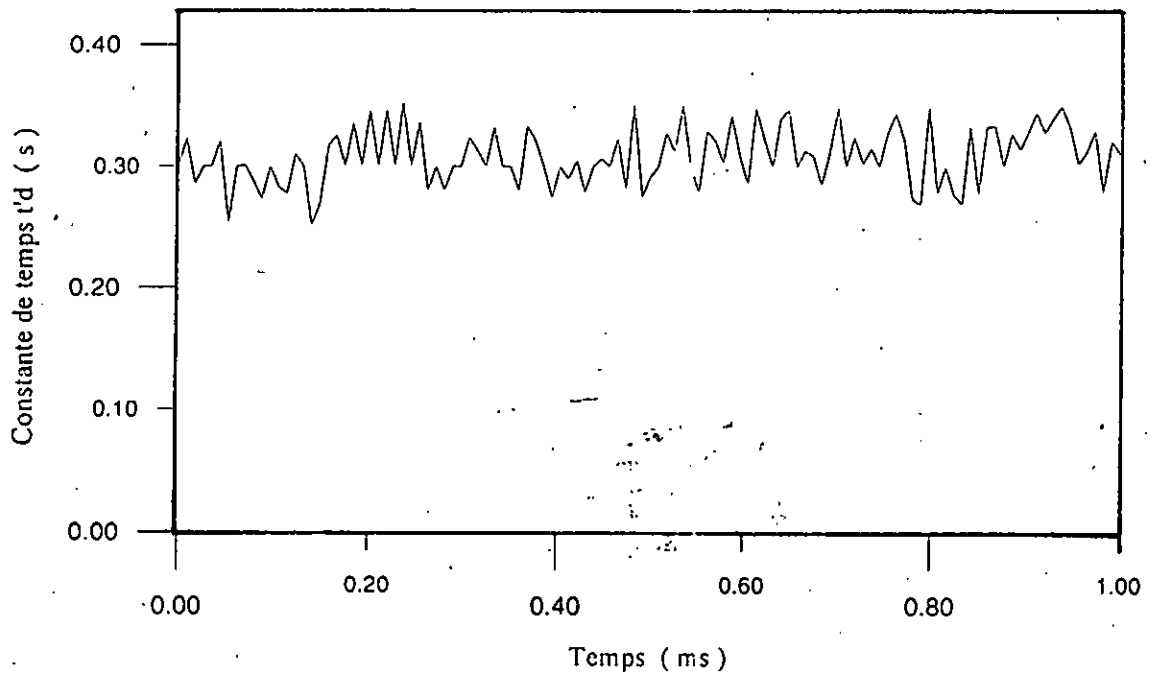


Figure IV.14 : Variations de la constante de temps $T'd$ en fonction du temps

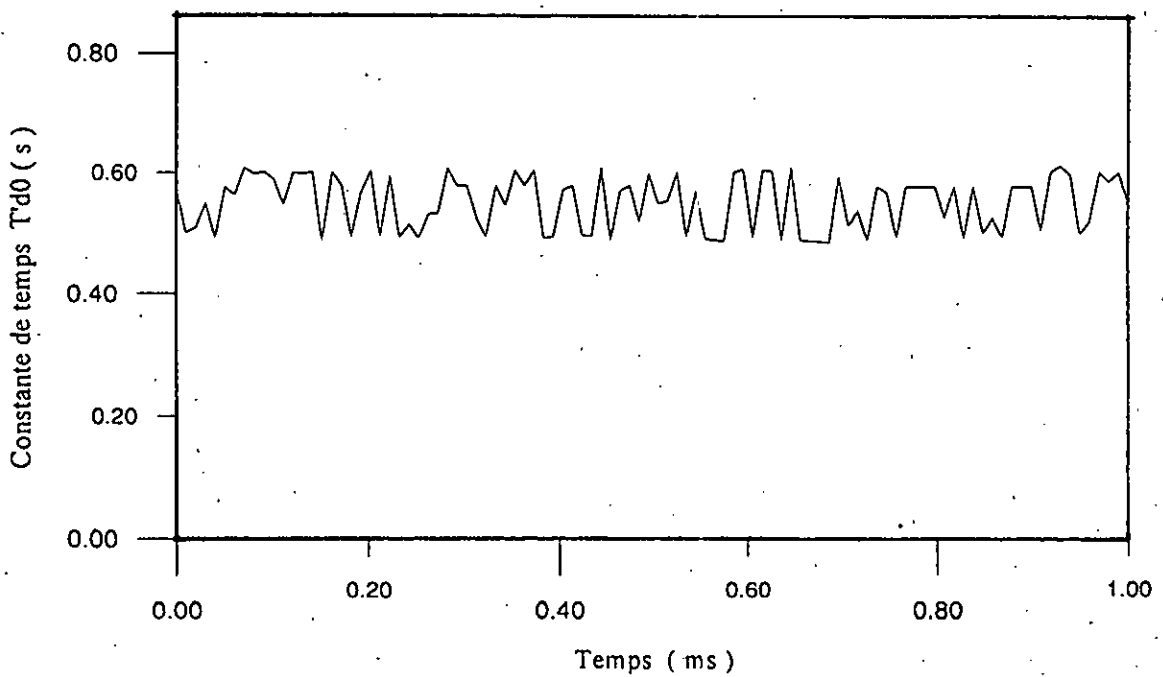


Figure IV.15 : Variations de la constante de temps $T'd0$ en fonction du temps

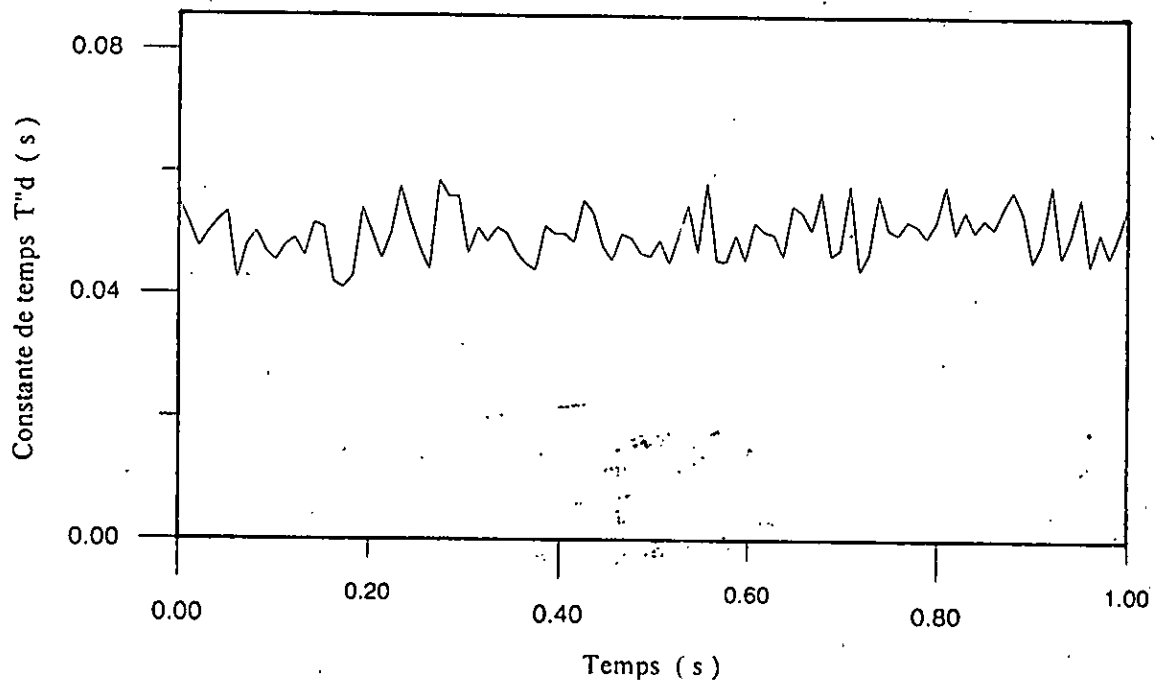


Figure IV.16 : Variations de la constante de temps $T'd$ en fonction du temps

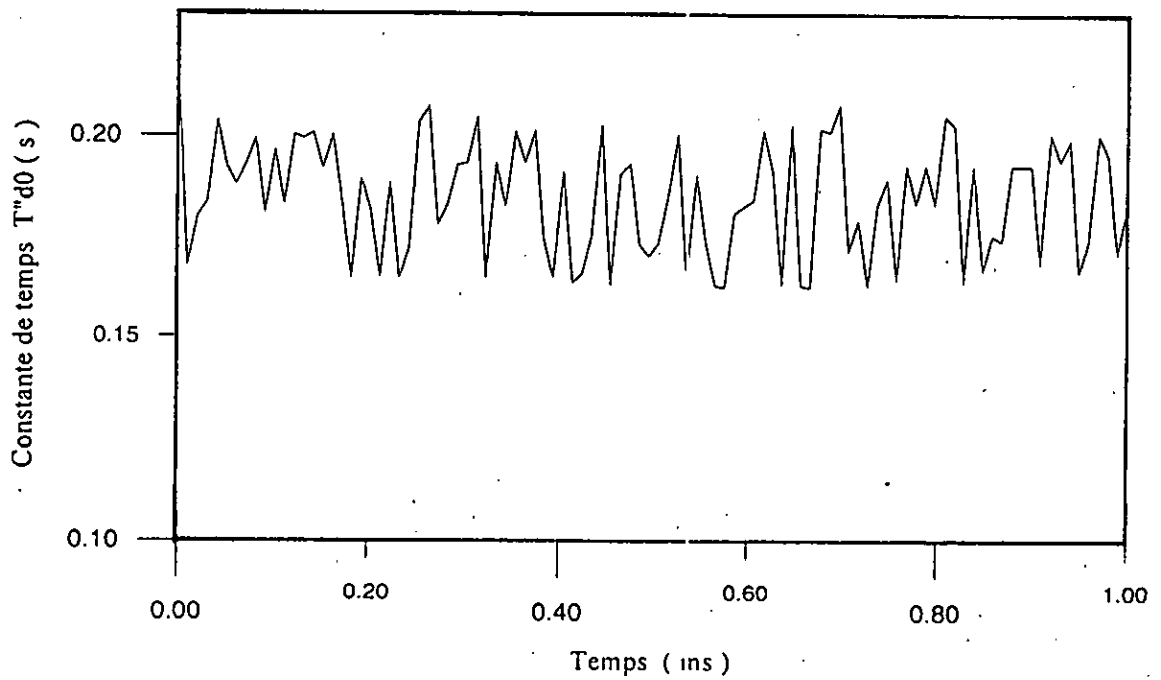


Figure IV.17 : Variations de la constante de temps $T'd0$ en fonction du temps

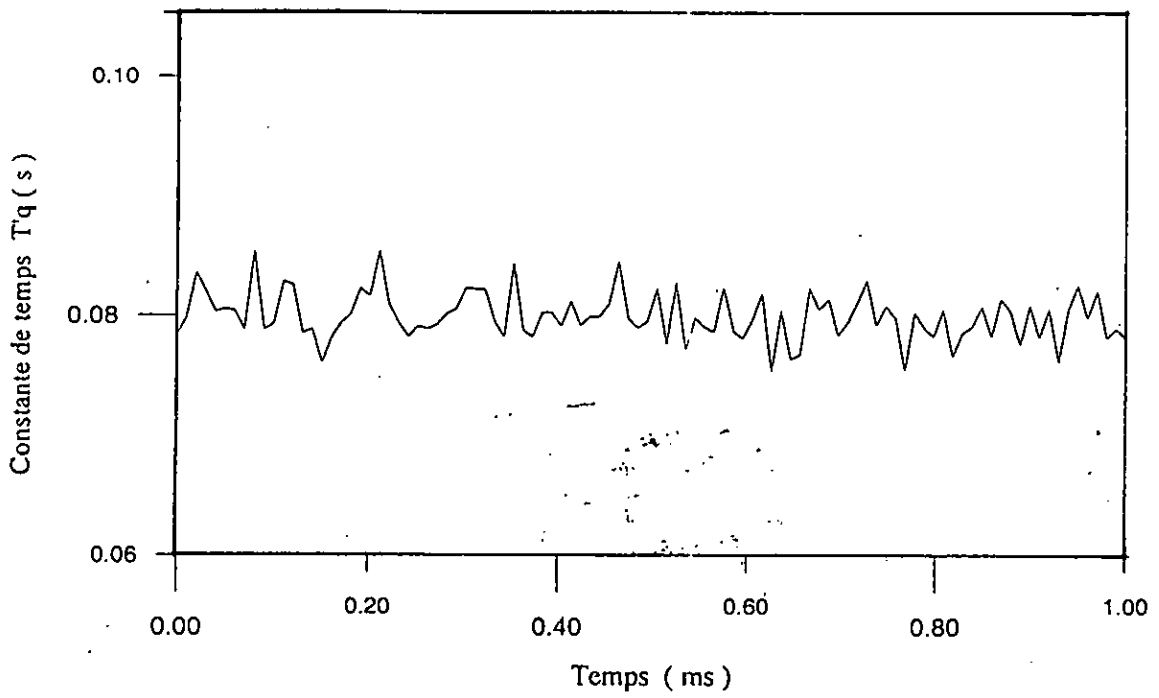


Figure IV.18 : Variations de la constante de temps $T'q$ en fonction du temps

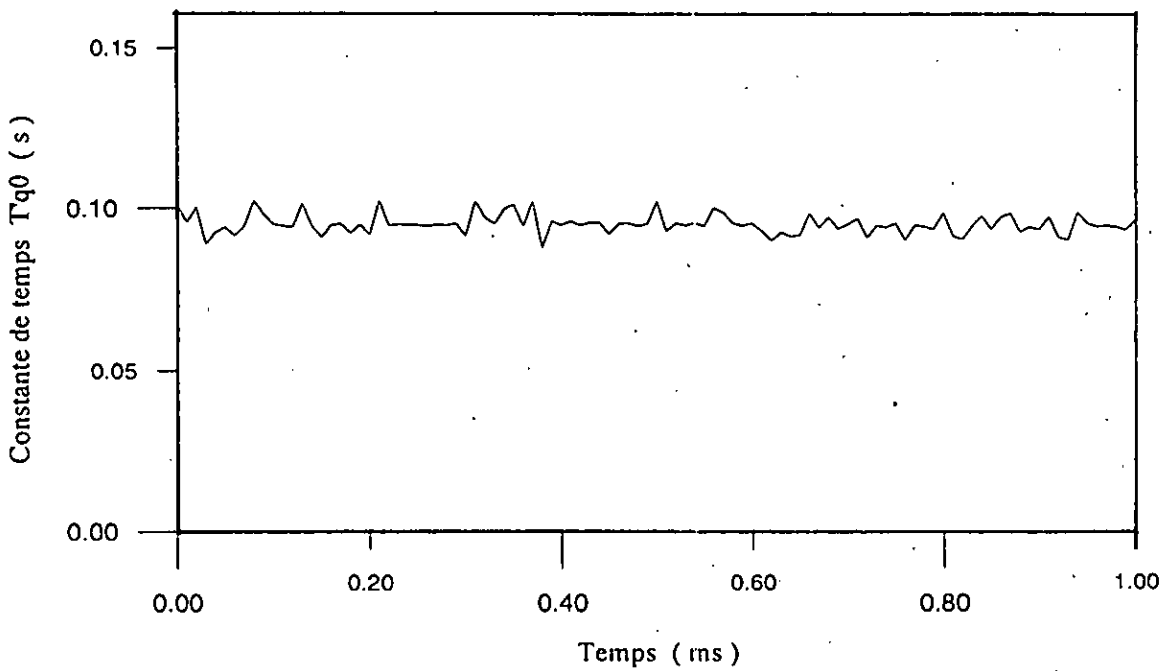


Figure IV.19 : Variations de la constante de temps $T'q_0$ en fonction du temps

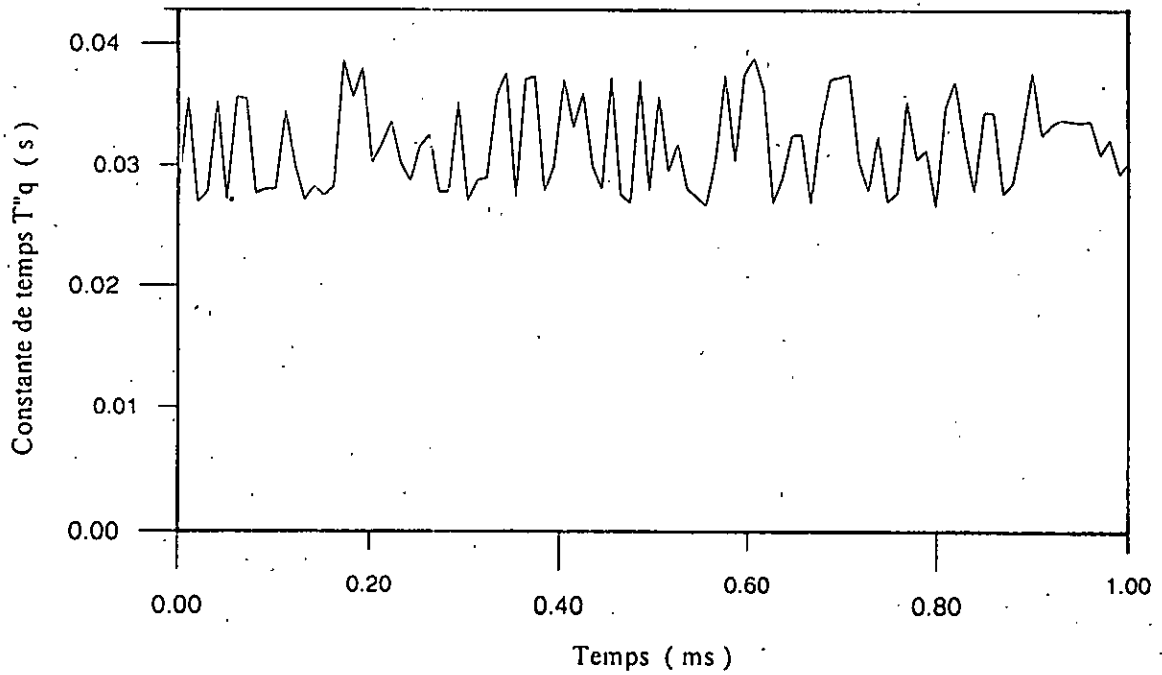


Figure IV.20 : Variations de la constante de temps T''_q en fonction du temps

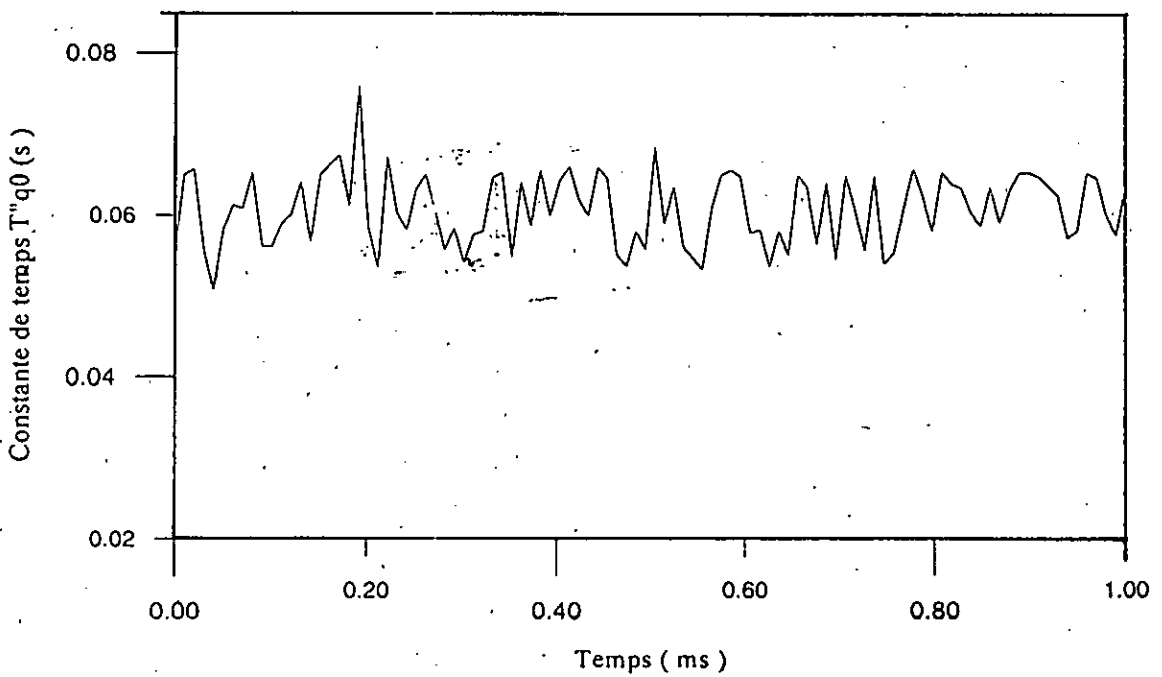


Figure IV.21 : Variations de la constante de temps T''_{q0} en fonction du temps

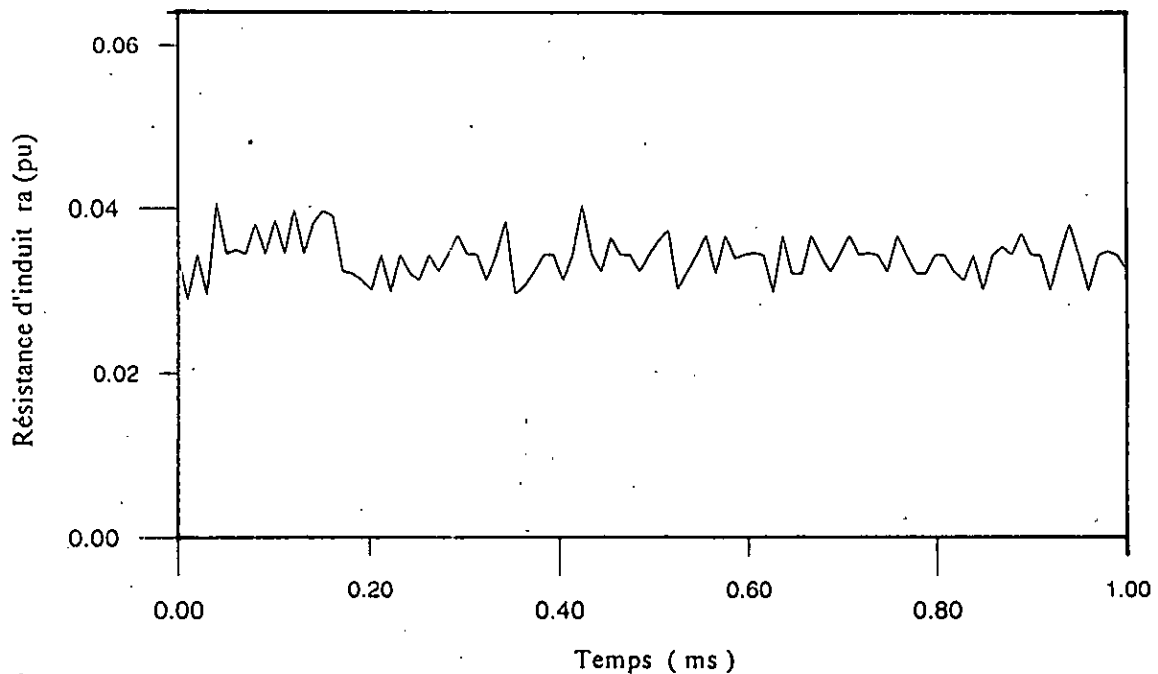


Figure IV.22 : Variations de la résistance d'induit r_a en fonction du temps

Les figures (IV.8) à (IV.22) représentent les variations des paramètres estimés en fonction du temps, par contre dans les tableaux (IV.1) à (IV.5) nous avons représenté les écarts types entre les divers paramètres de la machines et leurs valeurs moyennes correspondantes. Les résultats obtenus montrent que nous sommes en présence de paramètres bruités, cela est dû principalement aux données entrées-sorties qui le sont. Nous notons que pour la totalité des paramètres calculés par la méthode de Newton-Raphson, l'écart type maximal ne dépasse guère 10%, cependant nous remarquons que les valeurs de la constante de temps transitoire à circuit ouvert d'axe quadrature Γ''_{q0} varient beaucoup, sans toutefois que sa moyenne ne s'écarte de l'estimée initiale. Ceci est dû principalement à l'absence d'un filtrage, qui aurait introduit beaucoup de complications sur les signaux entrée-sortie du système à analyser. Certains auteurs [43], [46], [47] affirment qu'elle est difficile à déterminer, nous estimons donc, qu'il n'est pas nécessaire de porter un quelconque commentaire à son sujet.

De manière générale, dès que nous abordons le problème d'identification apparaît la nécessité de filtrage. Cependant deux inconvénients se posent:

- le décalage temporel entre la sortie et l'entrée du processus, et qui peut se traduire par un terme retard dans les fonctions de transfert discrètes. Ce qui peut engendrer une augmentation de l'ordre du modèle lors d'un passage du système discret vers le système continu.

-le second ayant trait à l'écrasement des signaux entrée-sortie. Dans ce cas le filtre utilisé (s'il n'est pas correctement calculé) dégrade l'amplitude du signal relevé.

Ces problèmes ont été abordés par les automaticiens, en plus des études de quantification des signaux [51]. La notion de quantification des signaux se traduit par les erreurs d'arrondi dans les implantations numériques des signaux.

Conséquence, le filtre digital à implanter dépend alors du type d'arithmétique utilisée. Les deux modes communs sont le point fixe et/ou le point flottant. Nous ne traiterons pas les calculs des erreurs d'arrondi dans la quantification, mais le lecteur trouvera certainement une attention particulière quant à l'utilisation d'un filtrage d'un signal discret

Nonobstant ces difficultés, il est possible de filtrer les signaux entrée-sortie par des filtres numériques du premier ou second ordre soit du type butterwood soit du type Tchebyscheff.

Ces deux filtres numériques ont pour fonction de transfert de deuxième ordre

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}$$

Les résultats des paramètres identifiés seront meilleurs en terme de convergence vers les valeurs initiales. Mais ceci ne permet en aucun cas d'obtenir une estimée unique des paramètres à partir des mesures corrélées aux bruits.

Γ_a (pu)	ϵ_{ra} (%)	X_d (pu)	ϵ_{xd} (%)	X_q (pu)	ϵ_{xq} (%)
0.03450	1.47058	0.802	6.79095	0.441	0.45662
0.02896	-4.82353	0.706	-5.99201	0.472	7.30594
0.03450	1.47058	0.804	7.05726	0.455	2.73972
0.03128	-8.00001	0.756	0.66578	0.484	9.58904
0.03670	7.94117	0.807	7.45672	0.475	7.30594
0.03450	1.47058	0.755	0.53262	0.471	7.30594
0.03496	2.82353	0.804	7.05725	0.422	-4.10959
0.03450	1.47058	0.753	0.26632	0.433	-1.82648
0.03540	3.29411	0.815	8.52197	0.414	-6.39269
0.03450	1.47058	0.804	7.05726	0.468	5.02283
0.03663	7.73529	0.794	5.72570	0.435	-1.82648
0.03450	1.47058	0.753	0.26632	0.421	-4.10959
0.03593	4.44117	0.752	0.13315	0.442	0.45662
0.03450	1.47058	0.690	-8.12250	0.457	2.73972
0.03630	6.76471	0.804	7.05726	0.421	-4.10959
0.03620	6.47058	0.750	-0.13315	0.425	-4.10959
0.03710	9.11765	0.803	6.92410	0.416	-6.39269
0.03243	-4.61765	0.804	7.05726	0.454	2.73972
0.03220	-5.29412	0.708	-5.72570	0.488	9.58904
0.03128	-8.00001	0.809	7.72303	0.455	2.73972
0.03213	-5.50000	0.750	-0.13315	0.454	2.73972
0.03450	1.47058	0.767	2.13050	0.424	-4.10959
0.03190	-6.17647	0.755	0.53262	0.473	-8.67580
0.03450	1.47058	0.684	-8.92143	0.418	-6.39269
0.03220	-5.29412	0.722	-3.86152	0.426	-4.10959
0.03128	-8.00001	0.763	1.59787	0.412	-6.39269
0.03450	1.47058	0.680	-9.45406	0.441	0.45662
0.03243	-4.61765	0.758	0.93209	0.423	-4.10959
0.03450	1.47058	0.745	-0.79893	0.412	-6.39269
0.03677	8.14706	0.750	-0.13315	0.452	2.73972
0.03450	1.47058	0.815	8.52197	0.421	-4.10959
0.03450	1.47058	0.774	3.06258	0.455	2.73972
0.03128	-8.00001	0.680	-9.45406	0.475	-8.6758
0.03450	1.47058	0.804	7.05726	0.436	-1.82648
0.03659	7.61764	0.782	4.12783	0.421	-4.10959
0.03171	-6.73529	0.705	-6.12517	0.484	9.58904
0.03067	-9.79412	0.787	4.79361	0.452	2.73972
0.03243	-4.61765	0.708	-5.72570	0.411	-6.39269
0.03450	1.47058	0.753	0.26630	0.453	2.73972
0.03450	1.47058	0.784	4.39410	0.426	-4.10959

Tableau IV.1: Paramètres du prototype de machine utilisé avec leurs écarts types.

x''_d (pu)	$\epsilon_{x''_d}$ (%)	T'_d (s)	$\epsilon_{T'_d}$ (%)	T'_{d0} (s)	$\epsilon_{T'_{d0}}$ (%)
0.17091	-10.98437	0.3000	-1.96078	0.57273	3.94324
0.20391	6.20312	0.3227	5.48268	0.50182	-8.92592
0.17329	-9.74479	0.2853	-6.74738	0.50909	-7.60601
0.20158	4.98958	0.3000	-1.96078	0.55000	-0.18149
0.21075	9.76562	0.3000	-1.96078	0.49182	-10.7408
0.18703	-2.58854	0.3206	4.79739	0.57727	4.76819
0.21420	11.5625	0.2934	-4.11764	0.56364	2.29335
0.20861	8.65104	0.3000	-1.96078	0.60174	9.20871
0.17470	-9.01041	0.3012	-1.55719	0.59865	8.64868
0.18466	-3.82292	0.3874	-6.05523	0.60146	9.15763
0.17917	-6.68229	0.2929	-4.28104	0.58988	7.05538
0.20501	6.77604	0.3000	-1.96078	0.54790	-0.56324
0.19264	0.33334	0.2826	-7.62353	0.60125	9.12067
0.17706	-7.78125	0.2772	-9.38595	0.59865	8.64879
0.17499	-8.85938	0.3102	1.39085	0.60252	9.35004
0.17806	-7.26041	0.3000	-1.96078	0.50549	-8.25953
0.18027	-6.10937	0.2912	-4.83660	0.60146	9.15767
0.20529	6.92187	0.2800	-8.49673	0.58000	5.26317
0.21076	9.77083	0.3171	3.63137	0.51364	-6.78039
0.19459	1.34896	0.3251	6.26700	0.56818	3.11830
0.20658	7.59375	0.3000	-1.96078	0.60364	9.55288
0.20772	8.18750	0.3348	9.42549	0.50364	-8.59528
0.18088	-5.79166	0.3000	-1.96078	0.59545	8.06798
0.19082	-0.61458	0.3257	5.43791	0.50286	-8.73684
0.18077	-5.84895	0.3000	-1.96078	0.51586	-6.37711
0.17984	-6.33333	0.3160	3.26797	0.50118	-9.04174
0.18331	-4.52604	0.3000	-1.96078	0.53182	-3.48127
0.18058	-5.94791	0.3217	5.13072	0.53333	-3.20630
0.17298	-9.90625	0.3000	-1.96078	0.59856	6.27949
0.20886	8.78125	0.3360	9.82680	0.57872	5.03147
0.18876	-1.6875	0.2800	-8.49673	0.58000	5.26317
0.18090	-5.78125	0.3000	-1.96078	0.52500	-4.71870
0.17872	-6.91666	0.2800	-8.49673	0.50351	-8.61887
0.19856	3.41667	0.3000	-1.96078	0.58000	5.26317
0.18968	-1.20834	0.3000	-1.96078	0.54648	-0.82053
0.20002	4.17708	0.3235	5.72222	0.60429	9.67073
0.20673	7.67187	0.3125	2.12418	0.58000	5.26317
0.19954	3.92708	0.3000	-1.96078	0.60470	9.74569
0.17414	-9.30208	0.3320	8.49673	0.50247	-8.80762
0.17500	-8.85417	0.3000	-1.96078	0.50385	-8.55717

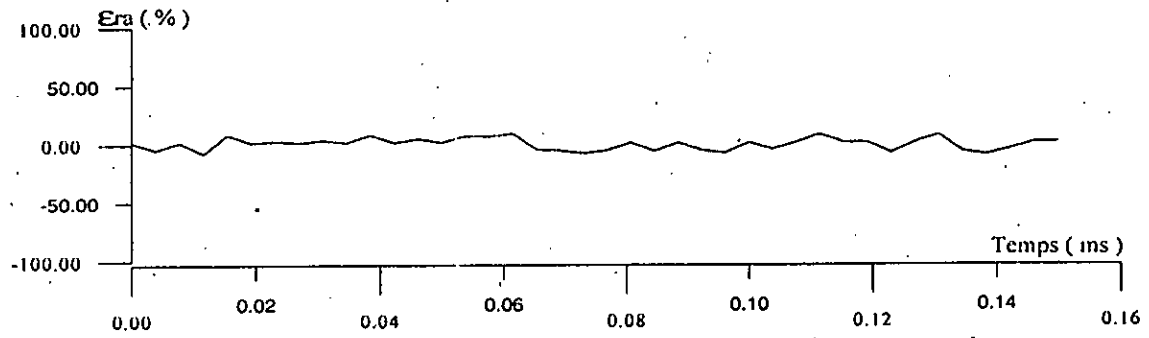
Tableau IV.3: Paramètres du prototype de machine utilisé avec leurs écarts types.

T''_d (s)	$\epsilon_{T''_d}$ (%)	T''_{d0} (s)	$\epsilon_{T''_{d0}}$ (%)	T'_q (s)	$\epsilon_{T'_q}$ (%)
0.05400	8.000	0.20091	8.60000	0.07844	-1.949
0.05180	3.600	0.16727	-9.58378	0.07982	-0.225
0.04756	-4.880	0.17970	-2.86487	0.08361	4.512
0.05000	0.000	0.18333	-0.9027	0.08212	2.650
0.05200	4.000	0.20194	9.15676	0.08038	0.475
0.05345	6.900	0.19242	4.01081	0.08060	0.750
0.04825	-3.500	0.18788	1.55675	0.08045	0.562
0.04800	-4.000	0.19291	4.27567	0.07881	-1.487
0.05021	0.420	0.19955	7.86486	0.08542	6.775
0.04691	-6.180	0.18049	-2.43784	0.07890	-1.375
0.04549	-9.020	0.19663	6.28649	0.07932	-0.850
0.04800	-4.000	0.18263	-1.28108	0.08292	3.650
0.04911	-1.780	0.20042	8.33514	0.08264	3.300
0.04621	-7.580	0.19955	7.86486	0.07858	-1.775
0.05171	3.420	0.20084	8.56216	0.07892	-1.350
0.05100	2.000	0.19183	3.69189	0.07600	-5.000
0.04788	-4.240	0.20049	8.37297	0.07826	-2.175
0.04600	-8.000	0.18333	-0.9027	0.07943	-0.712
0.04685	-6.300	0.17455	-5.64865	0.08012	0.150
0.05420	8.400	0.18939	2.37297	0.08232	2.900
0.05000	0.000	0.18121	-2.04865	0.08166	2.075
0.04581	-8.380	0.17455	-5.64864	0.08544	6.800
0.05000	0.000	0.18848	1.88108	0.08097	1.212
0.05262	5.240	0.17429	-5.78918	0.07943	-0.712
0.05200	4.000	0.17195	-7.05406	0.07826	-2.175
0.04767	-4.660	0.19373	4.71892	0.07915	-1.062
0.04800	-4.000	0.19727	6.63243	0.07892	-1.350
0.05262	5.240	0.17778	-3.90270	0.07926	-0.925
0.05300	6.000	0.18285	-1.16216	0.08015	0.187
0.05301	6.020	0.19291	4.27567	0.08055	0.687
0.04667	-6.660	0.19333	4.50270	0.08233	2.912
0.05100	2.000	0.20100	8.64865	0.08227	2.837
0.04867	-2.660	0.16950	-8.37837	0.08225	2.812
0.05100	2.000	0.19333	4.50270	0.07950	-0.625
0.05000	0.000	0.18216	-1.53513	0.07821	-2.237
0.04692	-6.160	0.20143	8.88108	0.08436	5.450
0.04508	-9.840	0.19333	4.50270	0.07881	-1.487
0.04800	-4.000	0.20157	8.95676	0.07827	-2.162
0.05133	2.660	0.17416	-5.85946	0.08022	0.275
0.05000	0.000	0.16962	-8.31351	0.08024	0.300

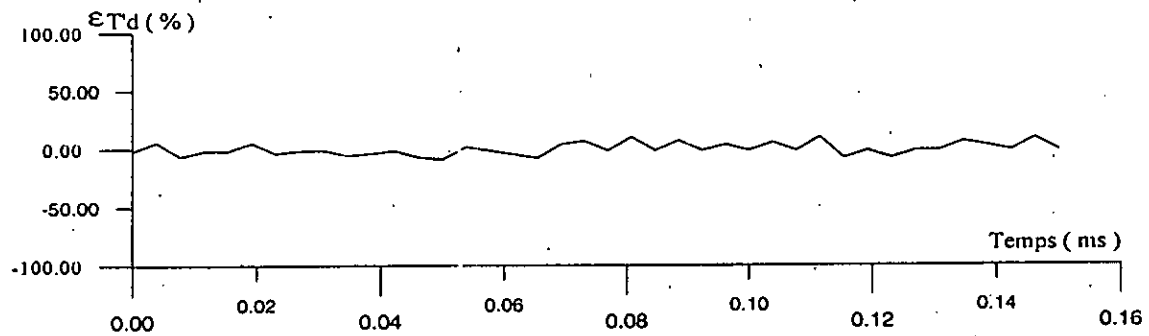
Tableau IV.4: Paramètres du prototype de machine utilisé avec leurs écarts types.

T'_{q0} (s)	$\epsilon_{T'_{q0}}$ (%)	T''_q (s)	$\epsilon_{T''_q}$ (%)	T''_{q0} (s)	$\epsilon_{T''_{q0}}$ (%)
0.10133	6.66316	0.02964	-7.37500	0.05528	-9.37705
0.09578	0.82105	0.03451	7.84375	0.06503	6.60656
0.10033	5.61053	0.02889	-9.71875	0.06578	7.83606
0.08894	-6.37894	0.02981	-6.84375	0.05562	-8.81967
0.09286	-2.25263	0.03533	10.3962	0.05765	-5.49180
0.09432	-0.71579	0.02912	-9.00000	0.05823	-4.54098
0.09174	-3.43158	0.03563	11.3375	0.06126	0.42623
0.09457	-0.45263	0.03543	10.7213	0.06086	-0.22951
0.10250	7.89474	0.02967	-7.28125	0.06533	7.09836
0.09828	3.45263	0.02894	-9.56250	0.05608	-8.06558
0.09519	0.20000	0.02904	-9.25000	0.05608	-8.06558
0.09471	-0.30526	0.03451	7.84143	0.05902	-3.24590
0.09437	-0.66316	0.03009	-5.96066	0.06019	-1.32787
0.10150	6.84210	0.02810	-11.1875	0.06419	5.22951
0.09471	-0.30526	0.02831	-11.5451	0.05661	-7.19672
0.09120	-4.00000	0.02849	-10.9687	0.06499	6.54098
0.09511	0.11579	0.02820	-11.8634	0.06641	8.86885
0.09532	0.33684	0.03471	8.46875	0.06543	7.26229
0.09254	-2.58947	0.03558	11.1842	0.06116	0.26229
0.09519	0.20000	0.03402	6.31250	0.06603	8.24459
0.09199	-3.16842	0.03019	-5.67129	0.05837	-4.31147
0.10253	7.92632	0.03173	-0.84875	0.05846	-4.163934
0.09477	-0.24210	0.03362	5.05281	0.06523	6.934426
0.09532	0.33684	0.03022	-5.56278	0.06044	-0.91803
0.09511	0.11579	0.02873	-10.2141	0.05815	-4.67869
0.09498	-0.02105	0.03157	-1.35732	0.06313	3.49180
0.09471	-0.30526	0.03255	1.71427	0.06510	6.72131
0.09511	0.11579	0.02883	-9.90625	0.06065	-0.57377
0.09498	-0.02105	0.02882	-9.90625	0.05565	-8.77049
0.09546	0.48421	0.03521	10.03521	0.05842	-4.22951
0.09160	-3.57895	0.02854	-10.81250	0.05808	-4.78689
0.10233	7.71579	0.02881	-9.98041	0.05761	-5.55738
0.09750	2.63158	0.02900	-9.37501	0.05801	-4.91804
0.09540	0.42105	0.03485	8.90625	0.06469	6.04918
0.09985	5.10526	0.03567	11.46875	0.06533	7.09836
0.10123	6.55790	0.02839	-11.28125	0.05478	-10.19672
0.09457	-0.45263	0.03509	9.65625	0.06417	5.19672
0.10233	7.71579	0.03536	10.5000	0.05871	-3.75410
0.08786	-7.51578	0.02882	-9.93750	0.06564	7.60656
0.09629	1.35790	0.03000	-6.25001	0.06019	-1.63935

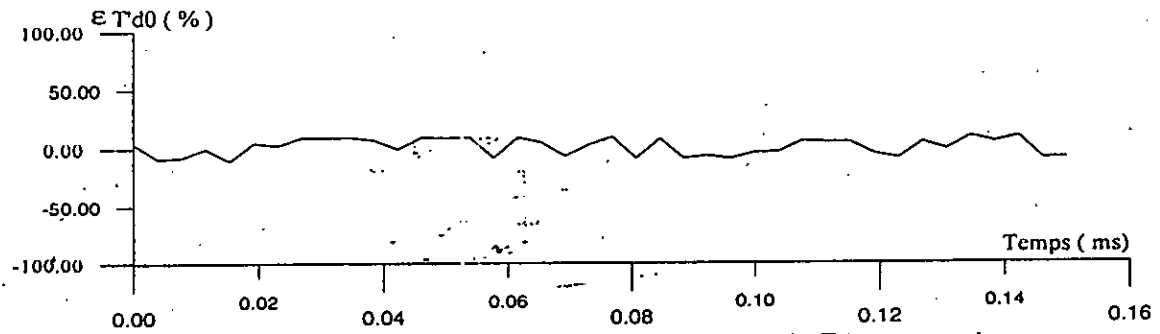
Tableau IV.5: Paramètres du prototype de machine utilisé avec leurs écarts types.



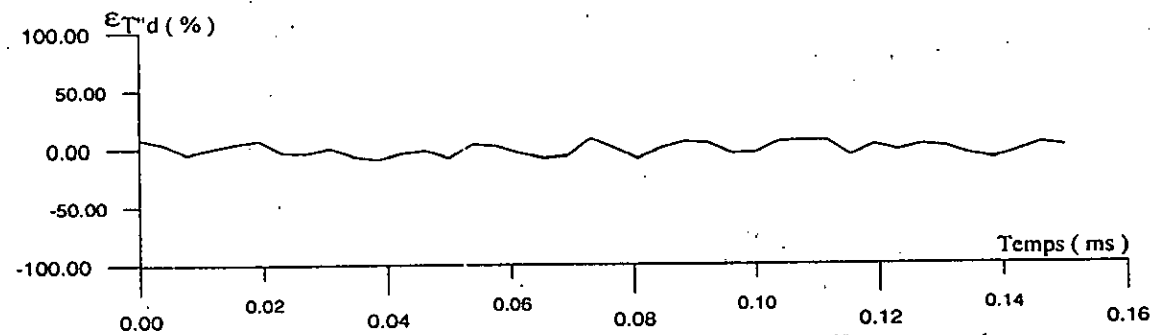
Figures IV. 23 : Ecart type entre les valeurs instantannées de ra et sa valeur moyenne



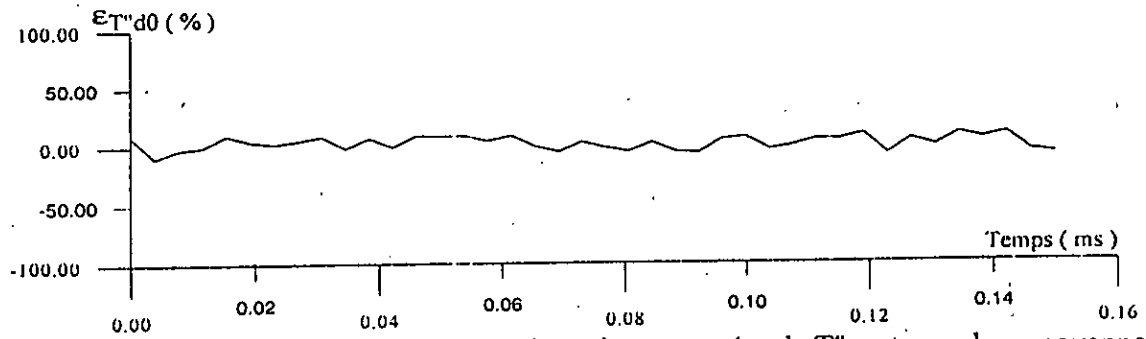
Figures IV. 24 : Ecart type entre les valeurs instantannées de T'd et sa valeur moyenne



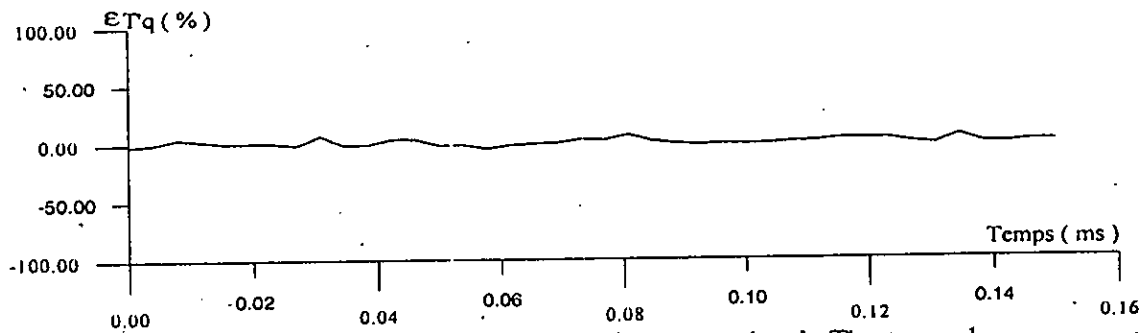
Figures IV. 25 : Ecart type entre les valeurs instantannées de T'd0 et sa valeur moyenne



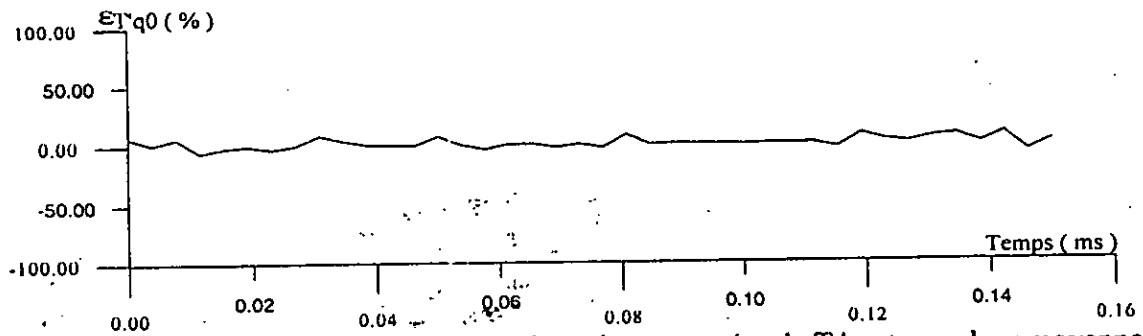
Figures IV. 26 : Ecart type entre les valeurs instantannées de T''d et sa valeur moyenne



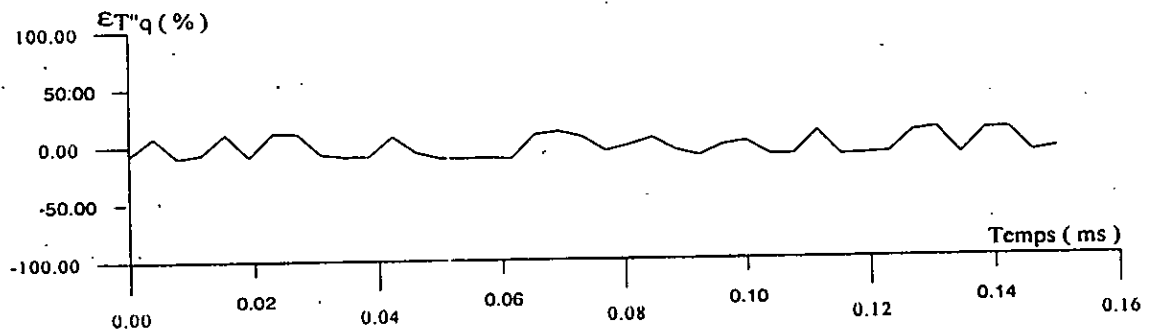
Figures IV. 27 : Ecart type entre les valeurs instantannées de T''_{d0} et sa valeur moyenne



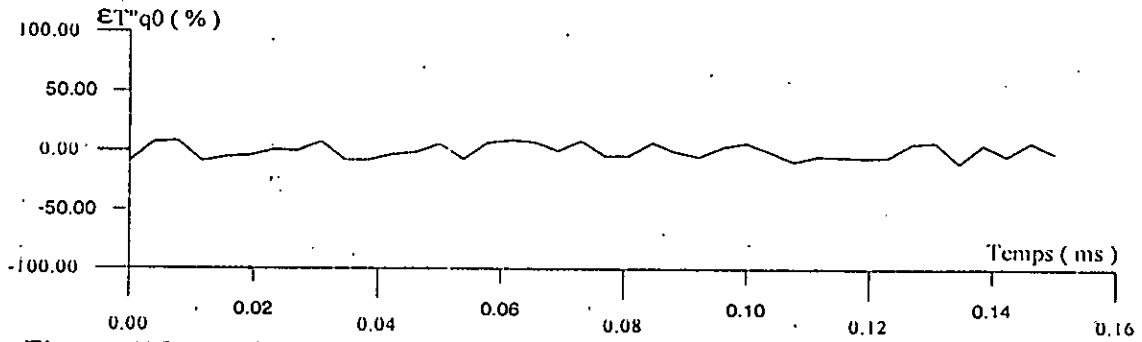
Figures IV. 28 : Ecart type entre les valeurs instantannées de T'_q et sa valeur moyenne



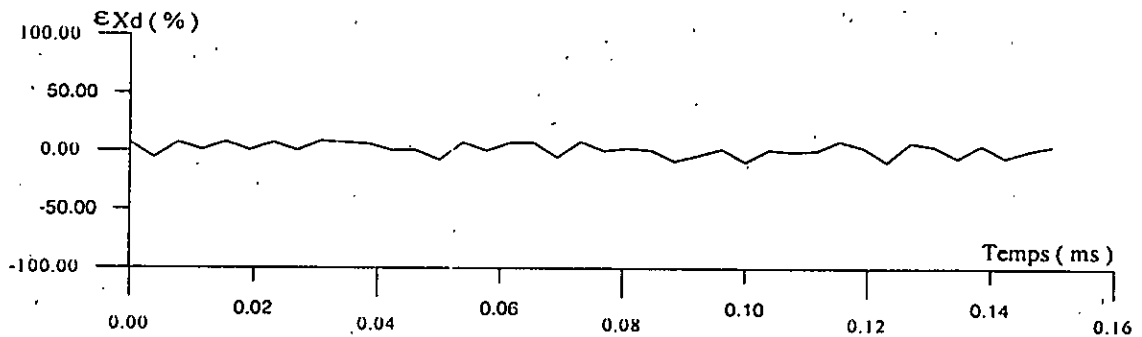
Figures IV. 29 : Ecart type entre les valeurs instantannées de T'_{q0} et sa valeur moyenne



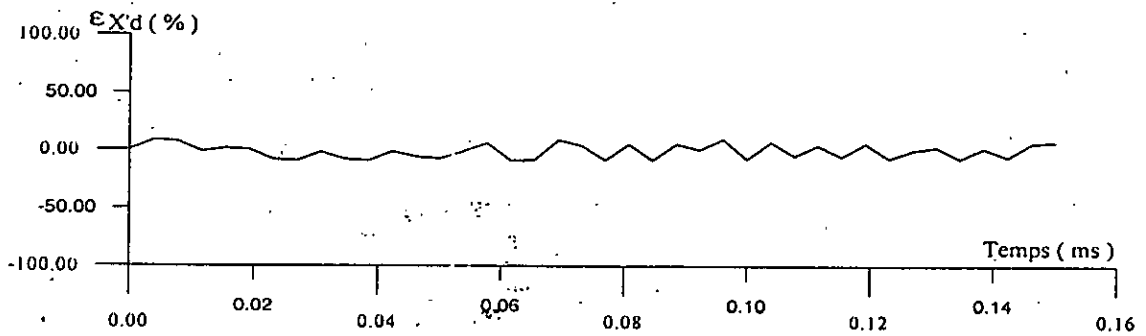
Figures IV. 30 : Ecart type entre les valeurs instantannées de T''_q et sa valeur moyenne



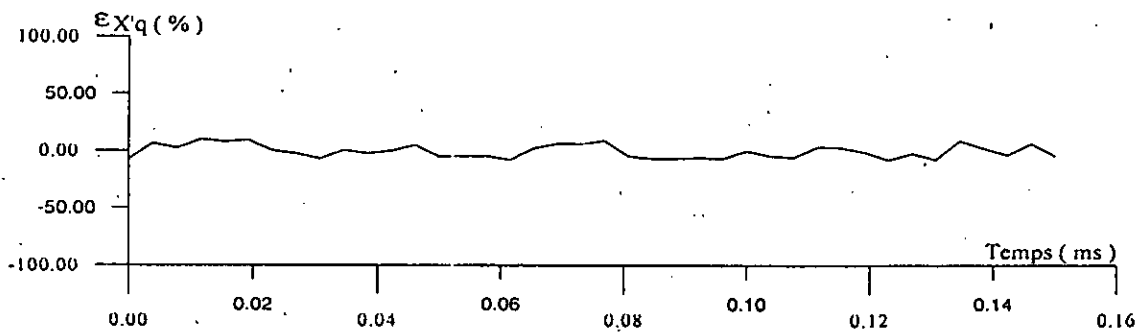
Figures IV. 31 : Ecart type entre les valeurs instantannées de T''_{q_0} et sa valeur moyenne



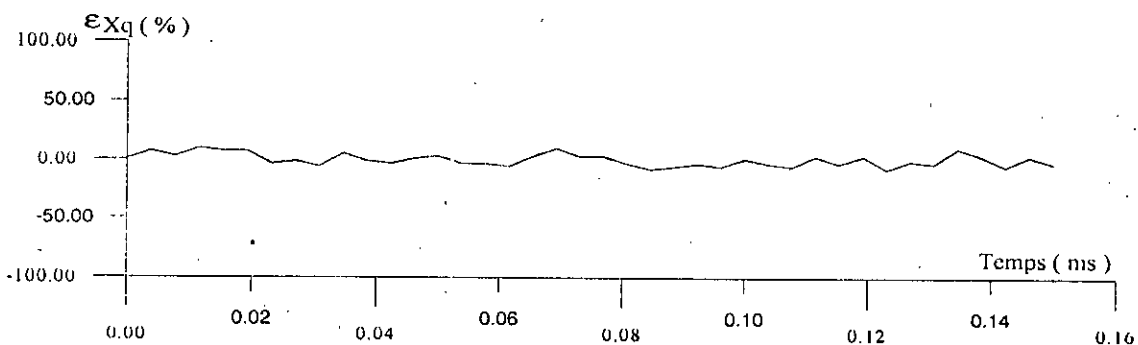
Figures IV. 32 : Ecart type entre les valeurs instantannées de X_d et sa valeur moyenne



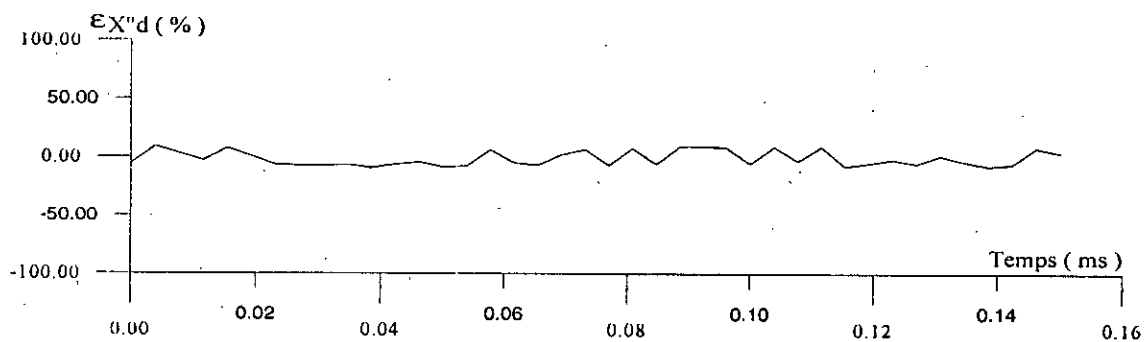
Figures IV. 33 : Ecart type entre les valeurs instantannées de X'_d et sa valeur moyenne



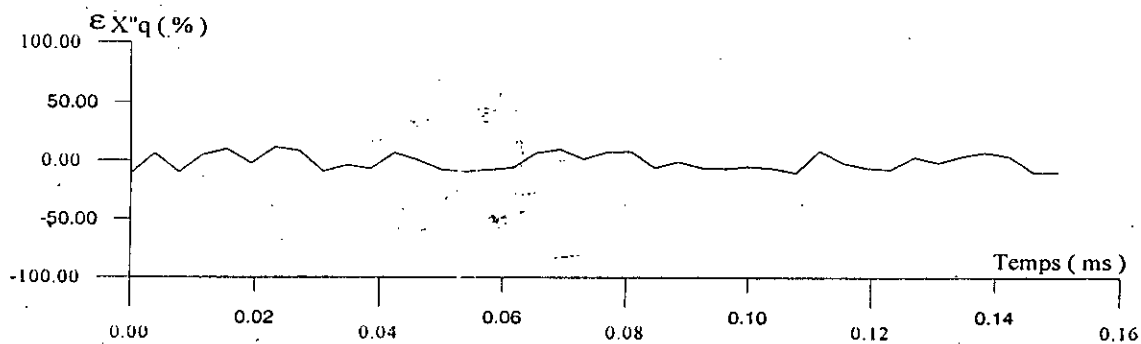
Figures IV. 34 : Ecart type entre les valeurs instantannées de X'_q et sa valeur moyenne



Figures IV. 35 : Ecart type entre les valeurs instantannées de X_q et sa valeur moyenne



Figures IV. 36 : Ecart type entre les valeurs instantannées de X''_d et sa valeur moyenne



Figures IV. 37 : Ecart type entre les valeurs instantannées de X''_q et sa valeur moyenne

IV.3 VALIDATION DU MODELE D'IDENTIFICATION

Pour établir la validité du modèle et des techniques de calculs utilisées, nous avons procédé à la simulation de l'ensemble hacheur-machine synchrone avec rotor à l'arrêt.

Les conditions d'alimentation de la machine dans le cadre des essais statiques font que l'ensemble hacheur-machine synchrone peut être modélisé par un hacheur débitant sur une charge inductive dont les paramètres (R, L) ont été calculés pour les deux position du rotor (direct et quadrature).

Le hacheur utilisé comprend essentiellement un thyristor principal th_p et une diode de roue libre DRL figure(IV.23). La diode de charge D_c , le circuit oscillant L_c, C_c et le thyristor auxiliaires th_c constituent le circuit auxiliaire de blocage du thyristor principal th_p . Ainsi pour bloquer th_p il suffit d'amorcer th_c [31]. La fréquence de hachage étant élevée la conduction est donc continue.

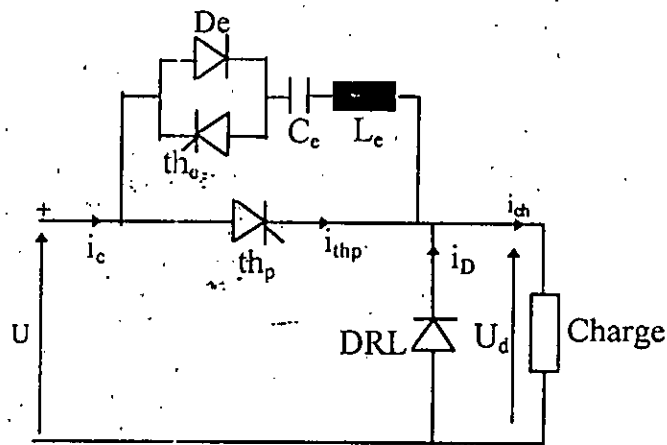
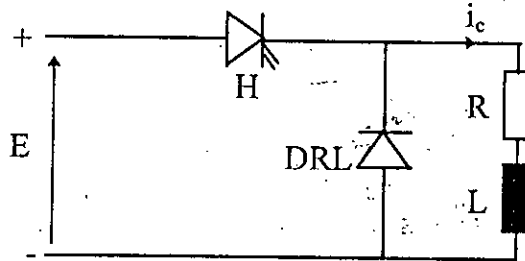


Figure IV.23 : Schéma de principe du hacheur

IV.3.1 Mise en équation de l'ensemble hacheur-machine synchrone.

Lors de la simulation nous avons supposé que les semi-conducteurs sont parfaits et que la tension reste constante lors de la commutation du thyristor principal th_p . D'autre part, nous ne nous intéresserons qu'à la tension et au courant dans la charge. Le circuit à étudier est donc le suivant :



Dans l'intervalle de conduction du hacheur $[0 , \alpha T]$ la tension E est directement appliquée aux enroulements de la machine, le courant dans celle-ci obéit donc à l'équation suivante:

$$Ri_c + L \frac{di_c}{dt} = E \quad (IV.10)$$

d'où
$$i_c(t) = \frac{E}{R} + A \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (IV.11)$$

avec
$$\tau = \frac{L}{R} \quad (IV.12)$$

or à l'instant $t = 0$ et sachant que la conduction assurée par la diode de roue libre est continue:

$$i_c(0) = I_{min}$$

donc :
$$i_c(t) = \frac{E}{R} + \left(I_{min} - \frac{E}{R}\right) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (IV.13)$$

Dans l'intervalle $[\alpha T , T]$ où le hacheur est ouvert et en considérant que la tension passe instantanément de la valeur E à 0, l'inductance L de l'enroulement de la machine se décharge

dans la résistance R à travers la diode de roue libre DRL. Dans ce cas le courant dans la machine obéit à l'équation suivante :

$$Ri_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} = 0 \quad (IV.14)$$

d'où
$$i_c(t) = B \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (IV.15)$$

or à $t = \alpha T$ nous avons $i_c = I_{\max}$

d'où
$$i_c(t) = I_{\max} \exp\left(-\frac{t - \alpha T}{\tau}\right) \quad (IV.16)$$

Il est à noter que les relations établies ci-dessus sont valables pour les trois cas d'alimentation de notre machine. En effet, lors de l'alimentation de la machine selon les axes direct et en quadrature et lors de l'alimentation de la roue polaire, nous avons à remplacer uniquement les valeurs des paramètres R, L et τ par les valeurs des résistances et inductances des circuits de la machine.

La simulation du fonctionnement du système machine synchrone alimenté par hacheur série a donné les courbes représentées sur les figures (IV.24) à (IV.26). Ces figures donnent les comparaisons entre les courbes simulées et les courbes expérimentales.

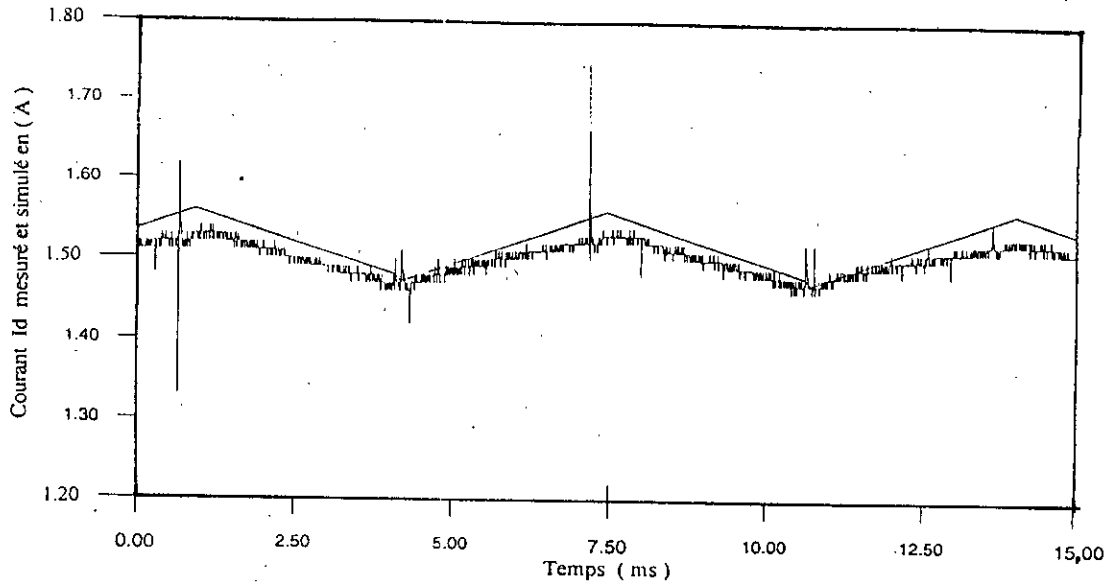


Figure IV.24 : Comparaison des réponses simulée avec celle mesurée (axe direct i_d)

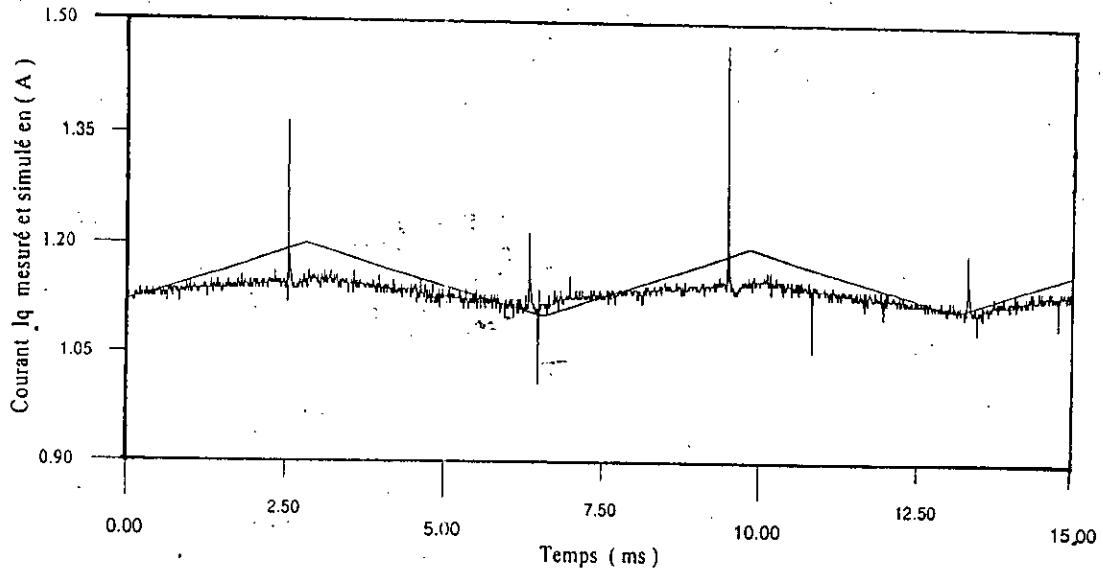


Figure IV.25 : Comparaison des réponses simulée avec celle mesurée (axe quadrature i_q).

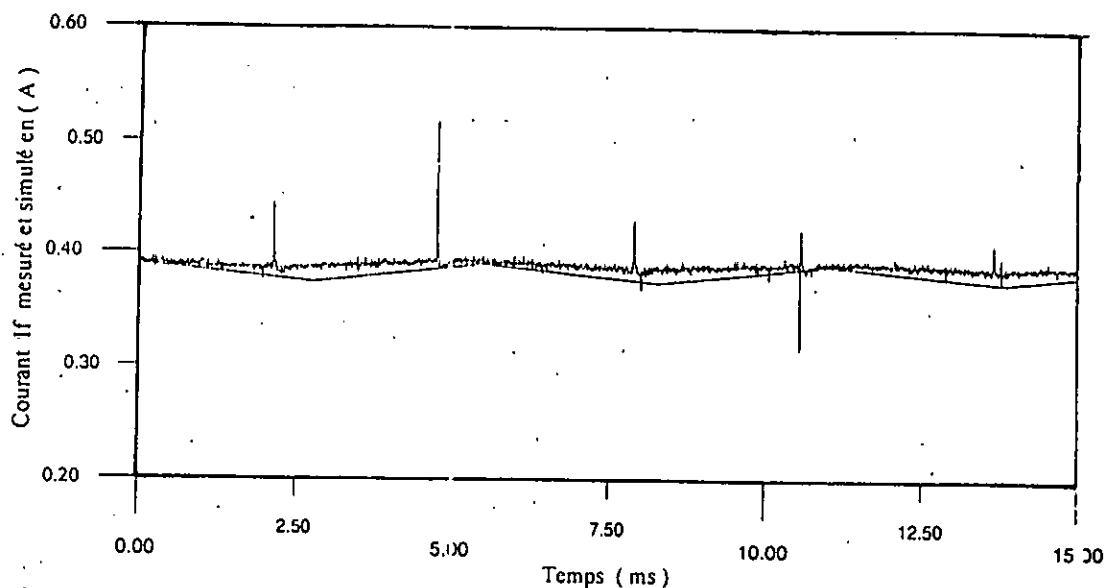


Figure. IV.26 : Comparaison des réponses simulée avec celle mesurée (axe direct i_f).

La comparaison des signaux expérimentaux et ceux simulés en utilisant les paramètres calculés par les diverses méthodes, montre que la simulation restitue de manière très convenable les signaux mesurés avec toutefois de légères différences lors de la commutation où l'on observe l'absence des pics de courant, ce qui était prévisible vu qu'on a considéré une commutation idéale des semi-conducteurs. D'autre part, les différences entre les signaux mesurés et simulés s'expliquent par le fait que les valeurs des inductances et réactances calculées ne peuvent en aucun cas être exactes. En effet, en identification, on ne peut jamais avoir une estimée unique des paramètres à partir des mesures corrélées aux bruits. Cependant, la superposition des deux signaux mesuré et simulé pour les trois cas de mesure (i_d , i_q , i_f) démontre la bonne concordance entre les divers signaux correspondant. En conclusion, cette simulation du modèle dénote une estimation relativement bonne des divers paramètres de la machine.

CONCLUSION

Compte tenu des difficultés associées à l'analyse des tests classiques usuels, l'identification de la machine synchrone s'oriente de plus en plus vers les tests statiques. Dans ce chapitre nous avons procédé avec une méthode d'identification qui a permis de ramener ce problème à celui plus général de l'identification non linéaire d'un système dynamique quelconque, ce qui nous donne donc la possibilité d'utiliser pour sa solution certains outils de programmation non linéaire telle que la méthode de Newton-Raphson.

Il est à noter que dans des conditions expérimentales semblables, l'alimentation des enroulements de la machine par divers signaux d'entrée, conduit à des résultats forts différents lors de l'identification. En effet, l'échelon par exemple, n'excite pas avec persistance les divers modes de la machine, et de ce fait les valeurs des paramètres ainsi calculés se trouvent souvent erronés, en particulier lorsqu'on veut estimer les fonctions de transfert numériquement, car plus le modèle est élevé, plus celui-ci se trouve surparamétré et les paramètres se trouvent sous-estimés. Cependant les essais que nous avons réalisés à l'aide d'une alimentation des enroulements de la machine par hacheur à thyristors, par sa richesse en information, se sont révélés tout à fait adéquats pour une identification paramétrique de notre machine. Aussi ils ont permis la détermination de tous les paramètres du modèle de Park. Nous notons que cette méthode a donné des résultats très satisfaisants comparés à ceux obtenus par les essais classiques du court-circuit.

De plus les résultats de la simulation du modèle utilisé pour l'identification paramétrique de la machine montre que les paramètres estimés restituent à un degré très satisfaisant les signaux mesurés, ce qui montre la validité du modèle et le degré de précision élevé des paramètres.

Enfin, nous signalons que de par la formulation mathématique du modèle de la machine synchrone, nous sommes en mesure d'affirmer qu'il n'existe aucune limite a priori sur l'ordre des deux circuits (n_d et n_q arbitraires) ce qui n'était pas le cas dans l'analyse classique du court-circuit où on est obligé de se restreindre à $n_d = 2$ et $n_q = 2$, du fait de la complexité analytique des problèmes d'ordre supérieur. Nous estimons qu'il y a donc espoir de n'avoir plus à se fier dans toutes les situations, à un modèle général unique mais de disposer pour chaque cas, d'un modèle particulier optimal, au sens où on l'a identifié directement à partir du processus que plus tard, il est sensé prédire.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

De façon générale, pour identifier un système l'utilisateur se doit de disposer d'un ensemble de mesures du système à étudier, d'envisager la structure générale du modèle à identifier puis déterminer les paramètres de ce dernier pour ensuite les valider ou les modifier selon les simulations du modèle obtenu.

Dans ce travail, nous avons présenté les résultats de l'exploitation de plusieurs tests de détermination des paramètres d'une machine synchrone. Ces résultats ont permis de constater une assez bonne concordance entre les paramètres obtenus par les diverses méthodes utilisées. Ainsi les valeurs des résistances, réactances et constantes de temps calculées par la méthode de Newton-Raphson concordent et de façon très satisfaisante avec celles calculées en utilisant les procédures confirmées par les normes de la C.E.I.

L'alimentation des enroulements de la machine à partir d'un hacheur à thyristors, nous a permis de déterminer tous les paramètres du modèle de Park. Sa mise en oeuvre nécessite des moyens assez sophistiqués pour mesurer et enregistrer les signaux d'entrée-sortie, cependant la précision, la rapidité d'acquisition et la fiabilité des mesures sont améliorées de façon considérable. De plus, par rapport aux méthodes classiques habituelles, nous notons que la technique utilisée permet une détermination des paramètres par diverses méthodes de calcul. En effet, les mesures effectuées sont directement traitées par calculateurs, il suffira donc de choisir la méthode de programmation adéquate qui permet de donner les meilleurs paramètres possibles du modèle.

D'un point de vue théorique, les tests statiques présentent des avantages certains par rapport aux tests classiques du court-circuit; en effet, le découplage magnétique des deux axes, l'absence de contraintes mécaniques et la possibilité d'étudier la machine dans des conditions fort variables, en particulier en régime saturé, expliquent l'intérêt sans cesse croissant que connaissent ces tests et l'importance que ces méthodes acquièrent par rapport aux tests classiques.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] I.D. Landau. " Identification et commande des systèmes à l'aide des progiciels P.I.M et PC-REG ". Traité des nouvelles technologies, série automatique, édition Hermès, Paris 1988.
- [2] J.P. Sandraz - S. Gentil - C. Foulard. " Commande et régulation par calculateurs numériques ". Edition Eyrolles 1982.
- [3] N. D. Rao - S. C. Tripathy. " Power system static state estimation by the Levenberg- Marquardt algorithm ". IEEE Trans on PAS, Vol.PAS 99, N°2, March / April 1980, pp 695-702.
- [4] O. Touhami. " Contribution à l'identification paramétrique des machines électriques ". Thèse de doctorat d'Etat ès-Sciences, E.N.P, Mai 1994.
- [5] O. Touhami - H. Guesbaoui - C. Iung. " Vers une méthodologie d'identification des machines électriques ". AGI'94, AFCET - SEE , Poitier 1994 , pp.1-5.
- [6] O. Touhami - H. Guesbaoui - C.Iung " Parameter identification of electrical machines". International journal of power and energy systems Vol 14, N°1, 1994, pp. 22-26
- [7] A. Keyhani. " synchronous machine parameter identification ". Electric machines and power systems 1992 , pp. 45 - 59.
- [8] B. Adkins and R.G Harley " The general theory of alternating current machines ". Chapman and Hall, London 1975
- [9] F. Leguebedj. " Détermination des paramètres des machines synchrones et influence des modèles sur les régimes transitoires ". Thèse de magister, E.N.P, Octobre 1993
- [10] M. Rajei. " Modélisation des machines synchrones : comparaison entre essais pratiques et modèles numériques " Thèse de magister, E.N.P, Novembre 1993
- [11] Y. Sevely. " systèmes et asservissements linéaires échantillonnés ". Edition Donod, Paris 1973
- [12] L. yung. " Analysis of recursive stochastic algorithm ". IEEE Trans automatic control Vol.AC- 22, 1977, pp. 551 - 575
- [13] M. Najim. " Modélisation et identification en traitement du signal". Edition Masson 1988

- [14] M. Boumechat - A. Gourdin. " Méthodes numériques appliquées ", O.P.U 1993
- [15] Carnahan - Wilkes. " Applied numerical methods ". John Willey 1969
- [16] D.S Petrovic. " Elaboration d'un modèle élargi de la machine synchrone et estimation paramétrique par analyse indicielle à l'arrêt ". IMACS - TC'90 pp.245-251
- [17] I.M. Canay. " Physical significances of sub-subtransient quantities in dynamic behaviour of synchronous machine ". IEEE, Proceedings Vol 135 Part B, N°6 November 1988, pp. 334 - 340
- [18] P. Krause. " Analysis of electric machinery ". Mc Graw-hill Book company, 1986
- [19] M. Kostenko - L. Piotrovski. " Machines électriques, tome 2". Edition Mir, Moscou
- [20] C. Concordia. " Synchronous machines theory and performances ". John Willey and Sons, 1951
- [21] M. Crappe - M. Delhaye - L. Soenen - F. Van de meulebroeck. " Modèles des machines synchrones et de leurs organes de commande . Où en sommes-nous? ". Cycles de conférences SRBE 1980, pp. 1 - 34
- [22] I.M. Canay. " Causes of discrepancies on calculation of rotor quantities and exact equivalent diagrams of the synchronous machine ". IEEE. Trans. on pas. N°7, july 1969, pp. 1114 - 1120
- [23] P. Schultz - D. Jones - D. Ewart. " Dynamic models of turbine generators derived from solid rotor equivalent circuits" IEEE-PES summer meeting, San Francisco, July 1972 pp. 926 - 933
- [24] M.E . Coultres - W. Watson. " Synchronous machine models by standstill frequency response tests ". IEEE Trans on PAS, Vol PAS -100 N°4, April 1981, pp.1480 - 1489
- [25] D.J.G Morell - B.W. Hogg. " Identification and validation of turbogenerator models " Automatica, Vol.26, N°1,1990, pp135-153.
- [26] J.L .Cotny - J . Lesenne - G. Seguier. " Transmittance générale de la machine synchrone, conséquences des simplifications usuelles ". Proc IEE Vol 118 N°10, October 1971, pp. 236 - 244

- [27] **P.de Mello - L.H Hannet.** " Validation of synchronous machine models and derivation of model parameters from tests ". IEEE Trans on PAS, Vol.PAS 100, N°2, February 1981, pp. 662 - 972
- [28] **M. Crappe - M. Delhaye - M. Naciri.** " Experimental determination of large turbo-generator parameters ". ICEM 1982, Budapest, proceedings part.3, pp. 872 - 875
- [29] **M. Crappe.** " Le comportement dynamique des alternateurs de grande puissance ". AIMS, Bulletin mensuel, octobre 1987, pp. 10 - 15 .
- [30] **P.L - Dandeno.** " Current and suggested practices in power stability simulations for synchronous machines ". IEEE Trans EC, Vol EC-1, 1986, pp 77-93
- [31] **M.O. Mahmoudi.** " Etude des variateurs de vitesse: Simulation et synthese de leurs performances ". Thèse de magister, E.N.P, octobre 1986 .
- [32] **S.H Minnich - M.V.K Chari and J.F Berkery** " Operational inductances of turbine generators by the finite element method ", IEEE Trans PAS, Vol.PAS-102, N°1, 1983, pp 20-27
- [33] **M. Crappe - M. Delhaye.** " Détermination des paramètres dynamiques des turbo-alternateurs de grande puissance par analyse informatique et statistique des signaux enregistrés au cours d'essais ". Cigré Rapport 38-10, 1984, pp.1- 10
- [34] **J.C. Maun - M. Bodson.** " La mesure des paramètres des machines synchrones par l'essai statique de réponse en fréquence " Cycle de conférence SRBE 1982, pp. 79-94
- [35] **P De Mello - L H. Hannet.** " determination of synchronous machine electrical characteristics by tests ". IEEE Trans on PAS, Vol PAS 102, N°12, December 1983, pp 3810 - 3814
- [36] **C.E.I publication 34.4** " Recommandations pour les essais des machines électriques tournantes ". 1985
- [37] **R. Daguët.** " Calcul des résistances, réactances et constantes de temps des machines électriques ". Techniques de l'ingénieur (D512)
- [38] **M. Hasni - O. Touhami - R. Ibtouen** " Estimation des paramètres des machines synchrones ". Proceedings of the CMES'95, Guelma 7/8 november 1995
- [39] **O. Touhami - M. Hasni - R. Ibtouen - H. Guesbaoui.** " Estimation of synchronous machine parameters from time - domain standstill tests ". Acceptée à paraître proc of ICEM'96, Vigo Spain, september 1996.

- [40] I.M. Canay. " Determination of model parameters of synchronous machine ". IEE Proc, Vol 130, part B, N°2, March 1983, pp. 86 - 93
- [41] S.K.Goswami. " Synchronous machine sudden three-phases short-circuit ". Proc of IEE, Vol .118, N°10, October 1971, pp.1459 - 1465
- [42] J.C. Maun. " New procedure for the identification of dynamic parameters of the synchronous machine by three-phase short-circuit test and extension to other tests". IMACS 1984, pp.11 - 17.
- [43] I. Kamwa - P. Viarouge. " Une méthode directe d'estimation des paramètres de la machine synchrone a partir des oscillogrammes de court-circuit ". IMACS TC1, IEEE International symposium, 1987, pp.247 - 254
- [44] K. Pawluk. " Méthode statique de mesure des constantes de temps et des réactances d'une machine synchrone ". Revue générale de l'électricité, Tome 71 N°6, Juin 1962, pp. 303 - 312
- [45] O. Touhami - H. Guesbaoui - C. Iung. " Synchronous machine parameter identification by a multitime scale technique ". IEEE Trans on Industry Applications, Vol 30 N°6, December 1994, pp. 1900-1908
- [46] E. Eitelberg - R.G. Harley. " Estimating synchronous machine electrical parameters from frequency response test ". IEEE Trans on Energy conversion Vol. EC-2, N°1, March 1987, pp.132-136
- [47] P. De mello - L. Hannett - J.R. Willis. " Determination of synchronous machine stator and field leakage inductances from standstill frequency response tests ". IEEE Trans on power systems, Vol 3, N°4, November 1988, pp. 1625 - 1632
- [48] I.M.Canay. " Identification et détermination des paramètres des machines synchrones". Revue Brown Boveri 6/7 - 1984, pp. 299 - 303
- [49] I. Kamwa - P. Viarouge - J. Dickinson. "Discrete techniques for synchronous machine operational impedance estimation from time-domain standstill test ". IMACS, TC1- IEEE International symposium 1988, pp. 24 - 27.
- [50] T.J. Hammons. " Comparisons of synchronous machine models in the study of the transient behaviour of electrical power systems ". Proc IEE, Vol 118, N°10 October 1971, pp.1442 - 1459
- [51] J.K. Aggarwal. " Input quantization and arithmetic roundoff in digital filters" Report of department of electrical engineering. The university of Texas 1986.

KEYWORDS:

Synchronous Machine, Parameter Estimation, Synchronous machines models, DC-Chopper, Newton-Raphson Method.

ABSTRACT:

A novel method is proposed for the estimation of synchronous machine coupled to dc-chopper using data recorded during steady-state operation of the chopper-machine unit. The signals used are chopper wave voltages exciting the machine at standstill and the resulting output current in the various windings. We use the Newton-Raphson method to estimate the parameters of operational impedances, or in other terms, the reactances and the time constants. The results are presented from tests on the synchronous machine of 2kVA/380V/1500rpm. In this thesis, we present an off-line estimation technique with a machine at standstill. There is then no magnetic coupling between the direct and quadrature axis. However, there is no method about the model order estimation of the synchronous machine. Park's models are used (d-q transformation of stator quantities into rotor reference frame). The experimental data processing is performed in two etapes. An automatic analysis is realized following the usuel methods (IEC recommendations). The results from this analysis are then used as initial conditions for the estimation by Newton-Raphson method.

MOTS CLES:

Machine synchrone, Estimation paramétrique, modèles de machines synchrones, convertisseur continu-continu, Méthode de Newton-Raphson

RESUME

Une nouvelle méthode d'estimation des paramètres de la machine synchrone associée à un convertisseur continu-continu est proposée utilisant les données recueillies pendant le fonctionnement en régime permanent. Les signaux utilisés sont les ondes de tension du hacheur excitant la machine à l'arrêt et le courant de sortie résultant dans les différents enroulements. Nous utilisons la méthode de Newton-Raphson pour l'estimation des paramètres des impédances opérationnelles, c'est à dire les réactances et les constantes de temps. Les tests sont appliqués sur une machine synchrone de caractéristiques: 2kVA/380V/1500tr/min. Nous présentons une technique d'estimation hors-ligne avec une machine à l'arrêt. Il n'existe alors aucun couplage magnétique entre les axes direct et quadrature. Actuellement, il n'existe aucune méthode d'estimation de l'ordre du modèle machine synchrone i.e, le nombre d'amortisseurs dans les deux axes qui définit la structure de la machine. Le traitement des données expérimentales est effectué en deux étapes: Une analyse automatique succède aux méthodes usuelles (recommandations de la CEI). Les résultats obtenus sont alors utilisés comme conditions initiales pour l'estimation par la méthode de Newton-Raphson.