



République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université des Frères Mentouri de Constantine  
Faculté des Sciences de la Technologie  
Département d'Electrotechnique

N° de série : .....

N° d'ordre : .....

## **Thèse**

Pour l'Obtention du diplôme de

**DOCTORAT 3<sup>ème</sup> CYCLE**

Spécialité: ELECTROTECHNIQUE

Option : Gestion & Transformation de l'Energie Electrique

Présentée par :

**LARAKEB Maria**

Master en Electrotechnique

## **Thème**

---

# **Identification Paramétrique d'un Générateur Synchrone et Filtrage en Mode Perturbé**

---

Soutenue le, 28 /06 /2018 à 10h00

Devant le Jury :

<i>Président :</i>	Djallel Kerdoun	Professeur	Université Frères Mentouri Constantine
<i>Encadreur :</i>	Ammar Bentounsi	Professeur	Ecole Nat. Polytechnique Constantine
<i>Examineur 1 :</i>	Fauzi Soltani	Professeur	Université Frères Mentouri Constantine
<i>Examineur 2 :</i>	Said Drid	Professeur	Université de Batna
<i>Examineur 3 :</i>	Boubakeur Azoui	Professeur	Université de Batna
<i>Membre invité :</i>	Hind Djeghloud	MCB	Université Frères Mentouri Constantine

# Remerciements

*La thèse de doctorat représente un travail qui s'inscrit dans le temps, au sein d'une équipe de recherche où des liens se tissent. De nombreuses personnes se retrouvent ainsi mêlées de près ou de loin pour sa concrétisation, entre le doctorant et son doctorat. Ce sont ces personnes qui m'ont permis de faire aboutir aujourd'hui ma thèse que j'aimerais mettre en avant dans mes remerciements.*

*Je commencerai par remercier très chaleureusement mon directeur de thèse le Professeur **Ammar Bentounsi** de l'Ecole Nationale Polytechnique de Constantine pour son soutien continu ainsi que la Docteure **Hind Djeghloud** de l'Université des Frères Mentouri Constantine 1 qui m'a suivie tout au long de cette thèse.*

*Mes sincères remerciements aussi à Messieurs les membres du jury de soutenance : **Djallel Kerdoun**, Prof. au dept. d'électrotechnique de l'UMC, qui nous a fait l'honneur de présider notre jury ; **Faouzi Soltani**, Prof. au dept. d'électronique de l'UMC, qui n'a pas hésité à faire partie du jury ; **Said Drid** et **Azoui Boubakeur**, Profs. au dept. d'électrotechnique de l'Université Batna 2, qui ont aimablement accepté notre invitation pour évaluer nos travaux.*

*Ce travail n'aurait pas été possible sans l'appui du Laboratoire de Génie Electrique de Constantine (LGEC) qui m'a permis, grâce à une contribution de recherches et à un soutien logistique, de mener à terme ma thèse.*

*Sans oublier ma profonde gratitude envers tous mes enseignants.*

*Au terme de ce parcours, je remercie celles et ceux qui me sont chers. Leurs attentions et encouragements m'ont accompagnée tout au long de ces années. Je suis redevable à mes parents, à mon mari et à mes frères pour leur soutien moral et matériel et leur confiance indéfectible dans mes choix. J'ai une pensée toute particulière pour mon frère Mehdi dont sa mémoire ne pourra jamais être éteinte.*

*Enfin, un grand MERCI pour mes collègues et toutes personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ma thèse.*

## Liste des publications

L'ensemble de nos travaux de thèse de doctorat ont été valorisés par des communications dans des conférences internationales et une publication dans des revues indexées. Ces communications scientifiques sont listées ci-dessous :

1. M. Larakeb, A. Bentounsi, H. Djeghloud, "On-line Parameters Estimation of Low-Scale SPSG Using Discrete Kalman Filters", JES, 12-4 (2016):770-785. Indexed in SCOPUS and Web of Science (Thomson Reuters).  
<http://journal.esrgroups.org/jes/edition-2016.php>
2. M. Larakeb, A. Bentounsi, H. Djeghloud, and K. Rachid, "On-line Estimation of SPSGP Parameters using Discrete Kalman Filters", IEEE-EEEIC, Florence, June 7-10, 2016.  
<http://eeeic.eu/call/> <http://eeeic.eu/wp-content/uploads/2016/06/finalprogram3.pdf>
3. M. Larakeb, A. Bentounsi, and H. Djeghloud, "Biased Kalman Filter Applied for On- Line Estimation of SPSG Parameters", 5th ICSC, Cadi Ayyad University, Marrakech, May 25-27, 2016.  
[https://controls.papercept.net/conferences/conferences/ICSC16/program/ICSC16\\_ContentListWeb\\_1.html](https://controls.papercept.net/conferences/conferences/ICSC16/program/ICSC16_ContentListWeb_1.html)
4. A. Lebsir, R. Rebbah, M. Larakeb, H. Djeghloud and A. Bentounsi, "Modeling and Analysis of a Salient Poles Synchronous Machines using Finite-Elements Method", SPEEDAM'2014, June 18-20, 2014, Ischia, Italie.  
<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6871907>
5. H. Djeghloud, M. Larakeb, Y. Terriche, A. Bentounsi, and D. Kerdoun, "Lab. Implementation of a Hybrid Series Active Power Filter System Part II: Series Active Filter Designing", PEMC2014, Sept.21-24, 2014, Antalya, Turkey.  
[http://www.pemc2014.org/files/PEMC\\_program\\_booklet\\_16\\_09.pdf](http://www.pemc2014.org/files/PEMC_program_booklet_16_09.pdf)
6. H. Djeghloud, Y. Terriche, D. Kerdoun, M. Larakeb and A. Bentounsi, "Laboratory Implementation of a Hybrid Series Active Power Filter System Part I: Designing of Passive Components", 16th Int. Power Electronics and Motion Control Conf. And Exposition, PEMC2014, Sept. 21-24, 2014, Antalya, Turkey.  
[http://www.pemc2014.org/files/PEMC\\_program\\_booklet\\_16\\_09.pdf](http://www.pemc2014.org/files/PEMC_program_booklet_16_09.pdf)
7. H. Djeghloud, O. Guellout, M. Larakeb, O. Bouteldja, S. Boukebous and A. Bentounsi, "Practical Study of a Laboratory Undersized Grid-Connected PV System", Int. Conf. on Smart Grids and Technologies, ISGT2014, Kuala Lumpur, Malaysia, 20- 23 May 2014.  
[http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=6873863\\*](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=6873863*)
8. H. Djeghloud, A. Bentounsi, and M. Larakeb, "Real and Virtual Labs for Enhancing a SM course", 15th ICEMS'2012, October 21-24, 2012, Sapporo, Japan  
<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber...IS...>

*Liste des publications*

9. H. Djeghloud, M. Larakeb & A. Bentounsi, «Virtual laboratory of conventional electric machines», 7th International Interactive Mobile and Computer Aided Learning Conference IMCL 2012, Amman, Jordan, 6-8 November 2012.

# Table de Matières

<b>Remerciements .....</b>	<b>i</b>
<b>Liste des publications .....</b>	<b>ii</b>
<b>Table des matières .....</b>	<b>iii</b>
<b>Liste des figures .....</b>	<b>vii</b>
<b>Liste des tableaux .....</b>	<b>xii</b>
<b>Acronymes et abréviations .....</b>	<b>xiii</b>
<b>Introduction Générale .....</b>	<b>xiv</b>

## CHAPITRE I:

### *Etat de l'art sur l'estimation paramétrique des générateurs synchrones & Modèles d'identification*

<b>I.1 Introduction.....</b>	<b>01</b>
I.2 Différentes structures de générateurs synchrones.....	02
I.3 Etat de l'art sur les méthodes d'identification.....	05
I.4 Méthodes valides pour l'estimation paramétrique off-line.....	06
I.4.1 Essai faible glissement.....	06
I.4.2 Essai de court-circuit triphasé brusque.....	08
I.4.3 Essais de rejet de charge (load rejection tests).....	08
I.4.4 Essais de réponse en fréquence (frequency response tests) .....	09
I.4.5 Réponse en fréquence à l'arrêt (standstill frequency response) .....	09

I.5 Méthodes valides pour l'estimation paramétrique on-line.....	15
I.5.1 Réponse en fréquence en ligne (on-line frequency response).....	15
I.5.2 Utilisation de la réactance opératoire.....	16
I.5.3 Identification avec une charge active.....	17
I.5.4 Analyse de données modélisées (analysis of design data).....	17
I.5.5 Modèle d'identification et estimation des paramètres à partir des données d'exploitation.....	18
I.5.6 Utilisation de l'expansion des séries orthogonales.....	18
I.5.7 Black-box modélisation de générateur synchrone.....	18
I.5.8 Utilisation des séries Volterra.....	19
I.5.9 Utilisation du modèle Wiener-neural .....	19
I.5.10 Utilisation du filtre de Kalman.....	20
I.5.11 Autres méthodes.....	20
<b>I.6 Conclusion.....</b>	<b>21</b>

## CHAPITRE II:

### *Modélisation et identification paramétrique off-line de l'alternateur synchrone*

<b>II.1 Introduction.....</b>	<b>22</b>
II.2 Principe de fonctionnement des machines synchrones.....	23
II.2.1 Machine synchrone à pôles lisses.....	23
II.2.2 Machine synchrone à pôles saillants .....	24
II.3 Modèle mathématique de l'alternateur synchrone.....	25
II.3.1 Expression des inductances propres et mutuelles rotorique .....	26
II.3.2 Expression des Inductances propres et mutuelles statorique .....	27
II.3.3 Généralités sur la transformation triphasé / diphasé.....	28
II.3.3.1 Transformation de Clark .....	28

II.3.3.2	Transformation de Park .....	30
II.3.4	Equations générales des tensions et flux du générateur synchrone.....	30
II.4	Modèle de l'alternateur dans le repère diphasé 'odq' de Park.....	31
II.4.1	Transformation de Park appliquée aux flux de l'alternateur synchrone.....	31
II.4.2	Equations de tensions simplifiées de l'alternateur synchrone.....	34
II.4.3	Considération de l'équation du mouvement .....	36
II.5	Représentation d'état de la génératrice synchrone.....	37
II.6	Identifications paramétriques de la machine synchrone.....	39
II.6.1	Détermination des paramètres électriques.....	40
II.6.1.1	Résistances statorique et rotorique.....	40
II.6.1.2	Résistance relative aux pertes fer.....	40
II.6.1.3	Inductances de fuites statorique et rotorique.....	41
II.6.1.4	Réactances directe et en quadrature.....	42
II.6.1.5	Réactances de magnétisation des axes 'd et q'.....	44
II.6.1.6	Réactances transitoires et subtransitoire .....	44
II.6.1.7	Résistances et réactances des amortisseurs.....	47
II.6.2	Détermination des paramètres mécaniques utilisant la méthode du point matériel.	48
II.7	Grandeurs relatives (système PER UNIT).....	49
<b>II.8</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>50</b>

## CHAPITRE III:

### *Filtres de Kalman appliqués pour l'estimation paramétrique on-line de l'alternateur synchrone*

III.1	Introduction.....	51
III.2	Description du système considéré.....	52
III.3	Identification en temps continu.....	53
III.3 .1	Modèle d'état de la machine synchrone considéré .....	53

III.3.1.1	Modèle non linéaire de l'alternateur synchrone.....	53
III.3.1.2	Linéarisation utilisant la représentation d'état en temps continu.....	54
III.3.2	Introduction aux Filtres de Kalman et applications à l'estimation en temps réel....	55
III.3.2.1	Modélisation des bruits de mesure et d'état du système considéré.....	56
III.3.2.2	Application du Filtre de Kalman Traditionnelle (FKT).....	58
III.3.2.3	Application du Filtre de Kalman Etendu (EKF).....	58
III.3.2.4	Application du Filtre de Kalman Etendu Biaisé (FKEB).....	59
III.3.3	Méthodologie de l'estimation paramétrique.....	60
III.3.3.1	Paramètres estimés en régime permanent.....	60
III.3.3.2	Paramètres estimés en régime transitoire.....	61
III.3.4	Résultats de simulation sous environnement MATLAB/Simulink.....	62
III.4	Identification en temps discret.....	69
III.4.1	Modele d'état de la machine synchrone en temps discrets .....	69
III.4.2	Introduction aux Filtre Kalman et ses applications à l'estimation en temps discret	69
III.4.2.1	Application du Filtre de Kalman Traditionnel Discret (FKTD).....	70
III.4.2.2	Application du Filtre de Kalman Etendu Discret (FKED).....	71
III.5	Résultats de simulation.....	72
III .5.1	Résultats du FKTD et FKED.....	73
III .5.2	Résultats du FKEBD.....	78
III.5.3	Etude comparative entre le FKEBC et FKEBD.....	78
III.6	Conclusion.....	79

## CHAPITRE IV:

### *Application du filtre de Kalman discret à l'estimation On-line des paramètres d'un ASPS de faible puissance*

IV.1	Introduction.....	82
------	-------------------	----

IV.2 Rappel du système étudié ;	83
IV.3 Estimation en temps réel ( <i>on line</i> ).	85
IV.3.1 Linéarisation utilisant la représentation d'état en temps continu.	86
IV.3.2 Description du système et application des filtres de Kalman en temps discret.	87
IV.3.3 Introduction au principe du filtre de Kalman discret.	88
IV.3.3.1 Application du Filtre de Kalman Discret sous MATLAB/Simulink.	89
IV.3.3.2 Théorie et application du Filtre de Kalman discret Etendu.	90
IV.3.3.3 Application du Filtre de Kalman Etendu Biaisé (FKEB).	91
IV.4 Interprétation des résultats de simulation.	93
IV.5 Conclusions.	99

**Conclusion Générale.....**

**Bibliographie**

**Annexes**

## Liste Des Figures

<i>Fig.I.1.</i> Organigramme d'un système d'identification paramétrique.....	07
<i>Fig.I.2.</i> Configurations essais réalisés dans le domaine SSFR selon norme IEEE std 115.....	11
<i>Fig.I.3.</i> Structure de la procédure d'estimation.....	16
<hr/>	
<i>Fig.II.1.</i> Circuit équivalent par phase de la MS à pôles lisses.....	24
<i>Fig.II.2.</i> Diagramme vectoriel de fonctionnement en moteur et en générateur de la MS.....	24
<i>Fig.II.3.</i> Schéma descriptif des différents enroulements de la MSPS.....	25
<i>Fig.II.4.</i> Schéma équivalent du générateur synchrone avec un amortisseur sur chaque axe selon Park...32	
<i>Fig.II.5.</i> Photographie de la machine synchrone à pôles saillant considérée dans cette étude.....	39
<i>Fig.II.6.</i> Méthodes d'identification paramétrique off-line de la MSPS.....	40
<i>Fig.II.7.</i> Essai à vide pour la séparation des pertes fer et mécanique.....	41
<i>Fig.II.8.</i> Diagramme de Potier de la machine synchrone considérée.....	41
<i>Fig.II.9.</i> Courant induit de la MS obtenu par un essai à faible glissement.....	42
<i>Fig.II.10.</i> Photo réelle de la MS considérée.....	43
(a) l'induit.....	43
(b) l'inducteur.....	43
<i>Fig.II.11.</i> Courbe du court-circuit brusque de la MS.....	45
<i>Fig.II.12.</i> Courbes de détermination de la réactance transitoire $xq'$ :.....	47
(a) Décroissance du courant $i_{cc}$ et $f_1(t)$ .....	47
(b) Différence $i_{cc}(t)$ , $f_1(t)$ et $f_3(t)$ .....	47
<hr/>	

**Liste Des Figures**

<i>Fig.III.1.</i>	Description du système considéré.....	53
<i>Fig.III.2.</i>	(a) Fonction d'auto-corrélation, (b) Densité spectrale de puissance.....	57
<i>Fig.III.3.</i>	Schéma de principe du Filtre de Kalman Etendu.....	59
<i>Fig.III.4.</i>	Principe du Filtre de Kalman Baisé proposé.....	60
<i>Fig.III.5.</i>	Tension d'axes d-q avec et sans bruit (a) tension d'axe "d" (b) tension d'axe "q".....	63
<i>Fig.III.6.</i>	Tension d'axes d-q avec bruit [103] (a) tension d'axe "d" (b) tension d'axe "q".....	63
<i>Fig.III.7.</i>	Courant d'axes d-q avec et sans bruit (a) courant d'axe "d"(b) courant d'axe "q".....	64
<i>Fig.III.8.</i>	Courant d'axes d-q avec bruit [103] (a) courant d'axe "d" (b) courant d'axe "q".....	64
<i>Fig.III.9.</i>	Flux d'axes d-q délivrés par le FKT et FKE (a) flux axe-d (b) flux axe-q.....	65
<i>Fig.III.10.</i>	Estimation de $r_f$ , $L_{md}$ et $L_{mq}$ réalisée à partir du FKT et EKF (a) $r_f$ , (b) $L_{md}$ , (c) $L_{mq}$ ....	66
<i>Fig.III.11.</i>	Estimations de $l_{kd}$ et $l_{kq}$ effectuées à partir du FKT et de FKE. (a) $l_{kd}$ , (b) $l_{kq}$ .....	67
<i>Fig.III.12.</i>	MSE du Filtre de Kalman Etendu (FKE) biaisé et non-biaisé.....	68
<i>Fig.III.13.</i>	NMSE du Filtre de Kalman Etendu biaisé et non-biaisé.....	68
<b>Identification a temps discret</b>		
<i>Fig.III.14.</i>	Théorie du Filtre de Kalman discret :(a) algorithme FKDT ; (b) principe FKDT.....	71
<i>Fig.III.15.</i>	Diagramme de principe du FKDE.....	72
<i>Fig.III.16.</i>	Tension d'axes d-q avec et sans bruit (a) tension d'axe "d" (b) tension d'axe "q".....	74
<i>Fig.III.17.</i>	Courant d'axes d-q avec et sans bruit (a) courant d'axe "d"(b) courant d'axe "q".....	75
<i>Fig.III.18.</i>	Flux estimé d'axe "d" obtenus à partir de (a) FKTD (b) FKED.....	75
<i>Fig.III.19.</i>	Flux estimé d'axe "q" obtenus à partir de (a) FKTD (b) FKED.....	76
<i>Fig.III.20.</i>	Estimation de $r_f$ , $L_{md}$ et $L_{mq}$ réalisé a partir du FKTD et FKED (a) $r_f$ , (b) $L_{md}$ , (c) $L_{mq}$ ..	77
<i>Fig.III.21.</i>	Estimations de $l_{kd}$ et $l_{kq}$ effectués à partir du FKTD et de FKED. (a) $l_{kd}$ , (b) $l_{kq}$ .....	77
<i>Fig.III.22.</i>	MSE du Filtre de Kalman Etendu discret (FKED) biaisé et non-biaisé.....	78
<i>Fig.III.23.</i>	NMSE du Filtre de Kalman Etendu discret biaisé et non-biaisé.....	78

## Liste Des Figures

<i>Fig.IV.1.</i>	Méthodes d'identification paramétrique off-line de la MSPS.....	84
<i>Fig.IV.2.</i>	Description du système considéré.....	88
<i>Fig.IV.3.</i>	Schéma descriptif du principe d'application du Filtre de Kalman Discret.....	90
<i>Fig.IV.4.</i>	Application du FKDT sous MATLAB/Simulink.....	90
<i>Fig.IV.5.</i>	Représentation du principe Filtre de Kalman Discret Etendu : .....	91
	(a) théorie FKDE,.....	91
	(b) Application sous MATLAB/Simulink.....	91
<i>Fig.IV.6.</i>	Schéma d'application du FKDEB sous MATLAB/Simulink.....	93
<i>Fig.IV.7.</i>	Tensions d'axes d-q avec et sans bruit.....	95
<i>Fig.IV.8.</i>	Courants d'axes d-q avec et sans bruit.....	95
<i>Fig.IV.9.</i>	Flux estimés d'axe "d" obtenus à partir de (a) FKED et (b) FKD.....	96
<i>Fig.IV.10.</i>	Flux estimés d'axe "q" obtenus à partir de (a) FKED et (b) FKD.....	96
<i>Fig.IV.11.</i>	Estimations de $r_f$ , $L_{md}$ et $L_{mq}$ réalisées à partir du FKD et FKED (a) $r_f$ , (b) $L_{md}$ , (c) $L_{mq}$ .....	97
<i>Fig.IV.12.</i>	Paramètres estimés en régime transitoire :(a) $l_{kd}$ (FKTD ,FKED) , (b) $l_{kq}$ (FKTD,FKED).....	98
<i>Fig.IV.13.</i>	MSE du Filtre de Kalman Etendu Discret (FKED) biaisé et non-biaisé.....	98
<i>Fig.IV.14.</i>	NMSE du Filtre de Kalman Etendu discret biaisé et non-biaisé.....	98

---

## Liste Des Tableaux

Tableau I.1. Modèles mathématiques standard de la machine synchrone [2].....	3
<hr/>	
Tableau II.1. Caractéristiques de la machine synchrone considérée.....	39
Tableau II.2. Coefficient de bobinage de la machine synchrone considérée.....	44
Tableau II.3. Paramètres identifiés de la MSPS considérée.....	48
Tableau II.4. Grandeurs de base statorique et rotorique de la MSPS considérée.....	49
Tableau II.5. Valeurs en p.u des paramètres identifiés de la MSPS considérée.....	49
<hr/>	
Tableau III.1. Paramètres réels de la Machine Synchrone considérée [103].....	62
Tableau III.2. Résultats de la déviation standard du Filtre de Kalman Traditionnel et Etendu.....	67
Tableau III.3. Résultats de la déviation standard des Filtre de Kalman Traditionnel et Etendu ...	79
<hr/>	
Tableau IV.1. Caractéristiques de la machine synchrone testée .....	84
Tableau IV.2. Valeurs en p.u des paramètres identifiés de la MSPS considérée .....	85
Tableau IV.3. Résultats de la déviation standard du FKD Traditionnel et Etendu .....	94

## Acronymes et Abréviations

$MS$	Machine synchrone.
$MSPS /MSPL$	Machine synchrone à pôles saillants / lisses.
$v_d, v_q,$	Tensions d'armature directes et en quadrature.
$E_f$	Tension d'excitation.
$i_d, i_q, i_f, i_{kd}, i_{kq}$	Courants direct, en quadrature, d'excitation, amortisseurs direct et quadrature
$r_a, r_f, r_{kd}, r_{kq}$	Resistances d'induit, inducteur et amortisseurs d'axe direct et en quadrature.
$l_a, l_f, l_{kd}, l_{kq}$	Inductance de fuites induit, inducteur et amortisseurs d'axes direct et quadrature.
$L_d, L_q, L_f$	Inductances d'armature d'axe direct et en quadrature, inducteur.
$L_{kd}, L_{kq}$	Inductances d'amortisseurs d'axe direct et en quadrature.
$L_{md}, L_{mq}$	Inductances de magnétisations d'axe direct et quadrature
$f_s,$	Fréquence synchrone
$\omega_s, \omega_b$	Vitesse synchrone et valeur de base de la fréquence angulaire
$X_d, X_q, X_{md}, X_{mq},$	Réactances d'axe direct, en quadrature et de magnétisations
$X_f, X_{kd}, X_{kq}$	Réactances d'inducteur (excitation) et amortisseurs d'axes direct et quadrature
$X'_d, X'_q$	Réactances transitoires d'axe direct et en quadrature
$X''_d, X''_q$	Réactances sub-transitoires d'axe direct et en quadrature
$X'_{kd}, X'_{kq}$	Réactances d'amortisseurs rapportées au stator
$\tau'_d, \tau''_d,$	Constantes de temps d'axe direct: court-circuit transitoire et sous-transitoire,
$\tau'_{do}, \tau''_{do}$	Constantes de temps d'axe direct: circuit ouvert transitoire et subtransitoire
$\tau'_q, \tau''_q,$	Constante de temps d'axe quadratique: court-circuit transitoire et sous-transitoire,

## Acronymes et Abréviations

$\tau'_{qo}, \tau''_{qo}$	Circuit ouvert transitoire et subtransitoire
$l_A, r_s, r_r$	Longueur axiale du stator, rayons du stator et du rotor
$K_w, m, g$	Coefficient d'enroulement, masse du rotor, épaisseur de l'entrefer
$J, F, \Omega_m$	Inertie, coefficient de frottement et vitesse mécanique
$T_e, T_m, T_s$	Couples électromagnétique et mécanique et temps d'échantillonnage
$Z_1, Z_2$	Impédances réseaux
$A, B, C, D$	Matrices d'état, entrée, sortie en temps continu.
$x(k), u(k), y(k)$	Vecteur d'état, vecteur d'entrée, vecteur de sortie
$\alpha, z, \sigma$	Vecteur des paramètres, variable d'état étendue et vecteur des paramètres à estimer
$A_d, B_d, C_d, D_d$	Matrices discrète état, entrée, sortie.
$I$	Matrice Identité
$w, w_d, Q, Q_d$	Bruit d'état continu / discret et leurs matrices de covariance
$v, v_d, R, R_d$	Bruit de mesure continu / discret et leurs matrices de covariance
$FKT, FKE$	Filtres Kalman Traditionnel et Etendu
$FKEB$	Filtre Kalman Etendu Biaisé
$FKTD, FKED$	Filtres Kalman Traditionnel Discret, Etendu Discret

## Introduction générale

Les progrès technologiques ne cesseront de nous éblouir ; ils donnent à la vie un nouveau sens et à la science une nouvelle vie. Ces progrès se comptent par milliers, depuis la découverte de la relativité par Einstein jusqu'aux nanotechnologies. Tout comme les progrès réalisés dans le domaine de la conversion électromécanique d'énergie, particulièrement celui des machines synchrones qui nous intéressent ici dans le cadre de la thématique de notre thèse. A titre indicatif, citons les moteurs synchrones qui sont essentiellement utilisés dans l'industrie lourde avec des puissances comprises entre 150 kW et 15 MW et des vitesses synchrones comprises entre 180 tr/min et 450 tr/min, tout comme nous citerons aussi les générateurs synchrones des centrales électriques, les aérogénérateurs des éoliennes, ...

En vue de répondre à une demande d'énergie électrique sans cesse croissante et de bonne qualité, les producteurs essayent de renforcer la capacité de leurs sites de production moyennant le recours à des générateurs synchrones qui jouent un rôle important dans la stabilité des réseaux électriques, ce qui nécessiterait une connaissance précise des paramètres électriques, magnétiques et mécaniques pour chaque point de fonctionnement.

Plusieurs articles ont été publiés dans ce domaine, ce qui fait que ce thème est encore un sujet de recherche stimulant et attrayant comme l'indiquent les nombreuses techniques proposées pour la détermination des paramètres de la machine synchrone.

L'objectif principal de cette thèse de doctorat consiste à développer des outils d'identification paramétrique en mode *on-line* d'une machine synchrone à pôles saillants à faible puissance (73236 de 0.3 kW de LEYBOLD) se basant sur un algorithme d'optimisation qui dépende essentiellement du choix du modèle mathématique de la machine synchrone.

Pour cela, le choix d'une méthodologie de travail est important. C'est ainsi qu'une recherche bibliographique riche et variée a été effectuée dans le premier chapitre, basée principalement sur l'estimation des paramètres des machines synchrones et leurs modélisations, sur l'estimation paramétrique des machines électriques et les générateurs synchrones ainsi que leurs modèles d'identification.

## Introduction générale

L'étude s'est focalisée sur la modélisation de la machine synchrone à pôles saillants. Une représentation d'état a été réalisée dans l'objectif de trouver une relation mathématique entre les paramètres fournis par les fabricants et ceux déterminés par des essais off-line.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté une approche didactique sur l'estimation paramétrique de la machine synchrone grâce à un ensemble d'essais expérimentaux classiques et spéciaux effectués pour l'identification en mode off-line. L'application de ces méthodes sur une machine synchrone de faible puissance vise à extraire les limitations des techniques d'identification paramétrique adoptées que ce soit en régime permanent, transitoire ou subtransitoire. L'objectif consiste en l'application des différentes méthodes d'identification afin de calculer les paramètres d'une machine synchrone de faible puissance. Traditionnellement, les paramètres des machines électriques sont livrés par le constructeur et vérifiés par les différents essais appliqués en mode off-line.

Les méthodes off-line basées sur des essais statiques (machine à l'arrêt) ne peuvent pas être précises pour identifier les paramètres des machines synchrones car ces paramètres changent lors de l'exploitation on-line. Par conséquent, l'objet du troisième chapitre est de poursuivre et d'actualiser un travail antérieur proposé par R. Fairbrain et R. G. Harley qui concerne la mesure on-line des paramètres d'une génératrice synchrone à pôles saillants (GSPS) connectée à un bus infini modélisé par une alimentation et une impédance de ligne. Alors que le *Filtre de Kalman Etendu* (FKE) a été appliqué pour identifier chacun des paramètres  $R_f$ ,  $L_{md}$ ,  $L_{mq}$  en régime permanent et  $I_{kd}$ ,  $I_{kq}$  à l'état transitoire, dans ce chapitre on a poursuivi l'étude en introduisant le *FK Biaisé* afin d'optimiser l'Erreur Carrée Moyenne, l'Erreur Carrée Moyenne Normalisée, et l'Ecart-type. Toute cette étude a été effectuée en temps continu et discret sous environnement MATLAB / Simulink afin de vérifier le développement effectué sur les Filtres de Kalman (FK). A la fin, une étude comparative entre les différents filtres sera fournie.

Enfin, l'étude présentée dans le quatrième chapitre consistera à appliquer les travaux exposés dans le chapitre précédent sur un générateur synchrone à pôles saillants (GSPS) de faible puissance (0,3 kW LEYBOLD 73236) avec un léger rappel des résultats de l'identification paramétrique expérimentale réalisés en off-line sur cette machine. Par la suite, Le Filtre de Kalman Discret (FKD) est l'estimateur appliqué sous ses différentes formes dans ce travail : il peut être utilisé sous sa forme traditionnelle (FKTD) pour les systèmes linéaires ou sous sa forme étendue (FKED) pour les systèmes non linéaires. Une autre application intéressante du Filtre de Kalman Discret consiste en la prise en compte du biais (FKEDB) qui permet de réduire l'erreur quadratique moyenne (MSE) entre les valeurs mesurées et

## Introduction générale

estimées de la variable d'état du système. En conséquence, l'erreur quadratique moyenne normalisée (NMSE) peut être réduite au minimum de même l'écart-type (STD) entre les valeurs réelles et estimées des paramètres peut être limité dans le pourcentage tolérable.

Nous concluons en faisant ressortir les résultats les plus significatifs obtenus par les différentes approches ainsi que les perspectives pouvant améliorer ces travaux.

*Etat de l'art sur l'estimation paramétrique des générateurs  
synchrones & Modèles d'identification*

**CHAPITRE I:***Etat de l'art sur l'estimation paramétrique des générateurs synchrones &**Modèles d'identification*

<b>I.1 Introduction.....</b>	<b>01</b>
I.2 Différentes structures de générateurs synchrones.....	02
I.3 Etat de l'art sur les méthodes d'identification.....	05
I.4 Méthodes valides pour l'estimation paramétrique off-line.....	06
I.4.1 Essai faible glissement.....	06
I.4.2 Essai de court-circuit triphasé brusque.....	08
I.4.3 Essais de rejet de charge (load rejection tests).....	08
I.4.4 Essais de réponse en fréquence (frequency response tests) .....	09
I.4.5 Réponse en fréquence à l'arrêt (standstill frequency response) .....	09
I.5 Méthodes valides pour l'estimation paramétrique on-line.....	15
I.5.1 Réponse en fréquence en ligne (on-line frequency response).....	15
I.5.2 Utilisation de la réactance opératoire.....	16
I.5.3 Identification avec une charge active.....	17
I.5.4 Analyse de données modélisées (analysis of design data).....	17
I.5.5 Modèle d'identification et estimation des paramètres à partir des données d'exploitation.....	18
I.5.6 Utilisation de l'expansion des séries orthogonales.....	18
I.5.7 Black-box modélisation de générateur synchrone.....	18
I.5.8 Utilisation des séries Volterra.....	19

I.5.9 Utilisation du modèle Wiener-neural .....	19
I.5.10 Utilisation du filtre de Kalman.....	20
I.5.11 Autres méthodes.....	20
<b>I.6 Conclusion.....</b>	<b>21</b>

# CHAPITRE I

## Etat de l'art sur l'estimation paramétrique des générateurs synchrones & modèles d'identification

### I.1 INTRODUCTION

Afin de mieux répondre à une demande d'énergie électrique croissante, suffisante et de bonne qualité, les producteurs tendent à renforcer la capacité de leurs sites de production, le plus souvent sur la base des sites existants. Comme les machines synchrones jouent un rôle important dans la stabilité des réseaux électriques, la connaissance précise de leurs paramètres électriques, magnétiques et mécaniques pour chaque point de fonctionnement est nécessaire. Un modèle valable pour celle-ci est primordial pour une analyse fiable de la stabilité et des performances dynamiques.

Près de trois quarts de siècle après les premières publications dans ce domaine, le sujet est encore un sujet de recherche stimulant et attrayant. Il existe de nombreuses techniques qui sont proposées pour la détermination des paramètres de la machine synchrone. Depuis des années, plusieurs d'entre elles se côtoient dans ce domaine ; parmi ces techniques qui sont appliquées pour l'identification paramétrique, certaines d'entre elles sont mieux adaptées à une identification en temps différé (les paramètres sont obtenus par le constructeur et sont ensuite vérifiés et confortés par les différents essais appliqués en mode off-line tels que ceux proposés par les normes CEI) qui se fondent sur des méthodes statistiques, réponses en fréquence ... etc ; alors que d'autres sont plus convenables dans un contexte en temps réel (on line). Ces dernières se basent sur l'utilisation des algorithmes d'optimisation (réseaux de neurones, algorithmes génétiques, moindres carrés moyens et récursifs, algorithme du gradient, maximum de vraisemblance, filtres de Kalman traditionnelle, étendu et récursif,...). Le choix de l'algorithme d'optimisation est essentiel pour une bonne estimation des paramètres.

La recherche bibliographique qui a été effectuée pour ce travail de thèse se focalise principalement sur l'estimation des paramètres des machines synchrones et leurs modélisations.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les résultats d'une recherche bibliographique approfondie sur l'estimation paramétrique des machines électriques axée sur les générateurs synchrones ainsi que leurs modèles d'identification.

## I.2 DIFFERENTES STRUCTURES DE GENERATEURS SYNCHRONES

Un modèle est une structure mathématique pouvant représenter un système étudié. Cette structure doit comporter les éléments d'ajustement. L'intérêt de fournir un modèle mathématique acceptable pour un système duquel on peut "dériver" de nombreuses informations relatives à son fonctionnement dynamique est de:

- Donner des valeurs pour certains paramètres (caractéristiques du processus étudié).
- Evaluer des grandeurs internes (observateur d'état)
- Donner des valeurs estimées/filtres du signal de sortie.
- Détecter la défaillance d'un système.

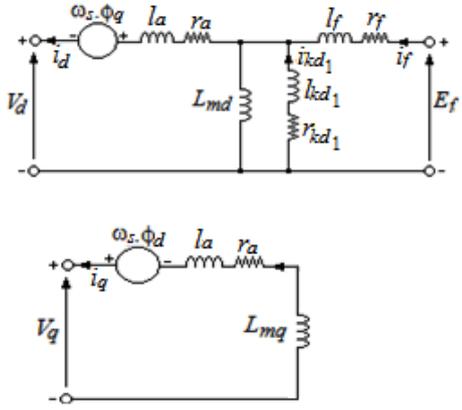
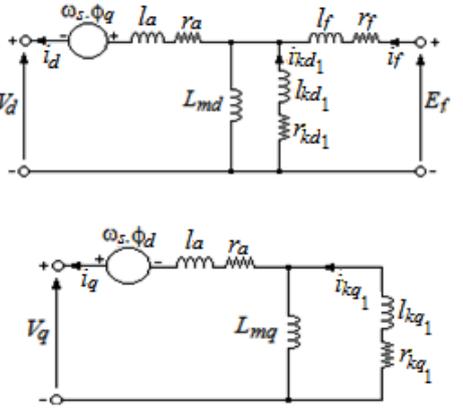
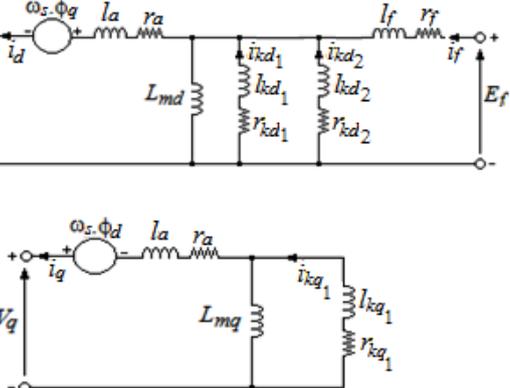
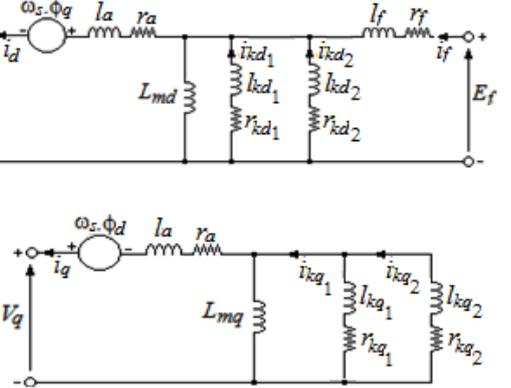
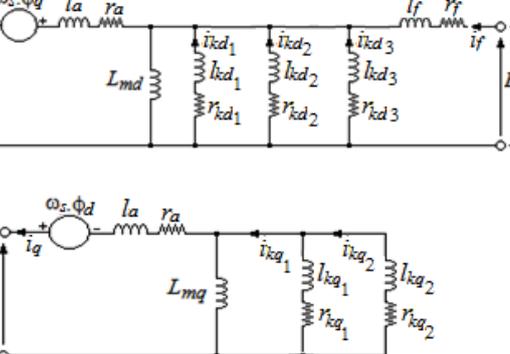
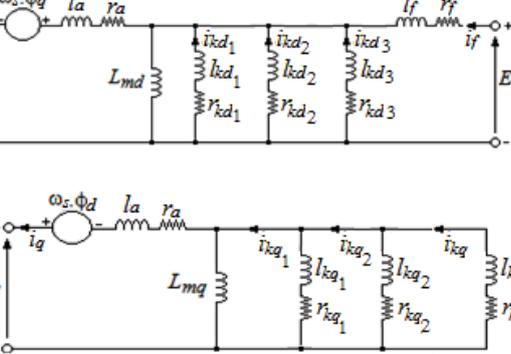
Un modèle quantitatif est dit « paramétrique » lorsque son expression analytique comporte un nombre infini de constantes non précisées numériquement appelées paramètres. Les paramètres représentent les constantes d'ajustement du modèle. Selon l'importance de la modélisation, il est nécessaire d'utiliser un modèle mathématique pour l'étude d'une machine synchrone. Cependant, il y a un certain nombre de modèles disponibles pour les machines synchrones qui dépendent de l'étude à accomplir et du nombre d'enroulements des machines synchrones qui sont modélisés.

Quel que soit le choix de l'étude, il est nécessaire de tenir compte du fait que l'enroulement statorique est constitué de trois enroulements décalés de 120 degrés électriques, et une structure rotorique qui présente au moins une bobine d'inducteur et un nombre variable d'enroulements amortisseurs d'axes direct et en quadrature.

Au fil des ans, l'augmentation de puissance des calculateurs a permis de travailler avec des modèles complexes. Il est tangible et intuitivement prévu qu'avec des modèles plus précis de meilleurs résultats seront obtenus.

Le Tableau I.1 [1,2] illustre les différents modèles généralement adoptés pour une machine synchrone. Ce tableau regroupe les différents modèles mathématiques avec un grand nombre de variations possibles, la complexité de ces derniers réside dans la variation du nombre d'enroulements amortisseurs qui sont associés à chaque axe. Selon la référence [1], il est prévu que les meilleurs résultats correspondent au modèle 3.3.

Tableaux. I.1 Modèles mathématiques standards de la machine synchrone [2]

<p>Modèle 1.0 : un amortisseur sur l'axe "d" et circuit d'excitation</p>	<p>Modèle 1.1 : un amortisseur sur l'axe "d" et un sur l'axe "q"</p>
	
<p>Modèle 2.1 : deux amortisseurs sur l'axe "d" et un sur l'axe "q"</p>	<p>Modèle 2.2 : deux amortisseurs sur l'axe "d" et deux sur l'axe "q"</p>
	
<p>Modèle 3.2 : trois amortisseurs sur l'axe "d" et deux sur l'axe "q"</p>	<p>Modèle 3.3 : trois amortisseurs sur l'axe "d" et trois sur l'axe "q"</p>
	

Étonnamment, les études effectuées dans les années soixante-dix par Northeast Power Coordinating Council [3] ont montrés qu'en général dans l'analyse de la stabilité il est plus important d'utiliser des données précises de la machine que d'utiliser des modèles plus complexes. D'autre part, dans certaines études, les modèles mathématiques moins complexes ont pu surpasser ceux les plus précis lorsque les deux étaient alimentés avec des paramètres erronés. Le manuel classique de Westinghouse Electric Corporation "Electrical Transmission and Distribution" fournit des informations sur la construction et le fonctionnement des machines synchrones [4].

Un autre ouvrage utile dans le domaine des machines électriques intitulé "Electric Motor Repair" par Rosenberg [5] est un guide pour les praticiens qui on l'esprit pratique ; il se concentre sur les enroulements, la réparation et le dépannage d'un grand nombre de moteurs AC/DC et les contrôleurs.

"Power System Stability and Control" par Kundur [6] et "Power System Control and Stability" par Anderson et found [7] fournissent une analyse complète et détaillée des machines synchrones, sur la théorie et la modélisation ; ils consacrent trois chapitres sur ce sujet et couvrent la transformation de Park "dqo", la représentation "per unit", circuits équivalents et l'analyse de fonctionnement en régimes permanent et transitoire.

Saadat dans "Power System Analysis" [8] se concentre sur l'analyse transitoire du générateur synchrone et sur les défauts symétriques et asymétriques.

Anderson, Agrawal et Van Ness [9] apportent une analyse approfondie des machines synchrones. Ils consacrent un chapitre sur la modélisation de la machine synchrone et fournissent une analyse approfondie sur les équations des axes directs et en quadrature ; ils examinent aussi la transformation de Park, tandis que dans l'un de leurs chapitres ils seconcentrent sur le calcul paramétrique, les données mesurées à partir d'essais réalisés sur terrain et les résultats des essais d'échantillonnage.

Chacun des livres "Electric Machinery" [10] et "Analysis of Electric Machinery" [11] sont une source d'information utile sur les machines électriques ; les deux livres contiennent la théorie des machines synchrones et l'analyse du fonctionnement en régime permanent.

En outre, les références [11], [12-22] offrent des détails intéressants sur les impédances opérationnelles et les constantes de temps ainsi que la linéarité des équations, en sus d'un chapitre sur le déséquilibre des machines synchrones et asynchrones.

### I.3 ETAT DE L'ART SUR LES METHODES D'IDENTIFICATION

Historiquement, la première machine qui a fait l'objet de travaux d'identification paramétrique est la machine asynchrone (MAS). Plusieurs articles de synthèse concernant ce thème existent ; parmi eux, citons : M .Velez-Reyes, J. Ramos [23], E.Levi, H.A.Toliyat [24] et W. Michalik [25] qui ont apporté des réflexions sur l'application des techniques d'identification des paramètres. Différentes formulations des modèles des machines asynchrones sont confrontées à des techniques d'identification off-line et on-line, parmi eux :

Les travaux décrits par H. Sugimoto, D.J. Atkinson, L. Loron et J. Chung respectivement [26-30] où l'application des nouvelles topologies d'observateurs afin d'estimer les paramètres électriques (statoriques et rotoriques) des moteurs asynchrones on été adoptés. Par exemple, Sugimoto a développé une théorie à base de modèles de systèmes adaptatifs de référence (Model Reference Adaptive Système (MRAS)) dans le but d'identifier la résistance secondaire d'une MAS. Alors que J. Atkinson et L. Loron décrivent respectivement l'application de l'algorithme du Filtre de Klamon Etendu (FKE) à l'estimation on-line des résistances et courants rotoriques ainsi que pour la commande indirecte par orientation du champ afin d'estimer les paramètres rotoriques d'une MAS. J. Chung présente un nouvel observateur basé sur le principe classique des moindres carrés moyens de la commande adaptative et la théorie du filtrage pour l'estimation des paramètres électriques de la MAS .

Dans d'autres articles [31] de D.Telford , M. Cirrincione [32] et L.A. de Souza Ribeiro [33], de nouvelles méthodologies pour l'estimation on-line et off-line basées sur des algorithmes récursifs sont mises en œuvre pour identifier les paramètres des modèles comportementaux (modélisation du comportement, c'est-à-dire la détection et la mesure des éléments du comportement du système afin de pouvoir réaliser un modèle mathématique) de la MAS comme présenté par M. Cirrincione qui a utilisé cette méthode récursive basée sur les moindres carrés dans le but d'identifier les paramètres de la MAS à l'arrêt .

Des travaux similaires ont été réalisés sur des machines synchrones que ce soit à aimants permanents par S.Perez Londono [34] , K. Hyunbae [35] et T.tang [36] qui se sont étalés sur le même point ; de même pour les machines synchrones à rotor bobiné qui ont été présentés par C. Lee et T. Tan [37], M. Namba et T. Nishiwaki [38] qui ont appliqué des méthodes d'identification on-line pour identifier certains paramètres électriques. Par ailleurs, les références [39] de M.W. Naouar et [40] de Moreau ont plutôt privilégié l'application des méthodes d'identification off-line.

Cependant, l'intérêt croissant pour la sûreté de fonctionnement a plus récemment conduit à utiliser ces méthodes d'identification paramétrique au service de la détection et du diagnostic des machines électriques. Par exemple, dans les articles de S. Bachir [41], D.F. Leite [42] et O. Touhami [43], des modèles d'actionneurs asynchrones associés à des techniques d'identification paramétriques sont mis en œuvre pour détecter/diagnostiquer les défauts statoriques des machines asynchrones.

Qu'il s'agisse de la machine asynchrone ou synchrone, la plupart des travaux réalisés dans le domaine concernant l'utilisation des techniques d'identification paramétrique avaient pour objectif d'avoir une meilleure connaissance des paramètres d'une machine et améliorer leurs performances et la précision des algorithmes de contrôle.

Les questions et les problèmes associés à l'identification des paramètres off-line pour les machines synchrones ont longtemps été abordés par de nombreux chercheurs dans les années 70 (1969 et 1974). De nombreuses méthodes ont été développées pour étudier l'impact des conditions d'exploitation des variations des paramètres et trouver des valeurs paramétriques supplémentaires en se basant sur les modèles des générateurs synchrones, tels les travaux de P.L. Dandeno , Schulz [44] , Dineley [45] ; alors que Canay [46] se concentre sur le développement des circuits équivalents des enroulements amortisseurs pour l'estimation des paramètres du générateur synchrone.

## I.4 METHODES VALIDES POUR L'ESTIMATION PARAMETRIQUE OFF-LINE

Dans cette section les différentes méthodes d'estimation paramétrique les plus utilisées en mode off-line seront traitées, ainsi que certains des procédés qui ont reçu une attention particulière dans la communauté des chercheurs.

Le modèle mathématique du générateur synchrone est développé dans le chapitre qui suit où tous les éléments nécessaires pour la compréhension de certains paramètres sont mentionnés dans cette section.

### I.4.1 ESSAI FAIBLE GLISSEMENT

Ce test fait partie de la norme CEI " ANSU IEEE Std 115-1995" [12]. L'essai à faible glissement est effectué par l'entraînement du rotor à une vitesse légèrement différente de la

vitesse synchrone avec circuit d'excitation ouvert et l'induit alimenté par une tension triphasée. Une analyse en régime permanent est valable car le glissement est très faible.

Il peut être trouvé [13] que l'amplitude du courant d'induit est modulée entre deux valeurs maximale et minimale proportionnelles à  $X_q$  et  $X_d$ , respectivement :

$$X_q = \frac{V_{\min}}{I_{\max}} ; X_d = \frac{V_{\max}}{I_{\min}} \quad (1)$$

Bien que cet essai paraisse conceptuellement simple à réaliser, sa mise en œuvre est loin d'être banale. En effet, pour la détermination précise de la réactance longitudinale (axe quadrature), il est difficile de maintenir la vitesse constante lorsque le glissement est très faible car l'effet de la saillance et du courant induit dans les circuits amortisseurs produisent un couple variable. En outre, la tension induite dans le circuit d'excitation ouvert peut atteindre des valeurs dangereuses lorsque le glissement est important.

La Figure I.1 représente le procédé qui est suivi dans les problèmes des systèmes d'identification qui sont décrits dans ces méthodes.

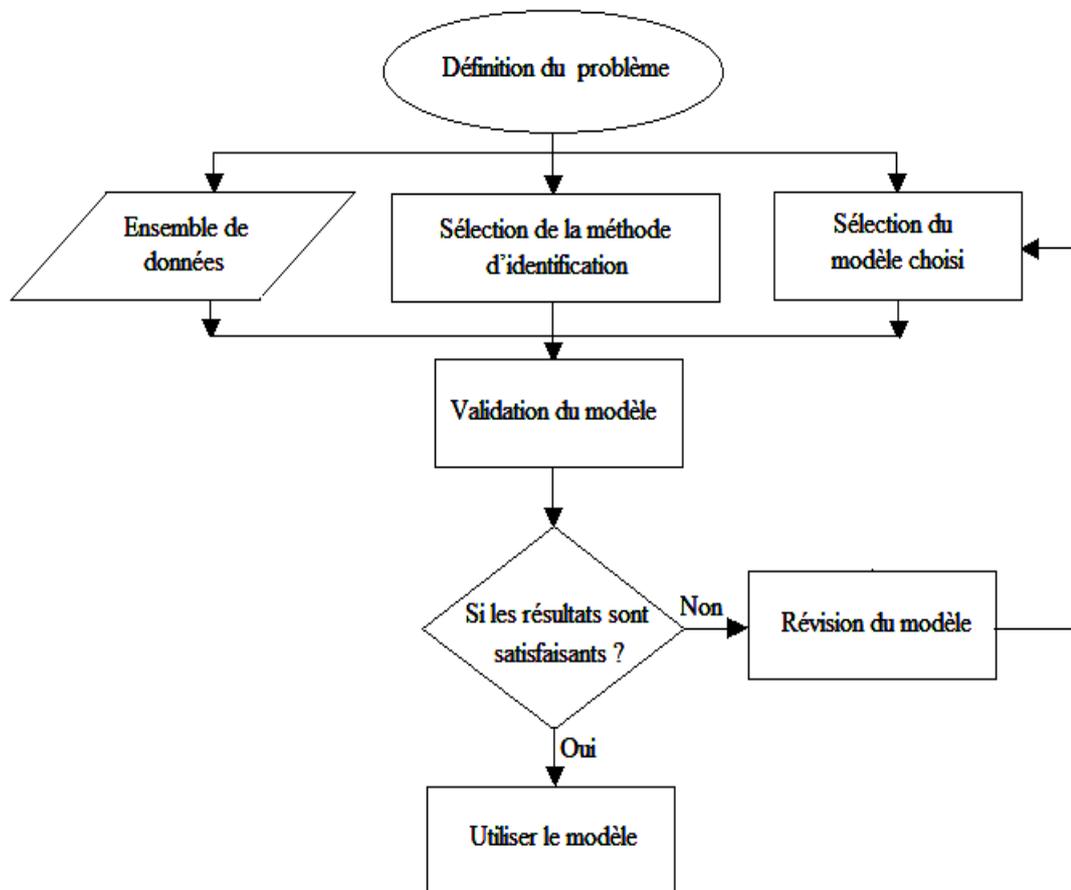


Fig.I.1. Organigramme d'un système d'identification paramétrique [2].

### I.4.2 ESSAI DE COURT-CIRCUIT TRIPHASE BRUSQUE

Le test de court-circuit est probablement le test le plus connu pour l'estimation des paramètres. Son importance est non seulement en raison du nombre de paramètres qui peuvent être déterminés mais aussi parce qu'il fournit le fondement théorique pour les définitions réelles des paramètres standards. Ce test est basé sur l'équation ci-dessous réécrite ici et adapté pour l'axe direct:

$$\frac{1}{L_d(p)} = \frac{1}{L_d} + \left( \frac{1}{L_d} - \frac{1}{L'_d} \right) \cdot \frac{\tau'_d p}{(1 + \tau'_d p)} + \left( \frac{1}{L''_d} - \frac{1}{L'_d} \right) \cdot \frac{\tau''_d p}{(1 + \tau''_d p)} \quad (2)$$

Quand une machine synchrone à vide est soumise à un court-circuit triphasé brusque, et en supposant que la vitesse reste constante à une valeur (1 p.u) pendant le test, le courant induit, en système p.u sera donné par l'expression suivante:

$$I(t) = E_0 \left\{ \frac{1}{L_d} + \left( \frac{1}{L_d} - \frac{1}{L'_d} \right) e^{\frac{-t}{\tau'_d}} + \left( \frac{1}{L''_d} - \frac{1}{L'_d} \right) e^{\frac{-t}{\tau''_d}} \right\} \quad (3)$$

Où  $I(t)$  est le courant de court-circuit alternatif efficace, 'E' est la tension alternatif efficace avant le court-circuit et 't' est le temps mesuré en secondes à partir de l'instant de court-circuit.

En raison des termes exponentiels dans l'équation, une analyse graphique est nécessaire pour l'identification des deux termes exponentiels et les constantes de temps transitoire et sub-transitoire de l'axe direct.

De la même manière, la réactance transversale (axe direct) transitoire et sub-transitoire peut être identifiée. Une fois que le régime permanent est atteint, la réactance  $X_d$  peut aussi être mesurée.

### I.4.3 ESSAI DE REJET DE CHARGE (LOAD REJECTION TESTS)

L'approche de cet essai est similaire à celle de l'essai de court-circuit brusque, du fait que le temps de réponse des variables de la machine après une perturbation brusque est mesuré pour identifier les caractéristiques de la machine [14,15].

Après la mise en place de certaines conditions initiales, la réponse de la machine à un rejet de charge (load rejection) est enregistrée.

Les conditions initiales déterminent l'axe sur le quel les paramètres sont dérivés ; de cette façon et avec des conditions de fonctionnement disposés de manière que le courant circule uniquement

dans l'axe direct ( $i_d = 0$ ) ; la machine est entraînée et la tension obtenue aux bornes et la chute du courant d'excitation sont utilisés pour l'extraction des paramètres de l'axe transversal (axe directe). Un test identique est effectué avec un courant circulant uniquement sur l'axe longitudinal (quadratique  $i_q=0$ ) afin d'obtenir les données de cet axe.

Ces essais fournissent des données pour les axes directs et en quadrature. Cependant, ils sont assez difficiles à réaliser. Pour la plupart des machines, il est difficile, voire même impossible, d'atteindre des conditions non saturées qui compliquent certainement l'essai et l'analyse des résultats [6].

#### I.4.4 ESSAI DE REPONSE EN FREQUENCE (FREQUENCY RESPONSE TESTS)

Les méthodes de réponse en fréquence représentent l'état de l'art dans l'estimation des paramètres. Au fil des ans, d'importants travaux menés par de nombreux chercheurs ont donné à ces essais une base solide pour leur mise en œuvre pratique qui a même remplacé l'approche du "court-circuit" la plus conventionnelle.

#### I.4.5 REPONSE EN FREQUENCE D'ARRET (STANDSTILL FREQUENCY RESPONSE, SSFR)

De nos jours, il est largement accepté que l'étude de la stabilité nécessite les caractéristiques synchrones de chacun des axes direct et en quadrature de la machine. Des procédures alternatives qui fournissent les paramètres de stabilité des deux axes (d-q) sont définies dans la norme IEEE std 115 [12], et appelés les "SSFR tests". A travers ces procédures, il est possible d'obtenir des taux de variation des quantités statorique et rotorique sur une large gamme de fréquence.

Les cinq grandeurs opérationnelles suivantes ont été considérées utiles dans le développement des fonctions de transfert ou pour les modèles équivalents des machines synchrones. Les quantités ci-dessous peuvent également être obtenues à partir d'autres paramètres mesurables de la machine à l'état d'arrêt.

1.  $Z_d(p)$ ; impédance opérationnelle de l'axe directe de la machine synchrone qui est égale à  $R_a + pL_d(p)$ , où  $R_a$  est la résistance d'armature par phase.

$$Z_d(p) = \left. \frac{\Delta e_d(p)}{\Delta i_d(p)} \right|_{\Delta e_{fd} = 0} \quad (4)$$

Où "p" représente la fréquence complexe ( $j\omega$ ) ;  $e_d$ ,  $i_d$  sont la tension et courant d'armature de l'axe direct respectivement et  $e_{fd}$  représente la tension d'excitation.

En ce qui concerne la figure 2.a, l'amplificateur est connecté aux bornes "a" et "b" de l'enroulement statorique ; il existe une dérivation de mesure connectée à l'enroulement "b" et l'enroulement d'excitation en court-circuit.

1.  $Z_q(p)$ ; impédance opérationnelle de l'axe quadratique de la machine synchrone qui est égale à  $R_a + pL_q(p)$ , où  $R_a$  est la résistance d'armature par phase.

$$Z_q(p) = \left. \frac{\Delta e_q(p)}{\Delta i_q(p)} \right|_{\Omega} \quad (5)$$

Dans lequel  $e_q$  et  $i_d$  représentent respectivement la tension et le courant d'armature de l'axe quadratique.

La mesure de l'impédance opérationnelle de l'axe quadratique est réalisée de la même manière que celle de l'axe direct à l'exception que dans les mesures opérationnelles d'axe en quadrature, l'amplificateur est connecté aux bornes "b" et "c" de l'enroulement statorique.

2. La troisième quantité de la machine est donnée par la relation :

$$G(p) = \left. \frac{\Delta e_d(p)}{p\Delta e_{fd}(p)} \right|_{\Delta i_d = 0} \quad (6)$$

Une autre méthode de mesure de ce paramètre est proposée comme suit :

$$pG(p) = \left. \frac{\Delta i_{fd}(p)}{\Delta i_d(p)} \right|_{\Delta e_{fd} = 0} \quad (7)$$

Où  $i_{fd}$  représente le courant d'excitation. L'avantage de la forme de la mesure dans l'équation (4) c'est qu'elle peut être mesurée en même temps que  $Z_d(p)$ .

Pour la mesure de  $pG(p)$ , les paramètres  $i_{fd}$  et  $i_d$  qui sont connectés à l'appareil (comme illustré sur la figure 2.b) doivent être mesurés.

3. Le quatrième paramètre mesurable de la machine synchrone à l'état d'arrêt est l'impédance de transfert stator-rotor " $Z_{af0}(p)$ ", qui est effectué de la manière suivante:

$$Z_{af0}(p) = \left. \frac{\Delta e_{fd}(p)}{\Delta i_d(p)} \right|_{\Delta i_{fd} = 0} \quad (8)$$

Enfin, l'enroulement d'excitation est ouvert en supprimant le courant shunt d'excitation mesuré et " $i_{fd}$  et  $i$ " signaux lead qui sont connectés à l'appareil de mesure selon Figure. I.2.c.

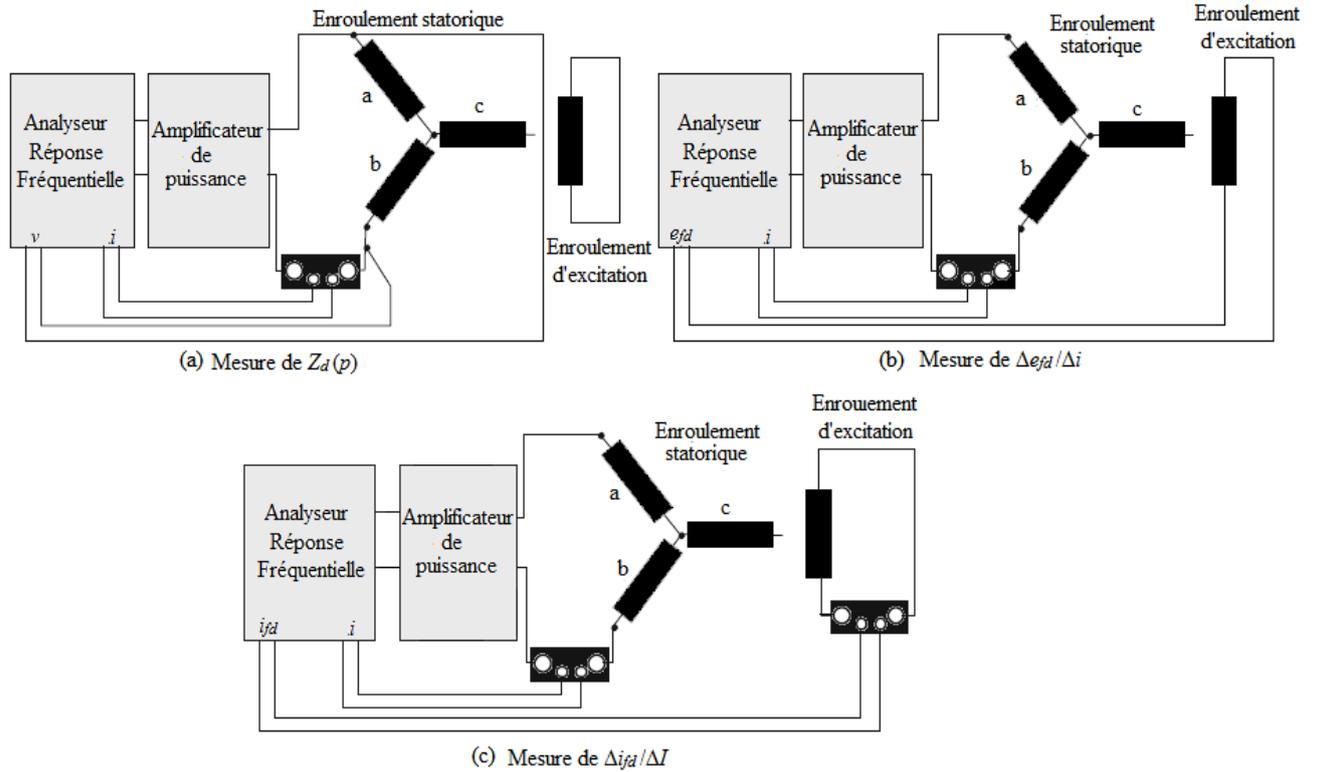


Fig.I.2. Configurations d'essais réalisés dans le domaine SSFR selon norme IEEE std 115 [12].

4. Le cinquième paramètre mesurable de la machine synchrone à l'état d'arrêt sera obtenu en excitant le rotor avec le stator ouvert, qui est appelé l'impédance de transfert rotor-stator.

$$Z_{fao}(p) = \left. \frac{\Delta e_a(p)}{\Delta i_{fd}(p)} \right|_{\Delta i_d = 0} \quad (9)$$

Tous les essais sont effectués avec rotor fixe et déconnecté du système, le stator excité par une source de faible tension ( $\pm 60A, 20V$ ) ; les essais sont effectués sur une gamme de fréquences qui varie d'un minimum au moins d'un ordre de grandeur inférieur à celui correspondant à la constante de temps transitoire du circuit-ouvert du générateur, jusqu'à un maximum qui devrait se situer entre deux ou trois fois la fréquence nominale du générateur.

Les expressions des équations (4) à (6) permettent de tracer  $L_d(p)$ ,  $G(p)$  et  $L_q(p)$  d'où la représentation polynomiale de chaque valeur, comme il est explicité dans les expressions [12], pouvant être trouvé avec un processus d'ajustement de la courbe.

Ceci est une excellente particularité du procédé, car il permet une représentation très détaillée de chaque axe tout en ajoutant plus de pôles et de zéros au modèle. Ceci est équivalent à inclure plusieurs enroulements d'amortissement dans le modèle [12]. D'autre part. Cela peut être un

problème important par lui-même à cause de la diversité de différents modèles qui peuvent être adaptés en fonction de nombreux effets des mutuels qui sont considérés.

Cela a suscité des discussions approfondies sur la signification physique des modèles eux-mêmes [16,17]. Il peut y avoir des problèmes liés à l'absence de prise en compte des effets de rotation parce que les enroulements d'amortissement ne peuvent pas former une bonne connexion à l'arrêt et la mesure dans laquelle la rotation amène les cales d'encoche pour former un chemin à basse impédance vers le rotor est largement inconnue [6, 18].

Cette technique a été largement testée [19-21]. D'abord présentée comme une norme d'essai utilisée selon *IEEE en 1983* [22], elle a été incorporée dans la *norme IEEE Std. 115 en 1995* [12].

Par ailleurs, sous différentes conditions de chargement certains paramètres de la machine synchrone peuvent varier légèrement, sachant que les paramètres transitoires de la machine synchrone sont fortement non-linéaires et dépendent des états de fonctionnement en charge (de la saturation, distribution du flux...) et donc les méthodes *off-line* peuvent ne pas être assez précises pour certaines applications.

De nombreuses contributions à l'identification *on-line* des paramètres ont été publiées cette méthode semble être la plus attrayante.

Idéalement, les paramètres de la machine synchrone peuvent être déterminés sous différents états de fonctionnement, que se soit en régime permanent ou transitoire.

En 1977 C. Lee et T. Tan [47] ont proposé un algorithme pour déterminer les paramètres d'un générateur à pôles saillants à partir des données obtenues par l'essai en court-circuit en utilisant l'algorithme itératif basé sur la théorie de l'estimation pondérée des moindres carrés. En 1981 M. Namba et T. Nishiwaki [48] utilise le *Filtre de Kalman Étendu* pour identifier les constantes de stabilité dynamique pour les petites perturbations en régime permanent comme condition de fonctionnement ; durant la même année, P.L. Dandeno [49] utilise les mesures *on-line* des réponses en fréquence de deux grands turbogénérateurs pour identifier les paramètres.

La référence [50] de Zhengming et Fungshi étudie l'estimation *on-line* des paramètres dynamiques des grandes machines synchrones >50 MVA ainsi que la vérification expérimentale. L'algorithme appliqué est basé sur la théorie des moindres carrés pondérés ou étendue à partir des grandes équations de perturbations ; ils ont employé l'angle de puissance mesuré comme argument d'observateur dans l'algorithme et ont décrit une grande machine synchrone au point

de vue du système en supposant que la grande machine synchrone est connectée à un bus infini à travers une réactance de ligne. La procédure a consisté à ajuster l'inductance (variable) de sorte que la machine fonctionne dans l'état stationnaire ; ensuite, en créant une perturbation à travers un interrupteur lors de sa fermeture, la tension d'excitation change ce qui va provoquer une perturbation, alors la tension transitoire de ligne et les courants de phases et l'angle de puissance seront enregistrés. L'acquisition des données sur ordinateur et l'estimation des paramètres en temps réel seront réalisés par l'algorithme et les paramètres électriques et mécaniques de la machine synchrone seront estimés.

Une autre méthode a été employée par *Zhengming* [51] ; elle consiste à développer un nouvel algorithme adaptatif dans le concept du '*SIF (Synthesized Information Factor)*' qui est proposé comme le noyau de cet algorithme pour l'estimation *on-line* des paramètres transitoires variables d'une machine synchrone en fonction des différentes conditions de fonctionnement. La problématique a été de trouver un algorithme adaptatif optimal pour pouvoir suivre les paramètres variables rapidement et de façon stable pendant les régimes transitoires.

Fréquemment utilisés, les algorithmes adaptatifs comprennent les moindres carrés moyens utilisant l'algorithme du gradient ('*Least Mean Squart LMS*') et les moindres carrés exacts utilisant l'algorithme récursif ('*Recurrence Least Squart RLS*'). Les moindres carrés moyens utilisant l'algorithme de gradient pour estimer les paramètres basés sur les données échantillonnées à des instants différents comme le décrit la référence [52] sont limités à cause de leur pauvre capacité à suivre. La 2<sup>ème</sup> méthode est les moindres carrés exacts utilisant un algorithme récursif ; cette méthode peut prendre en considération les données précédentes et souligne les données présentes selon le facteur d'oubli, alors la capacité de suivre de *RLS* est améliorées par rapport à *LMS*.

Ainsi, l'objectif dans [51] est de proposer que le concept du facteur d'information synthétisé '*FIS*' remplace le facteur d'oubli dans la méthode *RLS*.

*Keyhani* qui a mené des recherches sur l'estimation des paramètres en utilisant un certain nombre de techniques différentes, offre une littérature abondante sur ce sujet.

Une des méthodes utilisées par *Keyhani* était l'estimation des paramètres à partir des données des essais de réponse en fréquence d'arrêt [53,54]. Dans cette approche, les techniques d'ajustements de la courbe sont utilisées pour calculer les fonctions de transfert de l'axe direct et de l'axe en quadrature utilisant les données expérimentales disponibles. Les paramètres du modèle sont

ensuite calculés à partir des équations non linéaires qui se rapportent aux paramètres de la machine et aux constantes de temps qui correspondent à des fonctions de transfert [54].

*Keyhani* dans [55] offre une évaluation de la performance de la méthode de maximum de vraisemblance *ML* (*Maximum Likelihood*) à l'aide des données étudiées à partir d'essais de réponse en fréquence d'arrêt *SSFR* (*Standstill Frequency Response*) sur un générateur de 722 MVA. Il est démontré que la méthode *ML* donne des estimations à erreur très faible, tandis que le bruit de la machine n'a pas trop d'effet sur l'estimation. L'algorithme *ML* et les données *SSFR* ont également été utilisés dans [56] pour estimer les paramètres d'une machine synchrone triphasée à pôles saillants de 5kVA

Pour le même type de machine, *Tsai, Keyhani et farmer* [57] ont présenté une approche étape par étape du système d'identification pour l'estimation *on-line* des paramètres à partir des petites perturbations et ils ont aussi utilisé la technique du Maximum de vraisemblance *ML* afin d'identifier le modèle *on-line* de la machine synchrone.

La première étape était d'identifier le modèle équivalent des paramètres linéaires de la machine ; par conséquent, les modèles de saturation de la machine ont été identifiés à partir des inductances mutuelles estimées dans une large gamme de conditions de fonctionnement.

Il a été démontré que la simulation basée sur les mesures *on-line* à petite et grande perturbations dynamique est effectué pour valider la précision des modèles identifiés, y compris le modèle de saturation.

*Elias, Gerald et vijay* [58] offrent un concept innovateur pour l'estimation *on-line* d'un générateur synchrone qui a été un sujet de thèse [59] en utilisant un observateur pour l'estimation des courants amortisseurs, car habituellement les données disponibles pour les générateurs synchrones sont les courants de phase et les tensions sur les bornes de la machine. Afin de formuler le problème d'estimation des paramètres, il est nécessaire d'avoir des mesures pour les courants amortisseurs ; alors il est essentiel d'estimer les courants amortisseurs au moyen d'un observateur avant l'exécution de l'estimation et ensuite ils ont appliqué un algorithme basé sur les moindres carrés et une formule simple pour l'opérateur dérivé de sorte que les conditions de panne interne possible de la machine peuvent être détectés ainsi que le bruit et les mauvaises détections sont rejetées. Afin d'illustrer le potentiel de l'algorithme, ils ont appliqué cette méthode pour l'usage sur une interface graphique (GUI) C++ où la saturation des inductances a été prise en considération.

## I.5 METHODES VALIDES POUR L'ESTIMATION PARAMETRIQUE ON-LINE

### I.5.1 REPONSE EN FREQUENCE EN LIGNE (ON-LINE FREQUENCY RESPONSE)

Les essais de la réponse en fréquence en ligne (*OLFR*) constituent une variante qui tend à surmonter les problèmes liés aux tests de *SSFR* ; ici, la machine est testée dans les mêmes conditions que celles dans lesquelles le modèle devrait être modélisé, mais sur une plage de fonctionnement restreinte. La machine peut fonctionner à proximité d'une charge nominale ou réduite.

La réponse en fréquence est obtenue en appliquant des signaux sinusoïdaux à l'excitation et en mesurant le changement de la tension et le courant d'excitation dans le régime permanent, vitesse rotorique, tension nominale et puissances active et réactive.

Dans cette approche, la réponse en fréquence en ligne des systèmes de puissance est d'abord calculée en utilisant les valeurs des paramètres estimés de la machine synchrone. Ensuite, une technique itérative qui tente de minimiser les différences entre les réponses mesurées et calculées à des fréquences spécifiques en ajustant les paramètres appliqués du modèle de la machine.

Le comportement dynamique du système de puissance est simulé avec une modélisation de différents degrés; le détail des diverses représentations est en fonction de l'importance des éléments spécifiques et l'influences sur les essais.

Les études menées [18, 21,22], prouvent que cette technique est avérée pour compléter les résultats des tests de *SSFR* pour les générateurs avec des enroulements amortisseurs réels. D'autre par, ce qui rend cette technique si particulière est probablement son principal inconvénient. Pour effectuer un test de ce type sur une unité de commande connectée au réseau est un sujet délicat [6]. En outre, cette technique consiste en la simulation de la machine et le réseau auquel elle est connectée ; il n'est pas clair comment les incertitudes dérivées du côté réseau électrique peuvent affecter le processus d'estimation. La structure de base est représentée sur la figure I.3.

Dans cette méthode des simulations utilisant la sortie stimulée de la modélisation de la stabilité transitoire du moteur sont comparées aux données réelles enregistrées pour mettre à jour les paramètres. La structure de cette procédure d'estimation est itérative.

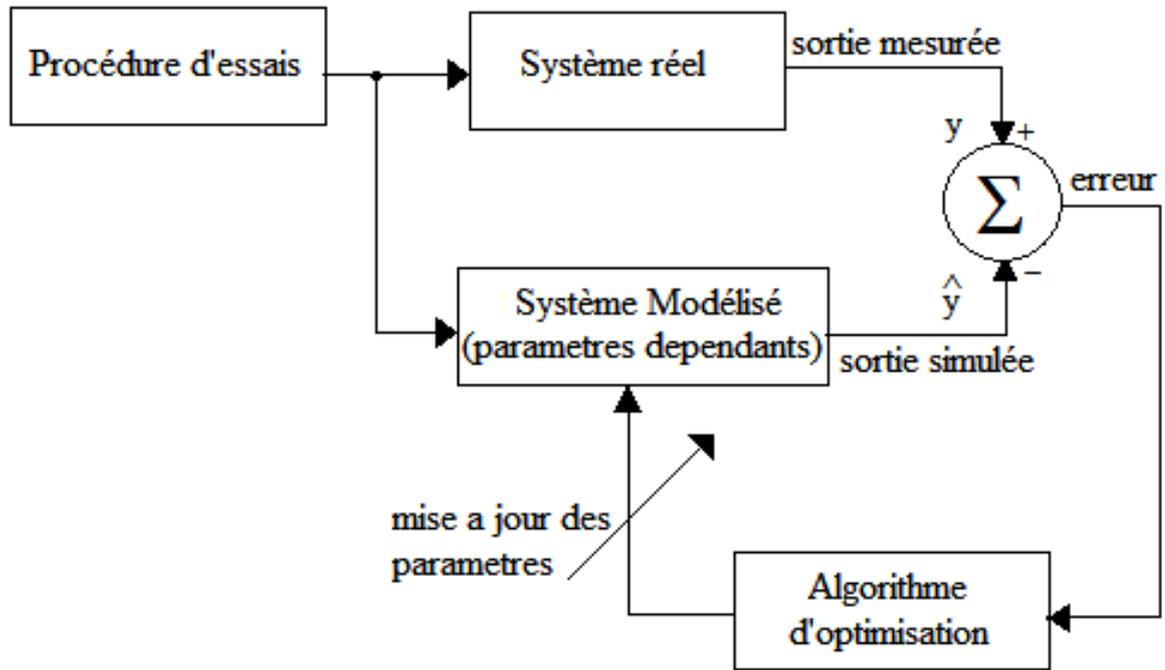


Fig.I.3. Structure de la procédure d'estimation [2].

### I.5.2 UTILISATION DE LA REACTANCE OPERATOIRE

La méthode d'utilisation de la réactance opératoire utilise une approche hybride, combinant les tests de *SSFR* avec des tests de court-circuit [60].

Les caractéristiques de la méthode *SSFR* sont utilisés pour ajuster les réactances  $X_d(p)$  et  $X_q(p)$  définies par l'expression (5). Une fois ceci effectué, une transformation exacte est utilisée pour obtenir les paramètres du circuit [61] où les inductances mutuelles de l'axe direct sont réglées à l'aide de la valeur mesurée du courant d'excitation suite à un essai de court-circuit.

Bien qu'aucun résultat démontrant la performance des paramètres qui ont été fournis, il est clair que cette approche est en mesure d'intégrer les meilleures qualités des deux procédures *SSFR* et de l'essai de court-circuit conventionnel.

### I.5.3 IDENTIFICATION AVEC UNE CHARGE ACTIVE

La conception et l'analyse d'un système constitué d'un générateur synchrone à vitesse variable qui alimente un onduleur par l'intermédiaire d'un redresseur à diodes triphasé nécessite une modélisation adéquate à la fois en domaines temporel et fréquentiel.

A titre d'exemple, la commande en boucle des systèmes est difficile à concevoir sans un modèle précis; en même temps, la conception de la protection des systèmes nécessite un important signal de modélisation transitoire.

La particularité du système décrit est la robustesse du redresseur à diodes en fonctionnement non idéal ; en conséquence, une grande valeur de l'impédance du générateur synchrone. Ce comportement non idéal influence à la fois sur ces performances en régime permanent et transitoire.

La référence [61] présente un modèle du système qui prend en compte, d'une manière détaillée, la dynamique de la source d'alimentation et la charge, ainsi que pour les effets de l'application non idéale du redresseur à diodes. Le modèle est non linéaire mais modélisé en système à temps continu alors il peut être utilisé pour l'analyse à grands et à petits signaux.

Le modèle développé a été vérifié sur un générateur de 105 kW serti d'un onduleur dont la conception de la tension de commande en boucle "*DC-link*" a été réalisée avec succès.

Il est démontré qu'une bande passante élevée est nécessaire pour cette commande en boucle afin de réaliser l'adaptation d'impédance entre la source d'alimentation et la charge actif.

#### I.5.4 ANALYSE DES DONNEES MODELISES (ANALYSIS OF DESIGN DATA)

L'amélioration des modèles des générateurs développés à partir des informations de conception ne sont pas un nouveau domaine [62]. Des travaux plus récents, sur l'application de l'analyse par éléments finis paraissent un domaine prometteur de recherche [63]. Un travail important pour l'application de cette technique afin d'obtenir des solutions à l'état stable [64], les caractéristiques de réponse en fréquence [65] et pour dériver les fonctions de saturation [66] à partir des données de conception a montré un bon accord avec les résultats mesurés. D'autres travaux doivent être réalisés pour prouver la cohérence de la méthode à toute conception particulière.

En outre, l'importance des effets de rotation et de l'effet de perturbation d'amplitude sur le modèle nécessitent des études supplémentaires [6].

#### I.5.5 MODELE D'IDENTIFICATION ET ESTIMATION DES PARAMETRES A PARTIR DES DONNEES D'EXPLOITATION

Une nouvelle technique pour modèle d'identification et l'estimation paramétrique d'un générateur turbine à vapeur de 460 MVA à partir des données d'exploitation est présentée [67]. Tout d'abord, les données provenant de petites perturbations d'excitation sont utilisées pour estimer le modèle linéaire paramétrique du circuit d'induit et inducteur de la machine. Par la suite, pour chaque ensemble de données du fonctionnement en régime permanent, les inductances de saturation  $L_{ds}$  et  $L_{qs}$  sont identifiées et modélisées en utilisant des estimateurs à

base de fonctions cartographiques non linéaires. En utilisant les estimations des paramètres du circuit d'induit, pour chaque ensemble de données de perturbation recueillies dans différentes conditions de fonctionnement, les paramètres de l'inducteur du générateur sont estimés en utilisant un procédé d'erreur de sortie (OEM). Les modèles non linéaires développés sont validés avec des mesures non utilisées dans la procédure d'estimation [67].

### I.5.6 UTILISATION DE L'EXPANSION DES SERIES ORTHOGONALES

Cette référence [68] présente une alternative pour estimer les paramètres du circuit d'induit des grands générateurs à l'aide de données d'exploitation en temps réel. Cette alternative prend en considération le développement de chacune des séries orthogonales en général et les séries de Hartley en particulier. L'idée principale est l'utilisation des développements en série orthogonales pour les données d'ajustement d'exploitation (tensions et courants mesurés) et/ou des données simulées d'entrée-sortie. Ceci permet l'écriture d'un ensemble d'équations algébriques linéaires qui peuvent être résolues pour les paramètres inconnus en utilisant le pseudo-inverse. Par conséquent, l'essence de l'approche est l'estimation de l'état linéaire et dans le but de généraliser la solution à accepter l'expansion de la série orthogonale en général, est en effet de fournir des «fenêtres» pour afficher le même problème. Bien que les solutions soient les mêmes dans tous les domaines, on souhaite employer la fenêtre qui donne la meilleure vue et le calcul le plus efficace. L'approche peut être utilisée en statique ainsi que pour des problèmes dynamiques. L'approche est testée pour l'élimination de bruit susceptible de se trouver dans les mesures. La méthode est jugée appropriée pour le traitement des données d'enregistreur de défaut numériques afin d'identifier les paramètres des machines synchrones [68].

### I.5.7 BLACK-BOX MODÉLISATION DE GÉNÉRATEUR SYNCHRONE

Dans la boîte noire, les modélisations de la structure du modèle ne sont pas supposées être connues ; la seule préoccupation est de représenter l'ensemble des données de sortie et d'entrée. L'identification des systèmes dynamiques linéaires a théoriquement été bien établie et de nombreuses bonnes approches sont disponibles [69,70]. Cependant, l'identification des systèmes non linéaires tels que des machines synchrones est encore un sujet de recherche active. De nombreuses approches différentes, comme *‘moindres carrés non linéaires, série Wiener, Wavelets, réseaux de neurones, logique floue et de l'algorithme génétique’* ont été mis au point pour l'identification des systèmes non linéaires. Une enquête sur les techniques antérieures aux années 1980 est donnée dans [71]. Une bonne revue récente sur les approches d'identification non linéaire peut être trouvée dans [72]. Parmi les nombreuses méthodes développées pour la

boîte noire de modélisation, les séries de Volterra. [73- 76]. Ces outils sont devenus utiles dans de nombreux domaines scientifiques, parmi lesquels le traitement du signal et l'identification du système.

#### I.5.8 UTILISATION DES SERIES VOLTERRA

Dans cet article [77], l'objectif est d'identifier un modèle de boîte noire non linéaire pour un générateur synchrone utilisant des séries Volterra. Ces modèles de boîte noire peuvent être utilisés pour l'analyse d'un système et la conception du contrôleur, en particulier la conception du stabilisateur des réseaux électriques (Power System Stabilizer "PSS"). Le modèle peut être utilisé soit dans une structure de commande prédictive pour une conception de PSS on-line, ou utilisé comme un simulateur pour tester une conception *off-line*. La série Volterra est une généralisation de l'intégrale de convolution des systèmes linéaires pour des systèmes non-linéaires.

Dans la pratique, la série Volterra doit être limitée afin d'éviter l'addition d'un nombre infini de termes. Le modèle résultant peut être caractérisé par le nombre de termes (ordre) du modèle. Pour identifier un système non linéaire utilisant cette technique, les grains de Volterra doivent être identifiés. Dans cet article, chaque grain de Volterra a été représenté par une série de fonctions orthogonales. Les coefficients de ces fonctions orthogonales de la série ont été déterminés en utilisant les données d'entrée-sortie définies [77].

#### I.5.9 UTILISATION DU MODEL WIENER-NEURAL

L'application du modèle de Wiener-neurale pour l'identification d'un générateur synchrone est étudiée dans cette référence. La méthode proposée est d'abord appliquée sur un générateur synchrone simulé avec un effet de saturation, puis il est testé sur un système de micromachine. Dans cette étude, la tension d'excitation est considérée comme l'entrée et la puissance active de sortie et la tension de borne sont considérées comme des sorties du générateur synchrone. Les résultats de simulation et expérimentaux montrer une bonne précision des modèles identifiés [78].

#### I.5.10 UTILISATION DU FILTRE DE KALMAN

Différents estimateurs sont disponibles pour l'identification paramétrique en ligne. Le Filtre de Kalman Discret (FKD) est l'un d'eux. Le filtre de Kalman est un excellent estimateur d'état de minimum-variance pour les systèmes linéaires dynamiques [78,79].

Le concept du filtre de Kalman consiste à estimer l'état d'un système dynamique à partir d'observations partielles et bruitées. Pour les systèmes non linéaires, le filtre de Kalman reste valable, mais avec quelques modifications ; à partir de ces modifications effectués sur le filtre de Kalman d'autres filtres sont générés : le Filtre Kalman Etendu (Extended Kalman Filter ) [80], l'Unscented Kalman Filter [81,82] et Filtre de Kalman à Particule (Particle Kalman Filter) [83]. La prise en considération du biais permet au Filtre de Kalman d'être très bénéfique car il permet la réduction de la MSE (mean square erreur) [84]. L'application du filtre de Kalman pour estimer les paramètres d'un système nécessite d'établir un modèle mathématique de la dynamique du système à partir des données expérimentales.

Les systèmes numériques (à temps discret) ont des avantages significatifs par rapport aux systèmes analogiques (ou systèmes à temps continu) comme le montrent de nombreuses références, surtout quand il s'agit du filtre Kalman Etendue Discret (DEKF) [85-87]. En effet, ils sont plus reproductibles, moins perturbés par les conditions extérieures, ont une meilleure résistance au bruit et dans la plupart des conceptions modernes ils sont au moins dans une certaine mesure programmables, ce qui permet de les modifier dans le logiciel plutôt que dans le matériel [88].

#### I.5.11 AUTRES METHODES

La quantité de travail qui a été faite pour développer de nouvelles méthodes d'amélioration de celles qui existent déjà est vaste. Cela rend très difficile, voire impossible, la tâche d'essayer de résumer plusieurs de ces approches sans les comprendre ou d'être injuste envers leur importance. L'intention a été de suivre dans une certaine mesure les normes [12, 90,91], de présenter la littérature importante dans le domaine [21,30] ou les développements qui, de l'avis de l'auteur, représentent un point de repère [21,22],[49],[60,61] dans l'évolution du champ d'estimation des paramètres. Toutefois, cela ne signifie pas que d'autres travaux [92-94] ne peuvent pas être plus efficaces ou même de fournir des résultats meilleurs que ceux mentionnés ici !

#### I.6 CONCLUSION

À mesure que les systèmes de puissance deviennent plus interconnectés et complexes, l'analyse de la performance dynamique de ces systèmes devient plus importante et plus difficile. Les générateurs synchrones jouent un rôle très important dans la stabilité des systèmes d'alimentation. Un modèle valable pour les générateurs synchrones est essentiel pour une analyse valable de la stabilité et des performances dynamiques. Près de trois quarts de siècle après les

premières publications dans la modélisation des générateurs synchrones, dans ce chapitre on été présentés et discutés les travaux de recherche sur les différentes méthodes utilisées pour l'estimation des paramètres des générateurs synchrones ainsi que les méthodes d'identification des modèles. Ce qui va nous aider à définir une stratégie pour aborder la suite de nos travaux.

*Modélisation et identification paramétrique off-line de  
l'alternateur synchrone*

## CHAPITRE II:

### *Modélisation et identification paramétrique off-line de l'alternateur synchrone*

<b>II.1 Introduction</b> .....	22
II.2 Principe de fonctionnement des machines synchrones.....	23
II.2.1 Machine synchrone à pôles lisses.....	23
II.2.2 Machine synchrone à pôles saillants .....	24
II.3 Modèle mathématique de l'alternateur synchrone.....	25
II.3.1 Expression des inductances propres et mutuelles rotorique .....	26
II.3.2 Expression des Inductances propres et mutuelles statorique .....	27
II.3.3 Généralités sur la transformation triphasé / diphasé.....	28
II.3.3.1 Transformation de Clark .....	28
II.3.3.2 Transformation de Park .....	30
II.3.4 Equations générales des tensions et flux du générateur synchrone.....	30
II.4 Modèle de l'alternateur dans le repère diphasé ‘’odq’’ de Park.....	31
II.4.1 Transformation de Park appliquée aux flux de l'alternateur synchrone.....	31
II.4.2 Equations de tensions simplifiées de l'alternateur synchrone.....	34
II.4.3 Considération de l'équation du mouvement .....	36
II.5 Représentation d'état de la génératrice synchrone.....	37
II.6 Identifications paramétriques de la machine synchrone.....	39
II.6.1 Détermination des paramètres électriques.....	40
II.6.1.1 Résistances statorique et rotorique.....	40
II.6.1.2 Résistance relative aux pertes fer.....	40
II.6.1.3 Inductances de fuites statorique et rotorique.....	41
II.6.1.4 Réactances directe et en quadrature.....	42
II.6.1.5 Réactances de magnétisation des axes ‘’d et q’’.....	44
II.6.1.6 Réactances transitoires et subtransitoire .....	44

II.6.1.7 Résistances et réactances des amortisseurs.....	47
II.6.2 Détermination des paramètres mécaniques utilisant la méthode du point matériel.	48
II.7 Grandeurs relatives (système PER UNIT).....	49
<b>II.8 Conclusion</b> .....	<b>50</b>

## CHAPITRE II

# Modélisation et identification paramétrique *off-line* de l'alternateur synchrone

### II.1 INTRODUCTION

La modélisation est une étape importante dans l'analyse et la conception des systèmes. Elle aboutit souvent à un modèle mathématique d'un système qui contient plusieurs paramètres inconnus. Des essais expérimentaux sont nécessaires pour identifier ces paramètres.

A l'heure actuelle, les machines synchrones sont très utilisées dans la production de l'énergie électrique. La facilité du transport de celles-ci et son utilisation dans divers domaines lui confère un avantage réel. De nombreuses sources d'énergies primaires (charbon, eaux, nucléaire, soleil, vent ...) sont utilisées pour la production de l'électricité à partir de convertisseurs tels les générateurs synchrones dont les avantages sont nombreux, notamment un rendement très élevé.

Ce chapitre se focalise sur la présentation du modèle mathématique d'un générateur synchrone retenu dans la procédure d'identification élaborée. Dans la première section, nous nous intéresserons au mode de conversion d'énergie utilisant une génératrice synchrone, avec une attention particulière à la modélisation de celle-ci, basée sur la représentation d'état. Par la suite, nous nous intéresserons aux différentes méthodes d'identification paramétrique off-line. Ces méthodes ont pour objectif de déterminer chacun des paramètres électriques et mécaniques de la machine synchrone durant les régimes permanent, transitoire et sub-transitoire. Dans la dernière section de ce premier chapitre, nous exposerons les résultats de l'identification paramétrique de la génératrice synchrone ainsi que sa modélisation.

## II.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES MACHINES SYNCHRONES

Comme la vitesse des machines synchrones (MS) est liée à la fréquence ( $f=p.n$ ), jusqu'aux années 1960, celles-ci étaient surtout utilisées comme générateurs afin de produire de l'électricité à fréquence constante. En fonctionnement moteur, cette propriété donne une vitesse quasi-constante pour une fréquence d'alimentation donnée. Le moteur synchrone peut également produire de l'énergie réactive en mode surexcité. A partir des années soixante, grâce à l'essor de l'électronique, des techniques de contrôle et des matériaux utilisés, les machines synchrones ont connu un fort développement avec de nouvelles applications en robotique, entraînement électrique, générateur éolien....etc.

Comme toute machine électrique conventionnelle, la machine synchrone se compose de deux parties cylindriques coaxiales, un stator et un rotor séparés par un entrefer où ont lieu les échanges d'énergie électromagnétique. Son fonctionnement est réversible : En mode moteur, l'enroulement triphasé équilibré du stator est alimenté par une tension triphasée alternée créant un champ magnétique tournant ; le champ du rotor généré par un bobinage parcouru par un courant continu (ou des aimants permanents) est couplé avec le champ du stator pour produire un couple électromagnétique. En mode générateur, la conversion de l'énergie mécanique (entraînement du rotor du générateur alimenté en DC par un moteur) en énergie électrique induira dans les enroulements statorique un système triphasé de FEM. Sous certaines hypothèses simplificatrices (circuits magnétiques non saturés, courants équilibrés, symétrie des enroulements statorique), il suffit d'étudier une seule phase d'où la notion de schéma monophasé équivalent.

Dans cette section, On décrira brièvement quelques bases théoriques pour les deux types de machines synchrones: (1) à rotor à pôles lisses qui est une topologie typique des générateurs de turbines à vapeur des centrales électriques; (2) à rotor à pôles saillants dans le cas des applications nécessitant une faible vitesse et un grand nombre de pôles tels que la génération hydroélectrique [94].

### II.2.1 Machine synchrone à pôles lisses

Dans la machine synchrone à pôles lisses (MSPL) la réactance du stator ne dépend pas de la position du rotor (à l'inverse du cas de la machine à pôles saillants). Dans ce cas, le circuit équivalent par phase de la Fig. II.1 a une résistance  $r_1$  en série avec une réactance synchrone  $x_s$  qui est la somme d'une réactance de fuite  $x_1$  et d'une réactance  $x_a$  représentant l'effet de la réaction

d'armature. Dans le cas des circuits linéaires, il est facile de déterminer la réactance synchrone en effectuant l'essai expérimental à vide et celui en court-circuit. Cependant, dans le cas des circuits saturés, le tracé du diagramme de Potier est primordial ; pour cela, un troisième essai avec une charge purement inductive est obligatoire (essai en déwatté).

Pour différencier le mode générateur du mode moteur, il est fréquent d'inverser le signe du courant tel qu'il est représenté sur le schéma équivalent de la Fig. II.1. Les diagrammes vectoriels correspondants utilisant l'angle de charge  $\delta$  ( $\delta > 0$  pour le générateur,  $\delta < 0$  pour le moteur) sont représentés sur la Fig. II.2. La machine synchrone peut fonctionner en sur-excitation ou sous-excitation selon que le courant  $I$  est en avance ou en retard par rapport à la tension  $V$ .

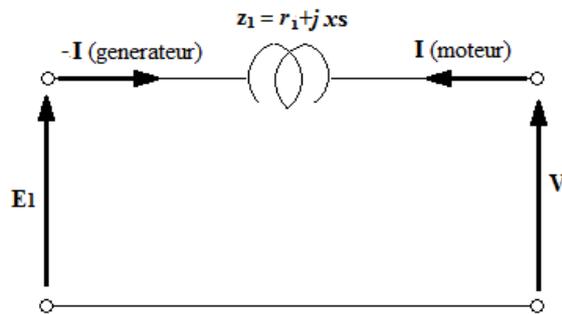


Fig. II.1. Circuit équivalent par phase de la MS à pôles lisses

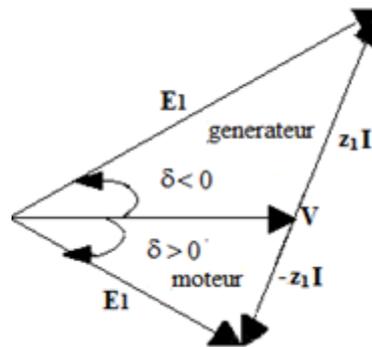


Fig. II.2. Diagramme vectoriel de fonctionnement en moteur et en générateur de la MS.

### II.2.2 Machine synchrone à pôles saillants

Dans le cas des machines synchrones à pôles saillants (MSPS), la réactance du stator dépend de la position du rotor. Dans ce cas, le diagramme vectoriel des deux réactances permet de considérer séparément les effets des deux composantes d'axes directs et de quadrature. Ceci est lié aux transformations du champ tournant qui constitue la base pour l'analyse dynamique des machines électriques. Les deux composantes de la réactance d'armature statorique peuvent être prises comme agissant le long de l'axe direct "d" aligné avec l'enroulement d'excitation et l'axe en

quadrature "q" décalé de 90 degrés. En négligeant la saturation, les réactances correspondantes sont respectivement  $x_d$  et  $x_q$ .

Dans les sections suivantes, la machine synchrone à pôles saillants sera considérée pour l'identification paramétrique off-line.

### II.3 MODELE MATHEMATIQUE DE L'ALTERNATEUR A POLES SAILLANTS MUNI DE CIRCUITS AMORTISSEURS

La connaissance des différentes expressions des inductances (propres et mutuelles) est essentielle dans la modélisation des machines électriques. Les inductances propres sont proportionnelles au carré du nombre de tours et à la perméance fournie par le passage du flux ; si cette perméance varie (cas des MSPS), les inductances propres dépendront de l'angle "θ", et si elle est constante (cas des MSPL), alors les inductances propres seront constantes. La modélisation du GSPS a été effectuée selon les hypothèses simplificatrices suivantes [93-95]:

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault et le couplage capacitif entre les enroulements sont supposés négligeables. Cette hypothèse va nous permettre d'exprimer le flux en fonction des courants et des inductances propres et mutuelles,
- On considère que les résistances (stator/rotor) sont invariantes par rapport à la variation de température.
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté de sorte que seuls les circuits induits, inducteurs et amortisseurs sont parcourus par des courants.
- On admet que les forces magnétomotrices des enroulements du stator sont à répartitions sinusoïdales ce qui conduit à des expressions relativement simples des inductances.

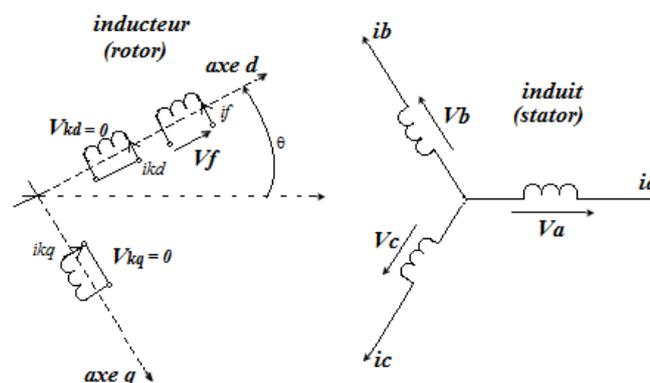


Fig. II.3. Schéma descriptif des différents enroulements de la MSPS.

La Fig. II.3 représente l'emplacement des enroulements de la MSPS pour chaque axe : le stator (induit) se compose de trois phases (a,b,c) identiques déphasées entre elles de  $120^\circ$  ; le rotor (inducteur) est constitué d'un enroulement (indice  $f$ ) réparti selon l'axe polaire (d), alors que chaque pôle du rotor est muni de barres de cuivre en court-circuit nommées amortisseurs répartis selon l'axe polaire ou longitudinal ( $k_d$ ) et l'axe interpolaire ou en quadrature ( $k_q$ ).

Au niveau du stator, on parle d'anisotropie électrique due aux perturbations locales dans la distribution du champ d'entrefer par les encoches, alors que le circuit magnétique apparait comme isotrope par rapport au rotor [93]. Les expressions des inductances de la MSPS dans ce chapitre seront basées sur le schéma de la Fig. II.3.

### II.3.1 Expressions des inductances propres et mutuelles rotorique

Selon les hypothèses de travail mentionnées dans la section précédente, les expressions de chacune des inductances propres rotorique  $L_f$  ainsi que celles des amortisseurs, longitudinale  $L_{kd}$  et transversale  $L_{kq}$ , sont considérées constantes. Les mutuelles entre le circuit d'excitation et l'amortisseur des axes longitudinaux sont constantes selon l'expression :

$$M_{f_{kd}} = M_{k_{d,f}} = \text{Cte} \quad (\text{II.1})$$

Vu que les axes polaires (axe d) et interpolaire (axe q) sont en quadrature, les mutuelles entre l'enroulement d'excitation et les amortisseurs transversaux ' $M_{fkq}$ ' ainsi que celles entre les amortisseurs longitudinaux et transversaux ' $M_{kdkq}$ ' sont nulles :

$$M_{fkq} = M_{kqf} = M_{kdkq} = M_{kqkd} = 0 \quad (\text{II.2})$$

La phase 'a' de la machine synchrone étant prise comme référence ainsi que l'axe 'd', les inductances mutuelles entre les enroulements statorique et rotorique sont fonction de l'angle électrique ' $\theta$ ' selon les expressions suivantes [93-96] :

$$M_{a_{kd}}(\theta) = M_{k_{d,a}}(\theta) = M_{k_{ds}} \cos \theta \quad (\text{II.3})$$

$$M_{b_{kd}}(\theta) = M_{k_{d,b}}(\theta) = M_{k_{d,s}} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.4})$$

$$M_{c_{kd}}(\theta) = M_{k_{d,c}}(\theta) = M_{k_{d,s}} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.5})$$

$$M_{a_f}(\theta) = M_{f_a}(\theta) = M_{fs} \cos \theta \quad (\text{II.6})$$

$$M_{b_f}(\theta) = M_{f_b}(\theta) = M_{fs} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.7})$$

$$M_{c_f}(\theta) = M_{f_c}(\theta) = M_{f_s} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.8})$$

$$M_{a_{kq}}(\theta) = M_{kq_a}(\theta) = -M_{kq_s} \sin \theta \quad (\text{II.9})$$

$$M_{b_{kq}}(\theta) = M_{b_{kq}}(\theta) = -M_{kq_s} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.10})$$

$$M_{c_{kq}}(\theta) = M_{c_{kq}}(\theta) = -M_{kq_s} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.11})$$

Où  $M_{i_f}|_{i=a,b,c}$  sont les inductances mutuelles entre les enroulements statorique et les excitations,  $M_{i_{kd}}|_{i=a,b,c}$  sont les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et l'amortisseur de l'axe direct et  $M_{i_{kq}}|_{i=a,b,c}$  sont les inductances mutuelles entre les enroulements statorique et l'amortisseur de l'axe en quadrature.

### II.3.2 Expressions des inductances propres et mutuelles statorique

Vu que la variation de la réluctance due à l'anisotropie géométrique du rotor à pôles saillants n'est pas négligeable, les inductances propres du stator peuvent être décomposées chacune en une composante constante et une somme infinie d'harmoniques. Les expressions des inductances propres des trois phases statoriques, en ne considérant que le premier harmonique, s'écrivent [94,96] :

$$L_a(\theta) = L_{s0} + L_{s2} \cos 2\theta + L_{\sigma s} \quad (\text{II.12})$$

$$L_b(\theta) = L_{s0} + L_{s2} \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + L_{\sigma s} \quad (\text{II.13})$$

$$L_c(\theta) = L_{s0} + L_{s2} \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + L_{\sigma s} \quad (\text{II.14})$$

Où  $L_{s0}$  est le terme constant,  $L_{s2}$  est l'amplitude des inductances statorique en fonction de l'angle ' $\theta$ ' et  $L_{\sigma s}$  sont les inductances de fuites dans le stator.

Dans la machines synchrone à pôles saillants, les mutuelles statorique dépendent de l'angle ' $\theta$ ' et sont obtenues en projetant les inductances propres sur les axes a, b et c du stator ; après projection et simplification on trouve :

$$M_{ab}(\theta) = M_{ba}(\theta) = M_{s0} + L_{s2} \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.15})$$

$$M_{bc}(\theta) = M_{cb}(\theta) = M_{s0} + L_{s2} \cos 2\theta \quad (\text{II.16})$$

$$M_{ac}(\theta) = M_{ca}(\theta) = M_{s0} + L_{s2} \cos 2 \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{II.17})$$

Avec  $M_{s0} = \frac{1}{2} L_{s0}$  .

### II.3.3 Généralités sur la transformation triphasé/diphasé

Pour simplifier l'étude en régime dynamique des machines électriques dont les équations sont écrites dans le repère triphasé (a,b,c), on change de repère en utilisant des transformations type triphasé/diphasé (Park, Concordia ou autre). Moyennant des équivalences (solénations, énergies électriques et magnétiques), on passe de la machine réelle à une machine virtuelle équivalente. Ces équivalences se traduisent par des transformations qui permettent la simplification du modèle mathématique de la machine étudiée. Dans cette section, un bref rappel sur les différentes transformations triphasé/diphasé sera présenté tout en considérant le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} y_a = y\sqrt{2} \cos \theta \\ y_b = y\sqrt{2} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ y_c = y\sqrt{2} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

#### II.3.3.1 Transformation de Clarke

La transformation de Clark permet de modéliser un système triphasé grâce à un modèle diphasé. Dans ce cas, il s'agit d'un changement de repère où les deux premiers axes dans la nouvelle base sont traditionnellement nommés  $\alpha$ ,  $\beta$  (repère cartésien). Les grandeurs triphasées transformées sont généralement des courants, des tensions ou des flux. Dans le cas d'une machine synchrone, le repère de Clarke est généralement fixé au stator. A partir du même système triphasé décrit dans (II.18) on peut déterminer la matrice de Clark en développant l'équation (II.18) par les relations trigonométriques (où "y" est la valeur efficace du signal triphasé quelconque et  $\theta$  est son angle) pour obtenir la forme suivante :

$$\begin{cases} y_a = y\sqrt{2} \cos \theta \\ y_b = y\sqrt{2} \left( \cos \theta \cos \frac{2\pi}{3} + \sin \theta \sin \frac{2\pi}{3} \right) \\ y_c = y\sqrt{2} \left( \cos \theta \cos \frac{2\pi}{3} - \sin \theta \sin \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Sachant que :

$$\begin{cases} y_\alpha = y\sqrt{2} \cos \theta \\ y_\beta = y\sqrt{2} \sin \theta \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Alors

$$[y]_{abc} = y\sqrt{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_{\alpha} \\ y_{\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Pour arriver à la matrice de Clark :

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.22})$$

On remarque que la composante  $y_0$  est nulle dans ce cas ; alors le système est considéré comme étant un système triphasé équilibré. Dans le cas contraire, il est primordial de prendre en considération cette composante ce qui fait que la matrice de Clarke devient :

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.23})$$

La matrice inverse est :

$$[C]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.23})$$

La différence entre la transformée de Clarke et celle de Concordia est que la matrice Clarke n'est pas unitaire alors que la transformée de Concordia conserve la puissance instantanée. La matrice de Concordia vaut :

$$[C_1]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & \sqrt{2} & 0 \\ 1 & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ 0 & \frac{-1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Remarque : les transformations de Clarke et de Concordia ne sont que des cas particuliers des transformations de Park ( $\theta=0$ ) initiale (ne conserve pas la puissance instantanée) et modifiée (conserve la puissance instantanée) resp.

### II.3.3.2 Transformation de Park

Pour établir les équations simplifiées de la machine synchrone, nous utiliserons dans cette étude la transformation de Park modifiée qui conserve la puissance instantanée vu qu'elle est très utilisée dans l'étude dynamique des machines électriques. Elle permet le passage d'un système triphasé (a,b,c) en un système diphasé équivalent (odq) avec ou sans composante homopolaire. Elle est définie comme suit :

$$\text{rse}[P_1(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos \theta & -\sin \theta \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

L'inverse de la transformation de Park est la matrice transposée de la précédente :

$$[P_1(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

### II.3.4 Equations en tensions et en flux

On rappelle que dans cette étude, la machine synchrone à pôles saillants (MSPS) est en fonctionnement générateur, avec la convention «récepteur» au rotor et la convention «générateur» au stator. Selon les différentes hypothèses mentionnées au début de cette section, l'alternateur peut être décrit par les équations électriques suivantes [10, 94, 96] :

$$\begin{cases} v_a = -r_a i_a + \frac{d}{dt} \varphi_a \\ v_b = -r_b i_b + \frac{d}{dt} \varphi_b \\ v_c = -r_c i_c + \frac{d}{dt} \varphi_c \\ E_f = r_f i_f + \frac{d}{dt} \varphi_f \\ 0 = r_{kd} i_{kd} + \frac{d}{dt} \varphi_{kd} \\ 0 = r_{kq} i_{kq} + \frac{d}{dt} \varphi_{kq} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Les deux dernières équations de (II.27) sont relatives aux amortisseurs qui sont des barres en cuivre en court-circuit où les tensions sont nulles.

En tenant compte des inductances mutuelles et propres établies précédemment, les flux totalisés s'expriment sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = -[L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \\ [\varphi_r] = -[M_{rs}][i_s] + [L_r][i_r] \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Avec

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{af}(\theta) & M_{akd}(\theta) & M_{akq}(\theta) \\ M_{bf}(\theta) & M_{bkd}(\theta) & M_{bkq}(\theta) \\ M_{cf}(\theta) & M_{ckd}(\theta) & M_{ckq}(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a(\theta) & M_{ab}(\theta) & M_{ac}(\theta) \\ M_{ab}(\theta) & L_b(\theta) & M_{bc}(\theta) \\ M_{ac}(\theta) & M_{bc}(\theta) & L_c(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_f(\theta) & M_{fkd}(\theta) & 0 \\ M_{fkd}(\theta) & L_{kd}(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & L_{kq}(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

$$[M_{rs}] = \begin{bmatrix} M_{af}(\theta) & M_{bf}(\theta) & M_{cf}(\theta) \\ M_{akd}(\theta) & M_{bkd}(\theta) & M_{ckd}(\theta) \\ M_{akq}(\theta) & M_{bkq}(\theta) & M_{ckq}(\theta) \end{bmatrix} = [M_{sr}]_t \quad (\text{II.32})$$

## II.4 MODELE DE L'ALTERNATEUR DANS LE REPERE ‘odq’ DE PARK

### II.4.1 Transformation de Park appliquée aux flux

Nous avons montré dans la section (II.3) que les relations régissant le fonctionnement de l'alternateur en fonction de ses flux totaux peuvent être exprimées selon l'équation (II.28). La mise sous forme d'équations d'état du modèle de la génératrice dans le repère de Park permet de faciliter la résolution du système et de mettre en évidence les entrées et les sorties. Sur la base des équations de Park, la machine peut être représentée par un modèle mathématique à partir d'un circuit équivalent (Fig. II.4) faisant intervenir les composantes longitudinales et transversales. Les enroulements rotoriques ne subissent aucune transformation puisqu'ils sont déjà, par construction,

ordonnés selon deux axes perpendiculaires (Fig. II.6). La Fig. II.4 représente l'alternateur selon Park.

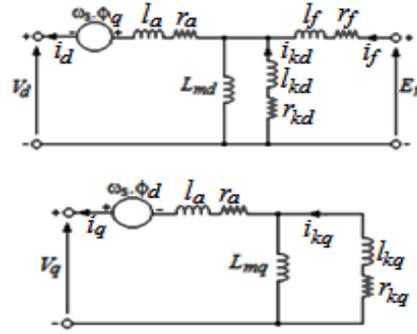


Fig. II.4. Schéma équivalent du générateur synchrone Avec un amortisseur sur chaque axe selon Park.

Afin de trouver la représentation d'état nous adopterons les écritures suivantes :

Sachant que :

$$[\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_f \\ \varphi_{kd} \\ \varphi_{kq} \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}$$

Partant des expressions de la section §II.3, la relation (II.28) peut être réécrite de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} \varphi_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_s & M_{sr} \\ -M_{rs} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \tag{II.33}$$

Dans cette partie, le but est de trouver les expressions des flux dans le repère diphasé en appliquant la transformation de Park définie dans la section §II.3.3.2 aux matrices des flux statorique et rotorique (II.33).

Sachant que la transformation du triphasé au diphasé se fait par la multiplication de chacune des expressions par la matrice de Park modifiée  $[P_1(\theta)]$  qui permet le passage des grandeurs statoriques triphasés à leurs composantes relatives comme suit :

$$[x_{abc}] = [P_1(\theta)][x_{odq}] \rightarrow [x_{odq}] = [P_1(\theta)]^{-1}[x_{abc}]$$

En appliquant cette transformation aux flux statoriques et rotoriques, on obtient:

$$\begin{cases} [\varphi_{odq}] = -[P_1(\theta)]^{-1}[L_s][P_1(\theta)][i_{odq}] + [P_1(\theta)]^{-1}[M_{sr}][i_r] \\ [\varphi_r] = -[M_{rs}][P_1(\theta)][i_{odq}] + [L_r][i_r] \end{cases} \tag{II.34}$$

Que l'on peut également réécrire sous forme matricielle condensée:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{odq} \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -P_1(\theta)^{-1}L_sP_1(\theta) & P_1(\theta)^{-1}M_{sr} \\ -M_{rs}P_1(\theta) & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{odq} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

En négligeant les fuites dans les équations des inductances propres statoriques ( $L_{\sigma s} = 0$ ), les multiplications matricielles par blocs conduisent aux résultats suivants :

$$- [P_1(\theta)]^{-1} [L_s] [P_1(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s0} + 2M_{s0} & 0 & 0 \\ 0 & -(M_{s0} + L_{s0} + \frac{3}{2}L_{s2}) & 0 \\ 0 & 0 & -(M_{s0} - L_{s0} - \frac{3}{2}L_{s2}) \end{bmatrix}$$

En prenant en considération la répartition des forces magnétomotrices des enroulements statoriques à répartitions sinusoïdales, on aura :

$$M_{s0} = L_{s0} \cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2}L_{s0} \quad (\text{II.36})$$

En remplaçant  $M_{s0}$  par sa valeur, on obtient :

$$- [P_1(\theta)]^{-1} [L_s] [P_1(\theta)] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}(L_{s0} + L_{s2}) & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{3}{2}(L_{s0} - L_{s2}) \end{bmatrix}$$

$$[P_1(\theta)]^{-1} [M_{sr}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}}M_{fs} & \sqrt{\frac{3}{2}}M_{kd_s} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}}M_{kq_s} \end{bmatrix}$$

$$- [M_{rs}] [P_1(\theta)] = \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{\frac{3}{2}}M_{fs} & 0 \\ 0 & -\sqrt{\frac{3}{2}}M_{kd_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\sqrt{\frac{3}{2}}M_{kq_s} \end{bmatrix}$$

Sachant que:

$$L_d = \frac{3}{2}(L_{s0} + L_{s2}), \quad L_q = \frac{3}{2}(L_{s0} - L_{s2})$$

$$\text{Et } L_{md} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot M_{fs} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot M_{kd_s}, \quad L_{mq} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot M_{kq_s}$$

Après simplification, on obtient la forme finale des flux statoriques et rotoriques comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_o \\ \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_f \\ \varphi_{kd} \\ \varphi_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_d & 0 \\ 0 & 0 & -L_q \\ 0 & -L_{md} & 0 \\ 0 & -L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & -L_{mq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ L_{md} & L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & L_{mq} \\ L_f & M_{f_{kd}} & 0 \\ M_{kd_f} & L_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & L_{kq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

En conséquence, les expressions obtenues entre les flux et les courants sont simples et ne dépendent pas de l'angle électrique  $\theta$ . Ces expressions sont bien formulées à la seule condition que l'angle de transformation soit égal à l'angle électrique de la machine. Il est à noter que dans les deux cas, pratique ou simulation sous MATLAB/Simulink, il est facile d'assurer cette condition en effectuant un calage de l'angle de la transformation de Park sur une des trois tensions de sortie de la machine [96].

#### II.4.2 Equations simplifiées en tension

Le modèle électrique de l'alternateur est réalisé à partir des grandeurs de phases décrites par l'équation (II.27) qui est réécrite sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} [v_s] &= -[r_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ [v_r] &= [r_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{aligned} \quad (\text{II.38})$$

Sachant que :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; [v_r] = \begin{bmatrix} E_f \\ v_{kd} \\ v_{kq} \end{bmatrix}; [r_s] = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 \\ 0 & 0 & r_c \end{bmatrix}; [r_r] = \begin{bmatrix} r_f & 0 & 0 \\ 0 & r_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & r_{kq} \end{bmatrix}$$

En multipliant les deux membres de la première équation (II.38) par la matrice de Park et en remplaçant le flux statorique par son équation, on obtient :

$$\begin{aligned} [P_1(\theta)][v_{odq}] &= -[r_s] \cdot [P_1(\theta)] \cdot [i_{odq}] + \frac{d}{dt} \{ -[L_s] \cdot [P_1(\theta)] \cdot [i_{odq}] + [M_{sr}][i_r] \} \\ [v_r] &= [r_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{aligned} \quad (\text{II.39})$$

En considérant uniquement la tension statorique de la machine, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} [v_{odq}] &= [P_1(\theta)]^{-1} \left\{ -[r_s] \cdot [P_1(\theta)] \cdot [i_{odq}] + \frac{d}{dt} \{ -[L_s] \cdot [P_1(\theta)] \cdot [i_{odq}] + [M_{sr}][i_r] \} \right\} \\ [v_{odq}] &= -[P_1(\theta)]^{-1} \cdot [r_s] \cdot [P_1(\theta)] \cdot [i_{odq}] + [P_1(\theta)]^{-1} \left\{ \frac{d}{dt} \{ -[L_s] \cdot [P_1(\theta)] [i_{odq}] \} + [M_{sr}] \frac{d}{dt} [i_r] \right\} \end{aligned}$$

Vu que la matrice  $[r_s]$  est diagonale et que le produit  $[L_s] \cdot [P_1(\theta)]$  après calcul et simplification est égal à la somme de deux matrices en fonction de l'angle  $\theta$  comme suit :

$$[L_s] \cdot [P_1(\theta)] = [y_a] + [y_b] \quad (\text{II.40})$$

Sachant que

$$[y_a] = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \begin{bmatrix} 0 & L_{s0} \cos \theta & -L_{s0} \sin \theta \\ 0 & L_{s0} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -L_{s0} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & L_{s0} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -L_{s0} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$[y_b] = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \begin{bmatrix} 0 & \cos \theta & \sin \theta \\ 0 & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Comme  $y_a$  et  $y_b$  sont en fonction de "  $\theta$  ", la dérivée se calcule par rapport au temps pour les courants  $[i_{odq}]$  et par rapport à l'angle "  $\theta$  " pour chacun de  $[y_a]$  et  $[y_b]$  ce qui fait que l'équation de tension statorique peut être réécrite comme suit :

$$[v_{odq}] = -[r_s] \cdot [i_{odq}] - [P_1(\theta)]^{-1} \cdot [y_a + y_b] \frac{d}{dt} [i_{odq}] - [P_1(\theta)]^{-1} \cdot \frac{d}{d\theta} [y_a] \cdot \frac{d}{dt} [i_{odq}] - [P_1(\theta)]^{-1} \cdot \frac{d}{d\theta} [y_b] \cdot \frac{d}{dt} [i_{odq}] + [P_1(\theta)]^{-1} \cdot [M_{sr}] \frac{d}{dt} [i_r] + [P_1(\theta)]^{-1} \cdot \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \cdot \frac{d}{dt} [i_r] \quad (\text{II.41})$$

En faisant le calcul de chaque terme de l'équation (II.40) et après simplification, on obtient :

$$[P_1(\theta)]^{-1} [y_a + y_b] = \begin{bmatrix} L_{s0} + 2M_{s0} & 0 & 0 \\ 0 & L_{s0} - M_{s0} & 0 \\ 0 & 0 & L_{s0} - M_{s0} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_{s2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

Si  $M_{s0} = \frac{-L_{s0}}{2}$  alors :

$$[P_1(\theta)]^{-1} [y_a + y_b] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} (L_{s0} + L_{s2}) & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2} (L_{s0} - L_{s2}) \end{bmatrix}$$

$$[P_1(\theta)]^{-1} \cdot \frac{d}{d\theta} [y_a] = \frac{3}{2} L_{s0} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[P_1(\theta)]^{-1} \cdot \frac{d}{d\theta} [y_b] = \frac{3}{2} L_{s2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[P_1(\theta)]^{-1} \cdot [M_{sr}] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ M_{f_s} & M_{kd_s} & 0 \\ 0 & 0 & M_{kq_s} \end{bmatrix}$$

$$[P_1(\theta)]^{-1} \cdot \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -M_{kq_s} \\ M_{f_s} & M_{kd_s} & 0 \end{bmatrix}$$

Finalement, après tous ces calculs et simplifications et en remplaçant chaque terme dans l'équation (II.41), le modèle électrique de base de l'alternateur peut alors être écrit dans le repère de Park comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_o \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & (r_a + pL_d) & -\omega L_q \\ 0 & \omega L_q & (r_a + pL_q) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ pL_{md} & pL_{md} & -\omega L_{mq} \\ \omega L_{md} & \omega L_{md} & pL_{mq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (II.42)$$

$$\begin{bmatrix} v_f \\ v_{kd} \\ v_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (r_f + pL_f) & pM_{f_{kd}} & 0 \\ pM_{f_{kd}} & (r_{kd} + pL_{kd}) & 0 \\ 0 & 0 & (r_{kq} + pL_{kq}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & pM_{f_s} & 0 \\ 0 & pM_{s_{kd}} & 0 \\ 0 & 0 & pM_{s_{kq}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

Avec :  $p = \frac{d}{dt}$  ;  $\omega = \frac{d\theta}{dt}$

Grâce à la transformation de Park, un modèle électrique de la machine synchrone en mode alternateur ne dépendant pas de l'angle  $\theta$  a pu être déterminé. L'addition de l'équation mécanique dans ce modèle est essentielle pour prendre en considération la variation de la vitesse.

### II.4.3 Prise en compte de l'équation du mouvement

Pour l'obtention d'une modélisation complète de l'alternateur, nous ajouterons aux équations électriques (II.42), l'équation mécanique de la machine définie par la relation suivante :

$$\sum T = J \frac{d\Omega_m}{dt} \quad (II.43)$$

$J$  représente le moment d'inertie total des masses tournantes en  $kg.m^2$ ,  $\Omega_m$  la vitesse angulaire mécanique en rad/s et  $\sum T$  la somme des couples agissant sur le système. Comme le banc d'essai est constitué de deux machines synchrone identique, le premier est utilisé comme alternateur et le deuxième comme moteur d'entraînement alors l'expression (II.43) peut être écrite ainsi:

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = -T_e - f \cdot \Omega_m + T_{mec} \quad (II.44)$$

Dans cette formule,  $T_e$  est le couple électromagnétique de l'alternateur ; son expression dans le repère de Park est donnée par [93] :

$$T_e = p \cdot (\varphi_q \cdot i_d - \varphi_d \cdot i_q) = T_{rel} + T_{syn} + T_{asyn} \quad (II.45)$$

Si on remplace les flux et les courants par leurs expressions, le couple électromagnétique est la somme des couples synchrone, asynchrone (amortisseurs) et réductant (saillance des pôles).

$$T_{rel} = p \cdot (L_q - L_d) \cdot i_q \cdot i_d$$

$$T_{syn} = p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot M_{f_s} \cdot i_d \cdot i_q$$

$$T_{asyn} = p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot (M_{kd_s} \cdot i_{kd} \cdot i_q - M_{kq_s} \cdot i_{kd} \cdot i_q)$$

Quant à  $T_{mec}$  c'est le couple mécanique fourni par le moteur d'entraînement de l'alternateur synchrone et  $f$  est le coefficient de frottement visqueux.

Vu que tous les paramètres électriques et mécaniques de la machine synchrone mentionnés dans la modélisation ne sont pas disponibles, une série d'essais a été effectuée afin de pouvoir les déterminer, ces derniers ont été réalisés dans le cadre d'un PFE ingénieur [98,101]. Dans cette section, une identification en mode off-line des différents paramètres électriques et mécaniques du GSPS sera présentée avec des validations analytiques de quelques paramètres (voir plus loin).

## II.5 REPRESENTATION D'ETAT DE LA GENERATRICE SYNCHRONE

Par rapport à sa structure et sa facilité d'utilisation, la représentation d'état est essentielle dans cette étude car elle permet la modélisation d'un système dynamique quelconque sous forme matricielle en utilisant des variables d'état [57,102,103]. Cette représentation peut être continue ou discrète ; elle permet de déterminer l'état du système à n'importe quel instant si l'on sait l'état à l'instant initial et le comportement des variables extérieures (exogènes) qui influent sur le système.

Dans cette section, l'ensemble des équations électriques et mécaniques décrites dans la modélisation (II.46) vont être réécrites sous forme de représentation d'état selon l'équation (II.47).

$$\left\{ \begin{array}{l} v_a = -r_a i_a + \frac{d}{dt} \varphi_a \\ v_b = -r_b i_b + \frac{d}{dt} \varphi_b \\ v_c = -r_c i_c + \frac{d}{dt} \varphi_c \\ E_f = r_f i_f + \frac{d}{dt} \varphi_f \\ 0 = r_{kd} i_{kd} + \frac{d}{dt} \varphi_{kd} \\ 0 = r_{kq} i_{kq} + \frac{d}{dt} \varphi_{kq} \\ \phi_d = -L_d i_d + L_{md} i_{kd} + L_{md} i_f \\ \phi_q = -L_q i_q + L_{mq} i_{kq} \\ \phi_f = -L_{md} i_d + L_{md} i_{kd} + L_f i_f \\ \phi_{kd} = -L_{md} i_d + L_{kd} i_{kd} + L_{md} i_f \\ \phi_{kq} = -L_{mq} i_q + L_{kq} i_{kd} \\ J \frac{d\Omega_m}{dt} = -T_e + T_{mecMCC} - f. \Omega_m \end{array} \right. \quad (II.46)$$

Ainsi, la semi ? Représentation d'état de l'alternateur est donnée par l'équation (II.47) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x} = A(\alpha).x + B(\alpha).u = f(\alpha, x, u) \\ y = C(\alpha).x = h(\alpha, x, u) \\ J \frac{d\Omega_m}{dt} = -T_e + T_{mec} - f. \Omega_m \end{array} \right. \quad (II.47)$$

Où  $A \in \mathbb{R}^{N \times N}$ ,  $B \in \mathbb{R}^{N \times L}$ ,  $C \in \mathbb{R}^{M \times N}$ ,  $D \in \mathbb{R}^{M \times L}$

Les  $N$ ,  $L$  et  $M$  sont les dimensions des vecteurs décrivant respectivement l'état de l'entrée et l'état de la sortie.

Où :

$\alpha = [r_a \ r_f \ r_{kd} \ r_{kq} \ l_a \ l_f \ l_{kd} \ l_{kq} \ L_{md} \ L_{mq} \ \omega]^t$ , vecteur des paramètres .

$x = [\phi_d \ \phi_f \ \phi_{kd} \ \phi_q \ \phi_{kq}]^t$ , vecteur d'état du modèle.

$u = [v_d \ E_f \ v_q]^t$ , vecteur d'entrée ou de commande. Il s'agit de la tension d'excitation de la roue polaire et de la tension dans le repère de Park. Le contrôle de la tension de sortie de la machine s'effectuera alors en ajustant cette grandeur.

$y = [i_d \ i_f \ i_q]^t$ , vecteur de sortie correspondant aux courant dans le repère de Park.

$A(\alpha) = -\omega_b. (r. C(\alpha) + A_1)$ , matrice d'état.

$$r = \begin{bmatrix} -r_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{kd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -r_a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_{kq} \end{bmatrix}, \quad A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} -L_d & L_{md} & L_{md} & 0 & 0 \\ -L_{md} & L_f & L_{md} & 0 & 0 \\ -L_{md} & L_{md} & L_{kd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -L_q & L_{mq} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -L_{mq} & L_{kq} \end{bmatrix}$$

$C(\alpha) = \text{inv}(L)$  , Matrice d'observation

$$B(\alpha) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \text{ Matrice de commande}$$

## II.6 IDENTIFICATION PARAMETRIQUE OFF-LINE DE LA MACHINE SYNCHRONE LEYBLOD 73236, 0.3kW

Dans cette partie, les différents tests expérimentaux effectués selon l'article [98] pour l'identification paramétrique d'une machine synchrone à pôles saillants de faible puissance (0.3 kW LEYBOLD 73236) représenté Fig.1 seront présentés. Ces essais sont principalement basés sur des méthodes off-line recommandées par les Normes Internationales CEI 60034-4 [97]. Le Tableau II.1 indique les spécifications de cette machine.



Fig. II.5 Photographie de la machine synchrone à pôles saillant considérée dans cette étude.

Tableau II.1: Caractéristiques de la machine synchrone considérée

Puissance (W)	Tension (V)	Courant (A)	Fréquence (Hz)	Vitesse (tr/min)	cosφ
300	230/400 140	0.67/0.43 0.55	50	1500	1/0.8

Comme il est illustré par le diagramme récapitulatif de la Fig. II.6, les différentes méthodes d'estimation paramétrique de la machine synchrone à pôles saillants (MSPS) concernent chacun des paramètres électriques et mécaniques. Les paramètres électriques à identifier sont les résistances et les inductances tandis que les paramètres mécaniques sont les coefficients d'inertie et de frottement.

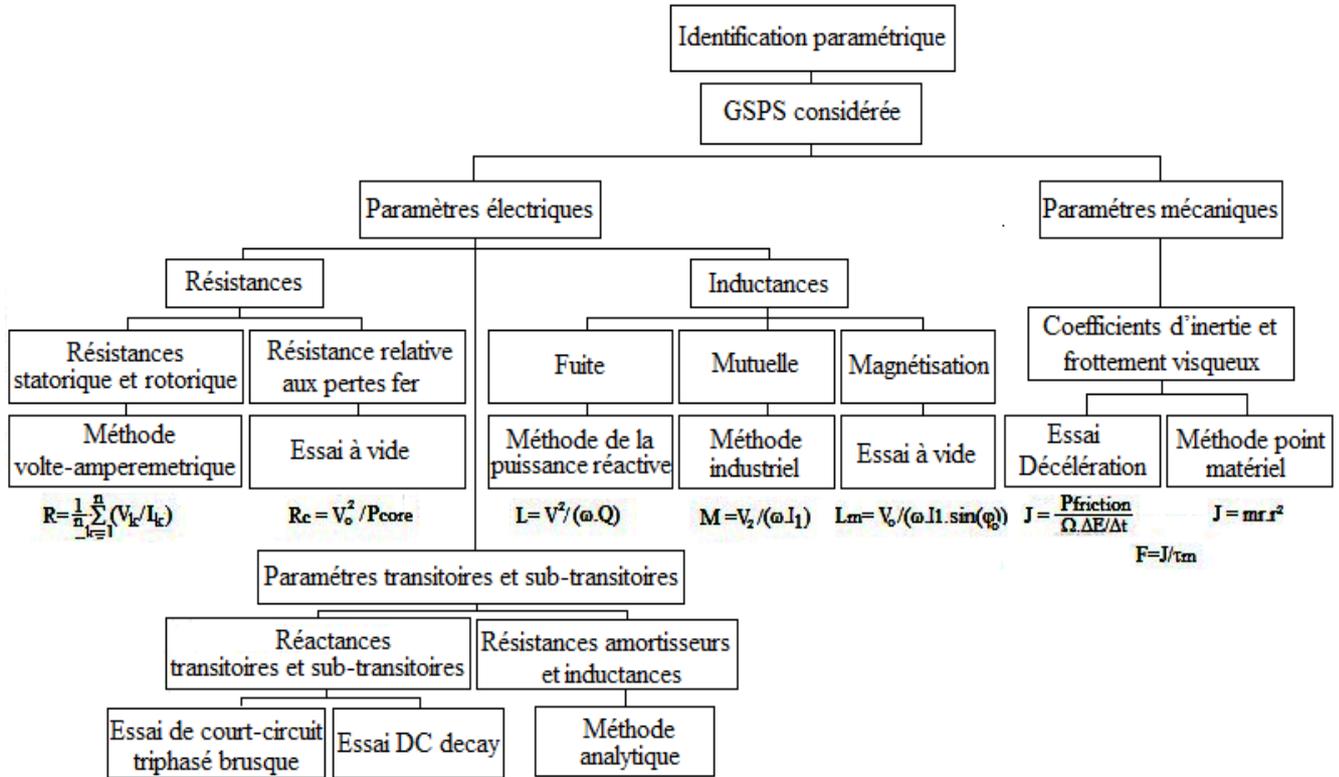


Fig. II.6. Méthodes d'identification paramétrique off-line de la MSPS.

## II.6.1 Détermination des paramètres électriques

### II.6.1.1 Résistances statorique et rotorique

Généralement, la méthode voltampère-métrique est adoptée pour la mesure des résistances. Pour chaque résistance, cinq tentatives autour du courant nominal ont été effectuées. Les résultats considérant leurs valeurs moyennes seront présentés dans le Tableau II.3.

### II.6.1.2 Résistance équivalente aux pertes fer

La détermination de cette résistance nécessite un essai à vide de la machine synchrone en mode moteur, ce dernier étant alimenté par un système triphasé de tensions variables afin de pouvoir effectuer l'essai de séparation des pertes par la méthode des deux wattmètres [98]. En traçant la droite de la somme des pertes mécaniques et fer  $P_{mec + core}$  en fonction de la tension  $U_0^2$  et en l'extrapolant jusqu'à couper l'axe des ordonnées, on peut dissocier les pertes mécaniques ( $P_{mec}$ ) des pertes fer ( $P_{core}$ ) comme illustré sur la Fig. II.7. Les pertes mécaniques correspondent au premier

point de la courbe extrapolée (intersection avec l'axe y). Ainsi, la résistance équivalente aux pertes fer est donnée par l'expression (II.48):

$$R_c = \frac{U_0^2}{P_{core}} \tag{II.48}$$

Sachant que :  $P_{mec}=16.95 \text{ W}$ ,  $U_0=400\text{V}$ ,  $P_{core} \approx 17.51\text{W}$

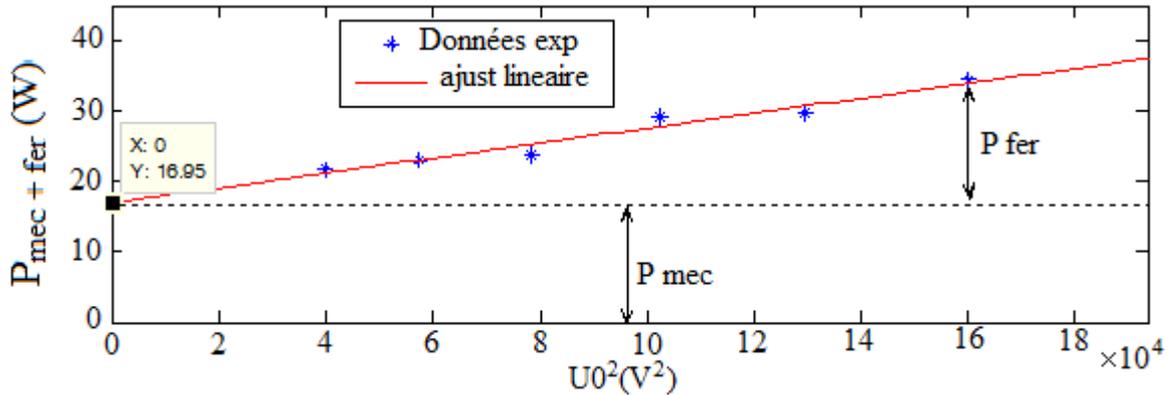


Fig.II.7. Essai à vide pour la séparation des pertes fer et mécanique.

### II.6.1.3 Inductances de fuites statorique et rotorique

En supposant que les inductances de fuites sont identiques pour l'induit et l'inducteur, alors:

$$l_a \approx l_f \approx \frac{x_p}{\omega_s} \tag{II.49}$$

où la réactance  $x_p$  peut être déterminée graphiquement en traçant le diagramme de Potier. Ceci nécessite des essais en charge purement inductifs et en court-circuit. La machine synchrone fonctionnant en mode générateur avec la vitesse de rotation nominale [98], le diagramme de Potier est représenté dans la Fig. II.8.

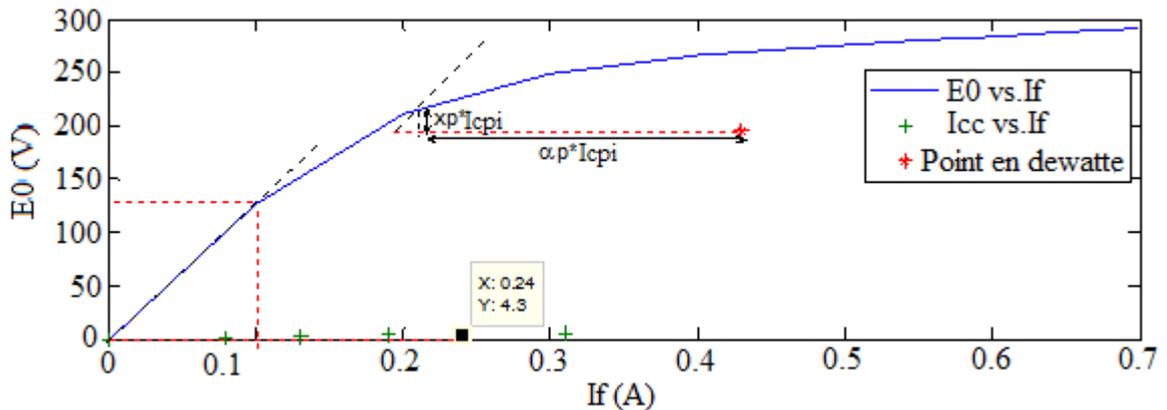


Fig.II.8. Diagramme de Potier de la machine synchrone considérée.

$\alpha_p \cdot I_{cpi} = 0.221 \text{ A}$ , alors  $\alpha_p = 0.514$ .

$x_p \cdot I_{cpi} = 20.18 \text{ V}$ , donc  $x_p = 46.93 \Omega$ , alors  $l_a \approx l_f \approx 0.149$

### II.6.1.4 Réactances directe et en quadrature

Ces réactances dépendent du degré de saturation de la machine synchrone. En conséquence, leurs valeurs diffèrent de la zone linéaire à la zone de saturation.

#### ➤ Réactances linéaires

$x_d$  et  $x_q$  peuvent être déterminées à partir de plusieurs essais [94,97]. Dans cette section, un essai à faible glissement est adopté où la machine synchrone fonctionne en mode moteur. La procédure consiste à fournir à la machine synchrone une énergie mécanique tout en gardant le rotor ouvert, le stator étant alimenté avec une tension réduite ( $<$ tension nominale/2). Les courants statorique sont capturés et visualisés via CASSYLAB. La courbe instantanée du courant d'induit ( $i_a$ ) présente des valeurs min et max. A ces valeurs correspondent respectivement  $x_d$  et  $x_q$  de sorte que:

$$x_d = \frac{v_a \cdot \sqrt{2}}{i_{a\min}} \quad \text{et} \quad x_q = \frac{v_a \cdot \sqrt{2}}{i_{a\max}} \quad (\text{II.50})$$

Le résultat de l'essai à faible glissement de la machine synchrone représentés par le courant induit (statorique) capturé est illustré dans la Fig. II.9, sachant que :  $v_a = 70$  (V),  $x_d = L_d \cdot \omega$ ,  $x_q = L_q \cdot \omega$ ,  $i_{a\min} = 0.137$  [A],  $i_{a\max} = 0.246$  [A],  $x_d = 722.62 \Omega$ ,  $x_q = 402.435$

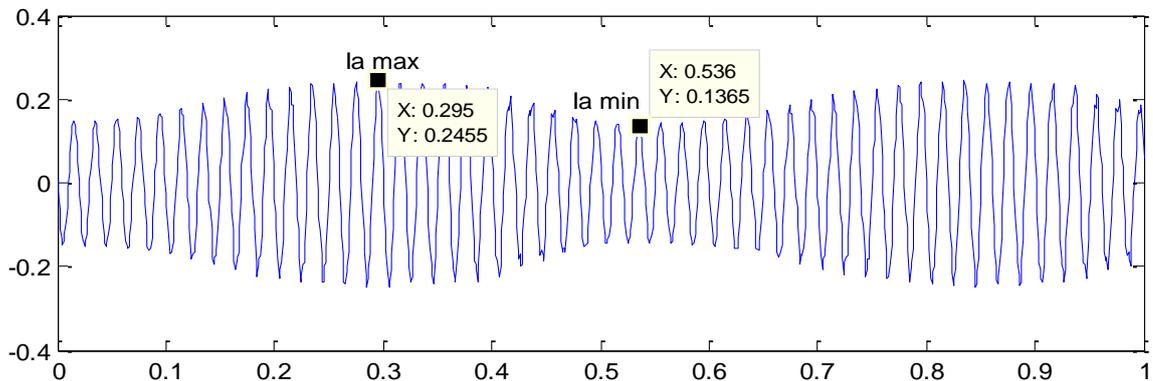


Fig.II.9. Courant induit de la MS obtenu par un essai à faible glissement

Une autre méthode à partir du diagramme de Potier peut être exploitée une fois de plus pour valider la réactance  $x_d$  déterminée à partir de l'essai à faible glissement de telle sorte que:

$$x_d = x_p + K_1 \cdot \alpha_p \quad (\text{II.51})$$

Où  $K_1$  est la pente de la zone linéaire de la caractéristique à vide,  $\alpha_p$  le coefficient d'équivalence et  $x_p$  la réactance de fuite de Potier.

Alors :  $x_d = 694.57 \Omega$  (l'erreur  $\Delta x_d = 3.95\%$  par rapport à l'essai faible glissement).

L'autre façon de valider les valeurs des réactances transversale et longitudinale ( $x_d$ ,  $x_q$ ) est de les exprimer dans le système p.u. en utilisant l'équation (II.52) [94] :

$$x_{d\_pu} = x_d \cdot \frac{I_n}{V_n} \quad \text{et} \quad x_{q\_pu} = x_q \cdot \frac{I_n}{V_n} \quad (\text{II.52})$$

Pour la machine synchrone à grande échelle, le  $x_d$  est habituellement compris entre 0,9 p.u. et 1,5 p.u. tandis que  $x_q$  est compris entre 0,5 p.u. et 1,1 p.u. [94]. Ainsi:

$$x_{d_{p.u.}} = 1.35 \text{ p.u.} \quad x_{q_{p.u.}} = 0.75 \text{ p.u.}$$

D'autre part,  $x_q$  peut être validée en utilisant une approche analytique [98]. La procédure est basée sur les caractéristiques géométriques du stator où  $x_q$  peut être déduit de l'équation ci-dessous :

$$x_q = 2 \cdot x_{s0} - x_d \quad (\text{II.53})$$

Où  $x_{s0}$  est la composante continue de la série de Fourier appliquée à la réactance synchrone. Cette composante peut être exprimée par [98,100]:

$$x_{s0} = \frac{3}{2} \cdot \mu_0 \cdot \left(\frac{4}{\pi}\right) \cdot N_a^2 \cdot l_s \cdot r_s \cdot K_w^2 / (p^2 \cdot g) \quad (\text{II.54})$$

Le facteur d'enroulement ou de bobinage  $K_w$  est défini par le produit du coefficient d'étalement ou de distribution  $K_b$ , le coefficient de raccourcissement du pas  $K_p$  et le coefficient d'inclinaison  $K_i$  [94]. Chacun des coefficients d'étalement, de pas et d'inclinaison peuvent être déterminés en utilisant les formules de (II.55) à (II.57) respectivement.

$$K_b = \sin(N \cdot p \cdot \beta/2) / (N \cdot \sin(p \cdot \beta/2)) \quad (\text{II.55})$$

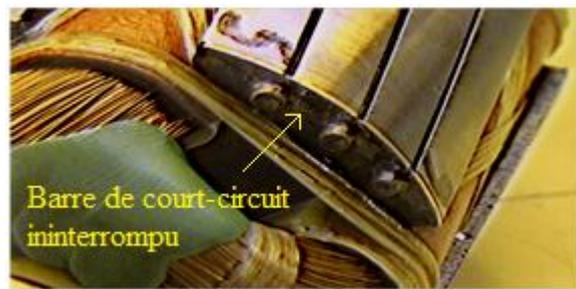
$$K_p = \sin(\sigma \cdot \pi/2) / \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{II.56})$$

$$K_i = \sin(p \cdot \theta) / (p \cdot \theta) \quad (\text{II.57})$$

Sachant que  $N$  est le nombre d'encoches par pôle et par phase,  $\beta$  est le décalage angulaire entre deux encoches successives ( $\beta = 360^\circ / N$  encoches),  $\sigma$  le pas de pôle et  $\theta$  l'angle d'inclinaison. Pour calculer ces coefficients (voir Tableau II.2), la machine synchrone a été démontée (Fig. II.10) [98], où on peut voir un enroulement d'induit ondulé (Fig. II.10.a) avec un circuit d'inducteur incliné (Fig. II.10.b) d'un angle  $\theta = 6,8^\circ$ . De plus, on peut observer que les barres de cuivre des anneaux amortisseurs sont bien court-circuitées (Fig. II.10.b). Par conséquent, les amortisseurs de la machine synchrone sont opérationnels.



(a)



(b)

Fig. II.10. Photo réelle de (a) l'induit, (b) l'inducteur de la MS considérée

Tableau II.2: Coefficient de bobinage de la machine synchrone considérée

$l_s$ (mm)	$r_s$ (mm)	$g$ (mm)	$\beta$	$\sigma$	$K_b$	$K_p$	$K_i$	$K_w$	$K_{wf}$
<b>70</b>	35	1.5	10°	9/9	0.96	1	0.997	0.96	0.997

D'où :  $x_{s0} = 552.95\Omega$ ,  $x_q = 383.31\Omega$  et  $x_{q\_pu} = 0.717$  pu

### ➤ Réactances de saturation

Quand la machine synchrone est saturée, les réactances longitudinale et transversale peuvent être déterminées dans la zone de saturation par les expressions suivantes [99] :

$$x_d = E_0(I_f)/I_{cc}(I_f) \quad (\text{II.58})$$

$$x_q = x_p + K_s \cdot K' \cdot \alpha_p \quad (\text{II.59})$$

Où  $K_s$  est un coefficient relatif au début de la pente de la zone de saturation qui est déduit de la courbe de l'essai à vide de la machine synchrone et  $K'$  est le facteur de réduction exprimé par la relation suivante :

$$K' = (x_q - x_p) / (K_1 \cdot \alpha_p) \quad (\text{II.60})$$

Après avoir effectué le calcul numérique on obtient :

$$x_d = 553.735\Omega, \quad K' = 0.549, \quad K_s \approx 229.8/0.239 \Rightarrow x_q = 318.48\Omega,$$

### II.6.1.5 Réactances de magnétisation des axes "d" et "q"

Les réactances de magnétisations peuvent être calculées comme suit :

$$x_{md} = K_1 \cdot \alpha_p \quad (\text{II.62})$$

$$x_{mq} = K_1 \cdot K' \cdot \alpha_p \quad (\text{II.63})$$

Alors :  $x_{md} = 647.64 \Omega$ ,  $x_{mq} = 355.49\Omega$ ,  $L_{md} = 2.06\text{H}$ ,  $L_{mq} = 1.13\text{H}$ .

### II.6.1.6 Réactances transitoires et sub-transitoires

#### ➤ Réactances transitoire et sub-transitoire de l'axe direct "d"

Afin de pouvoir déterminer ces paramètres, l'essai de court-circuit triphasé brusque a été effectué [97,98]. Cet essai nécessite que la machine synchrone soit en mode générateur à vide et tourne à la vitesse nominale, l'interrupteur de court-circuit triphasé restant ouvert. Avant d'exécuter le court-circuit brusque, le courant d'excitation  $i_f$  ainsi que la valeur efficace qui correspond à la fem ( $E_0$ ) sont enregistrés:  $i_f = 0.26 \text{ A}$ ,  $E_0 = 238 \text{ V}$

Le courant de court-circuit détecté est représenté sur la Fig.II.11. A partir de cette courbe, les réactances synchrones, transitoire et sub-transitoire peuvent être déterminées graphiquement par:

$$x_d = \frac{E_0}{oc} , x'_d = \frac{E_0}{ob} , x''_d = \frac{E_0}{oa} \tag{II.64}$$

Les résultats obtenus graphiquement sont :  $oa=1.469A$ ,  $ob=0.8A$ ,  $oc=0.345A$

Ce qui donne, après calcul numérique, les valeurs suivantes :

$$x_d \approx 689.86\Omega, x'_d=297.5\Omega, x''_d=162\Omega, x_{d\_p.u.}=1.29 \text{ p.u.}, x'_{d\_p.u.}=0.56 \text{ p.u.}, x''_{d\_p.u.}=0.3 \text{ p.u.}$$

D'après la référence [94], habituellement  $x'_d = \frac{1}{3} \cdot x_d$  et  $x''_d = \frac{1}{4} \cdot x_d$ . On peut voir que cela est bien vérifié.

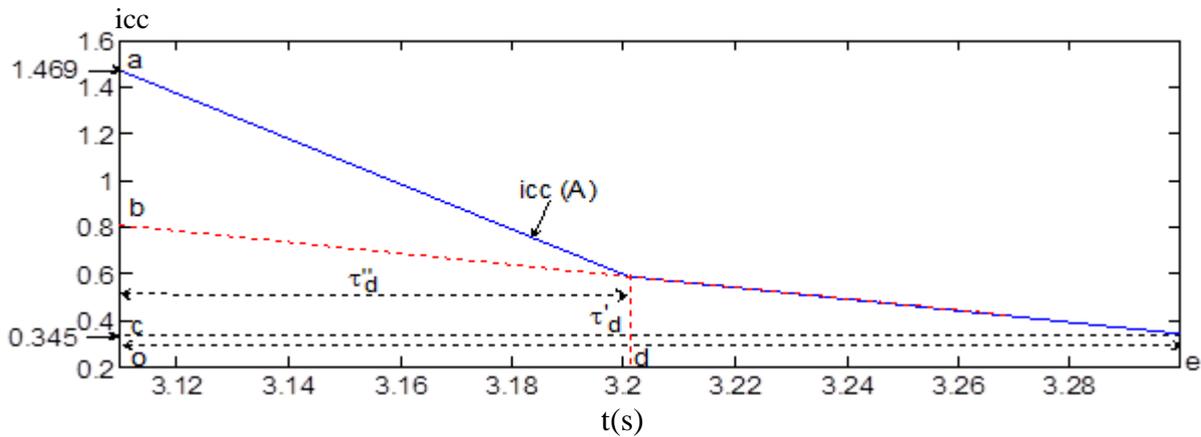


Fig. II.11. Courbe du court-circuit brusque de la MS

➤ Réactances transitoire et sub-transitoire de l'axe en quadrature ‘q’

Il est plus aisé de déterminer  $x''_q$  en 1<sup>er</sup> comme  $x'_q$  nécessite un calcul opérationnel en utilisant la transformation de Laplace [97,98].

Pour la détermination de  $x''_q$ , la procédure consiste à positionner le rotor suivant l'axe ‘q’ et à appliquer une tension alternative (< tension nominale) entre deux phases de l'enroulement statorique, l'enroulement d'excitation (rotor) étant court-circuité. Ensuite, on mesure la tension appliquée, le courant de phase et la puissance active. Pour le positionnement du rotor suivant l'axe ‘q’, l'enroulement triphasé (stator) est alimenté avec une tension réduite et l'enroulement d'excitation est court-circuité par un ampèremètre. Ensuite, l'arbre est tourné délicatement ; la valeur minimale enregistrée par l'ampèremètre correspond à l'axe q. Par conséquent,  $x''_q$  est exprimé par:

$$x''_q = \sqrt{\left(\frac{U}{2 \cdot i}\right)^2 - \left(\frac{P}{2 \cdot i^2}\right)^2} \tag{II.65}$$

Les données numériques de la machine :  $U = 71V$  ;  $I = 0.18A$  ;  $P = 7.5W$

Donc :  $x''_q = 159,69\Omega$ . Sa valeur en p.u. est :  $x''_{q\_p.u.} = 0.298 \text{ p.u.}$  Cette valeur est satisfaisante car elle est très proche de  $x''_d$  ( $162\Omega$ ) et habituellement  $x''_q \approx x''_d$  [94,97].

Afin de déterminer  $x'_q$ , on peut effectuer l'essai de décroissance de courant continu à l'arrêt dans l'enroulement statorique (DC decay test) [97,98,99]. Cet essai consiste à positionner l'arbre de la machine sur la position en quadrature. Une tension continue est appliquée entre deux enroulements statoriques (le troisième est ouvert) par l'intermédiaire d'une résistance, le circuit d'excitation (rotor) étant ouvert. Un contacteur de mise hors circuit est connecté en parallèle entre la résistance supplémentaire et les enroulements alimentés. Après mise en marche du contacteur, le courant des deux enroulements décroît selon une exponentielle décroissante. Le courant décroissant est alors détecté et visualisé (Fig. II.12). La résistance additionnelle en série doit être choisie de manière à ne pas affecter le dispositif d'alimentation après avoir fermé le contacteur, puis  $x'_q$  peut être extraite de:

$$x_q \cdot \tau_q' = x_q' \cdot \tau_{q0}' \quad (\text{II.66})$$

Les constantes de temps  $\tau_q'$  et  $\tau_{q0}'$  peuvent être déterminées après résolution des équations (II.67) et (II.68), 'p' étant l'opérateur de Laplace:

$$D(p) = \{\sum_{k=1} i_k \cdot \lambda_k / (s + \lambda_k)\} = 0 \quad (\text{II.67})$$

$$D'(p) = \{\sum_{k=1} i_k / (s + \lambda_k)\} = 0 \quad (\text{II.68})$$

Où  $i_k$  est la transformée de Laplace du courant décroissant de court-circuit 'i<sub>cc</sub>' approchée par une somme d'exponentielles :

$$i_{cc}(t) = \sum_{k=1} i_k(t), i_k(t) = I_{k0} \cdot e^{-\alpha_k t} \quad (\text{II.69})$$

$\alpha_k$  est une constante positive donnée par  $\alpha_k = 1/\tau_k$ ,  $\lambda_k$  est le facteur de décroissance exponentielle donné par :  $\lambda_k = \alpha_k/\omega_s$ .

$\tau_k$  peut être défini comme le temps nécessaire pour que  $i_k(t)$  diminue de l'amplitude initiale  $I_{k0}$  de l'exponentielle approximative à  $I_{k0}/e$  ( $e = 2.718$ ). A partir des données d'essai de décroissance du courant continu (Fig.II.12.a) tracées dans une échelle semi-logarithmique, on peut d'abord calculer  $I_0/\tau_0$ . Alors une droite doit être tirée du point de la non-linéarité du courant  $i_{cc}(t)$  vers  $I_{10} = I_0/e$ . L'intersection de cette droite (ici appelée  $f_1(t)$ ) avec  $I_{10}/e$  donne la constante de temps  $\tau_1$ . Après cela, la différence entre  $i_{cc}(t)$  et sa première approximation exponentielle est à nouveau tracée dans une échelle semi-logarithmique (Fig.II.12.b), où une droite (ici appelée  $f_2(t)$ ) doit être tracée depuis le point de la non-linéarité du courant  $i_{cc}(t) - f_1(t)$  vers  $I_{20} = (I_0 - I_{10})/e$ . L'intersection de cette droite avec  $I_{20}/e$  donne la constante de temps  $\tau_2$ . La procédure se poursuit jusqu'à ce que  $\sum_{k=1} I_{k0}/\tau_k = I_0/\tau_0$ . Ensuite, les amplitudes  $I_{k0}$  et les constantes de temps  $\tau_k$  sont collectées et entrées dans des programmes opérationnels de résolution (II.67) et (II.68). La résolution du programme est destinée à produire les racines  $a_k$  et  $a_{qk}'$  respectivement. Enfin,  $\tau_q'$  et  $\tau_{q0}'$  sont facilement déterminées [97,98].

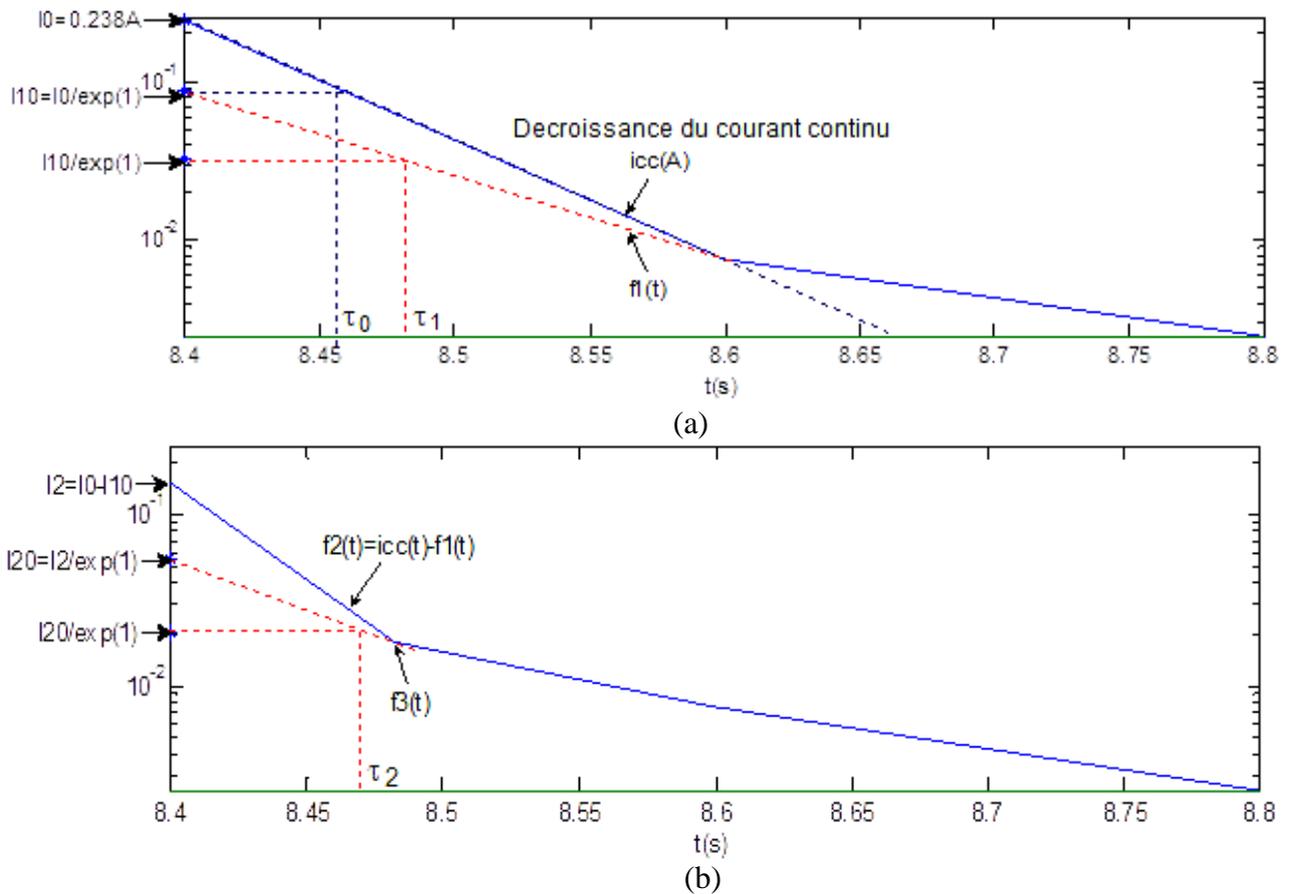


Fig. II.12. Courbes de détermination de la réactance transitoire  $x_q'$  (a) Décroissance du courant  $i_{cc}$  et  $f_1(t)$ , (b) Différence  $i_{cc}(t)-f_1(t)$  et  $f_3(t)$

Avec  $x_q = 402,42\Omega$ ,  $x_q'$  obtenue est de  $399,62\Omega$ . On peut noter que  $x_q$  et  $x_q'$  sont très proches l'une de l'autre comme supposé dans la plupart des références [94, 97,100].

### II.6.1.7 Résistances et réactances des amortisseurs

Les réactances des amortisseurs  $x_{kd}$  et  $x_{kq}$  ainsi que leurs résistances peuvent être déterminées respectivement en utilisant les relations (II.69) à (II.72) [97,98]:

$$x_{kd} = (1/x_f^2) \cdot [(x_{md}^2 \cdot (x_f - x_{md})^2)/(x_d - x_d'') + (x_f \cdot x_{md}^2)] \quad (II.69)$$

$$x_{kq} = x_{mq}^2 / (x_q - x_q'') \quad (II.70)$$

Avec  $x_f = L_f \cdot \omega_s$ ,  $L_f = L_{md} + l_f$

$$r_{kd} = (x_{kd} - x_{md}^2/x_f) / (\tau_{d0}'' \cdot \omega_s) \quad (II.71)$$

$$r_{kq} = x_{kq} / (\tau_{q0}'' \cdot \omega_s) \quad (II.72)$$

## II.6.2 Détermination des paramètres mécaniques par la méthode du point matériel

La machine synchrone fonctionne en moteur à vide et tourne à sa vitesse nominale. À un moment donné, l'alimentation du moteur est interrompue, le temps nécessaire pour décélérer à 95% de la vitesse nominale est compté et noté ' $\tau$ ' (essai de ralentissement). Le théorème mécanique de la dynamique de rotation pour calculer le moment d'inertie ' $J$ ' du rotor a été utilisé [97,101] en le considérant comme un point matériel ; l'inertie  $J$  et le coefficient de frottement visqueux  $F$  peuvent être déterminés par:

$$J = m \cdot r_r^2 \quad (\text{II.73})$$

$$F = J/\tau \quad (\text{II.74})$$

Sachant que ' $m$ ' est la masse du rotor et ' $r_r$ ' est le diamètre extérieur du rotor, leurs valeurs mesurées sont respectivement :  $m = 2,427 \text{ kg}$  et  $r_r = 0,0335 \text{ m}$  [101].

Ainsi, après calcul:  $J = 0.0027 \text{ kg.m}^2$  ; avec  $\tau = 2 \text{ s}$  :  $F = 0,00135 \text{ N.m/(rad /s)}$ .

L'identification paramétrique de la MSPS considérée a été réalisée selon les méthodes indiquées dans l'organigramme de la Fig. II.6. Les paramètres obtenus sont présentés dans le Tableau II.3.

Tableau II.3 : Paramètres identifiés de la MSPS considérée

Paramètres	Méthodes	Valeurs	
<b>Electriques</b>	Résistances statoriques et rotoriques	Volt-ampèremétrie	$r_a = 41.647 \Omega$ $r_f = 223.77 \Omega$
	Résistances relatives aux pertes fer	Essai à vide	$r_c = 9.14 \text{ k}\Omega$
	Inductances de fuite statorique et rotorique	Diagramme Potier	$l_a = 0.2401 \text{ H}$ $l_f = 0.149 \text{ H}$
	Inductances directe et en quadrature	Essai faible glissement	$L_d = 2.30 \text{ H}$ $L_q = 1.37 \text{ H}$
	Inductances de magnétisation d'axes d-q	Diagramme Potier	$L_{md} = 2.06 \text{ H}$ $L_{mq} = 1.13 \text{ H}$
	Resistances amortisseurs	Essai court-circuit triphasé brusque	$r_{kd} = 23.5 \Omega$ $r_{kq} = 45.92 \Omega$
	Inductances de fuite des amortisseurs		$l_{kd} = 0.2401 \text{ H}$ $l_{kq} = 0.140 \text{ H}$
<b>Mécaniques</b>	Coefficient d'inertie et frottement	Point matériel et méthode décélération	$J = 2.7 \cdot 10^{-4} \text{ Kg.m}^2$ $F = 13.5 \cdot 10^{-4} \text{ Nm.rd/s}$

### II.7 GRANDEURS RELATIVES (SYSTEME PER UNIT 'p.u.')

Le système « Per Unit » est un système de grandeurs réduites qui permet d'avoir constamment à l'esprit des ordres de grandeurs relatifs de certains paramètres et de généraliser l'étude. De plus, l'utilisation de ce système facilite le calcul et le contrôle des valeurs numériques ; il simplifie ainsi la comparaison de ces valeurs avec le système de référence ou de base. Les paramètres identifiés sont transformés en système p.u. selon les méthodes mentionnées dans le Tableau II.4 [93].

Tableau II.4 : Grandeurs de base statoriques et rotoriques de la MSPS considérée

Fréquence angulaire de base	$\omega_n = \omega_{base} = 2 \cdot \pi \cdot f_n$	
Vitesse de base	$\Omega_{BASE} = \frac{\Omega_{BASE}}{P}$	
Couple de base	$T_{BASE} = \frac{P_{A\_BASE}}{\Omega_{BASE}}$	
Puissance de base	$P_{BASE} = 3 \cdot V_N \cdot I_N$	
Valeurs de base stator / rotor		
Tension de base	$V_{A\_BASE} = \sqrt{2} \cdot V_N$	$E_{F\_BASE} = \frac{P_{BASE}}{I_{F\_BASE}}$
Courant de base	$I_{A\_BASE} = \sqrt{2} \cdot I_N$	$I_{F\_BASE} = I_{FN} \cdot L_{MD\_PU}$
Impédance de base	$Z_{A\_BASE} = \frac{V_{A\_BASE}}{I_{A\_BASE}}$	$Z_{F\_BASE} = \frac{E_{F\_BASE}}{I_{F\_BASE}}$
Inductance de base	$L_{A\_BASE} = \frac{Z_{A\_BASE}}{\Omega_N}$	$L_{F\_BASE} = \frac{Z_{F\_BASE}}{\Omega_N}$
Valeur p.u. inductance de magnétisation d'axe 'd'	$L_{MD\_PU} = \frac{L_{MD}}{L_{A\_BASE}}$	
Expressions des paramètres dans le système p.u.		
Valeur des paramètres	QUANTITY EXPRESSED IN SI UNIT	
Constante d'inertie H	$\frac{1}{2} \cdot J \cdot \Omega_{BASE}^2$	
Coefficient de frottement	$\frac{P_{BASE}}{T_{BASE}}$	

Les valeurs identifiées par les méthodes off-line sont regroupées dans le Tableau II.5 [104].

Tableau II.5 : Valeurs en p.u des paramètres identifiés de la MSPS considérée.

Paramètre	Valeur.	Paramètre	Valeur.
$E_f$	0.350	$l_{kd}$	0.2026
$L_{md}$	1.3509	$l_{kq}$	0.2471
$L_{mq}$	0.6637	p	2
$r_a$	0.0779	H	0.1123
$r_f$	0.3340	D	0.0120
$l_a$	0.2937	$P_m$	0.3
$l_f$	0.0699	Tension du bus infini	1
$r_{kd}$	0.0351	z1	0.183+j×0.44
$r_{kq}$	0.0685	z2	0.103+j×0.44

## II.8 CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à la présentation de la méthodologie adoptée pour la modélisation de la machine synchrone à pôles saillants étudiée. Une représentation d'état a été réalisée dans l'objectif de trouver une relation mathématique entre les paramètres généralement fournis par les fabricants de machines et ceux déterminés par des essais off-line et utilisés dans la modélisation. Par la suite, nous avons présenté une approche didactique sur l'estimation paramétrique de la machine synchrone grâce à un ensemble d'essais expérimentaux classiques et spéciaux effectués pour l'identification en mode off-line. L'application de ces méthodes sur une machine synchrone de faible puissance (échelle) vise à extraire les limitations des techniques d'identification paramétrique adoptées que ce soit en régime permanent, transitoire ou sub-transitoire. L'objectif consiste en la mise en œuvre des différentes méthodes pour calculer les paramètres d'une machine synchrone de faible puissance (échelle) car, traditionnellement, les paramètres des machines électriques sont obtenus par le constructeur et sont ensuite vérifiés par les différents essais appliqués en mode off-line tels que décrits dans les normes IEEE. Cette étude est nécessaire pour la suite de notre travail car notre principal objectif est l'identification paramétrique en mode on-line en appliquant des estimateurs afin de pouvoir faire une troisième validation de certains paramètres, comme nous le verrons dans le chapitre qui suit.

*Filtres de Kalman appliqués pour l'estimation paramétrique  
on-line de l'alternateur synchrone*

**CHAPITRE III:***Filtres de Kalman appliqués pour l'estimation paramétrique on-line de l'alternateur synchrone*

III.1 Introduction.....	51
III.2 Description du système considéré.....	52
III.3 Identification en temps continu.....	53
III.3.1 Modèle d'état de la machine synchrone considéré .....	53
III.3.1.1 Modèle non linéaire de l'alternateur synchrone.....	53
III.3.1.2 Linéarisation utilisant la représentation d'état en temps continu.....	54
III.3.2 Introduction aux Filtres de Kalman et applications à l'estimation en temps réel.	55
III.3.2.1 Modélisation des bruits de mesure et d'état du système considéré.....	56
III.3.2.2 Application du Filtre de Kalman Traditionnelle (FKT).....	58
III.3.2.3 Application du Filtre de Kalman Etendu (EKF).....	58
III.3.2.4 Application du Filtre de Kalman Etendu Biaisé (FKEB).....	59
III.3.3 Méthodologie de l'estimation paramétrique.....	60
III.3.3.1 Paramètres estimés en régime permanent.....	60
III.3.3.2 Paramètres estimés en régime transitoire.....	61
III.3.4 Résultats de simulation sous environnement MATLAB/Simulink.....	62
III.4 Identification en temps discret.....	69
III.4.1 Modèle d'état de la machine synchrone en temps discrets .....	69
III.4.2 Introduction aux Filtre Kalman et ses applications à l'estimation en temps discret	69

III.4.2.1 Application du Filtre de Kalman Traditionnel Discret (FKTD).....	70
III.4.2.2 Application du Filtre de Kalman Etendu Discret (FKED).....	71
III.5 Résultats de simulation.....	72
III .5.1 Résultats du FKTD et FKED.....	73
III .5.2 Résultats du FKEBD.....	78
III.5.3 Etude comparative entre le FKEBC et FKEBD.....	78
III.6 Conclusion.....	79

## CHAPITRE III

# Filtres de Kalman appliqués pour l'estimation on-line d'un alternateur synchrone

### III.1 INTRODUCTION

L'analyse de la stabilité des systèmes d'alimentation nécessite une connaissance précise de leurs paramètres. Sachant que les paramètres des machines synchrones dépendent fortement de la saturation du circuit magnétique et de la vitesse de rotation [50], plusieurs techniques d'identification paramétriques ont été élaborées pour des systèmes utilisant des machines électriques. On distingue les méthodes dites « off-line », plus adaptées à une identification paramétrique en temps différé, et les méthodes dites « on-line » appliquées pour une estimation paramétrique en temps réel. Comme cité précédemment, ces méthodes ont été étudiées pour identifier les paramètres de la machine synchrone et peuvent être catégorisées en deux grandes classes qui sont les méthodes *off-line* et les méthodes *on-line*.

Les méthodes *off-line* sont utilisées dans les domaines de réponses en fréquence d'arrêt [22, 105,106], de réponses temporelles [94,99] ou les deux [97]. Les avantages de ces méthodes *off-line* sont principalement des essais simples à réaliser, sans couplage entre les axes transversaux et longitudinaux (d ; q). Néanmoins, les paramètres identifiés peuvent ne pas définir correctement le comportement de la machine dans différentes conditions de charge [50].

Les méthodes *on-line* concernent principalement le cas où la machine fonctionne en conditions de charge, permettant d'estimer les paramètres des machines synchrones sur la base des données d'exploitation sans nécessiter d'interruption du banc d'essai. En outre, les effets de la saturation et des courants de Foucault sont automatiquement pris en compte [49, 50,66]. De plus, ces méthodes se sont révélées être bien adaptées aux grandes machines synchrones sous différents niveaux de charge. De même, les méthodes d'estimation *on-line* peuvent être utilisées pour détecter certains défauts fonctionnels [107] ; mais les deux méthodes, *off-line* et *on-line*, peuvent adopter un algorithme d'optimisation pour minimiser l'erreur entre les paramètres réels et estimés. Parmi les techniques *off-line* modernes utilisées : les méthodes statistiques, réponses en fréquence.....etc. Alors qu'en *on-line* : réseaux de neurones, éléments finis, .....etc. Toutefois, différents estimateurs

sont disponibles pour l'identification paramétrique *on-line*. Le Filtre de Kalman (FK) sous ses différentes formes (continu, discret, étendu, biaisé) est l'un d'entre eux. Pour les systèmes dynamiques linéaires bruités [78], il est le meilleur estimateur d'état à variances minimums. Le concept du FK consiste à estimer l'état d'un système dynamique à partir d'observations partielles bruitées. Pour les systèmes non linéaires, le FK reste utile, mais des modifications doivent être effectuées pour donner naissance à des variantes : le Filtre Kalman Etendu ou FKE [80], le Filtre Kalman Unscented (Unscented Kalman Filter) [81] et le Filtre Kalman à Filtrage Particulaire (Particle Kalman Filter) [83]. La prise en compte du biais est très bénéfique puisqu'il réduit l'Erreur Quadratique Moyenne (MSE) [84]. L'application du Filtre de Kalman à l'estimation paramétrique implique l'établissement d'un modèle mathématique de la dynamique d'un système à partir des données expérimentales. Les systèmes numériques (discrets) ont des avantages significatifs par rapport aux systèmes analogiques (à temps continu). En effet, ils sont plus itératifs, moins perturbés par les conditions extérieures, ont une meilleure résistance au bruit et, dans la plupart des modèles modernes, ils sont dans une certaine mesure programmables, ce qui permet une modification du logiciel plutôt que du matériel [88].

L'objet de ce chapitre est de poursuivre un travail antérieur proposé par R. Fairbrain et R. G. Harley qui concerne la mesure *on-line* des paramètres d'une génératrice synchrone à pôles saillants (GSPS) connectée à un bus infini modélisé par une alimentation et une impédance de ligne [78]. Alors que FKE a été appliqué pour identifier chacun des paramètres  $R_f$ ,  $L_{md}$ ,  $L_{mq}$  à l'état stationnaire et  $l_{kd}$ ,  $l_{kq}$  à l'état transitoire, il est suggéré dans ce chapitre de continuer l'étude en introduisant le FKB afin d'optimiser l'Erreur Carrée Moyenne, ECM (Mean Square Error "MSE"), l'Erreur Carrée Moyenne Normalisée, ECMN (Normalise Mean Square Error "NMSE") et l'Ecart-type (STD). Toute cette étude a été effectuée en temps continu et discret sous environnement MATLAB / Simulink afin de vérifier le développement effectué sur les Filtres de Kalman (FK) ; pour terminer, une étude comparative entre les différents filtres sera fournie.

## III.2 DESCRIPTION DU SYSTEME CONSIDERE

Dans cette section, une brève description du système dont la Fig.III.1 schématise l'étude effectuée. La première étape consiste à choisir un modèle mathématique pour la machine synchrone dans le repère diphasé (d-q). Par la suite, il faut définir le nombre d'amortisseurs sur chaque axe. Vu que le Filtre de Kalman a été choisi dans cette étude et va être appliqué en temps continu et discret, le modèle mathématique adopté doit être linéarisé en premier puis discrétisé pour pouvoir implémenter les différents filtres en temps discret. Les paramètres à estimer à l'aide du Filtre de

Kalman sous ses différentes formes comprennent les paramètres à l'état permanent et à l'état transitoire. Ce dernier étant différent des moments d'accélération et de décélération, alors il doit être provoqué. Pour cela, la machine est connectée à un bus infini qui a la capacité de résister à toute perturbation causée par la machine ; ce qui fait que le régime transitoire dans ce travail est causé par une variation brusque des impédances représentées par  $Z_1$  à  $Z_2$  à l'aide d'un interrupteur temporisé.

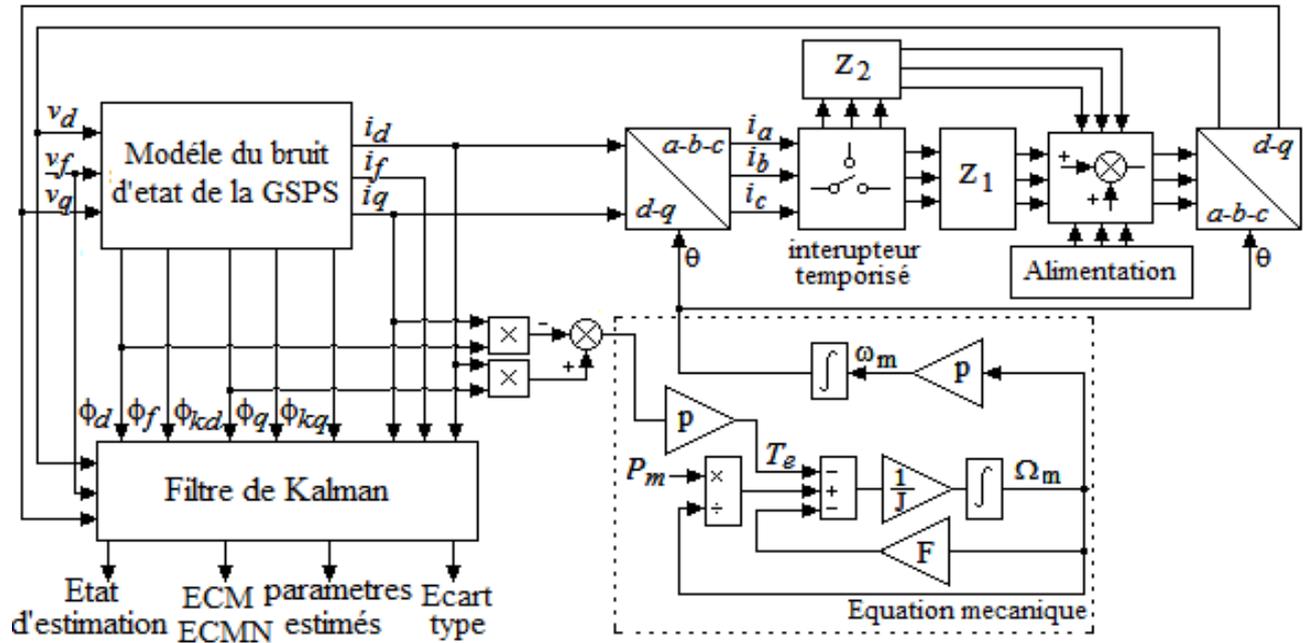


Fig.III.1 Description du système considéré.

### III.3 IDENTIFICATION EN TEMPS CONTINU

#### III.3.1 Modèle d'état de la machine synchrone considérée

##### III.3.1.1 Modèle non linéaire de la machine synchrone

Vu que la modélisation de la machine synchrone a été détaillée dans le chapitre précédant et que la machine synchrone considérée à été représentée par un circuit équivalent d'axe d-q, la configuration d'un seul amortisseur sur chaque axe a été adoptée dans ce travail. L'établissement des équations de la machine se fait selon les modèles présentés dans [97] et [60], sachant que les grandeurs de base pour la transformation en système p.u ont été résumées dans le Tableau II.4. D'où les équations du modèle mathématique de la machine synchrone en grandeurs p.u :

$$V_d = -r_a i_d + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\phi_d}{dt} + \omega_s \phi_q \tag{III. 1}$$

$$V_q = -r_a i_q + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\phi_q}{dt} - \omega_s \phi_d \tag{III.2}$$

$$E_f = r_f i_f + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\phi_f}{dt} \quad (\text{III.3})$$

$$0 = r_{kd} i_{kd} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\phi_{kd}}{dt} \quad (\text{III.4})$$

$$0 = r_{kq} i_{kq} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\phi_{kq}}{dt} \quad (\text{III.5})$$

$$\phi_d = -L_d i_d + L_{md} i_{kd} + L_{md} i_f \quad (\text{III.6})$$

$$\phi_q = -L_q i_q + L_{mq} i_{kq} \quad (\text{III.7})$$

$$\phi_f = -L_{md} i_d + L_{md} i_{kd} + L_f i_f \quad (\text{III.8})$$

$$\phi_{kd} = -L_{md} i_d + L_{kd} i_{kd} + L_f i_f \quad (\text{III.9})$$

$$\phi_{kq} = -L_{mq} i_q + L_{kq} i_{kq} \quad (\text{III.10})$$

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = T_e - T_m - F \cdot \Omega_m \quad (\text{III.11})$$

### III.3.1.2 Linéarisation utilisant la représentation d'état en temps continu

Avant d'appliquer l'un des différents filtres, l'ensemble des équations de (III.1) à (III.10) doivent être linéarisées en premier. Pour cela, la représentation d'état doit être utilisée selon le système ci-dessous :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\alpha).x + B(\alpha).u = f(\alpha, x, u) \\ y = C(\alpha).x + D(\alpha).u = h(\alpha, x, u) \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Où  $A \in \mathbb{R}^{N \times N}$ ,  $B \in \mathbb{R}^{N \times L}$ ,  $C \in \mathbb{R}^{M \times N}$ ,  $D \in \mathbb{R}^{M \times L}$

$N$ ,  $L$  et  $M$  sont les dimensions des vecteurs décrivant respectivement les états d'entrée et de sortie.

Où :

$$\alpha = [r_a r_f r_{kd} r_{kq} l_a l_f l_{kd} l_{kq} L_{md} L_{mq} \omega_b]^t,$$

$$x = [\phi_d \phi_f \phi_{kd} \phi_q \phi_{kq}]^t,$$

$u = [V_d E_f V_q]^t$ , vecteur d'entrée ou de commande, représentant la tension d'excitation de la roue polaire et des tensions dans le repère de Park. Le contrôle de la tension de sortie de la machine s'effectuera alors en ajustant cette grandeur.

$y = [i_d i_f i_q]^t$ , vecteur de sortie correspondant aux courants dans le repère de Park.

$A(\alpha) = -\omega_b \cdot (r \cdot C(\alpha) + A_1)$ , matrice d'état.

Où :

$$r = \begin{bmatrix} -r_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_k & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -r_a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_{kq} \end{bmatrix}, \quad A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$C(\alpha) = \begin{bmatrix} \frac{-(X_f \cdot X_{kd} - X_{md}^2)}{K_1} \frac{X_{md} \cdot (X_{kd} - X_{md})}{K_1} \frac{X_{md} \cdot (X_f - X_{md})}{K_1} & 0 & 0 \\ \frac{X_{md} \cdot (X_{kd} - X_{md})}{K_1} \frac{-(X_f \cdot X_{kd} - X_{md}^2)}{K_1} \frac{X_{md} \cdot (X_{kd} - X_{md})}{K_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{X_{kq} - X_{mq}}{K_1} \\ 0 & \frac{X_{md} \cdot (X_{kd} - X_{md})}{K_1} & 0 & \frac{K_2}{K_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$K_1 = X_d \cdot X_{md}^2 + X_f \cdot X_{md}^2 + X_{kd} \cdot X_{md}^2 - 2 \cdot X_{md}^3 - X_d \cdot X_f \cdot X_{kd} K_2 = X_{kq} \cdot X_q - X_{mq}^2$$

$$B(\alpha) = \begin{bmatrix} \omega_b & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D(\alpha) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### III.3.2 Introduction aux Filtres de Kalman et applications à l'estimation en temps réel

Le principal rôle du Filtre de Kalman est d'incorporer les données mesurées à l'intérieur d'un estimateur sachant qu'une mesure est intrinsèquement bruitée, que toute mesure ne devrait pas avoir le même degré de confiance et que certaines mesures devraient être ignorées ou avoir un poids plus faible dans l'établissement de l'état du système. En outre, il sert à lisser les données et à diminuer l'effet du bruit dans l'estimation de l'état du système en essayant d'utiliser plus d'informations fiables que d'informations moins fiables. En informant le filtre du niveau de bruit du système (mesure et état), celui-ci calcule une estimation de l'état du système en tenant compte du bruit. Il est moins probable que le filtre laisse passer une mauvaise mesure si la confiance en cette mesure est plus grande que si elle est faible. L'algorithme du Filtre de Kalman facilite aussi la combinaison de mesures provenant de différentes sources [108], comme illustré dans la Figure III.1 qui explique comment appliquer le Filtre de Kalman afin d'estimer les paramètres. Le vecteur des paramètres à estimer dans cette étude est noté  $\sigma$  de sorte que  $\sigma = [r_f, L_{md}, L_{mq}, l_{kd}, l_{kq}]$ . Il est évident que certains

de ces paramètres sont plus influents à l'état stationnaire ( $r_f, L_{md}, L_{mq}$ ) tandis que les autres interviennent uniquement pendant l'état transitoire ( $l_{kd}, l_{kq}$ ). En outre, la Figure III.1 indique aussi que le modèle d'état précédent de la machine synchrone présenté dans le chapitre II doit être réécrit avec les grandeurs de base en prenant compte des bruits d'état et de mesure. La représentation est réalisée selon l'équation (17).

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\alpha).x(t) + B(\alpha).u(t) + I.w(t) = f(\alpha, x, u, w) \\ y = C(\alpha).x(t) + D(\alpha).u(t) + v(t) = h(\alpha, x, u, v) \end{cases} \quad (III.13)$$

Sachant que :

$v(t)$  : bruit de mesure.

$w(t)$  : bruit de l'observateur ou d'état.

### III.3.2.1 Modélisation des bruits de mesure et d'état du système considéré

Comme le bruit est un signal aléatoire, sa modélisation précise n'est pas une tâche facile, les erreurs commises dans la modélisation du bruit impliquant un biais dans les estimations [81]. Le bruit de mesure, causé par des erreurs lors de la capture des signaux externes, a souvent une plus grande covariance par rapport au bruit d'état, produit par des imprécisions dans l'établissement du modèle mathématique du système. Ainsi, avant de montrer le principe du Filtre de Kalman, il faut d'abord avoir des connaissances sur le bruit blanc et les bruits blancs Gaussiens centrés, car ces derniers sont essentiels dans la réalisation du Filtre de Kalman.

➤ *Qu'est qu'un bruit blanc ?* [109]

Le bruit blanc est un signal aléatoire où sa fonction d'auto-corrélation est nulle partout sauf en zéro '0' ; alors sa densité spectrale de puissance n'est autre que la variance du bruit.

$$\varphi_{xx} = S_{xx} = \begin{cases} \sigma_x^2, & \text{pour } n = 0 \\ 0, & \text{pour } n \neq 0 \end{cases} \quad (III.14)$$

Sachant que  $\varphi_{xx}(n)$  : auto-corrélation,  $S_{xx}(F)$  : densité spectrale de puissance (DSP),  $\sigma_x$  : variance.

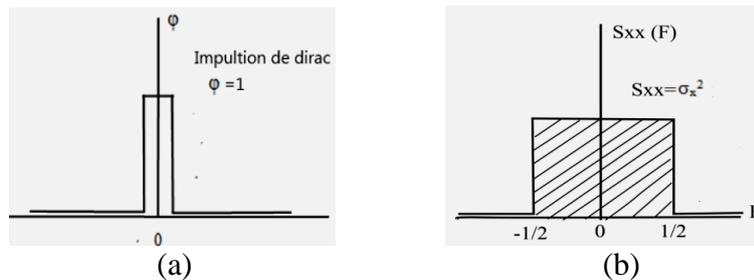


Figure III.2. (a) Fonction d'auto-corrélation, (b) Densité spectrale de puissance

Pour le bruit blanc Gaussien, sa densité spectrale est aussi égale à la variance :

$$S_{xx}(F) = \sigma_x^2 \quad (\text{III.15})$$

Sachant que la fonction d'autocréation n'est autre que l'intégrale de la densité spectrale de puissance, la variance d'un bruit blanc réel à moyenne nulle (symétrie harmonique) est la surface sous-entendue de la densité spectrale :

$$\sigma_x^2 = \varphi_{xx}(0) = \int_{-V_2}^{V_2} S_{xx}(F) dF \quad (\text{III.16})$$

Comme le bruit blanc est un signal aléatoire qui peut être programmé sous environnement MATLAB par l'instruction '**rand**', cette dernière est une instruction qui permet la distribution uniforme des valeurs aléatoires. Dans ce travail, le bruit de mesure et le bruit d'état sont Gaussiens [109]. La première étape dans la génération du bruit blanc sous environnement MATLAB est de déterminer le nombre d'échantillon de sorte que :

$$n = \frac{d}{T_s} \quad (\text{III.17})$$

Sachant que:

$T_s$  : temps d'échantillonnage,

$d$  : temps de simulation,

$n$  : nombre d'échantillons,

L'étape suivante consiste à exprimer les valeurs de bruits  $V$  et  $W$  par rapport à  $n$ ,  $k_v$  et  $k_w$  :

$$V = k_v \cdot \text{randn}(1, n) \quad (\text{III.18})$$

$$W = k_w \cdot \text{randn}(1, n) \quad (\text{III.19})$$

Où :  $k_v$  et  $k_w$  sont respectivement des coefficients permettant de fixer  $R$  et  $Q$  aux valeurs souhaitées. Dans cette étude, ces coefficients sont choisis de manière à obtenir les valeurs de  $R$  et  $Q$  utilisées dans [103]. L'instruction MATLAB '**randn**' permet de générer une variable aléatoire Gaussienne  $N(0,1)$  [109]. Enfin, les bruits sont définis par:

$$v(t) = [t^t, V^t], R = \text{var}(v) \quad (\text{III.20})$$

$$w(t) = [t^t, W^t], Q = \text{var}(w) \quad (\text{III.21})$$

Où :  $t \in [T_s, d]$ .

### III.3.2.2 Application du Filtre de Kalman traditionnel (FKT)

Comme mentionné dans la Fig.III.1, le Filtre de Kalman proposé doit afficher la variable d'état estimée, l'Erreur Carrée Moyenne, ECM (Mean Square Error 'MSE'), l'Erreur Carrée Moyenne Normalisée, ECMN (Normalise Mean Square Error 'NMSE') et l'Ecart-type (STD). En outre, il a la capacité d'éliminer le bruit des estimations par une détermination appropriée du coefficient de Kalman  $K_f$ . La variable d'état estimée et la sortie sont exprimées par:

$$\begin{cases} \hat{x} = A(\alpha). \hat{x} + B(\alpha). u + K_f. (y - D. u - C(\alpha). \hat{x}) \\ \hat{y} = C(\alpha). \hat{x} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Où :

$$K_f = P. C^t. R^{-1} \quad (\text{III.23})$$

La matrice de covariance "P" peut être obtenue en résolvant l'équation de *Riccati* donnée par (III.24) :

$$\dot{P} = A. P + P. A^t - P. C^t. R^{-1}. C. P + I. Q. I^t \quad (\text{III.24})$$

### III.3.2.3 Application du Filtre de Kalman Etendu (FKE)

L'utilisation du Filtre de Kalman Etendu suppose que les paramètres réunis dans le vecteur  $\sigma$  varient dans le temps [103] ; par conséquent, ils doivent être traités comme le vecteur d'état des paramètres. Ainsi, le système contiendra deux vecteurs d'état 'x' et ' $\sigma$ ' regroupés dans un vecteur 'z' comme suit:

$$z = \begin{bmatrix} x \\ \sigma \end{bmatrix} \Rightarrow \dot{z} = \begin{bmatrix} f(\alpha, x, u) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

L'approche est similaire à celle du FKT pour déterminer la variable d'état estimée. Cependant, le calcul de la matrice de covariance "P" est différent. Cette fois, "P" nécessite de calculer le Jacobien des matrices "A" et "C" par rapport à la variable d'état estimée et les paramètres estimés tels que mentionnés dans (III.26) et (III.27).

$$A_{FKE} = \text{Jacobian}(\dot{z}, z) = \frac{\partial \dot{z}}{\partial z} \quad (\text{III.26})$$

$$C_{FKE} = \text{Jacobian}(y, z) = \frac{\partial y}{\partial z} \quad (\text{III.27})$$

Où 'y' a été défini dans (III.13).

La Figure III.3 schématise le principe du Filtre de Kalman Etendu.

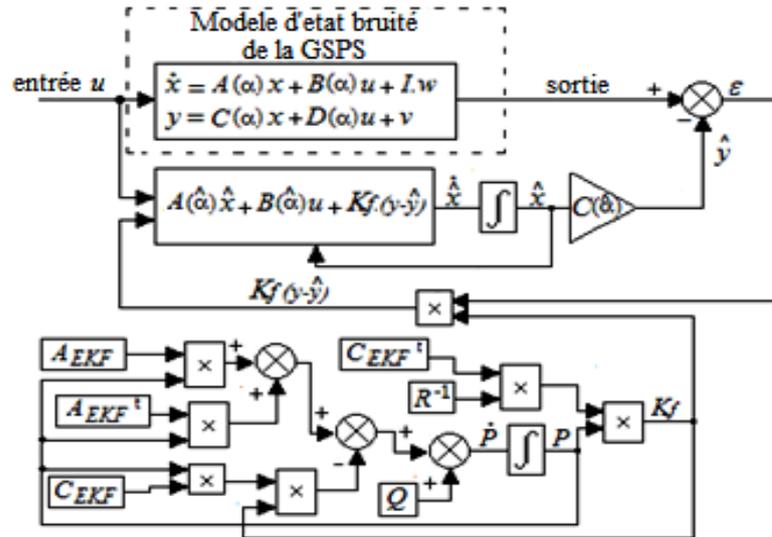


Figure III.3 Schéma de principe du Filtre de Kalman Etendu.

### III.3.2.4 Application du Filtre de Kalman Etendu Biaisé (FKEB)

Comme indiqué précédemment, le biais dans les estimations apparaît lorsque les bruits évalués sont inexacts [110]. Par conséquent, le biais doit être pris en compte lors de l'établissement de l'estimateur. Par conséquent, le biais sera bénéfique vu qu'il réduit le "MSE" et donne des valeurs plus réalistes des paramètres estimés qui seront identifiés à l'aide de la variable d'état biaisée " $\hat{x}_b$ " plutôt que la variable d'état non biaisée " $\hat{x}$ ".

La variable d'état biaisée est définie par [84]:

$$\hat{x}_b = b \cdot \hat{x} \tag{III.28}$$

Où "b" est le coefficient du biais.

Dans cette étude, il est proposé de le déterminer dans le but d'avoir une Erreur Quadratique Moyenne (MSE) réduite:

$$MSE_{\text{biaisé}} < MSE_{\text{non_biaisé}} \tag{III.29}$$

Sachant que :

$$MSE_{\text{biaisé}}(x, \hat{x}_b) = E(\hat{x}_b - x)^2 \tag{III.30}$$

$$E(\hat{x}_b - x)^2 = \frac{1}{L} \cdot \sum_{i=1}^L (\hat{x}_{bi} - x_i)^2 \tag{III.31}$$

Le développement de cette dernière formule donne:

$$E(\hat{x})^2 \cdot b^2 - 2 \cdot E(\hat{x} \cdot x) \cdot b + E(x)^2 < \text{trace}(P) \tag{III.32}$$

Toutes les valeurs inférieures à la *trace* ( $P$ ) et qui donnent une valeur réelle positive du coefficient du biais "b" qui vérifie l'équation (III.28) peuvent être considérées. Ces dernières sont notées 'c'. La résolution de l'équation (III.33):

$$E(\hat{x})^2 \cdot b^2 - 2 \cdot E(\hat{x} \cdot x) \cdot b + E(x)^2 - c = 0 \tag{III.33}$$

a abouti à la plus petite racine:

$$b = \frac{2 \cdot E(\hat{x} \cdot x) - \sqrt{(2 \cdot E(\hat{x} \cdot x))^2 - 4 \cdot E(\hat{x})^2 \cdot (E(x)^2 - c)}}{2 \cdot E(\hat{x})^2} \tag{III.34}$$

Enfin, l'Erreur Quadratique Moyenne normalisée (Normalized Mean Square Error "NMSE") est donnée par l'expression suivante :

$$NMSE_{\text{biaisé}}(dB) = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{MSE_{\text{biaisé}}(x, \hat{x}_b)}{E(x)^2} \right) \tag{III.35}$$

La figure ci-dessous explique et schématise le principe et la mise en œuvre du Filtre de Kalman Biaisé (FKB) appliqué sous environnement MATLAB/Simulink.

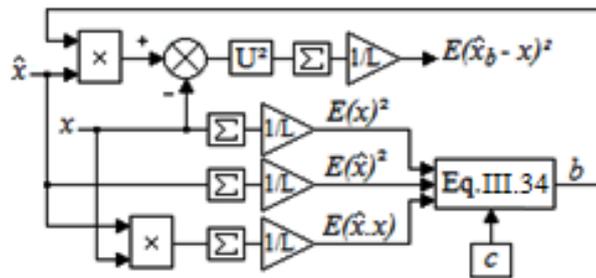


Fig.III.4 Principe du Filtre de Kalman Biaisé proposé.

### III.3.3 Méthodologie de l'estimation paramétrique

Les paramètres estimés rassemblés dans le vecteur "σ" peuvent être obtenus comme suit.

#### III.3.3.1 Paramètres estimés en régime permanent

La méthode d'estimation consiste à considérer l'ensemble des équations de (III.1) à (III.10). Ensuite, les vecteurs d'état et de mesure sont remplacés par les estimés donnés par l'équation (III.22). Enfin, les équations (III.1) à (III.10) sont réécrites de sorte que seule les paramètres inconnus à estimer seront  $\hat{r}_f, \hat{L}_{md}, \hat{L}_{mq}$ . Les autres paramètres sont remplacés par leurs valeurs réelles obtenues par le constructeur ou par la méthode *off-line* mentionnée dans le chapitre précédent. Cette étude est la suite d'un travail réalisé déjà auparavant ; de ce fait, les paramètres et toutes les données sont déjà disponibles. Par la suite, la résolution de l'équation (III.36) permet d'obtenir le vecteur des paramètres à estimer en régime permanent notés  $\alpha_{ss}$ :

$$H_{ss} \cdot \alpha_{ss} = G_{ss} \Rightarrow \alpha_{ss} = H_{ss}^{-1} \cdot G_{ss} \tag{III.36}$$

Sachant que :

$$\alpha_{ss} = [\hat{r}_f, \hat{L}_{md}, \hat{L}_{mq}],$$

$$H_{ss} = \begin{bmatrix} i_f & 0 & 0 \\ 0 & \omega_s/\omega_b \cdot i_q & 0 \\ 0 & 0 & \omega_s/\omega_b \cdot (i_f + i_d) \end{bmatrix},$$

$$G_{ss} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \left( \begin{bmatrix} v_f \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{d\hat{\phi}_f}{dt} \\ \frac{d\hat{\phi}_d}{dt} \\ \frac{d\hat{\phi}_q}{dt} \end{bmatrix} \right) - \left( \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_a & 0 \\ 0 & 0 & -r_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_s \cdot l_a \\ 0 & \omega_s \cdot l_a & 0 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_f \\ \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \quad (\text{III.37})$$

### III.3.3.2 Paramètres estimés en régime transitoire

Cette fois, nous devons résoudre l'équation:

$$H_{ts} \cdot \alpha_{ts} = G_{ts} \Rightarrow \alpha_{ts} = H_{ts}^{-1} \cdot G_{ts}$$

Sachant que :

$$\alpha_{ts} = [\hat{l}_{kd}, \hat{l}_{kq}],$$

$$H_{ts} = \begin{bmatrix} d\hat{\phi}_{kd}/dt & 0 \\ 0 & d\hat{\phi}_{kq}/dt \end{bmatrix},$$

$$G_{ts} = \begin{bmatrix} r_{kd} \cdot \omega_b & 0 \\ 0 & r_{kq} \cdot \omega_b \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{kd} \\ \hat{\phi}_{kq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -r_{kd} \cdot \omega_b \cdot X_{md} & 0 \\ 0 & -r_{kq} \cdot \omega_b \cdot X_{mq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -r_{kd} \cdot \omega_b \cdot X_{md} \cdot \hat{i}_f \\ 0 \end{bmatrix}$$

(III.38)

L'Erreur Quadratique Moyenne (MSE) entre la variable d'état et son estimation est donnée par la formule de l'estimateur non biaisé [111]:

$$MSE_{non\_biaisé}(x, \hat{x}) = trace(P) \quad (\text{III.39})$$

L'Erreur Quadratique Moyenne Normalisée (NMSE) pour un estimateur non biaisé peut être définie par:

$$NMSE_{non\_biaisé}(dB) = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{MSE_{non\_biaisé}(x, \hat{x})}{E(x)^2} \right) \quad (\text{III.40})$$

Le calcul de l'Erreur Quadratique Moyenne normalisée "NMSE" permet de comparer les estimateurs non biaisés et biaisés entre eux. L'Erreur Quadratique Moyenne (MSE) montre une petite différence entre les estimateurs ; par contre, une différence plus significative peut être observée lorsqu'on considère la "NMSE" qui donne des informations plus précises sur la différence entre la variable d'état et son estimation fournie par le Filtre de Kalman. La déviation

standard "STD" fournit la différence entre les valeurs réelles et estimées des paramètres et peut être évaluée par (III.41):

$$STD = \left| \frac{\text{parametres}_{\text{valeur\_reel}} - \text{parametres}_{\text{valeur\_estimé}}}{\text{parametres}_{\text{valeur\_reel}}} \right| \cdot 100 \quad (\text{III.41})$$

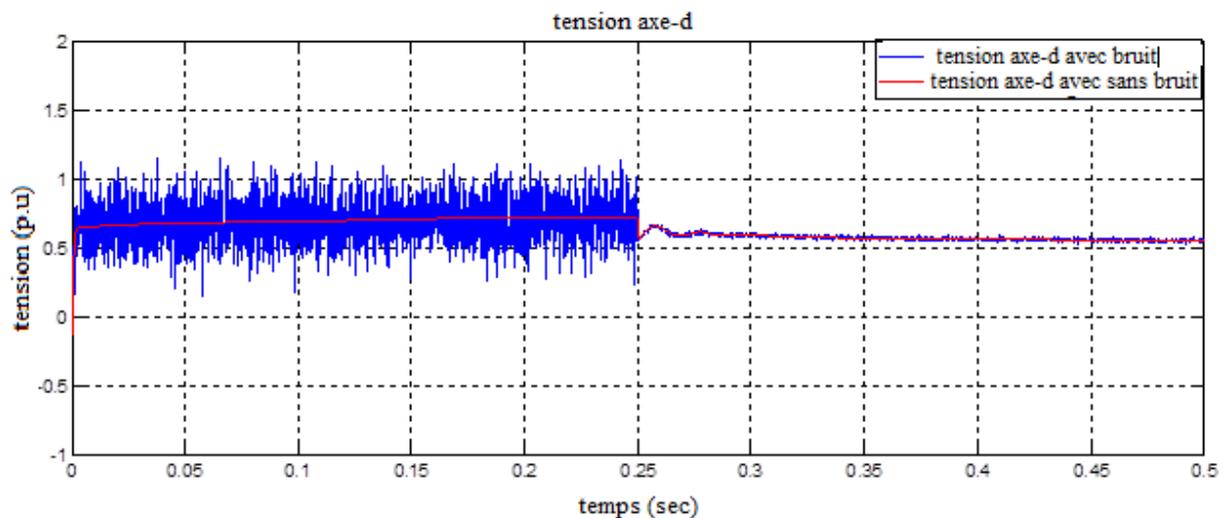
### III.3.4 Résultats de simulations sous environnement MATLAB/Simulink

Comme indiqué précédemment, la machine synchrone considérée dans la référence [103] constitue la machine étudiée dans ce travail ; alors, les paramètres réels de cette dernière sont rassemblés dans le tableau III.1 ci-dessous.

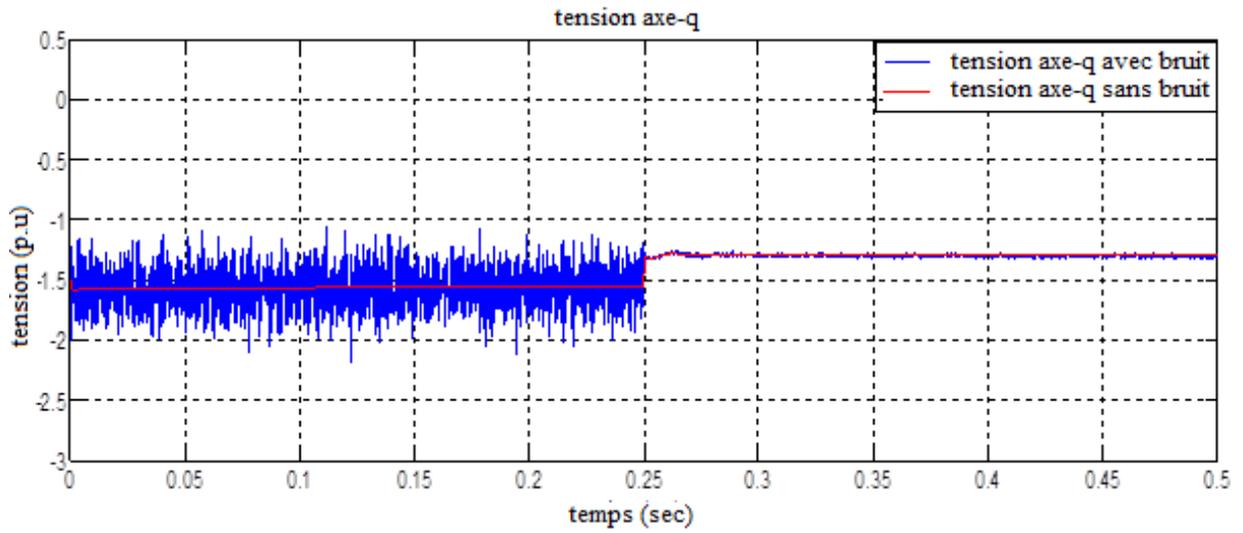
Tableau III.1: Paramètres réels de la Machine Synchrone considérée [103]

Paramètres	Valeurs en p. u	Paramètres	Valeurs en p. u
$v_f$	0.01	$x_{kd}$	0.125
$X_{md}$	1.98	$x_{kq}$	0.257
$X_{mq}$	1.87	$p$	1
$r_a$	0.006	$J$	11.36
$r_f$	0.01	$F$	0.01
$x_a$	0.11	$P_m$	0.3
$x_f$	0.10	Tension réseau	1
$r_{kd}$	0.0212	$z_1$	$0.71+j \times 0.44$
$r_{kq}$	0.027	$z_2$	$0.04+j \times 0.44$

Les travaux de simulation de l'application des différents Filtres de Kalman établis à l'estimation on-line des paramètres de la machine synchrone ont donné les résultats représentés Fig.III.5 à Fig.III.11.

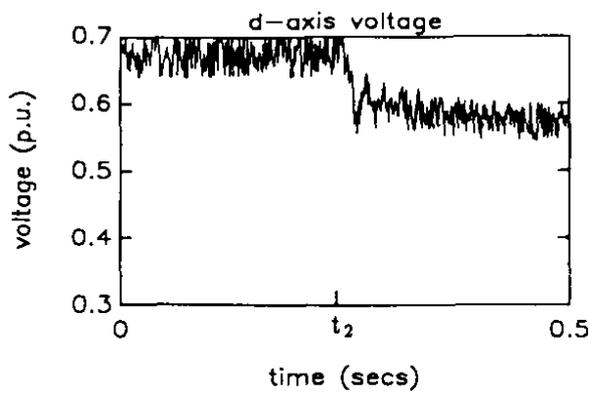


(a)

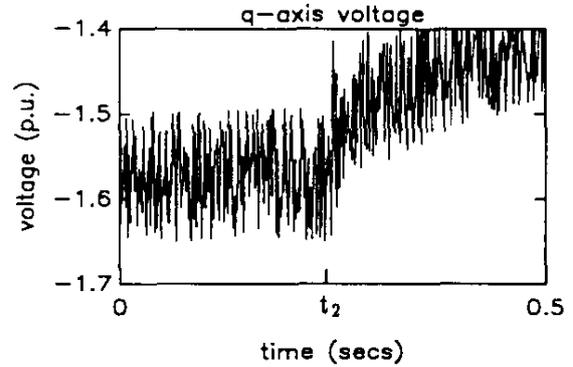


(b)

Fig.III.5 Tension d'axes d-q avec et sans bruit (a) tension d'axe "d" (b) tension d'axe "q"

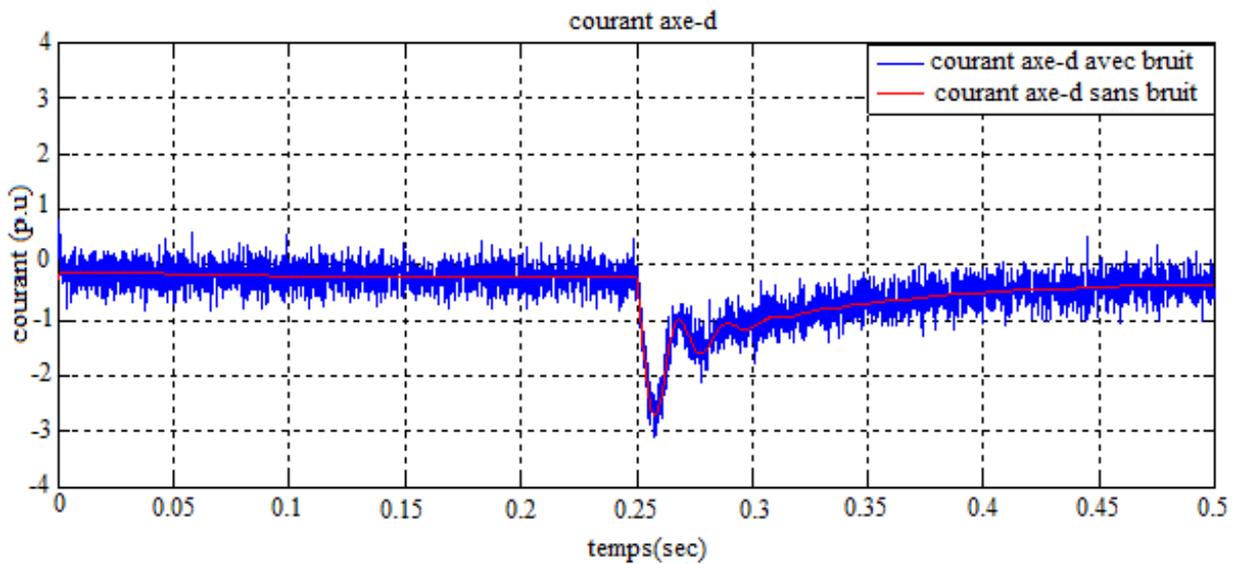


(a)

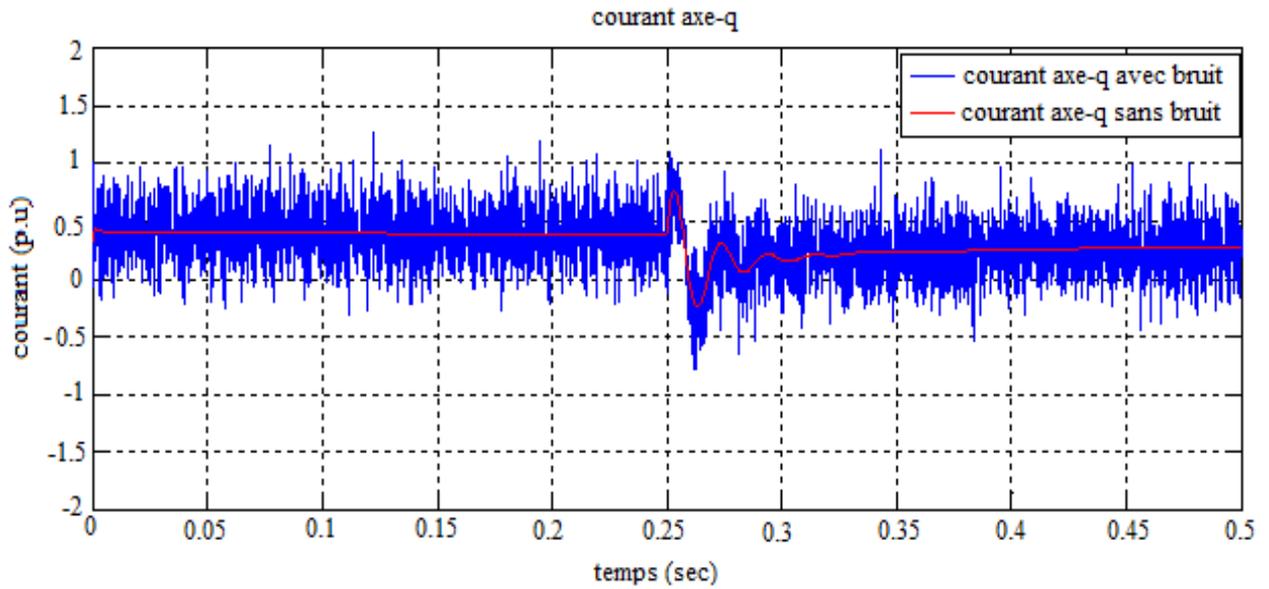


(b)

Fig.III.6 Tension d'axes d-q avec bruit [103] (a) tension d'axe "d" (b) tension d'axe "q"

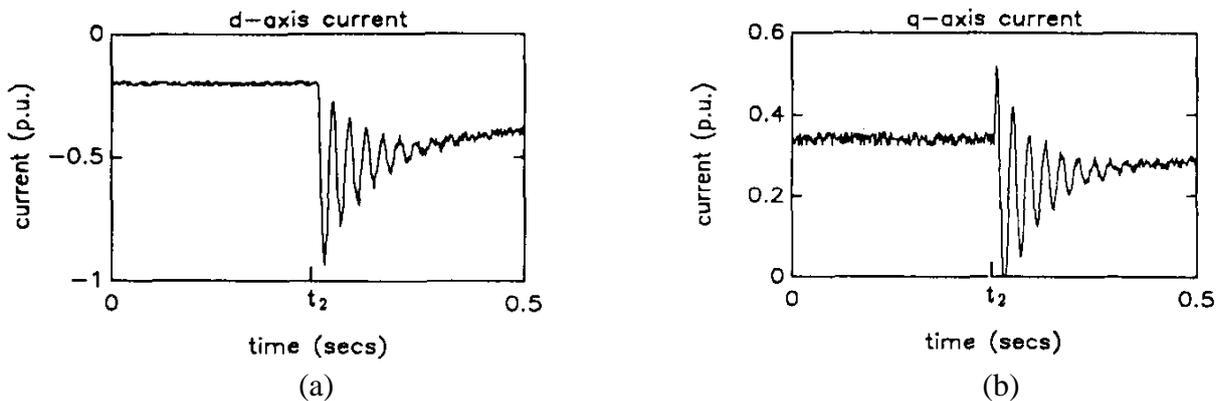


(a)



(b)

Fig.III.7 Courant d'axes d-q avec et sans bruit (a) courant d'axe "d" (b) courant d'axe "q".

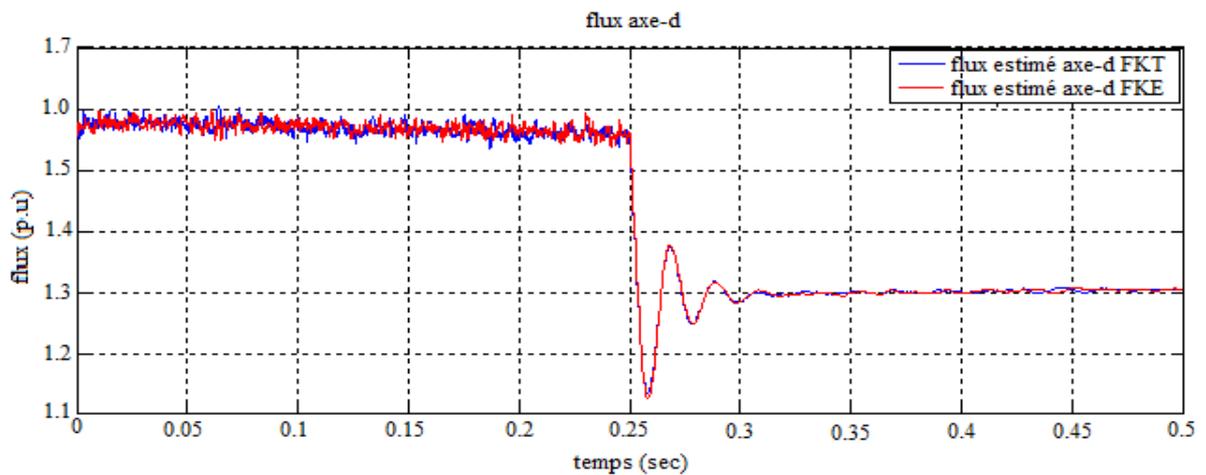


(a)

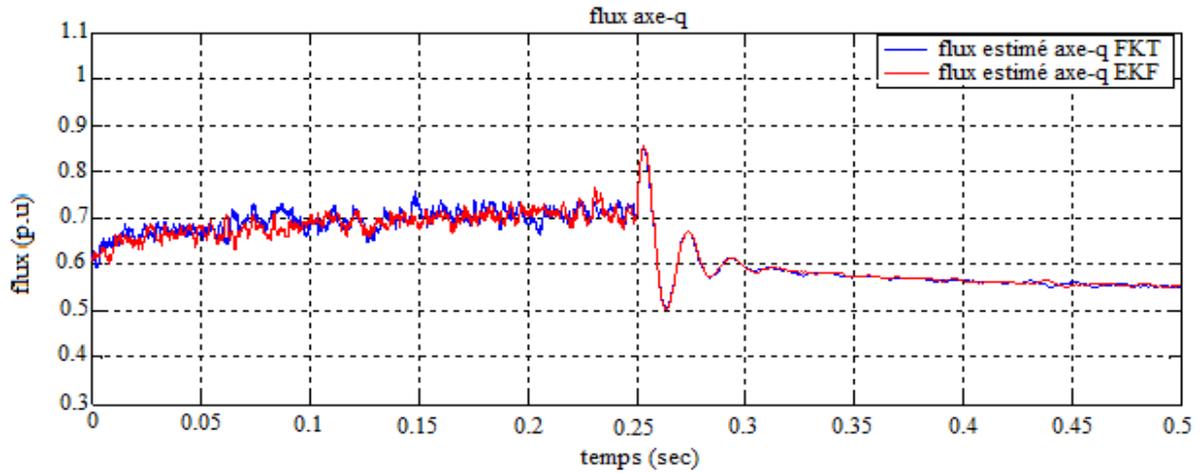
(b)

Fig.III.8 Courant d'axes d-q avec bruit [103] (a) courant d'axe "d" (b) courant d'axe "q".

Les Figures (III.5) et Figure (III.7) représentent les tensions et courants d'axe d-q avec et sans bruit. Il est évident que les tensions / courants obtenus sont très proches de ceux présentés dans les figures (III.6) et (III.8) de la référence [103].



(a)



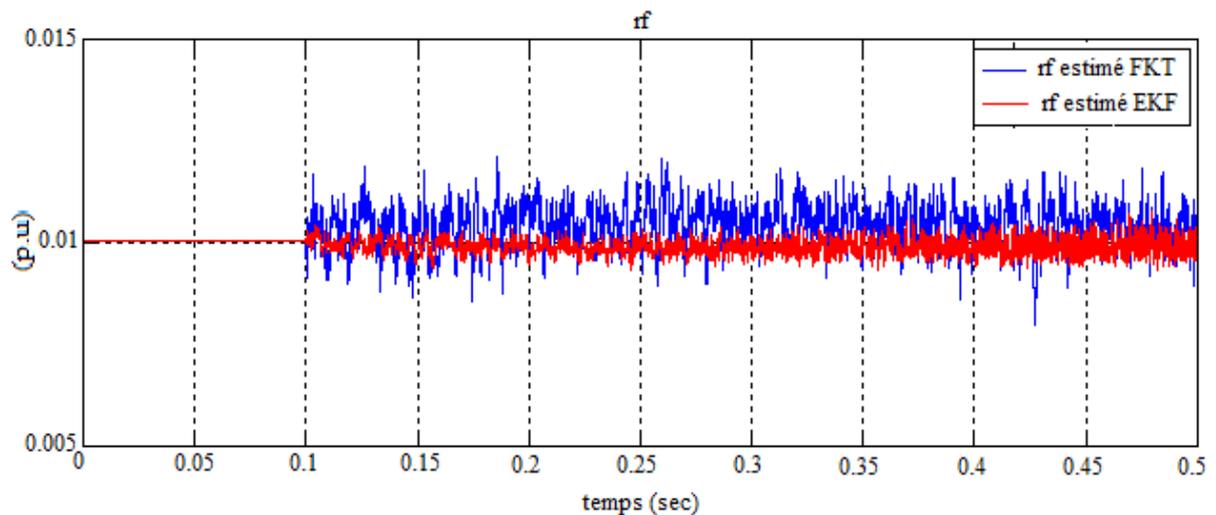
(b)

Fig.III.9 Flux d'axes d-q délivrés par le FKT et FKE (a) flux axe-d (b) flux axe-q.

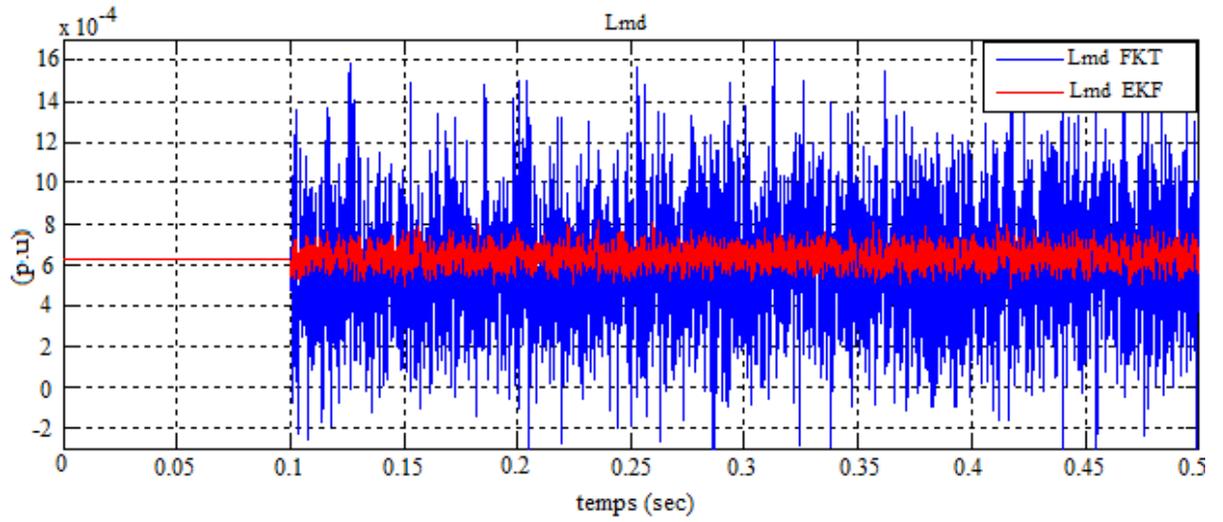
La Figure III.9 indique les résultats fournis par les deux estimateurs FKT et FKE respectivement concernant les flux d'axes d-q. On peut voir que les flux estimés des deux estimateurs sont très proches, ce qui signifie que jusqu'à présent les deux estimateurs se comportent de manière similaire.

La Figure.III.10 représente les paramètres estimés en régime permanent  $r_f$ ,  $L_{md}$  et  $L_{mq}$ . Il est clair que l'application du Filtre de Kalman Etendu donne des paramètres moins bruités comparativement au Filtre de Kalman Traditionnel. Le début de l'estimation est effectué à partir de 0,1s ; avant les valeurs réelles de  $r_f$ ,  $L_{md}$  et  $L_{mq}$  sont affichées respectivement.

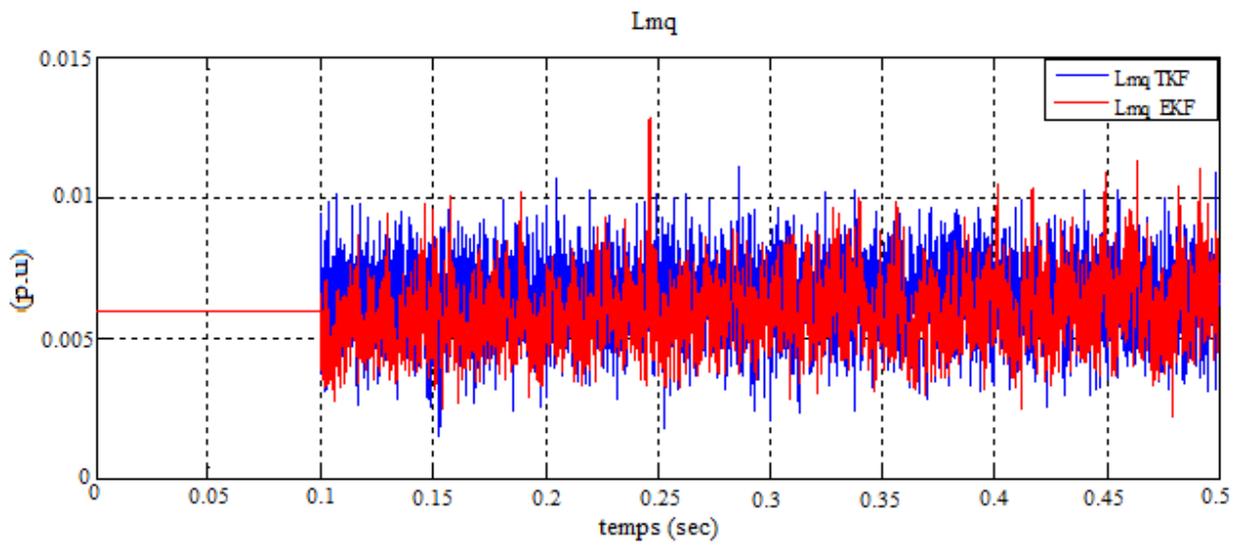
La Figure.III.11 illustre les paramètres estimés en régime transitoire  $l_{kd}$  et  $l_{kq}$ . Normalement, les deux estimations sont affichées à 0,25s mais en raison des pics au moment de la perturbation, les résultats sont affichés à 0,26s. On peut conclure cette fois-ci que le Filtre de Kalman Traditionnel donne des résultats bien meilleurs que l'EKF. L'estimation commence à partir de 0,25s ; avant ce temps, les valeurs réelles de chacun de  $l_{kd}$  et  $l_{kq}$  seront affichées.



(a)

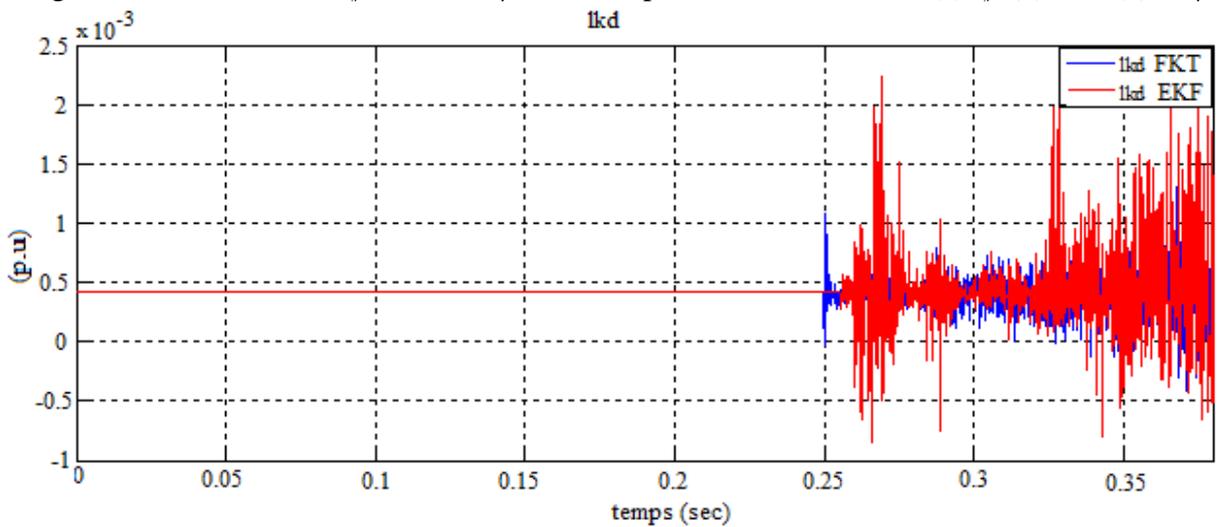


(b)



(c)

Fig.III.10 Estimation de  $r_f$ ,  $L_{md}$  et  $L_{mq}$  réalisée à partir du FKT et EKF (a)  $r_f$ , (b)  $L_{md}$ , (c)  $L_{mq}$ .



(a)

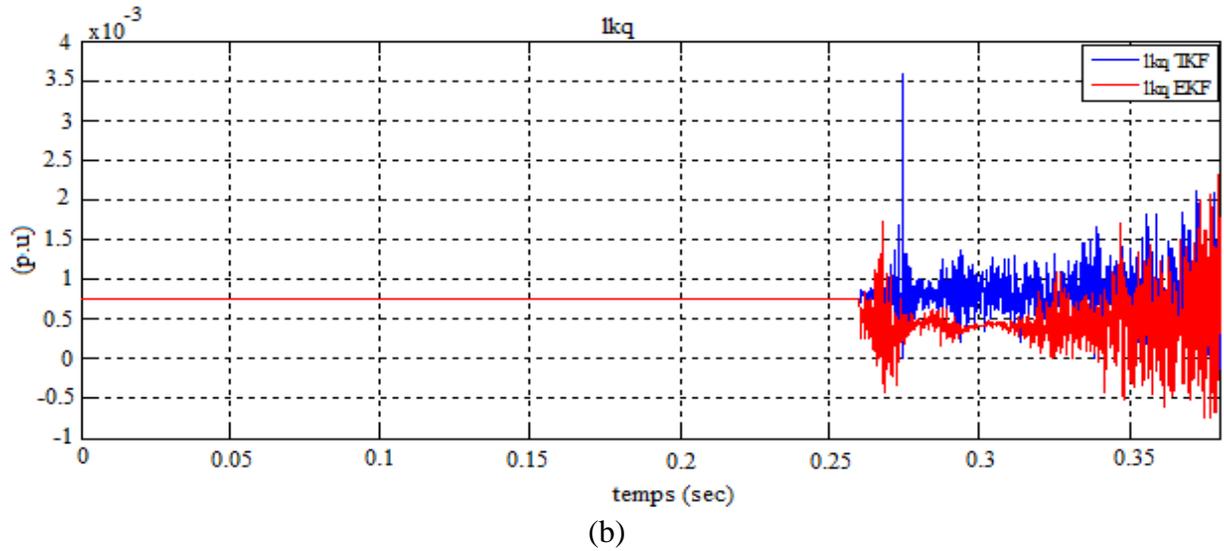


Fig.III.11 Estimations de  $l_{kd}$  et  $l_{kq}$  effectuées à partir du FKT et de FKE. (a)  $l_{kd}$  , (b)  $l_{kq}$ .

Tableau III.2: Résultats de la déviation standard du Filtre de Kalman Traditionnel et Etendu

Paramètres réels en (p.u.)	STD FKT (%)	STD FKE (%)
$r_f$ 0.01	3.2953	0.8542
$L_{mq}$ 0.00595	5.7361	2.0031
$L_{md}$ 0.0063	5.0576	1.7848
$l_{kd}$ 0.000397	2.6340	1.0432
$l_{kq}$ 0.000818	3.7795	0.8272

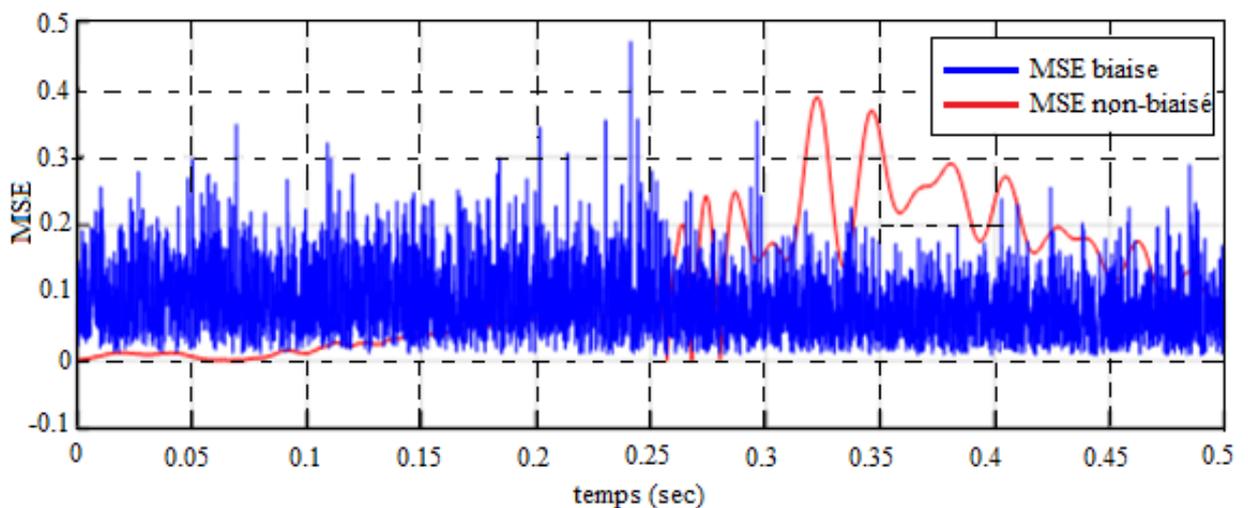


Fig.III.12. MSE du Filtre de Kalman Etendu (FKE) biaisé et non-biaisé.

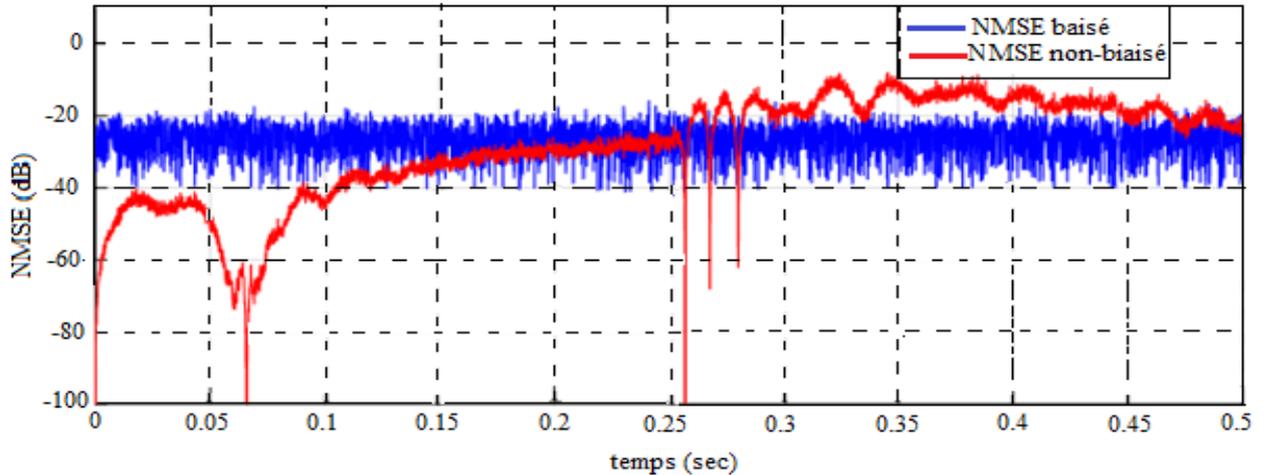


Fig.III.13. NMSE du Filtre de Kalman Etendu biaisé et non-biaisé.

Dans le tableau III.2, l'écart-type (Standard Deviation "STD") délivré par les deux estimateurs a été enregistré pour tous les paramètres estimés. Le tableau démontre l'efficacité du Filtre de Kalman Etendu (FKE) qui a donné un écart-type inférieur à celui du Filtre de Kalman Traditionnel (FKT). Ceci est logique car le système étudié est non-linéaire, ce qui implique que le Filtre de Kalman Etendu est plus adapté à ce système que le FKT. Après, les résultats pour le Filtre de Kalman Etendu biaisé et non-biaisé sont présentés. Tout d'abord, le calcul du coefficient biais donne  $\mathbf{b} = 0.7774$  ou  $MSE_{\text{non-biaisé}} \approx 0.867$ , alors la valeur choisie pour  $\mathbf{c}$  dans l'équation (III.33) est  $0.03$ .

La Figure.III.12 montre l'Erreur Quadratique Moyenne "MSE" pour les FKE biaisées et non-biaisées. Il est évident que l'Erreur Quadratique Moyenne "MSE<sub>biaisée</sub>" biaisée est inférieure à l'Erreur Quadratique Moyenne non biaisée ( $MSE_{\text{non-biaisée}}$ ), ce qui signifie que la considération du biais permet une réduction de la MSE ( $MSE_{\text{non-biaisée}} \approx 0.867$  alors que la  $MSE_{\text{biaisée}} = 0.03$ ).

### III.4 IDENTIFICATION A TEMPS DISCRET

Un système à temps discret se définit comme un opérateur entre deux signaux à temps discret. Ce dernier répond à la définition générale d'un système qui introduit une relation entre le signal d'entrée et le signal de sortie. De plus, il met en jeu des informations qui ne sont prises en compte qu'à des moments précis. En général, ces instants sont espacés d'une durée constante appelée période d'échantillonnage. Dans cette section, différents Filtres de Kalman utilisés dans l'identification à temps discret seront présentés.

#### III.4.1 Modèle d'état de la machine synchrone en temps discrets

Dans cette section et selon [112-114], le passage d'un système en temps continu à un système en temps discret utilisant une représentation d'état peut être effectuée en utilisant les étapes suivantes:

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d(\alpha).x(k) + B_d(\alpha).u(k) = F_d(\alpha, x, u) \\ y(k) = C_d(\alpha).x(k) + D(\alpha).u(k) = H_d(\alpha, x, u) \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

Où :

$$A_d(\alpha) = e^{A(\alpha)T_s} \approx I_n + \frac{AT_s}{1!} + \frac{AT_s^2}{2!} \quad (\text{III.43})$$

$$B_d(\alpha) = \int_0^{T_s} e^{AT_s} B dt \approx T_s B(\alpha) \quad (\text{III.44})$$

$$C_d(\alpha) = C(\alpha), D_d(\alpha) = D(\alpha) \quad (\text{III.45})$$

### III.4.2 Introduction aux Filtres de Kalman et ses applications à l'estimation en temps discret

L'application du Filtre de Kalman discret consiste à ajouter des bruits dans l'équation (III.42). Vu que le système prend en considération l'effet du bruit qui est une perturbation aléatoire, le système devient stochastique, ce qui fait que l'équation (III.42) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d(\alpha).x(k) + B_d(\alpha).u(k) + I.w_d(k) \\ y(k) = C_d(\alpha).x(k) + v_d(k) \end{cases} \quad (\text{III.46})$$

Où  $w_d$  et  $v_d$  sont des bruits pseudo-blancs gaussiens centrés avec des matrices de covariance respectives  $Q_d$  et  $R_d$  pour que ces derniers soient inversibles [113].

$$Q_d = \int_0^{T_s} e^{A.v} I.Q.I^t e^{A^t.v} dv \approx T_s.I.Q.I^t \text{ if } T_s < \tau \quad (\text{III.47})$$

$$R_d = R/T_s \quad (\text{III.48})$$

Sachant que les expressions des matrices de covariance  $Q$  et  $R$  à temps continu sont données en détail dans la section précédente et que  $\tau$  est le temps de réponse du système. Dans cette partie, une méthode est proposée afin de dimensionner  $\tau$ . Elle consiste à choisir le temps de réponse  $\tau$  le plus petit que la plus petite constante de temps électrique de la machine synchrone considérée. Alors, il faut calculer avant chacune des constantes de temps d'induit et inducteur ( $\tau_{ea} = L_d/r_a$ ,  $\tau_{ef} = L_f/r_f$ ) à partir des valeurs "SI" des inductances propres et des résistances qui sont identifiées à partir des essais réalisés en mode off-line présenté dans le chapitre précédent. Puisque les constantes de temps doivent être calculées en unités "SI" et que les paramètres de la machine considérée dans ce travail sont fournis par le fabricant sont en "p.u", alors une conversion en unités "SI" peut être effectuée

en utilisant les directives disponibles dans la référence [93]. Ici, les grandeurs de base ont été fournies par R. E. Fairbairn and R. G. Harley ; le calcul détaillé sera présenté en annexe.

### III.4.2.1 Application du Filtre de Kalman Discret Traditionnel (FKTD)

Le Filtre de Kalman Discret permet d'estimer la progression de la sortie d'un procédé en projetant dans le temps une prédiction de son état à partir de mesures et d'un modèle de celui-ci. Il utilise une boucle de rétroaction pour réintroduire dans le contrôle la valeur déterminée après filtrage. Le cycle de l'algorithme de Filtrage représenté Fig.III.14.a peut se diviser en deux parties : la *prédiction* de l'état à venir et la *mesure et correction* de l'état actuel. L'organigramme représenté Fig.III.14.a et inspiré de [115] explique le travail qui devrait être fait pour la mise en œuvre du DTKF. Le travail est basé sur deux étapes: la mise à jour et la prédiction [113-115].

- *Etape de Correction (mise à jour de la mesure)*

Elle consiste à mettre à jour la mesure et le temps comme mentionné dans les équations (III.49) à (III.53) exprimant respectivement le gain du Filtre de Kalman, les variables d'état estimées, la prédiction, l'erreur et les covariances prédites selon la nouvelle mesure  $y(k)$ .

$$K_f = P(k|k-1) \cdot C_d^t \cdot (C_d \cdot P(k|k-1) \cdot C_d^t + R_d)^{-1} \quad (\text{III.49})$$

$$\hat{x}(k|k) = \hat{x}(k|k-1) + K_f \cdot (y(k) - C_d \cdot \hat{x}(k|k-1)) \quad (\text{III.50})$$

$$\hat{x}(k+1|k) = A_d \cdot \hat{x}(k|k) + B_d \cdot u(k) \quad (\text{III.51})$$

$$P(k|k) = (I - K_f \cdot C_d) \cdot P(k|k-1) \quad (\text{III.52})$$

$$P(k+1|k) = A_d \cdot P(k|k) \cdot A_d^t + Q_d \quad (\text{III.53})$$

Où  $\hat{x}(k|k-1)$  est l'estimation de  $\hat{x}(k)$  qui est déterminée à partir de mesure précédente  $y(k-1)$  et  $\hat{x}(k|k)$  est l'estimation déterminée de la mise à jour sur la base de la dernière mesure  $y(k)$ .

- *Etape de Prédiction*

Le contenu de l'estimation actuelle  $\hat{x}(k|k)$  et la mise à jour du temps prédisent la valeur d'état à l'échantillon suivant  $k+1$  (prédiction à un pas en avant). Alors, la mise à jour de la mesure ajuste la prédiction en fonction de la nouvelle mesure  $y(k+1)$ . Le terme de correction  $(y(k+1) - C_d \cdot \hat{x}(k+1|k))$  est une fonction de l'innovation qui est l'écart entre les valeurs mesurées et prédites

de  $y(k + 1)$ ). Le gain d'innovation  $K_f$  est choisi pour réduire la covariance à l'état stable de l'erreur d'estimation étant données les covariances de bruit  $Q_d$  et  $R_d$ .

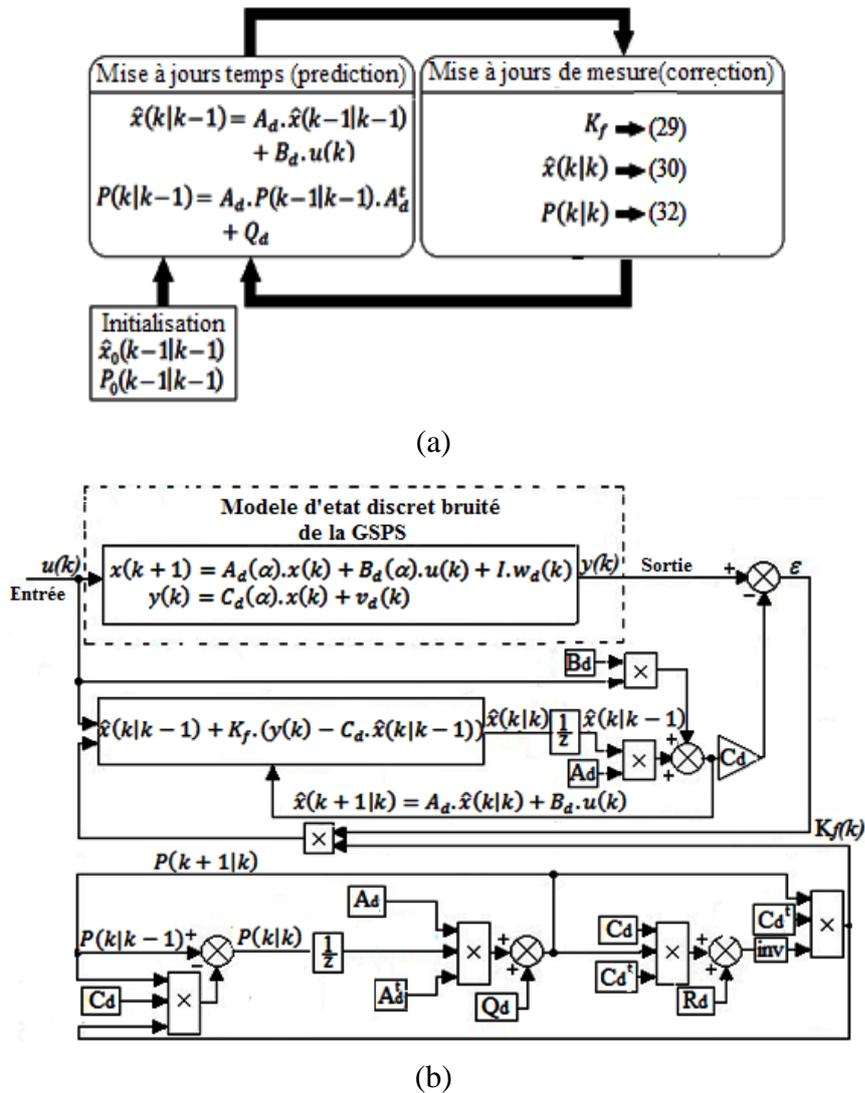


Fig.III.14. Théorie du Filtre de Kalman discret : (a) algorithme FKDT ; (b) principe FKDT.

### III.4.2.2 Application du Filtre de Kalman Discret Etendu (FKED)

L'utilisation du Filtre de Kalman Discret Etendu (FKDE) est la meilleure solution pour les paramètres variables dans le temps [103] qui doivent être traités comme des paramètres d'état. En conséquence, le système contiendra deux vecteurs d'état ' $x$ ' et ' $\sigma$ ' regroupés dans un vecteur ' $z$ ' comme mentionné dans l'équation (III.54).

$$z = \begin{bmatrix} x \\ \sigma \end{bmatrix} \Rightarrow \dot{z} = \begin{bmatrix} f(\alpha, x(k), u(k)) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III.54)$$

Le travail à accomplir avec le FKDE est assez similaire du FKDT ; cependant, le calcul du gain du Filtre de Kalman  $K_f(k)$  et de la matrice de covariance  $P(k)$  est différent. En effet, le Jacobien des matrices  $A_d$  et  $C_d$  par rapport à la variable d'état estimée et aux paramètres estimés (noté  $A_{DEKF}$ ,  $C_{DEKF}$ ) doit être appliqué pour calculer chacun des  $K_f(k)$  et  $P(k)$ .

$$A_{dEKF} = \text{Jacobian}(\dot{z}, z) = \frac{\partial \dot{z}}{\partial z} \tag{III.55}$$

$$C_{dEKF} = \text{Jacobian}(y, z) = \frac{\partial y}{\partial z} \tag{III.56}$$

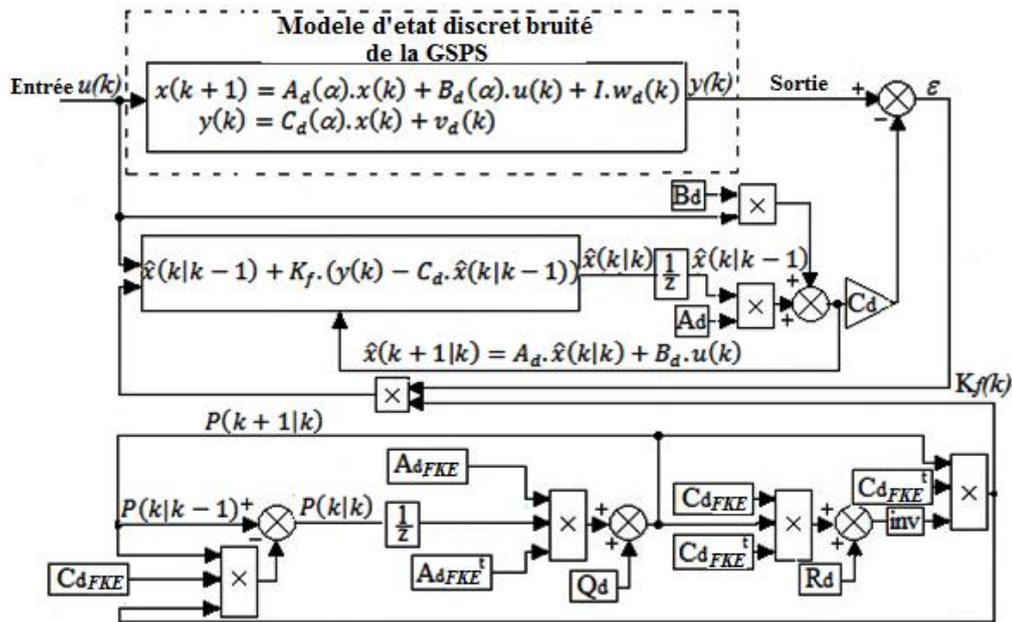


Fig.III.15 Diagramme de principe du FKDE

Le Filtre de Kalman Étendu Biaisé discret a le même principe et les mêmes fonctions que celui appliqué en continu. La méthode d'estimation des paramètres en régimes permanent et transitoire appliquée en temps discret est similaire à celle démontrée en temps continu.

### III.5 RESULTATS DE SIMULATION

En utilisant les paramètres réels de la machine synchrone considérée selon la référence [103] et mentionnés dans le tableau.III.1, le code MATLAB et les modèles Simulink ont été réalisés pour implémenter les différents Filtres de Kalman Discrets discutés dans cette section ainsi que l'identification en temps discret. Les valeurs "SI" de l'induit et les impédances de base inducteurs annexées ont été fournies par [103] où :

$$Z_{\text{abase}} = 16.4\Omega, Z_{\text{fbase}} = 822.22\Omega.$$

Ensuite, le calcul des constantes de temps de l'induit et de l'inducteur (stator/rotor) donne :

$$\tau_{ea} = 0.0035 \text{ secs et } \tau_{ef} = 0.0021 \text{ secs.}$$

Alors, la valeur choisie pour le temps d'échantillonnage est :

$$T_s = 1\mu\text{sec.}$$

Le bruit d'état et les covariances de mesure en temps continu sont :  $Q = 0.1$  p.u. et  $R = 0,05$  p.u. Par conséquent, les covariances en temps discret sont égales à:  $Q_d = 0.1 \times 10^{-6}$  p.u. tandis que  $R_d = 5 \times 10^4$  p.u. Ces covariances doivent être insérées dans l'environnement MATLAB sous forme matricielle de dimension (5x5). Dans ces conditions, les résultats obtenus sont présentés en trois parties et ce afin de les analyser, à savoir : (a) FKTD et FKED ; (b) FKEBD et (c) Etude comparative entre FKEBC et FKEBD.

### III.5.1 Résultats du FKTD et FKED

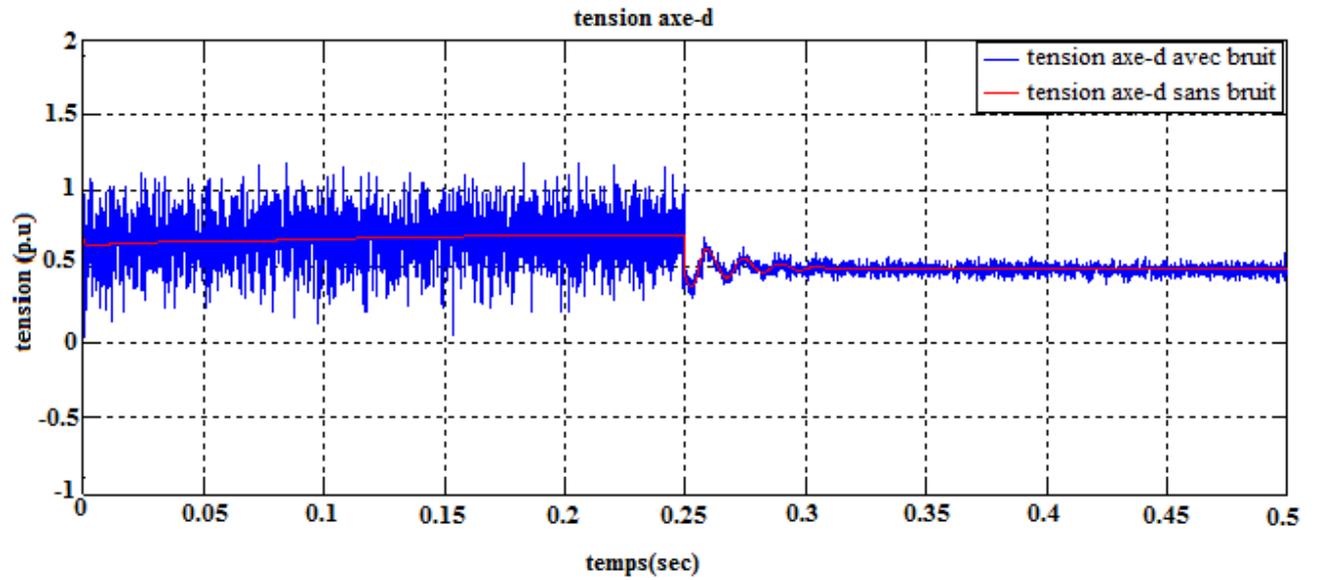
Tout d'abord, les figures Fig.III.16 et Fig.III.17 représentent les tensions et courants en p.u à temps discret de l'axe d et q. Noter qu'une modification soudaine de l'impédance de ligne ( $Z_1$  et  $Z_2$ ) est réglée à 0,25 s. Selon la référence [103], les tensions et les courants décrivent des valeurs en "p.u" qui sont assez satisfaisantes, soit un comportement normal de la machine synchrone modélisée.

Les figures Fig.III.18 et Fig.III.19 montrent les flux estimés d'axe d et q obtenus à la fois à partir des estimateurs du Filtre de Kalman traditionnel discret et du Filtre de Kalman Etendu.

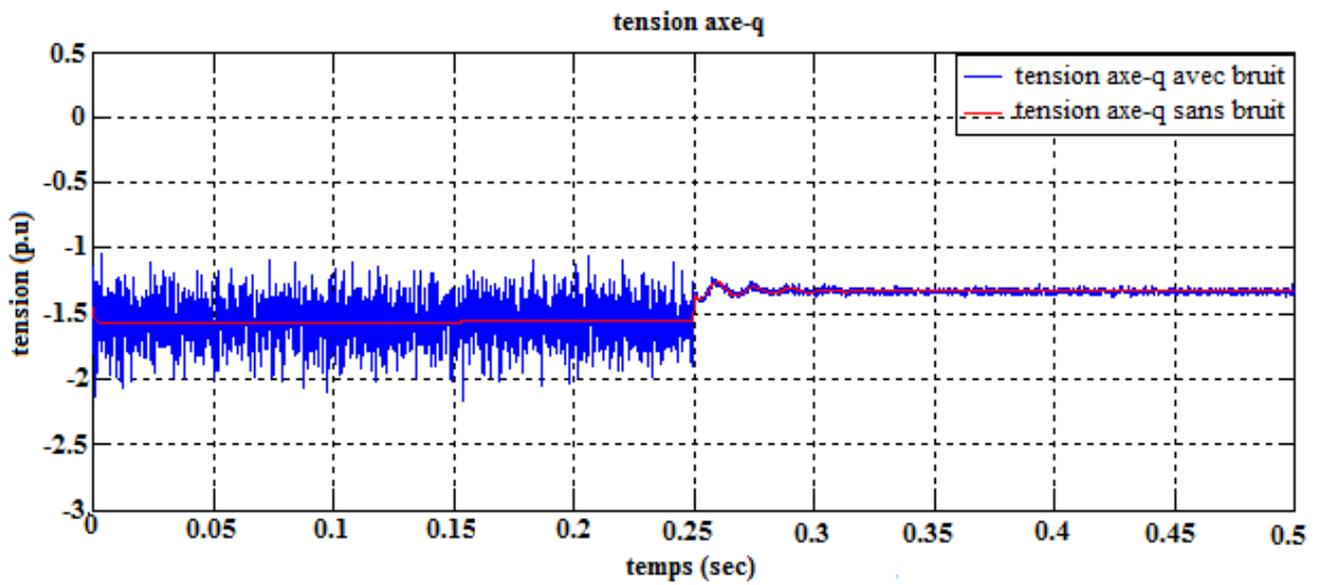
La Fig.III.20 représente les paramètres estimés de l'état stable  $\hat{\gamma}_f, \hat{L}_{md}, \hat{L}_{mq}$ . Le processus d'estimation commence à 0.1s afin de respecter le régime permanent (de "0 à 0.1s" la valeur réelle du paramètre est affichée). Les résultats montrent une bonne convergence vers la valeur réelle du paramètre, en particulier avec le Filtre de Kalman Etendu Discret.

La Fig.III.21 illustre les résultats de l'état transitoire (le processus d'estimation commence à 0.25s coïncidant avec la variation de l'impédance de ligne). Les paramètres estimés concernés sont les inductances de fuites d'amortissement  $\hat{l}_{kd}, \hat{l}_{kq}$ .

Dans ce cas, il est évident que le Filtre de Kalman Etendu Discret est plus efficace dans l'estimation que dans le filtrage de l'effet du bruit.



(a)



(b)

Fig.III.16. Tension d'axes d-q avec et sans bruit (a) tension d'axe "d"(b) tension d'axe "q"

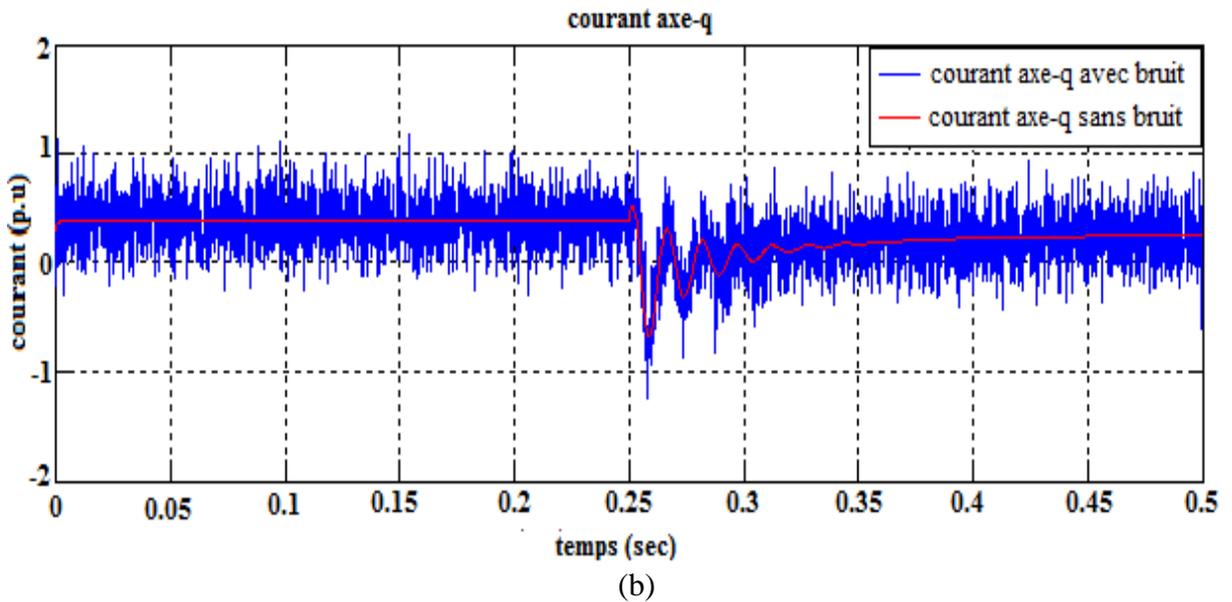
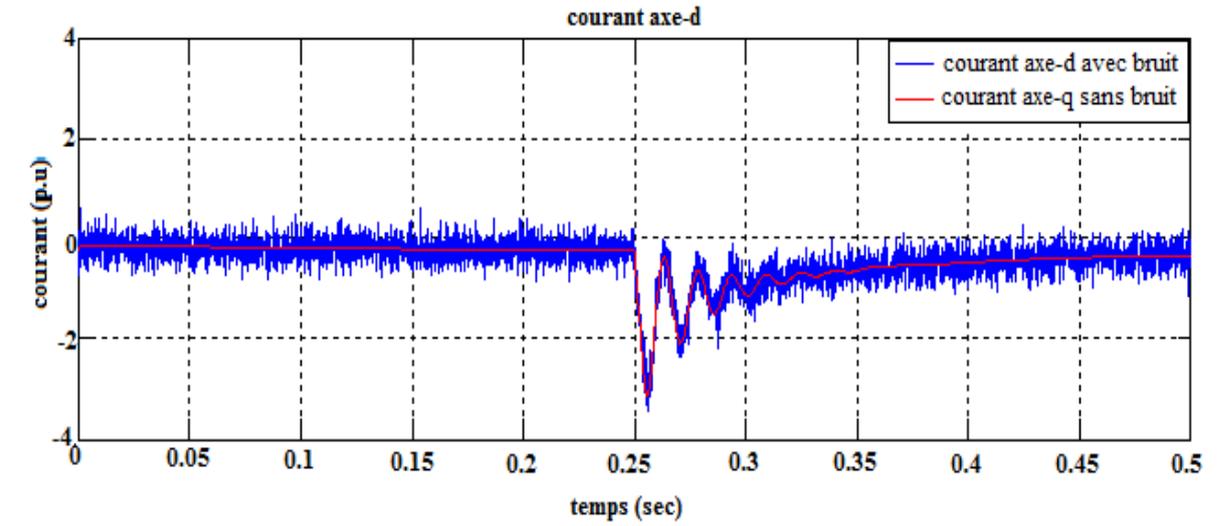


Fig.III.17. Courant d'axes d-q avec et sans bruit (a) courant d'axe "d" (b) courant d'axe "q".

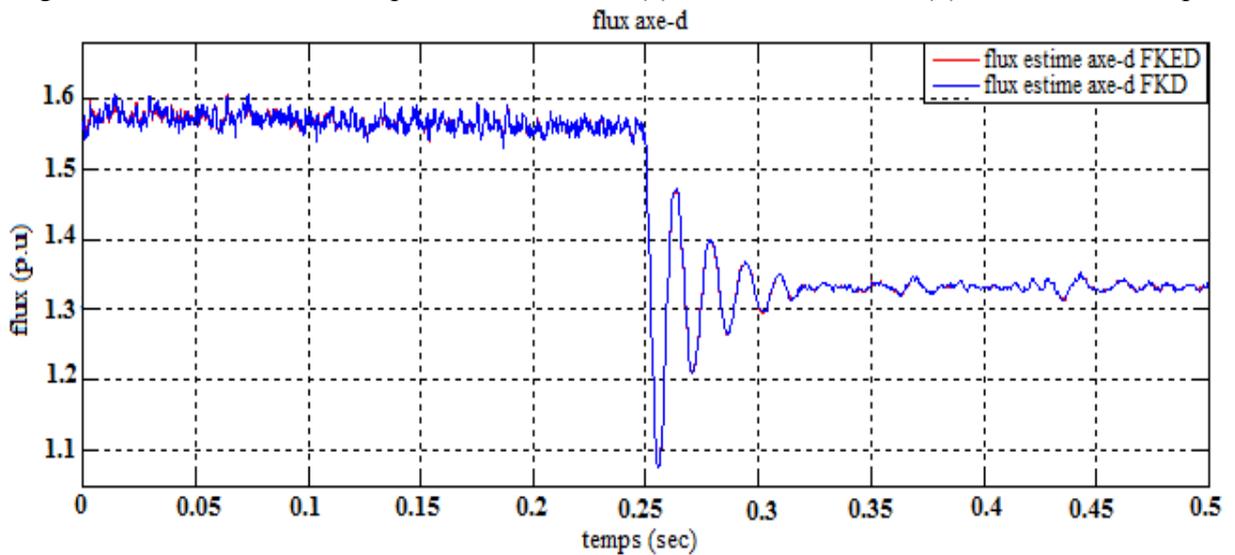


Fig.III.18. Flux estimé d'axe "d" obtenus à partir de (a) FKTD (b) FKED

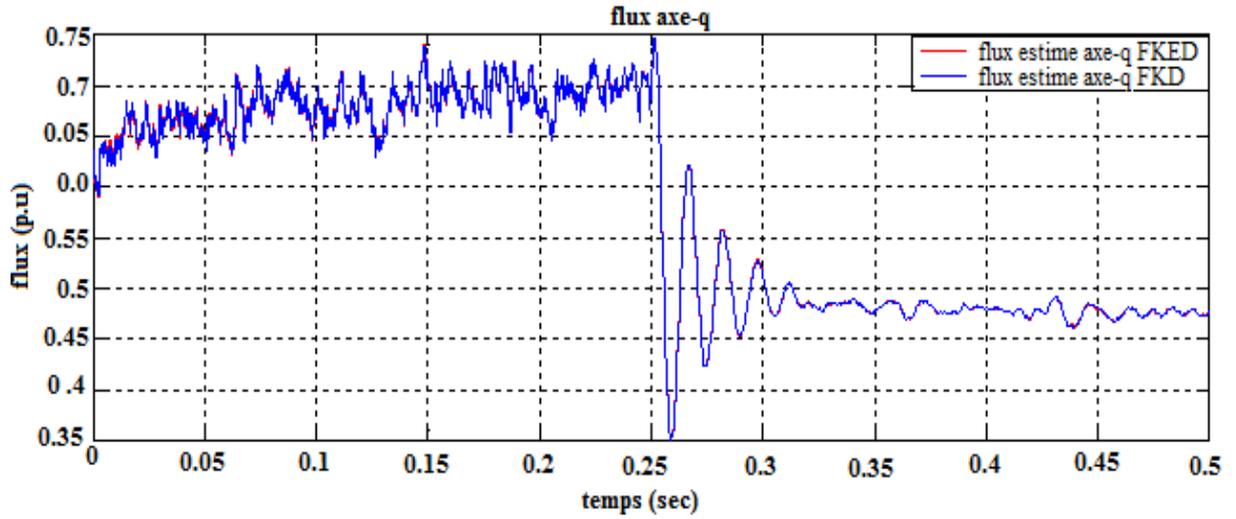
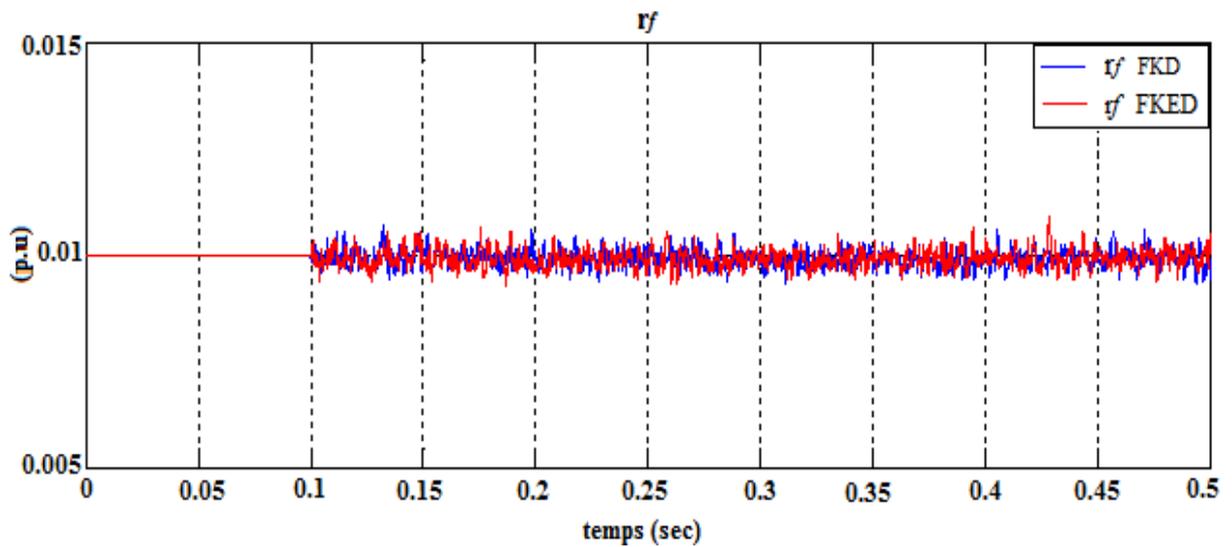
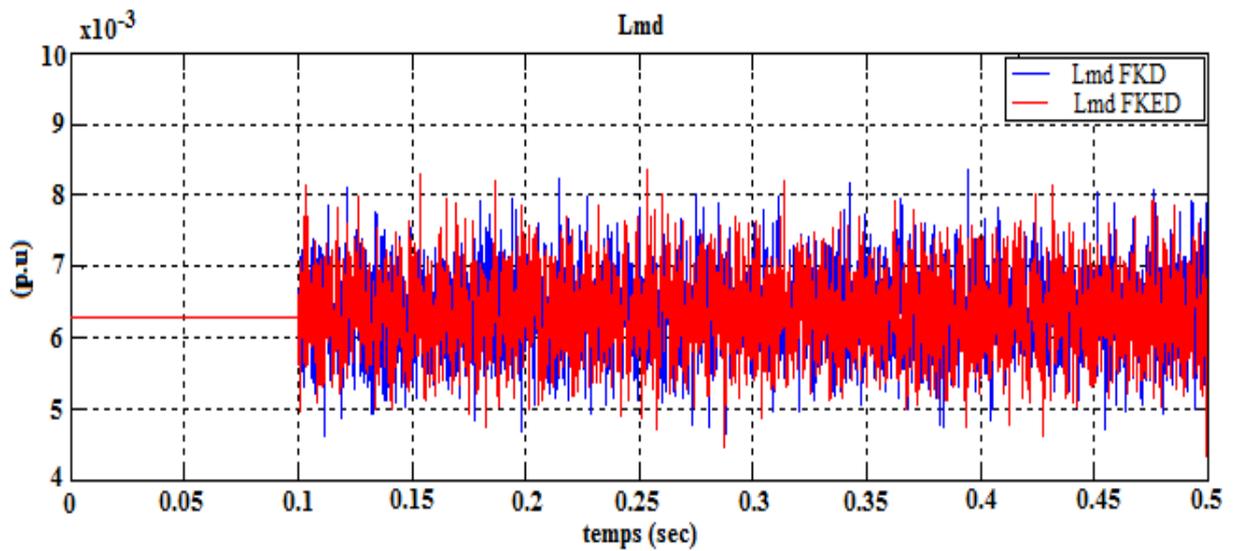


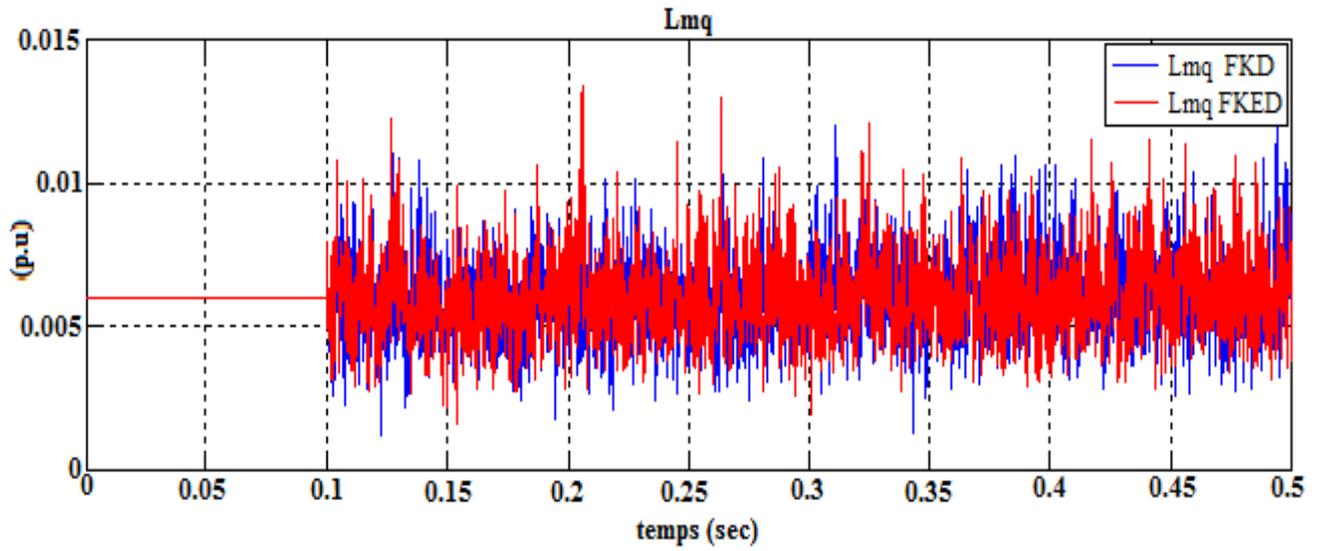
Fig.III.19. Flux estimé d'axe 'q' obtenus à partir de (a) FKTD (b) FKED



(a)

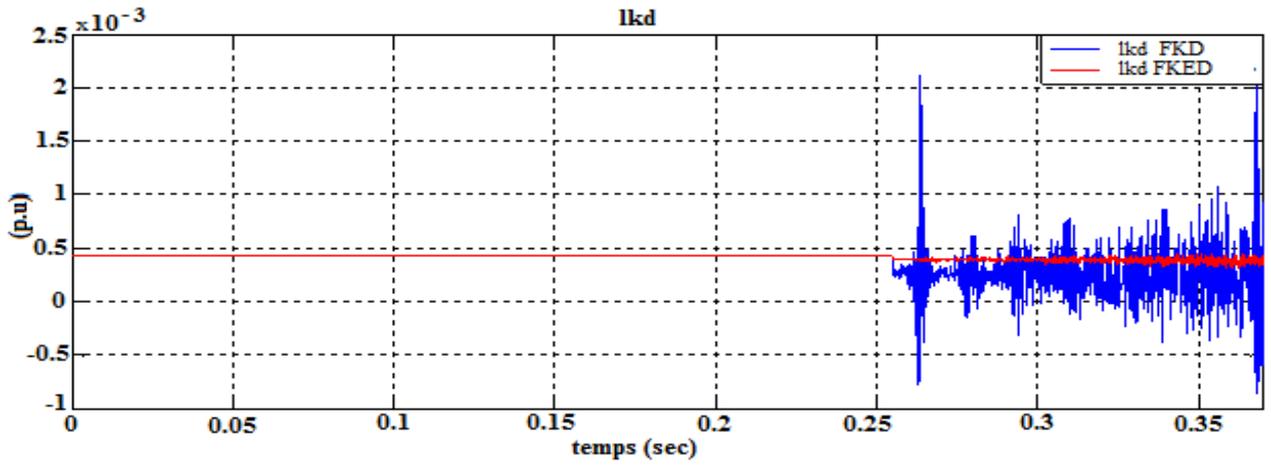


(b)

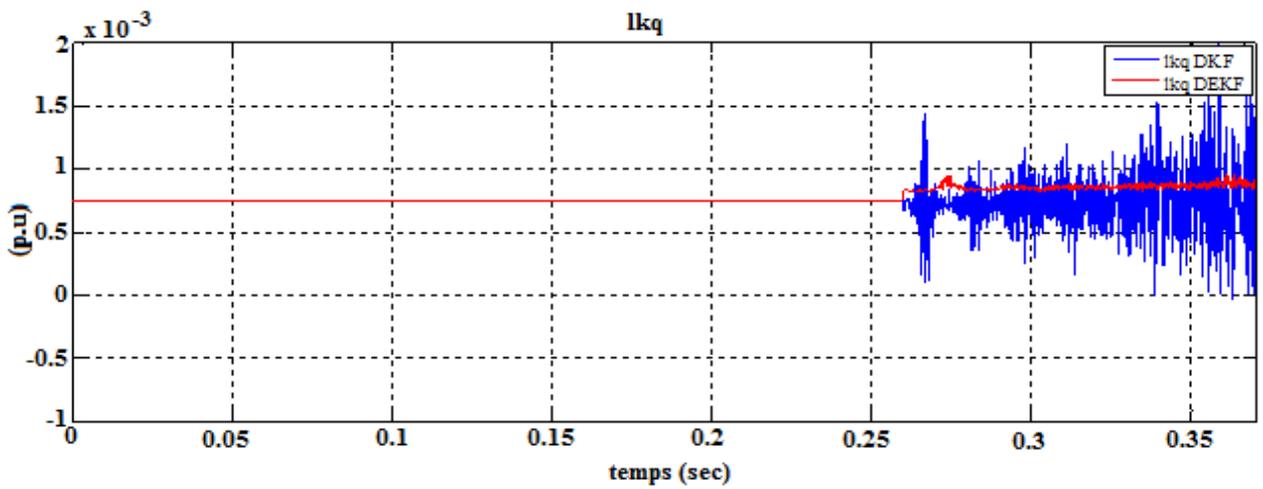


(c)

Fig.III.20. Estimation de  $r_f$ ,  $L_{md}$  et  $L_{mq}$  réalisé à partir du FKTD et EKFD (a)  $r_f$ , (b)  $L_{md}$ , (c)  $L_{mq}$ .



(a)



(b)

Fig.III.21. Estimations de  $l_{kd}$  et  $l_{kq}$  effectués à partir du FKTD et de FKED. (a)  $l_{kd}$ , (b)  $l_{kq}$ .

### III.5.2 Résultats du FKEBD

Comme mentionné dans la Figure. III.22, la MSE obtenue du FKED non biaisé est plus petite que celle du FKED biaisé :  $MSE_{\text{non-biaisé}} \approx 0.017$ ,  $MSE_{\text{biaisé}} = 0.01$  où  $c = 0.01$  qui donne  $b = 0.91$ .

De plus, les résultats de la NMSE présentés dans la Figure.III.23 confirment l'avantage du FKED biaisé :  $NMSE_{\text{biaisé}} = -37$  dB,  $NMSE_{\text{non-biaisé}} = -46$  dB.

### III.5.3 Etude comparative entre le FKEBC et FKEBD

Selon une étude similaire réalisée sur le Filtre de Kalman à temps continu effectuée dans la section précédente [102], et en comparaison avec les résultats présentés dans les sections III.3.2 et III.3.3, on peut conclure que l'application du Filtre de Kalman à temps discret est importante afin d'assurer des estimations moins bruitées et plus précises. Ceci peut être validé et confirmé par rapport aux résultats présentés dans le tableau III.3.

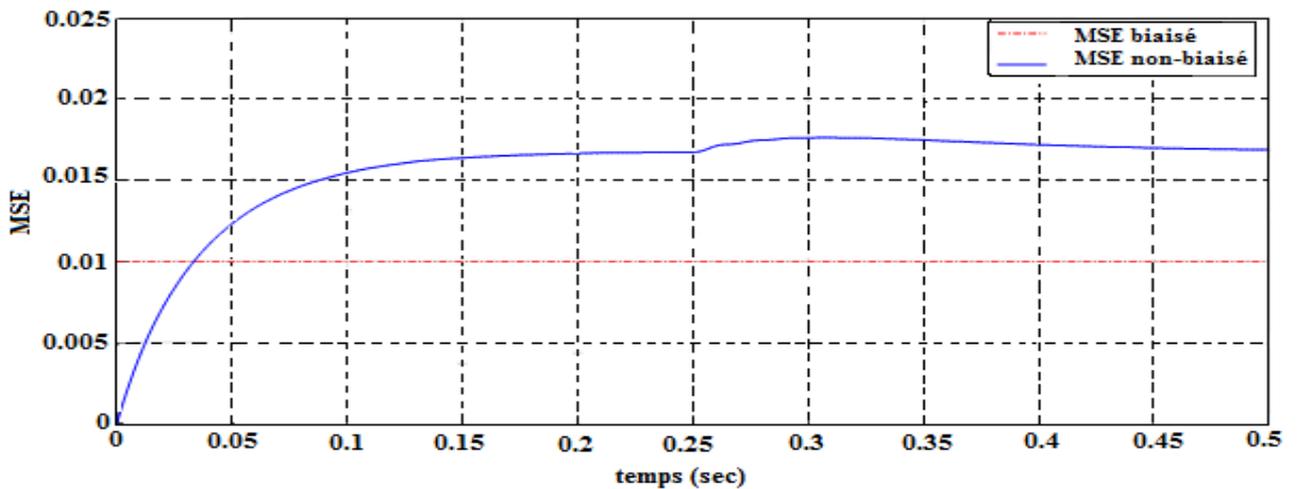


Fig.III.22 MSE du Filtre de Kalman Etendu discret (FKED) biaisé et non-biaisé.

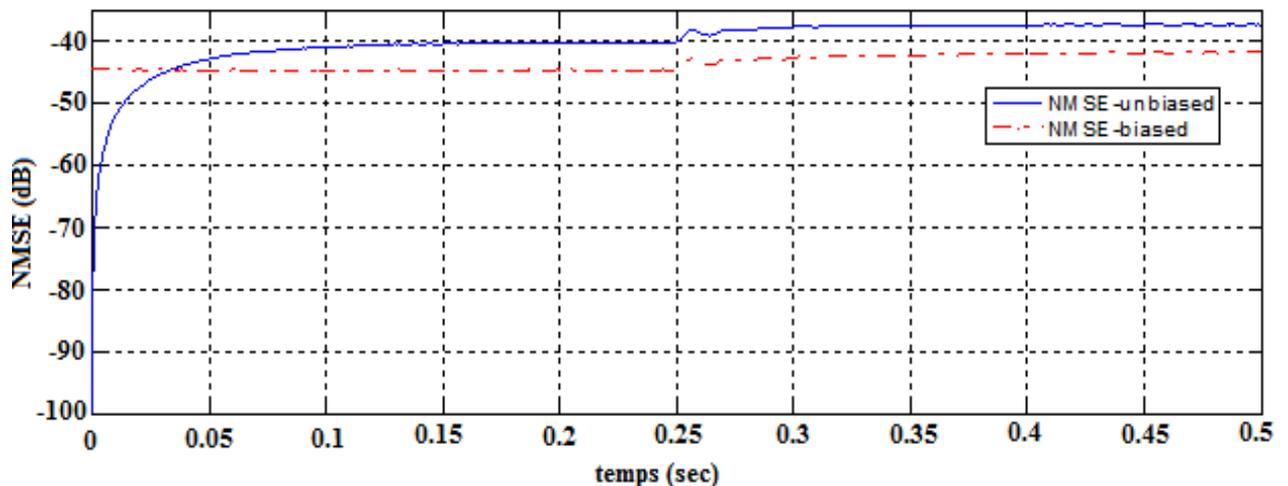


Fig.III.23 NMSE du Filtre de Kalman Etendu discret biaisé et non-biaisé

Tableau III.3: Résultats de la déviation standard des Filtre de Kalman Traditionnel et Etendu

Paramètres réels en (p.u.)	STD FKT (%)	STD FKE (%)	STD DKF (%)	STD DEKF (%)	
$r_f$	0.01	3.2953	0.8542	0.9709	0.8165
$L_{mq}$	0.00595	5.7361	2.0031	2.1419	1.9589
$L_{md}$	0.0063	5.0576	1.7848	0.6859	0.5196
$l_{kd}$	0.000397	2.6340	1.0432	2.3253	0.8327
$l_{kq}$	0.000818	3.7795	0.8272	2.1419	0.8067

### III.6 CONCLUSION

Vus que les méthodes off-line basées sur des essais statiques (machine à l'arrêt) ne peuvent pas être assez précises pour identifier les paramètres des machines synchrones car ces paramètres maintiennent les changements lors de l'exploitation on-line. Par conséquent, dans ce chapitre, il est démontré que l'estimation on-line des paramètres dépend des bruits considérés et elle est essentielle pour produire des estimations plus précises suite aux variations continues, à condition que les données externes sur les tensions, les courants et la position du rotor soient toujours disponibles. Les Filtres de Kalman Etendus développés que se soit en temps continu ou en temps discret ont prouvé leurs efficacités dans l'estimation des paramètres. Le FKED est efficace en régime permanent tandis que le Filtre de Kalman Traditionnel continu donne de meilleurs résultats pour l'estimation des paramètres en régime transitoire. L'estimateur on-line basé sur des FK, plus particulièrement des FKD, avec des niveaux de bruit bien conçus, comme présenté dans cette section, donne une bonne convergence par rapport aux paramètres réels fournis par le fabricant. Une meilleure estimation peut être obtenue avec le FKED plus adapté aux systèmes non linéaires tels que la machine synchrone. Cela a été prouvé par le calcul des écart-types (SDT) (voir tableau III.3) ainsi que par l'étude comparative effectuée entre les différents filtres. Enfin, la prise en compte du biais a démontré son avantage à réduire l'erreur quadratique moyenne (MSE) et la NMSE. Le résultat peut être optimisé si l'on considère le biais qui oblige à réduire la MSE / NMSE.

*Application du filtre de Kalman discret à l'estimation On-line  
des paramètres d'un ASPS de faible puissance*

## CHAPITRE IV:

### *Application du filtre de Kalman discret à l'estimation On-line des paramètres d'un ASPS de faible puissance*

IV.1 Introduction.....	82
IV.2 Rappel du système étudié ;.....	83
IV.3 Estimation en temps réel ( <i>on line</i> ).....	85
IV.3.1 Linéarisation utilisant la représentation d'état en temps continu.....	86
IV.3.2 Description du système et application des filtres de Kalman en temps discret.....	87
IV.3.3 Introduction au principe du filtre de Kalman discret.....	88
IV.3.3.1 Application du Filtre de Kalman Discret sous MATLAB/Simulink.....	89
IV.3.3.2 Théorie et application du Filtre de Kalman discret Etendu.....	90
IV.3.3.3 Application du Filtre de Kalman Etendu Biaisé (FKEB).....	91
IV.4 Interprétation des résultats de simulation.....	93
IV.5 Conclusions.....	99

## CHAPITRE IV

# Application du filtre de Kalman discret à l'estimation On-line des paramètres d'un ASPS de faible puissance

### IV.1 INTRODUCTION

Depuis de nombreuses années, différentes techniques sont appliquées à l'identification paramétrique de systèmes de conversion électromécanique d'énergie (machines électriques). Comme il a été mentionné dans le chapitre précédent, beaucoup de ces techniques diffèrent peu. Certaines de ces techniques sont plus adaptées à une identification paramétrique en temps différé «off-line» ; elles sont principalement basées sur des tests à l'arrêt. Par contre, les autres techniques sont plus adaptées à une estimation en temps réel des paramètres ; elles sont connues sous le nom de méthodes «on-line». Ces dernières concernent principalement le cas où la machine fonctionne sous conditions de charge, permettant d'estimer ses paramètres sur la base de données d'exploitation sans nécessiter l'arrêt du banc d'essai. En outre, les effets de la saturation et des courants de Foucault sont automatiquement pris en compte [49,50,66]. De plus, ces méthodes se sont révélées être bien adaptées aux grandes machines synchrones sous différents niveaux de charge. De même, les méthodes d'estimation « on-line » peuvent être utilisées pour détecter certains défauts fonctionnels [107]. Cependant, les deux méthodes, off-line et on-line, peuvent adopter un algorithme d'optimisation pour minimiser l'erreur entre les paramètres réels et estimés. Parmi les techniques off-line modernes utilisées, citons : les méthodes statistiques, les réponses en fréquence, .... Alors qu'en on-line, nous citerons : réseaux de neurones, éléments finis, .... Toutefois, différents estimateurs sont disponibles pour l'identification paramétrique on-line. Le Filtre de Kalman (FK) sous ses différentes formes (continu, discret, étendu, biaisé) est l'un d'entre eux. Pour les systèmes dynamiques linéaires bruités [78], il est le meilleur estimateur d'état à variances minimums. Le concept du FK consiste à estimer l'état d'un système dynamique à partir d'observations partielles bruitées. Pour les systèmes non linéaires, le FK reste utile mais des modifications doivent être effectuées, ce qui a donné naissance à des variantes : le Filtre Kalman Etendu ou FKE [80], le

Filtre Kalman Unscented (Unscented Kalman Filter) [81] et le Filtre Kalman à Filtrage Particulaire (Particle Kalman Filter) [83]. La prise en compte du biais est très bénéfique puisqu'il réduit l'Erreur Quadratique Moyenne (MSE) [84]. L'application du Filtre de Kalman à l'estimation paramétrique implique l'élaboration d'un modèle mathématique de la dynamique d'un système à partir de données expérimentales. Les systèmes numériques (discrets) ont des avantages significatifs par rapport aux systèmes analogiques (à temps continu). En effet, ils sont plus itératifs, moins perturbés par les conditions extérieures, ont une meilleure résistance au bruit et, dans la plupart des modèles modernes, ils sont dans une certaine mesure programmables, ce qui permet une modification du logiciel plutôt que du matériel [88].

L'étude présentée ici consistera à appliquer les travaux exposés dans le chapitre précédent à un générateur synchrone à pôles saillant (GSPS) de faible puissance (0,3 kW LEYBOLD 73236) donc à échelle réduite. Nous commencerons par rappeler les résultats de l'identification paramétrique expérimentale réalisés en off-line sur cette machine et présentés dans le deuxième chapitre. Par la suite, nous appliquerons différents estimateurs pour l'identification paramétrique on-line. Le Filtre de Kalman Discret (FKD) est l'estimateur appliqué dans ce travail. Il peut être utilisé sous sa forme traditionnelle (FKTD) pour les systèmes linéaires ou sous sa forme étendue (FKED) pour les systèmes non linéaires. Une autre application intéressante du Filtre de Kalman Discret consiste en la prise en compte du biais (FKEDB) qui lui permet de réduire l'erreur quadratique moyenne (MSE) entre les valeurs mesurées et estimées de la variable d'état du système. En conséquence, l'erreur quadratique moyenne normalisée (NMSE) peut être réduite au minimum. De même, l'écart-type (STD) entre les valeurs réelles et estimées des paramètres peut être limité dans le pourcentage tolérable.

Les résultats de cette étude ont été discutés et ont prouvé l'efficacité de l'estimateur FKEDB par rapport aux autres Filtres lors de l'implémentation des différents Filtre de Kalman Discret sous environnement Matlab/Simulink. Nos travaux ont porté sur les régimes permanent et transitoire et ont montré une bonne concordance entre les paramètres réels et estimés, donc une qualité de filtrage de bruit acceptable pour les estimateurs de Kalman conçus.

## IV.2 RAPPEL DU SYSTEME ETUDIE

Comme exposé dans le deuxième chapitre, différents essais expérimentaux ont été effectués au sein du laboratoire LGEC afin d'identifier les paramètres de la machine synchrone à pôles saillants de faible puissance étudiée (0.3 kW LEYBOLD 73236). Ces essais sont principalement basés sur des méthodes off-line recommandées par les Normes Internationales CEI 60034-4 [97]. Le Tableau IV.1 indique les spécifications de la machine étudiée.

Tableau IV.1: Caractéristiques de la machine synchrone testée

Puissance (W)	Tension (V)	Courant (A)	Fréquence (Hz)	Vitesse (tr/min)	cosφ
300	230/400	0.67/0.43	50	1500	1/0.8
	140	0.55			

Les méthodes off-line appliquées pour l'identification des paramètres exposées dans le deuxième chapitre sont résumées dans le diagramme de la Fig. IV.1. Les différentes méthodes d'estimation paramétriques de la machine synchrone à pôles saillants concernent chacun des paramètres électriques et mécaniques. Les paramètres électriques identifiés sont les résistances et les inductances tandis que les paramètres mécaniques sont les coefficients d'inertie et de frottement

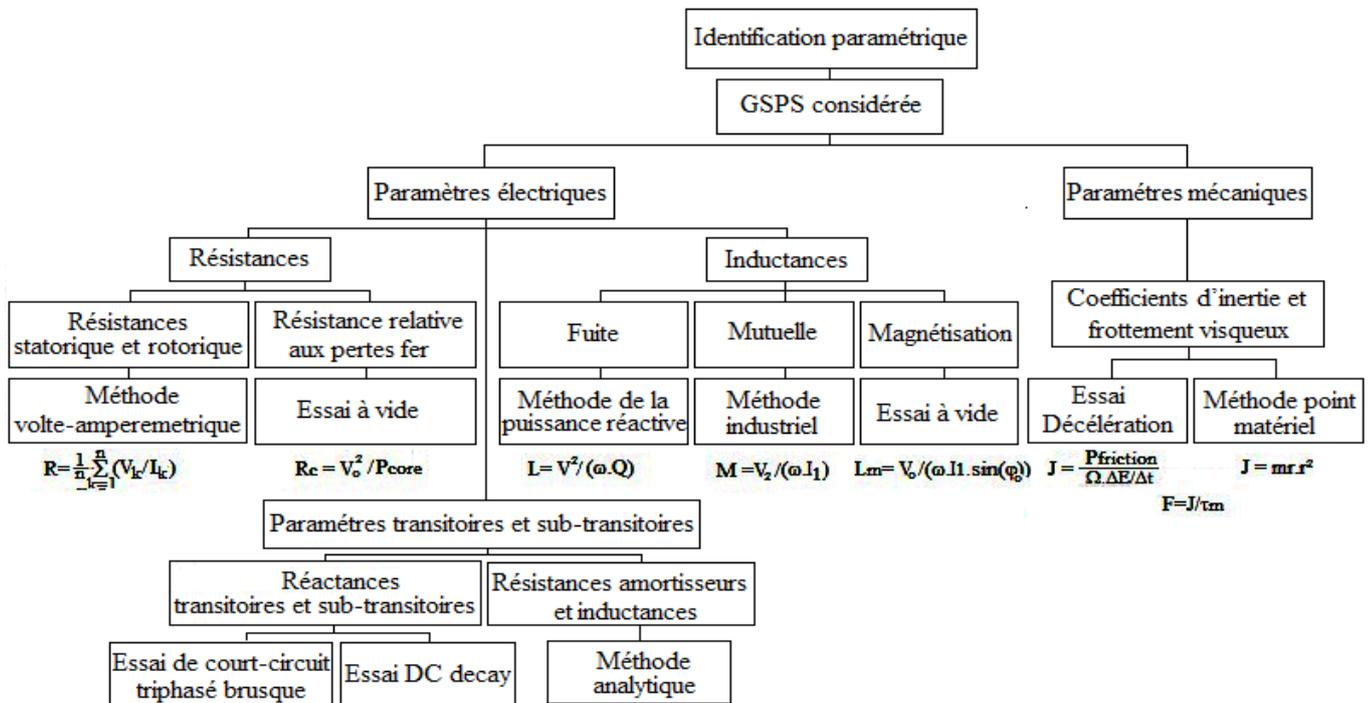


Fig. IV.1. Méthodes d'identification paramétrique off-line de la MSPS.

L'identification paramétrique de la machine synchrone considérée a été effectuée selon les méthodes de l'organigramme de la figure. IV.1. Les paramètres obtenus sont présentés dans le tableau IV.2. Les paramètres identifiés ont été transformés en système p.u selon les méthodes mentionnées dans le tableau II.4 du deuxième chapitre.

Tableau IV.2 : Valeurs en p.u des paramètres identifiés de la MSPS considérée.

Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
$E_f$	0.350	$l_{kd}$	0.2026
$L_{md}$	1.3509	$l_{kq}$	0.2471
$L_{mq}$	0.6637	$p$	2
$r_a$	0.0779	$H$	0.1123
$r_f$	0.3340	$D$	0.0120
$l_a$	0.2937	$P_m$	0.3
$l_f$	0.0699	Tension du bus infini	1
$r_{kd}$	0.0351	$z1$	0.183+j×0.44
$r_{kq}$	0.0685	$z2$	0.103+j×0.44

### IV.3 ESTIMATION EN TEMPS REEL (ON-LINE)

L'estimation en temps réel (on-line) nécessite le choix précis du modèle mathématique de la machine étudiée ; généralement, le modèle mathématique est présenté sous forme de modèle d'état. En outre, cela implique la mise en œuvre d'un estimateur qui nécessite la prise en compte de chacun des bruits générés lors de la modélisation (bruit d'état) ainsi que de la mesure que l'estimateur doit filtrer afin que les paramètres réels soit proches de ceux estimés. Vu que la modélisation de la machine synchrone a été détaillée dans les chapitres précédents et que la machine synchrone considérée ici a été représentée par un circuit équivalent d'axes d-q, la configuration d'un seul amortisseur sur chaque axe a été adoptée dans cette étude. L'établissement des équations de la machine se fait selon les modèles présentés dans [97] et [60], sachant que les grandeurs de base pour la transformation en système p.u ont été résumées dans le Tableau II.4. du deuxième chapitre, d'où les équations du modèle mathématique de l'alternateur synchrone en grandeurs p.u :

$$V_d = -r_a i_d + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\phi_d}{dt} + \omega_s \phi_q \quad (\text{IV. 1})$$

$$V_q = -r_a i_q + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\phi_q}{dt} - \omega_s \phi_d \quad (\text{IV.2})$$

$$E_f = r_f i_f + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\phi_f}{dt} \quad (\text{IV. 3})$$

$$0 = r_{kd} i_{kd} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\phi_{kd}}{dt} \quad (\text{IV.4})$$

$$0 = r_{kq} i_{kq} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\phi_{kq}}{dt} \quad (\text{IV.5})$$

$$\phi_d = -L_d i_d + L_{md} i_{kd} + L_{md} i_f \quad (\text{IV.6})$$

$$\phi_q = -L_q i_q + L_{mq} i_{kq} \quad (\text{IV.7})$$

$$\phi_f = -L_{md} i_d + L_{md} i_{kd} + L_f i_f \quad (\text{IV.8})$$

$$\phi_{kd} = -L_{md} i_d + L_{kd} i_{kd} + L_f i_f \quad (\text{IV.9})$$

$$\phi_{kq} = -L_{mq} i_q + L_{kq} i_{kq} \quad (\text{IV.10})$$

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = T_e - T_m - F \cdot \Omega_m \quad (\text{IV.11})$$

### IV.3.1 Linéarisation utilisant la représentation d'état en temps continu

Comme il a été démontré dans le chapitre précédent, avant d'appliquer l'un des filtres, l'ensemble des équations de (IV.1) à (IV.10) doivent être linéarisées en premier. Pour cela, la représentation d'état doit être utilisée selon le système ci-dessous :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\alpha) \cdot x + B(\alpha) \cdot u = f(\alpha, x, u) \\ y = C(\alpha) \cdot x + D(\alpha) \cdot u = h(\alpha, x, u) \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

Où  $A \in \mathbb{R}^{N \times N}$ ,  $B \in \mathbb{R}^{N \times L}$ ,  $C \in \mathbb{R}^{M \times N}$ ,  $D \in \mathbb{R}^{M \times L}$

$N$ ,  $L$  et  $M$  sont les dimensions des vecteurs décrivant respectivement les états d'entrée et de sortie.

Où :

$$\alpha = [r_a r_f r_{kd} r_{kq} l_a l_f l_{kd} l_{kq} L_{md} L_{mq} \omega_b]^t,$$

$$x = [\phi_d \phi_f \phi_{kd} \phi_q \phi_{kq}]^t,$$

$u = [V_d E_f V_q]^t$ , vecteur d'entrée ou de commande, représentant la tension d'excitation de la roue polaire et des tensions statoriques dans le repère de Park. Le contrôle de la tension de sortie de la machine s'effectuera alors en ajustant cette grandeur.

$y = [i_d i_f i_q]^t$ , vecteur de sortie correspondant aux courants dans le repère de Park.

$A(\alpha) = -\omega_b \cdot (r \cdot C(\alpha) + A_1)$ , matrice d'état.

Où :

$$r = \begin{bmatrix} -r_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_k & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -r_a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_{kq} \end{bmatrix}, \quad A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$C(\alpha) = \begin{bmatrix} \frac{-(X_f \cdot X_{kd} - X_{md}^2)}{K_1} \frac{X_{md} \cdot (X_{kd} - X_{md})}{K_1} \frac{X_{md} \cdot (X_f - X_{md})}{K_1} & 0 & 0 \\ \frac{X_{md} \cdot (X_{kd} - X_{md})}{K_1} \frac{-(X_f \cdot X_{kd} - X_{md}^2)}{K_1} \frac{X_{md} \cdot (X_{kd} - X_{md})}{K_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{X_{kq} - X_{mq}}{K_2} \\ 0 & \frac{X_{md} \cdot (X_{kd} - X_{md})}{K_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$K_1 = X_d \cdot X_{md}^2 + X_f \cdot X_{md}^2 + X_{kd} \cdot X_{md}^2 - 2 \cdot X_{md}^3 - X_d \cdot X_f \cdot X_{kd} K_2 = X_{kq} \cdot X_q - X_{mq}^2$$

$$B(\alpha) = \begin{bmatrix} \omega_b & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D(\alpha) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### IV.3.2 Description du système et application des différents filtres de Kalman en temps discret

La Figure IV.2 montre comment effectuer une estimation en temps réel (on-line) sous environnement MATLAB/Simulink en appliquant le Filtre de Kalman Discret. Dans ce travail, la machine est connectée à un bus infini représenté par une alimentation avec une impédance variable ( $Z_1$  à  $Z_2$ ) qui permet également de provoquer l'état transitoire; l'alimentation du bus infini a été choisie pour supporter les perturbations de la machine. Dans cette étude, le vecteur des paramètres à estimer est noté  $\sigma$  de sorte que  $\sigma = [r_f, L_{md}, L_{mq}, l_{kd}, l_{kq}]$ . Il est évident que certains de ces paramètres soient plus influents dans l'état stationnaire du régime permanent ( $r_f, L_{md}, L_{mq}$ ); alors que les autres n'interviennent que pendant l'état transitoire ( $l_{kd}, l_{kq}$ ). Vu que toute l'étude dans cette section va être effectuée en temps discret, alors le passage d'un système en temps continu à un système en temps discret utilisant une représentation d'état peut être effectuée en utilisant les étapes suivantes:

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d(\alpha) \cdot x(k) + B_d(\alpha) \cdot u(k) = F_d(\alpha, x, u) \\ y(k) = C_d(\alpha) \cdot x(k) + D(\alpha) \cdot u(k) = H_d(\alpha, x, u) \end{cases} \quad (IV.13)$$

Où :

$$A_d(\alpha) = e^{A(\alpha)T_s} \approx I_n + \frac{AT_s}{1!} + \frac{AT_s^2}{2!} \quad (IV.14)$$

$$B_d(\alpha) = \int_0^{T_s} e^{AT_s} B dt \approx T_s B(\alpha) \quad (IV.15)$$

$$C_d(\alpha) = C(\alpha), D_d(\alpha) = D(\alpha) \quad (IV.16)$$

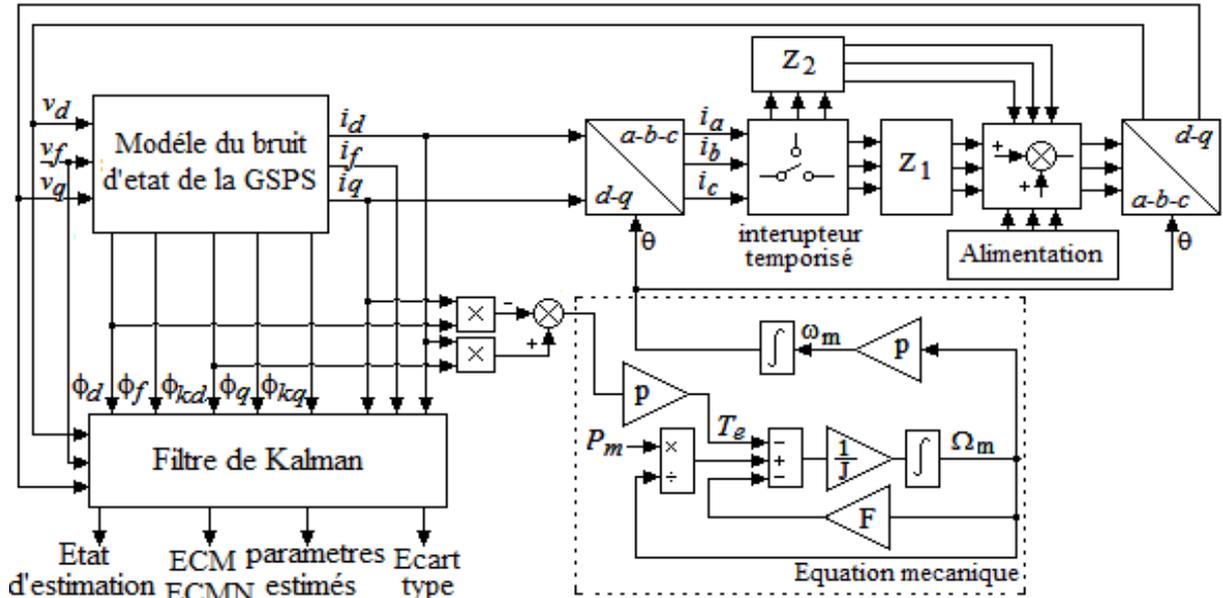


Fig. IV.2 Description du système considéré.

### IV.3.3 Introduction au principe du Filtre de Kalman discret

L'application du FKD implique l'ajout de bruits dans l'équation (IV.13). Le système devient alors stochastique puisqu'il tient compte de l'effet du bruit qui est une perturbation aléatoire, ce qui fait que le modèle du FKD peut être représenté comme suit:

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d(\alpha).x(k) + B_d(\alpha).u(k) + I.w_d(k) \\ y(k) = C_d(\alpha).x(k) + v_d(k) \end{cases} \quad (III.17)$$

Où  $w_d$  et  $v_d$  sont des bruits pseudo-blancs gaussiens centrés avec des matrices de covariance respectives  $Q_d$  et  $R_d$  pour que ces derniers soient inversibles.

$$Q_d = \int_0^{T_s} e^{A.v} I.Q.I^t e^{A^t.v} dv \approx T_s.I.Q.I^t \text{ if } T_s < \tau$$

$$R_d = R/T_s$$

Sachant que les expressions de Q et R sont détaillées dans le chapitre précédent et que "τ" est le temps de réponse du système. Dans cette partie, une méthode est proposée afin de dimensionner "τ". Elle consiste à choisir le temps de réponse "τ" le plus petit que la plus petite constante de temps électrique de l'ASPS considéré. Il faut donc calculer avant chacune des constantes de temps.

### IV.3.3.1 Application du Filtre de Kalman Discret sous MATLAB/Simulink

Le Filtre de Kalman Discret permet d'estimer la progression de la sortie d'un procédé en projetant dans le temps une prédiction de son état à partir des mesures et d'un modèle de celui-ci. Il utilise une boucle de rétroaction pour réintroduire dans la commande la valeur déterminée après filtrage. Le cycle de l'algorithme de filtrage peut se diviser en deux parties : la *prédiction* de l'état à venir, la *mesure et la correction* de l'état actuel. L'organigramme représenté dans le troisième chapitre Fig.III.14.a explique le travail qui devrait être fait pour la mise en œuvre du FKDT. Le travail est basé sur deux étapes: la mise à jour et la prédiction [113-115].

- *Etape de Correction (mise à jour de la mesure)*

Elle consiste à mettre à jour la mesure et le temps comme mentionné dans les équations (IV.18) à (IV.22) exprimant respectivement le gain du Filtre de Kalman, les variables d'état estimées, la prédiction, l'erreur et les covariances prédites selon la nouvelle mesure  $y(k)$ .

$$K_f = P(k|k-1).C_d^t.(C_d.P(k|k-1).C_d^t + R_d)^{-1} \quad (IV.18)$$

$$\hat{x}(k|k) = \hat{x}(k|k-1) + K_f.(y(k) - C_d.\hat{x}(k|k-1)) \quad (IV.19)$$

$$\hat{x}(k+1|k) = A_d.\hat{x}(k|k) + B_d.u(k) \quad (IV.20)$$

$$P(k|k) = (I - K_f.C_d).P(k|k-1) \quad (IV.21)$$

$$P(k+1|k) = A_d.P(k|k).A_d^t + Q_d \quad (IV.22)$$

Où  $\hat{x}(k|k-1)$  est l'estimation de  $\hat{x}(k)$  qui est déterminée à partir de la mesure précédente  $y(k-1)$  et  $\hat{x}(k|k)$  est l'estimation déterminée de la mise à jour sur la base de la dernière mesure  $y(k)$ .

- *Etape de Prédiction*

Le contenu de l'estimation actuelle  $\hat{x}(k|k)$  et la mise à jour du temps prédisent la valeur d'état à l'échantillon suivant  $k+1$  (prédiction à un pas en avant). Alors, la mise à jour de la mesure ajuste la prédiction en fonction de la nouvelle mesure  $y(k+1)$ . Le terme de correction  $(y(k+1) - C_d.\hat{x}(k+1|k))$  est une fonction de l'innovation qui est l'écart entre les valeurs mesurées et prédites de  $y(k+1)$ . Le gain d'innovation  $K_f$  est choisi pour réduire la covariance à l'état stable de l'erreur d'estimation étant données les covariances de bruit  $Q_d$  et  $R_d$ .

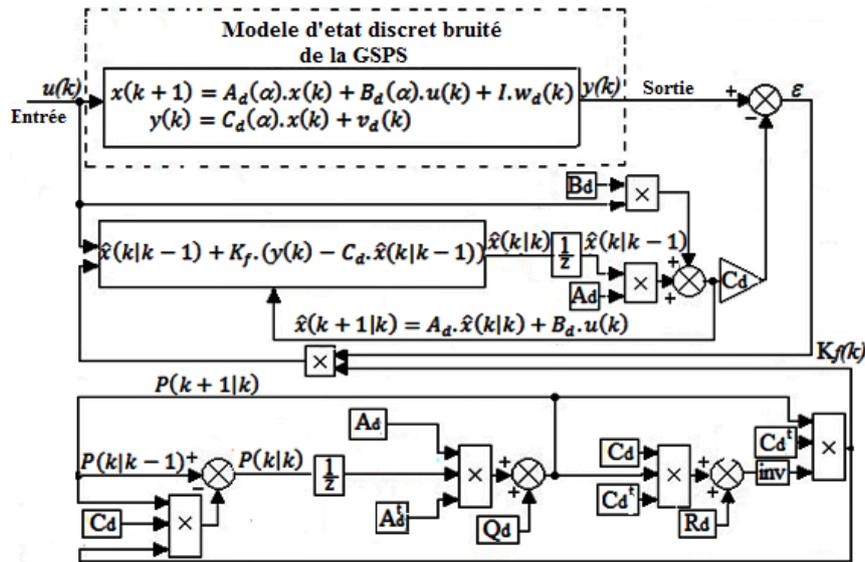


Fig.IV.3. Schéma descriptif du principe d'application du Filtre de Kalman Discret

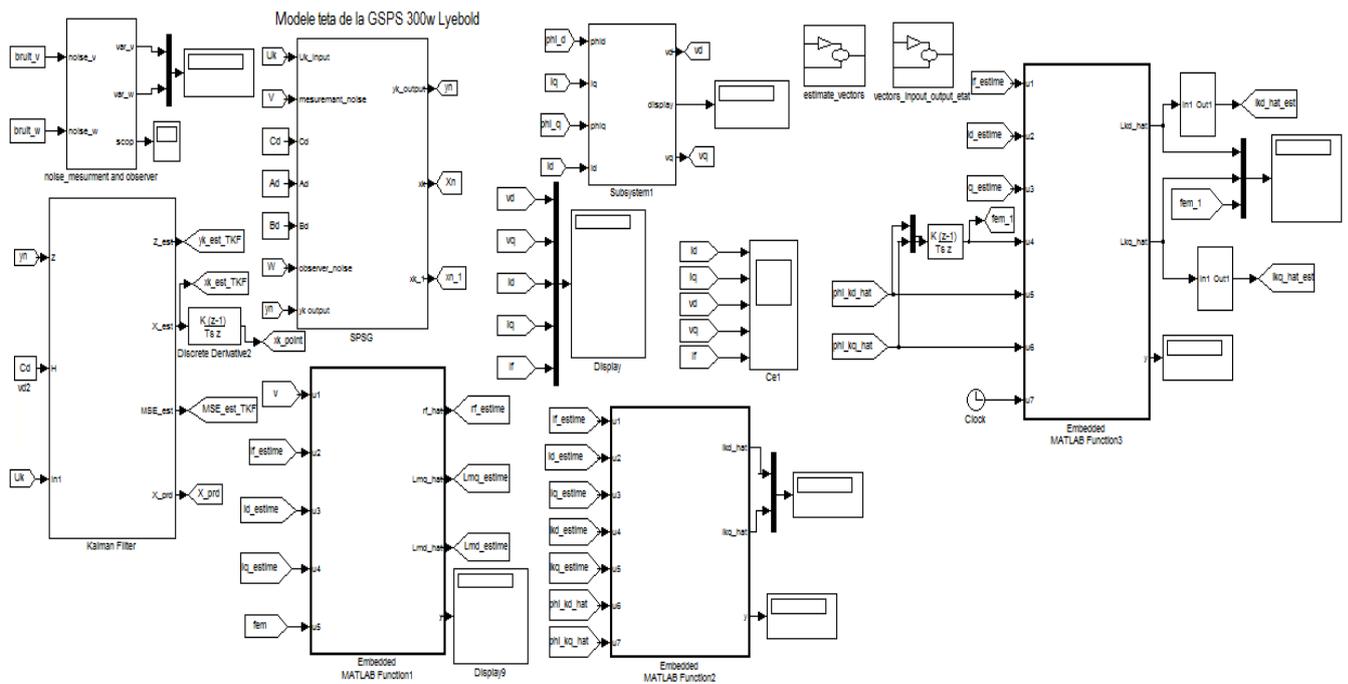


Fig.IV.4. Application du FKDT sous MATLAB/Simulink

### IV.3.3.2 Théorie et application du Filtre de Kalman discret Etendu

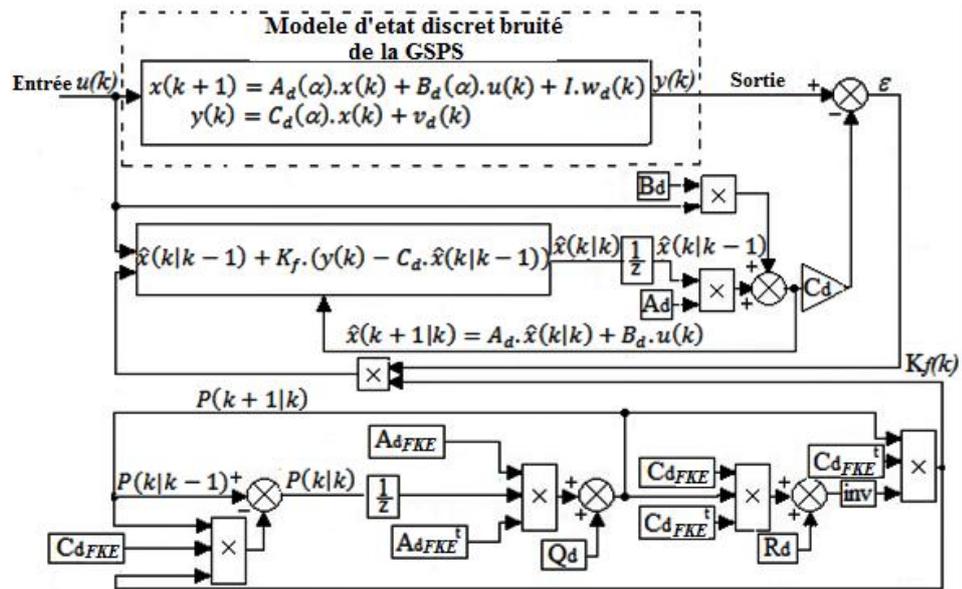
L'utilisation du Filtre de Kalman Discret Etendu (FKDE) est la meilleure solution pour les paramètres variables dans le temps [103] qui doivent être traités comme des paramètres d'état. En conséquence, le système contiendra deux vecteurs d'état 'x' et 'σ' regroupés dans un vecteur 'z' comme mentionné dans l'équation (IV.23).

$$z = \begin{bmatrix} x \\ \sigma \end{bmatrix} \Rightarrow \dot{z} = \begin{bmatrix} f(\alpha, x(k), u(k)) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (IV.23)$$

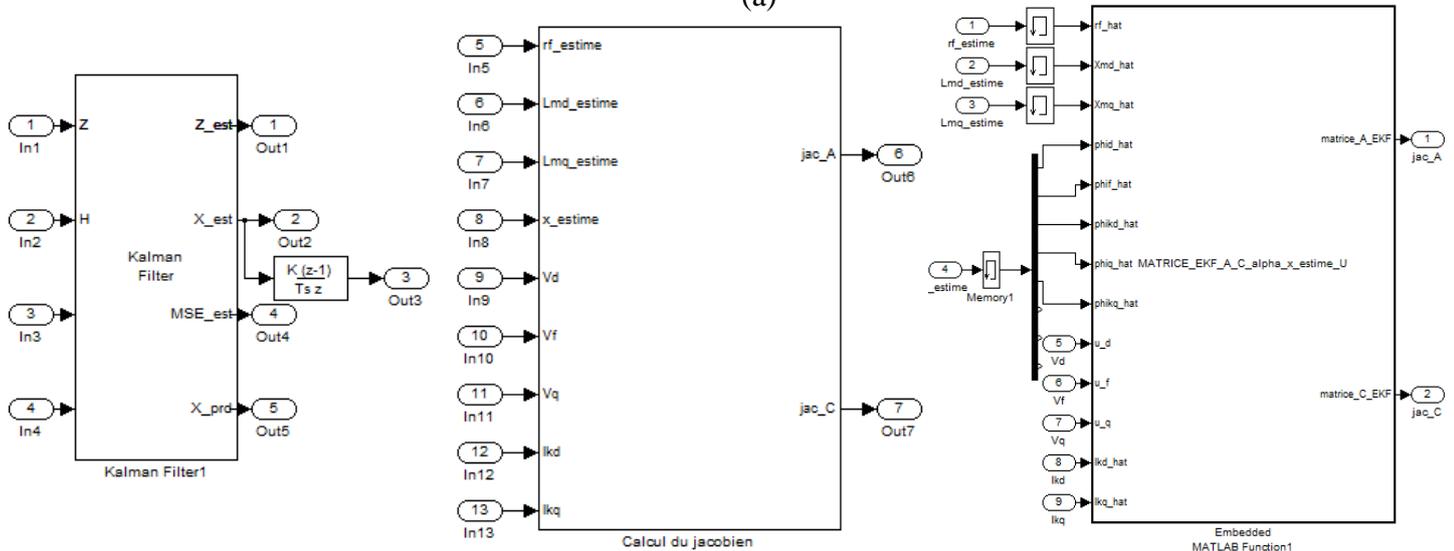
Le travail à accomplir avec le FKDE est assez similaire du FKDT ; cependant, le calcul du gain du Filtre de Kalman  $K_f(k)$  et de la matrice de covariance  $P(k)$  est différent. En effet, le Jacobien des matrices  $A_d$  et  $C_d$  par rapport à la variable d'état estimée et aux paramètres estimés (noté  $A_{dEKF}$ ,  $C_{dEKF}$ ) doit être appliqué pour calculer chacun des  $K_f(k)$  et  $P(k)$ .

$$A_{dEKF} = \text{Jacobian}(\dot{z}, z) = \frac{\partial \dot{z}}{\partial z} \tag{IV.24}$$

$$C_{dEKF} = \text{Jacobian}(y, z) = \frac{\partial y}{\partial z} \tag{IV.25}$$



(a)



(b)

Fig.IV.5 Représentation du principe Filtre de Kalman Discret Etendu : (a) théorie FKDE,

(b) Application sous MATLAB/Simulink.

### IV.3.3.3 Application du Filtre de Kalman Etendu Biaisé (FKEB)

Comme indiqué précédemment, le biais dans les estimations apparaissent lorsque les bruits évalués sont inexacts [110]. Par conséquent, le biais doit être pris en compte lors de l'établissement de l'estimateur. Par conséquent, le biais sera bénéfique vu qu'il réduit le "MSE" et donne des valeurs plus réalistes des paramètres estimés qui seront identifiés à l'aide de la variable d'état biaisée " $\hat{x}_b$ " plutôt que la variable d'état non biaisée " $\hat{x}$ ".

La variable d'état biaisée est définie par [84]:

$$\hat{x}_b = b \cdot \hat{x} \quad (IV.26)$$

Où "b" est le coefficient du biais.

Dans cette étude, il est proposé de le déterminer dans le but d'avoir une Erreur Quadratique Moyenne (MSE) réduite:

$$\text{MSE biaisé} < \text{MSE non_biaisé} \quad (IV.27)$$

Sachant que :

$$\text{MSE}_{\text{biaisé}}(x, \hat{x}_b) = E(\hat{x}_b - x)^2 \quad (IV.28)$$

$$E(\hat{x}_b - x)^2 = \frac{1}{L} \cdot \sum_{i=1}^L (\hat{x}_{bi} - x_i)^2 \quad (IV.29)$$

Le développement de cette dernière formule donne:

$$E(\hat{x})^2 \cdot b^2 - 2 \cdot E(\hat{x} \cdot x) \cdot b + E(x)^2 < \text{trace}(P) \quad (IV.30)$$

Toutes les valeurs inférieures à la trace (P) et qui donnent une valeur réelle positive du coefficient du biais "b" qui vérifie l'équation (IV.28) peuvent être considérées. Ces dernières sont notées 'c'. La résolution de l'équation :

$$E(\hat{x})^2 \cdot b^2 - 2 \cdot E(\hat{x} \cdot x) \cdot b + E(x)^2 - c = 0 \quad (IV.31)$$

a abouti à la plus petite racine:

$$b = \frac{2 \cdot E(\hat{x} \cdot x) - \sqrt{(2 \cdot E(\hat{x} \cdot x))^2 - 4 \cdot E(\hat{x})^2 \cdot (E(x)^2 - c)}}{2 \cdot E(\hat{x})^2} \quad (IV.32)$$

Enfin, l'Erreur Quadratique Moyenne normalisée (Normalized Mean Square Error "NMSE") est donnée par l'expression suivante :

$$\text{NMSE}_{\text{biaisé}}(\text{dB}) = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{\text{MSE}_{\text{biaisé}}(x, \hat{x}_b)}{E(x)^2} \right) \quad (IV.33)$$

La figure ci-dessous explique et schématise le principe et la mise en œuvre du Filtre de Kalman Biaisé (FKB) appliqué sous environnement MATLAB/Simulink.

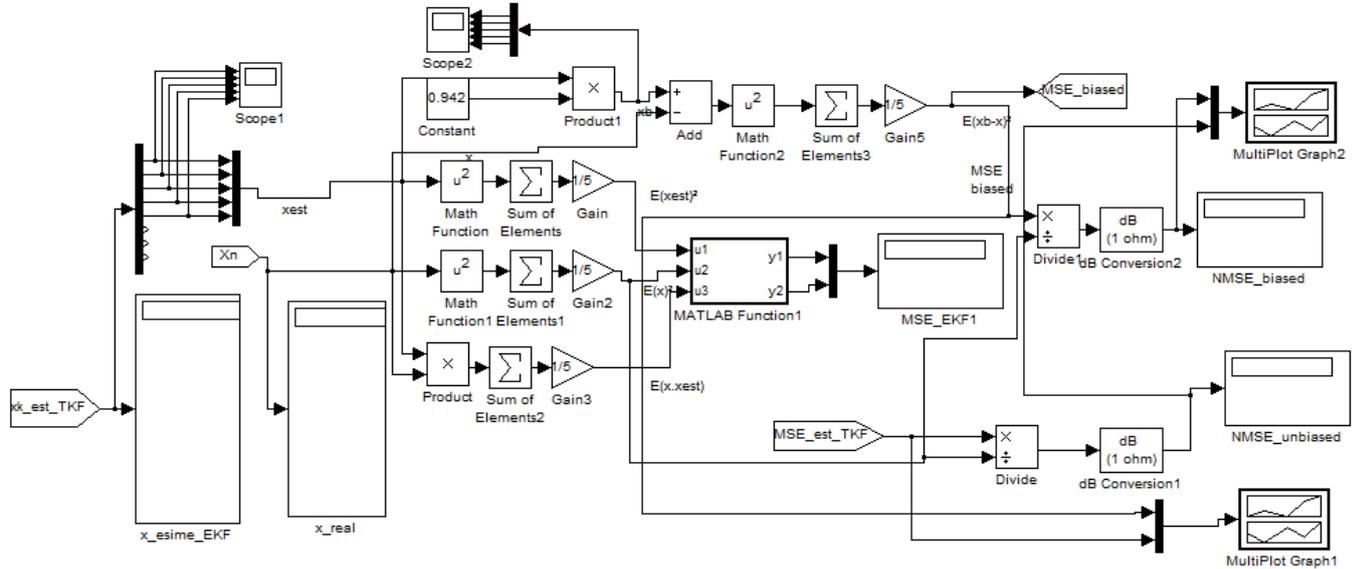


Fig.IV.6 Schéma d'application du FKDEB sous MATLAB/Simulink

#### IV.4 INTERPRETATION DES RESULTATS DE SIMULATION

En utilisant les paramètres réels du GPS mentionnés dans le Tableau IV.4, des programmes MATLAB et des modèles Simulink ont été réalisés pour mettre en œuvre les différents FKD ainsi que l'estimation des paramètres en régimes permanent et transitoire discutés dans les deux derniers chapitres. La valeur choisie pour le temps d'échantillonnage dans ce travail est de :  $T_s = 5 \mu sec$ .

Les covariances des bruits d'état et de mesure en temps continu appliquées dans cette étude ont pour valeurs respectives : " $Q = 1,4 p.u.$  et " $R = 10^{-5} p.u.$ "; par conséquent, les covariances des bruits discrètes sont égales à: " $Q_d = Q \times T_s p.u.$ " tandis que " $R_d = R/T_s p.u.$ " à introduire dans les modèles Matlab/simulink sous forme matricielle de dimension 5x5.

Les figures Fig.IV.7 et Fig.IV.8 représentent les tensions et courants d'axes d-q dans le système p. u. Notez qu'une variation soudaine de l'impédance d'alimentation (de  $Z_1$  à  $Z_2$ ) est réglée à 0.25sec. Les tensions et les courants illustrent une valeur p.u satisfaisante qui justifie un comportement normal du GPS modélisé si on la compare aux résultats présentés dans le chapitre précédant qui est considéré comme référence de base dans cette étude.

La Fig. IV.9 illustre les flux d'axes d-q estimés obtenus à partir des deux estimateurs Filtre de Kalman Discret Traditionnel et Etendu. On remarque que les flux estimés des deux estimateurs ont la même allure, ce qui signifie que les deux estimateurs ont un comportement similaire.

La Fig.IV.10 représente les paramètres estimés en régime permanent  $\hat{r}_f, \hat{L}_{md}, \hat{L}_{mq}$ . Le processus d'estimation commence à 0.1 sec afin de rencontrer l'état stationnaire (de 0 à 0.1sec la valeur réelle du

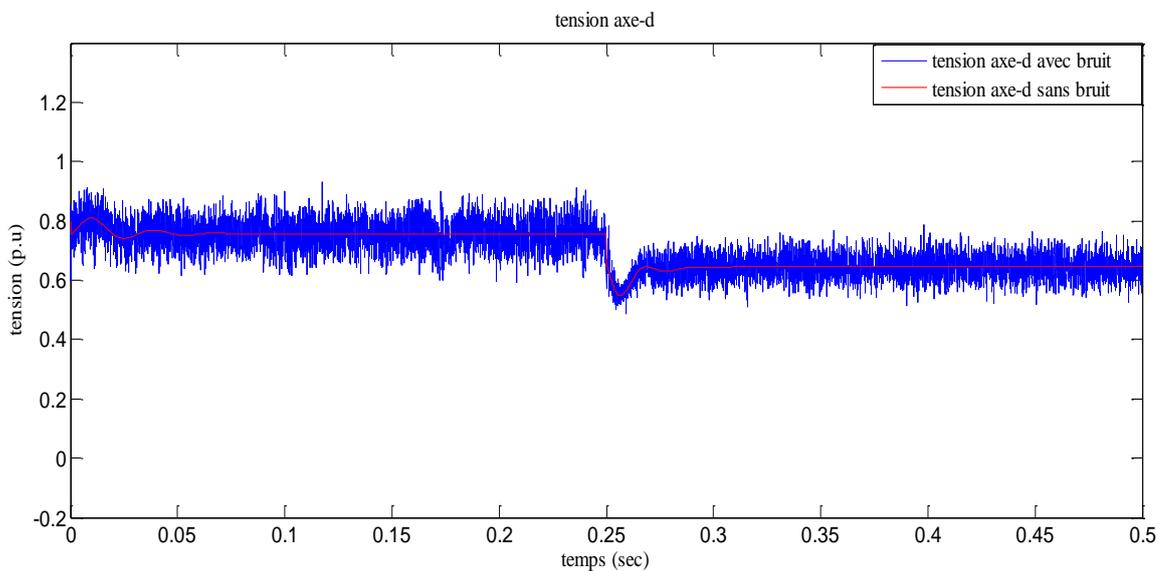
paramètre est affichée). Il est clair que les paramètres estimés sont proches des paramètres réels et que le Filtre de Kalman Discret Etendu donne des paramètres moins bruités.

Les résultats de l'estimation des paramètres en régime transitoire sont représentés Fig.IV.11 (le processus d'estimation commence à 0.25sec coïncidant avec la variation de l'impédance d'alimentation). Les paramètres estimés sont les inductances de fuite des amortisseurs  $\hat{l}_{kd}$ ,  $\hat{l}_{kq}$ . On peut conclure que le FKDE donne des résultats bien meilleurs que le FKDT.

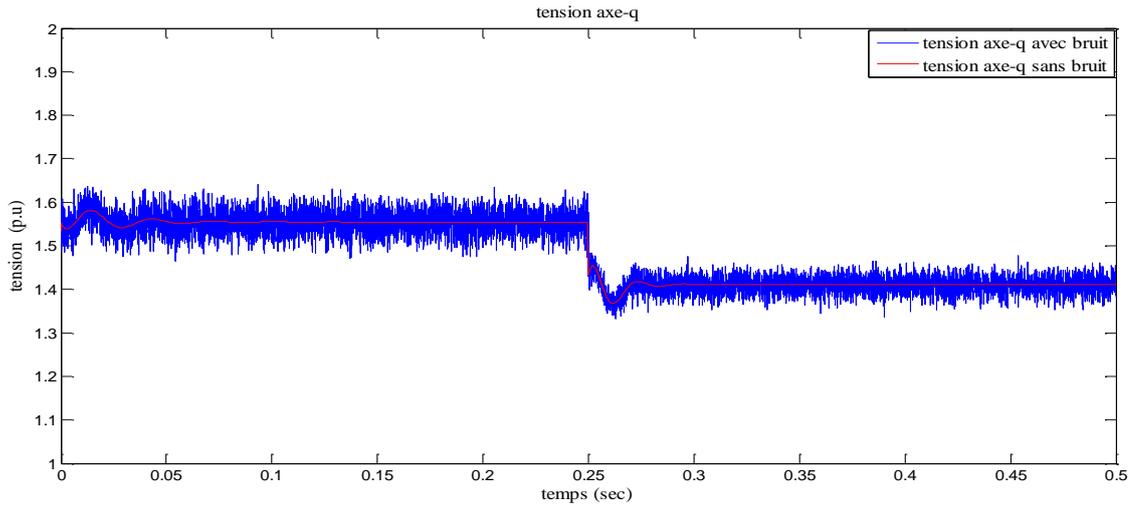
Comme il a été conclu dans les travaux précédents, il est évident que le FKDE est plus efficace dans l'estimation ainsi que dans le filtrage des bruits. Le tableau IV.3 démontre l'efficacité du FKED qui a effectué une déviation "STD" moindre par rapport au FKDT.

Tableau IV.3: Résultats de la déviation standard du FKD Traditionnel et Etendu

Paramètres réels en (p.u.)	STD DFKT (%)	STD DEKF (%)
$r_f$	0.334	3.2953
$L_{mq}$	0.6637	5.7361
$L_{md}$	1.351	5.0576
$l_{kd}$	0.2026	2.6340
$l_{kq}$	0.2471	3.7795

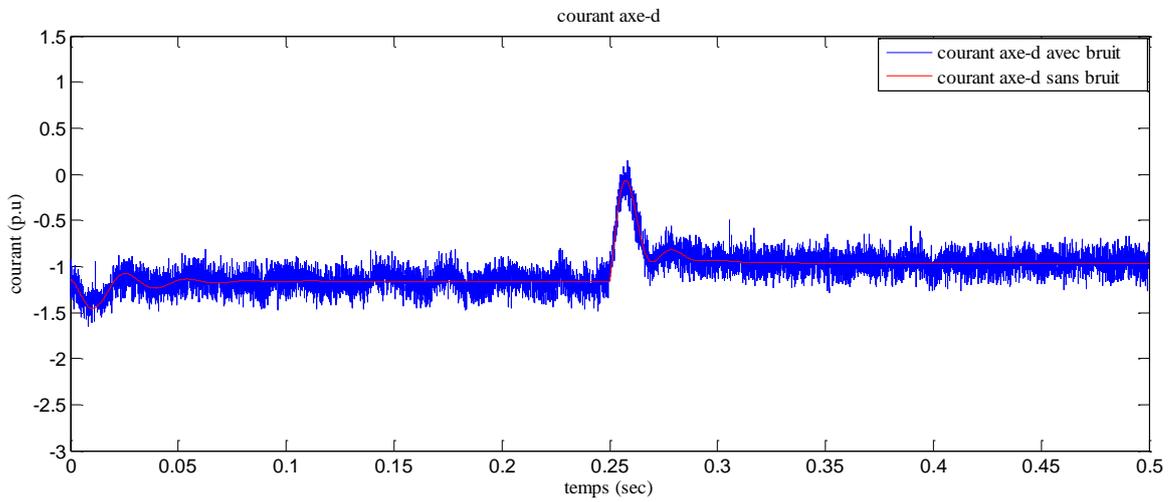


(a) Tension d'axe d

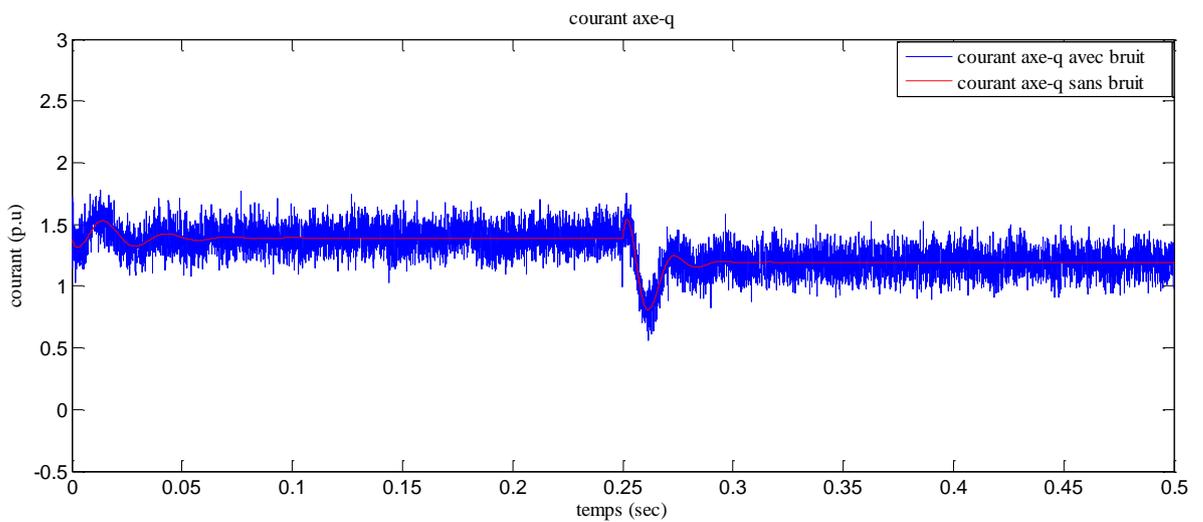


(b) Tension d'axe q

Fig.IV.7. Tensions d'axes d-q avec et sans bruit.



(a) Courant d'axe d



(b) Courant d'axe q

Fig.IV.8. Courants d'axes d-q avec et sans bruit.

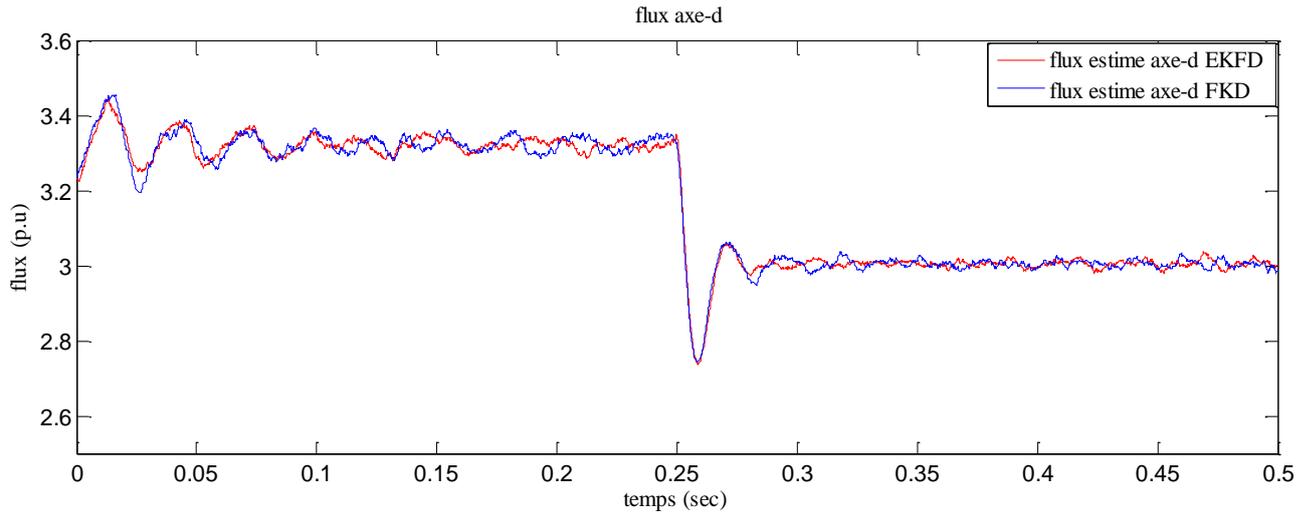


Fig.IV.9. Flux estimés d'axe "d" obtenus à partir de (a) FKED et (b) FKD

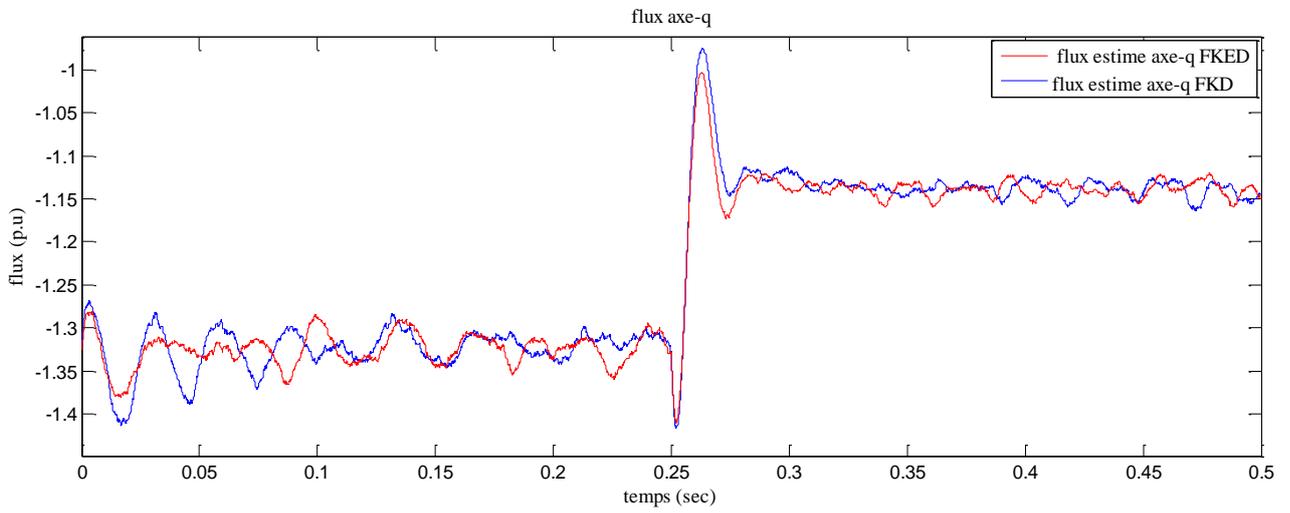
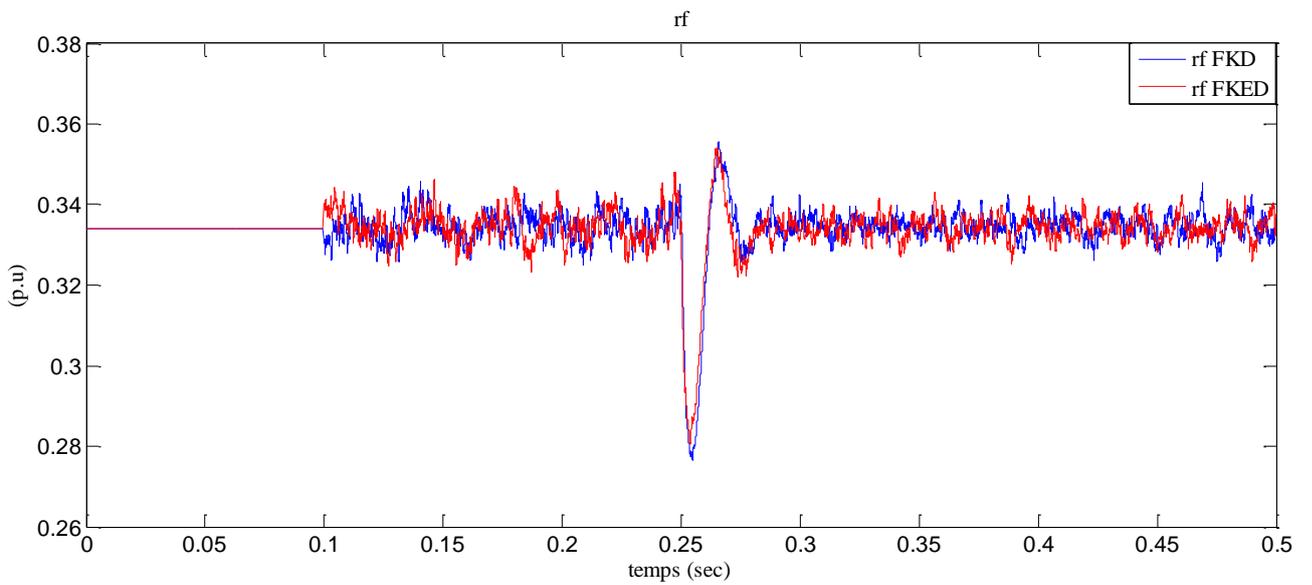
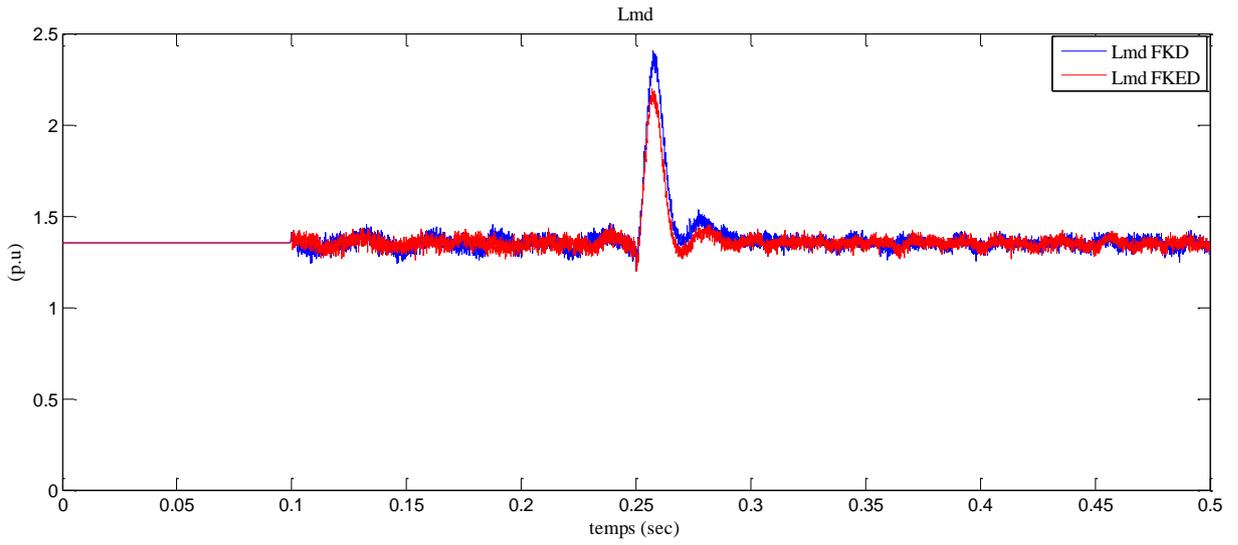


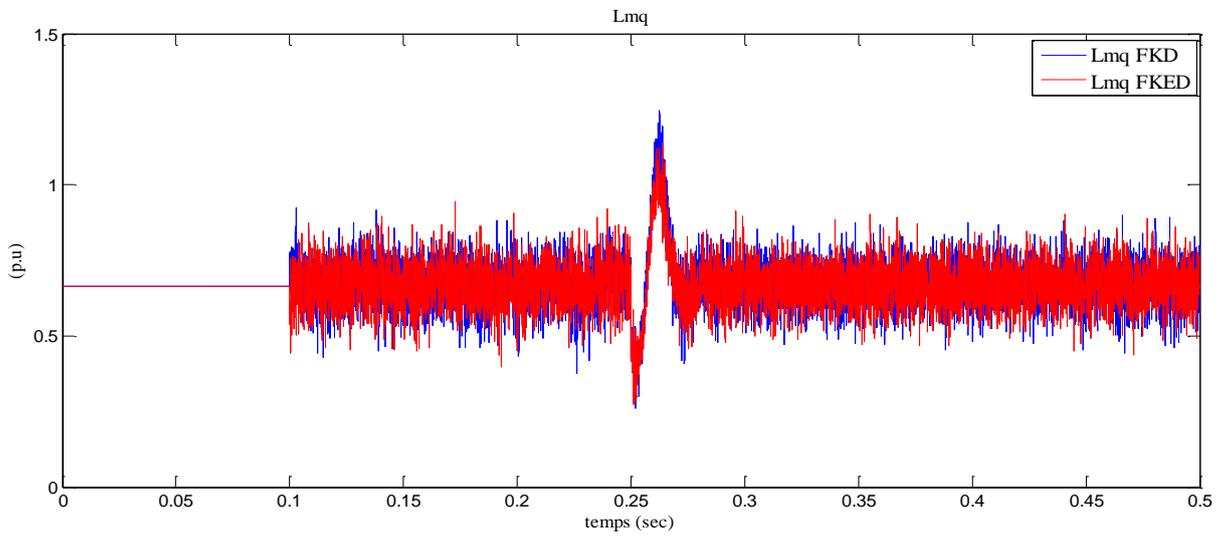
Fig.IV.10. Flux estimés d'axe "q" obtenus à partir de (a) FKED et (b) FKD



(a)

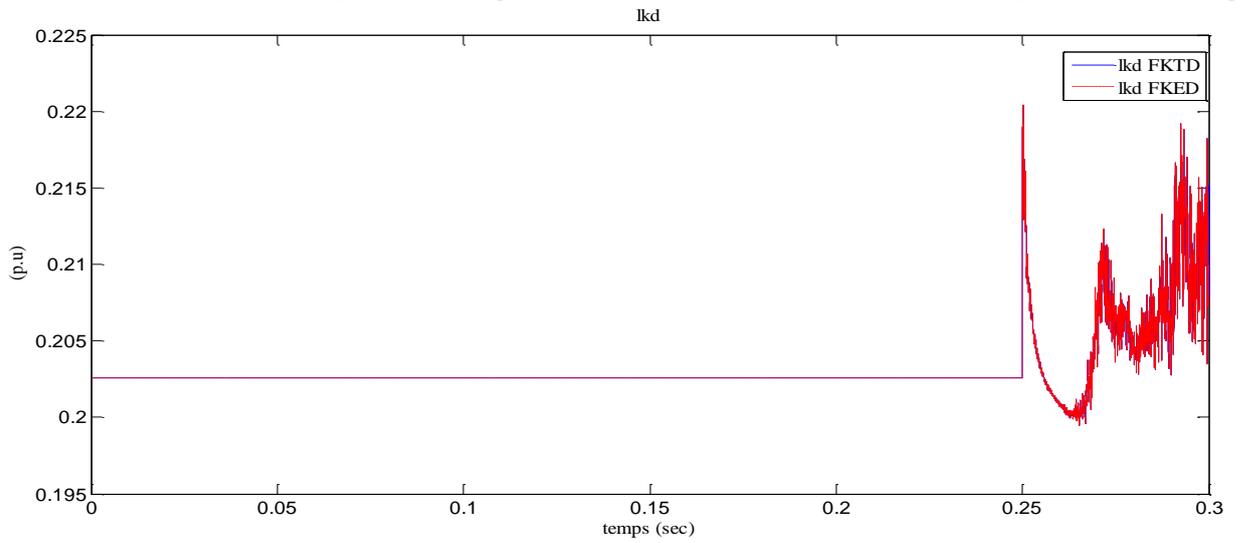


(b)



(c)

Fig.IV.11. Estimations de  $r_f$ ,  $L_{md}$  et  $L_{mq}$  réalisées à partir du FKD et FKED (a)  $r_f$ , (b)  $L_{md}$ , (c)  $L_{mq}$ .



(a)

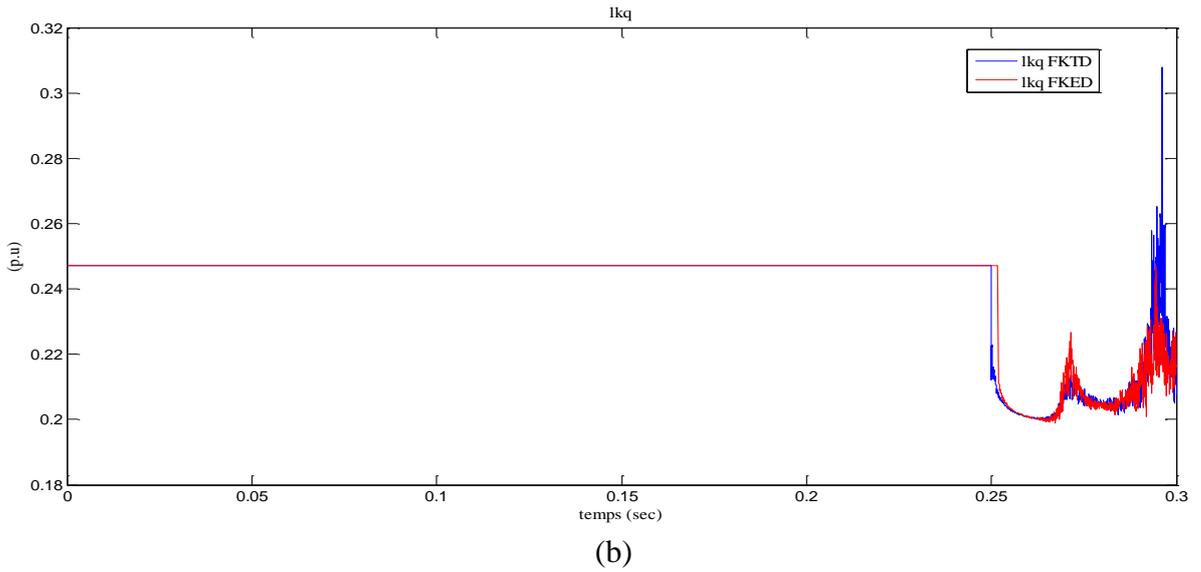


Fig.IV.12.Paramètres estimés en régime transitoire : (a)  $l_{kd}$  (FKTD ,FKED) , (b)  $l_{kq}$  (FKTD,FKED).

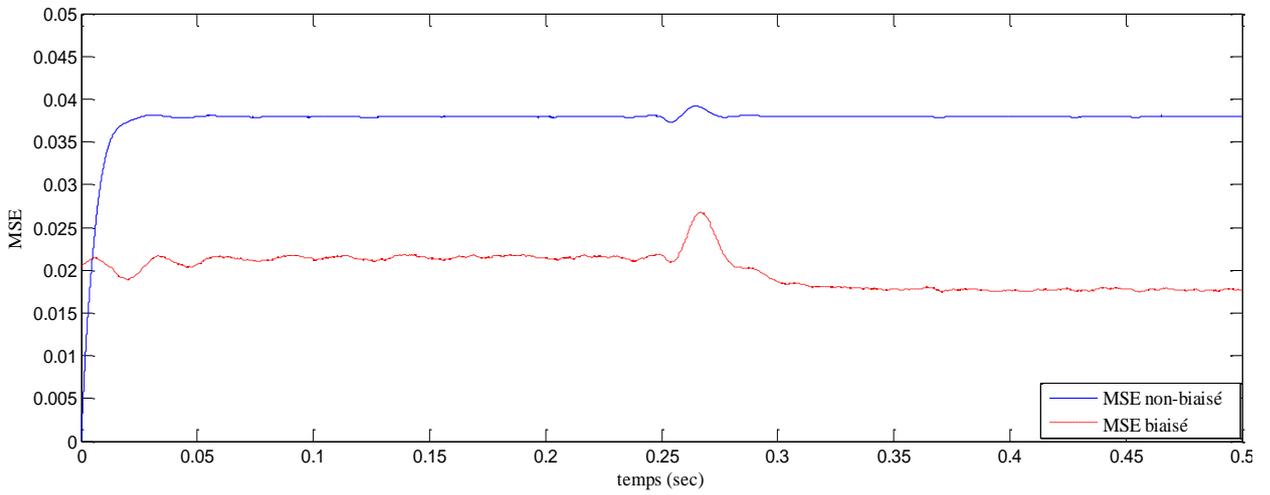


Fig.IV.13. MSE du Filtre de Kalman Etendu Discret (FKED) biaisé et non-biaisé

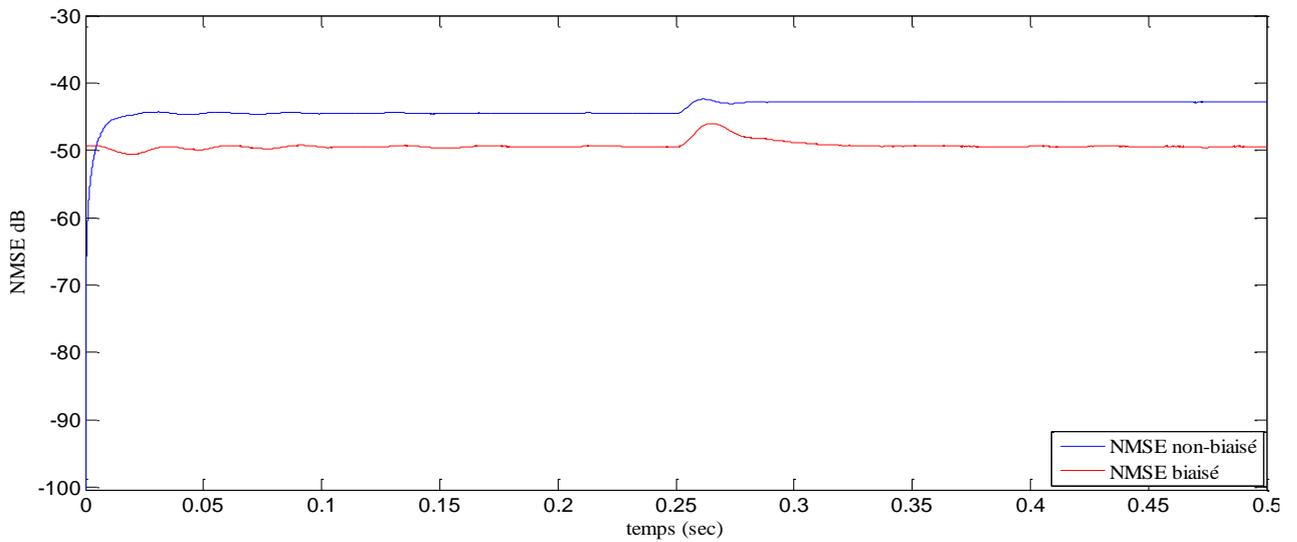


Fig.IV.14. NMSE du Filtre de Kalman Etendu discret biaisé et non-biaisé

Vus que l'étude comparative réalisée dans le chapitre précédent montre que l'Erreur Quadratique Moyenne (Mean Squart Error) "MSE" ainsi que l'erreur quadratique moyenne normalisée "NMSE" réalisées sur l'estimateur du Filtre de Kalman discret étendu donne une meilleure qualité d'estimation, les résultats de la MSE et NMSE effectués sur l'estimateur FKDE sont reportés sur les Fig.IV.13 et Fig.IV.14.

L'erreur quartique moyenne "MSE" obtenue selon Fig IV.13 est moindre dans le cas de la considération du biais. En fait  $MSE_{\text{non\_biaisé}} \approx 0.0381$ ,  $MSE_{\text{biaisé}} = 0.0201$  où  $c = 0.02$  qui a donné  $b = 0.942$ . En conséquence, l'erreur quadratique moyenne normalisée "NMSE" est plus petite comme représentée Fig. V14 ,  $NMSE_{\text{biaisé}} \approx 48.58$  dB,  $NMSE_{\text{non\_biaisé}} = -42.89$ dB.

## IV.5 CONCLUSIONS

Les méthodes "off-line" fondées sur des essais à l'arrêt (stand-still tests) ne peuvent pas être assez précises pour identifier les paramètres des GSPS car ces paramètres maintiennent des changements pendant le fonctionnement on-line. Par conséquent, l'identification on-line des paramètres est essentielle afin d'obtenir une estimation plus précise suite aux variations continues, à condition que des données externes sur les tensions, les courants et la position du rotor soient constamment disponibles. Cette étude vise à réaliser une estimation paramétrique en temps réel "on-line" sur un GSPS de faible puissance connecté à un bus infini représenté par une alimentation avec une impédance variable.

Des travaux antérieurs exposés au deuxième chapitre ont été consacrés à la détermination des valeurs réelles des paramètres sur la base d'essais effectués en temps différé "off-line". L'étude établie sur le GSPS considéré qui été détaillée au troisième chapitre a été accomplie afin de pouvoir comparer l'estimation paramétrique du Filtre de Kalman appliqué en temps continu et discret où la comparaison a favorisé le FKD donnant de meilleurs résultats et justifiant son utilisation dans cette étude.

Les résultats exposés dans cette section présentent des valeurs p.u. assez satisfaisantes pour les tensions et les courants d'axes "d-q" du GSPS. De plus, les courbes reportées dans ce chapitre par rapport à l'estimation des paramètres en régime permanent et transitoires ainsi que les données enregistrées dans le tableau IV.3 et les diagrammes de la MSE et NMSE ont démontré l'efficacité de l'estimateur du Filtre de Kalman Etendu Discret Biaisé (FKEDB) par rapport aux autres estimateurs.

Le travail prospectif pourrait concerner l'analyse pratique de l'étude présentée ici. La configuration expérimentale est déjà opérationnelle et les résultats sont extraits à l'aide d'une interface de carte DSPACE 1104.

## Conclusion générale

Les travaux présentés dans cette thèse sont dirigés sur le développement des outils d'identification paramétrique en temps réel "on-line" d'un générateur synchrone à pôles saillants à faible puissance se basant sur un algorithme d'optimisation. A cet effet, nous avons réalisé à partir des travaux antérieurs une identification paramétrique "off-line" fondée sur des essais à l'arrêt on a constaté qu'ils ne peuvent pas être assez précises pour identifier les paramètres des GSPS car ces paramètres maintiennent des changements pendant le fonctionnement on-line.

Après avoir constaté que l'identification en temps différé n'est pas assez précise ; Par conséquent une identification on-line des paramètres est essentielle afin d'obtenir une estimation plus précise suite aux variations continues, à condition que des données externes sur les tensions, les courants et la position du rotor soient constamment disponibles.

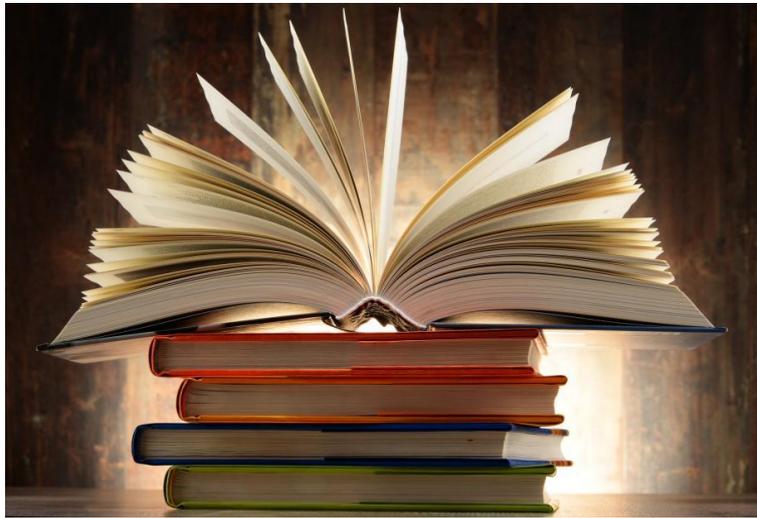
On est basé dans cette étude sur la réalisation d'une estimation paramétrique en temps réel "on-line" sur un GSPS de faible puissance connecté à un bus infini représenté par une alimentation avec une impédance variable, sur ce point on a poursuivi et actualisé des travaux antérieurs proposés par R. Fairbrain et R. G. Harley qui concerne la mesure on-line des paramètres d'une génératrice synchrone à pôles saillants connectée à un bus infini modélisé par une alimentation et une impédance de ligne. Alors que le Filtre de Kalman Étendu a été appliqué pour identifier chacun des paramètres  $R_f$ ,  $L_{md}$ ,  $L_{mq}$  en régime permanent et  $I_{kd}$ ,  $I_{kq}$  à l'état transitoire, dans notre travail on a poursuivi l'étude en introduisant le Filtre de Kalman Biaisé afin d'optimiser l'erreur Carrée Moyenne, l'Erreur Carrée Moyenne Normalisée et l'Ecart-type. Toute cette étude on la effectuée en temps continu et discret sous environnement MATLAB / Simulink afin de vérifier le développement accompli sur les Filtres de Kalman, on effectue l'étude que nous avons établie sur le GSPS afin de pouvoir réaliser une étude comparative entre l'estimation paramétrique du Filtre de Kalman appliqué en temps continu et celle appliqué en temps discret où la comparaison a favorisé le Filtre de Kalman discret donnant de meilleurs résultats.

A la fin après avoir réalisé l'étude comparative entre le différent estimateur à deux temps différents notre choix s'est basé sur l'estimation paramétrique du Filtre de Kalman en temps discret qui a été appliqué à l'identification paramétrique en régime permanent et transitoire en temps réel "on-line" d'un générateur synchrone à pôles saillants à faible puissance (73236 de 0.3 kW de LEYBOLD) connectée à un bus infini modélisé par une alimentation et une impédance de ligne, on a appliqué dans cette étude le Filtre de Kalman sous ces différentes formes traditionnelles, étendu et biaisé.

## Conclusion générale

Les résultats exposés dans cette thèse sont présentés en valeurs p.u. qui sont assez satisfaisantes pour les tensions et les courants d'axes 'd-q' du GSPS. De plus, les courbes reportées dans ce travail par rapport à l'estimation des paramètres en régime permanent et transitoires ainsi que les données enregistrées dans le tableau IV.3 et les diagrammes de la MSE et NMSE ont démontré l'efficacité de l'estimateur du Filtre de Kalman Étendu Discret Biaisé (FKEDB) par rapport aux autres estimateurs. Comme perspectives de poursuivre des travaux actuels, qui concernent l'analyse pratique de l'étude présentée. La configuration expérimentale est déjà opérationnelle et les résultats seront extraits à l'aide d'une interface de carte DSPACE 1104 ainsi de créer une perturbation et d'appliquer un système de filtrage.

# *BEBLIOGRAPHIES*



# BIBLIOGRAPHIE

- [1] IEEE Committee Report. "Current Usage and Suggested Practices in Power System Stability Simulations for Synchronous Machines", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC- I, No.1, pp. 77-93, March 1986.
- [2] M. Ghomi, Y. Najafi Sarem "Review of Synchronous Generator Parameters Estimation and Model Identification", UPEC 2007, Brighton, United Kingdom, 4-6 Sept.
- [3] P. L. Dandeno, R. L. Hauth, R. P. Shuiz, "Effects of Synchronous Machine Modeling in Large Scale System Studies", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-92, No. 2, pp. 574-582, March/April 1973.
- [4] Westinghouse Electric Corporation Central Station Engineers, "Electrical Transmission and Distribution", Reference Book, 4<sup>th</sup> edition, East Pittsburgh: Westinghouse Electric Corporation, 1964.
- [5] R. Rosenberg, "Electric Motor Repair", San Francisco: Rinehart Press, 1970.
- [6] P. Kundur, "Power System Stability and Control", New York: McGraw-Hill Inc., 1994.
- [7] P. M. Anderson and A. A. Fouad, "Power System Control and Stability", Ames: The Iowa State University Press, 1977.
- [8] H. Saadat, "Power System Analysis", Boston: McGraw-Hill Inc., 1999.
- [9] P. M. Anderson, B. L. Agrawal, and J. E. Van Ness, "Subsynchronous Resonance in Power Systems", New York: IEEE Press, 1990.
- [10] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr., and S. D. Umans, "Electric Machinery", New York: McGraw-Hill Inc, 1983.
- [11] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, "Analysis of Electric Machinery", New York: IEEE Press, 1995.
- [12] IEEE Standard 115-1995 IEEE Guide: "Test Procedures for Synchronous Machines", Part I-Acceptance and Performance Testing, Part II-Test Procedures and Parameter Determination for Dynamic Analysis.
- [13] S. H. Wright, "Determination of Synchronous Machine Constants by Test", Trans. Of the American Institute of Electrical Engineers, Vol. 50, pp. 1331-1351, Dec. 1931.

- [14] F. P. DeMello, L. N. Hannett, "Validation of Synchronous Machine Models and Determination of Model parameters from Tests", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-LOO, No. 2, pp. 662-672, Feb. 1981.
- [15] F. P. De Mello, J. R. Ribeiro, "Derivation of Synchronous Machine Parameters from Tests", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems. Vol. PAS-96, pp. 1211-1218, Jul./Aug. 1977.
- [16] V. Atarod, P. L. Dandeno, M. R. Iravani, "Impact of Synchronous Machine Constants and Models on the Analysis of Tensional Dynamics", IEEE Trans. on Power Systems, Vol. PWRS-7, No. 4, pp. 1456-1463, Nov. 1992.
- [17] J. L. Kirtley, "On Turbine-Generator Equivalent Circuits", IEEE Trans. on Power System, Vol. PWRS-9, No. 1, pp. 262-271, Feb. 1994,
- [18] P. L. Dandeno, P. Kundur, A.-T. Poray, M. E. Coultres, "Validation of Turbogenerator Stability Models by Comparison with Power System Tests", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, No. 4, pp. 1637-1645, April 1981.
- [19] M. E. Coultres and W. Watson, "Synchronous Machine Models by Standstill Frequency Response Tests", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, No. 4, pp. 1480-1489, April 1981.
- [20] P. L. Dandeno, A. T. Poray, "Development of Detailed Turbogenerator Equivalent Circuits from Standstill Frequency Response Measurements", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, No. 4, pp. 1646- 1655, April 1981.
- [21] EPRI Report EL-1424, "Determination of Synchronous Machine Stability Constants", Vol-2, prepared by Ontario Hydro, December 1980.
- [22] IEEE Standard 115A-1984, "IEEE Trial Use Standard Procedures for Obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Frequency Response Testing".
- [23] M. Velez-Reyes, J. Ramos-Torres, "Comparison of Parameter Conditioning in Output Error and Equation Error Approaches in Speed and Parameter Estimation in Induction Machines", International Electric Machines and Drives Conference IEMDC, Cambridge MA, 17-20 June, pp. 108-113, 2001,
- [24] H. A. Toliyat, E. Levi, M. A. Raina, "Review of RFO Induction Motor Parameter Estimation Techniques", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 18, Issue 2, pp. 271-283, June 2003,.

- [25] W. Michalik, "Parameter Estimation Methods at Three-phase Induction Machines", Power European Conference on Electronics and Applications, Dresden, Germany, 11-14 Sept. 2005.
- [26] H. Sugimoto and S. Tamai, "Secondary Resistance Identification of an Induction Motor Applied Model Reference Adaptive System and its Characteristics", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 23: 2, pp. 296-303, March 1987.
- [27] D. J. Atkinson, P. P. Acarnley, J. W. Finch, "Observers for Induction Motor State and Parameter Estimation", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 27: 6, pp. 1119-1127, Nov./Dec. 1991.
- [28] J. Chung, M. Dolen, Kim Hyunbae, R.D. Lorenz, "A Continuous-Time Observer to Estimate Electrical Parameters of Induction Machines", Industry Applications Conference IAS, Chicago, USA, 30 Sept.-4 Oct. 2001.
- [29] L. Loron, "Stator Parameters Influence on the Field-Oriented Control Tuning", Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, Brighton, UK, 13-16 Sept., Vol. 5, pp. 79-84, 1993.
- [30] L. Loron and G. Laliberte, "Application of the Extended Kalman Filter to Parameters Estimation of Induction Motors", Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 5, pp. 85-90, Sept. 1993.
- [31] D. Telford, M.W. Dunnigan, B.W. Williams, "Online Identification of Induction Machine Electrical Parameters for Vector Control Loop Tuning", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 50, Issue 2, pp. 253-261, April 2003.
- [32] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Vitale, "A Least-Squares Based Methodology for Estimating the Electrical Parameters of Induction Machine at Standstill", International Symposium Industrial Electronics, ISIE, L'Aquila, Italy, 8-11 July, Vol. 2, pp. 541-547, 2002.
- [33] L.A. de Souza Ribeiro, C. B. Jacobina, A.M.N. Lima, A.C. Oliveira, "Real-Time Estimation of the Electric Parameters of an Induction Machine using Sinusoidal PWM Voltage Waveforms", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 36, Issue 3, pp. 743-754, May/June 2000.
- [34] S. Perez-Londono, A. Perez-Londono, Y. Romero-Mora, "On-Line Identification of the Physical Parameters in a Synchronous Generator", IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, Sao Paulo, 13-15 Aug., pp. 1-6, 2008.

- [35] K. Hyunbae; J. Hartwig, R.D. Lorenz, "Using On-line Parameter Estimation to Improve Efficiency of IPM Machine Drives", IEEE 33<sup>rd</sup> Annual Power Electronics Specialists Conference Cairns, Queensland, Australia, 23-27 June, pp. 815-820, 2002.
- [36] L. Tang, M.F. Rahman, "A New Stator Resistance Tracker for a Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive", the 4<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference IPEMC, Xi'an, China, 14-16 Aug., pp. 1454-1459, 2004.
- [37] C.C Lee and Q. T. Tan, "A Weighted-Least-Squares Parameter Estimator for Synchronous Machines." IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems. Vol.1.no. 1. pp. 97-101. Feb. 1977.
- [38] M.N.T Nashiwaki, S. Yokokawa, and K. Ohtsuka, "Identification of Parameters for Power System Stability Analysis using a Kalman Filter." IEE Trans. on Power Apparatus and systemes, vol. PAS-100, no. 7. pp. 3304-3311, July 1981.
- [39] M.-W. Naouar, E. Monmasson, I. Slama-Belkhodja, "Identification of Synchronous Machine Parameters Using Hysteresis Based Current Controller", IEEE IECON, pp. 1357-1362, Nov. 2006.
- [40] S. Moreau, R. Kahoul, J.-P. Louis, "Parameters Estimation of Permanent Magnet Synchronous Machine Without Adding Extra-signal as Input Excitation", IEEE ISIE, Ajaccio, France, 4-7 May, pp. 371-376, 2004.
- [41] S. Bachir, S. Tnani, J.-C. Trigeassou, G. Champenois, "Diagnosis by Parameter Estimation of Stator and Rotor Faults Occurring in Induction Machines", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 53, Issue 3, pp. 963 - 973, June 2006.
- [42] D.F. Leite, M.B. Hell, P.H. Diez, B.S.L. Gariglio, L.O. Nascimento, P. Costa, "Real-Time Model-Based Fault Detection and Diagnosis for Alternators and Induction Motors", Electric Machines & Drives Conference, Antalya,Turkey, 3-5, May, Vol. 1, pp. 202-207, 2007.
- [43] O. Touhami, M. Fadel, "Faults Diagnosis by Parameter Identification of the Squirrel Cage Induction Machine", Electric Machines & Drives Conference, Antalya, Turkey, 3-5 May, Vol. 1, pp. 821-825, 2007.
- [44] P. L. Dandeno. P. Kundur, and R. P. Schulz, "Recent Trends and Progress in Synchronous Machine Modeling in the Electric Utility Industry." IEEE Proceedings, Vol. 62, pp.941-950, July 1974.

- [45] J. L. Dineley and A. J. Morris, "Synchronous Generator Transient Control-Pt I: Theory and Evaluation of Alternative Mathematical Models," IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems. Vol. PAS-92, pp.417-422, April 1973.
- [46] I. M. Canay, "Causes of Discrepancies on Calculation of Rotor Quantities and Exact Equivalent Diagram of the Synchronous Machines," IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-88, pp. 1114-1120, July 1969.
- [47] M. Namba and T. Nishiwaki "Identification of Parameters for Power System Stability Analysis Using Kalman Filter", IEEE Power Engineering Review, Vol. PER-1, Issue 7, pp. 7-7, July 1981.
- [48] P. L. Dandeno, P. Kundur, A.T. Poray, H.M. Zein El-Din, "Adaptation and Validation of Turbogenerator Model Parameters Through On-Line Frequency Response Measurements", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, No. 4, pp. 1654-1964, April 1981.
- [49] Z. Zhao, F. Zheng, J. Gao and L. Xu, "A Dynamic On-Line Parameter Identification and Full-scale System Experimental Verification for Large Synchronous Machines", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 10, No. 3, pp. 392-398, Sept. 1995.
- [50] Z. Zhao, L. Xu and J. Jiang, "On-Line Estimation of Variable Parameters of Synchronous Machines Using a Novel Adaptive Algorithm - Principles and Procedures", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 12, No. 3, pp. 193-199, September 1997
- [51] B. Widrow., "Stationary and Non-Stationary Learning Characteristics of the LMS Adaptive Filter", Proceedings of the IEEE, Vol. 64, No. 8, pp. 1151-1162, Aug. 1976.
- [52] A. Keyhani, S. Hao, and G. Dayal, "Maximum Likelihood Estimation of Solid-Rotor Synchronous Machine Parameters from SSFR Test Data," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol.4, No.3, pp.551-558, Sept. 1989
- [53] A. Keyhani, S. Hao, and G. Dayal, "The Effects of Noise on Frequency-Domain Parameter Estimation of Synchronous Machine Model", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 4, No. 4, pp. 600-607, Dec.1989.

- [54] A. Keyhani, S. Hao, and R. P. Schulz, "Maximum Likelihood Estimation of Generator Stability Constants using SSFR Test Data," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 6, No.1, pp.140-154, Mar. 1991.
- [55] A. Keyhani, H. Tsai, and T. Leksan, "Maximum Likelihood Estimation of Synchronous Machine Parameters from Standstill Time Response Data", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 9, No. 1, pp.98-114, Mar. 1994.
- [56] H. Tsai, A. Keyhani, J. Demcko, and R. G. Farmer, "On-line Synchronous Machine Parameter Estimation from Small Disturbance Operating Data", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 10, No. 1, pp.25-36, Mar. 1995.
- [57] E. Kyriakides, G. T. Heydt and V. Vittal, "On-Line Estimation of Synchronous Generator Parameters Using a Damper Current Observer and a Graphic User Interface". *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 19, No. 3, pp. 499-507, Sept. 2004.
- [58] E. Kyriakides, "Innovative Concepts for On-Line Synchronous Generator parameter Estimation", PhD. Dissertation, Arizona State University, December 2003.
- [59] I. M. Canay, "Determination of Model Parameters of Machines From The Reactance Operators  $X_d(s)$ ,  $X_q(s)$ ", *IEEE Trans. on Energy Conversion*. Vol. EC-8, No. 2, pp. 272-279, June 1993.
- [60] I. Jadric', D. Borojevic and M. Jadric', "Modelling and Control of a Synchronous Generator with an Active DC Load", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 15, No. 2, pp. 303-311, March 2000.
- [61] R. P. Hultz, W. D. Jones, D. N. Ewart, "Dynamic Models of Turbine Generators Derived From Solid Rotor Equivalent Circuits", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-92, No. 3, pp. 926-933, May/June 1973.
- [62] EPRI Report EL-3359, "Improvement in Accuracy of Prediction of Electrical Machine Constants and Generator Models for Subsynchronous Resonance Conditions", Vol. 2.
- [63] J. W. Dougherty and S. M. Minnich, "Finite Element Modeling of Large Turbine Generators: Calculations Versus Load Test Data", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-100, No. 8, pp. 3921-3929, Aug. 1981.

- [64] J. W. Dougherty and S. M. Minnich, "Operational Inductances of Turbine Generators; Test Data Versus Finite-Element Calculations", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS- 102, No. 10, pp. 3393-3404, Oct. 1983.
- [65] S. H. Minnich, R. P. Schulz, D. H. Baker, R. G. Farmer, D. K. Sharma, J. H. Fish, "Saturation Functions for Synchronous Generators from Finite Elements", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. EC-2, No. 4, pp. 680-692, Dec. 1987.
- [66] H. B. Karayaka, A. Keyhani, G. T. Heydt, B. L. Agrawal and D. A. Selin, "Model Identification and Parameter Estimation from Operating Data", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 18, No.1, pp. 121-126, March 2003.
- [67] J. Rico, G. T. Heydt, A. Keyhani, B. Agrawal and D. Selin, "An Algebraic Approach for Identifying Operating Point Dependent Parameters of Synchronous Machines Using Orthogonal Series Expansion", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 18, No. 1, pp. 92-98, Mar. 2001.
- [68] L. Ljung, "System Identification", Theory for the User. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1999.
- [69] G. C. Goodwin, "Dynamic System Identification: Experiment Design and Data Analysis. New York: Academic, 1977.
- [70] S. A. Billings, "Identification of Nonlinear Systems—A Survey," Proc. Inst. Elect. Eng. D, vol. 127, pp. 272–285, 1980.
- [71] O. Nelles, "Nonlinear System Identification: From Classical Approaches to Neural Networks and Fuzzy Models", Berlin, Germany: Springer, c2001.
- [72] K. S. Narendra and P. G. Gallman, "An Iterative Method for the Identification of Nonlinear Systems using a Hammerstein Model," IEEE Trans. Autom. Contr., Vol. AC-11, No. 3, pp. 546–552, Jul. 1966.
- [73] H. L. Royden, "Real Analysis", London, U.K.: McMillan, 1968.
- [74] S. A. Billings, J. O. Gray, and D. H. Owens, "Nonlinear System Design", IEE Control Engineering Series, Vol. 25, London, UK. : Peregrinus on behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1984.

- [75] K. B. Datta and B. M. Mohan, "Orthogonal Functions in Systems and Control", Advanced Series in Electrical and Computer Engineering, Singapore: World Scientific Publishing, Vol. 9, May 1995.
- [76] R. D. Fard, M. Karrari and O. P. Malik, "Synchronous Generator Model Identification for Control Application using Volterra Series", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 20, No. 4, pp. 852-858, Dec. 2005.
- [77] M. Ghomi, Y. Najafi. Sarem, H.R. Kermajani and J.Poshtan, "Synchronous Generator Nonlinear Model Identification using Wiener-Neural Model", UPEC 2007, Brighton, United Kingdom, 4-6 Sept..
- [78] D. Simon, "Kalman Filtering with State Constraints: a Survey of Linear and Nonlinear Algorithms", Control Theory & Applications, IET, 4(8), 1303-1318, 2010.
- [79] L. Fan, "Least Squares Estimation and Kalman Filter Based Dynamic State and Parameter Estimation", IEEE Power & Energy Society General Meeting.
- [80] K. Reif & R. Unbehauen, "The Extended Kalman Filter as an Exponential Observer for Nonlinear Systems", IEEE Trans. on Signal Processing, 47(8), 2324-2328, Aug. 1999.
- [81] E. A. & Wan R. Van Der Merwe, "The unscented Kalman filter for nonlinear estimation", IEEE Symposium Adaptive Systems for Signal Processing, Communications and Control, 153-158, Lake Louise, Alta, 4-4 Oct. 2000.
- [82] H. Ghassempour Aghamolki, Z. Miao, L. Fan, W. Jiang, D. Manjure, "Identification of Synchronous Generator Model with Frequency Control using Unscented Kalman Filter", Electric Power Systems Research, 126, pp. 45-55, 2015 Elsevier.
- [83] S. Mejri, A. S. Tlili & N. B. Braiek, "On the State Estimation of Chaotic Systems by a Particle Filter and an Extended Kalman Filter", 11<sup>th</sup> International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices, Barcelona, 11-14 Feb. 2014.
- [84] T. Jiajia, D. Li, J. Q. Zhang, B. Hu & Q. Lu, "Biased Kalman Filter", 5<sup>th</sup> International Conference on Sensing Technology, 581-584, Palmerston North, 28 Nov.-1 Dec. 2011.

- [85] S. Kluge, K. Reif, M. Brokate, "Stochastic Stability of the Extended Kalman Filter With Intermittent Observations," IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. 55, No. 2, pp. 514-518, Feb. 2010.
- [86] J. E. Bester, A. E. Hajjaji, A. M. Mabwe, "Modelling of Lithium-Ion Battery and SOC Estimation using Simple and Extended Discrete Kalman Filters for Aircraft Energy Management," IECON 2015, Yokohama, 9-12 Nov. 2015.
- [87] H.-W. Sim, J.-S. Lee and K.-B. Lee, "On-line Parameter Estimation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor using an Extended Kalman Filter", J. Electr. Eng. Technol 9 (2), pp. 600-608, 2014.
- [88] R. Feynman, "Discrete-Time System Properties", web site: [http://highered.mheducation.com/sites/dl/free/0073404543/367604/Roberts\\_ch5.pdf](http://highered.mheducation.com/sites/dl/free/0073404543/367604/Roberts_ch5.pdf).
- [89] IEEE Std. 1110-1991, "IEEE Guide for Synchronous Generator Modelling Practices in Stability Analyses".
- [90] A. Tumageanian, A. Keyhani, "Identification of Synchronous Machine Linear Parameters from Standstill Step Voltage Input Data", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. EC-10, No. 2, pp. 232-240, June 1995.
- [91] J. C. Balda, M. F. Hadingham, R. E. Fairbairn, R. G. Harley, E. Eitelberg, "Measurement of Synchronous Machine Parameters by a Modified Frequency Response Method - Part I: Theory", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. EC-2, No.4, pp. 646-651, Dec. 1987,.
- [92] M. Namba, T. Nishiwaki, S. Yokikawa, K. Ohtsuka, Y. Ueki, "Identification of Parameters for Power System Stability Analysis Using Kalman Filter", IEEE Trans. on Power Apparatus and System Vol. PAS-100, No.7, pp. 3304-3311, July 1981.
- [93] Jean Chatelain, *Machines électriques*, Presses Polytechniques Romandes, 1983,
- [94] J. Lessenne, F. Notelet and G. Segurier, *Introduction à l'électrotechnique approfondie*, Lavoisier TEC & DOC, 1981.
- [95] P. Barret, *Regimes transitoires des machines tournantes électriques*. Editions Eyrolles Marketing S.A, 1982.

- [96] E. B. Mouni, "Contribution a l'amélioration des performances des génératrices synchrones : nouvelle structure d'excitation basée sur une machine à aimants et combinée à des lois de commande avancées", Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, Novembre 2008.
- [97] Int. Std. IEC, Rotating electrical machines— Part 4: Methodes for determining synchronous machine quantities from tests, IEC60034-4,2008.
- [98] H. Djeghloud, A. Bentounsi & M. Larakeb, Real and virtual labs for enhancing an SM course , 15th Intern. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2012), Sapporo, Japan, 2012.
- [99] P. J. Turner, A. B. J. Reece, D. C. Macdonald, "The DC decay test for determining synchronous machines parameters: Measurement and simulation," IEEE Power Eng. Review, Dec. 1989.
- [100] James L. Kirtley Jr., "Winding inductances," Class Notes 5, Department of Electrical Engineering and Computer Science, MIT, Sept. 5, 2005.
- [101] S. Benhafed and B. Khattabi, " Etude Experimentale et Virtuel d'une Machine Synchrone Triphasé à Faible Puissance," PFE ingénieur, ED-UMC, Algerie, Juin 2011.
- [102] M. Larakeb, A. Bentounsi & H. Djeghloud, "Biased Kalman Filter Applied for On-line Estimation of SPSG Parameters", 5th Intern. Conf. on Systems and Control (ICSC'16), Marrakech, 2016.
- [103] R. E. Fairbain & R. G. Harley, "On-line Measurement of Synchronous Machine Parameters", IEEE Transaction on Ind. Applic.,28(3), 1992.
- [104] M. Larakeb, A. Bentounsi & H. Djeghloud, "On-line estimation of SPSG parameters using discrete kalman filter", 17th Intern. Conf. on Environment and Electrical Engineering (IEEE), Florence, 2016.
- [105] R. K. Nezhad, R. Hooshmand, M. P. Moghaddam & G. A. Montazer, "Synchronous generator parameter estimation by genetic algorithms", AUPEC 2002, Melbourn, Australia, Sept.,29th-Oct. 2nd, 2002.
- [106] M. Hasni, "Synchronous machine parameter identification in frequency and time domains", Serbian Journal of Electrical Engineering, 4(1), pp51-69, 2007.
- [107] T. Boileau, "On-line identification of PMSM parameters: Parameter identifiability and estimator comparative study", IEEE Transaction on Ind. Applic., 47(4),1944-1957, 2011.
- [108] M. Brton, "Rapport pour le cours GEL-64459 – Lectures dirigées en génie électrique III,Suivi temporel d'objets en 2D et 3D : revue de littérature sur le Filtre de Kalman et autres

méthodes par propagation de densité de probabilité conditionnelle”, Université Laval 30 avril 2004.

- [109] S. L. Kay, “Traitement Numerique des Signaux Aléatoires”, Lecture Notes, Chapter 5, link :[tcts.fpms.ac.be/cours/1005-03/traitsig5.pdf](http://tcts.fpms.ac.be/cours/1005-03/traitsig5.pdf).
- [110] L. Ljung, “Asymptotic behavior of the extended Kalman filter asparameter estimator for linear systems,” IEEE Trans. Automatic Control, vol. AC-24, no. 1, pp. 36-51, 1979.
- [111] T. H. Wonnacott and R. J. Wonnacott, “Introductory statistics”, 5th Ed. John Wiley & Sons, 1972.
- [112] K. El Merraoui , A. Ferdjouni “Pso parameters optimization forekf and akf for im rotor speed estimation”, 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, Antalya, Turkey 21-24 Sept 2014.
- [113] G. Yu. Kulikov and M. V. Kulikova, “Accurate numerical implementation of the continuous-discrete extended Kalman filter,” IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 59, no. 1, pp. 273–279, Jan. 2014.
- [114] I. Arasaratnam, S. Haykin, and T. R. Hurd, “Cubature Kalman filtering for continuous-discrete systems: Theory and simulations,” IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 58, no. 10, pp. 4977–4993, Oct. 2010.
- [115] G.Yu. Kulikov and M.V. Kulikova, “The Accurate Continuous-Discrete Extended Kalman Filter for Radar Tracking”, This article has been accepted for publication in a future issue of this journal, but has not been fully edited. Content may change prior to final publication. Citation information: DOI 10.1109/TSP.2015.2493985, IEEE Transactions on Signal Processing.

## ***Résumé***

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse ont porté sur l'identification paramétrique de la machine synchrone à pôles saillants (SPSG) munies d'amortisseurs de puissances 0.3kW. Dans une première phase, ils ont été réalisés en mode *off-line* à partir d'essais expérimentaux selon les normes internationales. Pour une détermination plus précise des paramètres en mode perturbé, nous avons par la suite développé des algorithmes *on-line* par application de différents Filtres de Kalman (FK) en temps continu et discret : le Filtre Kalman Discret (FKD) est l'estimateur appliqué dans cette étude car il donne une bonne convergence par rapport aux paramètres réels ; il est utilisé sous ses différentes formes, traditionnelle (FKDT) pour les systèmes linéaires ou sous sa forme étendue (FKED) lorsque le système est non linéaire. Une autre application intéressante du FKD est quand il est biaisé (FKEBD) car il permet de réduire l'erreur quadratique moyenne (MSE) entre les valeurs mesurées et estimées de la variable d'état du système; en conséquence, le MSE normalisé (NMSE) peut être minimisé. De même, l'écart type (STD) entre les valeurs réelles et estimées du paramètre peut être limité dans un pourcentage tolérable. Les différents FK sont implémentés sous l'environnement Matlab /Simulink afin de démontrer l'efficacité de l'estimateur FKEBD par rapport aux autres filtres. Les résultats de la simulation sont satisfaisants puisqu'une bonne concordance entre les paramètres réels et les paramètres estimés a été obtenue, ce qui traduit la bonne qualité de filtrage de bruit des estimateurs des FK conçus et qui peuvent être utilisés dans l'identification paramétrique on-line en mode perturbé de machines de faible puissance.

**Mots-clés:** Filtre de Kalman; identification paramétrique on-line; machine synchrone saillante.

## *Abstract*

The work of this thesis focused on parametric identification of synchronous machine with salient poles (SG) equipped with dampers of power 0.3kW.

First of all, they have been made in off-line mode from experimental tests according to international standards. For a more precise determination of parameters in perturbed mode, we have developed on-line algorithms by applying different Kalman Filters (KF) in continuous and discrete time: The Discrete Kalman Filter (DKF) is the applied estimator in this study because it gives a good convergence compared to the real parameters; it is used in its various forms, traditional (TDKF) for linear systems or in its extended form (DEKF) when the system is non-linear.

Another interesting application of DKF is when it is biased (DEKFB) because it will reduce the squared error (MSE) between the measured and estimated values of the system state variable; as a result, the standardized MSE (NMSE) can be minimized. Similarly, the standard deviation (STD) between the real and estimated values of the parameter can be limited to a tolerable percentage.

The different KFs are implemented in a Matlab / Simulink environment in order to demonstrate the effectiveness of the DEKFB estimator compared to other Filters. The simulation results are acceptable since a good match between the real and estimated parameters has been obtained, which reflects the good noise filtering quality of the KF estimators designed and which can be used in on - line parametric identification in disturbed mode of low scale generator.

Key words: Kalman Filter ; online parametric identification; salient synchronous machine.

## الملخص

في هذه الأطروحة نقوم بمواصلة الأعمال الخاصة بتحديد قيم العناصر المكونة للآلات الكهربائية التزامنية حيث سنقوم بدراسة آلة ذات الاستطاعة 0.3 كيلو واط لالصانع لايبولد حيث تم من قبل تحديد قيم هاته العناصر لكن بكيفية وبطريقة الأوفلاين أي بدون اتصال مباشر.

دقتر الشروط يعتمد أساسا على إيجاد واستعمال طرق تحديد العناصر بطريقة الاتصال المباشر الأونلاين مع الاعتماد على خوارزمية التطور التي تعتمد أساسا على اختيار النموذج الرياضي للآلة .

في هذه الأطروحة نقوم أولا بعملية تحديد العناصر في حالة الاضطراب أي عدم وجود أي ضوضاء أو عراقل حيث نقوم بعرض نتائج العمل التجريبي لتحديد العناصر بطريقة الأون لاين أي باتصال مباشر. نظرا لأن طرق تحديد العناصر بطريقة الأوفلاين بدون اتصال تعتمد على تجارب ثابتة حيث لا تستطيع أن تكون دقيقة بما فيه كفاية .

ثانيا نقوم بتطبيق مقدرات مختلفة لمصفاة كالمن على طريقة تحديد العناصر في حالة الاتصال (أون لاين) وذلك في الزمن المستمر والمنفصل. مصفاة كالمن المنفصل هو المقدر المستعمل في هذه الدراسة وذلك رغم وجود مستويات من الاضطراب مصممة جيدا فإن مصفاة كالمن المنفصل يعطينا تقارب حسن بالمقارنة مع العناصر الحقيقية كما أنه ستعمل في شكله الكلاسيكي في الأنظمة الخطية أو في شكله الممتد بالنسبة للأنظمة الغير خطية.

استعمال آخر مهم لمصفاة كالمن المنفصل عندما يكون منحرف حيث أن الأخذ بعين الاعتبار الانحراف يسمح من الحد من الخطأ التربيعة المتوسط بين القيم المقاسة و المقدره لمتغير حالة النظام.

وكنتيجه لذلك يمكن الحدو التقليل من الخطأ التربيعة المتوسط وكذلك الفقر المعياري بين القيم الحقيقية والمقدرة للعناصر حيث من الممكن الحد منه ووضع في النسبة المسموح بها.

كخلاصة لهذه الدراسة لقد تم تنفيذ مختلف نماذج مصفاة كالمن في برنامج الماتلاب والسيمولينك وذلك من أجل إظهار وإثبات فعالية مقدر مصفاة كالمن المنحرف بالمقارنة مع بقية نماذج مصفاة كالمن.

يمكن استخدام جميع المقدرات في التقدير المتصل أون لاين في الحالات المستقرة والعابرة لمولد صغير الحجم .

**الكلمات المفتاحية:** مصفاة كالمن ، تقدير العناصر المتصل، المنحرف

## Résumé

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse ont porté sur l'identification paramétrique de la machine synchrone à pôles saillants (SPSG) munies d'amortisseurs de puissances 0.3kW. Dans une première phase, ils ont été réalisés en mode *off-line* à partir d'essais expérimentaux selon les normes internationales. Pour une détermination plus précise des paramètres en mode perturbé, nous avons par la suite développé des algorithmes *on-line* par application de différents Filtres de Kalman (FK) en temps continu et discret : le Filtre Kalman Discret (FKD) est l'estimateur appliqué dans cette étude car il donne une bonne convergence par rapport aux paramètres réels ; il est utilisé sous ses différentes formes, traditionnelle (FKDT) pour les systèmes linéaires ou sous sa forme étendue (FKED) lorsque le système est non linéaire. Une autre application intéressante du FKD est quand il est biaisé (FKEBD) car il permet de réduire l'erreur quadratique moyenne (MSE) entre les valeurs mesurées et estimées de la variable d'état du système; en conséquence, le MSE normalisé (NMSE) peut être minimisé. De même, l'écart type (STD) entre les valeurs réelles et estimées du paramètre peut être limité dans un pourcentage tolérable. Les différents FK sont implémentés sous environnement Matlab /Simulink afin de démontrer l'efficacité de l'estimateur FKEBD par rapport aux autres filtres. Les résultats de la simulation sont satisfaisants puisqu'une bonne concordance entre les paramètres réels et les paramètres estimés a été obtenue, ce qui traduit la bonne qualité de filtrage de bruit des estimateurs des FK conçus et qui peuvent être utilisés dans l'identification paramétrique on-line en mode perturbé de machines de faible puissance.

**Mots-clés:** Filtre de Kalman; identification paramétrique on-line; machine synchrone saillante.

## Abstract

The work of this thesis focused on parametric identification of synchronous machine with salient poles (SG) equipped with dampers of power 0.3kW.

First of all, they have been made in off-line mode from experimental tests according to international standards. For a more precise determination of parameters in perturbed mode, we have developed on-line algorithms by applying different Kalman Filters (KF) in continuous and discrete time: The Discrete Kalman Filter (DKF) is the applied estimator in this study because it gives a good convergence compared to the real parameters; it is used in its various forms, traditional (TDKF) for linear systems or in its extended form (DEKF) when the system is non-linear.

Another interesting application of DKF is when it is biased (DEKFB) because it will reduce the squared error (MSE) between the measured and estimated values of the system state variable; as a result, the standardized MSE (NMSE) can be minimized. Similarly, the standard deviation (STD) between the real and estimated values of the parameter can be limited to a tolerable percentage.

The different KFs are implemented in a Matlab / Simulink environment in order to demonstrate the effectiveness of the DEKFB estimator compared to other Filters. The simulation results are acceptable since a good match between the real and estimated parameters has been obtained, which reflects the good noise filtering quality of the KF estimators designed and which can be used in on -line parametric identification in disturbed mode of low scale generator.

**Key words:** Kalman Filter ; online parametric identification; salient synchronous machine.

## المخلص

في هذه الأطروحة نقوم بمواصلة الأعمال الخاصة بتحديد قيم العناصر المكونة للألات الكهربائية التزامنية حيث سنقوم بدراسة آلة ذات الاستطاعة 0.3 كيلو واط للصانع لايبولد حيث تم من قبل تحديد قيم هاته العناصر لكن بكيفية وبطريقة الأوفلاين أي بدون اتصال مباشر.

دقتر الشروط يعتمد أساسا على إيجاد واستعمال طرق تحديد العناصر بطريقة الاتصال المباشر الأونلاين مع الاعتماد على خوارزمية التطور التي تعتمد أساسا على اختيار النموذج الرياضي للألة .

في هذه الأطروحة نقوم أولا بعملية تحديد العناصر في حالة الاضطراب أي عدم وجود أي ضوضاء أو عراقيل حيث نقوم بعرض نتائج العمل التجريبي لتحديد العناصر بطريقة الأون لاين أي باتصال مباشر. نظرا لأن طرق تحديد العناصر بطريقة الأوفلاين بدون اتصال تعتمد على تجارب ثابتة حيث لا تستطيع أن تكون دقيقة بما فيه كفاية .

ثانياً نقوم بتطبيق مقدرات مختلفة لمصفاة كالمن على طريقة تحديد العناصر في حالة الاتصال (أون لاين) وذلك في الزمن المستمر والمنفصل. مصفاة كالمن المنفصل هو المقدر المستعمل في هذه الدراسة وذلك رغم وجود مستويات من الاضطراب مصممة جيدا فإن مصفاة كالمن المنفصل يعطينا تقارب حسن بالمقارنة مع العناصر الحقيقية كما أنه ستعمل في شكله الكلاسيكي في الأنظمة الخطية أو في شكله الممتد بالنسبة للأنظمة الغير خطية.

استعمال آخر مهم لمصفاة كالمن المنفصل عندما يكون منحرف حيث أن الأخذ بعين الاعتبار الانحراف يسمح من الحد من الخطأ التربيعي المتوسط بين القيم المقاسة و المقدر لمتغير حالة النظام.

وكنتيجه لذلك يمكن الحدو التقليل من الخطأ التربيعي المتوسط وكذلك الفقر المعياري بين القيم الحقيقية والمقدرة للعناصر حيث من الممكن الحد منه ووضعه في النسبة المسموح بها.

كخلاصة لهذه الدراسة لقد تم تنفيذ مختلف نماذج مصفاة كالمن في برنامج الماتلاب والسيمولينك وذلك من أجل إظهار وإثبات فعالية مقدر مصفاة كالمن المنحرف بالمقارنة مع بقية نماذج مصفاة كالمن.

يمكن استخدام جميع المقدرات في التقدير المتصل أون لاين في الحالات المستقرة والعابرة لمولد صغير الحجم .

**الكلمات المفتاحية:** مصفاة كالمن ، تقدير العناصر المتصل، المنحرف

## ANNEXES

### Calculation of electric time constants of R. E. Fairbairn and R. G. Harley Machine

#### Time constant of the armature $\tau_{ea}$

$$\tau_{ea} = L_a/R_a$$

$$L_a \text{ (SI)} = L_a \text{ (pu)} * z_{abase} * 1/\omega$$

$$R_a \text{ (SI)} = R_a \text{ (pu)} * z_{abase}$$

Where  $z_{abase} = 16.14\Omega$  (as calculated by Prof. Harley)

and  $L_a(\text{pu}) = (l_a + L_{md}) \text{ (pu)} = 0.00035 + 0.0063$ ,  $R_a(\text{pu}) = 0.006$  as shown in Table I of your paper (second column).

Then  $L_a(\text{SI}) = 0.339\text{mH}$  and  $R_a(\text{SI}) = 96.8\text{m}\Omega$ . Thus,  $\tau_{ea} = 0.0035\text{s}$

#### Time constant of the field $\tau_{ef}$

$$\tau_{ef} = L_f/R_f$$

$$L_f \text{ (SI)} = L_f \text{ (pu)} * z_{fbase} * 1/\omega$$

$$R_f \text{ (SI)} = R_f \text{ (pu)} * z_{fbase}$$

Where  $z_{fbase} = 822.22\Omega$  (as calculated by Prof. Harley)

and  $L_f(\text{pu}) = (l_f + L_{md}) \text{ (pu)} = 0.000318 + 0.0063$ ,  $R_f(\text{pu}) = 0.01$  as shown in Table I of your paper (second column).

Then  $L_f(\text{SI}) = 17.3\text{mH}$  and  $R_f(\text{SI}) = 8.22\Omega$ . Thus,  $\tau_{ef} = 0.0021\text{s}$

(vi) base field current  $I_f^b$  is defined as the field current needed on open-circuit to induce in each armature phase (neglecting saturation) a voltage equal to  $I_a^b X_{md}$  where  $X_{md}$  is the d-axis component of the armature reaction - or magnetising inductance per phase

$$\text{i.e. } I_f^b X_{fd} = I_a^b X_{md}$$

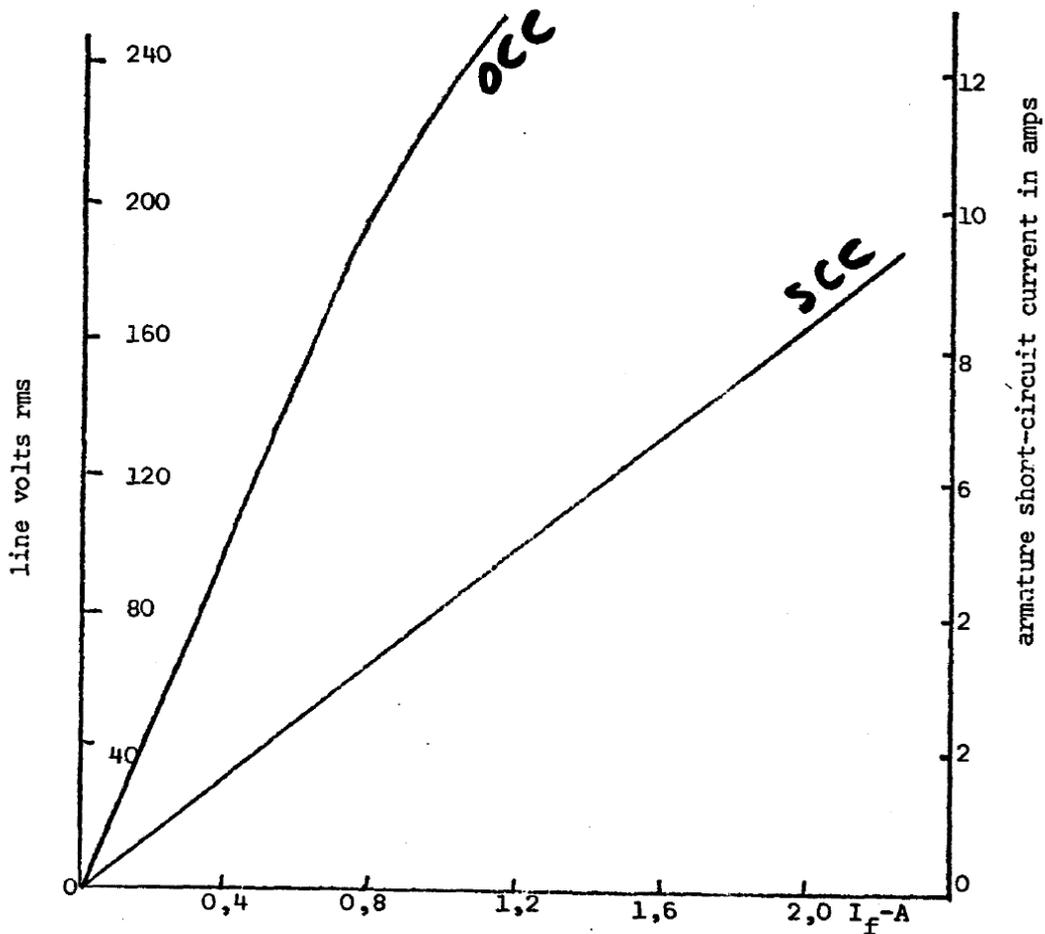


Fig. 2 Open-circuit and short-circuit characteristic

where  $X_{fd}$  is the mutual inductance between the field and phase A when phase A is on the d-axis.  $X_{fd}$  is proportional to the slope of the air-gap line since

$$I_f X_{fd} = \sqrt{2} E_o$$

and from Fig. 2,  $X_{fd}$  is found as 209 ohm.

$$\text{Hence } I_f^b = I_a^b \frac{X_{md}}{X_{fd}} = \frac{7.87 \times 35.7}{209} = 1.35 \text{ A}$$



```

%%a partir des equations d'observation et d'etat de filtre de continu %%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% kalamn discret %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% declaration des variables %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
syms phi_d phi_f phi_kd phi_q phi_kq ra rf rkd rkq la lf lkd lkq Lmd Lmq id
iq If ud uq uf wb w wm Ts
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
u=[ud;uf;0;uq;0];
x=[phi_d;phi_f;phi_kd;phi_q;phi_kq];
y=[id;If;iq];
Ld=la+Lmd;Lq=la+Lmq;Lf=lf+Lmd;Lkd=lkd+Lmd;Lkq=lkq+Lmq;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
f=50;
%w=2*pi*f;
Xd=w*Ld;
Xq=w*Lq;
Xf=w*Lf;
Xkd=w*Lkd;
Xkq=w*Lkq;
Xmd=w*Lmd;
Xmq=w*Lmq;
Xl=w*la;
wb=w;
wm=w/wb;
%wb=p*w;
alpha=[ra;rf;rkd;rkq;la;lf;lkd;lkq;Lmd;Lmq;wm;wb];
sigma=[rf;Lmd;Lmq];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% matrice du systeme continu %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%A2=[0 0 0 -wm 0;0 0 0 0 0;0 0 0 0 0;wm 0 0 0 0;0 0 0 0 0];
A2=[0 0 0 1 0;0 0 0 0 0;0 0 0 0 0;-1 0 0 0 0;0 0 0 0 0];
R=[ra 0 0 0 0;0 rf 0 0 0;0 0 rkd 0 0;0 0 0 ra 0;0 0 0 0 rkq];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% inductance selon richard article 1992%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%L=[la+Lmd Lmd Lmd 0 0;Lmd lf+Lmd Lmd 0 0;Lmd Lmd lkd+Lmd 0 0;0 0 0 la+Lmq
Lmq;0 0 0 Lmq lkq+Lmq];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% matrice inductance de la GSPS leybold selon chatelain et signe article
2009
% L=[Ld Lmd Lmd 0 0;Lmd Lf Lmd 0 0;Lmd Lmd Lkd 0 0;0 0 0 Lq Lmq;0 0 0 Lmq
Lkq];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%% inductance richard selon l'article 2009 %%%%%%%%%
% L=w*[-(la+Lmd) Lmd Lmd 0 0;-Lmd (lf+Lmd) Lmd 0 0;-Lmd Lmd (lkd+Lmd) 0 0;0
0 0 -(la+Lmq) Lmq;0 0 0 -Lmq (lkq+Lmq)];

L=w*[(la+Lmd) Lmd Lmd 0 0;Lmd (lf+Lmd) Lmd 0 0;Lmd Lmd (lkd+Lmd) 0 0;0 0 0
(la+Lmq) Lmq;0 0 0 Lmq (lkq+Lmq)];
m=inv(L);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
B1=[wb 0 0 0 0 ;0 wb 0 0 0;0 0 0 0 0;0 0 0 wb 0; 0 0 0 0 0];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
jac_B=[B1(1:5,1) B1(1:5,2) B1(1:5,3) B1(1:5,4) B1(1:5,5) zeros(5,1)
zeros(5,1) zeros(5,1);zeros(1,8);zeros(1,8);zeros(1,8)];
%B=[1 0 0;0 1 0;0 0 0;0 0 1; 0 0 0];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
C1=[m(1,:) 0 0 0;m(2,:) 0 0 0;zeros(1,8);m(4,:) 0 0
0;zeros(1,8);zeros(1,8);zeros(1,8);zeros(1,8)];

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% calcul de la matrice d'etat (A) %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
A1=wb*R*m;
A_2=-A1-A2*wb;
%A=[(ra*wb*(Xf*Xkd - Xmd^2))/(Xd*Xmd^2 + Xf*Xmd^2 + Xkd*Xmd^2 - 2*Xmd^3 -
Xd*Xf*Xkd) -(Xmd*ra*wb*(Xkd - Xmd))/(Xd*Xmd^2 + Xf*Xmd^2 + Xkd*Xmd^2 -
2*Xmd^3 - Xd*Xf*Xkd) -(Xmd*ra*wb*(Xf - Xmd))/(Xd*Xmd^2 + Xf*Xmd^2 +
Xkd*Xmd^2 - 2*Xmd^3 - Xd*Xf*Xkd) -w 0;-(Xmd*rf*wb*(Xkd - Xmd))/(Xd*Xmd^2 +
Xf*Xmd^2 + Xkd*Xmd^2 - 2*Xmd^3 - Xd*Xf*Xkd) (rf*wb*(Xd*Xkd -
Xmd^2))/(Xd*Xmd^2 + Xf*Xmd^2 + Xkd*Xmd^2 - 2*Xmd^3 - Xd*Xf*Xkd) -
(Xmd*rf*wb*(Xd - Xmd))/(Xd*Xmd^2 + Xf*Xmd^2 + Xkd*Xmd^2 - 2*Xmd^3 -
Xd*Xf*Xkd) 0 0;-(Xmd*rkd*wb*(Xf - Xmd))/(Xd*Xmd^2 + Xf*Xmd^2 + Xkd*Xmd^2 -
2*Xmd^3 - Xd*Xf*Xkd) -(Xmd*rkd*wb*(Xd - Xmd))/(Xd*Xmd^2 + Xf*Xmd^2 +
Xkd*Xmd^2 - 2*Xmd^3 - Xd*Xf*Xkd) (rkd*wb*(Xd*Xf - Xmd^2))/(Xd*Xmd^2 +
Xf*Xmd^2 + Xkd*Xmd^2 - 2*Xmd^3 - Xd*Xf*Xkd) 0 0;w 0 0 -(Xkq*ra*wb)/(Xkq*Xq
- Xmq^2) (Xmq*ra*wb)/(Xkq*Xq - Xmq^2);0 0 0 (Xmq*rkq*wb)/(Xkq*Xq - Xmq^2) -
(Xq*rkq*wb)/(Xkq*Xq - Xmq^2)];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
D=zeros(5);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% transformation continu / discret %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
In=eye(5,5);
Ad=In+A_2*Ts+(A_2*Ts)^2/2;
Bd=B1*Ts;
Cd=m;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
% sysc=ss(A_2,B1,m,D);
% sysd=c2d(sysc,Ts,'zoh');
% [Ad,Bd,Cd,D]=ssdata(sysd1);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% calcul des coef du filtre de kalman etendu %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
x_point=Ad*x+Bd*u;%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% equation d'etat x_point=f(alpha,x,u)
y=Cd*x;%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% equation d'observation y=h(alpha,x,u)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% calcul du jacobian % à z=[x;sigma]%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Z=[sigma;x;u];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
A_alpha_x_u=jacobian(x_point,Z);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
dim_A=size(A_alpha_x_u);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
C_alpha_x_u=jacobian(y,Z);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
dim_C=size(C_alpha_x_u);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% A_1=A_alpha_x_u;
%
A_2=[A_1(1,1:8);A_1(2,1:8);A_1(3,1:8);A_1(4,1:8);A_1(5,1:8);zeros(1,8);zero
s(1,8);zeros(1,8)];
% %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% C2=C_alpha_x_u;
%
% C3=[C2(1,1:8);C2(2,1:8);zeros(1,8);C2(3,1:8);zeros(1,8);zeros(1,8);zeros(1
,8);zeros(1,8)];
%
% C3=[C2(1,1:8);C2(2,1:8);C2(3,1:8);C2(4,1:8);C2(5,1:8);zeros(1,8);zeros(1,8)
;zeros(1,8)];
%
%
Ts=0.1e-4;
D=0;

```

```

p=1;% nombre de paire de poles
ra=0.006; rf=0.01;rkq=0.027;rkd=0.0212;
Lmd=6.3e-3;Lmq=5.95e-3;
H=5.68;%%% moment d'inertie
F=0.01;%%% coef de frottement
la=3.5e-4;lf=3.18e-4;lkd=3.97e-4;lkq=8.18e-4;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Ld=la+Lmd;Lq=la+Lmq;Lf=lf+Lmd;Lkd=lkd+Lmd;Lkq=lkq+Lmq;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
f=50;
w=2*pi*f;
Xd=w*Ld;
Xq=w*Lq;
Xf=w*Lf;
Xkd=w*Lkd;
Xkq=w*Lkq;
Xmd=w*Lmd;
Xmq=w*Lmq;
Xl=w*la;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% w rd/s rotor angular velocity
wb=p*w; %%%% base electrical angular velocity
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
L=[Xd Xmd Xmd 0 0;Xmd Xf Xmd 0 0;Xmd Xmd Xkd 0 0;0 0 0 Xq Xmq;0 0 0 Xmq
Xkq];
m=inv(L);
%C=[m(1,:);m(2,:);m(4,:)];
B=[wb 0 0;0 wb 0;0 0 0;0 0 wb; 0 0 0];
%C=[d11 d12 d13 0 0;d12 d22 d23 0 0;0 0 0 q11 q12];
A2=[0 0 0 1 0;
0 0 0 0 0;
0 0 0 0 0;
-1 0 0 0 0;
0 0 0 0 0];
R=[ra 0 0 0 0;
0 rf 0 0 0;
0 0 rkd 0 0;
0 0 0 ra 0;
0 0 0 0 rkq];
A1=wb*R*m;
A=[(ra*wb*(Xf*Xkd - Xmd^2))/(Xd*Xmd^2 + Xf*Xmd^2 + Xkd*Xmd^2 - 2*Xmd^3 -
Xd*Xf*Xkd) -(Xmd*ra*wb*(Xkd - Xmd))/(Xd*Xmd^2 + Xf*Xmd^2 + Xkd*Xmd^2 -
2*Xmd^3 - Xd*Xf*Xkd) -(Xmd*ra*wb*(Xf - Xmd))/(Xd*Xmd^2 + Xf*Xmd^2 +
Xkd*Xmd^2 - 2*Xmd^3 - Xd*Xf*Xkd) -w 0;-(Xmd*rf*wb*(Xkd - Xmd))/(Xd*Xmd^2 +
Xf*Xmd^2 + Xkd*Xmd^2 - 2*Xmd^3 - Xd*Xf*Xkd) (rf*wb*(Xd*Xkd -
Xmd^2))/(Xd*Xmd^2 + Xf*Xmd^2 + Xkd*Xmd^2 - 2*Xmd^3 - Xd*Xf*Xkd) -
(Xmd*rf*wb*(Xd - Xmd))/(Xd*Xmd^2 + Xf*Xmd^2 + Xkd*Xmd^2 - 2*Xmd^3 -
Xd*Xf*Xkd) 0 0;-(Xmd*rkd*wb*(Xf - Xmd))/(Xd*Xmd^2 + Xf*Xmd^2 + Xkd*Xmd^2 -
2*Xmd^3 - Xd*Xf*Xkd) -(Xmd*rkd*wb*(Xd - Xmd))/(Xd*Xmd^2 + Xf*Xmd^2 +
Xkd*Xmd^2 - 2*Xmd^3 - Xd*Xf*Xkd) (rkd*wb*(Xd*Xf - Xmd^2))/(Xd*Xmd^2 +
Xf*Xmd^2 + Xkd*Xmd^2 - 2*Xmd^3 - Xd*Xf*Xkd) 0 0;w 0 0 -(Xkq*ra*wb)/(Xkq*Xq
- Xmq^2) (Xmq*ra*wb)/(Xkq*Xq - Xmq^2);0 0 0 (Xmq*rkq*wb)/(Xkq*Xq - Xmq^2) -
(Xq*rkq*wb)/(Xkq*Xq - Xmq^2)];
B1=[wb 0 0 0 0 ;0 wb 0 0 0;0 0 0 0 0;0 0 0 wb 0; 0 0 0 0 0];
%C1=[m(1,:);m(2,:);zeros(1,5);m(4,:);zeros(1,5)];
V=0.05;
W= 0.1;
M=eye(5,5);
M1=[1;1;1;1;1];
%W=Ts*M1*W*M1';
In=eye(5,5);

```

```

Ad1=In+A*Ts+(A*Ts)^2/2+1;
Bd1=(In*Ts+(A*Ts^2)/2)*B1;
Bd2=Ts*B1;
%Cd=m;
%D=0;
sysc1=ss(A,B1,m,D);
sysd1=c2d(sysc1,Ts,'zoh');
[Ad,Bd,Cd,D]=ssdata(sysd1);
%a=A+A';
%c=M*W*M';
%wd=c*inv(a)*[(In+a*Ts+(a*Ts)^2/2+(a*Ts)^3/6)];
wd=Ts*M*W*M';%%%%%%%%%%%% si Ts est petit % au temps de reponse du systeme
Vd=(V/Ts)*eye(5);
%Wd=diag([wd(1,1) wd(2,2) wd(3,3) wd(4,4) wd(5,5)]);

```

## SCHEMAS ETUDE EXPERIMENTALE

