

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

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

Département de Génie Electrique

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE)



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

**THESE**

**DOCTORAT D'ETAT**

Présentée par :

**Mourad HASNI**

(Ing., Magister ENP)

**TITRE**

**Identification Paramétrique et Structurale  
des Machines Synchrones par Application  
de Divers Signaux d'excitation**

Soutenue le 30 octobre 2007 devant le jury composé de :

<b>Président :</b>	Mr. MAHMOUDI Md. Oulhadj	Professeur, ENP
<b>Directeur :</b>	Mr. TOUHAMI Omar	Professeur, ENP
<b>Co-Directeur :</b>	Mr. IBTIOUEN Rachid	Professeur, ENP
<b>Examineurs :</b>	Mr. FADEL Maurice	Professeur, ENSEEIHT Toulouse
	Mr. HADDAD Salah	Professeur, UMM Tizi-Ouzou
	Mr. MEKHTOUB Saïd	Maître de Conférence, ENP
<b>Invité :</b>	Mr. KHELOUI Abdelaziz	Maître de Conférence, EMP

Thèse préparée au laboratoire de Recherche en Electrotechnique de l'Ecole Nationale Polytechnique  
BP 182 El Harrach 16200, Alger , Algérie.

## ملخص

في هذا العمل نقدم المنهجية التي يجب إتباعها لتعريف وسائط نموذج بارك للألات الكهربائية المتزامنة يتم تعريف هذه الوسائط انطلاقاً من عدد من الاختبارات. الإجراءات المتبع يتمثل في تعريف وإجراء مختلف الاختبارات، تعريف هيئة النموذج وحساب متغيراته، ثم تأكيد صحة النموذج أجريت الاختبارات على آلتين متزامنتين: واحدة في مخبر الألات الكهربائيّة (م.و.م.ت)، و الأخرى بمخبر ( بلازما و تحويل الطاقة-الوحدة مختطة (تولوز))

## الكلمات المفتاحية

آلات متزامنة، تعريفات، اختبارات ديناميكية وثابتة، تجاوبات اهتزازية، خوارزميات لفنبرج-ماركواردت

---

## Résumé :

Dans ce travail nous présentons la conception et la mise au point d'une méthodologie pour l'identification des paramètres du modèle de Park des machines synchrones. Ces paramètres sont identifiés à partir d'un certain nombre de tests. L'algorithme d'identification utilisé est basé sur la méthodologie du modèle de référence appliqué hors-ligne, laquelle minimise un critère, qui est fonction de l'erreur entre les sorties de la machine et du modèle, par un algorithme de Levenberg-Marquardt

La procédure suivie consiste à définir et effectuer les divers tests, identifier la structure du modèle, estimer les paramètres correspondants, et enfin valider le modèle identifié.

Les tests ont été réalisés sur deux machines synchrones l'une au niveau du laboratoire de machine électrique de l'ENP, l'autre au niveau du laboratoire Plasma et Conversion d'Énergie-Unité mixte CNRS-INP Toulouse

## Mots clés :

Machine synchrone, Modélisation, Identification, tests statiques et dynamiques, réponses fréquentielles, Algorithme de Levenberg-Marquardt.

***Abstract:***

In this work we present the design and the development of a methodology for the parameters identification of the Park's model of synchronous machines. These parameters are identified while using a certain number of tests. The algorithm of identification used is based on the methodology of the model of reference applied out-line, which minimizes a criterion, function of the error between the outputs of the machine and the model, by a Levenberg-Marquardt algorithm.

This procedure consists of defining and conducting the various tests, identifying the model structure, estimating the corresponding parameters, and making valid the resulting model.

The tests are carried out on two synchronous machines: one on the electric laboratory of machine (ENP), the other on the Laboratory (Plasma et Conversion d'Energie-Unité mixte CNRS-INP Toulouse).

***Keywords:***

*Synchronous Machine, Modeling, Identification, dynamic and Standstill Tests, Frequency Response, Levenberg-Marquardt algorithm.*

## AVANT PROPOS

Les travaux que nous présentons dans cette thèse ont été effectués au Laboratoire de recherche en électrotechnique de l'Ecole Nationale polytechnique, en collaboration avec le Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie -Unité mixte CNRS-INP Toulouse

Il m'est difficile d'exprimer en quelques mots tout ce que je dois à mes directeurs de thèse Messieurs TOUHAMI Omar et IBTIOUEN Rachid, pour le climat fraternel qu'ils ont su créer dans nos relations de travail ; qu'ils soient remerciés pour m'avoir accueilli et dirigé dans leur Laboratoire. Leur encouragement, leur réconfort, leur disponibilité ont été pour moi un véritable catalyseur qui m'a encouragé à aller de l'avant. Qu'ils soient également remerciés pour toute l'aide qu'ils m'ont apporté et les conseils qu'ils n'ont cessé de me prodiguer durant ces années de recherches. Je tiens sincèrement à leur rendre hommage pour la confiance qu'ils m'ont témoigné tout au long de ces longues années passé au laboratoire.

Je tiens à remercier :

- Monsieur MAHMOUDI Md. Oulhadj Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger pour m'avoir fait l'honneur de présider ce jury de thèse.
- Monsieur FADEL Maurice Professeur à l'Ecole Nationale Supérieur d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique, et des Télécommunications (ENSEEIH) de Toulouse, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail et l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être membre du jury. Je ne saurai le remercier assez pour toute l'aide et les facilités qu'il m'a accordé durant mon séjour au Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie qu'il dirige.
- Monsieur HADDAD Salah Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou qui m'a honoré de sa présence parmi les membres du jury, et a accepté d'être un des examinateurs, apportant ainsi sa caution scientifique à mon travail
- Monsieur MEKHTOUB Said Maître de Conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, qu'il soit vivement remercié pour avoir accepté de participer à mon jury de thèse et pour l'intérêt qu'il a montré pour mes activités de recherche. Je n'oublierai pas le soutien morale qu'il n'a jamais cessé de m'apporter afin de mener à terme ce travail
- Monsieur KHELOUI Abdelaziz Maître de Conférence à l'Ecole Militaire Polytechnique (EMP) pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail en acceptant de participer au jury de soutenance.

Je n'oublierai pas de remercier l'ensemble des enseignants du département de Génie-Electrique de L'ENP qui m'ont considérés comme un de leurs collègues plutôt qu'un de leurs étudiants et qui m'ont témoigné une grande sympathie, à aucun moment durant tout mes travaux je me suis senti étranger à l'ENP.

Je tiens à remercier également l'ensemble du personnel administratif, enseignants et chercheurs du laboratoire Plasma et Conversion d'Energie de Toulouse, pour leur accueil et l'ambiance amicale qu'ils m'ont réservé durant mes deux stages au sein de leur laboratoire. Je pense tout particulièrement à :

- Stéphane Caux qui m'a pris en charge durant mes deux séjours au laboratoire, je le remercie vivement pour son soutien et son aide indéfectibles.
- Olivier Durrieu qui m'a été d'une aide très précieuse pour réaliser mes tests au Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie de Toulouse.

Je remercie également tous mes collègues et amis de l'université des sciences et de la technologie Houari Boumediene (USTHB) de Bab-Ezzouar ; Particulièrement mes amis du laboratoire (LSEI) et ceux de mon équipe de recherche.

Ma plus haute gratitude va à mes parents, ma femme, mes enfants (Smail, Lyna et Amine) , mes frères, mes sœurs et ma belle famille, je ne saurais comment exprimer toute la reconnaissance que je leur dois pour la patience, l'aide, le réconfort et les encouragements qu'ils m'ont apportés durant ce long cycle de travail.

Cette présente thèse leur est dédiée à titre de modeste remerciement ; qu'ils soient là assurés de ma profonde gratitude.

**MERCI À TOUS**

## **SOMMAIRE**

**Avant Propos**

**Nomenclature des symboles**

<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>1</b>
APERCU SUR L'EVOLUTION DE L'IDENTIFICATION STRUCTURALE DE LA MACHINE SYNCHRONE.....	5
PROBLEMES DE L'IDENTIFICATION STRUCTURALE DE LA MACHINE.....	5
IDENTIFICATION PARAMETRIQUE DE LA MACHINE SYNCHRONE: ETAT DE L'ART.....	7

### **Chapitre I**

#### **MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE**

INTRODUCTION .....	10
I.1. MODELE LINEAIRE .....	11
I.1.1 Modèle de Park .....	11
I.1.2 Hypothèses simplificatrices .....	13
I.1.3 Equations électriques et magnétiques.....	13
I.1.4 Transformation de Park.....	15
I.1.5 Equations de Park dans les axes d et q, liées au rotor.....	16
I.1.6 Equations des flux et courants.....	16
I.2. SCHEMA EQUIVALENT DE LA MACHINE SYNCHRONE.....	17
I.3. MISE EN EQUATION DE LA MACHINE .....	18
I.4. MODELE GÉNÉRALISÉ .....	19
I.4.1. Equations de la machine pour le modèle élargi .....	21
I.4.2 représentations structurelles utilisées en modélisation et identification .....	23
I.5. RELATIONS ENTRE LES DIFFERENTS PARAMETRES DE LA MACHINE SYNCHRONE.....	24
I.5.1. Réactances d'axe direct.....	24
I.5.2. Constantes de temps d'axe direct.....	24
I.5.3 Réactances d'axe quadrature.....	24
I.5.4 Constantes de temps d'axe quadrature .....	24
I.6. MISE EN EQUATION DE LA MACHINE SYNCHRONE LORS D'UN COURT-CIRCUIT TRIPHASE BRUSQUE À VIDE .....	25
I.7 VARIATION DES PARAMETRES.....	26
I.8. PARAMETRES IMPORTANTS ET MODELE DE VALIDATION.....	28
CONCLUSION.....	29

### **Chpitre II**

#### **METHODES D'IDENTIFICATION DES PARAMETRES DES MACHINES ELECTRIQUES**

<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>32</b>
II.1. PANORAMA DES METHODES D'IDENTIFICATION.....	33

II.2. TECHNIQUES D'IDENTIFICATION.....	33
II.2.1 Caractérisation.....	34
II.2.2 Critère d'estimation.....	34
II.2.3 Choix de la méthode.....	35
II.2.4. Conditions nécessaires pour un minimum.....	36
II.3. Méthodes paramétriques d'identification.....	38
II.3.1. Méthodes déterministes .....	38
II.3.2. Classification des méthodes.....	40
II.4 TEST D'ARRETS DE L'ALGORITHME.....	45
II.5. MISE EN ŒUVRE DE LA METHODE D'OPTIMISATION.....	45
II.6. CHOIX DE LA FREQUENCE D'ECHANTILLONNAGE.....	46
II.7. BRUITS DE MESURE.....	46
CONCLUSION.....	47

### Chapitre III

#### DETERMINATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE PAR LES TESTS CONFIRMEES PAR LES NORMES INTERNATIONALES

INTRODUCTION.....	50
III.1. MISE ŒUVRE DES ESSAIS .....	51
III.2. MESURE DES RESISTANCES.....	52
III.3. COURT-CIRCUIT TRIPHASE BRUSQUE A VIDE.....	53
III.4. ESSAI A VIDE ET COURT-CIRCUIT TRIPHASE PERMANENT.....	55
III.5. TEST BASÉ SUR LE FAIBLE GLISSEMENT .....	56
III.6. ESSAI A EXCITATION NEGATIVE.....	57
III.7. TESTS STATIQUE DE DECROISSANCE DU CONRANT CONTINU.....	58
III.8. RESULTATS EXPERIMENTAUX ET MODELE DE VALIDATION.....	64
CONCLUSION.....	67

### Chapitre IV

#### DETERMINATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE PAR LES TESTS STATIQUES

INTRODUCTION .....	70
IV.1. INTERET DES ESSAIS STATIQUES.....	71
IV.2. CHOIX DE L'EXCITATION.....	71
IV.3. ALIMENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE PAR HACHEUR .....	72
IV.4. MISE EN EQUATION DE LA AMCHINE DANS LE CAS STATIQUE .....	75
IV.5. CHOIX DE LA METHODE D'OPTIMISTATION.....	76
IV.6. MISE EN ŒUVRE DE LA METHODE .....	78
IV.7. PARAMETRES IDENTIFIES DE LA MACHINE [M1].....	80
IV.8. TESTS REALISES SUR LA MACHINE [M2] .....	82
IV.8.1. Montage réalisé.....	82

IV.8.2 Décroissance du courant continu à l'arrêt.....	84
IV.8.3 Excitation par hacheur à transistors.....	85
IV.8.4 Excitation par onduleur MLI .....	86
IV.8.5 Excitation par séquences binaires pseudo-aléatoires.....	87
IV.9. RESULTATS OBTENUS ET MODELE DE VALIDATION.....	88
IV.10. INFLUENCE DU VECTEUR INITIAL SUR LES PARAMETRES.....	89
IV.11. INFLUENCE DE L'HORIZON D'OBSERVATION.....	90
IV.12. VALIDATION DES RESULTATS D'IDENTIFICATION DE LA MACHINE [M2].....	91
CONCLUSION.....	94

## **Chapitre V**

### **Identification de la Machine par les Tests Fréquentiels**

INTRODUCTION .....	97
V.1. INTERET DE LA SIMPLIFICATION DE MODELE.....	97
V.2. DEFINITION DES PERTURBATIONS SINGULIERES.....	98
V.3. MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE EN UTILISANT LES PERTURBATIONS SINGULIERES.....	99
V.3.1 Introduction aux perturbations singulières.....	99
V.3.2 Application des perturbations singulières à la machine synchrone.....	101
V.4. CARACTERISTIQUES DE REPONSE EN FREQUENCE.....	103
V.5. TECHNIQUES DE MESURE SSFR ET IDENTIFICATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE.....	104
V.5.1 Mesures par SSFR (Standstill Frequency Response).....	104
V.5.2.. Principe de la méthode .....	106
V.5.3. Montage pour tests SSFR.....	107
V.5.4. Courbes relevées pour les différentes positions.....	109
V.5.5. Résultats obtenus .....	111
V.5.6. Validation du modèle .....	112
V.6. INFLUENCE DE LA FREQUENCE DE L'EXCITATION SUR LES PARAMETRES.....	114
CONCLUSION.....	117
<b>Conclusion Générale.....</b>	<b>120</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>124</b>

## 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  
 $\mathcal{G}$  : Vecteur des paramètres  
 $H(p)$  : Fonction de transfert  
 $\varepsilon$  : Ecart ou erreur d'estimation  
 $J$  : Fonction coût  
 $\mu$  : Pas d'intégration  
 $n_d, n_q$  : Nombres entiers

### Symboles physiques :

- $L_d(p), L_q(p)$  : Inductances opérationnelles  
 $X_d(p), X_q(p)$  : Réactances synchrones opérationnelles 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
$X_a$	: 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 statorique 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 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 en quadrature de la tension et du courant
$V_f, i_f$	: Tension et courant de l'enroulement d'excitation
$\varphi_d, \varphi_q$	: Flux dus aux enroulements statorique d'axe direct et quadrature
$\varphi_D, \varphi_Q$	: Flux dus aux enroulements amortisseurs d'axe direct et quadrature
$\varphi_f$	: Flux due à l'enroulement inducteur
$\omega_n$	: Fréquence du synchronisme
$\omega_r$	: Fréquence rotorique

# INTRODUCTION GENERALE

---

## INTRODUCTION GENERALE

---

Durant les dernières décennies, l'évolution dans la pratique de l'estimation paramétrique des machines électrique n'a cessé de croître. Les exigences industrielles justifient amplement l'intérêt porté sur la représentation des systèmes électromécaniques par des modèles mathématiques. En effet de nombreux problèmes se posent et notamment pour des systèmes complexes et d'ordre élevé. Dans plusieurs domaines industriels, la modélisation et l'identification des machines prennent une importance capitale. En effet, la nécessité de faire fonctionner les machines et leurs dispositifs de protection ou de contrôle à la limite de leur possibilité et le besoin d'assurer la liaison convertisseur statique-machine ont conduit à des recherches approfondies sur le comportement dynamique des machines synchrones afin de mieux les contrôler. Un tel contrôle nécessite une connaissance de leur matrice de transfert pour concevoir et leur adapter un dispositif de réglage. Les paramètres de la matrice de transfert sont très souvent inconnus, d'où la nécessité de leur identification préalable.

Dans le domaine du diagnostic de défaut des machines, le développement de nombreux thèmes scientifiques liés au diagnostic des machines électriques impose un effort important de modélisation des processus électriques en raison des exigences croissantes sur le degré de sûreté de fonctionnement désiré.

De même, les concepteurs des machines sont aussi intéressés par leur modélisation car lors de l'étude en vue de la construction d'une machine destinée à une utilisation particulière, l'optimisation des organes faisant sa spécificité pourrait être beaucoup plus aisée avec un modèle complet et généralisé de la machine.

Lorsque nous parlons de modélisation, deux aspects interviennent, d'une part la structure du modèle, structure des équations de description du comportement statique et/ou dynamique, d'autre part la paramétrisation du modèle, à savoir l'évaluation quantitative de ses paramètres. Le modèle de la machine synchrone utilisé en simulation peut être extrêmement complexe et donc très fidèle. La mise en œuvre de modèles simplifiés est souvent désirée, afin de diminuer l'effort de calcul lors de l'étude des comportements dynamiques de longues durées. Nous savons aujourd'hui que l'étude des simulations a démontré qu'un modèle mathématique d'un alternateur (turboalternateur ou alternateur hydraulique) pouvant décrire, avec une précision satisfaisante, son comportement dans une situation donnée, peut être insuffisant ou même déficient pour décrire le comportement du même alternateur dans une autre situation.

Afin de remédier à cette faiblesse caractéristique des modèles simplifiés, les chercheurs ont développé, durant ces dernières décennies, de nouveaux modèles marqués par une structure plus complexe et, surtout, plus générale. Toutefois, les assises de tous ces modèles demeurent fondamentalement les mêmes ; la théorie de Park et l'emploi des inductances pour décrire les relations flux-courant [1-5].

Mathématiquement, les machines électriques peuvent être représentées par des modèles entrées-sorties sous forme de fonction de transfert ou sous la forme standard d'équations en variable d'état. Estimer les paramètres du modèle d'une machine électrique à

partir des mesures soulève une question qu'on ne peut occulter. Si la structure du modèle est correct, alors peut-on obtenir une estimée unique des paramètres à partir des données corrélées aux bruits ?

La réponse à cette question ne peut provenir seulement des mesures, d'autant que celles-ci sont faites sur des machines ayant des circuits rotoriques complexes, des structures inconnues et des paramètres inconnus (donc à identifier) [5].

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

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

Plusieurs axes de recherche ont été menés en vue de la modélisation et l'identification des machines électriques notamment la machine synchrone. La façon de déterminer ces paramètres a évolué de manière importante par rapport à l'approche classique. Dans ce cadre, diverses méthodologies ont été utilisées pour l'identification des paramètres des machines synchrones. Elles sont appliquées soit en-ligne soit hors-ligne et les essais en vue de l'identification paramétrique sont effectués soit en conditions normales d'opération soit dans des conditions particulières (machine à l'arrêt, ... etc.)

Toutefois, on relèvera trois groupes de méthodes de mesure effectuées sur des machines synchrones [5-7].

➤ Les mesures utilisées sur la machine en rotation parfois associée à un convertisseur statique. Ces essais en régime dynamique permettent l'identification « off-line » ou « on-line ». Cette dernière se traduit par un traitement en temps réel et exige l'emploi de calculateurs puissants. Dans cette catégorie existe déjà deux types d'estimations paramétriques.

- L'analyse classique de court-circuit. Bien que faite dans des conditions proches de celles de l'exploitation, cette méthode reste très limitée à cause de la complexité analytique d'ordre supérieur de la machine synchrone.
- La méthode basée sur le modèle de référence. Elle permet d'estimer les paramètres du modèle quand les entrées-sorties sont quelconques, tout en tolérant les structures variées du modèle mathématique. C'est une méthode qui ne mène pas toujours à des valeurs physiques et exige l'emploi de plusieurs essais séparés.

➤ Calcul des paramètres à partir de la méthode des éléments finis.

Ce procédé utilise la solution de l'équation magnétostatique qui donne l'état magnétique de la machine autour d'un point de fonctionnement. Cependant, cette méthode qui utilise un vaste programme de calcul de champ électromagnétique est trop onéreuse pour une estimation paramétrique.

➤ Mesure sur machine à l'arrêt (essais statiques).

C'est une méthode basée sur les tests de réponses indicielles. On utilise sur machine à l'arrêt l'amplitude du courant et le décrétement des exponentielles. Les constantes de temps des fonctions obtenus par analyse des mesures liées aux paramètres sont tributaires du traitement des données.

L'identification d'un processus comporte trois étapes essentielles : une étape qualitative, une étape quantitative et une étape de validation [5-10].

L'étape qualitative est une étape de caractérisation encore appelée étape d'identification structurale ou de modélisation. Elle consiste à organiser les équations régissant le processus de manière à pouvoir simuler adéquatement l'information. Les modèles peuvent être caractérisés de plusieurs façons, soit par représentation non paramétrique dite modèle externe (matrice de transfert, impédances opérationnelles, réponses impulsionnelles), soit par représentation paramétrique ou modèle interne (modèle d'état, équations différentielles etc.).

L'étape quantitative est l'étape d'estimation des paramètres de la structure du modèle retenu. Elle permet de déterminer, par application des méthodes de programmation mathématique, les valeurs numériques des divers paramètres.

L'étape de validation est essentiellement une étape d'étude des performances du modèle global obtenu (structure et paramètres) qui en toute rigueur devra reproduire fidèlement le processus. La validation consiste à comparer les observations du processus réel avec la sortie du modèle.

Malgré l'état d'avancement de la recherche dans la modélisation de la machine synchrone et des résultats forts intéressants obtenus, certains problèmes fondamentaux inhérents au comportement de la machine persistent encore. C'est la raison qui explique notre motivation pour ce travail dont l'objectif est fortement tributaire des travaux antérieurs effectués. L'avènement des calculateurs numérique plus performants permet de résoudre des problèmes nouveaux liés à la commande de la machine et à l'observation des phénomènes physiques qui jadis étaient difficiles à modéliser ; de plus certaines simplifications longtemps permises ne sont plus admises aujourd'hui.

Le présent travail concerne principalement l'identification paramétrique et les définitions des grandeurs physiques d'une machine synchrone par application de diverses techniques d'identification et différents signaux d'excitation. Dans cette perspective, nous nous sommes fixé comme objectif d'identifier les paramètres du modèle 2x2 de la machine synchrone, celle-ci étant soit en mouvement soit à l'arrêt.

Dans le premier chapitre de ce travail, nous présentons les différents modèles de la machine synchrone et le choix de la structure du modèle des machines faisant l'objet des tests réalisés dans cette étude.

Nous développons dans le chapitre deux un panorama de méthodes d'identification, l'accent est mis sur l'exploitation des propriétés structurelles (identifiabilité, discernabilité) des modèles pressentis pour décrire le processus étudié. Afin d'obtenir une estimation non biaisée des paramètres physique en présence de bruit de mesure et une précision maximale des paramètres estimés, un estimateur par programmation non linéaire, basé sur la minimisation d'un critère d'erreur de sortie est suggéré. Devant les limitations intrinsèques aux algorithmes linéaires classiques d'optimisation, l'utilisation des algorithmes de programmation non linéaire sont préconisés. Il sera montré que l'algorithme de Levenberg-Marquardt parvient à localiser de manière fiable l'optimum global recherché, avec une bonne précision tout en requérant un temps de calcul raisonnable.

Le chapitre trois est basé essentiellement sur la mise en œuvre et la conduite des tests confirmés par les normes internationales, dans cette partie de notre travail, nous avons procédé à l'identification de la machine en utilisant les tests classiques du court-circuit triphasé brusque, l'essai d'excitation négative, l'essai à faible glissement et autres.

Le chapitre quatre traite des tests statiques effectués sur la machine à l'arrêt, la procédure d'identification y est clairement définie et les divers signaux utilisés pour l'excitation des différents enroulements de la machine y sont présentés, le modèle obtenu à partir des divers tests effectués est validé par la comparaison des paramètres obtenus par les différentes excitations puis par comparaison directe des courants mesurés et simulés.

Enfin dans le chapitre cinq nous avons présenté l'identification de la machine en utilisant les perturbations singulières puis par les tests de réponse en fréquence, ensuite nous avons étudié l'évolution des paramètres de la machine en fonction de la fréquence du signal d'excitation, pour voir l'influence de cette dernière sur les paramètres identifiés.

## ***APERÇU SUR L'EVOLUTION DE LA MODELISATION ET L'IDENTIFICATION STRUCTURALE DE LA MACHINE SYNCHRONE.***

L'étude de la machine synchrone a connu un essor considérable depuis l'introduction pour la première fois par Doherty (1920) [10], du concept de réactance de court-circuit. Son évolution sera déterminante lorsque Park et son collègue Robertson de la compagnie General Electric parleront en 1928 des concepts de réactances transitoires et subtransitoires de la machine synchrone et des constantes de temps associées. En 1929 il développe la transformation à deux axes imaginée par Blondel qui portera son nom. C'est une véritable révolution dans l'étude de la machine synchrone. L'étude de la stabilité sera l'une des grandes bénéficiaires des retombées de cette découverte. Krause (1968) [11] généralise cette théorie avec l'idée de «références multiples» très fertile pour la simulation des machines alimentées par les harmoniques de tension.

Dès 1969, Canay [12] met en évidence une lacune du modèle de Park en montrant une différence nette entre la mesure expérimentale et la prédétermination du courant rotorique lors d'un essai dynamique. Cette lacune est attribuée à l'égalité des inductances mutuelles des circuits rotoriques appartenant au même axe que considère la théorie classique de Park. Canay corrigera cette erreur en proposant l'existence d'une mutuelle supplémentaire commune à l'excitation et aux amortisseurs.

Les travaux de Yu et Moussa (1971) [13], ceux de Takeda et Adkins (1974) [14], et de Shackshaft (1974) [15] suggéreront différentes méthodes pour déterminer les réactances de Canay. Suite aux travaux de Jackson et al (1969) [16], la flexibilité des modèles de machine synchrone devient un problème réel au niveau des circuits équivalents proposés avec un nombre limité de circuits d'amortisseurs dans les deux axes. Kamwa (1988) [17] apportera une réponse définitive à cette question en proposant un modèle évolué de la machine synchrone, flexible à un nombre ajustable de circuits amortisseurs.

## ***PROBLEMES DE L'IDENTIFICATION STRUCTURALE DE LA MACHINE.***

Les réseaux électriques devenant de nos jours de plus en plus importants, les systèmes de commande de plus en plus performants et plus complexes, l'identification structurale de la machine s'est de plus en plus déplacée vers la conception des essais optimaux d'identification.

Depuis plusieurs années, on reproche aux essais standards à l'exemple du court-circuit, le plus sollicité, d'être incapable de produire des modèles suffisamment précis pour décrire le comportement dynamique des alternateurs installés sur le réseau.

En effet l'essai en court-circuit triphasé tel qu'il est traité dans les normes (IEEE std-115 et IEC 34-4) [18, 19] présente de nombreuses faiblesses dont les plus importantes sont [17] :

- Traitement de l'essai moins précis parce que manuel et graphique
- Paramètres obtenus à partir d'une solution analytique simplifiée et approximative du court-circuit.
- Nécessité des approximations supplémentaires dans la détermination des circuits équivalents.
- Incapacité de fournir des informations sur l'axe q,
- Ne permet d'identifier que des modèles de faible ordre (un amortisseur dans l'axe d),

De plus l'identification de la machine synchrone par estimation des constantes caractéristiques normalisées demeure une méthode approximative moins précise. Elle l'est encore davantage lorsque l'on sait que certaines constantes de temps obtenues n'ont de sens que dans le cadre simplifié du court-circuit triphasé symétrique à vide.

En effet il a été prouvé depuis Takeda et Adkins (1974) [14] qu'il est beaucoup plus avantageux de modéliser la machine synchrone par des circuits équivalents. Le modèle d'état qui en découle est aisément obtenu et est plus efficace dans les simulations. Il devient alors judicieux de trouver des méthodes de calcul permettant de passer des constantes de temps aux circuits équivalents. Des outils pour le faire ont été surtout proposés par Umans et al (1978) [20] pour les modèles classiques et par Canay (1993) [21] pour des modèles d'ordre arbitraire. Mais aucun de ces outils ne permet d'ajuster avec précision tous les paramètres des circuits équivalents.

Depuis lors des méthodes plus élaborées de simulation et de traitement du court-circuit ont été proposées. Il en est de même pour les modèles d'essais avec machine en marche (Namba et al (1981) [22] ; Sugiyama et al (1982) [23]; Tsai et al (1995) [24]). Cependant certaines lacunes persistent. En effet, la spécificité du problème à résoudre a conduit très souvent les auteurs aux simplifications mathématiques assez grossières et parfois gratuites dans le but d'obtenir un modèle plus simple et facile à manipuler. Ces lacunes de modélisation sont caractérisées entre autres par :

- la considération d'un nombre limité de circuit amortisseurs au rotor,
- L'absence des inductances de Canay dans le modèle de Park
- La considération d'une vitesse constante lors de la prédiction des transitoires importants comme les courts-circuits,
- La simplification gratuite des dérivées de flux statoriques dans les équations de tensions.

Par ailleurs Kamwa (1993) [25] a montré que la fermeture séquentielle des interrupteurs triphasé lors de l'essai de court-circuit triphasé symétrique à vide donnait naissance à des harmoniques de courant qui polluaient les paramètres estimés. Ceci constitue un nouveau problème qui s'ajoute à une liste déjà très longue des difficultés de cet essai pourtant très populaire.

Il faut reconnaître à Shackshaft (1974) [15] le mérite d'avoir très tôt proposé un éventail d'essais originaux permettant d'estimer plus précisément presque tous les paramètres de la machine synchrone (essai de délestage, essai de décroissance de flux statorique et rotorique). L'expérimentation de tels essais n'étant pas évidente il faudra attendre longtemps pour que De Mello et al (1974) [26], Namba et al (1981) [22] et Sugiyama et al (1982) [23] expérimentent l'essai de délestage pour estimer graphiquement les paramètres de la machine. Le rapport EPRI (1988) [27] reprendra avec succès cet essai.

Bien que de tels essais permettent d'estimer les paramètres de l'axe q, leur utilisation quelque peu archaïque n'échappe pas pour autant aux griefs formulés contre les méthodes classiques d'identification de la machine synchrone dont le dépouillement graphique et le choix des formules simplifiées, utilisés pour estimer les paramètres. Une voie reste cependant à explorer, celle des méthodes modernes d'identification présentées plus haut.

Il se pose alors l'éternel problème toujours non résolu d'un modèle de reconnaissance de la machine permettant de simuler ces essais. H. Tsai et al (1995) [24] tenteront de contourner cette difficulté en proposant un modèle abusivement simplifié de la machine synchrone pour un essai de faible perturbation qui naturellement sera inutilisable pour un essai de grande perturbation tel que le délestage par exemple.

### ***IDENTIFICATION PARAMETRIQUE DE LA MACHINE SYNCHRONE: ETAT DE L'ART.***

Depuis ces dernières années, des progrès significatifs ont été observés dans l'identification de la machine synchrone à partir des essais de réponse en fréquence à l'arrêt (Kamwa (1994)) [29]. Des auteurs se sont également concentrés sur l'identification temporelle partant des essais statiques de réponse indicielle ou de réponse indicielle à une séquence binaire aléatoire (Kamwa 1988 [17], Touhami 1994 [5]). Malgré la popularité de l'identification basée sur ces deux types d'essais statiques due surtout à la simplicité de leur implantation, on lui fait le reproche de présenter une faible amplitude des signaux observés et la difficulté de mettre en évidence certains effet de rotation de la machine (Kamwa, 1994)[29]. Ces limitations ont contribué d'une part à la modernisation des procédures d'analyse de l'essai de court-circuit triphasé à vide (IEEE Std 115, 1983) et d'autre part à l'émergence des techniques d'identification paramétrique de la machine synchrone à partir des essais obtenus en fonctionnement normal (Namba et al 1981 [22]; Sugiyama et al 1982 [23] ; Tsai et al 1995 [24]).

# Chapitre I

**MODELISATION DE LA**

**MACHINE SYNCHRONE**

---

---

*Chapitre I***MODELISATION DE LA MACHINE  
SYNCHRONE**

---

---

**INTRODUCTION**

Durant ces dernières années, l'évolution rapide du secteur de l'électronique de puissance a eu comme conséquences l'extension des applications incluant des machines à courant alternatif, notamment synchrones. L'association « machine synchrone - convertisseur » permet de nombreuses applications dans la mesure où l'on dispose d'une technologie de réglage approprié. Le réglage des commandes modernes est devenu extrêmement complexe et ne peut se réaliser qu'avec une bonne connaissance quantitative des paramètres de la machine, c'est l'objectif principal de l'estimation paramétrique.

En modélisation, la machine est généralement représentée par un système multivariable non linéaire dont les paramètres varient suivant le point de fonctionnement. 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 et la structure de la machine [30-35]. L'étude du comportement des machines synchrones tant en régime permanent que transitoire est liée à un outils mathématique ou modèle qui permet de calculer des valeurs caractéristiques dites de sorties à partir d'autres valeurs caractéristiques dites d'entrée et des valeurs de paramètres, propres au modèle, de nombreux modèles ont été élaborés afin d'étudier le comportement des machines électriques en général et des machines synchrones en particulier [36-40]. Chacun d'eux possède un domaine propre de validité, qui correspond à des circonstances ou hypothèses imposées dès le départ.

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. Le choix de la structure du modèle est donc aussi important que le modèle physique dans l'application de l'identification paramétrique. Lorsque le système à identifier est complexe et d'ordre élevé, deux approches sont possibles :

- La première consiste à décomposer en sous-systèmes (technique des échelles de temps multiples) et à identifier par morceau. Ce n'est guère facile si le système est multivariable et si les variables sont fortement couplées.

- La seconde est d'approximer l'ordre par les fonctions de transfert du type premier, second ou troisième ordre. L'inconvénient est qu'il est difficile de relier les paramètres physiques aux paramètres identifiés à cause de la dégénérescence du modèle.

Dans ce chapitre nous abordons le problème de modélisation de la machine synchrone, 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 ses divers régimes de fonctionnement.

## **I.1 MODELE LINEAIRE**

Les équations différentielles, 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.

Le modèle traditionnel de la décomposition vectorielle spatiale et temporelle tant des champs magnétiques que des courants dans les machines synchrones (machines électriques en général) est extrêmement utilisée. Ce modèle (connu sous le nom de modèle de Park) permet de simuler de façon simple le comportement en régime transitoire ou permanent de ces machines.

Les détails de l'élaboration du modèle de Park ont été traités dans de nombreux ouvrages d'électrotechnique [40-45]. Aussi nous nous limiterons 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 leur 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 courts-circuits et placés dans les deux axes direct et quadrature du modèle. Cette représentation des effets des amortisseurs reste un problème délicat qui peut, dans certaines conditions, être responsable de différences notables entre les résultats expérimentaux et ceux obtenus par simulation.

### **I.1.1 Modèle de Park**

L'étude des machines électriques à partir de la transformée de Park a déjà été longuement traitée dans plusieurs ouvrages et publications spécialisées (Chatelain 1983 [46] ; Krause et al 1995 [47] ; Barret 1987 [48]; Lesenne et al 1981 [49], Boldea et al 1986 [50]; Kundur 1994 [51]).

Ce modèle permet, par un changement de référentiel, de passer du système statorique au système rotorique avec élimination au passage de certaines variables. Le changement de référentiel permet de passer à une machine bipolaire équivalente, dont l'étude est certainement plus facile. Ensuite par une transformation inverse on peut revenir au modèle triphasé afin d'obtenir les grandeurs caractéristiques « naturelles » de la machine.

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 d'amortisseur du fer, sont modélisés par deux circuits amortisseurs équivalents ; l'un sur l'axe polaire et l'autre sur l'axe interpolaire [43, 45, 46].

Le stator à induit triphasé fixe, séparé de l'entrefer par une surface cylindrique, est muni d'un enroulement triphasé a, b, c, qui correspond à un enroulement classique à champ tournant. La position de l'inducteur est donnée par l'angle que fait Od avec chaque axe Oa, Ob et Oc (Fig. I.1), ce qui est exprimé par la relation suivante :

$$\theta_a = \theta, \quad \theta_b = \theta - \frac{2\pi}{3}, \quad \theta_c = \theta - \frac{4\pi}{3}, \quad \omega_r = \frac{d\theta}{dt} \quad \text{où } \omega_r \text{ est la vitesse de rotation de}$$

l'inducteur.

La figure I.1 ci-dessous représente, ensemble, le modèle triphasé et le modèle de Park.

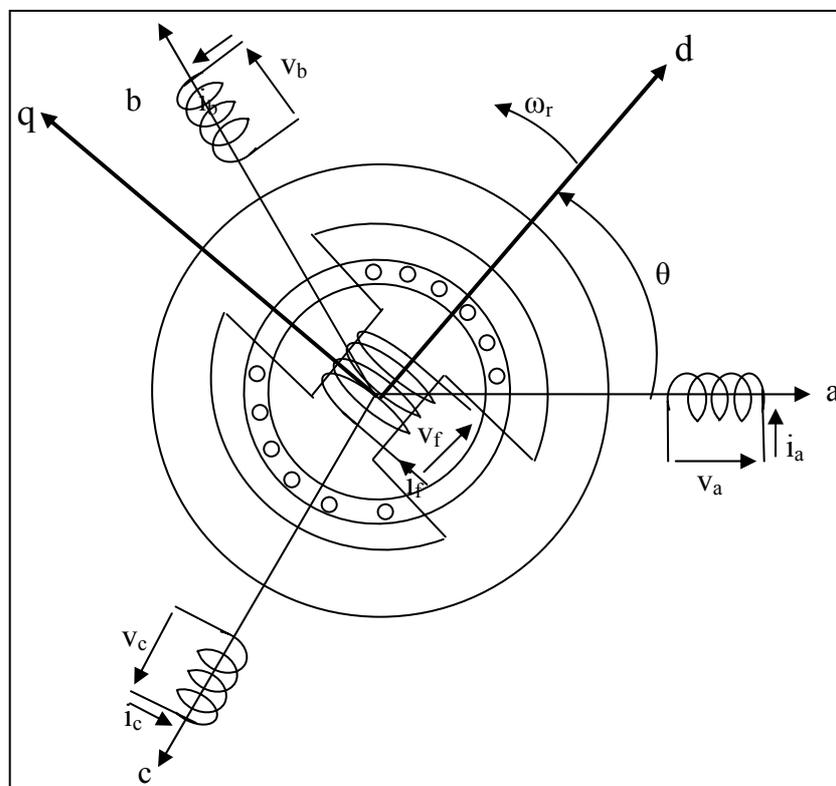


Figure I.1 : Machine synchrone triphasé avec amortisseurs

### I.1.2 Hypothèses simplificatrices

Le modèle retenu repose sur les hypothèses simplificatrices suivantes :

- **La perméabilité de la machine est constante**, ceci suppose que le circuit magnétique est parfaitement linéaire ; la saturation magnétique est négligée. Cette hypothèse permet d'assumer que les inductances sont constantes. Les flux sont donc des applications linéaires simples des courants.
- la densité de courant dans les sections des conducteurs élémentaires est considérée comme uniforme, **absence d'effet pelliculaire**,
- **la distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale**, cette hypothèse peut s'exprimer de la façon suivante : on ne considère que le premier harmonique d'espace de la distribution des forces magnétomotrices (f.m.m) créés par chaque phase de l'induit.
- **La température de fonctionnement est constante**,
- Les amortisseurs sont représentés par deux enroulements, en court-circuit sur eux-mêmes.

### I.1.3 Equations électriques et magnétiques

Les six enroulements de la figure I.2 sont décrits par les équations suivantes (convention récepteur électrique)

$$\left. \begin{aligned} V_a &= R_a i_a + \frac{d\varphi_a}{dt} \\ V_b &= R_a i_b + \frac{d\varphi_b}{dt} \\ V_c &= R_a i_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \end{aligned} \right\} \text{induit ( Stator )} \quad (\text{I.1})$$

$$\left. \begin{aligned} V_f &= R_f i_f + \frac{d\varphi_f}{dt} \\ 0 &= R_D i_D + \frac{d\varphi_D}{dt} \\ 0 &= R_Q i_Q + \frac{d\varphi_Q}{dt} \end{aligned} \right\} \text{Inducteur ( Rotor )} \quad (\text{I.2})$$

Avec

$R_a$  résistance d'une phase statorique

$R_r, R_D, R_Q$  respectivement, résistances de l'inducteur, de l'amortisseur d'axe d et d'axe q

$\Phi_k$  flux d'induction traversant l'enroulement k. ( k=a, b, c, f, D, Q)

Les tensions appliquées aux circuits D et Q sont nulles puisqu'ils sont en court-circuit.

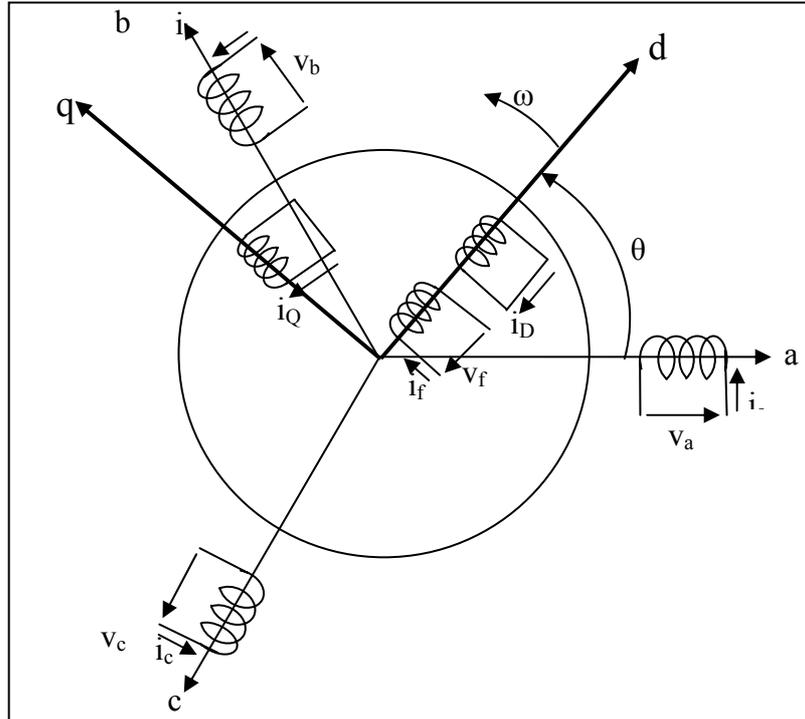


Figure I.2 : Machine synchrone triphasé, amortisseurs assimilés à deux enroulements en court-circuit, à 90° l'un de l'autre.

Les flux sont liés aux courants par les relations suivantes, exprimées sous forme matricielle.

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \\ \varphi_f \\ \varphi_D \\ \varphi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & M_{af} & M_{aD} & M_{aQ} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} & M_{bf} & M_{bD} & M_{bQ} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c & M_{cf} & M_{cD} & M_{cQ} \\ M_{af} & M_{bf} & M_{cf} & L_f & M_{fD} & M_{fQ} \\ M_{aD} & M_{bD} & M_{cD} & M_{fD} & L_D & M_{DQ} \\ M_{aQ} & M_{bQ} & M_{cQ} & M_{fQ} & M_{DQ} & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \tag{I.3}$$

Avec  $L_a=L_b=L_c=$  constante sont les inductances propres statoriques.  $M_{ab}=M_{bc}=M_{ac}=\text{constante}$ , sont les mutuelles entre phases statoriques.

En ce qui concerne le rotor, les inductances propres rotoriques sont constantes ( $L_D, L_f, L_Q$ ). L'inductance mutuelle relative aux enroulements rotorique del'axe direct est  $M_{fD}=\text{Cte}$ .

Puisque les axes d et q sont en quadrature,  $M_{QD}=M_{DQ}=M_{fQ}=0$ . Les inductances mutuelles entre enroulements statoriques et rotoriques sont fonction de l'angle électrique  $\theta$ .

Dans la matrice (I.3), un certain nombre de coefficients sont fonction de l'angle  $\theta$ , ce qui complique considérablement l'étude des régimes transitoires. Pour remédier à ce problème, on opère sur l'ensemble des grandeurs (tensions, courants, flux) un changement de base qui simplifie notablement les relations. Ce changement de variables, appelé « transformation de Park », est suggéré par les symétries du circuit magnétique de la figure I.1 par rapport aux axes d et q

### I.1.4 Transformation de Park

La transformation de Park implique la transformation des enroulements des phases a, b, c, de la machine originelle en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon les axes d et q. Cette transformation a pour effet de rendre, les inductances mutuelles du modèle de la machine, indépendantes de la rotation.

Dans la transformation de Park on définit une matrice unique de transformation pour les courants, les tensions et les flux, à savoir :

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

On a ainsi :

$$[i_{dq0}] = [T] [i_{abc}]$$

$$[V_{dq0}] = [T] [V_{abc}]$$

$$[\Phi_{dq0}] = [T] [\Phi_{abc}]$$

Le coefficient  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  correspond à un changement naturel de bases dans des repères orthonormés. Changement qui, lorsqu'il est appliqué au vecteur courant et au vecteur tension, conserve la valeur de la puissance (le produit scalaire est indépendant de la base choisie)

Ce type de changement de base présente également l'avantage d'obtenir une matrice de transformation inverse qui est transposée de la matrice de transformation directe.

Avec la transformation de Park, la représentation schématique de la figure I.2 devient :

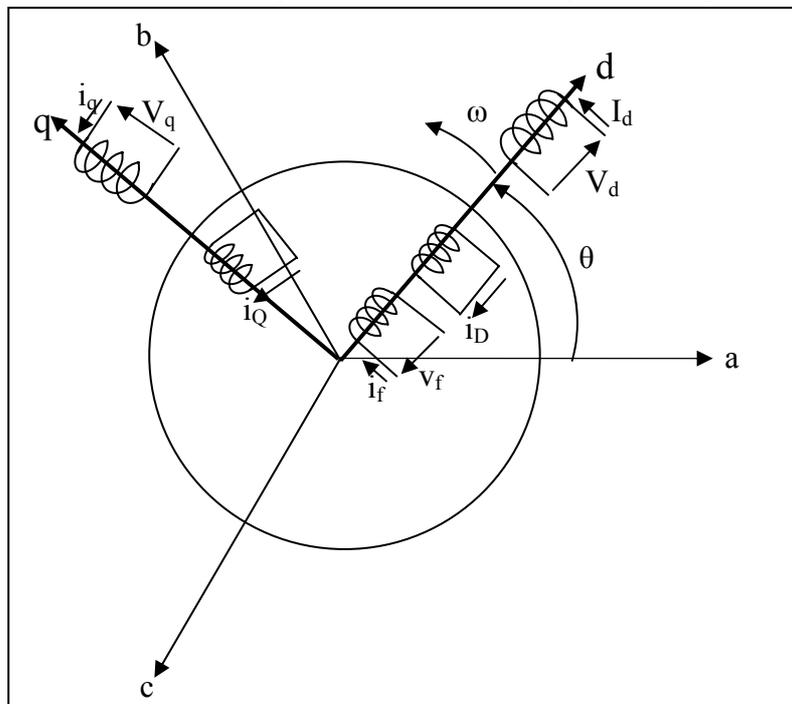


Figure I.3 Interprétation de la transformation de Park pour une machine synchrone

### I.1.5 Equations de Park dans les axes d et q, liées au rotor

Nous appliquons les changements de variables définis par la matrice T (équation I.4) aux équations (I.1 et I.2), alors :

$$V_{dq0} = [T]V_{abc} = [T][R_a]i_{abc} + [T]\frac{d\varphi_{abc}}{dt} \quad (I.5)$$

En utilisant les transformations inverses on aura:

$$V_{dq0} = [T][R_a][T]^{-1}idq0 + [T][T]^{-1}\frac{d\varphi_{dq0}}{dt} + [T]\frac{d[T]^{-1}}{dt}\varphi_{dq0} \quad (I.6)$$

Or  $T.T^{-1}=1$ , on trouve :  $[T]\frac{d[T]^{-1}}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$  (I.7)

En développant l'équation ( I.6) on aura :

$$\left. \begin{array}{l} V_d = R_a i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} + \omega_r \varphi_q \\ V_q = R_a i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} - \omega_r \varphi_d \\ V_0 = R_a i_0 + \frac{d\varphi_0}{dt} \end{array} \right\} (Stator) \quad \text{et} \quad \left. \begin{array}{l} V_f = R_f i_f + \frac{d\varphi_f}{dt} \\ 0 = R_D i_D + \frac{d\varphi_D}{dt} \\ 0 = R_Q i_Q + \frac{d\varphi_Q}{dt} \end{array} \right\} (Rotor) \quad (I.9)$$

Ces équations sont appelées les équations de Park : les équations de tensions pour d, q et 0 ( la composante homopolaire), l'inducteur f, et les deux amortisseurs D et Q.

Dans les expressions de  $V_d$  et  $V_q$  on voit apparaître les fem de rotation ( $-\omega_r \varphi_q$  et  $+\omega_r \varphi_d$ )

### I.1.6 Equations des flux et courants

En appliquant la transformation de Park aux équations (I.3), la matrice d'inductances est obtenue en reliant le vecteur des flux au vecteur des courants. Pour cela, les matrices T et  $T^{-1}$ , sont complétées à l'ordre 6 par adjonction de trois lignes et colonnes correspondant à la transformation identique puisque les courants, flux et tensions d'indices f, D et Q ne sont pas affectés par la transformation de Park. Après calculs, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \\ \varphi_f \\ \varphi_D \\ \varphi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & M_{af} & M_{aD} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & 0 & M_{aQ} \\ 0 & 0 & L_0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{af} & 0 & 0 & L_f & M_{fD} & 0 \\ M_{aD} & 0 & 0 & M_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & M_{aQ} & 0 & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

avec :

$L_d$  Inductance synchrone longitudinale,  $L_q$  Inductance synchrone transversale

$L_0$  Inductance homopolaire,  $L_f$  Inductance propre de l'inducteur

$L_D$  Inductance propre de l'amortisseur d'axe direct

$L_Q$  Inductance propre de l'amortisseur d'axe quadrature

$M_{fD}$  inductance mutuelle entre l'inducteur et l'amortisseur d'axe direct

$M_{af}$  inductance mutuelle entre l'inducteur et l'induit

$M_{aD}$  inductance mutuelle entre l'amortisseur d'axe direct et l'induit

$M_{aQ}$  inductance mutuelle entre l'amortisseur d'axe en quadrature et l'induit

L'inductance synchrone  $L_d$  est composée de l'inductance propre cyclique statorique ( $L_{std}$ ) et l'inductance de fuite globale ( $I_{st}$ ).

$$L_d = L_{std} + I_{st}$$

De la même façon, l'inductance synchrone transversale est composée de l'inductance propre cyclique rotorique ( $L_{stq}$ ) et l'inductance de fuite globale ( $I_{st}$ ).

$$L_q = L_{stq} + I_{st}$$

Si la machine est a entrefer constant, alors :  $L_d = L_q$

## I.2 SCHEMA EQUIVALENT DE LA MACHINE SYNCHRONE

L'utilisation de la transformation de Park permet de considérer la machine comme un système composé de deux réseaux électriques caractérisant l'axe longitudinal d et l'axe transversal q. la figure I.4 est une représentation de la structure de base de la machine synchrone.

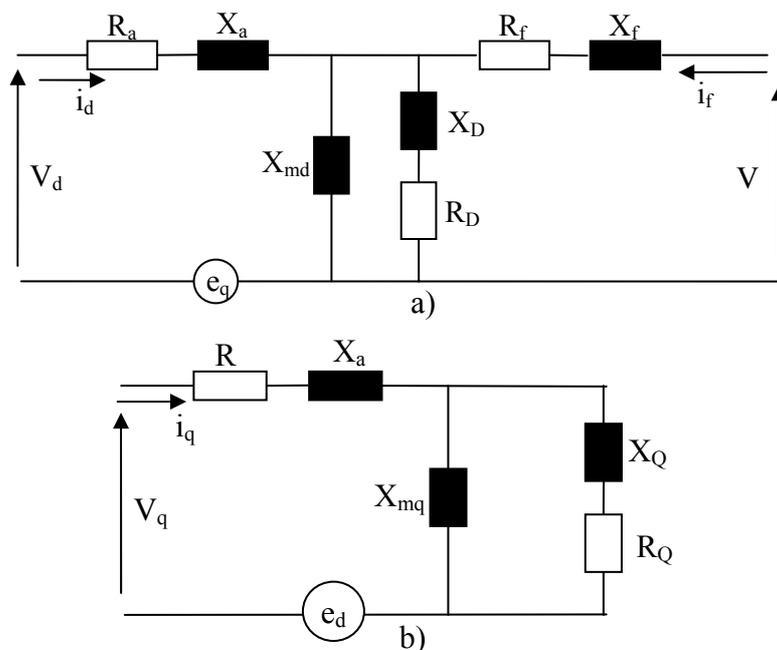


Figure I.4. Circuits équivalents du modèle simplifié de la machine synchrone

(a) axe direct

(b) axe quadrature

### I.3 MISE EN EQUATION DE LA MACHINE

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

❖ **Equations des tensions**

$$\begin{cases} V_d(p) = R_a i_d(p) + p\varphi_d(p) + \omega_r \varphi_q(p) \\ V_q(p) = R_a i_q(p) + p\varphi_q(p) - \omega_r \varphi_d(p) \\ V_f(p) = R_f i_f(p) + p\varphi_f(p) \\ 0 = R_D i_D(p) + p\varphi_D(p) \\ 0 = R_Q i_Q(p) + p\varphi_Q(p) \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

En éliminant  $\varphi_f, i_f, \varphi_D, i_D, \varphi_Q, i_Q$  on aboutit aux équations de fonctionnement suivantes :

$$\begin{cases} V_d(p) = R_a i_d(p) + p\varphi_d(p) + \omega_r \varphi_q(p) \\ V_q(p) = R_a i_q(p) + p\varphi_q(p) - \omega_r \varphi_d(p) \\ \varphi_d(p) = X_d(p) i_d(p) + G(p) V_f(p) \\ \varphi_q(p) = X_q(p) i_q(p) \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Cette forme d'écriture des équations de la machine a l'avantage d'être indépendante du nombre d'amortisseurs équivalent considéré sur chaque axe. En fait, c'est l'ordre des fonctions  $X_d(p)$ ,  $X_q(p)$  et  $G(p)$  qui dépend 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 :

$$\begin{aligned} X_d(p) &= X_d \frac{(1 + pT'_d)(1 + pT''_d)}{(1 + pT'_{d0})(1 + pT''_{d0})} \\ X_q(p) &= X_q \frac{(1 + pT'_q)(1 + pT''_q)}{(1 + pT'_{q0})(1 + pT''_{q0})} \\ G(p) &= \frac{X_{md}}{\omega_0 R_f} \frac{(1 + pT_{D1})}{(1 + pT'_{d0})(1 + pT''_{d0})} \end{aligned} \quad (\text{I.13})$$

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 rotoriques 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 a circuit ouvert

D'après les schémas équivalents et les équations de fonctionnement de la machine, on remarque que pour identifier une machine synchrone, 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.

#### I.4. MODELE GÉNÉRALISÉ

Des comparaisons effectuées jusqu'ici entre les mesures et les calculs, d'après le modèle de base équivalent, 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 [30, 37, 55, 56].

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 statorique. 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 pelliculaire, les couples de démarrage et de freinage sont mal représentés) [5, 38, 57].

En effet, dans le modèle de base l'effet des amortisseurs est modélisé par un enroulement en court-circuit par axe, les dynamiques de la machine sont alors décrites :

- par les constantes de temps dites subtransitoires  $(T_d'', T_q'')$  et transitoires  $(T_d', T_q')$  pour le court-circuit et puis  $(T_{d0}'', T_{q0}'')$  et  $(T_{d0}', T_{q0}')$  pour le circuit ouvert,
- par les réactances subtransitoires  $X_d'', X_q''$  et transitoires  $X_d', X_q'$

De plus le schéma équivalent basé sur l'égalité des mutuelles inductances entre l'inducteur, l'amortisseur d'axe d et le stator donne des résultats satisfaisant : notamment pour le calcul des courants du stator après un court-circuit triphasé brusque.

Le calcul du courant inducteur est cependant erroné, Canay propose un paramètre supplémentaire  $X_{kf}$  (réactance de fuite différentielle) qui traduit l'effet du couplage entre les enroulements d'excitation et l'enroulement d'axe d. De plus la modélisation des régimes transitoires d'axe q sont pris en compte par l'introduction d'un enroulement supplémentaire sur l'axe q (modèle 2x2).

Les nouveaux paramètres sont  $T_q', et T_{q0}'$  ( $T_q' > T_q'', T_{q0}' > T_{q0}''$ ) et  $X_q'$ .

Ce modèle est adéquat pour la plupart des applications de la machine synchrone. Cependant, dans les études de stabilité ou dans le cas du démarrage asynchrone des machines synchrones à pôles saillant et des turbogénérateurs, les paramètres mesurées

pour les basses fréquences sont différents des paramètres théoriques, mettant ainsi en évidence des constantes de temps dites sub-subtransitoires ( $T_d''' , T_q'''$ ) et ( $T_{d0}''' , T_{q0}'''$ ) [6] .

Ces paramètres peuvent être calculés par l'utilisation de la technique, coûteuse, des éléments finis. ou par l'analyse des réponses fréquentielles pour des machines à l'arrêt. Les phénomènes physiques observés à l'origine de l'existence de ces paramètres sont dus aux courants de Foucault. Ils ont été modélisés par un amortisseur supplémentaire pour chaque axe (soit un modèle 3x3).

Pour la plupart des auteurs, ce modèle constitue le modèle de base minimum pour une étude précise des machines synchrones ; toute représentation moindre étant alors une simplification de modèle.

Pour un plus grand nombre d'amortisseurs, il est possible d'envisager de représenter chaque amortisseur par un enroulement supplémentaire.

Nous considérons dans ce qui suit un modèle de la machine synchrone avec ( $n_d, n_q$ ) circuits sur les deux axes. Les schémas équivalents selon les deux axes seraient alors les suivants (Figure I.5).

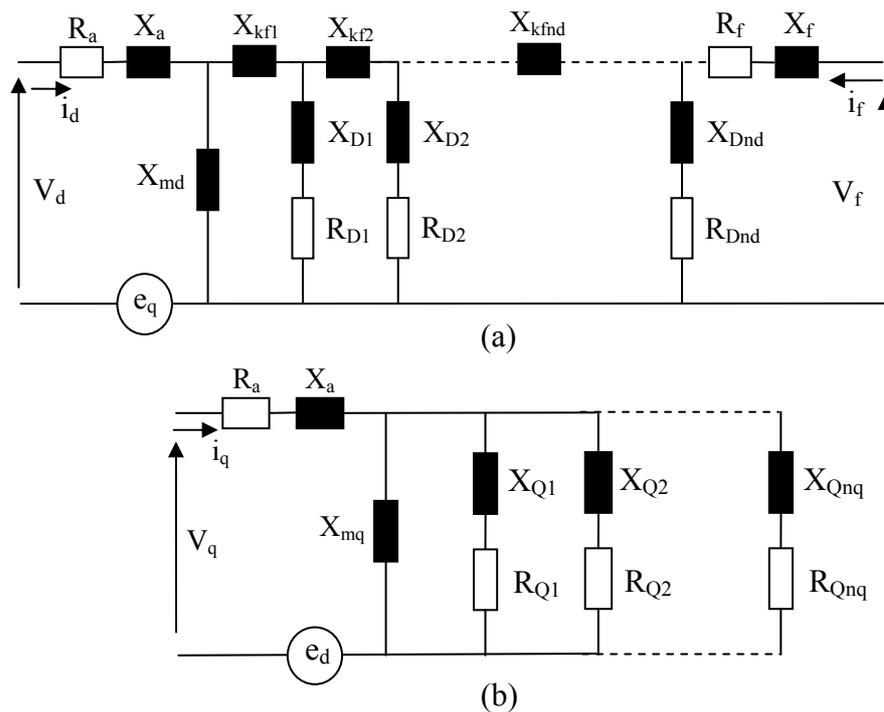


Figure I.5 Circuits équivalents de la machine synchrone à  $n_d, n_q$  circuits rotoriques  
 a) selon l'axe direct  
 b) selon l'axe quadratique

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 :

$$\begin{aligned}
X_d(p) &= X_d \frac{(1+pT'_d)(1+pT''_d)\dots(1+pT^n_d)}{(1+pT'_{d0})(1+pT''_{d0})\dots(1+pT^n_{d0})} \\
X_q(p) &= X_q \frac{(1+pT'_q)(1+pT''_q)\dots(1+pT^n_q)}{(1+pT'_{q0})(1+pT''_{q0})\dots(1+pT^n_{q0})} \\
G(p) &= \frac{X_{md}}{\omega_0 R_f} \frac{(1+pT_{D1})(1+pT_{D2})\dots(1+pT_{D(n-1)})}{(1+pT'_{d0})(1+pT''_{d0})\dots(1+pT^n_{d0})}
\end{aligned} \tag{I.14}$$

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

$$\begin{aligned}
Z_d(p) &= \left[ \frac{V_d(p)}{i_d(p)} \right]_{v_f=0} \\
Z_q(p) &= \left[ \frac{V_q(p)}{i_q(p)} \right]_{v_f=0} \\
G(p) &= \left[ \frac{V_q(p)}{p \cdot i_f(p)} \right]_{i_d=0}
\end{aligned} \tag{I.15}$$

### I.4.1. Equations de la machine pour le modèle élargi

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

#### I.4.1.1 Equations des tensions :

$$\begin{cases}
V_d(p) = R_a i_d(p) + p\varphi_d(p) + \omega_r \varphi_q(p) \\
V_q(p) = R_a i_q(p) + p\varphi_q(p) - \omega_r \varphi_d(p) \\
V_f(p) = R_f i_f(p) + p\varphi_f(p) \\
0 = R_{D_i} i_{D_i}(p) + p\varphi_{D_i}(p) & i = 1, 2, 3, \dots, n_d \\
0 = R_{D_j} i_{D_j}(p) + p\varphi_{D_j}(p) & j = 1, 2, 3, \dots, n_q
\end{cases} \tag{I.16}$$

#### I.4.1.2 Equations des flux :

a) selon l'axe direct :

$$\begin{cases}
\varphi_d = X_d i_d + X_{df} i_f + X_{dD_1} i_{D_1} + \dots + X_{dD_{n_d}} i_{D_{n_d}} \\
\varphi_f = X_{fd} i_d + X_f i_f + X_{fD_1} i_{D_1} + \dots + X_{fD_{n_d}} i_{D_{n_d}} \\
\varphi_{D_1} = X_{D_1d} i_d + X_{D_1f} i_f + X_{D_1} i_{D_1} + \dots + X_{D_{n_d}D_1} i_{D_{n_d}} \\
\vdots \\
\varphi_{D_{n_d}} = X_{D_{n_d}d} i_d + X_{D_{n_d}f} i_f + X_{D_{n_d}D_1} i_{D_1} + \dots + X_{D_{n_d}} i_{D_{n_d}}
\end{cases} \tag{I.17}$$

b) selon l'axe quadrature :

$$\begin{cases} \varphi_q = X_q i_q + X_{qQ_1} i_{Q_1} + \dots + X_{qQ_{nq}} i_{Q_{nq}} \\ \varphi_{Q_1} = X_{Q_1q} i_q + X_{Q_1} i_{Q_1} + \dots + X_{Q_{nq}Q_1} i_{Q_{nq}} \\ \varphi_{Q_{nq}} = X_{Q_{nq}q} i_q + X_{Q_{nq}Q_1} i_{Q_1} + \dots + X_{Q_{nq}} i_{Q_{nq}} \end{cases} \quad (I.18)$$

Sous forme matricielle les équations des flux s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_f \\ \varphi_{D_1} \\ \vdots \\ \varphi_{D_{nd}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_d & X_{df} & X_{dD_1} & \dots & X_{dD_{nd}} \\ X_{fd} & X_f & X_{fD_1} & \dots & X_{fD_{nd}} \\ X_{D_1d} & X_{D_1f} & X_{D_1} & \dots & X_{D_{nd}D_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{D_{nd}d} & X_{D_{nd}f} & X_{D_{nd}D_1} & \dots & X_{D_{nd}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_{D_1} \\ \vdots \\ i_{D_{nd}} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_q \\ \varphi_{Q_1} \\ \varphi_{Q_2} \\ \vdots \\ \varphi_{Q_{nq}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_q & X_{qQ_1} & X_{qQ_2} & \dots & X_{qQ_{nq}} \\ X_{Q_1q} & X_{Q_1} & X_{Q_2} & \dots & X_{Q_1Q_{nq}} \\ X_{Q_2q} & X_{Q_2Q_1} & X_{Q_2} & \dots & X_{Q_2Q_{nq}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{Q_{nq}q} & X_{Q_{nq}Q_1} & X_{Q_{nq}Q_2} & \dots & X_{Q_{nq}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_q \\ i_{Q_1} \\ i_{Q_2} \\ \vdots \\ i_{Q_{nq}} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

Ainsi les vecteurs tensions et courants prennent les formes matricielles suivantes :

$$\begin{aligned} V &= [V_d, V_f, 0, \dots, 0, V_q, 0, \dots, 0]^T \\ i &= [i_d, i_f, i_{D_1}, \dots, i_{D_{nd}}, i_q, i_{Q_1}, \dots, i_{Q_{nq}}]^T \end{aligned} \quad (I.21)$$

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

$$[V] = [R + \omega_n G] \cdot [i] + \frac{1}{\omega_n} \left[ X \frac{di}{dt} \right] \quad (I.22)$$

où 
$$R = \text{diag} [R_d, R_f, R_{D_1}, \dots, R_{D_{nd}}, R_q, R_{Q_1}, \dots, R_{Q_{nq}}] \quad (I.23)$$

$$G = \begin{bmatrix} 0 & \dots & \dots & G_q \\ \vdots & & & \\ 0 & \dots & \dots & \\ G_d & & & \\ \vdots & & & \\ 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} \chi_d & \dots & \dots & 0 \\ 0 & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \chi_q \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

avec :

$$G_d = [X_d, X_{df}, X_{dD_1}, \dots, X_{dD_{nd}}] \quad (I.25)$$

$$G_q = [X_q, X_{qf}, X_{qQ_1}, \dots, X_{qQ_{nq}}] \quad (I.26)$$

$$\chi_d = \begin{bmatrix} X_d & X_{df} & X_{dD_1} & \dots & X_{dD_{nd}} \\ X_{fd} & X_f & X_{fD_1} & \dots & X_{fD_{nd}} \\ X_{D_1d} & X_{D_1f} & X_{D_1} & \dots & X_{D_{nd}D_1} \\ \vdots & & & & \\ X_{D_{nd}d} & X_{D_{nd}f} & X_{D_{nd}D_1} & \dots & X_{D_{nd}} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

$$\chi_q = \begin{bmatrix} X_q & X_{qQ_1} & X_{qQ_2} & \dots & X_{qQ_{nq}} \\ X_{Q_1q} & X_{Q_1} & X_{Q_2} & \dots & X_{Q_1Q_{nq}} \\ X_{Q_2q} & X_{Q_2Q_1} & X_{Q_2} & \dots & X_{Q_2Q_{nq}} \\ \vdots & & & & \\ X_{Q_{nq}q} & X_{Q_{nq}Q_1} & X_{Q_{nq}Q_2} & \dots & X_{Q_{nq}} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

- 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)
- 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 ».

#### I.4.2 représentations structurales utilisées en modélisation et identification

Comme présenté précédemment, nous pouvons représenter théoriquement une machine synchrone par une infinité de circuits statoriques et rotoriques. Cependant l'expérience montre qu'en modélisation et identification il y a sept structures de modèles qui peuvent être utilisées dans la simulation des machines synchrones à pôles saillant de grande puissance et des turboalternateurs. Le modèle le plus complexe est le modèle 3x3 ayant un enroulement d'excitation, deux enroulements selon l'axe direct et trois circuits amortisseurs selon l'axe quadrature. 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 le modèle explicite contient un circuit amortisseur selon l'axe direct et deux amortisseurs dans l'axe quadrature. La constante de temps transitoire de court-circuit selon l'axe direct est notée  $T'_d$  et celle subtransitoire  $T''_d$  [5, 53, 54]

## I.5. RELATIONS ENTRE LES DIFFERENTS PARAMETRES DE LA MACHINE SYNCHROME

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

### I.5.1. Réactances d'axe direct

$$X_d = X_a + X_{md} \quad (I.29)$$

$$X'_d = X_a + \frac{X_{md}(X_f + X_{kf})}{X_{md} + X_f + X_{kf}} \quad (I.30)$$

$$X''_d = X_a + \frac{X_D \cdot X_f \cdot X_{md} + X_D \cdot X_{kf} \cdot X_{md} + X_{kf} \cdot X_f \cdot X_{md}}{X_{md} \cdot X_f + X_{md} \cdot X_D + X_D \cdot X_f + X_D \cdot X_{kf} + X_{kf} \cdot X_{md}} \quad (I.31)$$

### I.5.2. Constantes de temps d'axe direct

#### a) constantes de temps en court-circuit

$$T'_d = \frac{I}{\omega_0 R_r} \left( X_f + X_{kf} + \frac{X_{md} \cdot X_a}{X_{md} + X_a} \right) \quad (I.32)$$

$$T''_d = \frac{I}{\omega_0 R_D} \left( X_D + \frac{X_{md} \cdot X_{kf} \cdot X_f + X_{md} \cdot X_f \cdot X_a + X_{kf} \cdot X_f \cdot X_a}{X_{md} \cdot X_f + X_f \cdot X_a + X_{kf} \cdot X_{md} + X_{kf} \cdot X_a + X_a \cdot X_{md}} \right) \quad (I.33)$$

#### b) constantes de temps à circuit ouvert

$$T'_{d0} = \frac{I}{\omega_0 R_f} (X_{md} + X_f + X_{kf}) \quad (I.34)$$

$$T''_{d0} = \frac{I}{\omega_0 R_D} \left( X_D + \frac{X_f (X_{md} \cdot X_{kf})}{X_f + X_{md} + X_{kf}} \right) \quad (I.35)$$

### I.5.3 Réactances d'axe quadrature

$$X_q = X_{mq} + X_a \quad (I.36)$$

$$X'_q = X_a + \frac{X_{mq} \cdot X_Q}{X_{mq} + X_Q} \quad (I.37)$$

### I.5.4 Constantes de temps d'axe quadrature

Pour l'axe quadrature les constantes de temps en court-circuit et à circuit ouvert sont respectivement :

$$T''_q = \frac{I}{\omega_0 R_Q} \left( X_Q + X_a + \frac{X_{mq} \cdot X_a}{X_{mq} + X_a} \right) \quad (I.38)$$

$$T''_{q0} = \frac{I}{\omega_0 R_Q} (X_Q + X_{mq}) \quad (I.39)$$

## I.6. MISE EN EQUATION DE LA MACHINE SYNCHROME LORS D'UN COURT-CIRCUIT TRIPHASE BRUSQUE À 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 :  $V_d = 0$ ,  $V_q = E\sqrt{3}$  et  $V_f = V_f$

La mise en court-circuit correspond à l'application pour  $t=0$  de  $V_d = 0$ ,  $V_q = -E\sqrt{3}$  et  $V_f = 0$

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

A partir de ces hypothèses divers auteurs, notamment [5,8] montrent que :

$$i_d(t) = -E\sqrt{3} \left[ \frac{1}{X_d} + \left( \frac{1}{X'_d} - \frac{1}{X_d} \right) \cdot e^{-\frac{t}{T_d}} + \left( \frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X'_d} \right) \cdot e^{-\frac{t}{T_d}} - \frac{1}{X_h} \cdot \cos \omega t \cdot e^{-\frac{t}{T_h}} \right] \quad (\text{I.41})$$

$$i_q(t) = -\frac{E\sqrt{3}}{X_q} \sin \omega t \cdot e^{-\frac{t}{T_h}} \quad (\text{I.42})$$

avec

$$\frac{1}{X_h} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{X''_d} + \frac{1}{X''_q} \right) \quad \text{et} \quad T_h = \frac{X_h}{\omega R_a}$$

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  $i_c(t)$  :

$$i_a(t) = -E_m \left[ \frac{1}{X_d} + \left( \frac{1}{X'_d} - \frac{1}{X_d} \right) \cdot e^{-\frac{t}{T_d}} + \left( \frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X'_d} \right) \cdot e^{-\frac{t}{T_d}} \right] \cos(\omega t + \varphi) + E_m \cdot e^{-\frac{t}{T_a}} \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{1}{X''_d} + \frac{1}{X''_q} \right) \cdot \cos \varphi + \frac{1}{2} \left( \frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X''_q} \right) \cos(2\omega t + \varphi) \right] \quad (\text{I.43})$$

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

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  $\omega$  qui est la somme :

- du terme permanent d'amplitude  $\frac{E_m}{X_d}$

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

2°- La composante asymétrique de valeur initiale  $E_m \cdot \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{1}{X''_d} + \frac{1}{X''_q} \right) \cdot \cos \varphi \right]$  amortie avec la constante de temps  $T_a$

3°- la composante du second harmonique de pulsation  $2\omega$  d'amplitude initiale

$E_m \cdot \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X''_q} \right) \cos(\varphi) \right]$  amortie avec la constante de temps  $T_a$ .

L'expression du courant inducteur  $i_f$  est donnée par :

$$i_f = i_{f0} \left[ 1 + \frac{X_d - X'_d}{X'_d} \left( e^{-\frac{t}{T'_d}} - \left( 1 - \frac{T_f}{T''_d} \right) \cdot e^{-\frac{t}{T''_d}} - \frac{T_f}{T'_d} \cdot e^{-\frac{t}{T_a}} \cdot \cos \omega t \right) \right] \quad (I.44)$$

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  $\omega$  s'amortissant rapidement avec la constante de temps en court-circuit de l'induit  $T_a$ .

## I.7 VARIATION DES PARAMETRES

Avant même d'étudier l'identification des paramètres de la machine, il est intéressant de s'interroger sur les variations de ces derniers afin d'analyser leurs causes et de prévoir leurs plages de variation. En effet, les modèles de machine décrits précédemment sont considérés comme invariants et les paramètres identifiés comme des valeurs constantes. Il faut cependant avoir présentes à l'esprit les différentes causes physiques de variation de ces paramètres, variations souvent importantes.

### I.7.1 Variation des résistances

#### • I.7.1.a Effet thermique

La circulation de courants (induit ou inducteur) provoque un échauffement des enroulements statoriques et rotoriques de la machine. Ceci est la cause principale de l'augmentation des résistances  $R_s$  et  $R_r$ . En effet, la résistivité des matériaux conducteurs varie en fonction de la température et l'on peut représenter approximativement cette variation de façon linéaire par la relation simple :

$$R = R_0 (1 + \alpha T) \quad (I.45)$$

où  $R_0$  est la résistance du matériau à 0 degrés Celsius,  $\alpha$  est le coefficient de température dépendant du matériau, et  $T$  la température atteinte par le bobinage en degrés Celsius.

Pour des enroulements en cuivre classique le coefficient de température est donné par  $\alpha = 4.1 \cdot 10^{-3}$

Si la machine à identifier est une machine classique de classe d'isolation B (pour laquelle les enroulements peuvent être portés à une température de 120°C) nous pouvons calculer le rapport de variation maximal que peuvent subir les deux résistances par rapport à la valeur à température ambiante (20°C).

$$\frac{R_{20^\circ C}}{R_{120^\circ C}} = \frac{1 + 20\alpha}{1 + 120\alpha}$$

ce qui donne  $R_{120^\circ C} = 1.38 \cdot R_{20^\circ C}$

Donc, si la température de la machine passe de 20°C à 120°C, l'élévation de la résistance statorique est de 38%. Ceci correspond à une variation importante pour les lois de commandes.

Il faut cependant signaler que le problème d'échauffement est un phénomène très lent à l'échelle des constantes de temps électrique de la machine.

### • 1.7.1.b Effet pelliculaire

La présence d'un champ transversal variable sur la hauteur des encoches est à l'origine d'une répartition non homogène de la densité de courant dans les conducteurs statoriques disposés en parallèle les un au dessus des autres. Cependant, l'effet de peau ainsi engendré est considéré comme négligeable. C'est pour cela que les variations de résistances sont considérées comme des phénomènes relativement lents en ce qui concerne l'effet pelliculaire.

### • 1.7.2 Variation des inductances

La non-linéarité des matériaux magnétiques dans les zones dites de saturation affecte la valeur des inductances du modèle « linéaire ». La dynamique de variation de ces inductances est celle du courant magnétisant provoquant l'état des matériaux ferromagnétiques de la machine. Il s'agit donc de phénomènes relativement rapides dont la dynamique correspond à la constante de temps rotorique. De nombreuses études ont été réalisées sur l'utilisation d'un modèle non-linéaire. Ces travaux montrent que dans le cas des matériaux saturable deux sortes d'inductances doivent être considérées : l'inductance statique et l'inductance dynamique due à la saturation.

L'inductance statique est définie par le rapport entre le flux et le courant ; elle est utilisée lorsque l'état magnétique de la machine est constant.

L'inductance dynamique est définie, elle, comme étant le rapport entre la variation du flux et la variation du courant autour d'une valeur donnée. Elle intervient lors d'un changement d'état de la machine.

En raison de la forme de la caractéristique de saturation des matériaux, l'inductance statique est toujours supérieure à l'inductance dynamique. Des études ont montré que lorsque le courant magnétisant atteignait sa valeur nominale, les variations de l'inductance statique étaient d'environ 20 à 30% alors que l'inductance dynamique pouvait connaître des variations allant de 70 à 80% [58]

Lors de la saturation de la machine, les inductances auront tendance à diminuer ce qui nous permet de définir des valeurs maximales dans des zones magnétiquement linéaire.

Nous pouvons utiliser ces différentes remarques pour déterminer un domaine de validité des différentes techniques d'identification qu'on va utiliser, en fonction de ces phénomènes physique incontournables.

## **I.8. PARAMETRES IMPORTANTS ET MODELE DE VALIDATION.**

Il est clair que dans un but de contrôle de la machine synchrone, par exemple, les paramètres 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 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 [5, 8, 57, 58] 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 reste 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 par des modèles simples et linéaire 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.

Les travaux effectués jusqu'à présent dans le domaine de l'identification des machines synchrones de faibles puissances, montrent que le modèle 2x2 est largement suffisant pour une représentation correcte de la machine. C'est pour cela que nous avons adopté ce modèle pour identifier nos deux machines.

## CONCLUSION

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 fuite, permet d'étudier les phénomènes dynamiques et les contraintes de couple s'exerçant sur la machine de façon plus précise (surtout pour les machines de grande puissance). 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. Dans ce chapitre, nous avons abordé la description d'un certain nombre de ces modèles avec prise en compte des effets des amortisseurs. Tous ces modèles ont déjà fait l'objet de plusieurs études dans le passé. Nous avons présenté la classification des modèles selon le nombre d'amortisseurs représenté sur chaque axe tout en montrant leurs spécificités et leurs caractéristiques. Nous avons ensuite positionné notre choix sur le modèle 2x2 dont la particularité est de représenter convenablement la machine dans la gamme de puissance qui nous concerne.

Pour certaines machines synchrones à pôles saillants et turbogénérateurs, la prise en compte de l'effet des courants de Foucault et de la saturation dans la dynamique transitoire lors de l'application de petites perturbations, pour étudier la stabilité par exemple, un modèle avec trois enroulements amortisseurs par axe (modèle 3x3), peut donner des résultats plus précis. [5, 38, 40].

Cependant, pour la plupart des auteurs, un modèle de représentation 2x2 est suffisant et donne des résultats corrects pour le plus grand nombre de machines ; un modèle 3x3 ne se justifiant que pour des machines synchrones dont le rotor est construit de manière spécifique. Des modèles 4x4 ont néanmoins été envisagés [59].

Nous avons élaboré, ensuite, une mise en équation qui nous a permis de mettre en œuvre les relations qui lient les différents paramètres de la machine. L'objectif étant d'explicitier les matrices impédances entre les tensions et les courants selon les axes d et q.

De plus nous avons présenté les différentes transformations qui permettent de passer des différentes constantes de temps identifiées aux paramètres électriques du modèle.

Le travail effectué dans ce chapitre est d'une très grande importance pour nous, dans la mesure où il prépare le terrain pour l'identification des paramètres électriques de la machine. En effet, le choix de la représentation du modèle va conditionner fortement le choix de la méthode d'identification mise en œuvre pour l'estimation de ces paramètres. Dans notre cas il s'avère que la sortie du modèle se retrouve non linéaire par rapport aux paramètres, il nous faudra donc des techniques adéquates pour l'estimation des paramètres de nos machines. De ce fait, le prochain chapitre a pour objectif de présenter les différentes méthodes d'identification utilisées dans la littérature technique pour résoudre ce genre de problèmes.

# **CHAPITRE II**

## **METHODES D'IDENTIFICATION DES PARAMETRES DES MACHINES ELECTRIQUES**

---

---

## *Chapitre II*

# **METHODES D'IDENTIFICATION DES PARAMETRES DES MACHINES ELECTRIQUES**

---

---

## **INTRODUCTION**

Cette partie s'inscrit comme une suite logique au travail de caractérisation et de modélisation qui a été effectué dans le chapitre précédent.

La structure du modèle étant définie, le choix d'une méthode pour son identification devient fondamental.

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

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

Dans ce chapitre nous présentons une étude générale des méthodes d'estimation, et plus particulièrement des méthodes appartenant à la théorie de programmation non-linéaire, spécialement la méthode du modèle de référence. Après analyse de ces méthodes, nous choisirons et nous détaillerons celles qui serviront à l'estimation des paramètres du modèle de la machine synchrone décrite dans le chapitre précédent.

Nous définirons le critère qui nous permettra de qualifier l'approximation entre mesures effectuées sur le processus à estimer et le modèle de connaissance (modèle de la machine synchrone). Nous présenterons d'autre part, les expressions pour le calcul des dérivées premières (vecteur gradient) et seconde (matrice Hessienne) de la fonction à minimiser.

Il est à noter que nous nous intéresserons plus particulièrement à la méthode de Levenberg-Marquardt qui se trouve être bien adaptée à notre étude.

## II.1. PANORAMA DES METHODES D'IDENTIFICATION

Dans le domaine de la détermination des modèles mathématiques des systèmes, une place importante est prise par les méthodes d'identification. Afin de déterminer un modèle mathématique, outre les systèmes d'équations décrivant au mieux leur comportement il y a, à l'intérieur de ces équations, des paramètres qu'il s'agit de déterminer.

L'objectif des méthodes d'identification est alors de déterminer les valeurs spécifiques de ces paramètres, en particulier là où les méthodes classiques de mesures échouent ou se montrent lourdes à utiliser.

Quelque soient les méthodes d'identification la stratégie que l'on adopte afin de parvenir à la détermination des paramètres est la suivante :

- choix du modèle paramétrique
- recherche du vecteur optimal
- vérification de la validité du modèle

Ainsi à partir d'un jeu de relevés expérimentaux mesurés sur des processus réels, la première chose nécessaire est la détermination d'un critère qui puisse exprimer ces données expérimentales afin d'aboutir à une fonction appelée de coût, qui est l'indice de la capacité du modèle mathématique d'exprimer les données expérimentales.

De cette manière, l'objectif de l'identification revient à la recherche d'un vecteur de paramètres tel que le modèle puisse décrire le plus réellement possible le comportement des systèmes pour un type de fonctionnement [5, 61-62].

Il existe plusieurs méthodes paramétriques d'identification, mais en général on distingue deux groupes différents en ce qui concerne l'information sur la précision des paramètres.

Le premier groupe ne fournit aucune information sur la précision des paramètres identifiés, alors que le deuxième, qui tient compte des bruits qui perturbent le processus, associe à chaque valeur des paramètres une précision.

On peut aussi classer les méthodes d'identification à partir de la manière dont on procède afin d'atteindre l'objectif. Aussi nous pouvons citer les méthodes itératives d'identification qui utilisent plusieurs fois le même jeu d'échantillons entrées-sorties et les méthodes directes qui ne l'utilisent qu'une seule fois. Cette classification est plutôt liée avec les méthodes d'optimisation utilisées, sur lesquelles on se penchera plus loin de façon détaillée.

## II.2. TECHNIQUES D'IDENTIFICATION

Il y a trois éléments fondamentaux qui caractérisent toute méthode d'identification paramétrique : l'information dont nous disposons  $I$ , l'ensemble des modèles de représentation possible du processus  $M$ , et le critère d'estimation utilisé lors de l'identification  $C$ .

L'identification du processus **I** est issue de mesures expérimentales réalisées sur le processus étudié **P**. Elle est constituée d'un vecteur d'entrée  $\mathbf{u}(\mathbf{k})$  et d'un vecteur de sortie  $\mathbf{y}(\mathbf{k})$ . Ces mesures effectuées dans des conditions expérimentales bien définies  $\mathbf{C}_{\text{exp}}$  sont discrétisées en **K** valeurs

$$I = \sum_{k=1}^K [\underline{u}(k), \underline{y}(k)] \quad (\text{II.1})$$

### II.2.1 Caractérisation

C'est l'étape qualitative, où nous décidons du type de modèle à identifier. La structure du modèle peut-être dictée par son objectif final. Ainsi, les paramètres d'un modèle utilisé dans l'ensemble d'un régulateur seront différents de ceux d'un modèle destiné à déterminer des constantes physiques.

Les modèles peuvent être caractérisés de différentes façons :

- par représentation non paramétrique, telle que la réponse impulsionnelle, la fonction de transfert, la fonction de covariance, etc.
- par représentation paramétrique, comme le modèle d'état, les équations différentielles, etc.

La structure du modèle dans notre cas est connue, il s'agit des équations de Park qui décrivent la dynamique de la machine synchrone. C'est donc, un modèle du type paramétrique dont les paramètres sont liés aux équations différentielles du système, décrites dans le chapitre I.

### II.2.2 Critère d'estimation.

Le problème fondamental de la modélisation expérimentale, c'est-à-dire l'approximation de valeurs expérimentales par un modèle mathématique, est d'abord de déterminer un critère objectif qualifiant l'approximation mesures/modèle. On appellera  $x(k)$  l'ensemble des mesures (mesures discrètes de l'excitation  $u(t)$  et de la réponse  $y(t)$ ).

Si  $\hat{\theta}$  est une estimation du paramètre  $\theta$  du modèle **M** grâce à l'ensemble des mesures discrètes  $x(k)$ , on peut calculer les valeurs prises par le modèle, soit :  $\hat{y}_m = M(\theta_1, \dots, \theta_n, x(t))$

La sortie du processus étant différente de la sortie du modèle, on définit l'erreur de modélisation par :

$$\varepsilon = \bar{y} - \hat{y}_m$$

Où  $\bar{y}$  est la sortie mesurée du processus,  $\hat{y}_m$  est la sortie simulée du modèle de référence. A cause des erreurs de mesures et des erreurs de structure (structure du modèle mathématique **M**)  $\varepsilon$  ne peut exactement s'annuler.

Si nous considérons comme critère directement l'erreur de modélisation  $\varepsilon$ , nous nous apercevons que les erreurs négatives peuvent compenser les erreurs positives sur l'ensemble des **K** valeurs !

Il existe deux opérations simples qui permettent de s'affranchir de cette contrainte : la valeur absolue  $|\varepsilon(k)|$  et l'élevation au carré  $\varepsilon^2(k)$ .

L'élevation de l'erreur au carré est préférée à la valeur absolue car elle a la propriété d'accorder beaucoup plus d'importance aux grandes erreurs et donc elle permet une compensation des paramètres mieux adaptée

Le critère quadratique est donc de la forme :

$$J(\theta) = \sum_{k=1}^N (\bar{y}_k - \hat{y}_{mk})^2 \quad (\text{II.2})$$

où  $\bar{y}_k$  est la sortie mesurée et  $\hat{y}_{mk}$  la sortie du modèle à l'instant k.

La fonction quadratique permet une approximation convenable de la fonction coût à minimiser, quelques raisons pour cela :

- Une fonction quadratique est une des plus simples fonctions avec minimum bien déterminé.
- Une fonction générale développée autour d'un minimum local  $\theta(k)$  est bien approchée par une fonction quadratique (série de Taylor d'ordre 2).
- Même éloigné du minimum, il semble préférable d'utiliser une approximation du type quadratique. Cette approximation est plus efficace que l'approximation linéaire. La raison est liée au fait que le développement de  $J(\theta)$  en série de Taylor au second ordre permet de conserver une bonne précision sur un voisinage plus étendu qu'avec l'approximation au premier ordre.
- Les méthodes basées sur une fonction quadratique peuvent être invariantes lorsqu'on fait une transformation linéaire de variables (mise à l'échelle).

On peut classer ces méthodes de minimisation du critère quadratique en deux catégories en fonction du modèle expérimental utilisé :

- Si l'on considère un modèle linéaire par rapport aux paramètres, la recherche du critère minimum peut se réaliser en une seule étape. C'est le cas de la méthode des moindres carrés.
- Si l'on utilise un modèle non linéaire, la recherche du critère minimum va nécessiter l'utilisation d'un algorithme de programmation non linéaire fonctionnant par itérations. C'est la méthode dite « méthode du modèle »

### II.2.3 Choix de la méthode

Vue la grande diversité des méthodes d'identification, le choix entre l'une et l'autre est très souvent subjectif. Il dépend des caractéristiques du problème et du degré de familiarisation de l'utilisateur avec les méthodes appliquées.

En résumé, on peut établir les étapes à suivre pour résoudre le problème de l'identification des processus, a savoir :

- Choisir la structure du modèle
- Sélectionner une méthode d'identification en temps réel ou temps différé, (en-ligne ou hors-ligne)
- Etablir la méthode d'identification à utiliser, soit paramétrique ou non-paramétrique
- Analyser les caractéristiques des perturbations et ensuite choisir la méthode déterministe ou stochastique
- Choisir le signal d'excitation du processus
- Définir le critère à minimiser
- Procéder à la recherche du vecteur optimal
- Faire la vérification de la validité du modèle

Dans notre cas la méthode utilisée est celle du modèle en raison des caractéristiques du modèle mathématique de la machine, à savoir, un modèle aux équations différentielles qui présente un comportement non linéaire et dont la structure est connue.

La stratégie d'identification est appliquée hors-ligne, le but étant de déterminer les paramètres d'un modèle de connaissance de la machine synchrone.

Nous ne considérons pas de perturbations de nature stochastique, la méthode est donc de type déterministe.

Les signaux d'excitation du modèle de référence sont directement les mesures des tensions délivrées par l'alimentation.

Les signaux de sorties sont les courants appelés par la machine.

#### II.2.4. Conditions nécessaires pour un minimum

Le problème de minimisation d'une fonction peut se poser de la manière suivante

$$\text{Minimiser } J(\theta) \quad \theta \in R^n$$

Où  $J(\theta)$  est la fonction objective et le point au minimum global est  $\theta_{opt}$ . Dans la pratique on peut calculer un minimum local qui n'est pas toujours le minimum global, figure II.1

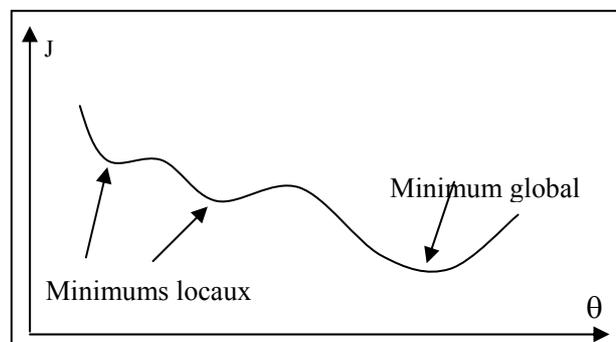


Figure II.1. Minimum d'une fonction

Les difficultés rencontrées pour garantir qu'il s'agit d'un minimum global sont considérables. En effet, si la fonction à minimiser présente plusieurs minima, parmi lesquels se trouve le minimum global, la procédure de minimisation peut très bien converger de manière fautive vers un minimum local qui semblerait le minimum global ce qui donnerait une solution fautive.

Deux questions se posent devant ce problème :

- Comment peut-on déterminer si un point  $\theta(k)$  est la solution optimale ?
- Si le point  $\theta(k)$  n'est pas optimal, comment doit-on alors progresser dans l'espace paramétrique pour trouver une solution qui soit optimale ?

La première question conduit à développer des critères d'optimalité qui serviront à déterminer si un point donné est une solution optimale ou non du problème d'optimisation. Alors que la deuxième amène à concevoir des méthodes pratiques permettant de localiser le point optimal dans un domaine donné.

Pour trouver la réponse à la deuxième question, il est possible de faire une exploration systématique de l'espace de recherche. Cependant, cette manière de procéder peut requérir un temps non négligeable, il est donc nécessaire de trouver d'autres solutions moins coûteuses.

Nous essaierons de répondre à la deuxième question plus loin. D'une façon générale les conditions nécessaires et suffisantes pour qu'un point  $\theta(k)$  soit un minimum local  $\theta_{opt}$  sont :

$$\begin{aligned} 1- & \quad g(\theta_{opt})=0 \\ 2- & \quad S^T H S \geq 0 \quad \forall S \quad H \text{ (au moins positive semi définie)} \end{aligned} \quad (II.2)$$

où :

$g(\theta_{opt})$  vecteur gradient de la fonction au minimum,  $g(\theta) = \nabla J(\theta)$ .

$H$  matrice Hessienne de la fonction au minimum, (dérivées partielles secondes)  $H = \nabla^2 J(\theta)$ .

Beaucoup de méthodes se basent sur la première condition pour trouver le minimum de la fonction  $\theta_{opt}$ . Le minimum dans ce cas là est rapporté comme un point stationnaire. Donc, pour que le point  $\theta_{opt}$  soit un minimum local, il faut que la deuxième condition soit remplie.

Un vecteur gradient égal à zéro signifie simplement qu'il n'y a pas de direction à partir de  $\theta_{opt}$  (ou vecteur solution local) dans laquelle  $J(\theta)$  diminue ou augmente. Il peut alors s'agir d'un minimum, d'un maximum ou plus simplement d'un palier de  $J(\theta)$ . Une matrice Hessienne positive définie correspond au concept géométrique de convexité stricte locale. Cela signifie qu' $J(\theta)$  présente une courbure croissante à partir de  $\theta_{opt}$  dans toutes les directions.

### II.3. METHODES PARAMETRIQUES D'IDENTIFICATION

Il existe plusieurs méthodes paramétriques d'identification, mais en général on distingue deux groupes différents en ce qui concerne l'information sur la précision des paramètres à déterminer :

- groupe des méthodes déterministes,
- groupe des méthodes stochastiques connues aussi sous le nom de méthodes d'estimation de paramètres.

Le premier groupe ne fournit aucune information sur la précision des paramètres identifiés, alors que le deuxième, qui tient compte des bruits qui perturbent le processus, associe à chaque valeur des paramètres une précision.

Selon le nombre d'utilisations de l'ensemble des relevées d'entrées-sorties, la classification est la suivante :

- **Les méthodes en-ligne** Ces méthodes en-ligne ou non bouclées n'utilisent qu'une seule fois l'ensemble des données des signaux d'entrées-sorties.
- **Les méthodes hors-ligne.** Ces méthodes hors-ligne ou bouclées utilisent plusieurs fois le même ensemble de données entrées-sorties lors d'une procédure itérative d'identification.

#### II.3.1. Méthodes déterministes :

- **Méthode du modèle de référence.**

La méthode du modèle de référence permet d'une part de déterminer les paramètres de modèle lorsque les entrées-sorties sont quelconques et de l'autre elle tolère des structures variées en ce qui concerne le modèle mathématique, lui-même. C'est pourquoi, cette méthode est extrêmement utilisée pour déterminer les paramètres des machines électriques dont le modèle est sous forme d'équations d'état.

La méthode du modèle est basée sur la comparaison du comportement de l'objet (système à identifier) et celui du modèle. Tant qu'il n'y a pas d'identité de comportement, l'objectif de la méthode est de modifier le modèle de telle sorte que l'on tende vers une meilleure conformité. Un critère est alors défini, dépendant implicitement des paramètres du modèle, et dont la minimisation assure l'atteinte de cette conformité optimale. Cet objectif de minimisation du critère conduit alors à l'utilisation d'algorithmes classiques qui font appel à la programmation non linéaire. La méthode du modèle s'applique quelle que soit la structure du modèle (équations différentielles, fonctions de transfert, équations d'état,...etc.). En fait, la représentation importe peu, pourvu qu'elle soit paramétrable et que le modèle soit simulable. La figure II.2 montre le schéma de principe de la méthode.

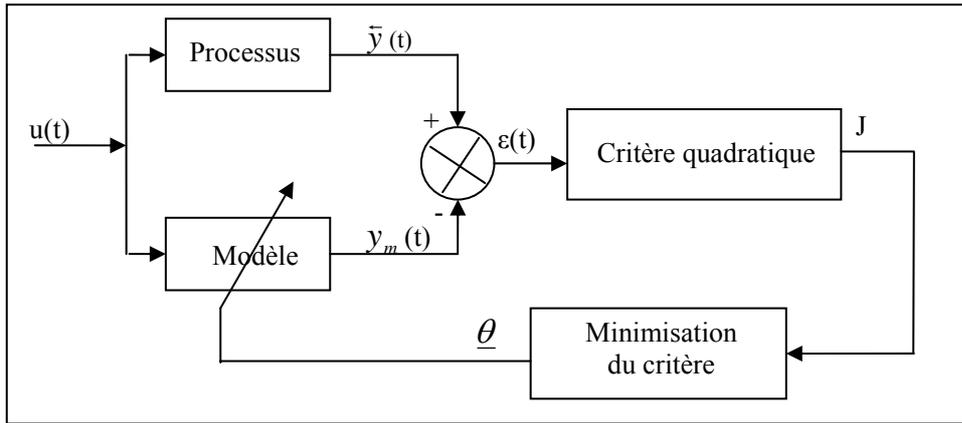


Figure II.2 Schéma de principe de la méthode du modèle de référence

Sur ce schéma fonctionnel, on voit apparaître le processus qui est connu à travers l'observation  $\bar{y}$  de son comportement alors qu'il est soumis à diverses excitations  $u$ . On voit apparaître le modèle qui est soumis à la même excitation que le processus et qui est représenté par une fonction  $f$  dépendant de  $N$  paramètres  $\theta_n$  ( $1 \leq n \leq N$ ), soit d'un vecteur de paramètres  $\underline{\theta}$ , de telle sorte que la sortie du modèle  $y_m$  soit explicitée selon la relation :

$$y_m = f(\underline{\theta}) \tag{II.3}$$

On définit alors l'erreur ou l'écart de sortie  $\varepsilon$  par :

$$\varepsilon = \bar{y} - y_m \tag{II.4}$$

Et le critère quadratique que l'on cherche à minimiser est donné par :

$$J = \sum_{k=1}^K (\bar{y}_k - y_{mk})^2 = \sum_{k=1}^K \varepsilon_k^2 \tag{II.5}$$

où  $K$  représente le nombre total d'échantillons enregistrés lors d'un essai. On se propose alors de déterminer une estimation  $\underline{\theta}_{opt}$  de  $\underline{\theta}$  de telle sorte que  $y_{mopt} = f(\underline{\theta}_{opt})$  approche au mieux l'observation  $\bar{y}$ .

La minimisation du critère se ramène à un problème d'optimisation paramétrique classique d'une fonction à plusieurs variables et repose sur des techniques de programmation non linéaire. Ce sont des algorithmes itératifs qui progressent pas à pas à partir d'un point initial  $\underline{\theta}^0$ , le long de directions judicieusement choisies de façon à favoriser la convergence des paramètres vers le point recherché  $\underline{\theta}_{opt}$ . A la  $(i+1)^{ème}$  itération, ces algorithmes ont la forme suivante :

$$\underline{\theta}^{i+1} = \underline{\theta}^i + \alpha_i \underline{d}^i \tag{II.6}$$

Où  $\underline{d}^i$  représente la direction de recherche optimale à la  $(i+1)^{ème}$  itération, et  $\alpha_i$  un scalaire fixe ou calculé de façon à minimiser le critère le long de la direction  $\underline{d}^i$ . La figure II.3 schématise la progression de la méthode de recherche dans la cas bidimensionnel.

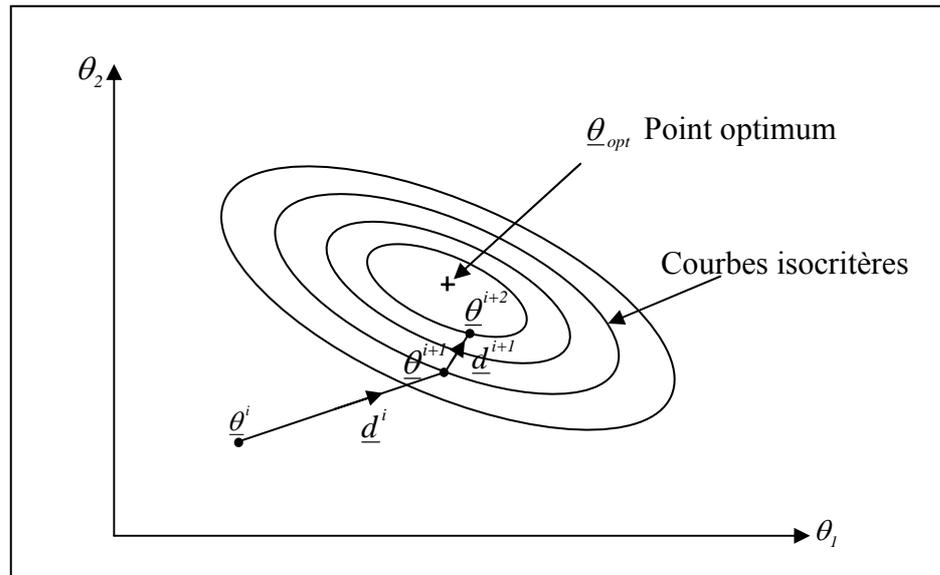


Figure II.3 Exemple de courbes isocritères

De nombreuses techniques de recherche ont été mises au point pour résoudre ce type de problèmes. Elles se distinguent entre elles suivant la façon dont les directions  $\underline{d}^i$  sont déterminées. On se propose dans ce qui suit de faire une brève description des techniques d'optimisation utilisées pour l'identification par la méthode du modèle.

### II.3.2. Classification des méthodes

Suivant la stratégie d'approche du minimum de la fonction coût, nous trouvons dans la littérature technique plusieurs méthodes d'optimisation selon le procédé à identifier et selon la précision et la rapidité de convergence voulue. la classification générale est la suivante :

- Méthode du gradient ou de Cauchy,
- Méthode du gradient conjugué,
- Méthodes de type Newton
  - Méthode de Newton
  - Méthode de Gauss-Newton,
  - Méthode Quasi-Newton,
    - Levenberg-Marquardt,
    - Pas optimal limité localement (Hook)
    - Pas restreint ou Double Dogleg

Dans la suite de ce chapitre nous n'aborderons pas toutes les méthodes citées ci-dessus, mais présenterons brièvement une description des méthodes les plus utilisées en identification des machines électriques.

### II.3.2. 1.Méthode du gradient

Cette technique est la base des méthodes d'optimisation ou de programmation non linéaire. Son fonctionnement est basé sur le développement au 1<sup>er</sup> ordre de la fonction critère :

$$J(\underline{\theta} + d\underline{\theta}) = J(\underline{\theta}) + \underline{J}'_{\theta} d\underline{\theta} \quad (II.7)$$

Où  $\underline{J}'_{\theta}$  désigne le vecteur gradient au point  $\underline{\theta}$ .

A partir de la relation (II.7) on montre que le vecteur  $d\underline{\theta}$  qui maximise la variation de J est colinéaire au vecteur gradient ; et comme on souhaite une décroissance de J (recherche d'un minimum), il faut se déplacer dans la direction opposée a celle du gradient, soit :

$$d\underline{\theta} = -\lambda \underline{J}'_{\theta} \quad (II.8)$$

où  $\lambda$  est une constante réelle strictement positive.

En fait, le gradient indique par sa direction la ligne de plus grande pente, et étant donné l'expression de  $d\underline{\theta}$ , l'évolution des paramètres se fait par la relation :

$$\underline{\theta}^{i+1} = \underline{\theta}^i - \lambda \underline{J}'_{\theta} \quad (II.9)$$

La méthode du gradient présente l'intérêt d'être simple à mettre en œuvre. Elle permet de diminuer rapidement la valeur du critère lorsque le point initial est situé loin du point recherché. Cependant, à l'approche du minimum la convergence ralentit car le vecteur gradient tend vers le vecteur nul. Cela vient aussi du fait que l'on n'utilise que des informations du 1<sup>er</sup> ordre. D'autre part, un problème supplémentaire peut être posé par cette méthode quant à la détermination du coefficient  $\lambda$ . Le choix optimal de  $\lambda$  n'est pas aisé : trop petit la convergence est lente, trop grand il y a risque de divergence.

#### II.3.2.1.1 Calcul du gradient du critère.

Dans la définition du modèle  $y_m = f(\underline{\theta})$ , lorsque la fonction f est explicite ou lorsque celle-ci est définie par des équations différentielles ou par des fonctions de transfert ...etc., il est préférable d'utiliser la technique des fonctions de sensibilité pour le calcul du gradient du critère.

Par définition, la fonction de sensibilité  $\sigma_{\theta_n}$  du modèle  $y_m = f(\underline{\theta})$  par rapport au paramètre  $\theta_n$ , est donnée par la relation :

$$\sigma_{\theta_n} = \frac{\partial y_m}{\partial \theta_n} \quad (II.10)$$

Rappelons que  $J = \sum_{k=1}^K (\bar{y}_k - y_{mk})^2$ , en exprimant la dérivée partielle du critère J par rapport au paramètre  $\theta_n$ , on aura :

$$\frac{\partial J}{\partial \theta_n} = -2 \sum_{k=1}^K (\bar{y}_k - y_{mk}) \frac{\partial y_{mk}}{\partial \theta_n} = -2 \sum_{k=1}^K \varepsilon_k \sigma_{\theta_n, k} \quad (\text{II. 11})$$

En posant

$$\underline{\sigma}^t = [ \sigma_{\theta_1}, \sigma_{\theta_2}, \dots, \sigma_{\theta_n} ] \quad (\text{I.12})$$

L'expression du gradient du critère est finalement explicitée par la relation :

$$\underline{J}'_{\theta} = -2 \sum_{k=1}^K \varepsilon_k \underline{\sigma}_k \quad (\text{II.13})$$

### II.3.2.2. Méthode de Gauss-Newton

C'est une technique basée sur le développement d'ordre 2 du critère. Au voisinage d'un point  $\underline{\theta}$ , on a :

$$J(\underline{\theta} + d\underline{\theta}) = J(\underline{\theta}) + \underline{J}'_{\theta} d\underline{\theta} + \frac{1}{2} d\underline{\theta}^t \underline{J}''_{\theta\theta} d\underline{\theta} \quad (\text{II.14})$$

Où  $\underline{J}''_{\theta\theta}$  désigne la matrice Hessienne au point  $\underline{\theta}$ .

Au vue de la relation (II.14), la variation de J est maximale lorsque la dérivée de  $dJ = J(\underline{\theta} + d\underline{\theta}) - J(\underline{\theta})$  par rapport à  $d\underline{\theta}$  est nulle, ce qui donne :

$$d\underline{\theta} = -[\underline{J}''_{\theta\theta}]^{-1} \underline{J}'_{\theta} \quad (\text{II.15})$$

L'évolution des paramètres est alors donnée par l'algorithme itératif suivant :

$$\underline{\theta}^{i+1} = \underline{\theta}^i - [\underline{J}''_{\theta\theta}]^{-1} \underline{J}'_{\theta} \quad (\text{II.16})$$

On peut noter l'analogie avec la méthode du gradient où la constante  $\lambda$  est remplacée par l'inverse du hessien  $\underline{J}''_{\theta\theta}$ . A la condition  $\lambda > 0$ , correspond la condition  $\underline{J}''_{\theta\theta}$  définie positive.

Il est important de noter aussi que cette méthode est bâtie sur l'hypothèse quadratique au voisinage de l'optimum, c'est-à-dire que  $J(\underline{\theta})$  peut être approché localement de façon parabolique. La première conséquence de ceci est que la convergence de cette méthode est beaucoup plus rapide que celle du gradient à l'approche de l'optimum. Par contre, la deuxième conséquence est que si l'on est au voisinage d'un point d'inflexion ou si l'on est trop loin de l'optimum, l'approximation parabolique n'est plus acceptée. Il y a alors grand risque de divergence dans la mesure où  $\underline{J}''_{\theta\theta}$  peut ne plus être définie positive.

En général, pour le calcul des dérivées secondes du critère, on évite d'utiliser la technique des accroissements finis car le résultat est beaucoup trop approximatif. On préfère utiliser les fonctions de sensibilité comme pour le gradient.

En partant de l'équation (II.11), on détermine l'expression de la dérivée partielle seconde du critère J par rapport aux paramètres  $\theta_n$  et  $\theta_m$ , on obtient :

$$\frac{\partial^2 J}{\partial \theta_n \partial \theta_m} = 2 \sum_{k=1}^K \sigma_{\theta_{n,k}} \sigma_{\theta_{m,k}} - 2 \sum_{k=1}^K \varepsilon_k \frac{\partial^2 y_{mk}}{\partial \theta_n \partial \theta_m} \quad (\text{II.17})$$

Ce calcul fait appel aux dérivées secondes de la sortie du modèle par rapport au vecteur de paramètres  $\underline{\theta}$ . Cette contrainte alourdit considérablement le calcul du hessien. On se propose alors de présenter l'approche de Gauss-Newton pour le calcul du hessien ou plutôt du pseudo-hessien.

### II.3.2. 2.1 Approximation de Gauss-Newton

L'approximation de Gauss-Newton consiste à négliger dans l'expression de la relation (II.17) Le deuxième terme qui contient les dérivées secondes du modèle par rapport au vecteur de paramètres  $\underline{\theta}$ . En fait, cela revient à se placer dans l'hypothèse quadratique. On obtient alors un pseud-hessien grâce à la relation :

$$\frac{\partial^2 J}{\partial \theta_n \partial \theta_m} = 2 \sum_{k=1}^K \sigma_{\theta_{n,k}} \sigma_{\theta_{m,k}} \quad (\text{II.18})$$

En reprenant la définition donnée en (II.11), l'expression du hessien du critère est finalement explicitée par la relation :

$$\underline{J}''_{\theta\theta} = 2 \sum_{k=1}^K \underline{\sigma}_k \underline{\sigma}_k^t \quad (\text{II.19})$$

Cette approximation renforce la stabilité de la méthode de Newton dans la mesure où elle garantit un pseudo-hessien défini positif.

Cependant, le résultat de l'équation (II.19) n'est valable qu'au voisinage de l'optimum. La méthode de Gauss-Newton est très sensible à l'initialisation paramétrique. Elle présente le désavantage de non-convergence globale pour beaucoup de problèmes. Pour éviter une divergence de l'algorithme, il est nécessaire de soigner cette initialisation en particulier pour un nombre élevé de paramètres. Ceci justifie l'intérêt que l'on doit porter aux méthodes d'estimation directe telles que les moindres carrés, même si celles-ci peuvent donner une estimation biaisée, pour peu qu'elle garantissent une bonne initialisation.

### II.3.2.3. Méthode de Levenberg-Marquardt

Pour récapituler, on a vu que la méthode du gradient est très efficace loin de l'optimum ; par contre, à son approche, elle devient lente et peu précise. A l'opposé, la méthode de Gauss-Newton permet une convergence rapide à proximité du point recherché mais présente un grand risque de divergence si l'on n'assure pas une bonne initialisation du vecteur de paramètres pour l'algorithme d'identification.

L'algorithme de Levenberg-Marquardt s'inscrit philosophiquement comme conséquence directe de l'analyse faite sur les méthodes décrites dans les paragraphes précédents. En effet, elle concilie leurs avantages dans la mesure où, loin de l'optimum, elle permet de corriger la direction du vecteur de recherche pour le mettre dans le sens opposé à celui du gradient. A proximité du point recherché, elle a un comportement de type Newton et assure donc une convergence rapide et précise.

La direction de recherche selon Levenberg-Marquardt est donnée par :

$$d\underline{\theta} = -[\underline{J}_{\theta\theta}'' + \mu \underline{I}_N]^{-1} \underline{J}'_{\theta} \quad (\text{II.20})$$

$\mu$  est un coefficient strictement positif et  $\underline{I}_N$  représente la matrice unité de dimension N.

Ce qui donne pour l'évolution itérative des paramètres :

$$\underline{\theta}^{i+1} = \underline{\theta}^i - [\underline{J}_{\theta\theta}'' + \mu_i \underline{I}_N]^{-1} \underline{J}'_{\theta} \quad (\text{II.21})$$

$\mu_i$  est un coefficient qui est justement utilisé pour contrôler la direction de recherche du minimum du critère ainsi que la longueur du pas de recherche selon la proximité au point optimum. En fait,  $\mu_i$  est calculé de façon à ce que l'algorithme puisse évoluer du gradient vers Gauss-Newton ou réciproquement selon la position du vecteur de paramètres dans l'espace paramétrique :

- $\mu_i$  grand  $\Rightarrow d\underline{\theta} = -\frac{1}{\mu_i} \underline{J}'_{\theta}$  on a un comportement de type gradient avec  $\mu_i = \frac{1}{\lambda}$
- $\mu_i$  petit  $\Rightarrow d\underline{\theta} = -[\underline{J}_{\theta\theta}'' ]^{-1} \underline{J}'_{\theta}$  on a un comportement de type Gauss-Newton.

En pratique,  $\mu_i$  est choisi de telle sorte que la condition  $J_{i+1} < J_i$  soit toujours assurée.

Au départ, l'algorithme commence avec une valeur arbitraire relativement grande (comportement de type gradient). Ensuite, on calcule  $J_{i+1}$ , si  $J_{i+1} < J_i$  alors on fait  $\mu_{i+1} = \frac{\mu_i}{2}$  (on se rapproche progressivement d'un comportement de type Newton); autrement, si  $J_{i+1} \geq J_i$  alors on fait  $\mu_{i+1} = 2\mu_i$  (on permute progressivement sur un comportement de type gradient)

La méthode de Levenberg-Marquardt a la caractéristique d'une forte convergence globale à partir d'une valeur initiale qui peut être située en dehors de la région de convergence d'autres méthodes. Elle a aussi la caractéristique de convergence rapide lorsqu'on atteint la région de convergence.

Ainsi, l'approche de Levenberg-Marquardt permet de renforcer considérablement la stabilité de l'algorithme d'identification. C'est pour cette raison, que nous avons choisi d'utiliser cette méthode pour l'identification des paramètres de nos machines.

### II.4 TESTS D'ARRETS DE L'ALGORITHME

Quelle que soit la méthode utilisée, il nous faut définir une condition d'arrêt de la récurrence. Cette condition peut être définie de différentes façons :

- Test sur le critère J : après avoir défini une erreur de précision tolérée sur le critère, nous pouvons mettre en place un test d'arrêt de la forme  $J_{i+1} - J_i < \varepsilon$
- Test sur les coordonnées : nous définissons une erreur tolérée sur les paramètres afin de mettre en place un test d'arrêt du type  $\sqrt{(\theta_{1(i-1)} - \theta_{1(i)})^2 + (\theta_{2(i-1)} - \theta_{2(i)})^2} < \varepsilon$

### II.5. MISE EN ŒUVRE DE LA METHODE D'OPTIMISATION

La structure de base du programme d'estimation des paramètres de la machine synchrone est présentée ci-dessous

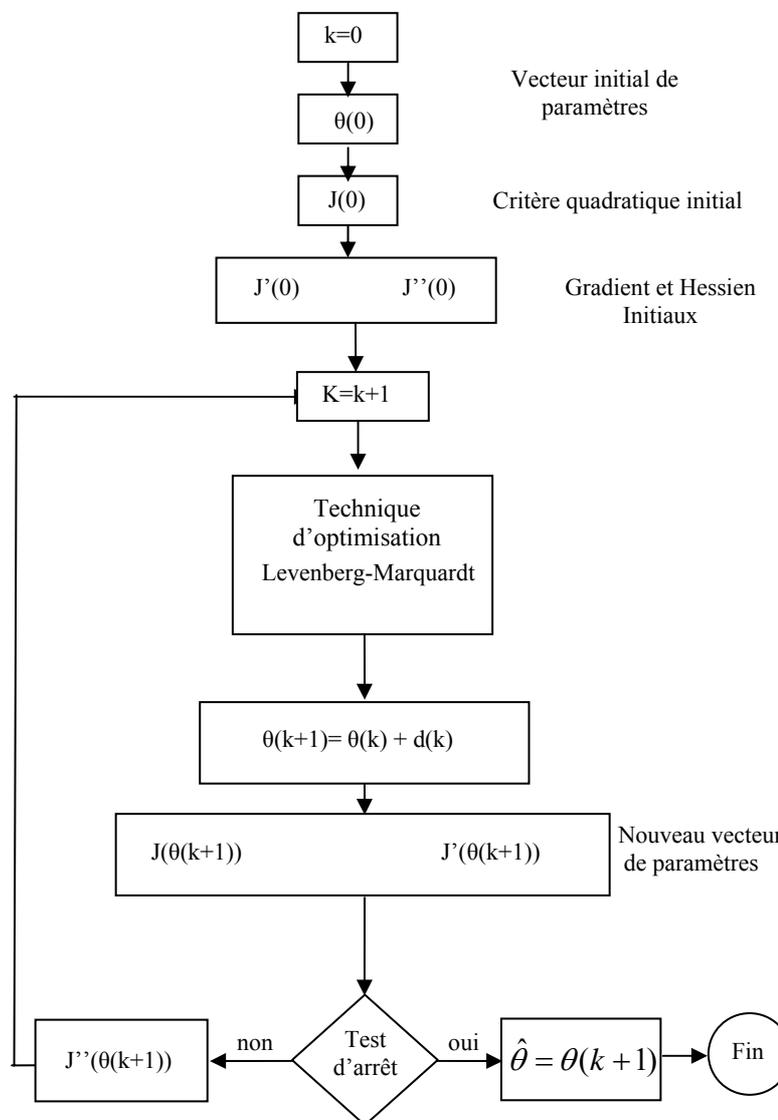


Figure II.4 Mise en œuvre de la méthode d'optimisation

## II.6. CHOIX DE LA FREQUENCE D'ECHANTILLONNAGE

L'opération d'acquisition des données consiste à transformer un signal analogique  $f(t)$  en une suite numérique ou suite de nombres contenant l'information utile. Les quantités d'information à stocker sur la carte d'acquisition doivent déferler à des instants de temps égaux, qui constituent l'échantillonnage des signaux.

Un problème important se pose alors pour le choix de la période. Si celle-ci est trop faible, on risque de perdre des informations importante dans le signal, si elle est élevée il y a redondance d'informations, ce qui conduit au traitement d'une quantité importante de données et l'espace mémoire de stockage devient alors saturé pour la reconstitution du signal. Il est alors nécessaire d'échantillonner, d'après le théorème de Shannon, à une fréquence supérieur ou égale de deux fois la plus haute fréquence contenue dans le signal.

## II.7. BRUITS DE MESURE

Les mesures effectuées lors des tests sur la machine sont toujours entachées de bruits qui peuvent être d'origines diverses (environnement, appareils de mesure, ...etc.). Pour y remédier on utilise [5]:

- Soit un filtre numérique dans le prétraitement des signaux auquel cas, il est demandé de faire une étude sérieuse sur l'utilisation des filtres. Une autre solution à ce problème est le suréchantillonnage qui présente l'avantage de ne pas nécessiter des filtres analogiques supplémentaires mais surdimensionne la taille des fichiers de mesure et par conséquent diminue la vitesse d'acquisition et de traitement.
- Soit des filtres analogiques en tenant compte des couplages dans les inductances.

Le filtrage sert à transmettre sans déformation toutes les composantes utile du signal, c'est-à-dire celles qui appartiennent à la bande passante du signal et à éliminer toutes les autres. Par rapport au filtre analogique le filtre numérique possède de nombreux avantages tels que la précision, la souplesse de mise en forme et l'absence de problème lié à la réalisation technologique.

Les spécifications importantes concernant le filtrage des signaux entrées-sorties, ont été très abondamment commentées par [65-67]. Un filtre passe-bande doit donc être utilisé afin de fournir à l'estimation les informations concernant uniquement la bande de fréquence intéressante. Par ailleurs, il permet d'éliminer les composantes statiques ou les dérivées lentes dans les signaux ainsi que les bruits hautes fréquences et les dynamiques négligées.

## CONCLUSION

Nous avons vu dans ce chapitre, les principales méthodes d'identification couramment utilisées pour des modèles linéaires mais également celles utilisées sur des modèles non linéaires. Il en ressort que, l'adéquation entre le modèle et l'expérience est caractérisée par un critère (ou fonction coût) de type quadratique qu'il convient de minimiser.

Le modèle de Park de la machine synchrone dont nous désirons identifier les paramètres est un modèle non-linéaire, ce qui impose d'avoir recours à la méthode du modèle de référence. Cette méthode consiste à effectuer à chaque itération une simulation du comportement de la machine à l'aide du modèle de référence, et d'en comparer le résultat avec les mesures expérimentales. Cette procédure est relativement lourde en temps de calcul et impose donc de soigner particulièrement la rapidité de convergence (minimisation du nombre d'itérations)

Une analyse des différentes méthodes d'identification nous conduit à retenir les méthodes de type Quasi-Newton. Ces méthodes conjuguent en effet une convergence globale sûre avec une convergence locale rapide.

Ces méthodes nécessitent pour leur mise en œuvre le calcul des dérivées premières et secondes de la fonction coût. Ce calcul représente un point délicat de la conduite sur ordinateur de la méthode du modèle de référence.

Parmi toute la panoplie de méthodes présentées, nous avons effectivement retenu la méthode de Levenberg-Marquardt dans la mesure où elle présentait des qualités de convergence significatives que se soit à proximité ou loin de l'optimum recherché.

Ceci étant dit, on montrera dans les prochains chapitres, que le savoir-faire dans le domaine de l'identification réside notamment dans un choix judicieux de l'excitation appliquée à l'entrée du processus de façon à ce que le jeu de paramètres obtenu soit capable de reproduire en sortie du modèle les effets de tout type d'entrée. En effet, obtenir une identité de comportement, ou un écart faible entre les sorties du modèle et du processus, pour une excitation donnée, est relativement aisé, mais n'induit pas forcément une identité de comportement du modèle et du processus généralisable à l'ensemble des excitations envisageable. En effet, même si, comme nous l'avons montré dans ce chapitre, il est important de bien choisir la méthode d'identification et d'analyser finement les résultats obtenus, il est tout aussi primordial de bien synthétiser le protocole d'essais et ceci en adéquation avec les caractéristiques de la machine. Pour se faire, une bonne connaissance physique du processus (machine) devient nécessaire.

# CHAPITRE III

DETERMINATION DES PARAMETRES

DE LA MACHINE PAR LES TESTS

CONFIRMES PAR LES NORMES INTERNATIONALES

---

---

**CHAPITRE III**

***DETERMINATION DES PARAMETRES DE LA  
MACHINE PAR LES TESTS CONFIRMÉS PAR  
LES NORMES INTERNATIONALES***

---

---

## **INTRODUCTION**

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

En effet, plus on est exigeants 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 [5,8,58]. De manière générale, le processus de détermination des paramètres, consiste à identifier des grandeurs par des relations fonction de la topologie adoptée pour le modèle.

Dans ce chapitre nous allons présenter les différents tests réalisés au laboratoire de recherche en électrotechnique (LRE) de l'ENP, ces tests ont été menés en conformité avec les normes IEEE std 115A [19], les rapports EPRI [27] et la CEI.34-4[18].

L'identification des modèles considérés nécessite la mise en œuvre d'essais facilement réalisable et suffisamment informatifs et la mise au point de méthodes de dépouillement efficaces.

Dans ce type de tests ce n'est pas la précision qui est recherchée mais plutôt la simplicité des méthodes de mesure et de calcul. En effet, les essais classiques permettent de mesurer les paramètres électrotechniques de la machine ( $R_s$ ,  $R_r$ ,...etc.) avec une précision dont on ne peut plus se satisfaire. Les grandeurs ainsi mesurées donnent néanmoins des valeurs indicatives des paramètres recherchés, nous présentons dans ce chapitre ces méthodes.

### III.1. MISE ŒUVRE DES ESSAIS

La mise en œuvre de la méthode nécessite la mesure instantanée, et éventuellement l'enregistrement, de la tension délivrée par la source ainsi que le courant appelé par la machine.

Du côté matériel, outre le PC qui permet le traitement des données, nous avons besoin d'un capteur de tension, d'un capteur de courant et d'un système d'acquisition de données. Pour cela, nous avons réalisé au laboratoire de recherche en électrotechnique, un banc d'essais dont la vue générale est représentée sur la photo ci-dessous. Les tests classiques présentés dans ce chapitre sont :

- Mesure des résistances
- Court-circuit triphasé brusque à vide
- Essai à vide et en court-circuit triphasé permanent
- Test basé sur le faible glissement
- Essai à excitation négative
- Test statique de décroissance du courant continu

Tous les tests ont été réalisés en respectant les normes de la CEI [18] et la IEEE Std 115-100 [19].

La machine [M1] soumise aux essais est caractérisée par :  $U=220V$ , 3 kVA, 50 Hz, 1500tr/min.



Vue générale du banc d'essai

### III.2. MESURE DES RESISTANCES

La mesure des résistances statorique et rotorique de la machine se fait aisément avec la méthode Volt-ampérométrique classique. Cette méthode ne peut être précise à cause des précautions qu'il est parfois impossible de réaliser, comme éviter de mesurer les chutes de tension dans les connexions, les raccords et les contacts bagues balais.

Pour réaliser une mesure fiable, nous avons procédé à la mesure des résistances stator et rotor en utilisant plusieurs niveaux de tensions, les résultats obtenus sont présentés sur les figures ci-dessous.

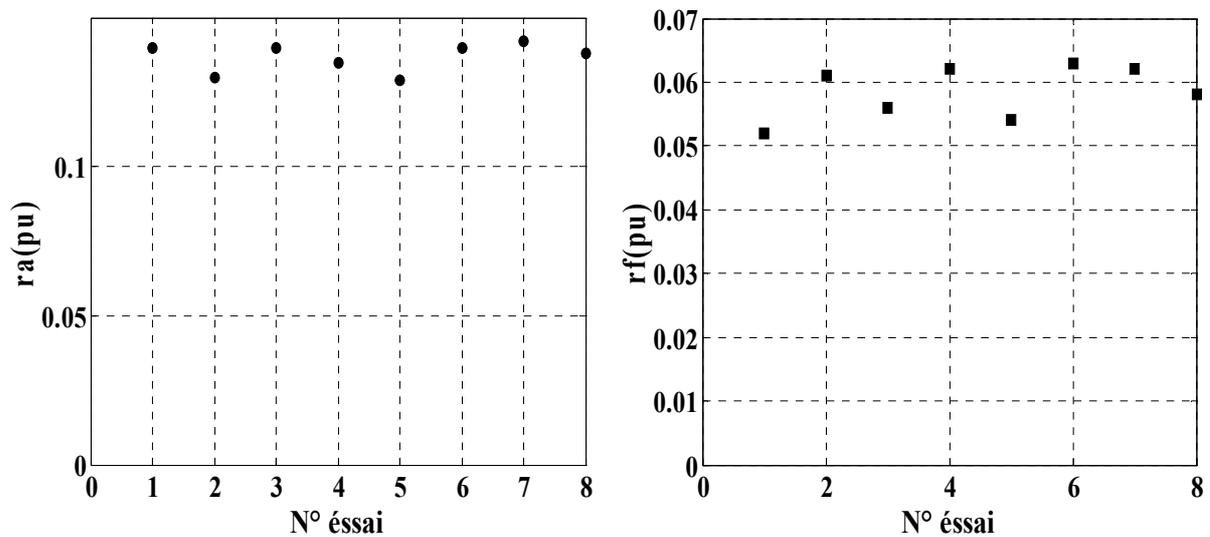


Figure III.1. Valeurs des résistances  $R_s$  et  $R_r$  pour les huit tests réalisés.

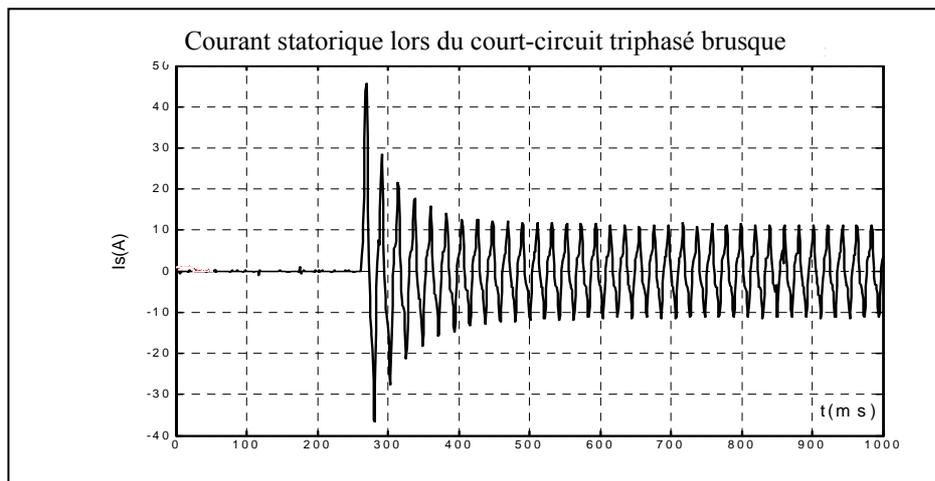
Les valeurs moyennes des résistances statorique et rotorique de la machine sont donc :

$$r_a = 0.14 \text{ p.u}$$

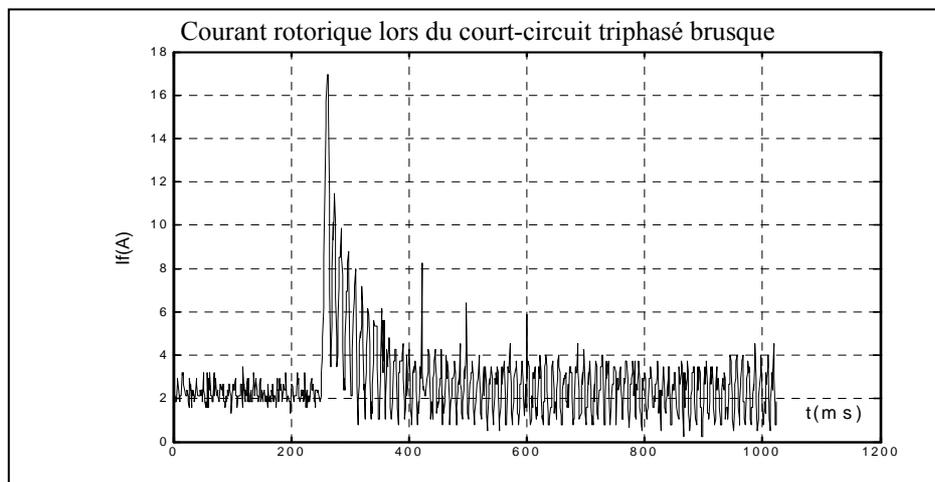
$$r_f = 0.6 \text{ p.u}$$

### III.3. COURT-CIRCUIT TRIPHASE BRUSQUE A VIDE

Ce test est réalisé en respectant scrupuleusement les recommandations des normes [18] et [19]. Les oscillogrammes du test de court-circuit triphasé brusque ont été relevés grâce a une carte d'acquisition de donné (GS2020) relié à un PC les données relevées peuvent être reconstituées à partir des fichiers de données par l'intermédiaire des divers logiciel de calcul ( Matlab, Simnon, ...etc.)



**Fig III.2.** Oscillogramme du courant statorique lors du court-circuit triphasé brusque

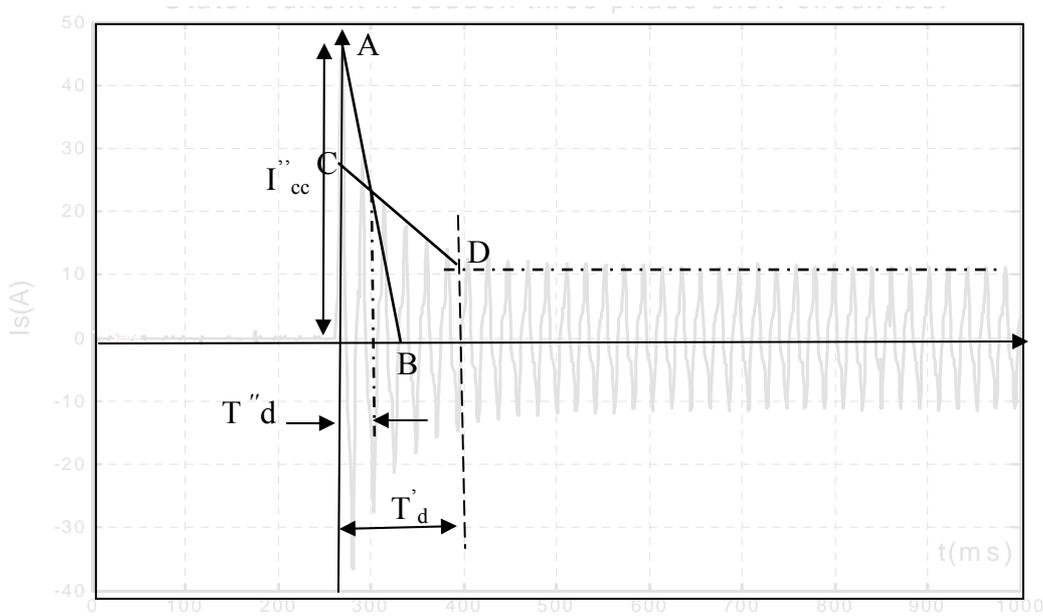


**Fig.III. 3.** Oscillogrammes du courant rotorique lors du court-circuit triphasé brusque

Le tracé des enveloppes aux courbes ainsi que les tangentes à ces enveloppes permet la détermination des réactances longitudinales transitoires et subtransitoire ainsi que les constantes de temps de court-circuit et à circuit ouvert.

Le traitement de ces courbes 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 permettent de définir deux crêtes servant à l'identification des constantes de temps transitoire et subtransitoire.

Le tracé des enveloppes aux courbes ainsi que les tangentes à ces enveloppes figure (III.4) 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 [5, 18, 19, 68].



**Figure III.4.** Tracé des tangentes aux enveloppes du courant de court-circuit triphasé brusque

La courbe  $I_{cc}=f(t)$  est caractérisée par deux portions de courbes distincts 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.

Les expressions du courant  $i_d$  exprimant les différents régimes sont :

$$i_d''(t) = (-\sqrt{3}V_0) \left[ \left( \frac{I}{X_d''} - \frac{I}{X_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} - \frac{I}{X_d'} \right] \quad \text{Régime subtransitoire}$$

$$i_d'(t) = (-\sqrt{3}V_0) \left[ \left( \frac{I}{X_d''} - \frac{I}{X_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \frac{I}{X_d'} \right] \quad \text{Régime transitoire}$$

- Réactance subtransitoire longitudinale

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

est :  $I_{cc} = 47 \text{ A}$

La valeur en grandeur réduite de  $X_d''$  est :

$$X_d'' = \frac{V_{a0} \cdot I_n}{I_{cc}' \cdot V_n} = 0.03 \text{ p.u}$$

- Réactance transitoire longitudinale

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

$I_{cc}' = 28 \text{ A}$

La valeur en grandeurs réduite de  $X_d'$  est :

$$X_d' = \frac{V_{a0} \cdot I_n}{I_{cc}' \cdot V_n} = 0.15 \text{ p.u}$$

#### 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 [5, 18, 19]

A partir de la figure III.4 on trouve :  $T_d'' = 0.04 \text{ s}$

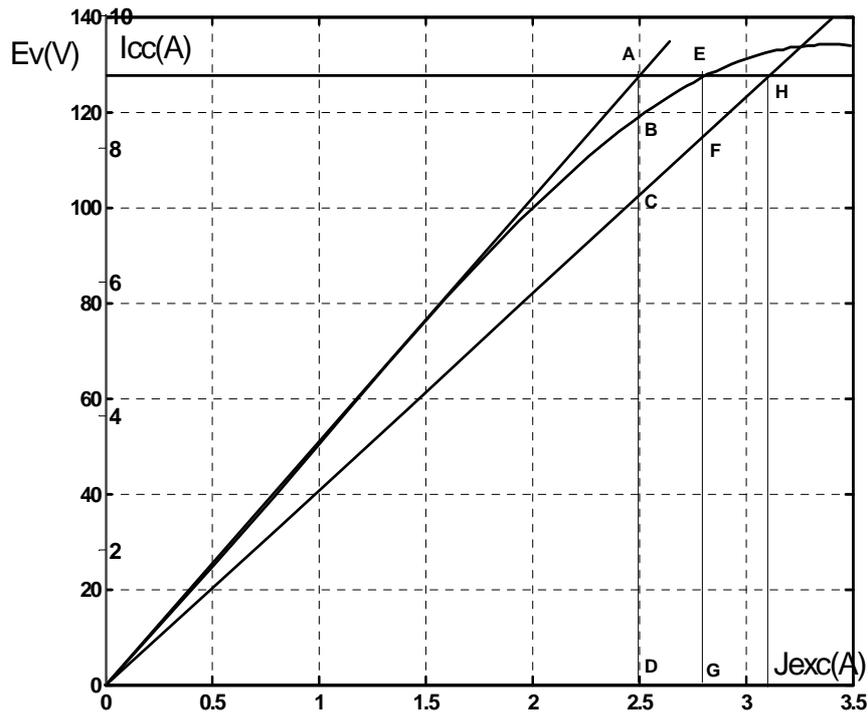
La constante de temps transitoire longitudinale en court-circuit  $T_d'$  est définie comme étant le temps nécessaire pour que la composante, variant lentement, du courant induit lors d'un court-circuit décroisse jusqu'à (1/e) fois sa valeur initiale

De la courbe représentée à la figure III.4 on trouve :  $T_d' = 0.16 \text{ s}$

Il est à signaler que des anomalies peuvent surgir dans le cas où la machine présente plus d'un amortisseur sur l'axe direct. En effet, s'il est relativement facile de déterminer deux constantes de temps à partir de l'oscillogramme  $I_{cc}=f(t)$ , la troisième ne l'est guère. D'autre part le dépouillement reste sans réponse sur le circuit d'axe quadrature.

### III.4. ESSAI A VIDE ET EN COURT-CIRCUIT TRIPHASE PERMANENT

A partir de la caractéristique à vide et du court-circuit triphasé permanent on peut déterminer divers paramètres du schéma équivalent



**Fig. III.5.** Courbe de saturation à vide et du court-circuit triphasé permanent

Pour le prototype de machine utilisé on a :

$$X_d = \frac{AD}{CD} = 0.57 \text{ p.u}$$

$$X_{md} = \frac{BD}{CD} = 0.54 \text{ p.u}$$

$$X_a = X_d - X_{md} = 0.03 \text{ p.u}$$

$$T'_{d0} = T_d \frac{X_d}{X'_d} = 0.78 \text{ s} \quad T''_{d0} = T_d \frac{X_d}{X''_d} = 0.36 \text{ s}$$

### III.5. TEST BASÉ SUR LE FAIBLE GLISSEMENT

Cet essai est effectué en appliquant une tension triphasée symétrique de l'ordre de 0.1 à 0.2  $U_n$  aux bornes 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 amortisseurs, pendant la marche asynchrone, aient une influence négligeable sur les mesures. L'enroulement d'excitation est ensuite court-circuité [17, 18]. Les valeurs des réactances longitudinale  $X_d$  et transversale  $X_q$  sont calculées à partir de l'oscillogramme ci-dessous.

Sur ce dernier, nous avons les deux axes direct et quadrature qui sont clairement apparents et on a :

$$X_d = \frac{V_{max}}{I_{min}} = 0.57 p.u \text{ et } X_q = \frac{V_{min}}{I_{max}} = 0.38 p.u$$

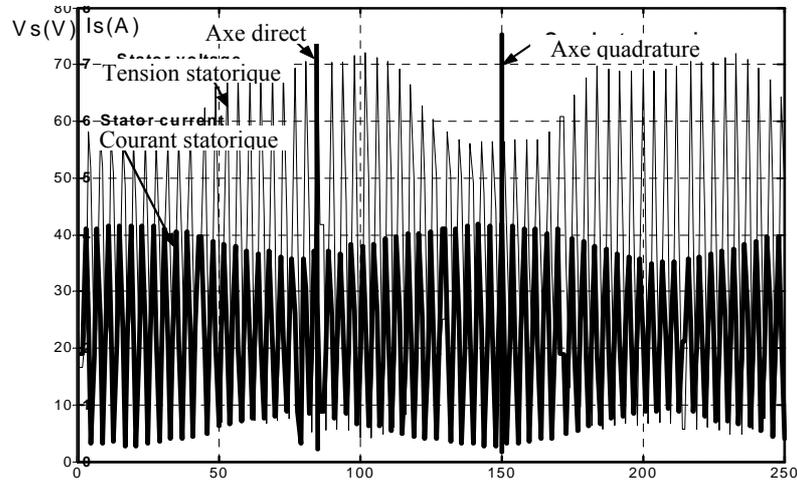


Fig. III.6. Oscillogramme de la tension et du courant lors de l'essai à faible glissement

### III.6. ESSAI A EXCITATION NEGATIVE

Ce test est effectué sur la machine fonctionnant à vide en parallèle avec le réseau. Le courant d'excitation est réduit progressivement jusqu'à la valeur zéro, sa polarité est inversée, et il est ensuite augmenté jusqu'au moment où la machine glisse d'un pôle.

L'oscillogramme relevé lors de l'essai permet aisément de déterminer la valeur de la réactance  $X_q$  qui est donnée par  $X_q = X_d \frac{U}{U + E}$  où  $U$  est la tension au moment où la machine glisse d'un pôle et  $E$  est la F.E.M correspondant au courant pour lequel la machine glisse d'un pôle [18, 19].

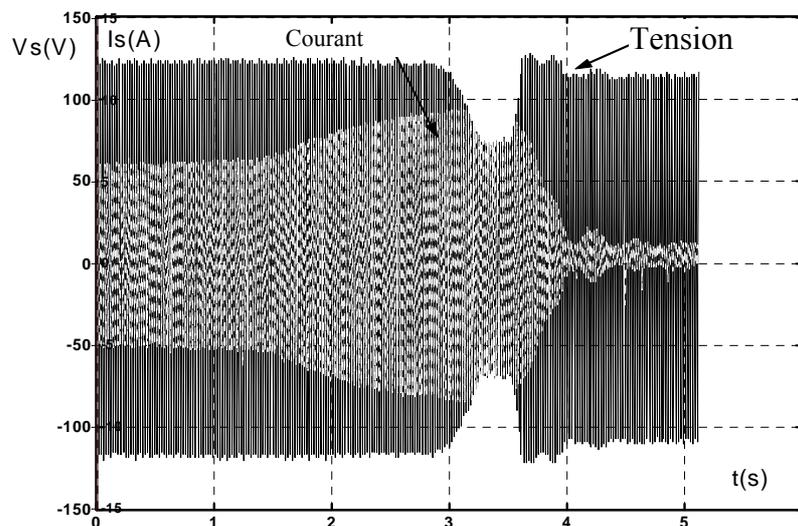


Fig.III.7. Oscillogramme du courant et de la tension lors de l'essai d'excitation négative

A partir de l'oscillogramme ci-dessus et de la courbe de saturation à vide (fig III.5) on trouve  $X_q = 0.34$  p.u

Puisque le courant statorique est mesuré lors de l'essai, la valeur de la réactance transversale peut être vérifiée par l'expression  $X_q = \frac{U}{3.I} = 0.33$  p.u

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

### III.7. TESTS STATIQUES DE DECROISSANCE DU COURANT CONTINU

Cette partie présente les techniques utilisées pour réaliser une identification des paramètres électriques de la machine synchrone lorsque celle-ci est maintenue à l'arrêt.

Une description des modes d'alimentation permettant le maintien de la machine à l'arrêt sans blocage mécanique du rotor, est ensuite détaillée. A ce niveau, nous examinons les différentes contraintes interagissant sur le dispositif d'excitation. En particulier, le problème lié au faible niveau de tension imposé lorsque la machine est à l'arrêt constitue incontestablement un point important sur la persistance des signaux d'excitation, problème auquel s'ajoutent les phénomènes dus aux temps morts.

Les essais d'identification sont effectués à l'arrêt de la machine ( $\omega=0$ ). Ce type d'essais représente un grand intérêt dans la simplification du problème d'identification. En effet, le fait que la machine soit à l'arrêt permet de nous affranchir de l'influence des fonctions de transfert de couplage entre l'axe d et l'axe q [69-71].

Du fait de leur caractère statique, ces tests présentent par rapport aux tests dynamiques habituels des avantages certains ; hormis la détermination des paramètres obtenus précédemment, cette méthode permet la mesure des constantes de temps des composantes aperiodiques transitoires et subtransitoires selon les deux axes.

Dans cette partie, la réponse en courant à un échelon de tension est exploitée pour identifier les diverses constantes de temps selon les deux axes d et q. La méthode proposée consiste à provoquer des variations de signaux, appelées fonctions de mesure, d'un courant continu parcourant les enroulements de la machine à l'arrêt. Ces enregistrements sont mis en évidence à l'aide d'une carte d'acquisition rapide. 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 la méthode statique de mesure des réactances subtransitoires.

Les variations de 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.

L'étude des courbes relevées consiste à décomposer les fonctions de mesure, qui sont la somme de deux ou trois fonctions exponentielles, en fonction 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.

### **III.7.1. Alimentation statique:**

Afin de conserver la machine à l'arrêt nous ne devons à aucun moment créer de champ tournant. Nous allons donc envisager de magnétiser la machine par un champ fixe.

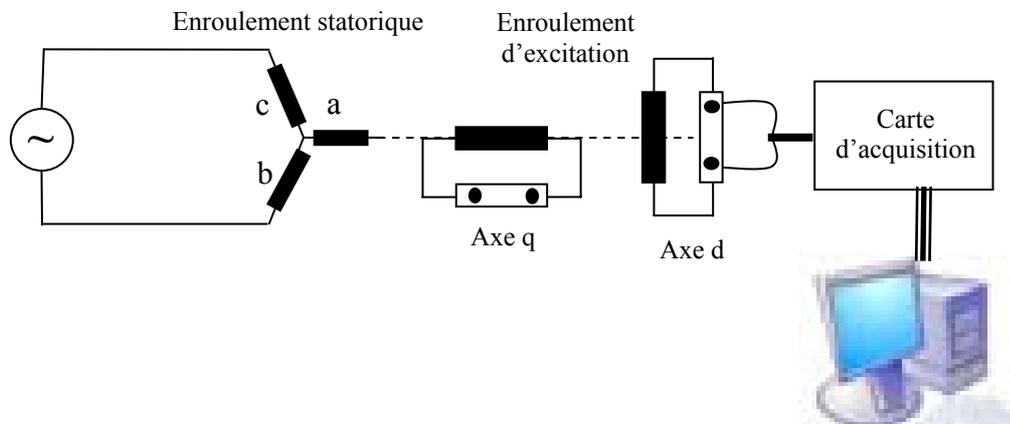
Dans ces conditions de fonctionnement, une contrainte sévère apparaît. En effet, afin de ne pas saturer les matériaux magnétiques, nous devons imposer un champ, voisin du champ magnétique nominal (qui se situe avant le coude de saturation des matériaux). Or, comme la machine ne tourne pas (pas de forces électromotrices de rotation), la saturation arrive pour des niveaux de tension très faibles. Si l'on alimente la machine par des tensions continues nous retrouvons en régime établi un courant qui n'est limité que par la résistance statorique ( $I_s = V_s / R_s$ ). La tension doit être réglée en conséquence de façon à ne pas créer de surintensité dommageable pour la machine.

### **III.7.2. Procédure Expérimentale**

Avant de procéder aux essais il est impératif de chercher d'abord les positions directe et quadrature de la machine, pour cela diverses techniques normalisées sont utilisées. Dans notre cas, la détermination des positions longitudinale et transversale de l'axe des pôles par rapport à l'axe du champ d'induit est effectuée selon les normes CEI 34.4 et IEEE std 115. 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 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 (quadratique).

La détermination des positions longitudinale et transversale de l'axe des pôles par rapport à l'axe du champ d'induit est effectué comme suit : La machine à l'arrêt, le positionnement du rotor s'obtient en injectant un courant alternatif monophasé (50 Hz) entre deux bornes du stator ; le circuit inducteur étant fermé sur lui-même (court-circuit), l'axe direct se détermine alors par la recherche du maximum de courant qui passe dans le circuit inducteur. L'axe quadrature s'obtient en faisant tourner le rotor d'un angle de 90° mécanique (notre machine étant tétrapolaire) en cherchant le couplage induit-inducteur le plus faible. Pour avoir des positions très précises la mesure du courant s'est faites au moyen d'une carte d'acquisition rapide (GS2020) et à travers le PC on a put visualiser avec précision le maximum du courant traversant l'inducteur [18, 19].

La figure IV.8 illustre le montage utilisé pour le positionnement du rotor selon l'axe direct et quadrature.



**Fig. III.8.** Schéma d'alimentation de la machine lors de la détermination des positions directe et quadrature du rotor

### III.7.3. Principe de la décroissance du courant continu

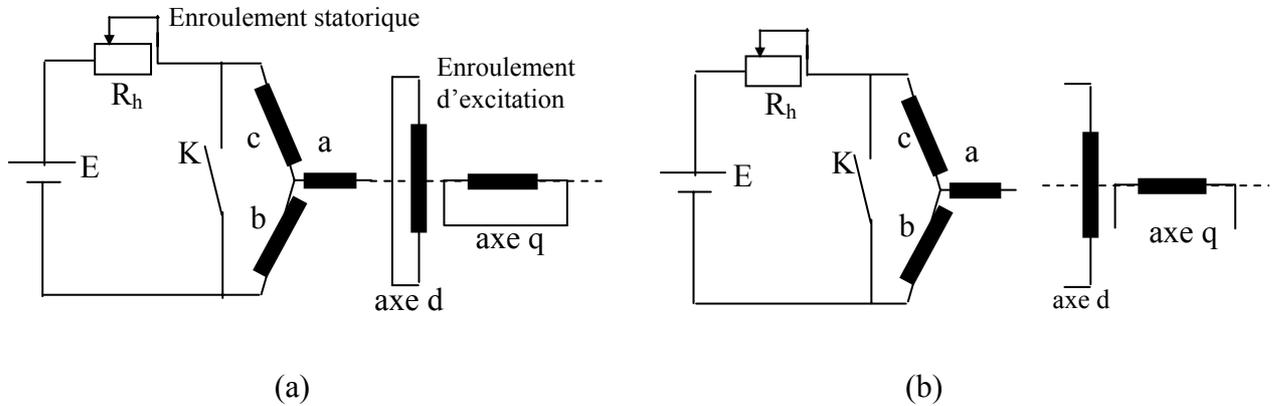
La décroissance brutale du courant continu après le court-circuit de la source est essentiellement due au pôle "rapide" limité par l'inductance de fuite totale de la machine. La forme du courant après le coude, quand le moteur se magnétise est alors imposée par l'inductance magnétisante. L'inductance de fuite ayant une valeurs beaucoup plus faible que l'inductance magnétisante, l'influence de cette dernière peut être négligée durant les premières milliseconde. On considère donc qu'au début du transitoire, seule la constante de temps la plus rapide agit et au fil du temps intervient l'autre constante de temps. Si on analyse les courbes de décroissance du courant continu nous constatons que ces dernières ont des formes d'exponentielles provoquées par les différents pôles rapide et lent.

Si on considère l'équation  $I(t) = k(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$  et on supposant que le gain soit unitaire, quand  $t = \tau$  on a l'expression simplifiée:  $I(\tau) = 1 \cdot (1 - e^{-1}) \approx 0.63$

Connaissant le régime permanent que doit atteindre l'exponentielle ( $I_{\infty}$ ) et quelques soit le point initial choisi  $I(t_0)$ , le temps mis par le courant pour atteindre 63% de l'écart ( $I_{\infty} - I(t_0)$ ) correspond à la constante de temps recherchée.

Les figures ci-dessous montrent les schémas de câblage utilisés lors des mesures. L'équipement comprend un ensemble d'appareils de mesure de courant, un dispositif d'acquisition de données, un PC, un rhéostat pour protéger la source de courant contre

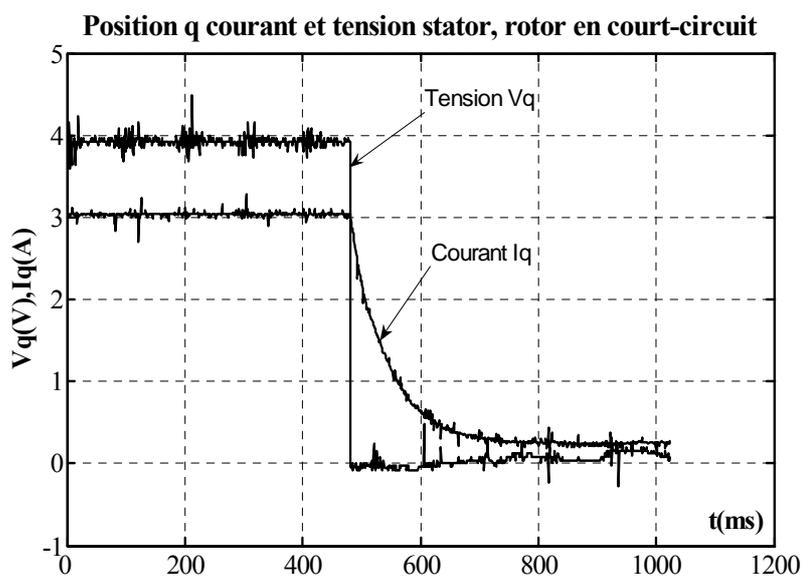
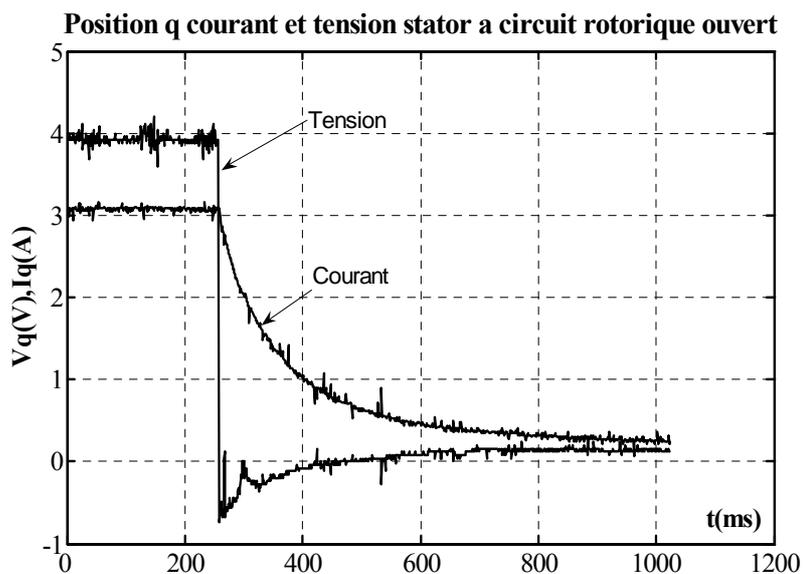
les courts-circuits et un interrupteur rapide à faible résistance de contact. Les tensions exigées sont de l'ordre de 1 à 2% de la tension nominale (pour éviter la saturation)

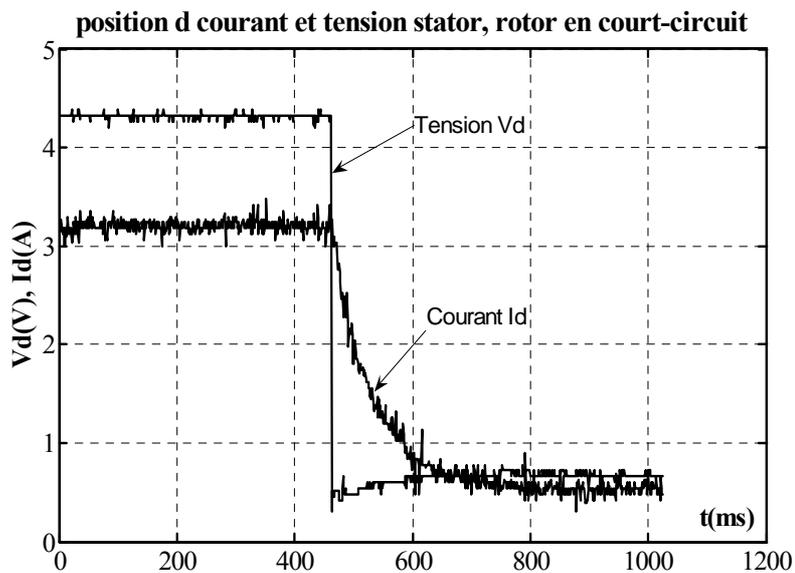


**Fig.III.9.** Schéma d'alimentation de la machine lors de l'essai de décroissance du courant continu à l'arrêt

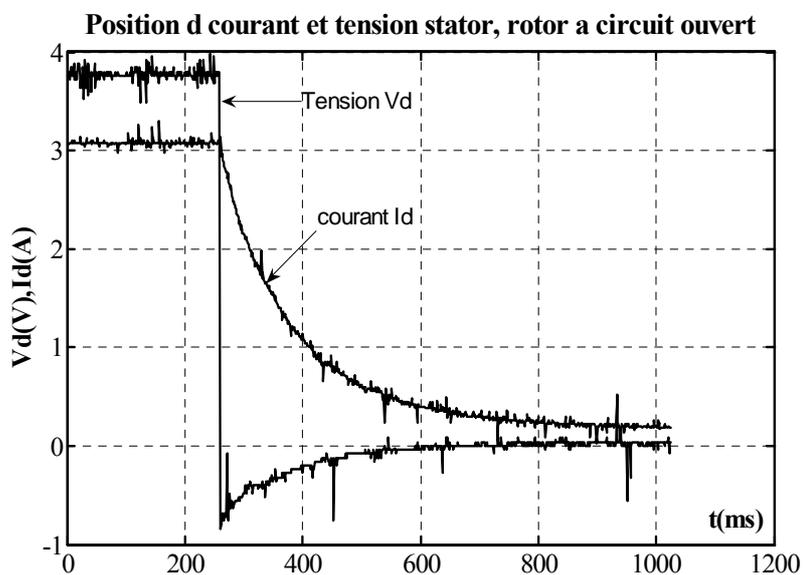
- (a) roue polaire court-circuitée, axe d et axe q
- (b) roue polaire à circuit ouvert, axe d et axe q

Les courbes relevées ont le caractère de fonctions exponentielles amorties. L'étude des ces courbes consiste à décomposer les fonctions de mesures, qui sont la somme de deux ou trois fonctions exponentielles (selon le modèle). Le tracé des tangentes aux courbes de décroissance du courant (figs. III.10 à III.13) 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 relativement plus importante (transitoire).





*Figs.III.12.* Oscillogrammes de décroissance du courant continu dans l'enroulement statorique selon l'axe d rotor en court-circuit



*Figs.III.13.* Oscillogrammes de décroissance du courant continu dans l'enroulement statorique selon l'axe d rotor à circuit ouvert

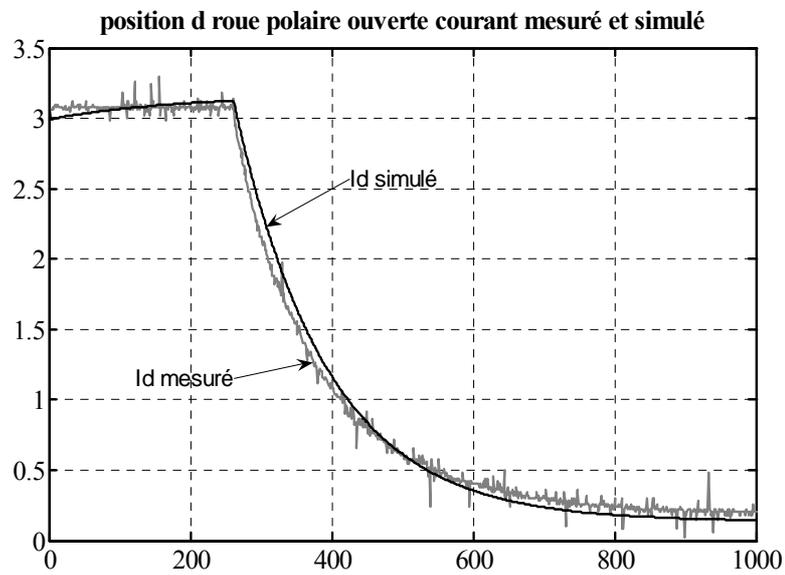
**III.8. RESULTATS EXPERIMENTAUX ET MODELE DE VALIDATION**

Le tableau ci-dessous regroupe les valeurs des résistances, réactances et constantes de temps calculées par les différentes méthodes. Il à noter que la comparaison des valeurs des paramètres estimés par les différentes méthodes donnent des résultats très proches

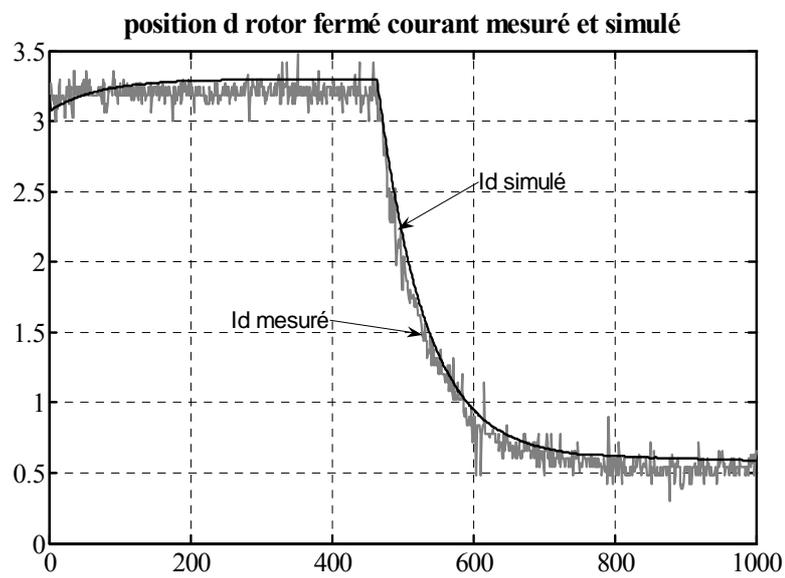
<b>Paramètres de la machine synchrone</b>	<b>Normes de la C.E.I et IEEE EPRI</b>	<b>Tests statiques (décroissance du courant continu)</b>
<b><i>Résistances et réactances en (p.u)</i></b>		
$r_a$	0.14	0.14
$r_f$	0.6	0.6
$x_d$	0.58	0.57
$x_q$	-	0.38
$x'_d$	0.17	0.14
$x_{md}$	0.54	0.53
$x_a$	0.04	0.04
$x'_q$	-	0.098
$x''_d$	0.03	0.03
$x''_q$	-	0.025
$x_f$	0.138	0.17
<b><i>Constantes de temps (sec)</i></b>		
$T'_d$	0.231	0.25
$T''_d$	0.064	0.068
$T'_{do}$	0.78	0.71
$T''_{do}$	0.36	0.24
$T'_q$	-	0.21
$T''_q$	-	0.06
$T'_{qo}$	-	0.24
$T''_{qo}$	-	0.07
$T_f$	0.122	0.14
$T_{fo}$	0.62	0.59

**Tableau III.1.** Paramètres de la machine

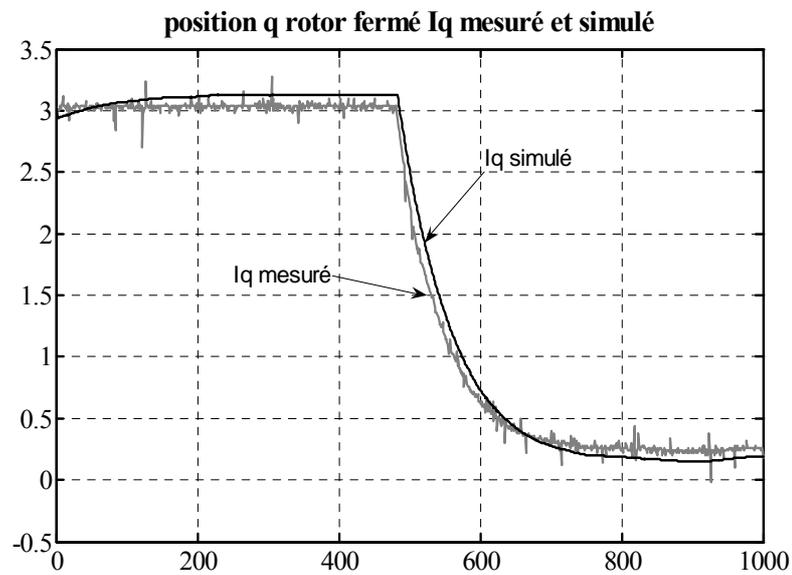
Pour valider les résultats obtenus, nous avons tracé sur le même graphe les courants mesurés et simulés. Nous remarquons la concordance des diverses courbes de courant (mesurés et simulés) d'où la bonne estimation des paramètres.



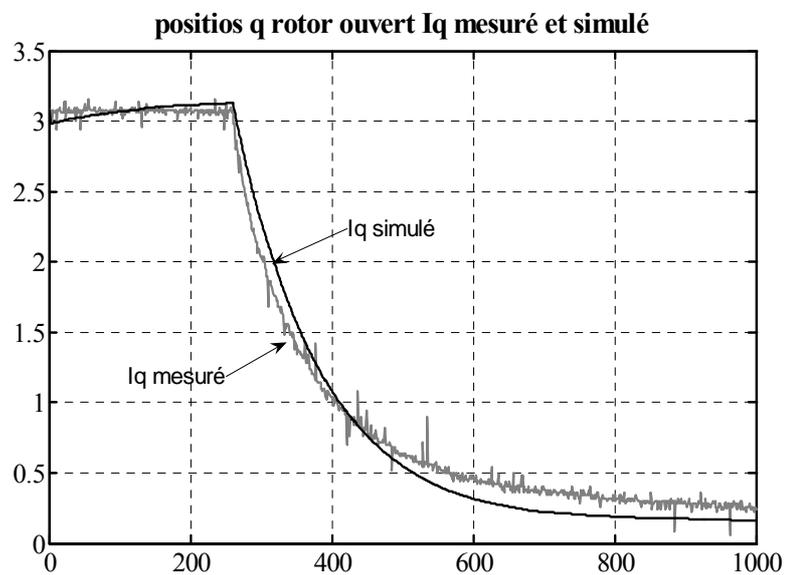
**Figs.III.14.** Courbes des courant mesurés et simulés position direct rotor à circuit ouvert



**Figs.III.15.** Courbes des courants mesurés et simulés position direct rotor en court-circuit



**Figs.III.16.** Courbes des courants mesurés et simulés position quadrature rotor en court-circuit



**Figs.III.17.** Courbes des courants mesurés et simulés position quadrature rotor à circuit ouvert

## ***CONCLUSION***

Dans ce chapitre nous avons déterminé les paramètres de la machine par les tests confirmés par les normes internationales.

La méthode du court-circuit triphasé brusque 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 courant utilisées ont été proposées sans faire d'hypothèses 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 due au fait que la machine est soumise à un régime assez sévère lors du court-circuit. De plus cette méthode ne permet pas de déterminer tous les paramètres du modèle de Park.

Les essais à faible glissement et à excitation négative, malgré leur mise en œuvre qui reste délicate, nous ont permis de vérifier les valeurs des paramètres identifiés par les tests précédents.

La recherche des constantes de temps transitoires et subtransitoires de la machine par la méthode temporelle fait appel à l'analyse de la réponse de type exponentielle précédant le régime établi, dans ce cadre nous avons expérimenté avec succès la technique de décroissance du courant continu, machine à l'arrêt. Les résultats obtenus par cet essai concordent parfaitement avec ceux obtenus par les tests classiques du court-circuit, malgré des conditions d'essai très différentes.

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 auparavant, en particulier pour les machines de faibles puissances, mais qui est très 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 les chapitres suivants, on s'intéressera de façon plus poussée a ces tests statiques tout en utilisant des méthodes de programmation non linéaire pour l'identification paramétrique des deux machines sur lesquelles nous avons réalisé nos tests.

**CHAPITRE IV**

**DETERMINATION DES  
PARAMETRES DE LA MACHINE  
PAR LES TESTS STATIQUES**

---

---

## *CHAPITRE IV*

### *DETERMINATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE PAR LES TESTS STATIQUES*

---

---

## **INTRODUCTION**

Compte tenu de la puissance des machines, qui est dans certains cas très grande, des essais à puissance réduite sont préférables aux essais dynamiques qui nécessitent une puissance importante. Les essais utilisés pour l'identification des modèles décrits au chapitre I résultent d'un compromis entre la faisabilité expérimentale et la persistance de l'excitation des divers modes du système à identifier.

Dans le cas des machines synchrones, les essais classiques tels que le court-circuit brusque triphasé ont été systématiquement utilisés, bien qu'ils présentent des déficiences certaines au niveau de l'information sur le circuit équivalent de l'axe transversal [5, 8, 27], ils présentent néanmoins l'avantage d'être réalisés avec la machine en rotation. D'autre part, leur emploi est recommandé par les normes et il est relativement facile de se procurer des données expérimentales sur des grandes machines auprès des constructeurs ou des utilisateurs.

Cependant, l'expérience a montré que les essais statiques avec positionnement du rotor dans chaque axe constituaient une solution intéressante au compromis initial pour tous les types de machines [5, 69-72]. Il a été montré que pour les machines synchrones par exemple, ils pouvaient être très utilisés pour réaliser directement l'estimation des circuits équivalents, sans passer par l'étape intermédiaire des impédances opérationnelles. Les essais peuvent être mis en œuvre à l'aide de dispositifs à base de convertisseurs statique qui permettent de réaliser des générateurs de signaux d'excitation versatiles, très bien adaptés à la nature de l'impédance instantanée des machines dans la bande passante considérée (jusqu'à plusieurs kHz). Ils se comportent comme une source de tension avec une impédance interne négligeable, permettant de réaliser des essais à des niveaux de courant et de tension respectables.

Dans ce chapitre nous présentons les résultats de l'identification statique par la méthode du modèle de deux machines synchrones différentes:

- La première machine **[M1]** (de caractéristiques nominales : 3 kVA, 127/220 V, 50 Hz, 1500 tr/mn) a été testée au niveau du laboratoire de machine électrique de l'ENP
- La deuxième **[M2]** (de caractéristiques nominales : 1.5 kVA, 220/380 V, 50 Hz, 1500 tr/mn) a été testé au niveau du Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie-Unité mixte CNRS-INP Toulouse.

Cette partie de notre thèse met tout d'abord en évidence l'efficacité de la méthode d'identification employée, ainsi que le protocole d'essai utilisé. Nous évaluerons à la fin la

---

*ENP* Page 70

qualité de l'identification réalisée en faisant la comparaison directe des paramètres obtenus en utilisant différentes méthodes d'identifications puis en comparant les signaux de sorties mesurés et ceux obtenus par simulation du modèle.

## **IV.1. INTERET DES ESSAIS STATIQUES**

Au cours de ces dernières années, un intérêt particulier s'est manifesté pour l'emploi des méthodes statiques afin de déterminer les paramètres des machines synchrones.

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 installés 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 très sévère. En outre ces méthodes, comme nous l'avons précisé au chapitre II, permettent de déterminer tous les paramètres du modèle de Park.

Les méthodes statiques trouvent aussi leur intérêt dans l'auto-calibrage des variateurs de vitesse, en effet beaucoup de travaux de recherche ont montré qu'avec quelques tests préliminaires le variateur peut identifier certains paramètres de la machine. Dans ce cas de figure, le variateur effectue une série de mesure à l'arrêt lui permettant de déterminer de façon complètement autonome les paramètres électriques indispensables aux lois de commande. Le variateur pourrait ainsi connaître les paramètres électrique de la machine sur laquelle il est connecté et effectuer un réglage optimal de ses lois de commande et donc le but serait de réaliser un auto-calibrage du variateur de vitesse avant le démarrage de la machine par une configuration automatique de l'algorithme de commande [73].

## **IV.2. CHOIX DE L'EXCITATION**

Pour le choix de l'excitation de la machine, celui-ci dépend du but recherché par les tests, l'excitation indicielle reste l'excitation la plus classique et la plus utilisée dans le domaine de l'identification en automatique ; ce type d'entrée a le mérite d'être relativement simple à mettre en œuvre de façon pratique, la nature de l'échelon fait que la machine est énergiquement sollicité en basse fréquence. Cependant, cette excitation présente l'inconvénient de ne pas exciter tous les modes de la machine c'est pour cette raison qu'on a penser à utiliser, pour l'identification de nos machines, des excitations plus riche en informations tels que l'excitation par hacheur, onduleur MLI et séquences binaires pseudo-aléatoires (SBPA).

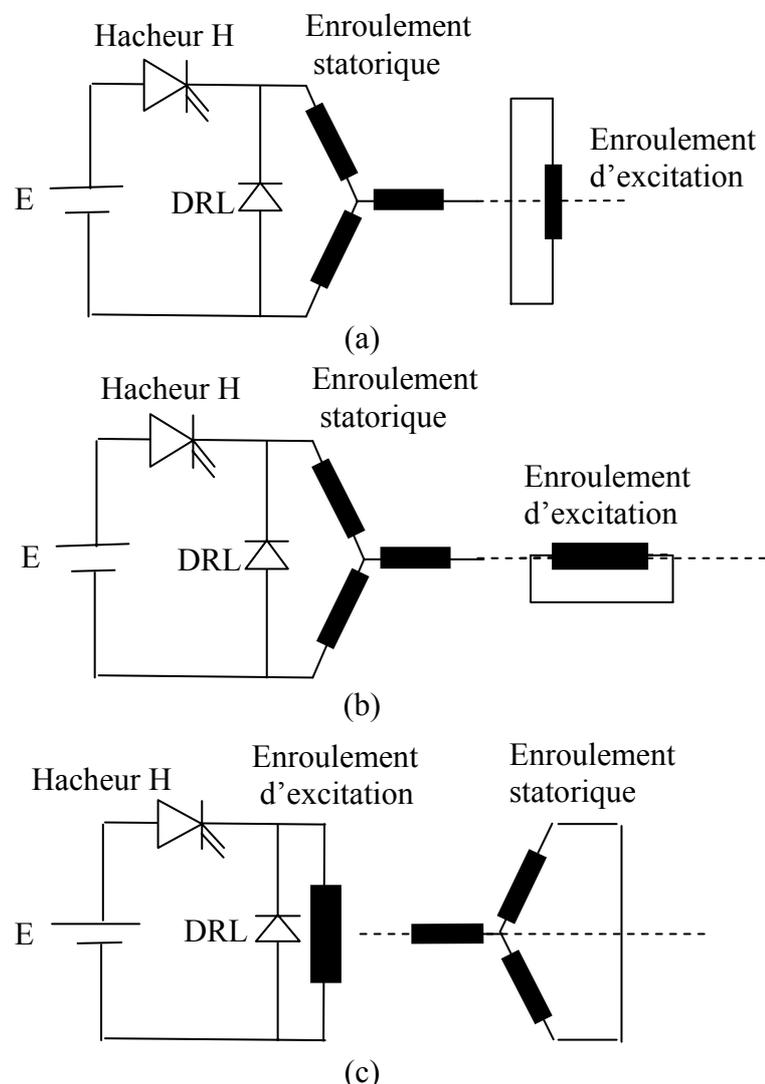
### IV.3. ALIMENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONES PAR HACHEUR A THYRISTORS

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 [M1] à partir d'un hacheur à thyristors type série.

Les figures IV.1 montrent les différentes dispositions selon lesquelles nous avons alimenté notre machine pour mesurer les paramètres et les constantes de temps en court-circuit de la machine ( $T'_d$ ,  $T''_d$ ,  $T'_q$ ,  $T''_q$ , ... etc.).

Il est à noter que les mêmes circuits sont utilisés pour mesurer les constantes de temps à circuit ouvert à la différence qu'il faut lors des essais ouvrir le circuit rotorique.



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

a) position direct : mesure de  $(V_d, I_d)$

b) position quadrature : mesure de  $(V_q, I_q)$

c) position direct : mesure de  $(V_f, I_f)$

Le hacheur H est fermé régulièrement à des intervalles de temps égaux à la période  $T$  ; il conduit pendant un temps  $\alpha T$  . Les enroulements de la machine se trouvent ainsi soumis périodiquement à une tension égale à la tension d'alimentation  $E$  pendant une durée  $\alpha T$  et à une tension nulle pendant le 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  $+E$  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 assez élevée.

Les relevés 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 rapide (GS2020), celle-ci à travers un PC et son propre logiciel (SCOPE) permet de créer des fichiers de données compatible avec les logiciels de calculs classique tel que MATLAB.

L'exploitation de ces données permet d'estimer les divers paramètres de la machine.

Les figures IV.2 –IV.4 représentent les relevés expérimentaux pour une fréquence de 200 Hz

Pour l'identification des paramètres de la machine, nous injectons le fichier d'entrée constitué par les différentes valeurs de tensions appliquées à la machine, alors que le fichier de sortie est constitué, quant à lui, par les différentes valeurs du courant appelés par la machine lors du régime transitoire.

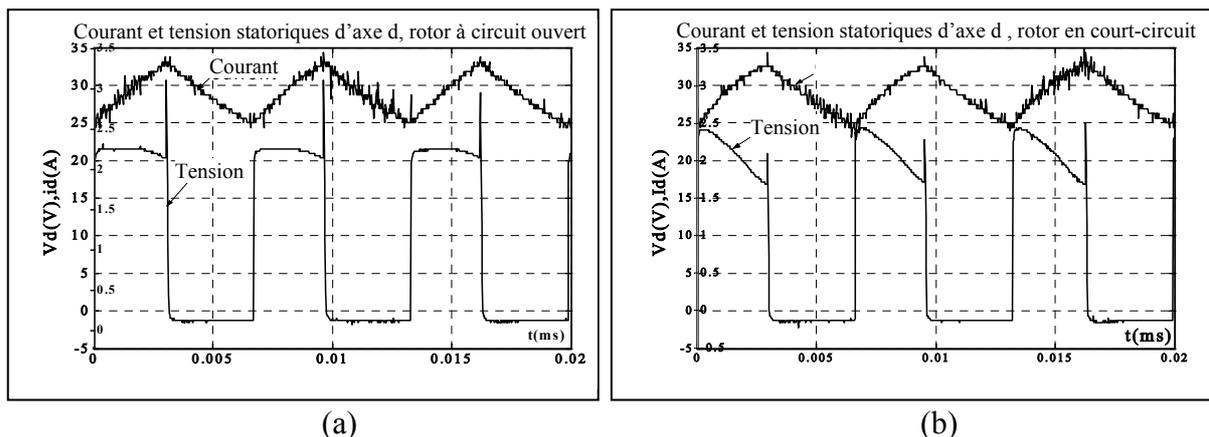


Figure IV.2 Tension et courant statoriques, selon l'axe direct

(a) roue polaire à circuit ouvert

(b) roue polaire en court-circuit

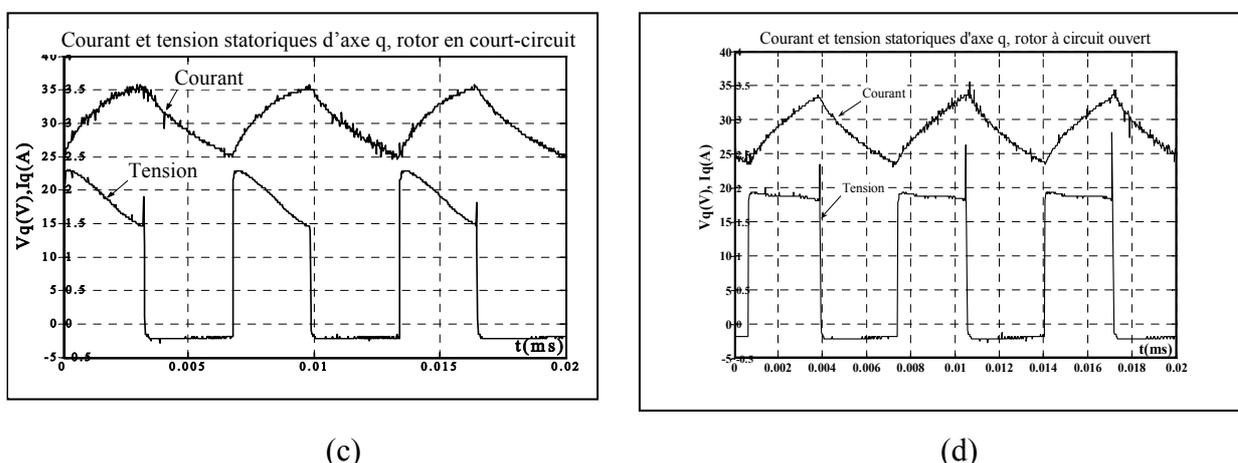


Figure IV.3 Tension et courant statoriques, selon l'axe quadrature

(c) roue polaire en court-circuit

(d) roue polaire à circuit ouvert

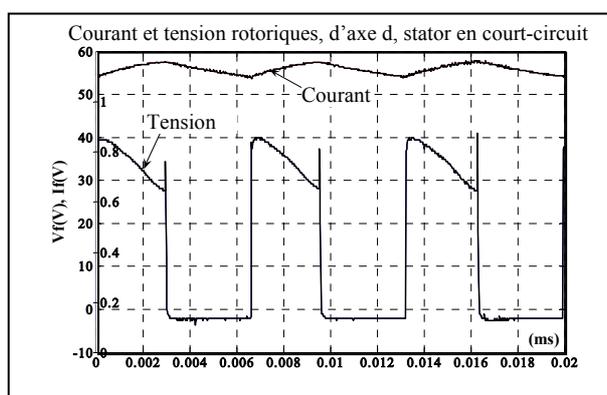


Figure IV.4 Tension et courant dans la roue polaire selon l'axe direct stator en court-circuit

### IV.4. MISE EN EQUATION DE LA MACHINE EN STATIQUE

Avant d'entamer l'identification des paramètres de nos machines, on met d'abord en équation ces dernières dans les conditions d'essais, à savoir, machine à l'arrêt

En posant  $\omega_r=0$  dans les deux systèmes d'équations (I.11 et I.12) on obtient :

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

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 :

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

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

$$(r_a + pX_d(p))i_d = V_d(p) \quad (IV.2)$$

$$\text{avec} \quad X_d(p) = X_d \frac{(1 + pT'_d)(1 + pT''_d)}{(1 + pT'_{d0})(1 + pT''_{d0})} \quad (IV.3)$$

$$\text{d'où} \quad H_d(p) = \frac{i_d(p)}{V_d(p)} = \frac{1}{r_a + pX_d \frac{(1 + pT'_d)(1 + T''_d)}{(1 + T'_{d0})(1 + pT''_{d0})}} \quad (IV.4)$$

Après transformations on aboutit à l'expression suivante

$$H_d(p) = \frac{1 + p(T'_{d0} + T''_{d0}) + p^2 T'_{d0} T''_{d0}}{r_a + p \left[ r_a (T'_{d0} + T''_{d0}) + \frac{X_d}{\omega_0} \right] + p^2 (r_a T'_{d0} T''_{d0} + \frac{X_d}{\omega_0} (T'_d + T''_d)) + p^3 \frac{X_d}{\omega_0} T'_d T''_d} \quad (IV.5)$$

L'équation (IV.5) est homogène au sens physique, ce qui permet la détermination de tous ses paramètres.

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

$$H_d(p) = \frac{b_0 + b_1 \cdot p + b_2 \cdot p^2}{1 + a_1 \cdot p + a_2 \cdot p^2 + a_3 \cdot p^3} \quad (IV.6)$$

avec :

$$b_0 = \frac{1}{r_a} \qquad b_1 = \frac{T'_{d0} + T''_{d0}}{r_a} \qquad b_2 = \frac{T'_{d0} T''_{d0}}{r_a}$$

$$a_1 = T'_{d0} + T''_{d0} + \frac{X_d}{\omega_0 \cdot r_a} ; \qquad a_2 = \frac{X_d}{\omega_0 \cdot r_a} (T'_d + T''_d) + T'_{d0} T''_{d0} ; \qquad a_3 = \frac{X_d}{\omega_0 r_a} T'_d T''_d$$

L'équation (IV.6) représente en fait la fonction de transfert dans le domaine de Laplace associé au modèle choisi. Cette représentation est nécessaire dans la mesure où elle donne accès aux paramètres structuraux du modèle qui sont matérialisés par les coefficients de la fonction de transfert. L'équation (IV.6) montre 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 utilisé un programme qui permet de calculer à partir des signaux d'entrées sorties pour chaque axe (Figures IV.2-IV.4), 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 a été explicité au chapitre II.

#### **IV.5. CHOIX DE LA METHODE D'OPTIMISATION**

Comme on l'a mentionné précédemment il existe une panoplie d'algorithmes et de méthodes d'identification pour déterminer l'ordre optimal et les paramètres des modèles généralisés. L'expérience des auteurs dans ce domaine les a emmenés à travailler à la mise au point d'un véritable environnement d'identification dédié aux machines électriques, qui comporte divers outils dont les performances respectives peuvent se compléter pour déterminer les solutions optimales à l'identification.

Parmi les nombreuses méthodes numériques qui ont été implantées et validées, les plus appropriées sont basées sur la résolution d'un problème de minimisation non linéaire multidimensionnelle, soit par la méthode des moindres carrés non linéaire, soit par des méthodes statistiques du type maximum de vraisemblance qui ont l'avantage de converger même en présence d'un bruit coloré. La robustesse des diverses méthodes d'estimation au bruit présent dans les données expérimentales est en effet un des problèmes majeurs que rencontre quiconque se consacre à la pratique réelle de l'identification.

L'application des méthodes d'identification est strictement liée à la connaissance des caractéristiques de bruits de mesure, or dans la pratique la réalisation des montages qui peuvent fournir des signaux adéquats s'avère difficile. En somme le choix de la méthode d'identification en général, et comme il a été souligné au chapitre II, est subjectif et dépend d'une part du problème concret qui demande son application et de l'autre du degré de familiarisation des utilisateurs avec la méthode, elle-même.

### **IV.5.1. Principe de la méthode adoptée pour l'identification.**

Compte tenu du modèle que nous avons adopté, notre choix s'est porté sur la méthode du modèle de référence. Comme nous l'avons souligné, l'application de cette méthode nécessite une bonne réflexion sur la méthode d'optimisation à adopter. La méthode du modèle comme toute méthode d'identification, demande en outre un modèle bien compatible avec le processus réel. Pour notre travail nous nous contenterons de l'identification des paramètres en temps différé, car le but est tout simplement de déterminer les valeurs des paramètres du modèle de la machine et non pas de mettre ce dernier (modèle) en œuvre sur un système qui demanderait l'identification des paramètres en ligne.

Malgré la diversité des problèmes qui surgissent dans différents domaines, nous pouvons distinguer deux groupes distincts en ce qui concerne la façon dont ils fournissent l'information utile à la méthode de minimisation :

- A- Groupe de problèmes qui permettent le calcul des valeurs de la fonction coût et de ses dérivées au moyen des formules analytiques.
- B- Groupe de problèmes qui fournissent les valeurs de la fonction de coût ou de ses dérivées de façon numérique.

Il est évident, qu'en ce qui concerne le premier groupe, les méthodes de deuxième ordre sont fortement conseillées, car le calcul des valeurs de la fonction coût et de ses dérivées ne s'avère pas expansif et en l'occurrence on bénéficie de la rapidité de la convergence autour du point  $\bar{x}_{\min}$ . Or cette convergence rapide est liée à la précision du résultat obtenu.

En ce qui concerne le deuxième groupe les avis sont partagés. Il y a des auteurs qui emploient la méthode du gradient afin d'identifier les paramètres de la machine, à partir d'un essai en régime transitoire. Or la méthode du gradient s'avère difficile, car pour pouvoir identifier les paramètres du modèle choisi (modèle de Park) il faudra affecter des poids aux paramètres et aux critères (en principe choisis de façon empirique) et rechercher un bon pas de descente. Il y a d'autres auteurs, qui choisissent les méthodes de deuxième ordre, notamment la méthode de Levenberg-Marquardt afin d'aboutir à une estimation des paramètres de la machine avec une bonne précision.

Tenant compte de l'évolution et des performance des méthodes d'optimisation de ces dernières années d'une part et l'évolution permanente des outils de calcul de l'autre, nous avons adopté la méthode de Levenberg-Marquardt afin d'aboutir à l'estimation des paramètres désirés de notre modèle.

Afin de pouvoir surmonter les arrêts dus aux insensibilités des paramètres envers la fonction coût, au bout de quelques itérations infructueuses on appliquera le redémarrage de la procédure tout en gardant comme vecteurs initiaux, ceux que l'on avait calculés jusqu'au point d'arrêt le plus proche.

Avec ces modifications on évite d’une part la défaillance de la méthode qui pourrait venir du nombre limite de l’ordinateur et d’autre part le défaut qui pourrait apparaître en conséquence d’un mauvais choix du pas initial  $\lambda^{(0)}$  et qui pourrait entraîner une convergence trop lente vers le point optimal.

Dans la figure (IV 5) nous présentons l’organigramme de la méthode employée.

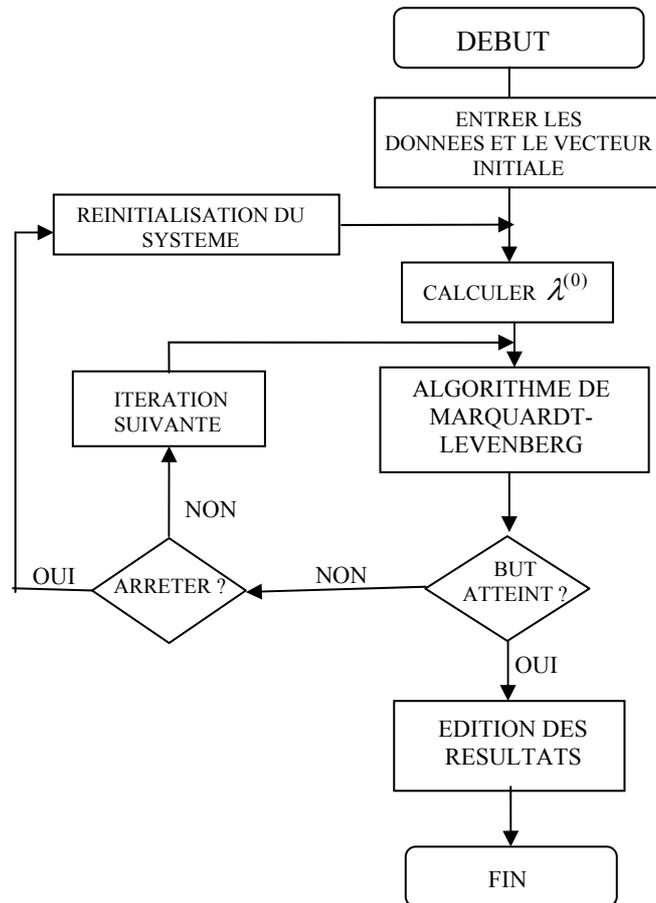


Figure IV.5 . Organigramme de la méthode utilisée

### IV.6. MISE EN ŒUVRE DE LA METHODE

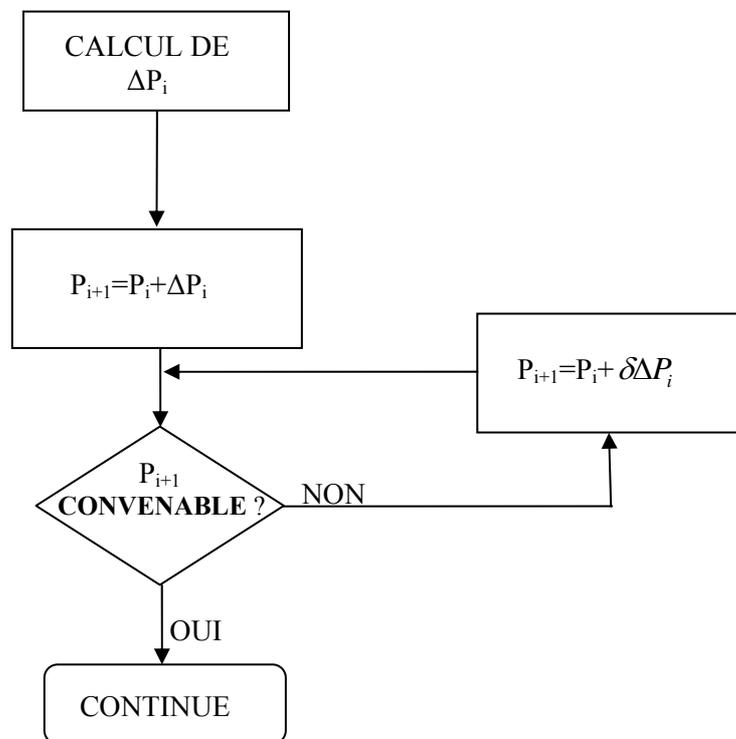
D’après les essais effectués l’entrée du système sera la tension et la sortie le courant pour les diverses alimentations utilisées. La fonction coût est donnée par la formule suivante :

$$f_{cout} = \frac{\sum_{i=1}^N (I_{ir\acute{e}el} - I_{i\text{mod}\acute{e}le})^2}{\sum_{i=1}^N I_{ir\acute{e}el}^2} \tag{IV.7}$$

avec N= 250 (nombre de points sur lesquels nous appuyons l’identification).

Afin d'aboutir donc au vecteur optimal nous avons employé la méthode de Levenberg-Marquardt. Il est certain que le difficulté du problème augmente avec le nombre des paramètres à identifier, notamment lorsque le Hessien calculé n'est pas défini strictement positif pendant certaines itérations. Dans ce cadre, plusieurs stratégies sont proposées afin de rendre ce dernier positif [75-77] notamment, en répétant l'itération pendant laquelle l'anomalie apparaît. De cette manière on évite la divergence de la procédure.

La difficulté que nous avons citée ci-dessus réside du fait que les variations des paramètres durant la procédure itérative d'identification ne mène pas toujours à des valeurs physiques en ce qui concerne le nouveau vecteur calculé. Afin de remédier à cet handicap on peut procéder par une relaxation physique des paramètres c'est-à-dire prédéterminer la plage admissible de la variation de chacun d'eux suivant le schéma ci-dessous.



Nous avons constaté pendant la procédure d'identification, que le choix du vecteur initial joue un rôle important en ce qui concerne la convergence rapide de la méthode d'identification employé, cela est dû non pas à un mauvais choix de la méthode d'optimisation mais à la rigidité du modèle de simulation, lequel ne peut donner une sortie utile que pour un vecteur valable (physique) des paramètres. D'un autre côté un bon choix de l'essai à effectuer est d'autant plus important lorsque le nombre des paramètres à identifier augmente. D'ailleurs ce choix est toujours important dans la mesure ou c'est cet essai qui sensibilisera tous les paramètres envers la fonction coût qui repose sur la sortie réelle et celle du modèle.

### IV.7. PARAMETRES IDENTIFIES DE LA MACHINE [M1]

Le tableau ci-dessous regroupe, à titre comparatif, les paramètres identifiés de la machine [M1] en utilisant différents tests et différentes techniques d'identification :

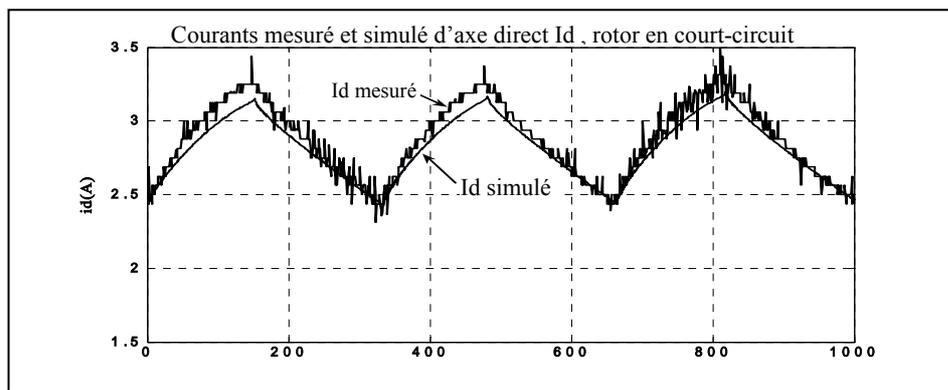
- Tests Classiques confirmés par les normes (Chap. III)
- Tests de décroissance du courant continu à l'arrêt (Chap. III)
- Tests par excitation avec hacheur à thyristors

Paramètres de la machine synchrone	Normes de la C.E.I, IEEE EPRI	Tests de décroissance du courant continu	Tests statiques (Excitation par hacheur)
<i>Résistances et réactances en (p.u)</i>			
ra	0.14	0.14	<b>0.213</b>
rf	0.6	0.6	<b>0.62</b>
Xd	0.58	0.57	<b>0.588</b>
Xq	-	0.38	<b>0.380</b>
X'd	0.17	0.14	<b>0.143</b>
X <sub>md</sub>	0.54	0.53	<b>0.55</b>
X <sub>a</sub>	0.04	0.04	<b>0.079</b>
X'q	-	0.098	<b>0.119</b>
X'' <sub>d</sub>	0.03	0.03	<b>0.079</b>
X'' <sub>q</sub>	-	0.025	<b>0.057</b>
X <sub>f</sub>	0.138	0.17	<b>0.152</b>
<i>Constantes de temps (sec)</i>			
T' <sub>d</sub>	0.231	0.25	<b>0.026</b>
T'' <sub>d</sub>	0.064	0.068	<b>0.072</b>
T' <sub>do</sub>	0.78	0.71	<b>0.640</b>
T'' <sub>do</sub>	0.36	0.24	<b>0.198</b>
T' <sub>q</sub>	-	0.21	<b>0.180</b>
T'' <sub>q</sub>	-	0.06	<b>0.055</b>
T' <sub>qo</sub>	-	0.24	<b>0.240</b>
T'' <sub>qo</sub>	-	0.07	<b>0.075</b>
T <sub>f</sub>	0.122	0.14	<b>0.132</b>
T <sub>fo</sub>	0.62	0.59	<b>0.640</b>

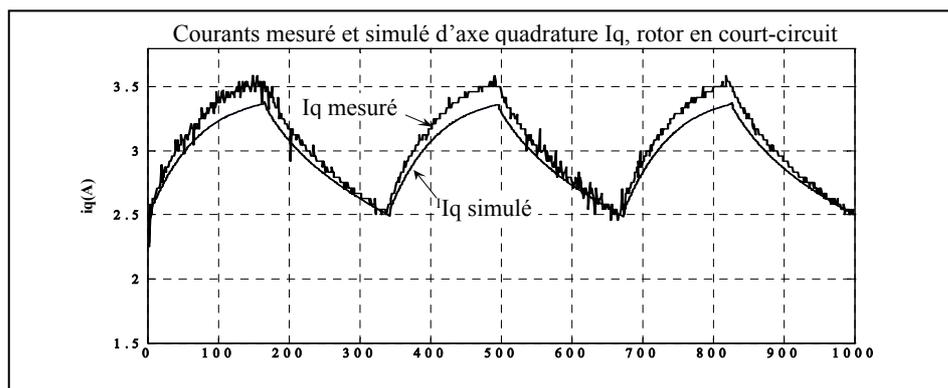
**Tableau IV.1** : Paramètres de la machine déminés par les différents tests

### IV.7.1. VALIDATION DES RESULTATS

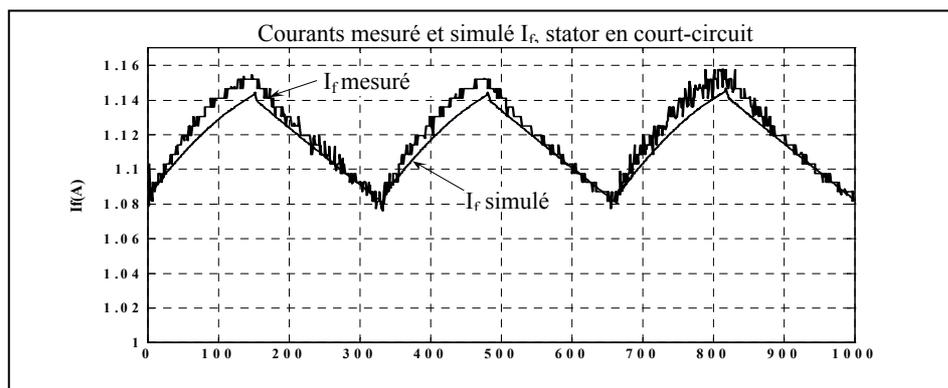
Pour valider les résultats obtenus, en utilisant la méthode du modèle de référence avec l'algorithme de Levenberg-Marquardt, nous présentons à titre indicatif, les résultats de simulation des courants statoriques d'axe direct et quadrature ainsi que le courant dans la roue polaire en court-circuit. Des résultats similaires ont été obtenus pour les deux positions d et q à circuit ouvert.



(a)



(b)



(c)

**Fig.IV.6** Comparaison des signaux mesurés et simulés

a/ axe direct, courant statorique roue polaire en court-circuit

b/ axe quadrature, courant statorique roue polaire en court-circuit

c/ axe direct, courant dans la roue polaire stator en court-circuit

En suivant l'évolution du courant mesuré et celui simulé en utilisant le modèle choisi et les paramètres identifiés, nous remarquons une concordance très satisfaisante entre les deux signaux ; la légère différence entre les deux courbes mesurés et simulé est essentiellement due aux bruits de mesure qui ne peuvent être filtrés de façon parfaite.

## **IV.8. TESTS REALISÉS SUR LA MACHINE [M2]**

Nous avons repris la même méthodologie pour réaliser des tests en vue de l'identification d'une machine synchrone au sein du Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie-Unité mixte CNRS-INP de Toulouse, sur une machine synchrone [M2]. Où nous avons alimenté la machine avec différentes sources d'excitation, en l'occurrence : hacheur à transistors, onduleur MLI, séquences binaires pseudo aléatoires (SBPA). La machine a été testée avec des niveaux de tension différents et sous des fréquences différentes. Dans cette partie de notre travail nous présentons les résultats de l'identification de la machine [M2] pour une fréquence fixe. Nous étudierons l'influence de la fréquence sur les paramètres identifiés dans le chapitre suivant.

Bien sûr avant de soumettre la machine aux essais nous avons d'abord procédé à la mesure de ses résistances statorique et rotorique, en utilisant la méthode classique Volt-ampérométrique, les résultats obtenus sont :

Résistance statorique :  $R_a = 1.6 \Omega$

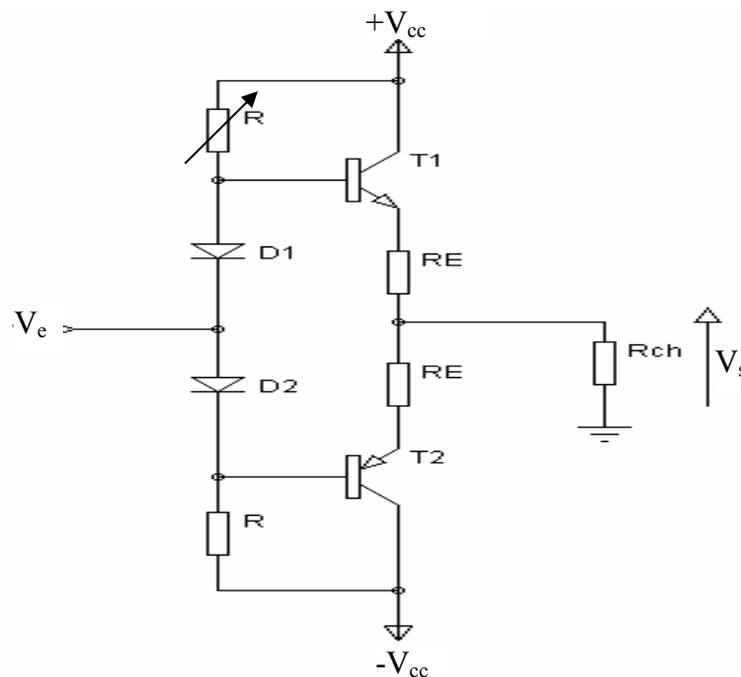
Résistance rotorique :  $R_r = 132.5 \Omega$

### **IV.8.1. Montage réalisé**

Pour pouvoir réaliser les tests cités ci-dessus, nous avons utilisé un analyseur-générateur de signaux de type Agilent 35670A de Hewlett Packard, le signal généré par l'analyseur passe à travers un comparateur ( $\pm 15$  V), qui écriète la tension et nous permet d'obtenir des SBPA. L'amplitude des signaux délivré par cet appareil n'étaient pas suffisants pour exciter de façon convenable notre machine il nous a fallu réaliser un montage permettant l'amplification des signaux délivrés par ce dernier, de plus pour pouvoir introduire un offset ou bien un décalage de la tension par rapport à la valeur zéro, nous avons introduit un potentiomètre (R1) permettant le décalage de la tension. Le montage réalisé est présenté à la figure IV.7.

- ▶ La polarisation en début de la droite de charge s'effectue à l'aide des diodes **D1** et **D2**.
- ▶ La valeur des résistances **R** est fixée à partir de la dynamique maximale de sortie souhaitée lorsqu'une des deux diodes est bloquées.

$$V_{Smax} = (V_{cc} - V_{be}) \cdot \frac{\beta \cdot R_{ch}}{R + \beta \cdot R_{ch}}$$

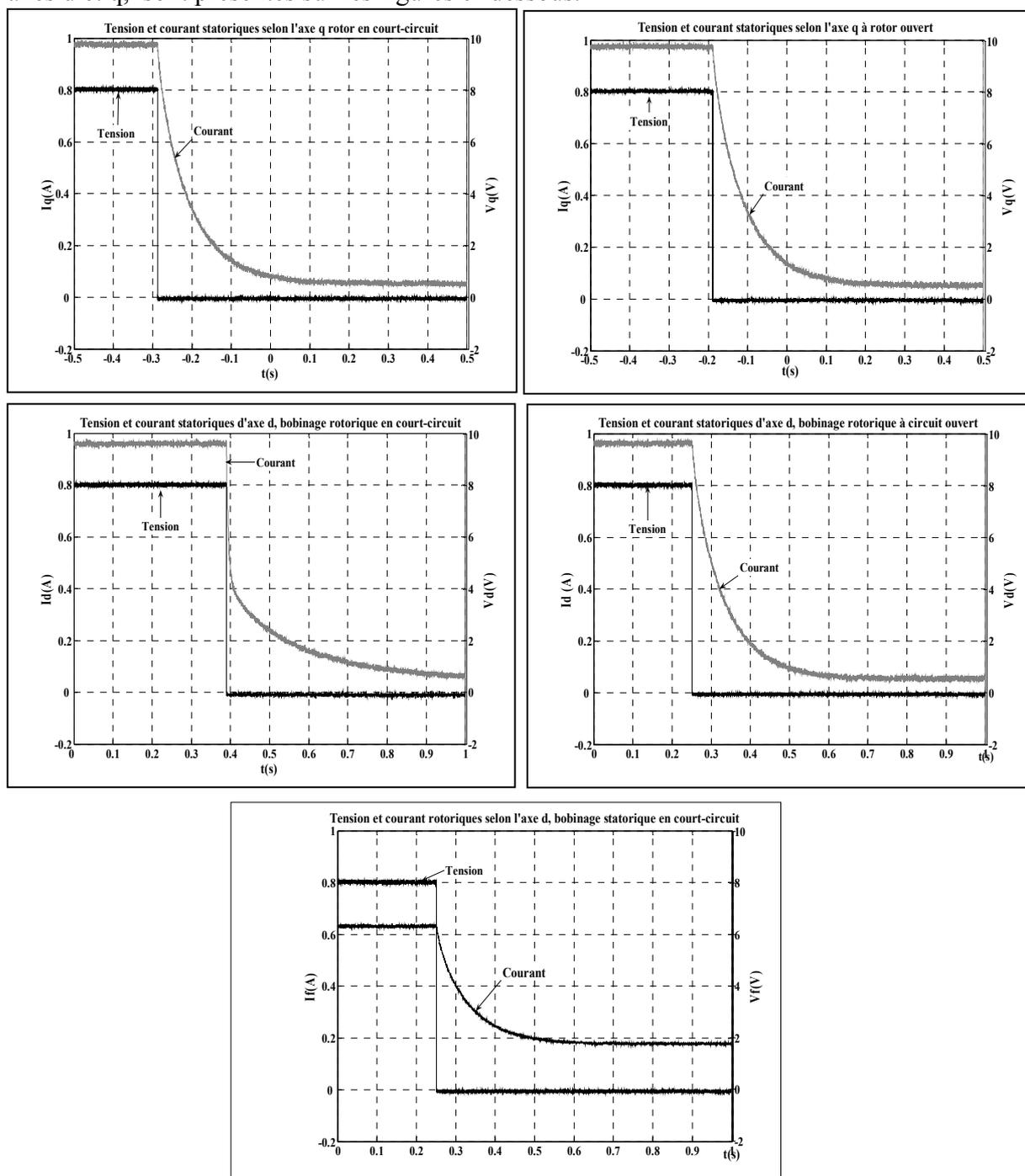


**Figure IV.7** Montage amplificateur utilisé lors des tests

- ▶ Pour que  $V_s$  soit le plus grand possible, il faut que  $R$  soit petit devant  $R_{ch}$ .
- ▶ Si  $I_c$  est trop important alors la puissance dissipée dans le transistor augmente. Ainsi, la température du transistor augmente ce qui entraîne une diminution de  $V_{be}$ . Si  $V_d$  reste constant alors  $I_d$  augmente et  $I_c$  aussi. Il y a un emballement thermique qui conduit à la destruction du transistor. Les résistances  $R_E$  servent à éviter cet emballement, on limite  $I_c$  grâce à  $R_E$ . Il faut donc que  $R_E$  soit petit face à  $R_{ch}$ .

### IV.8.2 Décroissance du courant continu à l'arrêt

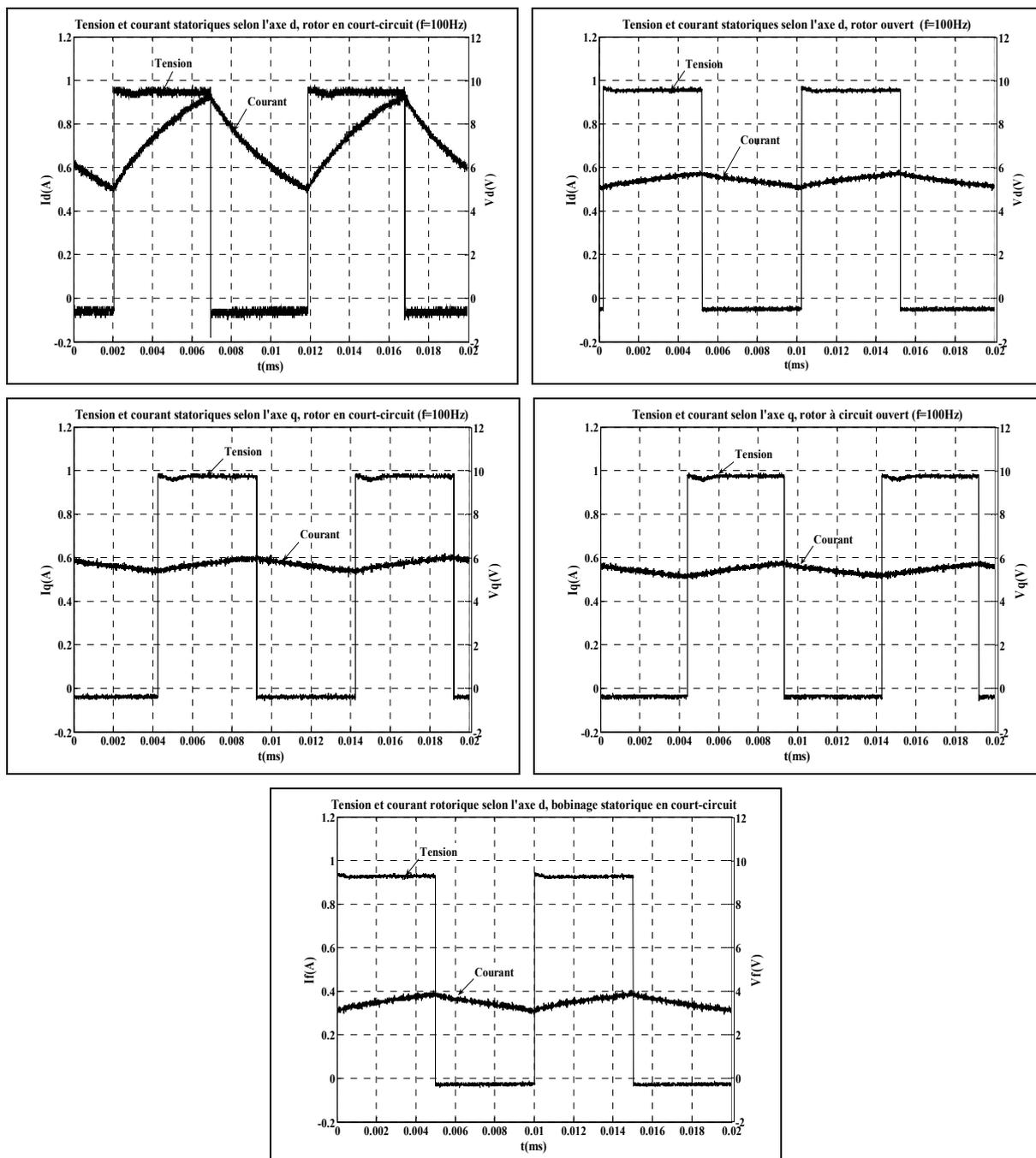
Une fois le positionnement du rotor, selon les deux axes, effectué (cf paragraphe III.7.2). Nous avons procédé aux essais, le premier test réalisé sur la machine [M2] est le test de décroissance du courant continu à l'arrêt. Les signaux enregistrés lors du test, selon les deux axes d et q, sont présentés sur les figures ci-dessous.



**Figs IV.8.** Oscillogrammes de décroissance du courant continu dans les enroulements statorique et rotorique selon les deux axes d et q.

### IV.8.3 Excitation par hacheur à transistors

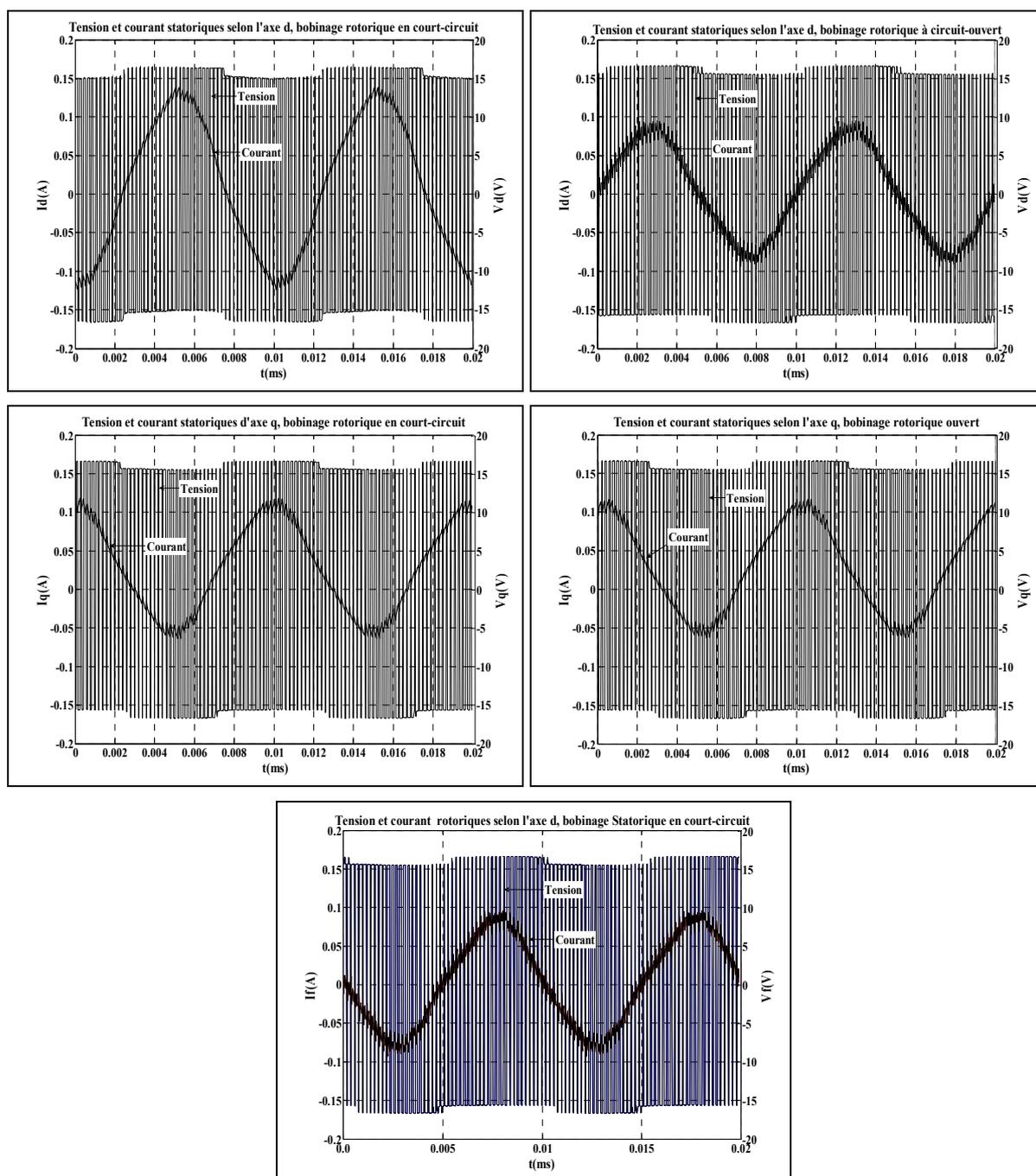
Après avoir identifié notre machine avec une excitation constitué d'une alimentation continu avec laquelle on a produit des décroissances de courant dans les différents bobinages, on a amélioré le système d'excitation en utilisant un hacheur à transistor, les signaux entrées-sorties pour une fréquence de 100Hz sont représentés sur les figures ci-dessous



**Figs IV.9.** Tension et courant statorique selon les deux axes d et q, rotor en court-circuit puis à circuit ouvert (machine alimentée par hacheur à transistors)

### IV.8. 4 Excitation par onduleur MLI

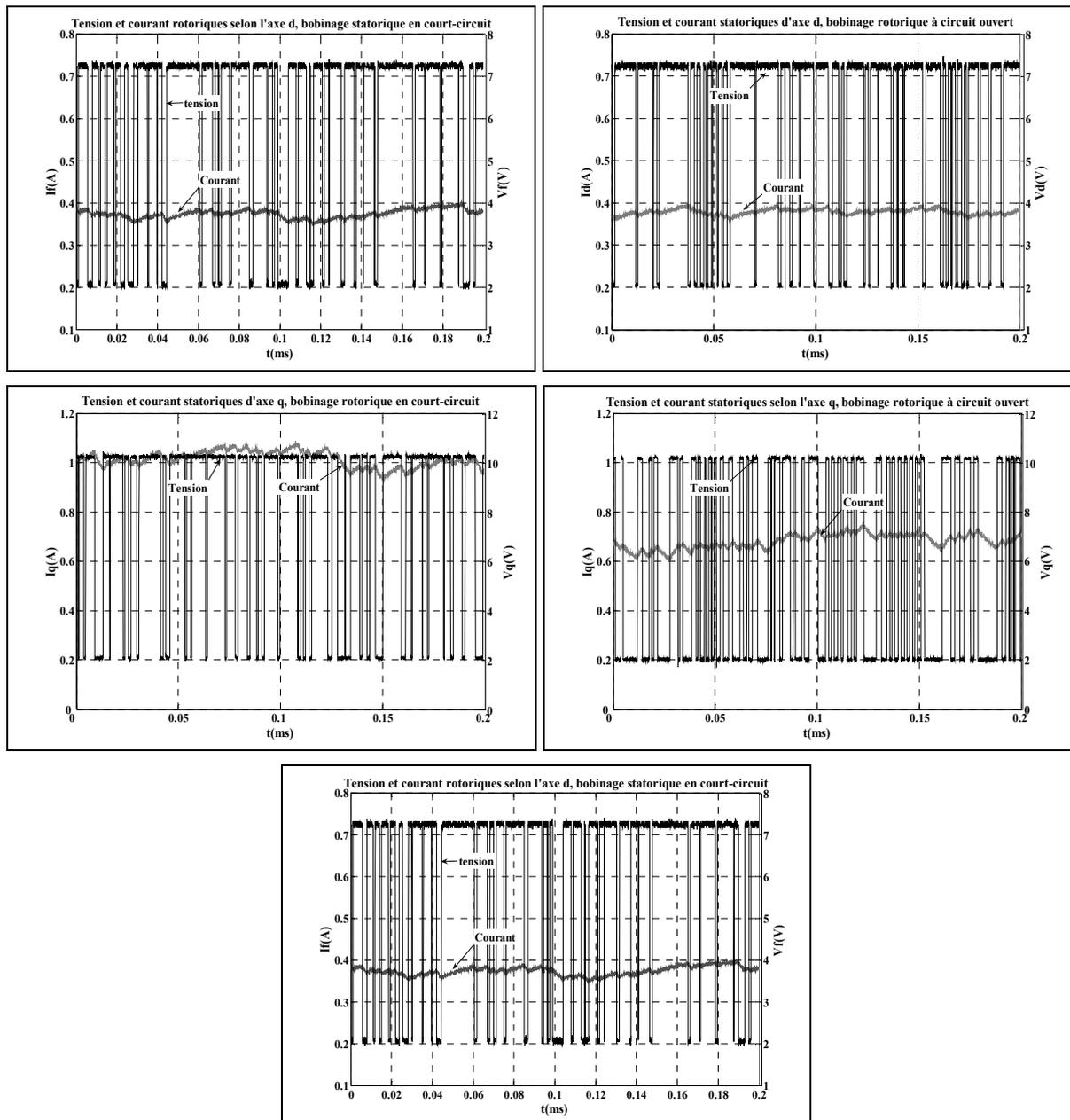
Les courbes ci-dessous représentent les signaux entrées-sorties obtenus en excitant les enroulements de la machine avec un onduleur à MLI, selon les schémas de montage présentés à la figure IV.1. L'onduleur utilisé est un onduleur Semikron, la commande et la mesure des signaux se sont effectuées à partir d'une carte Dspace raccordée à l'onduleur à travers une carte d'interface.



**Figs IV.10.** Tension et courant statorique selon les deux axes d et q, rotor en court-circuit puis à circuit ouvert (machine alimentée par onduleur à MLI)

### IV.8.5 Excitation par séquences binaires pseudo-aléatoires

Comme on l'a déjà précisé, Une bonne identification nécessite l'utilisation d'un signal d'excitation du procédé, riche en fréquences, on utilise souvent pour cela, une S.B.P.A. (car, riche en fréquence). Les séquences binaires pseudo-aléatoires permettent d'exciter toutes les dynamiques de la machine et par là permet d'identifier toutes ses constantes de temps. Nous avons excité les enroulements de la machine [M2] avec des SBPA selon les schémas de montage présentés à la figure IV.1, les signaux d'entrées (tension) et de sortie (courant) sont représentés ci-dessous.



**Figs IV.11.** . Tension et courant statorique selon les deux axes d et q, rotor en court-circuit puis à circuit ouvert (machine alimentée par SBPA)

## IV.9. RESULTATS ET MODELE DE VALIDATION.

Pour identifier les paramètres de la machine nous avons utilisé la même procédure pour les différents signaux d'excitation, à savoir, déterminer en utilisant la méthode du modèle, les paramètres  $a_i$  et  $b_i$  puis déduire les paramètres et les constantes de temps de la machine.

Le tableau ci-dessous regroupe les paramètres identifiés de la machine [M2] en utilisant les différentes excitations, à savoir :

- Excitation par hacheur
- Décroissance du courant continu à l'arrêt
- Excitation par SBPA
- Excitation par Onduleur à MLI

Paramètres	Excitation par hacheur (100Hz)	Excitation par SBPA	Décroissance du C-C	Excitation par Onduleur (100 Hz)
$r_a$ ( $\Omega$ )	1.6	1.6	1.6	1.6
$r_f$ ( $\Omega$ )	132.5	132.5	132.5	162.5
$T'_d$ (s)	0.1846	0.1675	0.1840	0.2045
$T''_d$ (s)	0.0486	0.0526	-	0.0471
$T'_{d0}$ (s)	1.1107	0.9189	1.1346	1.1943
$T''_{d0}$ (s)	0.4758	0.4785	-	0.5060
$T'_q$ (s)	0.1498	0.1284	0.1509	0.1782
$T''_q$ (s)	0.0415	0.0361	-	0.0432
$T'_{q0}$ (s)	0.9822	0.7849	1.0279	1.0360
$T''_{q0}$ (s)	0.4035	0.3829	-	0.4348
$T'_f$ (s)	0.2205	0.2306	0.2185	0.2271
$X_f$ (p.u)	0.5314	0.5438	0.5287	0.5386
$X_d$ (p.u)	2.0577	1.9980	2.0515	1.9314
$X'_d$ (p.u)	0.3656	0.3459	0.3758	0.3857
$X_q$ (p.u)	1.3685	1.5639	1.3880	1.6328
$X'_q$ (p.u)	0.2267	0.1904	0.2413	0.2158
$X''_d$ (p.u)	0.0368	0.0345	-	0.0343
$X''_q$ (p.u)	0.0208	0.0198	-	0.0209

**Table IV.2**

Paramètres de la machine synchrone [M2] Identifiés par les différents tests

## IV.10. INFLUENCE DU VECTEUR INITIAL SUR LES PARAMETRES

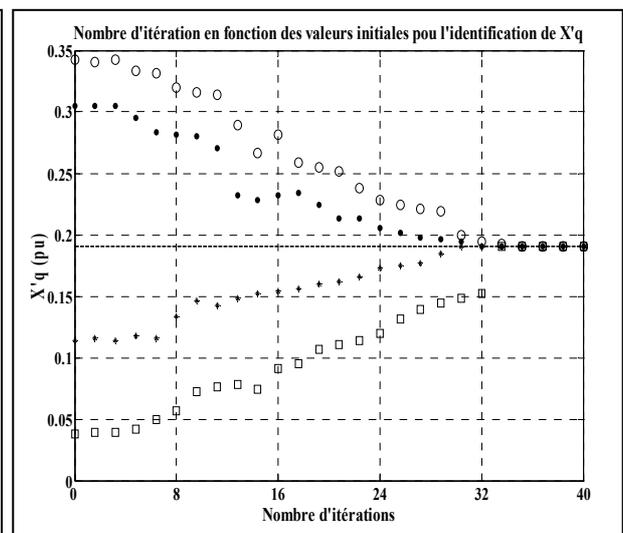
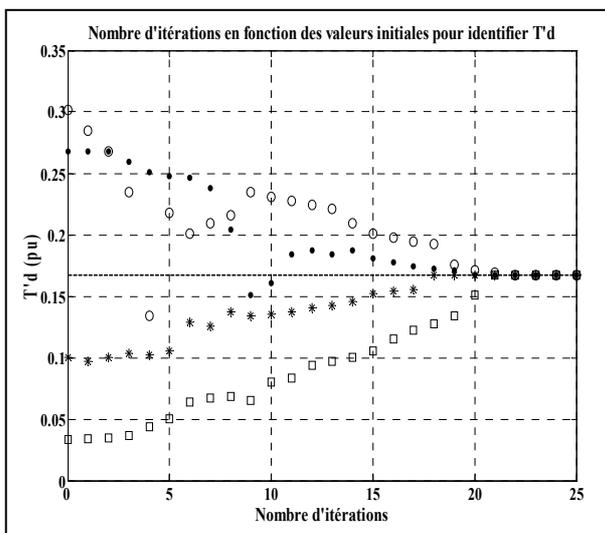
A partir de paramètres initiaux à priori quelconques, le programme d'identification converge toujours et donne des résultats corrects des paramètres  $a_i$  et  $b_i$ , mais il est clair que même si ces derniers sont correctement estimés il n'en reste pas moins que les paramètres électrotechnique peuvent se révéler moins bons. Une bonne identification des uns n'entraîne pas systématiquement le même résultat sur les autres.

Pour notre cas, la méthode d'estimation des paramètres appliquée à nos machines synchrones s'avère précise et efficace, la méthode de Levenberg-Marquardt présente de bonnes caractéristiques de convergence : qualité du vecteur de paramètres estimés et rapidité de la convergence.

Il faut noter que le choix du vecteur initial reste un facteur important de la convergence du processus d'estimation. Nous avons volontairement choisi d'effectuer des tests avec des vecteurs de paramètres initiaux relativement éloignés des valeurs réelles, il apparaît que la méthode de Levenberg-Marquardt converge pour des estimés initiaux très éloignés (20% à 180% des valeurs réelles des paramètres) hors de cet intervalle, ces méthodes convergent très lentement ou divergent. Cette importance du vecteur initial est sans doute partiellement due à la rigidité de la simulation qui ne peut assurer une sortie utilisable que pour un vecteur de paramètres ayant une signification physique.

Il faut signaler aussi que la bonne convergence des paramètres est également due à la bonne qualité des signaux relevés lors des essais.

Les courbes ci-dessous présentent l'influence des vecteurs initiaux sur l'évolution des paramètres identifiés (A titre indicatif nous avons présenté, au hasard, quelques paramètres pour l'excitation SBPA). Il faut noter que pour les autres paramètres et les autres excitations la convergence est quelque peu similaire.



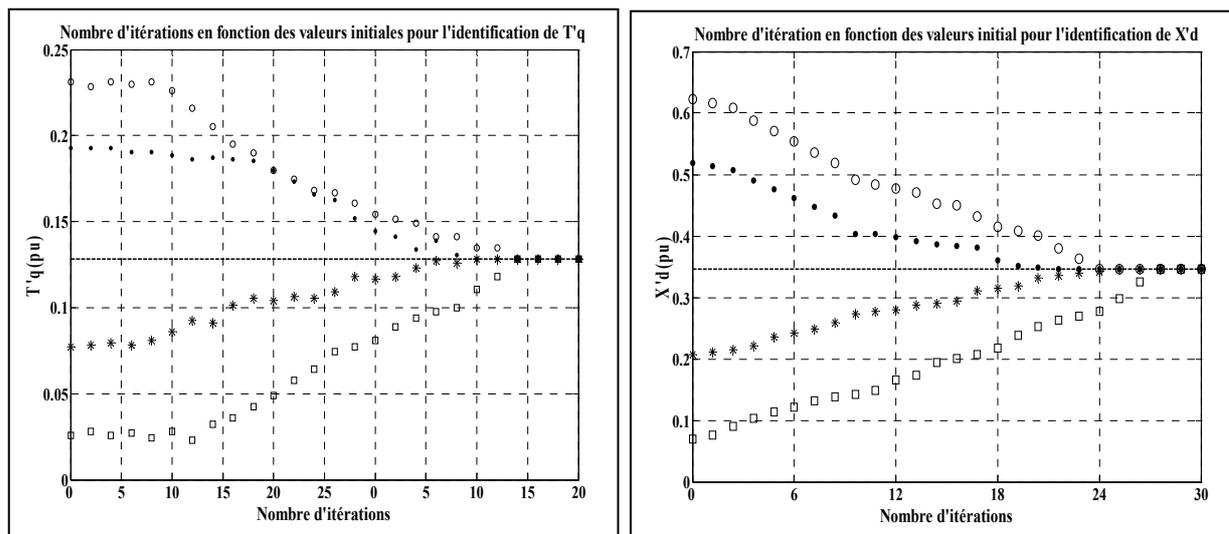


Figure IV.12 Evolution des paramètres en fonction des valeurs initiales

### IV.11. INFLUENCE DE L'HORIZON D'OBSERVATION

Dans un transitoire donné, l'information n'est pas uniformément répartie entre l'instant initial du transitoire et l'instant final. Pour une variation brusque de la tension, nous considérons que l'information donnée par les sorties est maximale aux premiers instants de la variation de la tension. Si l'horizon d'observation est augmenté ou diminué, les résultats de l'estimation seront modifiés au niveau de la précision et du temps de calcul. Nous avons constaté cet effet en faisant des variations de l'horizon d'observation.

Un exemple de l'influence de cette variation pour la méthode utilisé (Levenberg-Marquardt) et pour l'excitation par SBPA est montré dans le tableau suivant.

Nous pouvons conclure qu'un choix adéquat de la période d'observation permettra de diminuer le temps de calcul sans avoir de grandes conséquences sur les résultats ; à condition d'englober totalement le transitoire.

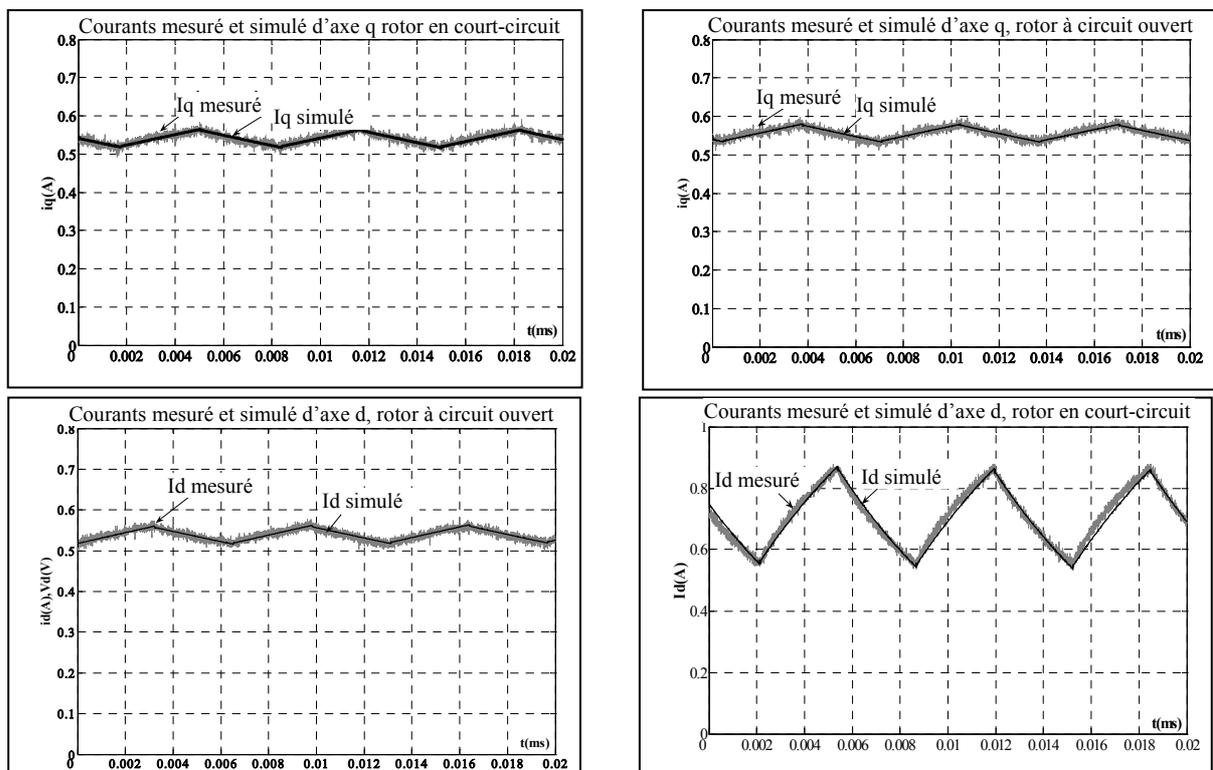
Paramètres	Valeurs estimées (250 pts)	Valeurs estimées (500 pts)	Valeurs estimées (1000 pts)
T'd (S)	0.1675	0.1663	0.1688
T'd0 (S)	0.9189	0.9232	0.9175
T'q (S)	0.1284	0.1273	0.1289
T'q0 (S)	0.7849	0.7896	0.7806
Nombre d'itérations		77	108
Temps de Calcul		4 min. 12 s.	7min. 27s

Tableau IV.3 Influence de l'horizon d'observation sur les paramètres et le temps de calcul.

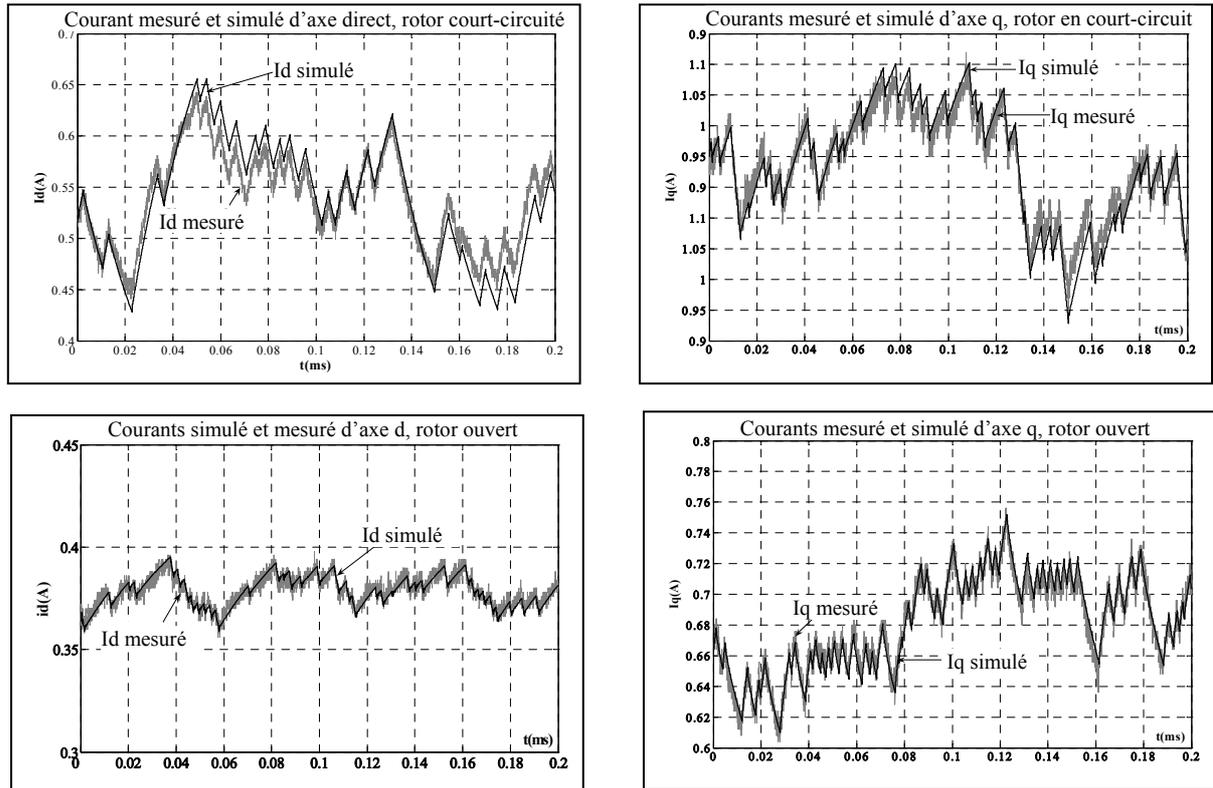
## IV.12. VALIDATION DES RESULTATS D'IDENTIFICATION DE LA MACHINE [M2]

Pour Vérifier la qualité des paramètres identifiés nous avons tracé sur les mêmes courbes (figures IV.13 - IV.16), les courants (sorties du modèle) mesurés et simulés en utilisant les paramètres obtenus à l'aide du programme d'identification ; la comparaison des signaux mesurés et simulés indique une très bonne concordance, pour les diverses excitations utilisées. Cependant, nous remarquons un léger décalage entre les courbes simulé et mesuré en ce qui concerne l'alimentation par décroissance du courant continu à l'arrêt, ceci est dû au fait que l'excitation par ce type de courant n'arrive pas à exciter les différents modes de la machine, ce qui engendre bien sûr, ce décalage entre les deux courbes. Sinon, l'excitation par hacheur et par SBPA se sont révélées êtres de très bonnes sources permettant d'identifier la totalité des paramètres du modèle et avec une bonne précision.

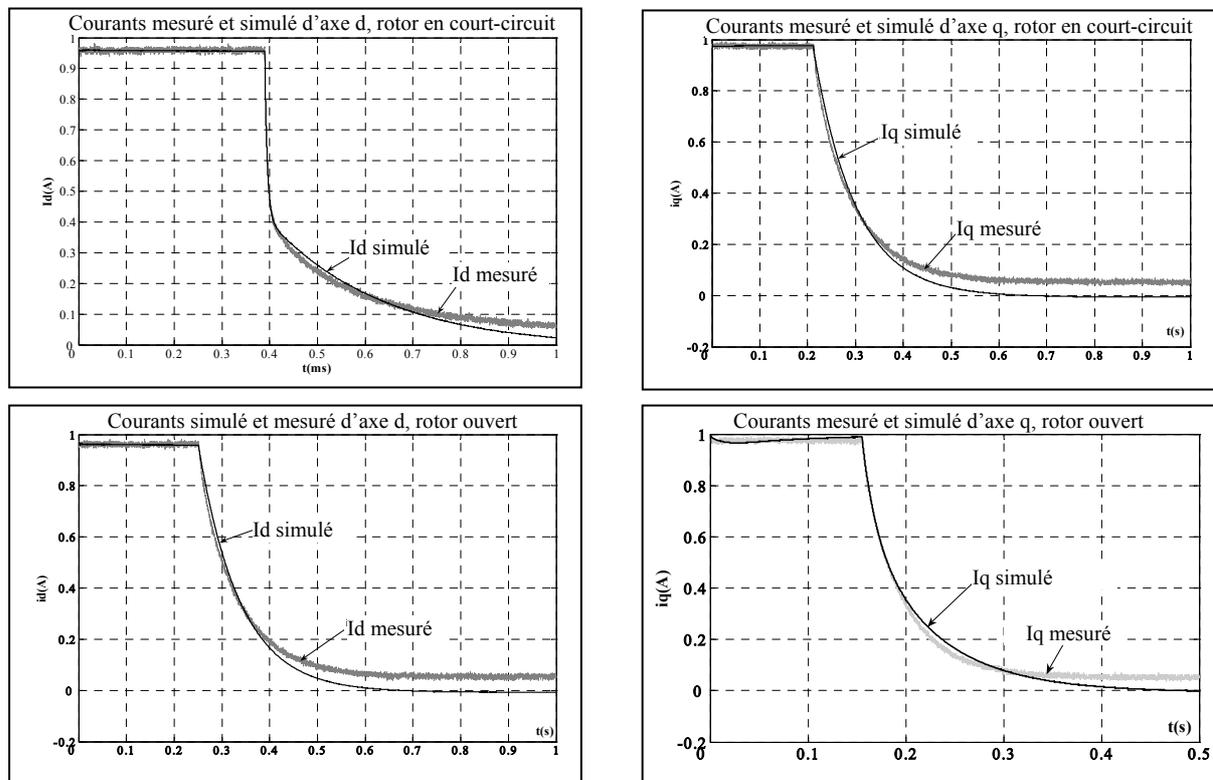
Nous constatons aussi que la concordance entre les courbes mesurés et simulés est meilleure par rapport aux tests effectués sur la machine [M1] ; ceci est essentiellement due à la qualité des signaux relevés, notamment l'utilisation de shunt de courant pour la machine [M1] alors que pour la machine [M2] nous avons utilisé des sondes différentielles et des capteurs à effet hall.



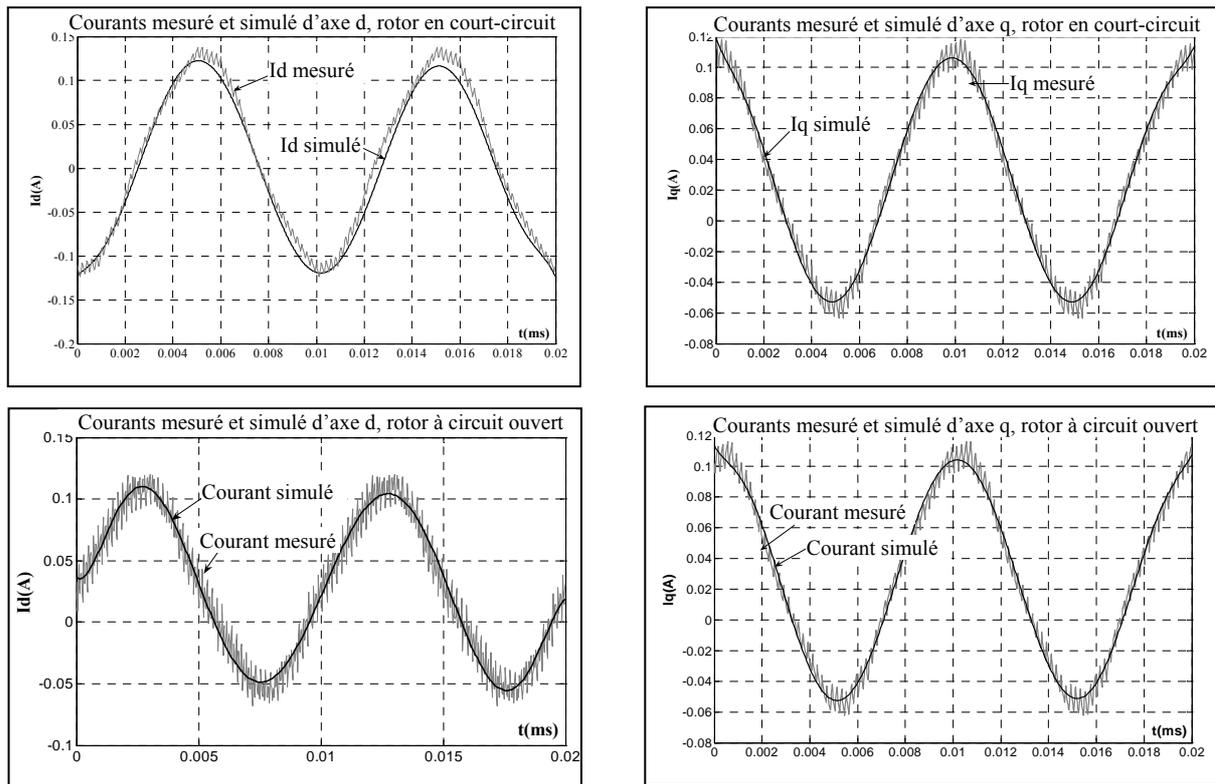
*Figs.IV.13.* Courants statoriques mesurés et simulés (Excitation par Hacheur)



**Figs. IV.14.** Courants statoriques mesurés et simulés (Excitation par SBPA)



**Figs. IV.15..** Courants statoriques mesurés et simulés (Décroissance du courant continu)



**Figs. IV.16.** Courants statoriques mesurés et simulés (Excitation par Onduleur)

## **CONCLUSION**

Compte tenu des difficultés associées à l'analyse des tests classiques usuels, l'identification de la machine 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 Levenberg-Marquardt

Il est à noter que dans des conditions expérimentales semblables, l'alimentation des enroulements de la machine par divers signaux d'entrées, conduit à des résultats forts différents pour certains paramètres, 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, SBPA ou par onduleur par leur richesse en informations, 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 du modèle ( $n_d$  et  $n_q$  arbitraires) ce qui n'était pas le cas dans l'analyse classique du court-circuit triphasé brusque 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 toute situation 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.

## **Chapitre V**

# **IDENTIFICATION DE LA MACHINE PAR LES TESTS FREQUENTIELS**

---

---

## *Chapitre V*

# **Identification de la Machine par les Tests Fréquentiels**

---

---

## **INTRODUCTION**

Les modèles de la machine synchrone sont généralement des systèmes à structure multivariabe, non linéaire et d'ordre élevé. Leurs représentations physiques sont souvent approchées à cause du degré de prise en compte des phénomènes physiques observés et de la connaissance imprécise de leurs paramètres variant avec les conditions de fonctionnement. La théorie des deux axes de Park a été longtemps développée, cependant, la validité des modèles reste à améliorer compte tenu de la complexité des modèles de plus en plus d'ordre élevé et il est difficile, à partir des schémas équivalents, d'établir des expressions simple pour la description des modèles, de plus les tests utilisés pour l'identification des modèles simplifiés s'avèrent insuffisants [73-77].

L'identification par les tests fréquentiels nécessite auparavant la décomposition du modèle de la machine pour l'obtention des sous-systèmes réduits. Ces derniers possèdent une dynamique rapide due aux flux statoriques, une dynamique relativement lente due au flux inducteur et différentes dynamiques intermédiaires dues aux effets des amortisseurs.

Dans ce chapitre nous nous proposons de déterminer les réactances et les constantes de temps de la machine synchrone sous une forme analytique à partir de l'écriture de sous-systèmes réduits du premier ordre décrivant les régimes subtransitoire, transitoire et permanent de la machine synchrone. Ces sous-systèmes sont obtenus par la technique des perturbations singulières. Nous abordons ensuite, les techniques de mesures de réponse fréquentielle où une procédure d'identification du schéma équivalent de la machine synchrone est présentée. A la fin du chapitre nous présentons une étude sommaire sur l'influence de la fréquence des signaux d'excitation de la machine sur les paramètres identifiés.

### **V.1. INTERET DE LA SIMPLIFICATION DE MODELE**

De très nombreux travaux de recherche ont été entrepris depuis le début des années 1970 pour la modélisation, l'analyse et l'organisation de la commande des systèmes dynamiques.

Le besoin de simplification de modèle s'est imposé en entrevoyant une réduction du volume de calcul notamment pour les systèmes de grande dimension ; bien que cette approche soit

contradictoire, a priori, avec d'une part l'augmentation considérable récente des capacités de calcul et des outils de programmation et d'autre part avec le fait que les modèles physiques soient connus avec précision.

En fait, la simplification de modèles permet une meilleure connaissance des phénomènes physiques par une compréhension progressive à l'aide de modèles réduits.

Les méthodes de simplification sont soit purement mathématiques permettant une simplification de structure des modèles, soit basées sur une connaissance a priori du phénomène physique.

La simplification de structure consiste à remplacer des non linéarités par des linéarités, à effectuer des développements limités autour de points de fonctionnement, à remplacer des dérivées partielles par des dérivées droites, ...etc.

Le deuxième type de simplification consiste à négliger les perturbations ou les termes « parasites ». Ceci pouvant mener à une réduction d'ordre des modèles et, pour les systèmes interconnectés, à un découplage en sous-systèmes réduits

La simplification d'un modèle donné peut utiliser les deux types d'approches précédentes. Cela suppose cependant une conservation de la structure de base du modèle de sorte que ses propriétés ne soient pas altérées, et la connaissance d'un intervalle de confiance dans lequel le modèle réduit reste fiable.

Les travaux de simplification de modèles sont très nombreux. Ils sont du type fréquentiel ou temporel. Parmi les méthodes les plus utilisées on a celle des perturbations singulières qui permettent un découplage du système, ou singulières adaptées pour les systèmes évoluant suivant plusieurs dynamiques. Ces techniques s'apparentent aux méthodes d'étude des équations aux dérivées partielles par les techniques asymptotiques, par moyennage et homogénéisation, par bifurcation et s'inscrivent dans un cadre plus général d'étude des systèmes singuliers.

## **V.2. DEFINITION DES PERTURBATIONS SINGULIERES**

La théorie des perturbations singulières est un outil qui permet d'analyser les phénomènes à échelles de temps multiples. Dans la commande des systèmes dynamiques, elle a été introduite par Patrick Kokotovic et Sannuti à la fin des années soixante [81,82]. Actuellement, elle est souvent utilisée dans le domaine de la modélisation, l'identification et la commande des machines électriques [83, 84, 85].

Cette théorie conduit à la séparation des dynamiques lente et rapide d'un système d'équations singulièrement perturbé dont la solution est approchée par la solution de deux sub-systèmes de dimensions réduites appelées lente et rapide, cette séparation permet de simplifier l'analyse des systèmes les plus complexes ce qui l'a rendu très répandu et utilisée dans des domaines différents (robotique [86], nucléaire [87], armement [88].. etc.)

### V.3. MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE EN UTILISANT LES PERTURBATIONS SINGULIERES

La majorité des travaux qui sont réalisés sur l'identification des machines électriques suppose beaucoup de simplifications notamment que la machine est non saturée, sans enroulements amortisseurs et le bobinage d'excitation produit un flux constant et donc suppose le modèle linéaire, cela veut simplement dire que ces travaux négligent les phénomènes rapides dont l'effet n'affecte pas le fonctionnement global de la machine mais qui sont très prépondérants lors d'un régime transitoire. Ces méthodes donc ne retiennent que les modes dominants. Dans ce qui suit nous appliquons les perturbations singulières pour modéliser la machine synchrone en tenant compte, bien sur des modes rapides [5].

Après l'identification des paramètres de la machine, nous tracerons les caractéristiques de réponses en fréquences dans le plan complexe pour le modèle global et le modèle décomposé.

#### V.3.1 Introduction aux perturbations singulières

Les systèmes singulièrement perturbés et plus généralement les systèmes multi-échelles de temps sont souvent dus à la présence de termes parasites dits de perturbations (certaines constantes de temps, moment d'inertie, ...etc.) intervenant dans les équations du modèle. Le fait d'ignorer ces paramètres, conduit souvent à une représentation erronée du procédé avec pertes de propriétés importantes, leur prise en compte dans le modèle, non seulement augmente la dimension de celui-ci mais aussi, introduit de nouvelles difficultés de calcul.

L'approche des perturbations singulières pour analyser les systèmes de grandes dimensions résulte de l'interaction des modes dynamiques lents et des modes dynamiques rapides. La simplification majeure des modèles mathématiques de machines synchrones peut aboutir en négligeant les termes électriques transitoires stator et rotor  $\frac{d\varphi_{d,q}}{dt}$ . De très nombreux travaux

[5, 76] ont clarifié ce problème de simplification qui approche le problème du point de vue décomposition modale asymptotique.

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

$$\frac{dx}{dt} = f(x, z, u, t, \varepsilon) \text{ avec } x(t_0) = x_0 \quad (\text{V.1})$$

$$\varepsilon \frac{dz}{dt} = g(x, z, u, t, \varepsilon) \text{ avec } z(t_0) = z_0 \quad (\text{V.2})$$

Où  $\varepsilon$  est un paramètre positif petit et  $x, z, u$  sont des vecteurs de dimensions  $n, m$  et  $r$  respectivement.

Le problème majeur de la modélisation des systèmes dynamiques sous la forme singulièrement perturbée réside dans le choix, parfois ambiguë, du paramètre  $\varepsilon$ , cependant dans plusieurs applications, l'existence de petites et grandes constantes de temps justifie le choix de ce paramètre.

En posant  $\varepsilon = 0$ , l'équation (V.2) se réduit à :

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

Le symbole barre indique que les quantités associées appartiennent à un système sans  $\varepsilon$ .

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

Les subsystemes lents sont définis par :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = f(\bar{x}, \bar{z}, \bar{u}) \\ 0 = g(\bar{x}, \bar{z}, \bar{u}) \end{cases} \quad (V.3)$$

Les subsystemes rapides ont pour expressions :

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

Le vecteur  $x$  est de façon prédominante lent et le vecteur  $z$  contient des transitoires rapides imposés par les variations lentes « état quasi permanent » qui est  $\left| \frac{dz}{dt} \right| \gg \left| \frac{dx}{dt} \right|$

La technique des échelles de temps multiples permet le découplage du modèle en sous systèmes et la prise en compte des phénomènes rapides.

En partant de ce formalisme mathématique [5, 57, 77] développent des méthodes de détermination des tensions lentes et transitoires dans lesquelles les f.e.m de rotation, ainsi que les flux apparaissent sous la forme:

$$\frac{d}{d\tau_0} \begin{pmatrix} \varphi_r \\ \varphi_{d,q} \end{pmatrix} = -A(\omega) \begin{pmatrix} \varphi_r \\ \varphi_{d,q} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_r \\ v_{d,q} \end{pmatrix} \quad (V.4)$$

$$\text{Avec } A(\omega) = r \cdot x^{-1} + \omega' \cdot J^*$$

Où les résistances et les réactances sont exprimées sous forme matricielle suivante :

$$r = \begin{pmatrix} r_a & 0 \\ 0 & r_a \end{pmatrix}; \quad x = \begin{pmatrix} x_{r,r} & x_{r,s} \\ x_{s,r} & x_{s,s} \end{pmatrix}; \quad J^* = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & J \end{pmatrix} \quad (V.5)$$

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

$$x_{r,r} = \begin{pmatrix} x_f & x_{md} & 0 \\ x_{md} & x_D & 0 \\ 0 & 0 & x_Q \end{pmatrix}; x_{r,s} = \begin{pmatrix} x_{md} & 0 \\ x_{md} & 0 \\ 0 & x_{mq} \end{pmatrix} \text{ matrice de rang 3} \quad (\text{V.6})$$

$$x_{d,q} = \begin{pmatrix} x_d & 0 \\ 0 & x_q \end{pmatrix}; J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \text{ matrice de rang 2} \quad (\text{V.7})$$

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

Les différents régimes sont exprimés en terme de temps  $t$  pour le régime permanent,  $\tau_t = \frac{t}{T_d}$  pour le régime transitoire et  $\tau_o = \omega_o(t - t_o)$  pour le régime subtransitoire.

### V.3.2 Application des perturbations singulières à la machine synchrone

On considère que la structure de la machine synchrone est représentée par un nombre arbitraire de circuits amortisseurs selon les deux axes d et q. Pour le modèle classique de Park de la machine synchrone on peut écrire [5, 77] :

$$v_{d,q} = R_a \cdot i_{d,q} + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{d,q}}{dt} + \omega_m \cdot J^* \cdot \psi_{d,q} \quad (\text{V.8})$$

$$v_f = R_f \cdot i_f + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_f}{dt} \quad (\text{V.9})$$

$$0 = R_{Dnd,Qnq} \cdot i_{Dnd,Qnq} + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{Dnd,Qnq}}{dt} \quad (\text{V.10})$$

avec  $J^* = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$  est une matrice de rotation ( $90^\circ$ ).  $n_d$  et  $n_q$  représentent le nombre de circuits amortisseurs selon l'axe direct et quadrature, respectivement. Pour  $n_d=n_q=2$  le nombre d'équations électrique de la machine est 6. Les f.e.m de rotation selon les deux axes d et q sont données par  $e_q = \omega_n \psi_d$  et  $e_d = \omega_n \psi_q$  respectivement.

La machine synchrone d'une façon générale est caractérisée par trois constantes de temps différentes en ordre de grandeur. Les variables statoriques ont une dynamique rapide qui correspond au régime subtransitoire ( $\sim$ ), les amortisseurs produisent des effets qui s'amortissent avec une constante de temps transitoire ( $\cdot$ ) et le régime permanent ou quasi stationnaire est due évidemment à l'enroulement d'excitation.

En utilisant la technique des perturbations singulières, les différentes variables électriques prennent les formes suivantes :  $x = \bar{x}(t) + x'(\tau) + \tilde{x}(\tau_0)$

où  $x$  peut être le flux, le courant ou la tension,  $\tau$  et  $\tau_0$  sont des constantes de temps données par :  $\tau = (t - t_0)T'_d / T''_d$  et  $\tau_0 = (t - t_0)/\omega_0$ .

Le modèle électrique de la machine est de se fait décomposé en trois sous systèmes qui expriment chacun une dynamique bien définie, a savoir, le régime subtransitoire (réactance subtransitoire), le régime transitoire (réactance transitoire) et le régime permanent (réactance synchrone).

Ces différents régimes peuvent être exprimés par les équations suivantes :

- régime subtransitoire

$$\tilde{v}_{d,q} = r_a 1_2 \tilde{i}_{d,q} + \omega \cdot J^* \cdot x''_{d,q} \tilde{i}_{d,q} + x''_{d,q} \frac{d}{d\tau_0} \tilde{i}_{d,q} \quad (V.11)$$

avec  $1_2$  matrice identité d'ordre 2

- régime transitoire

$$v'_{d,q} = r_a 1_2 i'_{d,q} + J^* \cdot \psi'_{d,q} \quad (V.12)$$

- régime permanent

$$\bar{v}_{d,q} = r_a 1_2 \bar{i}_{d,q} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{d,q} + (\omega - \omega_0) J^* \cdot \bar{\psi}_{d,q} \quad (V.13)$$

Les flux sont exprimés par:

$$\psi'_{d,q} = -J^* e'_{d,q} + x''_{d,q} \cdot i'_{d,q} \quad (V.14)$$

$$\bar{\psi}_{d,q} = -J^* \cdot \bar{e}_{d,q} + x'_{d,q} \cdot \bar{i}_{d,q} \quad (V.15)$$

Les forces électromotrices dues à l'enroulement rotorique peuvent s'écrire:

$$\text{régime transitoire:} \quad \begin{cases} e'_d = -k_{Q_2} \cdot \psi'_{Q_2} \\ e'_q = -k_D \cdot \psi'_D \end{cases} \quad (V.16)$$

$$\text{avec} \quad \begin{cases} k_D = -\frac{x_d \cdot x_f}{x_{ad} \cdot x_{ff}} \left(1 - \frac{x'_d}{x''_d}\right) \\ k_{Q_2} = -\frac{x_q \cdot x_{Q_1}}{x_{aq} \cdot x_{Q_2}} \left(1 - \frac{x'_q}{x''_q}\right) \end{cases} \quad (V.17)$$

$$\text{régime permanent} \quad \begin{cases} \bar{e}_d = -\frac{x_{aq}}{x_{Q_1}} \cdot \bar{\psi}_{Q_1} \\ \bar{e}_q = -\frac{x_{ad}}{x_f} \cdot \bar{\psi}_f \end{cases} \quad (V.18)$$

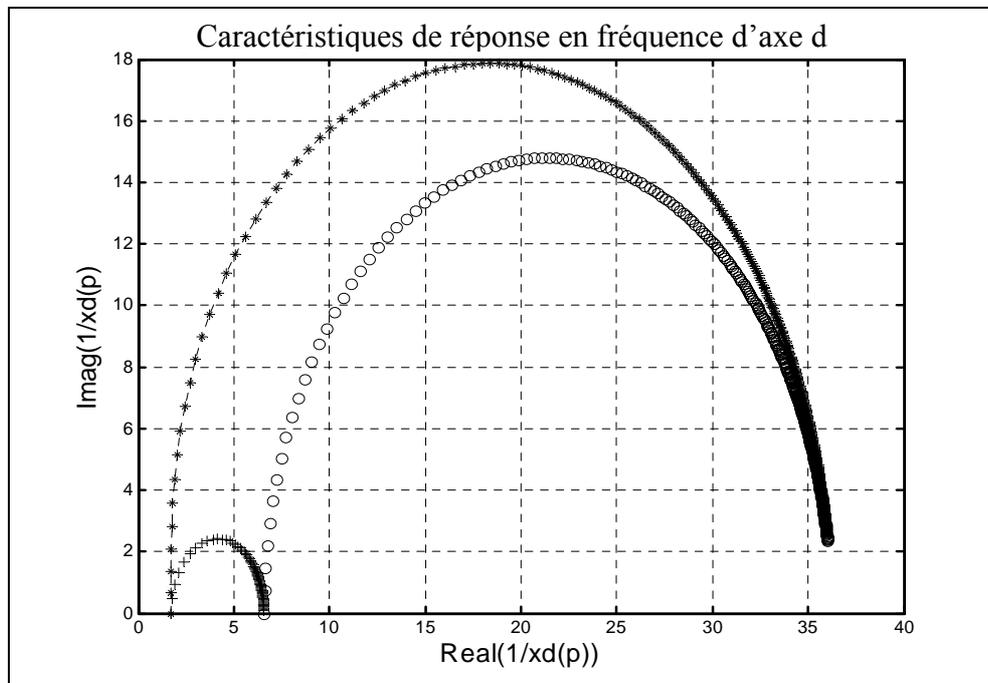
### V.4. CARACTERISTIQUES DE REPONSE EN FREQUENCE

Après avoir décomposé le modèle de la machine. Nous avons tracé, les caractéristiques de réponse en fréquence du modèle étudié  $X_d(j\omega)$  et  $X_q(j\omega)$ , ainsi les valeurs de  $\frac{1}{X_d(j\omega)}$  et  $\frac{1}{X_q(j\omega)}$  sont tracées dans un plan en coordonnées complexe (plan Gaussien).

Sur les figures V.1 et V.2 les réactances opérationnelles calculées pour le modèle global sont comparées à celles obtenue avec le modèle décomposé.

Les figures montrent la concordance parfaite entre le modèle global et le modèle décomposé en ce qui concerne les réactances opérationnelles.

Le même procédé serait intéressant à appliquer sur des machines de grande puissance ou sur les turboalternateurs. Car avec cette technique on peut ne pas faire d'hypothèses sur les nombres d'amortisseurs à représenter sur les deux axes.

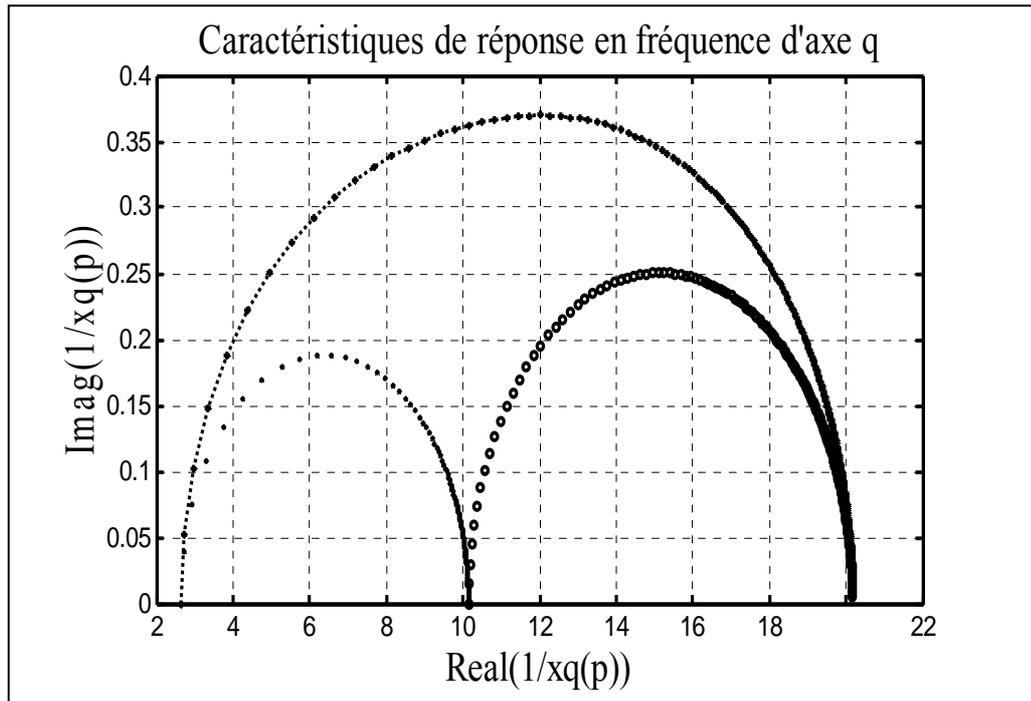


**Figure.V.1** Caractéristiques de réponse en fréquence, axe direct

L'intersection des courbes avec l'axe des réels donne l'inverse des différentes réactances d'axe direct :

$$\frac{1}{X_d} = 1.75 \Rightarrow X_d = 0.57 p.u, \quad \frac{1}{X'_d} = 7 \Rightarrow X'_d = 0.143 p.u,$$

$$\frac{1}{X''_d} = 36 \Rightarrow X''_d = 0.028 p.u$$



**Figure. V.2** Caractéristiques de réponse en fréquence, axe quadrature

$$\frac{I}{X_q} = 2.6 \Rightarrow X_q = 0.38 p.u, \quad \frac{I}{X_q'} = 10.1 \Rightarrow X_q' = 0.099 p.u,$$

$$\frac{I}{X_q''} = 20.2 \Rightarrow X_q'' = 0.049 p.u$$

En comparant les valeurs des réactances d'axe d et q déterminées par les réponses fréquentielles avec les valeurs données par les tests classiques, on remarque une très bonne concordance des valeurs calculées. Nous pouvons dire que la décomposition du modèle par approche multi-échelles de temps a permis la détermination des réactances transitoires et subtransitoires avec une précision très satisfaisantes,

## V.5. TECHNIQUES DE MESURE SSFR ET IDENTIFICATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE

### V.5.1 Mesures par SSFR (Standstill Frequency Response)

La méthode S.S.F.R. (de l'anglais Standstill Frequency Response, ou réponse fréquentielle à l'arrêt) est utilisée pour déterminer les caractéristiques fréquentielles d'une machine tournante à l'arrêt. C'est une méthode normalisée pour l'identification des machines synchrones, qui a été étendue même aux machines asynchrones.

La méthode SSFR consiste à relever le spectre des grandeurs dites opérationnelles, lorsque l'on alimente en monophasé l'une des phases de la machine par une source de tension sinusoïdale de fréquence variable et de faible amplitude, la machine étant à l'arrêt. La plage de fréquences s'étend de quelques mHz à quelques centaines de Hz.

Quelle que soit la nature de la machine, la configuration des essais reste pratiquement la même, le principal avantage de cette méthode est qu'elle est peu contraignante pour la machine puisque le rotor est à l'arrêt et la tension d'alimentation faible. Par rapport aux essais temporels, les essais fréquentiels permettent :

- d'identifier de manière satisfaisante les modèles d'ordre supérieur à deux, puisque le signal sinusoïdal permet d'exciter pratiquement toutes les fréquences avec la même amplitude,
- de ne pas être gêné par rapport aux bruits de mesure puisque les signaux sinusoïdaux sont faciles à décorrélérer du bruit.

Par contre, les inconvénients de la procédure SSFR sont liés à son propre mode opératoire puisque :

- la machine étant à l'arrêt, certains harmoniques d'espace apparaissant avec la rotation de la machine ne sont pas pris en compte dans le schéma équivalent,
- l'essai étant réalisé dans des conditions « petits signaux », la saturation n'est pas considérée. Certains auteurs ont cependant proposé des facteurs de correction pour en tenir compte.

D'un point de vue général, il est nécessaire d'effectuer ces essais avec une certaine rigueur afin d'éviter ultérieurement des erreurs dans l'estimation des paramètres de la machine. Plus particulièrement, les contacts et connexions doivent être réalisés avec soin de façon à minimiser la résistance qu'ils peuvent introduire .

Il est également indispensable de maintenir une température constante tout au long des essais de façon à ce que les valeurs des résistances restent constantes, surtout pour les basses fréquences où les paramètres sont très sensibles à la température [78]. Enfin, la dernière précaution à prendre est d'acquiescer un nombre suffisant de points de mesure pour permettre une bonne estimation des paramètres il est recommandé de prendre une dizaine de points par décade. Parfois, il sera nécessaire d'effectuer un moyennage sur les mesures, ce qui augmente très significativement la durée de l'essai. Un test SSFR complet effectué sur un alternateur, avec 5 à 10 répétitions du même essai, peut ainsi durer jusqu'à 19 heures ininterrompues ![89]

### V.5.2. Principe de la méthode

Comme pour les essais de décroissance du courant continu, 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 [90]. 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 vibrations 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 au 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 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 (l'inductance synchrone  $L_d$  et la constante de temps transitoire à circuit ouvert  $T'_{d0}$ ) ne pourront être déterminées qu'avec une erreur grossière :

$$\lim_{p \rightarrow 0} Z_d(p) \approx L_d \tag{V.21}$$

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

$$\lim_{p \rightarrow \infty} Z_d(p) \approx L_d \cdot \frac{T'_d \cdot T''_d}{T'_{d0} \cdot T''_{d0}} \approx L''_d \tag{V.22}$$

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

### V.5.3. Montage pour tests SSFR

Pour réaliser les tests SSFR il est impératif de disposer d'un analyseur de spectre performant et d'un système d'acquisition de données précis. Le matériel utilisé pour réaliser nos tests est le même que celui décrit dans les chapitres précédents. Une fois le positionnement du rotor effectué selon l'axe d ou q ; on procède aux essais selon les configurations ci-dessous.

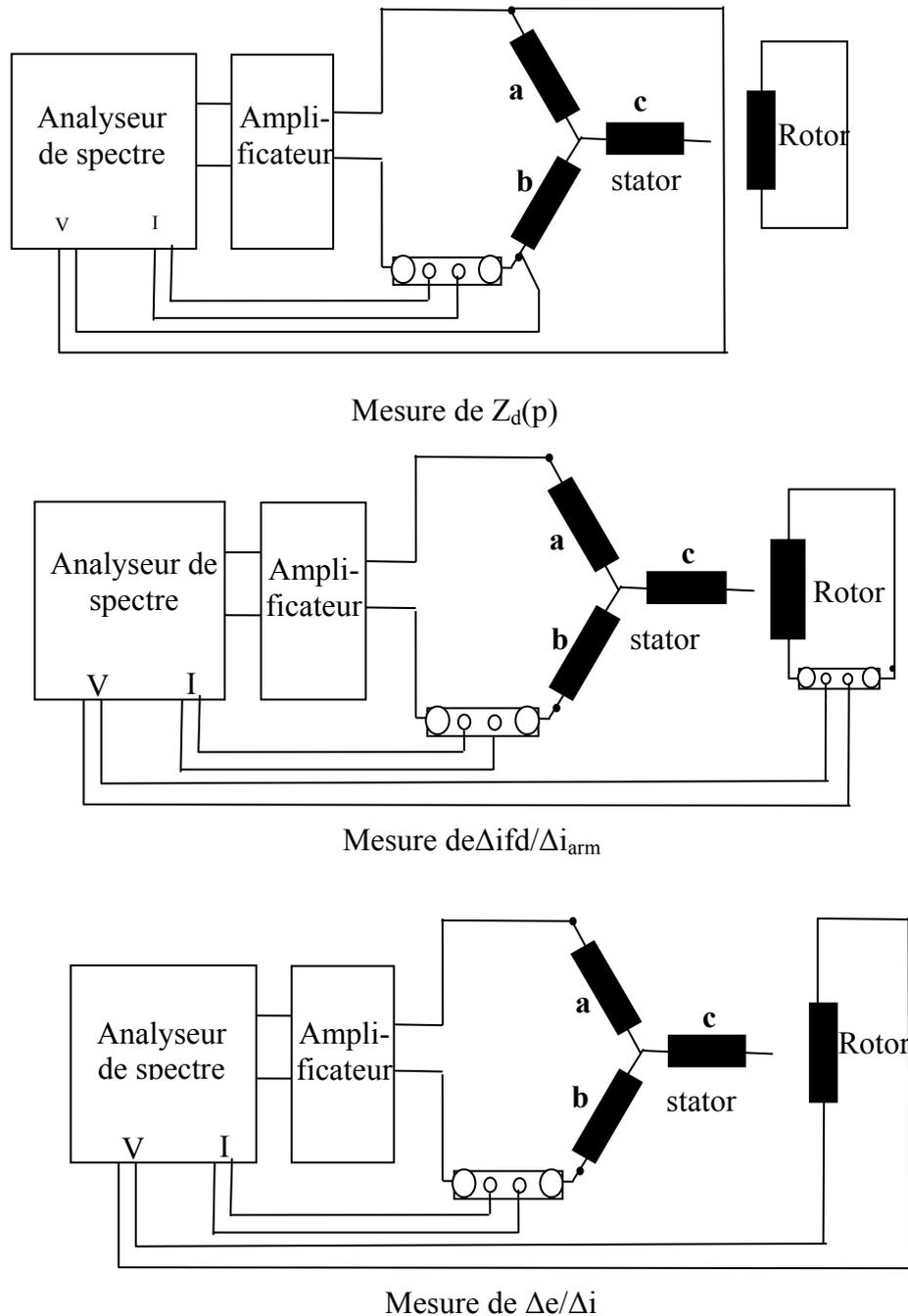


Figure.V.3. Montage de mesure SSFR

A partir des schémas équivalents représentés sur les figures V.3, il est possible de définir et mesurer les grandeurs opérationnelles suivantes [78].

- l'impédance opérationnelle d'axe (d) quand l'enroulement d'excitation est en court-circuit :

$$\bar{Z}_d(p) = \left. \frac{\bar{V}_d(p)}{\bar{i}_d(p)} \right|_{v_f=0} \quad (\text{V.23})$$

- l'impédance opérationnelle d'axe (q) quand l'enroulement d'excitation est en court-circuit :

$$\bar{Z}_q(p) = \left. \frac{\bar{V}_q(p)}{\bar{i}_q(p)} \right|_{v_f=0} \quad (\text{V.24})$$

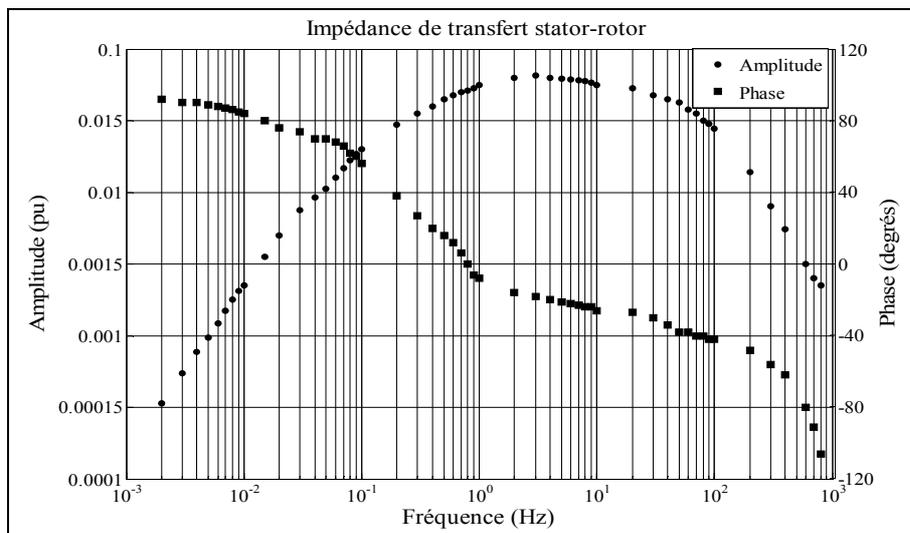
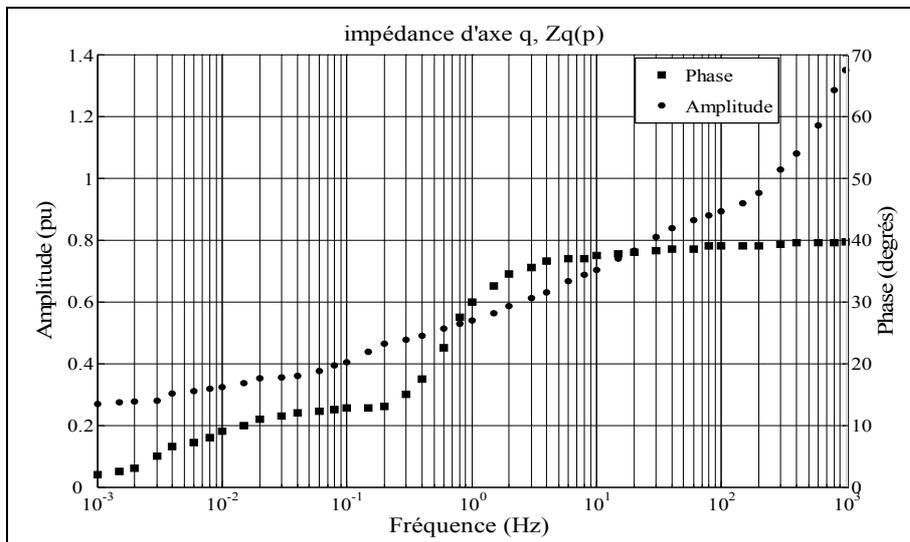
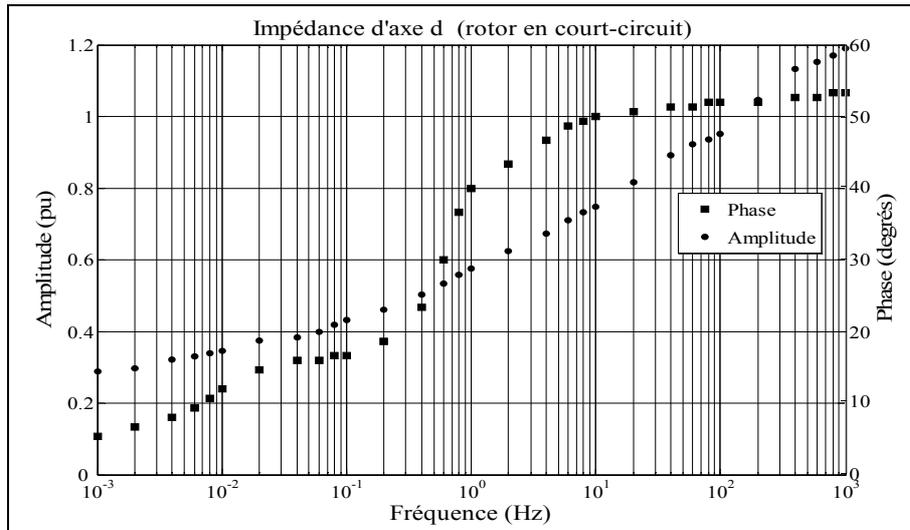
- la fonction de transfert entre le stator et l'excitation :

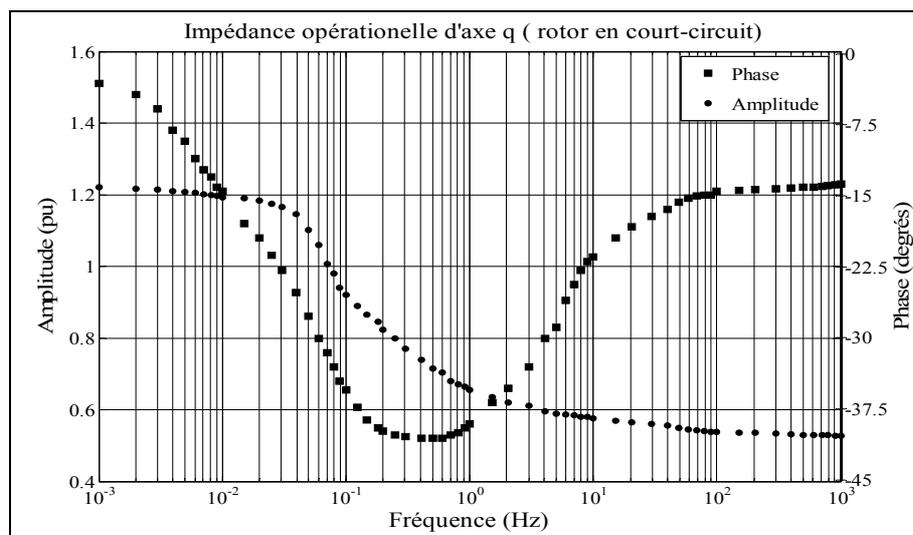
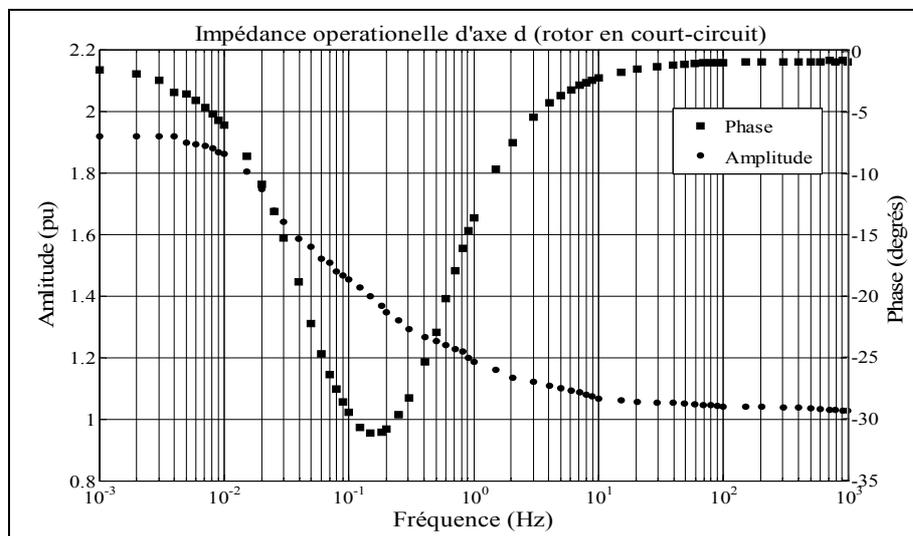
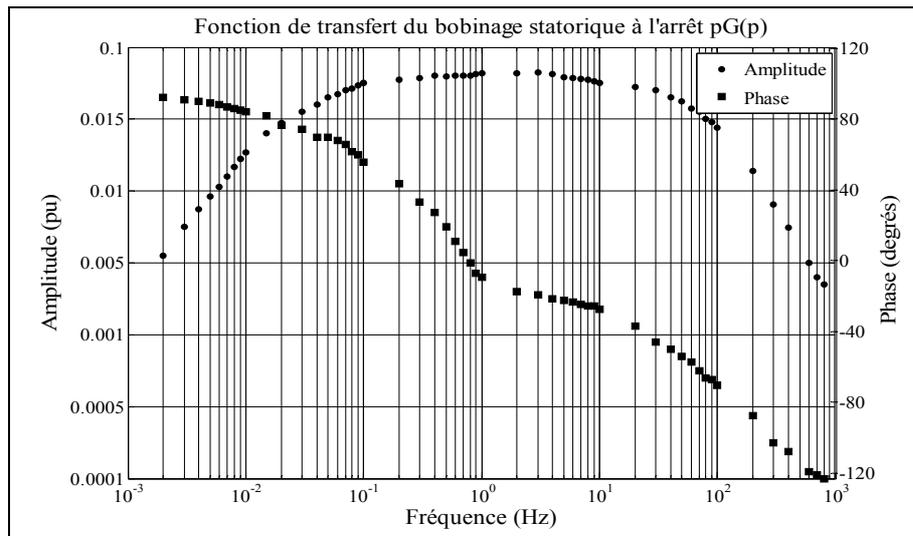
$$s\bar{G}(p) = \left. \frac{\bar{V}_d(p)}{\bar{V}_f(p)} \right|_{i_d=0} = \left. \frac{\bar{I}_f(p)}{\bar{I}_d(p)} \right|_{v_f=0} \quad (\text{V.25})$$

- l'impédance entre le stator et l'excitation

$$\bar{Z}_{af0}(p) = \left. \frac{\bar{V}_f(p)}{\bar{I}_d(p)} \right|_{i_f=0} \quad (\text{V.26})$$

### V.5.4. Courbes relevées pour les différentes positions





### V.5.5. Résultats obtenus

La procédure de détermination des paramètres à partir des figures précédentes est détaillée dans les références [73-78].

Afin de comparer les paramètres identifiés par les diverses méthodes. Nous avons regroupé dans le tableau ci-dessous les valeurs des paramètres de la machine [M2] identifiés par les différentes excitations et par les tests de réponse en fréquence

Paramètres	Excitation par hacheur (f=100Hz)	Excitation par SBPA	Décroissance du C-C	Excitation par Onduleur (f=100 Hz)	Tests fréquentiels
$r_a$ (p.u)	1.6	1.6	1.6	1.6	<b>1.62</b>
$r_f$ (p.u)	132.5	132.5	132.5	132.5	<b>132.8</b>
$T'_d$ (s)	0.1846	0.1675	0.1840	0.2045	<b>0.1842</b>
$T''_d$ (s)	0.0486	0.0526	-	0.0471	<b>0.0475</b>
$T'_{d0}$ (s)	1.1107	0.9189	1.1346	1.1943	<b>1.0706</b>
$T''_{d0}$ (s)	0.4758	0.4785	-	0.5060	<b>0.4290</b>
$T'_q$ (s)	0.1498	0.1284	0.1509	0.1782	<b>0.1450</b>
$T''_q$ (s)	0.0415	0.0361	-	0.0432	<b>0.0390</b>
$T'_{q0}$ (s)	0.9822	0.7849	1.0279	1.0360	<b>0.8995</b>
$T''_{q0}$ (s)	0.4035	0.3829	-	0.4348	<b>0.4520</b>
$T'_f$ (s)	0.2205	0.2306	0.2185	0.2271	-
$X_f$ (p.u)	0.5314	0.5438	0.5287	0.5386	-
$X_d$ (p.u)	2.0577	1.9980	2.0515	1.9314	<b>1.9850</b>
$X'_d$ (p.u)	0.3656	0.3459	0.3758	0.3857	<b>0.3450</b>
$X_q$ (p.u)	1.3685	1.5639	1.3880	1.6328	<b>1.3825</b>
$X'_q$ (p.u)	0.2267	0.1904	0.2413	0.2158	<b>0.2130</b>
$X''_d$ (p.u)	0.0368	0.0345	-	0.0343	<b>0.380</b>
$X''_q$ (p.u)	0.0208	0.0198	-	0.0209	<b>0.203</b>

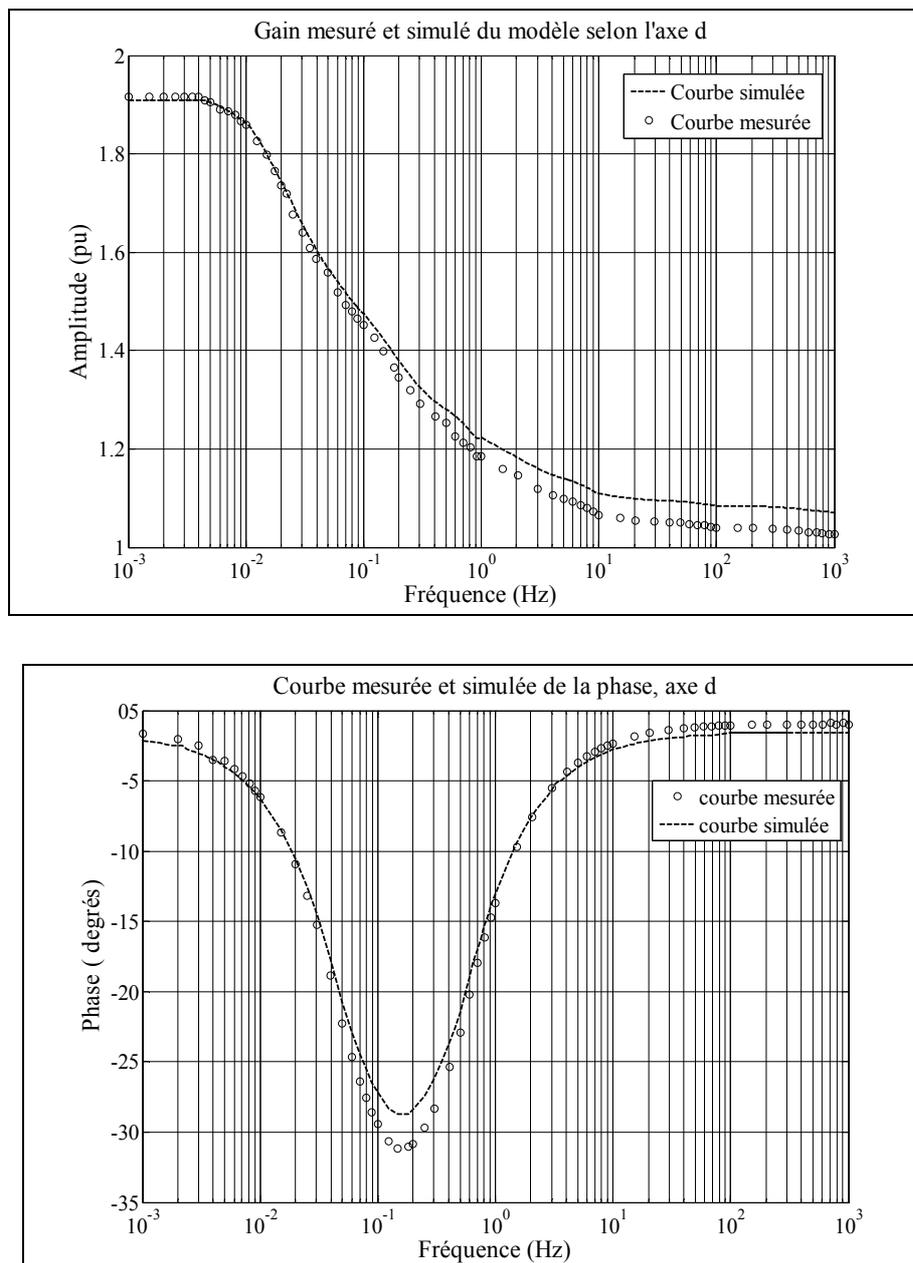
**Tableau V.1.**

Paramètres de la machine synchrone [M2] Identifiés par les différents tests

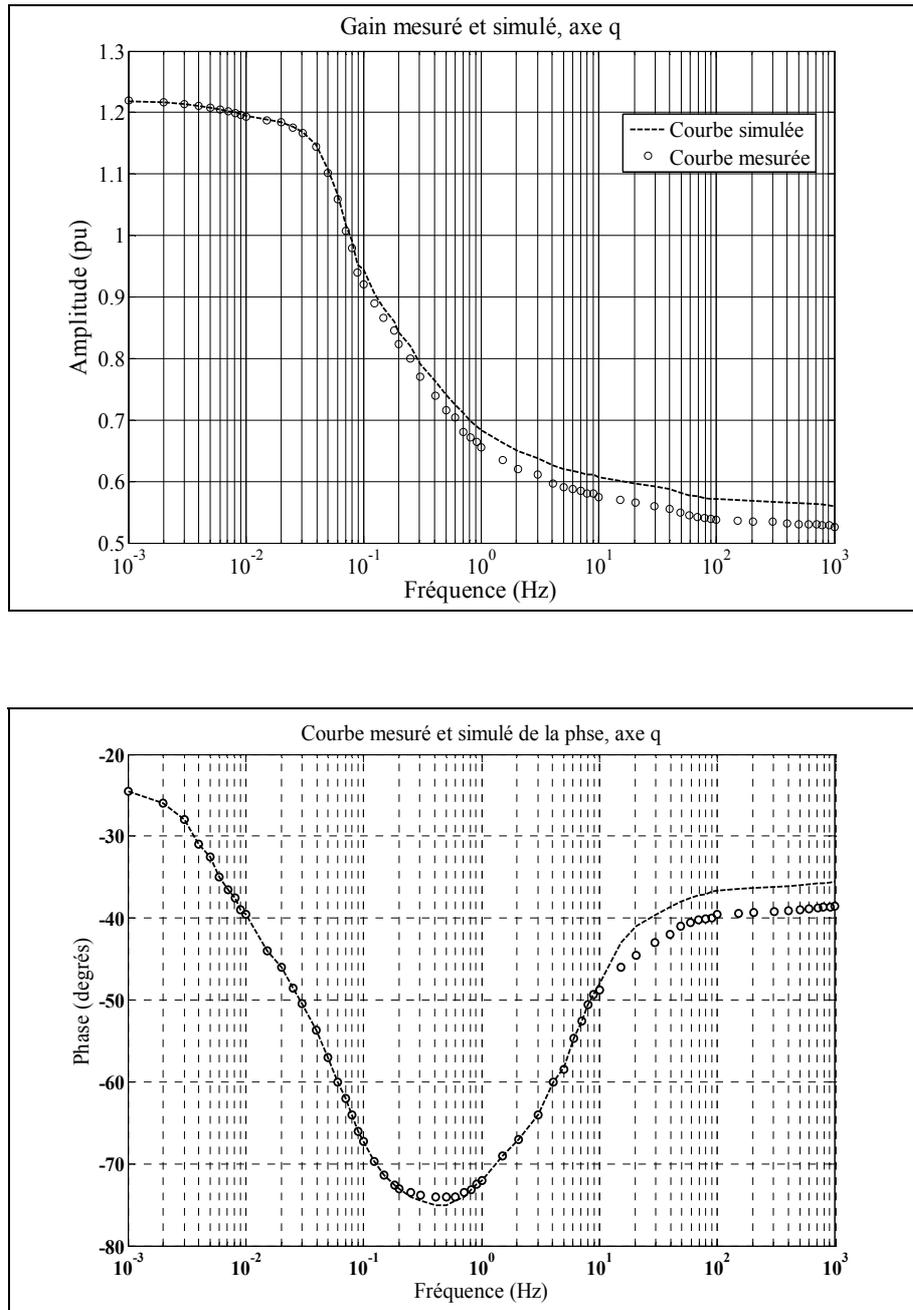
Nous remarquons que les tests de réponse en fréquences ont permis de déterminer les différents paramètres de la machine avec une très bonne précision, par contre, nous n'avons pas pu déterminer les paramètres de la roue polaire avec la précision voulue, certains auteurs expliquent cette situation par le fait que les constantes de temps de l'inducteur varient plus lentement que celle du stator, de ce fait l'influence des paramètres de ce dernier masquent en partie l'influence des paramètres du rotor.

### V.5.6. Validation du modèle

Une fois les paramètres de la machine identifiés, nous avons simulé le modèle choisi en utilisant les paramètres identifiés par les tests SSFR. Les figures ci-dessous montrent bien la concordance des courbes mesurées et simulées d'où la précision des paramètres identifiés par cette technique.



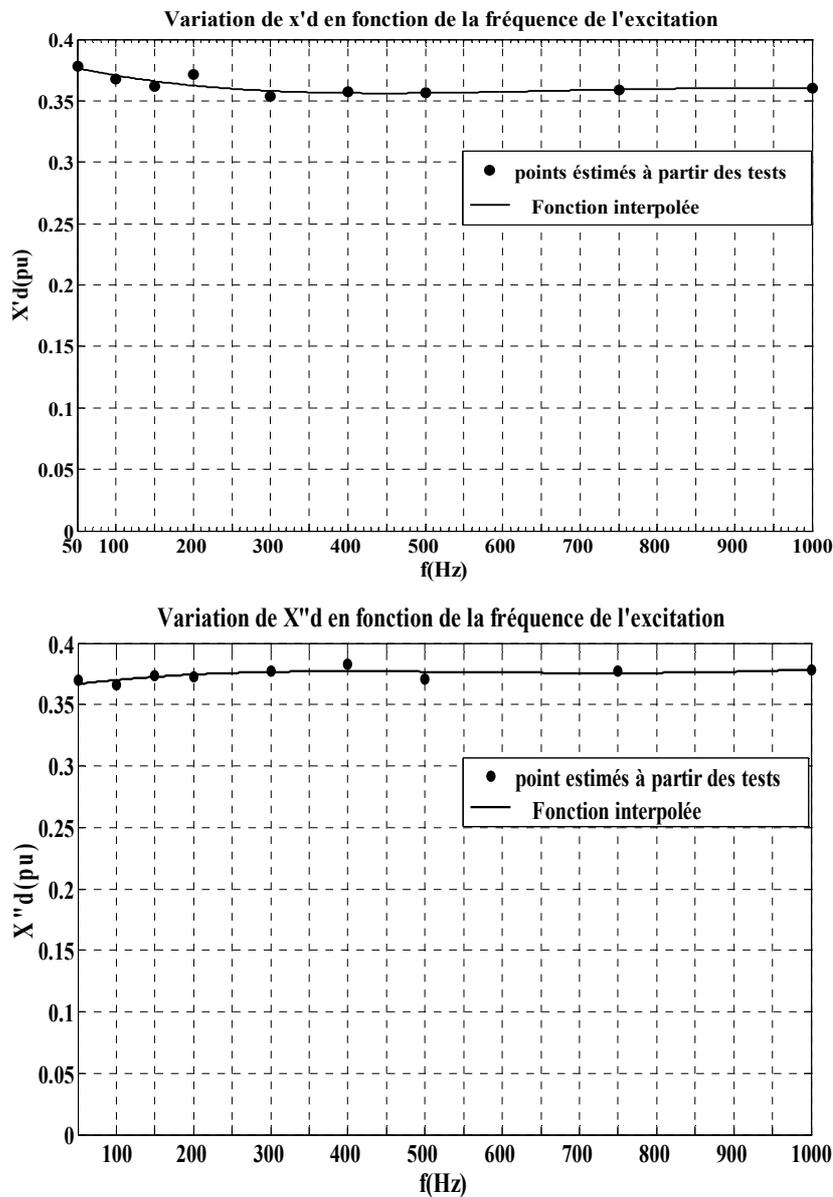
**Figure V.4.** Courbes mesurées et simulées des impédances opérationnelles, selon l'axe d



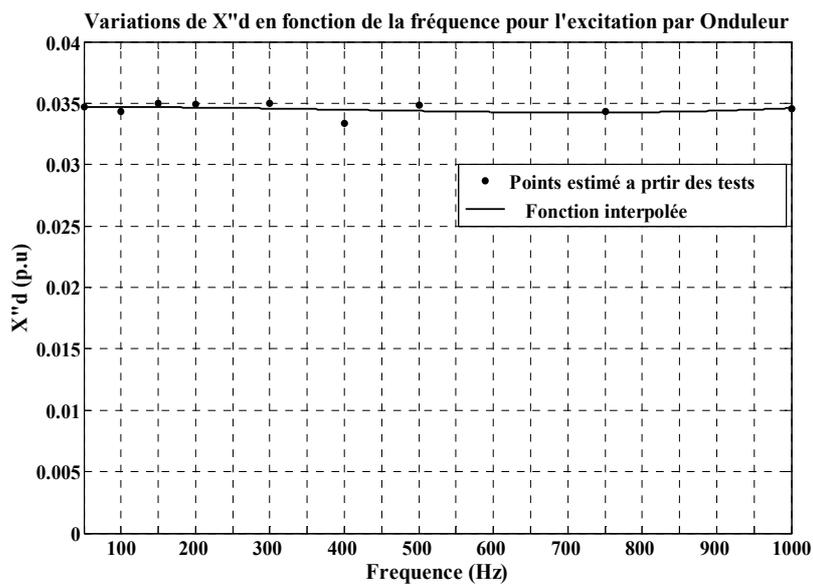
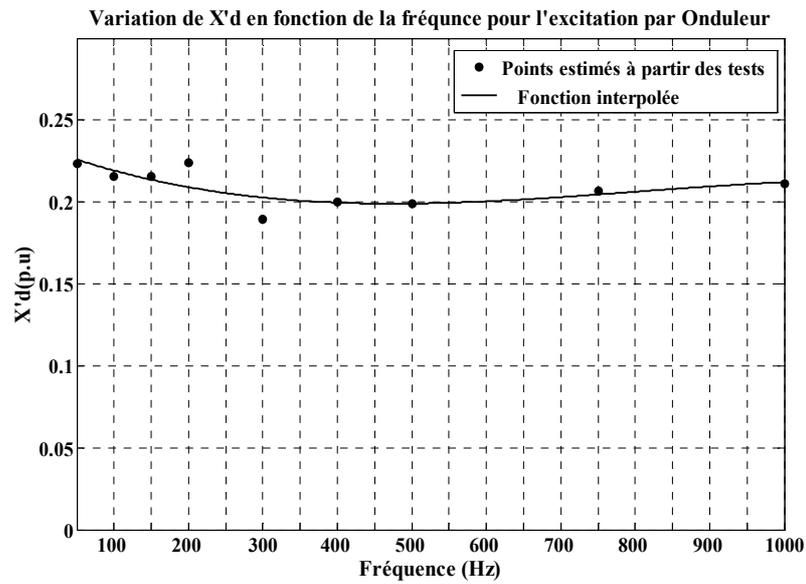
**Figure V.5.** Courbes mesurées et simulées des impédances opérationnelles, selon l'axe q

### V.6. INFLUENCE DE LA FREQUENCE DE L'EXCITATION SUR LES PARAMETRES

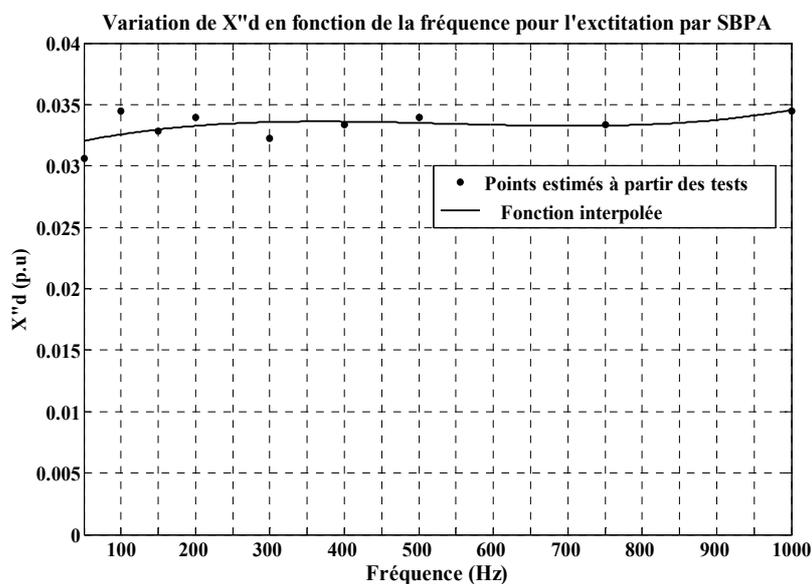
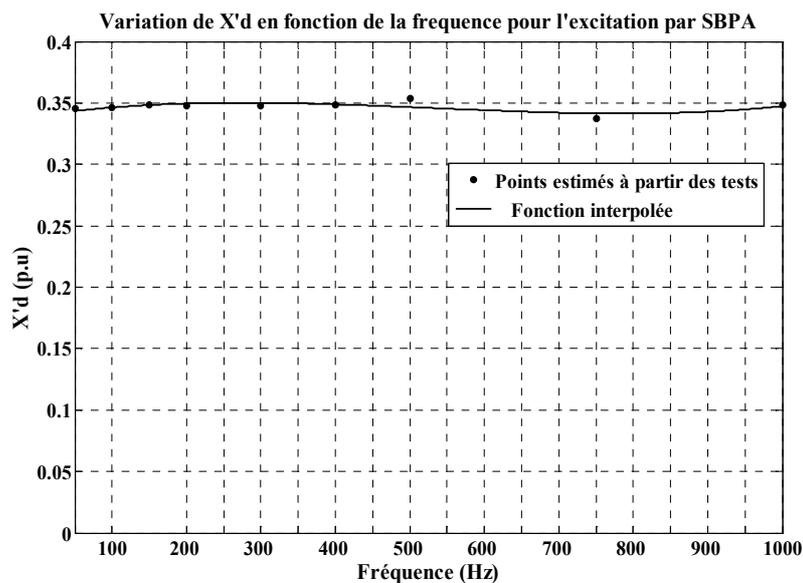
Nous avons aussi abordé dans ce travail l'influence de la fréquence des signaux d'excitation sur les paramètres identifiés. Pour cela nous avons alimenté notre machine [M2] avec les différents signaux présentés précédemment et pour chaque test nous avons fait varier la fréquence des signaux de 50Hz à 1000 Hz, les résultats d'identification de la machine, en utilisant toujours la méthode décrite au chapitre IV, sont présentés sur les figures V.6 à V.8. Il est évident que par manque d'espace, nous n'avons représenté que les variations de deux paramètres seulement, à savoir  $X'_d$  et  $X''_d$ .



**Figs V.6.** Courbes représentant les variations des réactances  $X'_d$  et  $X''_d$  en fonction de la fréquence f (Excitation par Hacheur)



*Figs V.7.* Courbes représentant les variations des réactances  $X'_d$  et  $X''_d$  en fonction de la fréquence  $f$  (Excitation par onduleur)



**Figs V.8.** Courbes représentant les variations des réactances  $X'_d$  et  $X''_d$  en fonction de la fréquence  $f$  (Excitation par SBPA)

. Il ressort de cette étude que les paramètres varient légèrement avec la fréquence. A titre d'exemple nous avons représenté, ci-dessus, les variations de  $X'_d$  et  $X''_d$  pour les excitations par hacheur à transistors, onduleur MLI, séquences binaires pseudo-aléatoires. Les courbes montrent bien de légères fluctuations en fonction de la fréquence, mais ces fluctuations ne suivent pas toujours les mêmes variations pour pouvoir conclure quant à l'influence de la fréquence de l'excitation sur les paramètres, néanmoins nous pouvons dire que le choix de la fréquence d'excitation reste délicat pour une bonne identification de la machine.

## CONCLUSION

La nécessité de développer des modèles de comportement dynamique des machines électriques alternatives sur une bande passante étendue, pouvant suivant le cas aller jusqu'à plusieurs kHz est incontournable aussi bien dans le domaine des réseaux de transport que dans celui des machines à commutation électronique. Nous avons montré dans cette partie que les modèles, les essais et les méthodes d'identification dans le domaine fréquentiel sont très adaptés pour une identification rapide et précise de la machine synchrone, nous savons que le standard des essais fréquentiels existe déjà depuis plusieurs années mais sa révision continuelles introduit à chaque fois de nouvelles méthodes et de nouvelles techniques de calcul, c'est un axe de recherche qu'il faudra poursuivre et développer surtout lorsqu'on cherche une identification sur une gamme de fréquence étendue.

La structure de plus en plus complexe des schémas équivalents des machines a nécessité des outils d'identification des paramètres adaptés. Une méthodologie basée sur des mesures de réponse fréquentielle de la machine à l'arrêt (StandStill Frequency Response ou SSFR) a ainsi été développée. Afin de valider cette méthode, un banc expérimental a été conçu pour effectuer les tests SSFR sur une machine synchrone de puissance 1.5 kVA, Les résultats des tests SSFR effectués sur cette machine a conduit à des modèles fréquentiels coïncidant de façon très satisfaisante avec les mesures expérimentales. De plus, la comparaison des paramètres identifiés par rapport à ceux réalisés dans le domaine temporelle à l'arrêt confirme la bonne précision des paramètres identifiés.

# CONCLUSION GENERALE

---

---

## Conclusion générale

---

---

Le travail présenté dans cette thèse est une contribution à l'identification hors-ligne des paramètres des machines synchrones. Cette contribution a permis d'envisager d'alimenter la machine sous diverses excitations et à diverses fréquences en vue de son identification, de plus la méthode d'identification présentée, par son caractère général, peut être adaptée à d'autres types de machines et pour d'autres types d'excitations.

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. C'est cette stratégie qu'on a adopté tout le long de cette thèse.

La méthode du modèle de référence qui a été utilisée consiste à effectuer une simulation du comportement du processus à l'aide du modèle à identifier excité par les mêmes signaux que le dispositif réel. La comparaison des signaux de sortie du modèle avec les relevés expérimentaux à l'aide d'un critère quadratique est utilisée pour faire évoluer les paramètres jusqu'à obtenir la meilleur concordance des résultats. Pour ce faire la technique d'identification retenue est la méthode de Levenberg-Marquardt reconnue pour ses qualités de convergence significatives. De plus, cette méthode présente l'intérêt de donner une estimation directe des paramètres structuraux du modèle, permettant ainsi la reconstruction des paramètres physiques. Nous avons pu grâce à cet algorithme identifier les paramètres de notre machine en utilisant divers signaux d'excitation, les résultats obtenus permettent de conclure sur les bonnes performances de la technique et de l'algorithme utilisés.

La présentation de l'algorithme d'identification établi et l'étude de ses performances et de ses limites ont largement été abordées dans ce travail, l'algorithme d'optimisation utilisé s'est avéré très efficace pour l'identification paramétrique de la machine.

Tout au long de ce travail, nous avons présenté les résultats de l'exploitation de plusieurs tests de détermination des paramètres de la machine synchrone. Ces résultats ont permis de constater une bonne concordance entre les paramètres obtenus par les diverses méthodes utilisées. Ainsi les divers paramètres calculés par les tests classiques confirmés par les normes correspondent de façon assez précise avec ceux obtenus par la méthode du modèle de référence, malgré des conditions d'essais très différentes.

L'alimentation de la machine avec un hacheur ou par des SBPA, nous a permis de déterminer tous les paramètres du modèle de Park. Le traitement des signaux délivrés par ces alimentations nécessite cependant des moyens assez sophistiqués pour mesurer et enregistrer les divers signaux d'entrée-sortie; cependant, avec ces techniques, la précision, la rapidité d'acquisition et la fiabilité des mesures sont améliorées de façon significative. De plus, par rapport aux méthodes classiques habituelles, nous notons que la technique d'identification utilisée permet de déterminer tous les paramètres du schéma équivalent. Nous n'avons pas de contrainte que ce soit sur l'ordre du modèle ou sur les équations qui régissent ce dernier ; en effet, les mesures effectuées sont directement traitées par ordinateur, il suffira donc de choisir la méthode de programmation adéquate qui permet de donner les meilleurs paramètres du modèle.

En ce qui concerne les tests statiques, ceux-ci 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, explique l'intérêt sans cesse croissant que connaissent ces tests et l'importance que ces méthodes acquièrent par rapport aux tests classiques.

Il faut aussi signaler que le concepteur d'algorithmes d'identification n'est en aucun cas maître des conditions de fonctionnement du système. En conséquence, les méthodes d'identification sélectionnées devront d'une part s'accompagner de la définition d'un domaine de validité au sein duquel leur fonctionnement sera considéré comme correct. D'autre part, les signaux d'entrées/sorties utilisés pour identifier le modèle électrique sont toujours entachés de bruit qu'il est quasiment impossible d'éliminer.

Nous n'omettrons pas de signaler enfin qu'il reste beaucoup à faire dans le domaine de l'identification paramétrique des machines électriques car les commandes actuelles, de plus en plus sophistiquées, exigent des déterminations de paramètres de plus en plus précises pour l'obtention de la robustesse de la commande et la conservation de la stabilité de l'ensemble du système lors des divers régimes de fonctionnement.

Comme perspectives, il serait intéressant d'orienter ces travaux vers les possibilités de mettre au point des modèles prenant en compte la saturation en plus de leurs performances sur une bande passante étendue et d'évaluer concrètement l'influence de la fréquence sur les paramètres de la machine en réalisant un travail approfondi sur l'effet de la fréquence du signal d'excitation sur les paramètres identifiés. De plus une identification en ligne des machines s'impose actuellement comme alternative à l'identification hors ligne surtout pour l'auto-calibrage des paramètres des variateurs de vitesse, par exemple.

# BIBLIOGRAPHIE

---



---

## Bibliographie

---



---

- [1] I. M. Canay “Determination of the Model Parameters of Machines from the Reactance Operators  $x_d(p)$ ,  $x_q(p)$  ( Evaluation of SSFR)” IEEE Trans on E. C., Vol. 8, N°.2, pp. 272-279, june 1993.
- [2] Kamwa I., Viarouge P. and EJ Dickinson “Experimental modelling of a synchronous machine-chopper system standstill normal operating records”. IMACS-TC1, vol.1, pp. 247-253, Nancy, 1990.
- [3] Guesbaoui H., C. Iung and Touhami O.” Towards a real time Parameter identification methodology for electrical machines.” IEEE-PES/KTH Stockholm Power Tech. Conf., pp.91-96, 1995.
- [4] IEEE Task force on definition (PL Dandeno Chairman), ”Current usage and suggested practices in power stability simulations for synchronous machines” IEEE Trans. On E.C, vol.EC-1, n°1, pp.77-93, 1986.
- [5] O. Touhami. “ Contribution à l’identification paramétrique des machines électriques”. Thèse de doctorat d’état ès-Sciences, E.N.P, Mai 1994.
- [6] I. M. Canay. « Modelling of alternating-current machines having multiple rotor circuits” IEEE Trans on E.C., Vol. 8, N°.2, june 1993.
- [7] Taghezout D. “Modélisation et Détermination Numérique de Paramètres des Machines Synchrones de type Classique et Commutable”. Thèse de doctorat ès-science Techniques EPLF Lausanne, 1983.
- [8] **Hasni M.**, Touhami O., Ibtouen R., and Fadel M. “ Modélisation et Identification Des machines Synchrones ” 4<sup>th</sup> International Conference on Electrical Engineering Batna 07 - 08 November 2006.
- [9] Touhami O, **Hasni M.**, Ibtouen R., Guesbaoui H. “ Estimation of synchronous machine operational impedances from time – domain standstill tests’”; International Federation of Automatic Control ISBN 973-31-1110-4 Editura Tehnica Code 71341, Copyright © IFAC 1997.
- [10] Doherty, R. E. “A Simplified method of analysing Short-Circuit Problems”. AIEE, Trans, Vol. 42, pp.841-868, 1920
- [11] P. C. Krause “Méthode of multiple Reference frames Applied to th Analysis of Symmetrical induction Machinery” IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, Vol. 87, pp. 218-227, 1968
- [12] I. M. Canay. ”Physical Significance of Sub-subtransient Quantities in Dynamic Behaviour of Synchronous Machines”. IEE Proc., Vol. 135, N°.6, pp.334-342, 1988.
- [13] Y. Yu, H. A. Moussa.”Experimental Determination of exact equivalent Circuit parameters of Synchronous Machines” IEEE Trans on PAS-90, pp.2555-2560, 1971.

- [14] Y. Takeda, B. Adkins."determination of Synchronous Machine Parameters allowing for unequal inductances" Proc. IEE, Vol.121(12), pp.1385-1392, 1974.
- [15] G. Shackshaft. "New approach for the determination of synchronous Machine Parameters from tests". Proc IEE Vol. 121(11), pp. 385-392, 1974.
- [16] W. B. Jackson, R. L. Winschester. "Direct and quadrature-axis Equivalent Circuits For Solid-Rotor Turbine generators". IEEE Trans on PAS, PAS-88, pp.1121-1136, 1969.
- [17] I. Kamwa."Contribution à la modélisation des machines synchrones et à leur identification optimale par des techniques de traitement de signal" Thèse de Doctorat, Université Laval, Québec, 1988.
- [18] IEC.34-4. Standard on rotating electrical machines: Part 4: Methods for determining synchronous machine quantities from tests. IEC Publication 24-4, 1985.
- [19] ANSI-IEEE Std.115. Test procedures for synchronous machines, Part.I-Acceptance and performance testing. Part.II-Test procedures and parameter determination for dynamic analysis. Approved, Dec.1995
- [20] S. D. Umans, S. A. Mallick, G. L. Wilson. "Modelling of solid rotor Turbogenerators". IEEE Trans on PAS, PAS-97, pp.269-291, 1978.
- [21] I. M. Canay. "Modelling of Alternating-Current Machines having Multiple Rotor Circuits" IEEE Trans on E. C., pp.280-296, 1993.
- [22] M. Namba, J. Hsodo, S. Doi et M. Udo. « Development for Measurement of Operating Parameters of Synchronous generator and Control Systems » IEEE Trans on Power App. And Syst., Vol PAS-100, N°.2, pp.618-628, 1981.
- [23] T. Sugiyama, T. Nishiwaki, S. Takeda et S. Abe. « Measurement of Synchronous Machine Parameters under Operating conditions » IEEE Trans on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-101, N°.4, pp. 895-904, April 1982.
- [24] H. Tsai, A. Keyhani, J. Demcko et R. G. Farmer. « On-line Synchronous Machines Parameter estimation from Small disturbance operating Data » IEEE Trans on Power delivery, Vol.10, N°.1, pp.25-35, 1995.
- [25] I. Kamwa, P. Viarouge et R. Mahfoudi. « Phenomenological models of large Synchronous Machines from Short-circuit Tests during commissioning-A Classical/Modern Approach, IEEE 93 WM 024-0 E.C., pp1-9, 1993.
- [26] F. P. De Mello et J. R. Ribeiro."Derivation of synchronous machine parameters from tests » IEEE TRANS ON Power Appartus and Systems".Vol. PAS-96, N°.4, pp1211-1218, 1977.
- [27] EPRI. "Confirmation of test Methods for Synchronous machine Dynamic Performance Models, EPRI Report, August, 1988.

- [28] I. M. Canay "Determination of the Model Parameters of Machines from the Reactance Operators  $x_d(p)$ ,  $x_q(p)$  ( Evaluation of SSFR)" IEEE Trans on E. C., Vol. 8, N°2, pp. 272-279, June 1993.
- [29] I. Kamwa, P. Viarouge, H. Le-Huy, J. Dickinson "Three-transfer-function approach building phenomenological models of synchronous machines" IEE, Proc-gener. Vol. 141, N°2, pp.89-98, March 1994.
- [30] M. Crappe, M. Delhay, L. Soenen, F. Van de meulebroeck. « Modèles des machines synchrones et de leurs organes de commande. Où en sommes nous ? ». Cycles de conférences SRBE, pp. 1-34, 1980.
- [31] Nele Dedene, Rik Pintelon and Philippe Lataire. "Estimation of a global synchronous machine model using a multiple input multiple output estimators". IEEE Trans. On E.C, vol.18, n°1, pp.11-16, Feb.2003.
- [32] R. Wamkeue, I. Kamwa et X. Dai-Do. « Numerical Modelling and simulation of Unsymmetrical Transients on Synchronous Machines with Neural Included ». Electrical Machines and Power Systems, Vol. 26, N°1, January 1988, pp.93-107, 1998.
- [33] I. M. Canay. "Determination of Synchronous Machine Model Parameters from the Characteristic quantities Applicable also sub-transient data". Elec. Mach. & Power systems, pp. 33-39, 1984.
- [34] G. T Heydt, Elias Kyriakides. "Identification and Tracking of Parameters for a Large Synchronous Generator". Final Project Report, PSERC Publication 02-18, pp. 1- 19, 2002.
- [35] I. Kamwa, M. Farzaneh."Data Translation and Order Reduction for Turbine-Generator Models Used in Network Studies" IEEE Trans on E.C., Vol.12, N°2, June 1997.
- [36] E. Kyriakides, G. T. Heydt. "An Observer for the Estimation of Synchronous Generator damper currents for Use in Parameter Identification" IEEE Trans on E. C., Vol.18, N°1, March 2003.
- [37] P. Viarouge, I. Kamwa, A. s. Tahan, M. Ferfera, H. Le-Huy."Modélisation par circuits équivalents généralisés et identification des machines électriques sur un domaine de fréquence étendue". CCECE/CCGEI, IEEE, pp. 1091-1095, 1995.
- [38] S. I. Nabeta. "Finite Element Analysis of the Skin-Effect in Damper Bars of a Synchronous Machine" IEEE Trans on Mag., Vol. 33, N°2, March 1997.
- [39] J. Verbeeck, R. Pintelon, P. Lataire, "Identification of synchronous machine parameters using a multiple input output approach", IEEE Trans on E.C, Vol 14, N° 4, pp 909-916, December 1999.
- [40] P. Krause. « Analysis of electric machinery ». Mc Graw-hill Book Company, 1986.

- [41] M. Kostenko L. Piotrovski. "Machines électriques, tome 2". Edition Mir, Moscou.
- [42] C. Concordia. "Synchronous machines theory and performances". John Willey and sons, 1951.
- [43] B. Adkins and R. G. Harley "The general theory of alternating current machines ". Chapman and Hall, London 1975.
- [44] David-P. Molenaar and O. H. Bosgra M. J. Hoeijmakers "Time-Domain Identification of Synchronous Generator Transfer Functions" Journal of Solar Energy Engineering, Volume 124, Issue 4, pp. 419-426, Nov. 2002.
- [45] M. Najim. « Modélisation et identification en traitement du signal ». Edition Masson 1988.
- [46] J. Chatelain. « Machines Electriques », Georgi, Suisse, 1985.
- [47] P. C. Krause, O. Wasynczuk and S.D.Sudhoff. "Analysis of Electric Machinery". IEEE Press, New York, 1995.
- [48] P. Barret. " Régimes Transitoires des Machines Tournantes électriques », Eyrolles, Paris, 1987.
- [49] J. Lesenne, F. Notelet, G. Segulier. "Introduction à l'électrotechnique approfondie" Lavoisier Technique & Documentation., Paris, 1981.
- [50] I. Boldea, S. A. Nasar "Electric Machine Dynamics, Mac Millan Publishing company, New york, 1986.
- [51] P. Kundur. "Equivalent Circuit of Electric Machinery" McGraw-Hill, 1994.
- [52] A. Keyhani, S. Hao, R. P. Shul, "Maximum Likelihood of Generator Stability Constants Using SSFR Test Data" IEEE Trans on E.C, Vol. 6, N°. 1, pp. 140-154, March 1991.
- [53] **M. Hasni**, O. Touhami, R. Ibtouen, M. Fadel, S. Caux. " Synchronous Parameter identification by Various Excitation signals. " Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik), Springer-Verlag, DOI: 10.1007/s0012002-007-0069-z, May 2007.
- [54] M. Crape. « Le comportement dynamique des alternateurs de grandes puissances » AIMS, bulletin mensuel, pp. 10-15, Octobre 1987.
- [55] J.L. Cotny, J. Lesenne, G. Segulier. "Transmittance générale de la machine synchrone, conséquences des simplifications usuelles". Proc IEE Vol. 118, N°10, pp.236-244, October 1971.
- [56] H.Bora Karayaka, A.Keyhani, B. I Agrawal, D. A Selin and G T Heydt, "Identification of armature, field, and saturated parameters of large steam turbine-generator from operating data". IEEE Trans on E.C, Vol 15, N°2, pp. 181 187, June 2000.
- [57] H. Guesbaoui." Contribution à la mise sous forme standard des systèmes à multi-échelles de temps. Application à la modélisation des machines à courant alternatifs » Thèse de Doctorat ès-Sciences, INPL, Nancy 1992.

- [58] T. Caussat. "Pilotage Vectoriel Autonome d'une Machine Asynchrone alimentée par Convertisseur Statique" Thèse de Doctorat, INP Toulouse, 1995.
- [59] T. Kamabu and J.C. Maun. "Synchronous and dynamic parameters of large Turbine generator by the finit-element method" ICEM Munich, pp.689-696, 1986.
- [60] 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, pp 695-702, March/April 1980.
- [61] O. Touhami, H. Guesbaoui, C. Iung. "Parameter identification of electrical machines". International journal of power and energy systems Vol 14, N°1, pp. 22-26, 1994.
- [62] O. Touhami, H. Guesbaoui, C. Iung. "Vers une méthodologie d'identification des machines électriques ». AGI'94, AFCET-SEE, pp.1-5, Poitier, 1994.
- [63] D. W Marquardt "An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters. Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics , 1983.
- [64] Kamwa I., Viarouge P. and E.J. Dickinson "Experimental modelling of a synchronous machine-chopper system standstill normal operating records". IMACS-TC1, vol.1, pp.247-253, Nancy, 1990.
- [65] R. Boite et H. Leich. « Les filtres numériques ». Coll. Tch. et Sciences des Telecom., Edition Masson, 1990.
- [66] M. Rader and B. Gold. "Effect of Parameters Quantization on the poles of a digital filters". Proc of the IEEE, May 1967.
- [67] P. R. Belanger. "Comments on a learning Methods for System Identification". IEEE Trans. on Aut. Control, Vol.AC-13, pp.104-106, 1970.
- [68] R. Wamkeue, I. Kamwa, X. Dai-Do." Current-controlled modelling of synchronous Machines with Application to Stator and rotor Decrement Test analysis". ELECTRIMACS'96. Sept. 17-19, Saint-Nazair, France, Proc. Vol. 1/3, pp.169-176, 1996.
- [69] V. Z. Groza. "Experimental determination of Synchronous Machine reactances from DC Decay at Standstill". IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. 52, N°1, pp.518-523, February 2003.
- [70] V.Graza, M.Biriescu, Gh.Liuba, V.Cretu, "Experimental determination of synchronous machines reactances from DC decay at standstill" IEEE Instrumentation and measurement technology conference, Budapest, Hungary, pp. 1954-1957, May 2001
- [71] L. Vicol, M. Tu Xuan, R. Wetter, J.-J. Simond, I. A. Viorel "On the Identification of the Synchronous Machine Parameters Using Standstill DC Decay Test." ICEM, Chania, Crete Island, Greece, 2006.

- [72] L. X. Le, W. J. Wilson. « Synchronous Machine Parameter Identification : A Time Domain Approach » IEEE Trans on E.C, Vol. 3, N°2, june 1988
- [73] E C Bortoni, J A Jardini “A standstill frequency response method for large salient pole synchronous machines”. IEEE Trans on E.C, Vol 19, N°4, pp 687-691, December 2004.
- [74] S. Henschel and H. W Dommel “Noniterative synchronous machine parameter identification from frequency response tests“ IEEE Trans Power Syst., vol. 14, pp. 553-560, May 1999.
- [75] P. L. Dandeno, H. C. Karmaker. “Experience with Standstill Frequency Response (SSFR) Testing and Analysis of Salient Pole Synchronous Machines” IEEE Trans on E. C., Vol. 14, N°. 4, December 1999.
- [76] H. Guesbaoui, C. Iung. « Reduced Models and Characteristic Parameters of the Synchronous Machine Obtained by a Multi-time Scale Simplification”. IEEE, Trans on PAS. pp.262-271, 1994.
- [77] **M. Hasni**, O Touhami, R Ibtouen, M. Fadel. “Modelling and Identification of A Synchronous Machine by Using Singular Perturbations.” International Review of Electrical Engineering (IREE), Vol.1 N°3, pp 418-425, jul- Aug 2006, ISSN:1827-6660.
- [78] “IEEE Standard Procedures for Obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Frequency Response Testing (Supplement to ANSI/IEEE Std 115-1983)” IEEE Std 115A-1987
- [79] M. HASNI. “ Identification paramétrique et structurale d’une machine synchrone” Thèse de magister, E.N.P ,1996.
- [80] Tumageanian A., A. Keyhani « Identification of synchronous machine linear parameters from standstill step voltage input data »IEEE Trans on E.C, Vol 10 N°2, pp. 232-239, June 1995.
- [81] P. V. Kokotovic, R. A. Cruz. “An approximation theorem for linear optimal regulator”. Journal of Mathematic, Analysis and Application, Vol 27 n°2, pp. 249-252, Aug 1969.
- [82] P. V. Kokotovic, R. A. Yakel. “Singular perturbation of linear regularors: Basic theorems”. IEEE Trans on Atomic Control, Vol AC-17 n°1, pp. 29-37, Feb 1972.
- [83] X. Xu, R. M. Mathur, J. Jiang, G. J. Rogers, P. Kandur. « Modeling effects of system frequency variations in induction motor dynamics using singular perturbations ». IEEE Trans on Power Systems, Vol 15 n°2, pp.764-770, May 2000.
- [84] O. Touhami, A. E. K. Mezouar, R. Ibtouen, S. Mektoub. « Dynamics separation of induction machine models using Gerschgorin’s circles and singular perturbation” IEEE 1<sup>st</sup> International Conference on Electrical and Electronics Engineering, pp. 549-556, 2004.

- 
- [85] X. Xu, R. M. Mathur, J. Jiang, G. J. Rogers, P. Kundur “ Modeling of generators and their controls in power systems simulations using singular perturbation”. IEEE trans on Power Systems, Vol 13 n°1, pp. 109-114, Feb 1998.
- [86] A. Amjadi, S. E. Khadem, H. Khaloozadeh. “Position and velocity Control of a flexible joint robot manipulator via a fuzzy controller based on singular perturbation analysis”. IEEE International Fuzzy Systems Conference, pp. 348-351, 2001.
- [87] I. A. Gondal. “On the application of singular perturbation Technics to Nuclear engineering control problems”. IEEE Trans on Nuclear Science, Vol 35 n°5, pp.1080-1085, Oct 1988.
- [88] J. I. Lee, I. J. Ha. “Autopilot design for highly maneuvering sTT missiles via singular perturbation-lke Technique”. IEEE Trans on Control Systems Technology, Vol.7 n°5, pp. 527-541, Sept 1999.
- [89] Delphine RIU. « Modélisation des courants induits dans les machines électriques par des systèmes d'ordre un demi ». Thèse de doctorat, LEG Grenoble, 2001.
- [90] **M. Hasni**, O. Touhami, R. Ibtouen, M. Fadel, S. Caux. “ Synchronous Machine Parameter Identification in Frequency and Time Domain” Serbian Journal of Electrical engineering (SJEE), Vol. 4, No.1, May 2007