الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
Département du Génie Électrique
et de l'Informatique



Mémoire de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme
de Master en Génie Électrique

Option : automatique des systèmes

THEME

Identification de la machine asynchrone

Proposé et dirigé par,

Dr. BOUDANA Djamel
Dr .BOULKHRACHEF Salah

Préparé et présenté par,

Mr. DJERRAI Fateh
Mr. SAIDANI Allel

Année Universitaire 2014-2015

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Dédicace

- *Je dédie ce modeste travail*

- *A mes très chers parents surtout ma mère qui*

M'ont aidé et Encouragé durant toutes mes études

- *A mes chers frères et chères sœurs et surtout le petit*

Sid Ali, lilya et Sabrina

- *A toute la famille Djerrai, ainsi que tous mes proches.*

- *A tous mes amis*

Djerrai Fateh

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Dédicace

Avant tout, je remercie le grand Dieu, qui nous a aidés à élaborer ce modeste travail.

Je dédie ce modeste travail :

- *A mes très chers parents surtout ma mère qui*

  M'ont aidé et Encouragé durant toutes mes études.

- *A mes frères et mes sœurs.*

- *A toute la famille SAIDANI et SAOUDI ainsi que tous mes proches.*

- *A mon binôme djerrai fateh.*

- *A tous mes amis.*

SAIDANI Allel

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Remerciement

Nous remercions Dieu, le tout puissant, pour nous avoir donné, le

courage, la patience, la volonté et la force nécessaires, pour affronter toutes les difficultés et les obstacles, qui se sont hissés au travers de notre chemin, durant toutes nos années d'études.

Nous exprimons nos remerciements à notre promoteur

Boudana djamel pour l'assistance qu'il nous a témoigné tout

au long de ce travail, qu'il trouve ici l'expression de notre gratitude

pour ses conseils.

Nous tenons à remercier chaleureusement et respectivement tous ceux qui ont contribué prés ou loin à la réalisation de ce modeste projet.

Nos remerciements les plus sincères sont adressés à nos enseignants, qui

ont contribué durant nos études à notre formation et tous les enseignants de département de génie électrique et tous les enseignants d'univ-Médéa.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

الملخص

في هذا العمل نقدم تقنيات تحديد نموذج المعلمة من بارك لآلة غير متزامنة. يستخدم المنهج المقترح لتحديد المعلمات الكهربائية والميكانيكية للآلة باستخدام أسلوب النموذج المرجعي، وذلك باستخدام التيار فضلا عن المرحلة الجهد المقابلة كإشارات المدخلات والمخرجات.
تم تبني النموذج الخطي من الجهاز في حالة إيقاف. أولا يتم استخدام طريقة المربعات الصغرى عودي للتحقق والتثبت من هويتها اقتراب الجهاز. وتبين أن هذا الأسلوب هو مناسبة للتعرف على الجهاز ولكن لديها عيب كبير لا يمكن تحديد معلمات الجهاز في حاله التشغيل. ثم يتم استخدام طريقة حساب التدرج باستخدام وظائف حساسية لتحديد المعلمات من آلة تحريض. النتيجة تظهر أن المعلمات التي تم تحديدها تتقارب إلى المعايير الفعلية للآلة.

كلمات مفتاحيه: آلة تحريض، نموذج بارك، تحديد الهوية، والنموذج المرجعي، عودي المربعات الصغرى، وظائف حساسية، التدرج.

Résumé

Dans ce travail nous présentons des techniques d'identification des paramètres du modèle de Park de la machine asynchrone. L'approche proposée permet de déterminer les paramètres électriques et mécaniques de la machine à l'aide de la méthode du modèle de référence, en utilisant le courant ainsi que la tension simple correspondante comme signaux d'entrée-sortie.
Un modèle linéaire de la machine à l'arrêt est d'abord adopté. On utilise la méthode de moindre carrée récursif pour valider l'approche et vérifier l'identifiabilité de la machine. On montre que cette méthode est adaptées à l'identification de la machine mais présentent un inconvénient majeur lié à ne peut pas identifier la machine en fonctionnement. Une méthode de calcul du gradient à l'aide des fonctions de sensibilité est alors utilisée à l'identification des paramètres de la machine asynchrone. Le résultat obtenu montre que les paramètres identifié convergent vers les paramètres réels de la machine.

Mots clés : machine asynchrone, modèle de Park, l'identification, modèle de référence, moindre carrée récursif, fonctions de sensibilité, gradient.

Summary

In this work we present Park model parameter identification techniques of the asynchronous machine. The proposed approach is used to determine the electrical and mechanical parameters of the machine using the method of the reference model, using the current as well as the corresponding phase voltage as input-output signals.
A linear model of the machine off is first adopted. The recursive least square method is used to verify and validate the approach identifiability of the machine. It is shown that this method is suitable for the identification of the machine but have a major drawback can not identify the operating machine. A method of calculating the gradient using the sensitivity functions is then used to identify the parameters of the induction machine. The result shows that the identified parameters converge to the actual parameters of the machine.

Keywords: induction machine, model Park, identification, reference model, recursive least square, sensitivity functions, gradient.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Table de matière

Introduction générale : 1

Chapitre I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1 Introduction 4

2 Constitution de la Machine Asynchrone 4

2.1 Le stator 5

2.2 Le rotor 6

2.3 Les organes mécaniques 6

3 Modèle dynamique de la Machine Asynchrone 7

3.1 Hypothèses simplificatrices 7

3.2 Equations des tensions et des flux 8

4 Modèle de Park de la Machine Asynchrone 10

4.1 Transformation de Park 11

4.2 Application aux équations des tensions 13

4.3 Application aux équations des flux 14

4.4 Choix du référentiel 15

5 Expressions du couple électromagnétique 17

6 Mise sous forme d'équations d'état 18

7 Résultats de simulation 19

8 Conclusion 21

Chapitre II

TECHNIQUES D'IDENTIFICATION

1 Introduction 23

2 Etapes de l'identification 24

2.1 Choix des signaux d'entrée sortie 24

2 .2 Modèles du système 24

3 Méthodes d'identification paramétriques 25

3.1 Méthode du modèle de référence. 25

3.2 Méthode du gradient 27

4 Méthodes basées sur l'erreur de prédiction 28

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

4.1 Méthode des moindres carrés simple 29
4.2 Méthode à estimations non biaisées 31
5 Filtre de Kalman 32
6 Conclusion 35

Chapitre III

ESTIMATION LINEAIRE DES PARAMETRES ELECTRIQUES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1 Introduction 37
2 Modèle proposé de la machine asynchrone 37
3 Représentation du modèle de Park par la fonction de transfert 38
3.1 Détermination de la fonction de transfert 39
3.1.1 Fonction de transfert dans le référentiel lié au stator (α, β) 41
3.1.2 Fonction de transfert dans le référentiel lié au rotor (x, y) 41
3.1.3 Fonction de transfert dans le référentiel lié au champ tournant (d, q) 42
4 Modèle linéaire de la machine pour l'estimation des paramètres 42
4.1 Formulation de l'identification à partir du modèle continu 43
4.2 Formulation de l'identification à partir du modèle discret 46
5 Estimation des paramètres de la machine par l'algorithme des moindres carres récursif 48
5.1 Formulation du problème 48
5.2 Forme générale de l'algorithme des moindres carres récursif 49
5.3 Initialisation de l'algorithme d'estimation 49
6 Etude par simulation de l'algorithme des moindres carres récursif applique au modèle linéaire de la machine asynchrone 50
6.1 Identification des paramètres 50
7 CONCLUSION 52

Chapitre IV

IDENTIFICATION NON LINEAIRE DES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1 Introduction 54
2 Méthode de calcul des fonctions de sensibilité 54
3 Application à l'identification de la machine asynchrone triphasée 56
4 Calcul du gradient à l'aide des fonctions de sensibilités 56
4.1 Identification de la machine asynchrone triphasée 58

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

4.1.1 Identification à l'aide des données simulées 58
5. Résultat de simulation 61
6. Conclusion 64
Conclusion générale 65
Annexe
Bibliographie

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Liste des figures

Figure I.1 Représentation schématique d'une MAS triphasée..... 8
Figure I.2 Modèle de Park de la MAS..... 11
Figure I.3 Représentation des axes de la machine 12
Figure I.4. Résultat de simulation 20
Figure II.1 Entrées-sorties du modèle de la machine asynchrone..... 24
Figure II.2 Schéma de principe de la méthode du modèle de référence..... 26
Figure II.3 : Identification basée sur l'erreur de prédiction.....29
Figue II.4 : Schéma de principe de la combinaison du filtre de Kalman. 32
Figure II.5: Algorithme du filtre de Kalman..... 34
Figure III.1 : Représentation générale de la transformation de Park 39
Figure III.2 : le courant Ids simulé est estimé..... 51
Figure III.3 :l'erreur d'estimation globale..... 51
Figure IV.1 les tensions simples simulées..... 59
Figure IV.2 la vitesse simulée..... 59
Figure IV.3 le courant Ia simulé..... 60
Figure IV.4 Courants et tensions dans le référentiel de Park 60
Figure IV.5 Paramètres estimé de la machine asynchrone..... 62
Figure IV.6.le courants Ids réel simulé et estimé..... 63
Figure IV.7. La vitesse réel simulé et estimée..... 63
Figure IV.8. Erreur d'estimation du courant Ids 63

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Liste des tableaux

Tableau III.1 : les paramètres électriques estimés..... 50
Tableau IV.1 les paramètres estimé à partir des valeurs initiale..... 61

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Introduction générale :

Les machines électriques jouent un rôle fondamental dans les différentes branches de l'industrie. Elles sont utilisées dans les entraînements réglés et principalement comme actionneur dans la grande majorité des servomécanismes. Il est connu, pour ce qui est de la partie technologique, que la productivité et la qualité du produit fini sont en partie dépendantes de la conduite des machines électriques intervenant dans le processus.

La machine asynchrone présente de nombreux avantages par rapport à la machine à courant continu. L'absence du système balais collecteur permet d'accroître sa fiabilité, et de limiter son coût de fabrication et d'entretien. Par ailleurs, les progrès réalisés en matière de commande et les développements technologiques, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que celui de la micro électronique, ont rendu possible l'usage de commandes performantes faisant de la machine asynchrone un concurrent potentiel dans les domaines de la vitesse variable. La mise au point de commandes performantes requière une bonne modélisation et une bonne identification de la machine asynchrone. Dans les installations de grandes puissances où les essais directs sont onéreux et parfois difficiles à réaliser, la simulation s'impose comme une bonne alternative pour la prédiction des caractéristiques de la machine. Ces caractéristiques peuvent servir à un dimensionnement judicieux des différents éléments constituant le système global ou à la mise en œuvre d'un système de diagnostic et de surveillance. Dans toutes ces situations, la modélisation et l'identification de la machine ont un impact non négligeable sur la précision des résultats obtenus.

Plusieurs approches d'identification sont mises en œuvre pour le cas de la machine asynchrone. Elles se distinguent les unes des autres par la méthode d'identification, les signaux d'entrées sorties et par la technique de minimisation adoptée.

L'identification classique détermine les paramètres du schéma équivalent à l'aide des trois essais suivants:

L'essai au synchronisme, l'essai à rotor bloqué et l'essai en courant continu. L'essai au synchronisme ne présente pas de difficultés particulières, car il suffit de disposer

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

d'une autre machine accouplée à la machine asynchrone à identifier. Par contre, l'essai à rotor bloqué pose un certain nombre de difficultés.

La première difficulté concerne la stabilité thermique de l'essai. En effet, à rotor bloqué, la machine s'échauffe rapidement, et par conséquent, les paramètres obtenus peuvent être issus d'essais effectués dans des conditions de température complètement différentes du fonctionnement normal de la machine.

La deuxième difficulté concerne le blocage du rotor. En effet, pour les moteurs de grande puissance, l'immobilisation du rotor est difficile.

En plus des difficultés d'expérimentation citées précédemment, il faut ajouter que les paramètres obtenus par cette méthode ne sont valides que dans une plage restreinte de fonctionnement de la machine.

L'identification à l'aide de méthodes numériques de calcul de champs basées sur la méthode des éléments finis peut conduire à des paramètres précis. Cependant, elles nécessitent la connaissance de la géométrie de la machine ainsi que la caractéristique magnétique des matériaux constituant la machine. Ces données ne sont pas toujours disponibles au niveau de l'utilisateur, ce qui restreint le recours à ces méthodes.

L'identification statique de la machine asynchrone consiste à déterminer les paramètres électriques en utilisant la croissance ou la décroissance du courant continu dans les enroulements de la machine. La réalisation pratique s'effectue par application ou suppression d'une tension continue dans les enroulements tout en maintenant le rotor bloqué.

Les trois méthodes d'identifications précédentes présentent l'inconvénient de ne pas assurer l'estimation des paramètres mécaniques de la machine. L'obtention de ces paramètres nécessite un essai de ralentissement de vitesse de la machine. La mesure de ralentissement de la vitesse est effectuée à l'aide d'une génératrice tachymètrique ou d'un codeur. L'accouplement de ces derniers à la machine n'est pas toujours aisé, ceci constitue un véritable inconvénient.

La méthode d'identification utilisant le régime transitoire des variables d'état mesurables (courants, tensions et vitesse) assure l'identification des paramètres électriques et mécaniques de la machine. Dans le cas de la machine asynchrone triphasée, les mesures sont effectuées au démarrage sous pleine tension et à vide. Dans cette méthode, la mesure de la vitesse constitue un véritable handicap lorsque la machine n'est pas dotée d'un codeur de vitesse (ou génératrice tachymètrique) et surtout lorsque la machine est difficilement accessible, comme c'est le cas des

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

moteurs immergés à des profondeurs de plusieurs centaines de mètres ou des moteurs de chaînes de production difficilement déplaçables.

Compte tenu des problèmes posés précédemment, nous proposons:

- une approche d'identification utilisant uniquement le courant de démarrage et la tension simple correspondante pour estimer simultanément les paramètres électriques et mécaniques de la machine asynchrone en régime linéaire. Ainsi, en utilisant la méthode du modèle de référence, les paramètres sont déterminés par minimisation de l'erreur quadratique entre les courants mesurés et les courants calculés à partir du modèle de la machine.
- Une méthode précise et rapide de calcul du gradient qui intervient à chaque itération dans les différentes techniques de minimisation [9].

Dans le premier chapitre, nous commençons par rappeler les équations classiques régissant le fonctionnement de la machine asynchrone triphasée et nous proposerons une modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant la transformation de Park.

Dans le deuxième chapitre, nous exposons certaines méthodes d'identification basées sue des algorithmes d'optimisation non linéaire. Dans ces méthodes, il s'agit de minimise un critère de qualité qui caractérise l'écart entre le comportement du processus et celui de son modèle.

Le troisième chapitre est consacré à la conception d'une méthodologie d'estimation linéaire des paramètres électrique de la machine, par la méthode des moindres carrées récursifs, optimisant deux grandeurs mesurables qui sont le courant et la tension.

Les paramètres de la machine sont déterminés par minimisation de l'erreur quadratique entre les courants mesurés et ceux calculés. Comme la machine est régie par un système d'équations non linéaire, la solution analytique est inaccessible. Cependant, le gradient de l'erreur quadratique ne peut être calculé que par différences finies qui dépend du pas de calcul et qui peut être très éloigné du véritable gradient (celui calculé analytiquement dans la mesure du possible). Pour contourner cette difficulté, nous proposons dans le quatrième chapitre, une méthode de calcul du gradient à l'aide des fonctions de sensibilité.

Nous terminons ce travail par une conclusion générale et par des perspectives.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Chapitre I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

1. Introduction

Le Moteur Asynchrone, ou Moteur à Induction, est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse synchrone; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la Machine asynchrone et de sa transformation dans le système diphasé. Ensuite, nous donnerons les résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé.

2. Constitution de la Machine Asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- Stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- Organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

2.1. Le stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique. Une fois l'assemblage terminé, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements insérés peuvent être

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique.

2.2. Le rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des machines asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cages d'écureuil. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que les stators ; les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine.

En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit".

2.3 Les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc.…), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régimes permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation **[1]**.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

3. Modèle dynamique de la Machine Asynchrone

Un modèle dynamique de la machine asynchrone(MAS), faisant l'objet de commande, doit être connu pour comprendre et élaborer sa commande. Dû au fait que chaque bonne commande doit faire face à n'importe quel changement possible dans le montage, on peut dire que le modèle dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel ; de plus, il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire, et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants. Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes des machines électriques. Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine.

3.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la MAS est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- Nous supposons que nous travaillons en régime non saturé.
- Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Le bobinage est réparti de manière à donner une force magnétomotrice (f.m.m.) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additive des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

Ainsi, nous pouvons schématiser la MAS comme la montre la figure (I.1). Elle est menue de six enroulements [1]:

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Le stator est formé de trois enroulements fixes décalés dans l'espace de 120° et traversés par trois courants variables.

Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120°.Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle.

Nous posons θ l'angle électrique entre la phase « A » statorique est la phase « a » rotorique.

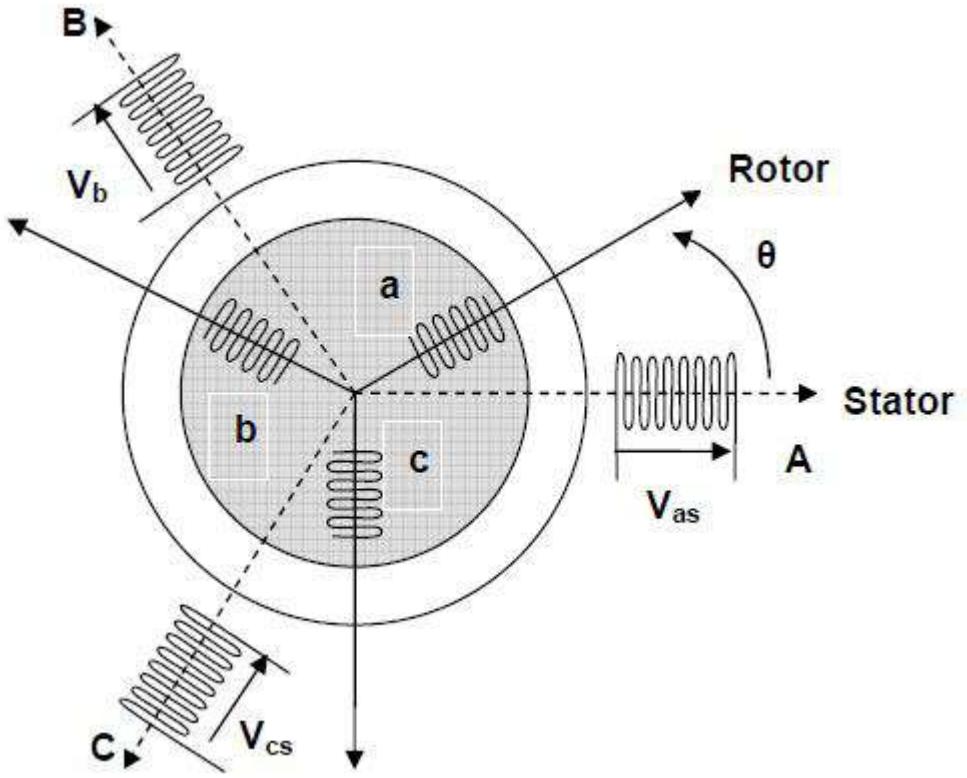


Figure I.1 Représentation schématique d'une MAS triphasée.

3.2 Equations des tensions et des flux

Les équations des tensions statoriques, écrites dans un référentiel stationnaire lié au stator, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle, par :

$$[V_s]=[R_s].[I_s + \frac{d}{dt}[\emptyset_s]] \quad (I.1)$$

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Les équations des tensions rotoriques, écrites dans un référentiel tournant lié au rotor, peuvent être exprimées par :

$$[0] = [R_r].[I_r] + \frac{d}{dt}[\emptyset_r]$$

Où :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} ; \; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} ; \quad [\emptyset_S] = \begin{bmatrix} \emptyset_{as} \\ \emptyset_{bs} \\ \emptyset_{cs} \end{bmatrix} \qquad (I.2)$$

$$[\emptyset_r] = \begin{bmatrix} \emptyset_{ar} \\ \emptyset_{br} \\ \emptyset_{cr} \end{bmatrix}; \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \quad \text{e t}[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \qquad (I.3)$$

Les flux statoriques et rotoriques instantanés par phase, sont donnés par :

$$[\emptyset_s] = [L_{ss}].[I_s] + [M_{sr}].[I_r], \quad [\emptyset_r] = [L_{rr}].[I_r] + [M_{sr}]^t.[I_s] \qquad (I.4)$$

ou :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; \; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \qquad (I.5)$$

et

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - 2\pi/3 & \cos\theta \end{bmatrix} \qquad (I.6)$$

En mettant (I.3) et (I.4) dans, respectivement, (I.1) et (I.2), nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s].[I_s] + [L_{ss}]\frac{d}{dt}[I_s] + \frac{d}{dt}\{[M_{sr}].[I_r]\} \qquad (I.7)$$

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$$[0]=[R_r].[I_r] + [L_{rr}]\frac{d}{dt}[I_r] + \frac{d}{dt}\{[M_{sr}]^t.[I_s]\}$$

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables ((I.5) et (I.6)). L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de R.H.Park.

4 Modèle de Park de la Machine Asynchrone

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la figure (I.2) [2]:

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

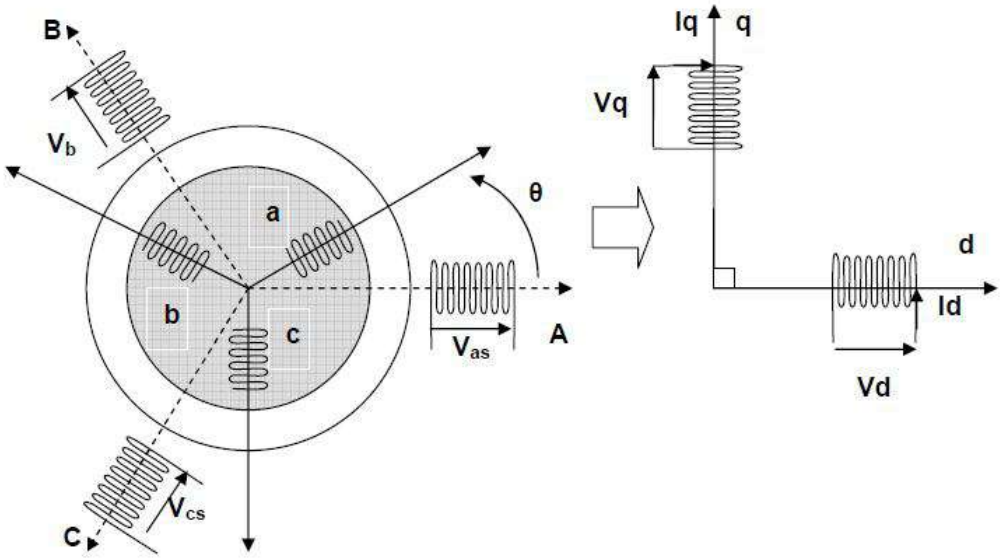


Figure I.2 Modèle de Park de la MAS

4.1 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée – diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère **abc** vers le repère mobile **dq**.

Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations, et par conséquence le modèle, les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider. En effet, si l'on note par θ_s (resp. par θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques) (figure I.3), ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$\theta + \theta_r = \theta_s$

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

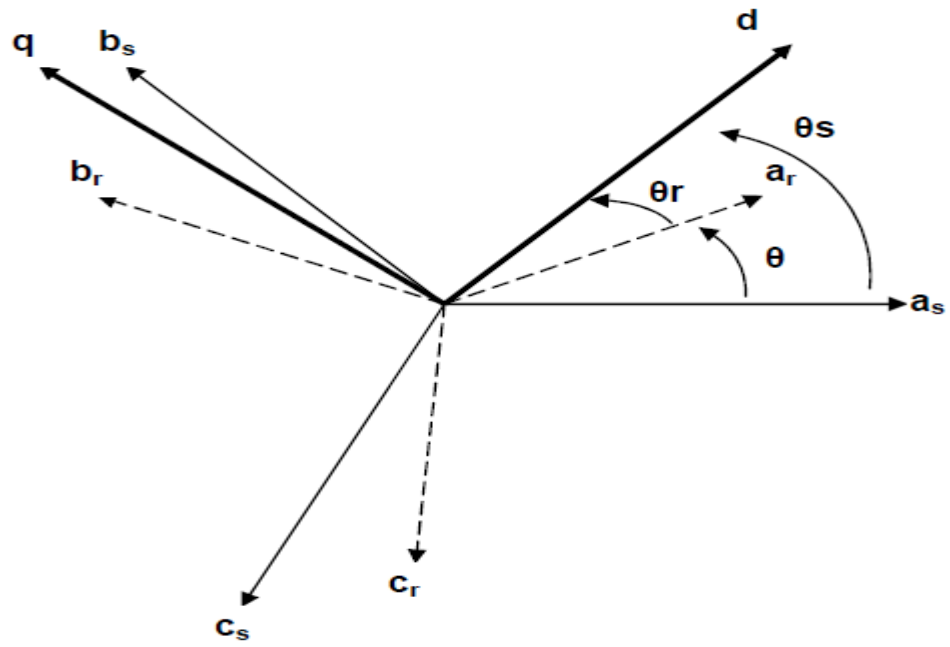


Figure I.3 Représentation des axes de la machine

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives ; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit [2]

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = c. \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [p(\theta_s)]. \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \qquad \text{(I.8)}$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = C. \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = [p^{-1}(\theta_s)]. \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} \qquad \text{(I.9)}$$

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Où **C** est une constante qui peut prendre soit les valeurs (2/3) ou 1 pour la non conservation de puissance, soit la valeur $\sqrt{\frac{2}{3}}$pour une conservation de puissance.

Dans notre cas, nous prendrons:

C=$\sqrt{\frac{2}{3}}$

Les équations précédentes peuvent être appliquées aussi pour n'importe quelles autres grandeurs telles que les courants et les flux.

4.2 Application aux équations des tensions

*

Appliquons la transformation de Park au modèle de la MAS (équation (I.1)) :

$$[p^{-1}(\theta_s)].[V_{sdq}] = [R_s].[p^{-1}(\theta_s)].p^{-1}[I_{sdq}] + \frac{d}{dt}\{[p^{-1}(\theta_s)].[\emptyset_{sdq}]\} \qquad (I.11)$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_s)]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s].[I_{sdq}] + \frac{d}{dt}[\emptyset_{sdq}] + [p(\theta_s)]\frac{d}{dt}[p^{-1}(\theta_s)].[\emptyset_{sdq}] \qquad (I.12)$$

Or

$$\frac{d}{dt}[p^{-1}(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}}.\frac{d\theta_s}{dt}.\begin{bmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \qquad (I.13)$$

Donc, après un calcul direct, nous trouvons

$$[p(\theta_s)]\frac{d}{dt}[p^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad (I.14)$$

Et l'expression (1.12) devient alors :

$$[V_{sdq}] = [R_s].[I_{sdq}] + \frac{d}{dt}[\emptyset_{sdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix}.[\emptyset_{sdq}] \qquad (I.15)$$

Ou encore :

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \emptyset_{ds} \\ \emptyset_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \emptyset_{ds} \\ \emptyset_{qs} \end{bmatrix} \quad \text{(I.16)}$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \emptyset_{dr} \\ \emptyset_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \emptyset_{dr} \\ \emptyset_{qr} \end{bmatrix} \quad \text{(I.17)}$$

4.3 Application aux équations des flux

Appliquons la transformation de Park ((I.8) et (I.9)) à l'expression (I.3) ***:***

$$[p^{-1}(\theta_s)].[\emptyset_{sdq}] = [L_{ss}].[p^{-1}(\theta_s)].[I_{sdq}] + [M_{sr}].[p^{-1}(\theta_r)].[I_{rdq}] \quad \text{(I.18)}$$

Soit:

$$[\emptyset_{sdq}] = [p(\theta_s)].[L_{ss}].[p^{-1}(\theta_s)].[I_{sdq}] + [p(\theta_s)].[M_{sr}].[p^{-1}(\theta_r)].[I_{rdq}] \quad \text{(I.19)}$$

Un calcul simple nous donne :

$$[p(\theta_s)].[L_{ss}].[p^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad \text{(I.20)}$$

Et

$$[p(\theta_s)].[M_{sr}].[p^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2}M_{sr}\begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(I.21)}$$

Or, d'après l'égalité (I.7), nous pouvons écrire :

$$[p(\theta_s)].[M_{sr}].[p^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2}.M_{sr}.\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(I.22)}$$

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

En introduisant les inductances cycliques :

$$\begin{cases} L_s = l_s - M_s \\ L_m = \frac{3}{2}.M_{sr} \end{cases} \quad (I.23)$$

L'expression (I.19) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \emptyset_{ds} \\ \emptyset_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'inductance cyclique:

$$L_r = l_r - M_r \quad (I.25)$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} \emptyset_{dr} \\ \emptyset_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

4.4 Choix du référentiel

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan dq, d'après (I.16), (I.17*)*, (I.24) et (I.26), sont les suivantes :

Equations des tensions :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s.I_{ds} + \frac{d\emptyset_{ds}}{dt} - \frac{d\emptyset_s}{dt}.\emptyset_{qs} \\ V_{qs} = R_s.I_{qs} + \frac{d\emptyset_{qs}}{dt} + \frac{d\emptyset_s}{dt}.\emptyset_{ds} \\ 0 = R_r.I_{dr} + \frac{d\emptyset_{dr}}{dt} + \frac{d\emptyset_r}{dt}.\emptyset_{qr} \\ 0 = R_r.I_{qr} + \frac{d\emptyset_{qr}}{dt} + \frac{d\emptyset_r}{dt}.\emptyset_{dr} \end{cases} \quad (I.27)$$

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Equations des flux :

$$\begin{cases} \emptyset_{ds} = L_s.I_{ds} + L_m.I_{dr} \\ \emptyset_{qs} = L_s.I_{qs} + L_m.I_{qr} \\ \emptyset_{dr} = L_r.I_{dr} + L_m.I_{ds} \\ \emptyset_{qr} = L_r.I_{qr} + L_m.I_{qs} \end{cases} \quad (I.28)$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour dq**.** En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

- **Référentiel lié au stator :** caractérisé par $\theta_s = 0$, et par conséquence $\theta_r = -\theta$ le système d'équations (I.27) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s.I_{ds} + \dfrac{d\emptyset_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s.I_{qs} + \dfrac{d\emptyset_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r.I_{dr} + \dfrac{d\emptyset_{dr}}{dt} + \omega.\emptyset_{qr} \\ 0 = R_r.I_{qr} + \dfrac{d\emptyset_{qr}}{dt} - \omega.\emptyset_{dr} \end{cases} \quad (I.29)$$

Où

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$, est la pulsation mécanique

- **Référentiel lié au rotor :** caractérisé par $\theta_r = 0$, et par conséquence $\theta_s = \theta$ le système d'équations (I.27) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s.I_{ds} + \dfrac{d\emptyset_{ds}}{dt} - \omega.\emptyset_{qs} \\ V_{qs} = R_s.I_{qs} + \dfrac{d\emptyset_{qs}}{dt} + \omega.\emptyset_{ds} \\ 0 = R_r.I_{dr} + \dfrac{d\emptyset_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r.I_{qr} + \dfrac{d\emptyset_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (I.30)$$

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

- **Référentiel lié au synchronisme :** dans ce cas, la vitesse repère dq est la vitesse du synchronisme ω_s (vitesse du champ tournant), donc. $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$, et $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$ le système d'équations (I.27) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s . I_{ds} + \dfrac{d\emptyset_{ds}}{dt} - \omega . \emptyset_{qs} \\ V_{qs} = R_s . I_{qs} + \dfrac{d\emptyset_{qs}}{dt} + \omega . \emptyset_{ds} \\ 0 = R_r . I_{dr} + \dfrac{d\emptyset_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) . \emptyset_{qr} \\ 0 = R_r . I_{qr} + \dfrac{d\emptyset_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) . \emptyset_{dr} \end{cases} \quad \text{(I.31)}$$

C'est dans ce référentiel que nous allons travailler par la suite. L'avantage d'utiliser coréférentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent [4]. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

5 Expressions du couple électromagnétique

La détermination du couple instantané dans une machine peut être effectuée de deux manières :

- Par un bilan de puissance instantanée.
- Par la méthode dite "des travaux virtuels" [7].

Nous allons utiliser la première méthode. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes d, q est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{ds} . I_{ds} + V_{qs} . I_{qs} + V_{dr} . I_{dr} + V_{qr} . I_{qr} \quad \text{(I.32)}$$

En développant cette dernière expression, nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes: puissance dissipée en pertes Joule, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source, et puissance mécanique :

$$P_e = P_J + P_{em} + P_{mec} \quad \text{(I.33)}$$

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Où :

$$P_J = R_s.\left(I_{ds}{}^2 + I_{qs}{}^2\right) + R_r.\left(I_{dr}{}^{2+}I_{qr}{}^2\right) \quad \text{(I.34)}$$

$$P_{em} = I_{ds}.\frac{d\emptyset_{ds}}{dt} + I_{qs}.\frac{d\emptyset_{qs}}{dt} + I_{dr}.\frac{d\emptyset_{dr}}{dt} + I_{qr}.\frac{d\emptyset_{qr}}{dt} \quad \text{(I.35)}$$

$$P_{mec} = \omega(I_{dr}.\emptyset_{qr} - I_{qr}.\emptyset_{dr}) \quad \text{(I.36)}$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} = P.\frac{P_{mec}}{\omega} \quad \text{(I.37)}$$

En tenant compte des expressions (I.28), (I.36) et (I.37), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\begin{cases} C_e = P.\left(\emptyset_{qr}.I_{dr} - \emptyset_{dr}.I_{qr}\right) \\ C_e = P.\left(\emptyset_{ds}.I_{qs} - \emptyset_{qs}.I_{ds}\right) \\ C_e = P.L_m.\left(I_{dr}.I_{qs} - I_{ds}.I_{qr}\right) \\ C_e = P.\frac{L_m}{L_r}\left(\emptyset_{dr}.I_{qs} - \emptyset_{qr}.I_{ds}\right) \end{cases} \quad \text{(I.38)}$$

6 Mise sous forme d'équations d'état

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état. Pour une machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques $\mathbf{V_{ds}}$ et $\mathbf{V_{qs}}$ sont les variables de contrôle, et nous considérons les flux rotoriques, Les courants statoriques et la pulsation mécanique comme variables d'état .L'équation mécanique de la MAS est donnée par [1]:

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$$J.\frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \qquad (I.39)$$

Où C_r est le couple résistant incluant les frottements et le couple de charge.

En utilisant les expressions (I.28), (I.31) et (I.39) et après arrangement, nous aurons le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma.L_s}\left[-\left(R_s + \frac{{L_m}^2}{L_r\,.\,T_r}\right).I_{ds} + \sigma.L_s.\omega_s.I_{qs} + \frac{L_m}{L_r\,.\,T_r}.\emptyset_{dr} + \frac{L_m}{L_r}.\omega.\emptyset_{qr} + V_{ds}\right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma.L_s}\left[-\sigma.L_s.\omega_s.I_{ds} - \left(R_s + \frac{{L_m}^2}{L_r.T_r}\right).I_{qs} - \frac{L_m}{L_r}.\omega.\emptyset_{dr} + \frac{L_m}{L_r\,.\,T_r}.\emptyset_{qr} + V_{qs}\right] \\ \frac{d\emptyset_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r}.I_{ds} - \frac{1}{T_r}.\emptyset_{dr} + (\omega_s - \omega).\emptyset_{qr} \\ \frac{d\emptyset_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r}.I_{qr} - (\omega_s - \omega).\emptyset_{dr} - \frac{1}{T_r}.\emptyset_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2}{J}.\frac{L_m}{L_r}\left(\emptyset_{dr}.I_{qs} - \emptyset_{qr}.I_{ds}\right) - \frac{P}{J}.C_r \end{cases} \qquad (I.40)$$

Où

$\sigma = 1 - \frac{{L_m}^2}{L_s\,.\,L_r}$ Est le facteur de dispersion.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ Est la constante du temps rotorique.

7 Résultats de simulation

Pour une machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé 230/400 V et tournant à vide, nous visualisons la vitesse mécanique, le couple électromagnétique ainsi que les courants statorique et rotorique.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

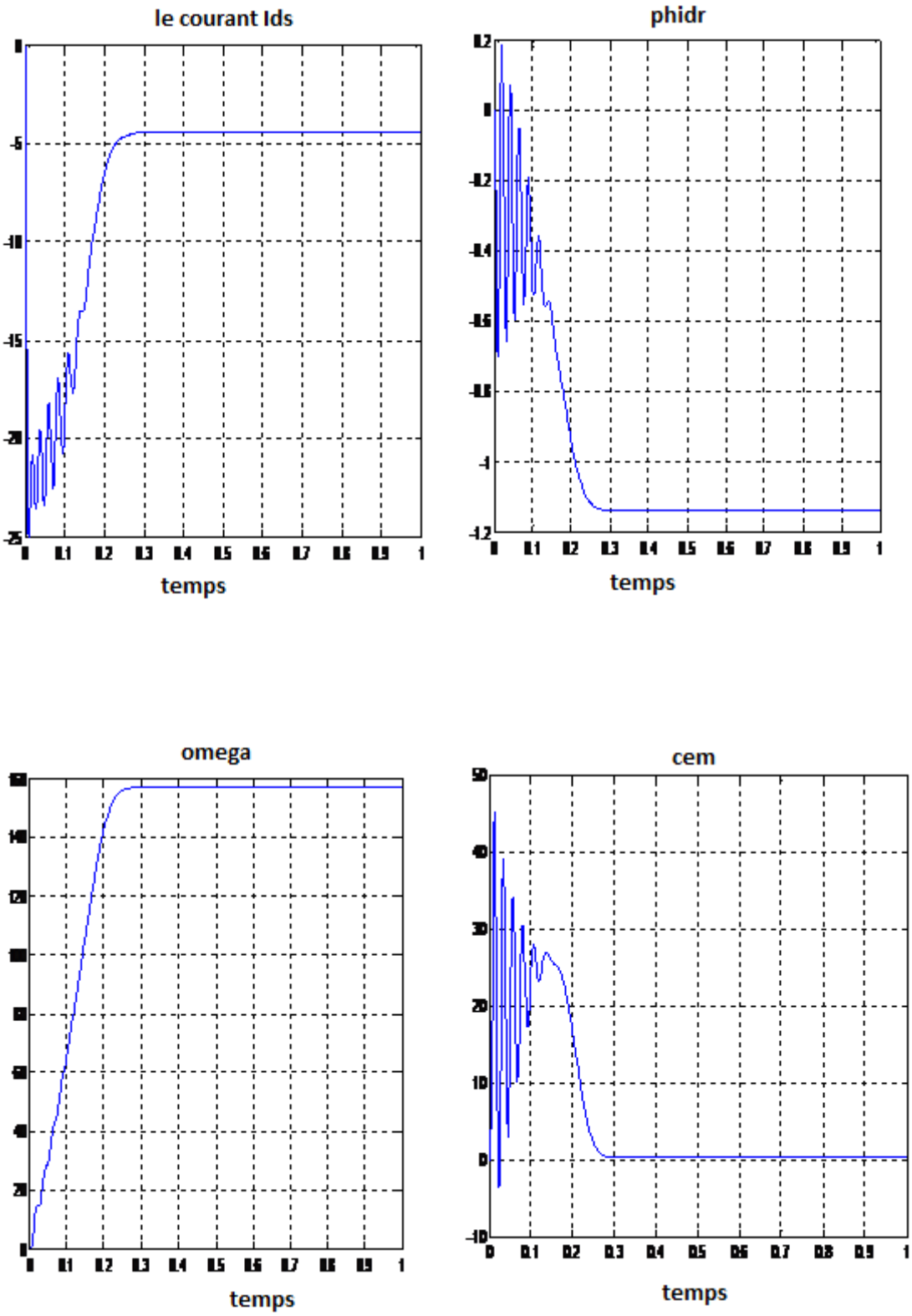


Figure I.4. Résultat de simulation

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Interprétation des courbes:

Les courbes de la figure (I.4) représentent les résultats de simulation de la MAS pour un démarrage à vide. On constate que la vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur proche de la vitesse du synchronisme car la machine tourne à vide. On remarque aussi qu'au démarrage, à vide, le couple est fortement pulsatoire et il atteint une valeur maximale. Ceci est dû aux bruits engendrés par la partie mécanique, et après disparition du régime transitoire, il tend vers la valeur correspondante à le couple de charge nulle.

L'appel au courant de phase est fort au démarrage, il est égal à environ sept fois le courant nominal. Au régime permanent, il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

Quant au courant rotorique, il est fort au démarrage puis il s'annule au régime permanent.

8 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté la modélisation mathématique de la machine asynchrone sous forme de modèle d'état Son modèle est fortement non linéaire.

Pour la simplification nous présenter des modèle qui sont définit dans le repère diphasé (dq) selon le choix de repère, ce dernier étant déterminer à partir du référentielle triphasé conventionnelle de la machine asynchrone. En suite nous simulé la machine asynchrone à vide dans le repère liée au champ tournant.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Chapitre II

TECHNIQUES D’IDENTIFICATION

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

1 Introduction

En termes techniques, l'identification d'un système est définie comme : la détermination d'un modèle mathématique d'un système (processus) à partir des essais ou des données expérimentales de l'entrée et de la sortie de ce système. La détermination d'un modèle mathématique d'un système physique consiste en:

a- la détermination de sa structure, C'est **l'étape qualitative**. Le plus souvent il s'agit de la connaissance sur l'ordre du système, ses conditions initiales, l'amplitude maximum de ses entrées et sorties. On peut aussi s'aider des équations physiques qui régissent le système pour acquérir ces connaissances indispensables. Si le système est vraiment très complexe, le simplifier en ramenant son étude autour d'un point de fonctionnement reste une solution. Deux sortes de modèles peuvent être dénombrées :

- Les modèles paramétriques comme les équations différentielles ou les fonctions de transfert.
- Les modèles non-paramétriques comme les réponses impulsionnelles ou fréquentielles.

b- la détermination des valeurs numériques de ses paramètres, c'est **l'étape quantitative**. Elle permet de déterminer, par application des méthodes de programmation mathématique sur calculateur numérique, les valeurs numériques des divers paramètres du processus étudié.

Établir un modèle paramétrique par des données expérimentales se fait en six étapes de base [8]:

- choix de l'entrée à appliquer au procédé afin d'obtenir des couples Entrées/Sorties pertinents,
- choix de la structure du modèle,
- définition d'un critère de qualité,
- optimisation de la fonction de coût associée pour obtenir une valeur numérique optimale des paramètres, et pour choisir probablement la structure de modèle la plus adaptée,
- évaluation de l'incertitude dans les paramètres prévus,
- validation des résultats.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

2 Etapes de l'identification

2.1 Choix des signaux d'entrée sortie

Le modèle ainsi que les différentes entrées-sorties sont représentés sur la figure II.1 dans le cas de la machine asynchrone triphasée. Les entrées mesurables du système sont les deux tensions statoriques et les trois sorties mesurables sont les deux courants statoriques et la vitesse mécanique.

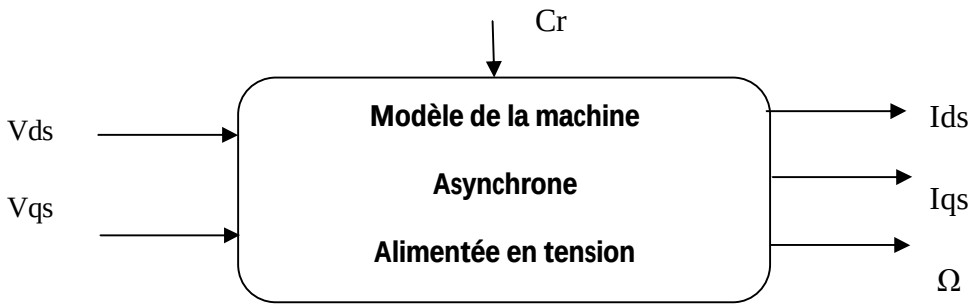


Figure II.1 Entrées-sorties du modèle de la machine asynchrone

Plusieurs combinaisons d'entrées-sorties sont envisageables. Dans notre travail, nous n'utilisons que le courant et la tension simple correspondante pour déterminer simultanément les paramètres électriques et mécaniques. Pour s'affranchir du capteur de position, le modèle de la machine est écrit dans un repère lié au stator [9].

2 .2 Modèles du système

Les modèles peuvent être rangés en deux classes:

Modèles paramétriques.

Un modèle est dit paramétrique s'il est complètement défini par la connaissance d'un nombre fini de paramètres (représentation d'état, fonction de transfert…).

Modèles non paramétriques.

Un modèle est dit non paramétrique, s'il n'existe pas un nombre fini de paramètres pour pouvoir le définir (réponse fréquentielle, réponse temporelle…).

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

3 Méthodes d'identification paramétriques

Les méthodes d'identification paramétriques sont utilisées dans le cas où l'on suppose que la structure du système à identifier est connue. Ces méthodes permettent de déterminer les valeurs inconnues des paramètres du modèle retenu à partir d'un jeu de mesures effectuées sur le système.

Selon la précision des paramètres à estimer, les méthodes paramétriques peuvent être classées en méthodes déterministes et en méthodes stochastiques.

- Les méthodes déterministes ne font aucune hypothèse sur les bruits entachant les mesures, donc elles ne fournissent pas d'information sur la précision des paramètres identifiés.
- Les méthodes stochastiques tiennent compte des bruits de perturbation du système en associant une valeur de la précision à chaque paramètre.

L'estimation des paramètres peut être effectuée en ligne ou hors ligne.

Pour déterminer les paramètres de la machine, nous adoptons la méthode du modèle de référence [11].

3.1 Méthode du modèle de référence.

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

La méthode du modèle est basée sur la comparaison du comportement de l'objet (système à identifier) et celui du modèle. Tant qu'il n'y a pas d'identité de comportement, l'objectif de la méthode est de modifier le modèle de telle sorte que l'on tende vers une meilleure conformité.

Un critère est alors défini, dépendant implicitement des paramètres du modèle, et dont la minimisation assure l'atteinte de cette conformité optimale. Cet objectif de minimisation du critère conduit alors à l'utilisation d'algorithmes classiques qui font appel à la programmation non linéaire. La méthode du modèle s'applique quelle que soit la structure du modèle (équations différentielles, fonctions de transfert, équations

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

d'état,…etc.). En fait, la représentation importe peu, pourvu qu'elle soit paramétrable et que le modèle soit simulable. La figure II.2 montre le schéma de principe de la méthode.

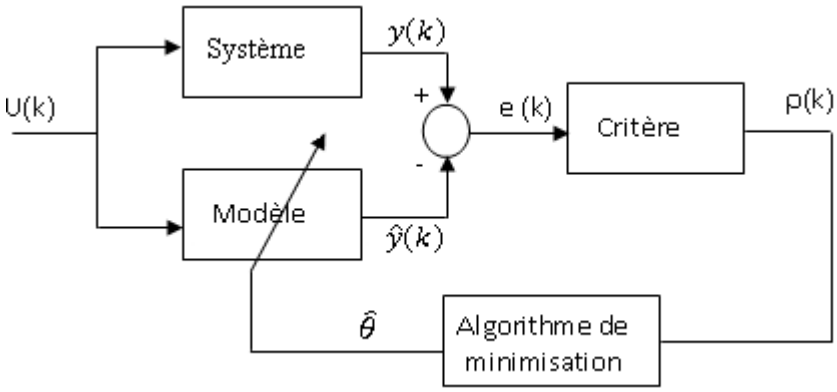


Figure II.2 Schéma de principe de la méthode du modèle de référence

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

$$y_m = f(\theta) \tag{II.1}$$

On définit alors l'erreur ou l'écart de sortie ε par :

$$\varepsilon = y - y_m \tag{II.2}$$

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

$$J = \sum_{k-1}^{k} (\overline{y}_k - y_{mk})^2 = \sum_{k-1}^{k} \varepsilon_k^2 \tag{II.3}$$

Où k représente le nombre total d'échantillons enregistrés lors d'un essai. On se propose alors de déterminer une estimationθ_{opt}de θde telle sorte que :

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$$y_{mopt} = f(\theta_{opt}) \quad \text{(II.4)}$$

approche au mieux l'observation$y$.

La minimisation du critère se ramène à un problème d'optimisation paramétrique classique d'une fonction à plusieurs variables et repose sur des techniques de programmation non linéaire. Ce sont des algorithmes itératifs qui progressent pas à pas à partir d'un point initial

θ_0 , le long de directions judicieusement choisies de façon à favoriser la convergence des paramètres vers le point recherchéθ_{opt}. A la$(i+1)^{ème}$ itération, ces algorithmes ont la forme suivante [11]:

$$\theta^{i+1} = \theta^i + \alpha_i d^i \quad \text{(II.5)}$$

Où d^ireprésente la direction de recherche optimale à la$(i+1)^{ème}$ itération, et $\alpha_i$un scalaire fixe ou calculé de façon à minimiser le critère le long de la directiond^i.

.

3.2 Méthode du gradient [10]

$$\theta(k+1) = \theta(k) - \lambda^2\left(\frac{\partial \rho}{\partial \theta}\right) \quad \text{(II.6)}$$

Méthode de Gauss-Newton

$$\theta(k+1) = \theta(k) - \lambda^2\left(\beta.\frac{\partial \rho}{\partial \theta}\right) \quad \text{(II.7)}$$

$\frac{\partial \rho}{\partial \theta}$: est le gradient

λ : est un coefficient

B : est un matrice définie positive

K : est le numéro de l'itération

$$\frac{\partial \rho}{\partial \theta_i} = \frac{\partial \rho}{\partial \theta_i}\sum_{k=1}^{N}\varepsilon^2(k) = 2.\sum_{k=1}^{N}\varepsilon(k).\frac{\partial y_m(k)}{\partial \theta_i} \quad \text{(II.8)}$$

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$$\frac{\partial \rho}{\partial \theta_i} = 2.\sum_{k=1}^{N} \varepsilon(k)\sigma_i(k)$$

$\sigma_i(k)=\frac{\partial y_m(k)}{\partial \theta_i}$ est appelé fonction de sensibilité .la matrice de l'algorithme de Gauss-Newton peut être choisie telle que :

$$B^{-1}=[b_{ij}] \text{ avec } b_{ij}=2.\sum_{k=1}^{N} \sigma_i(k)\,\sigma_J(k)$$

Les fonctions de sensibilité sont donne par :

i=1……n

$$\sigma_{ai}(k) + a_1\sigma_{ai}(k-1) + \cdots + a_n\sigma_{ai}(k-n) = -y_m(k-i)$$

$$\sigma_{ai}(0) = \sigma_{ai}(1)=\ldots\ldots = \sigma_{ai}(n-1)=0$$

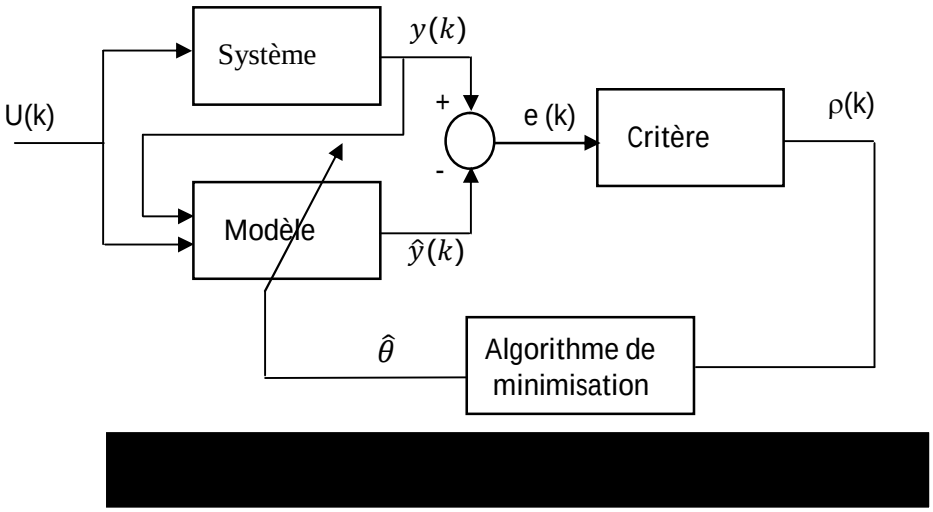
J=1…….n

$$\sigma_{bj}(k) + a_1\sigma_{bj}(k-1) + \cdots + a_n\sigma_{bj}(k-n) = -u(k-j)$$

$$\sigma_{bj}(0) = \sigma_{bj}(1)=\ldots\ldots = \sigma_{bj}(n-1)=0$$

4 Méthodes basées sur l'erreur de prédiction

Dans cette partie, nous supposons que le modèle obtenu est un prédicteur, c'est-à-dire qu'il permet de calculer la sortie à l'instant *k* en fonction des entrées et des sorties réelles aux instants précédents *u (k-1)* et *y (k-1)* (figure II.3) [12].



Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

4.1 Méthode des moindres carrés simple

La sortie à l'instant *k* du système s'écrit :

$$y(k) = -a_1 y(k-1) - \cdots - a_n y(k-n) + b_0 u(k) + b_1 u(k-1) + \cdots b_m u(k-n) + e(k) \quad \text{(II.9)}$$

Où sous la forme générale :

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})u(k) + e(k) \quad \text{(II.10)}$$

Avec :

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \cdots + a_p q^{-n}$$
$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \cdots + b_p q^{-n}$$

Soit pour k ≥ n

$$y(k) = \varphi^T(k)\theta + e(k) \quad \text{(II.11)}$$

Avec :

$$\varphi^T(k) = [-y(k-1) \ldots - y(k-n)\ u(k)\ \ u(k-1) \ldots u(k-n)]$$

est le vecteur d'observation et

$\theta = [a_1 \ldots a_n b_0 b_1 \ \ldots b_n]$ est le vecteur paramètres. *e(k)* est une séquence de bruit de mesure.

L'erreur d'identification est donnée par :

$$e(k) = gfy(k) - \varphi^T(k)\theta \quad \text{(II.1 2)}$$

Si on effectue N mesures successives, on obtient :

$$\begin{bmatrix} e(1) \\ \vdots \\ e(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(1) \\ \vdots \\ y(N) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \varphi^T(1) \\ \vdots \\ \varphi^T(N) \end{bmatrix} \theta \quad \text{(II.13)}$$

$$E = Y - \emptyset^T \theta$$

Avec :

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$$E = \begin{bmatrix} e(1) \\ \vdots \\ e(N) \end{bmatrix}; Y \begin{bmatrix} y(1) \\ \vdots \\ y(N) \end{bmatrix}; \emptyset = \begin{bmatrix} \varphi^T(1) \\ \vdots \\ \varphi^T(N) \end{bmatrix}$$

Considérons le critère suivant :

$$J(\theta) = \sum_{k=1}^{N} e^2(k) = E^T E = [Y - \emptyset\theta]^T [Y - \emptyset\theta] \quad (II.14)$$
$$= Y^T Y - 2Y^T \emptyset\theta + \theta^T \emptyset^T \emptyset\theta$$

Il s'agit de déterminer une estimation du vecteur θ de telle sorte qu'il minimise $J(\theta)$. La résolution de ce système au sens des moindres carrés donne :

$$\left.\frac{dJ(\theta)}{d\theta}\right|_{\theta=\hat{\theta}} = -2\emptyset^T Y + 2\emptyset^T \emptyset\hat{\theta} = 0 \quad (II.15)$$

$$\Rightarrow \hat{\theta} = (\emptyset^T \emptyset)^{-1} \emptyset^T Y$$

Après simplification :

$$\hat{\theta} = \left[\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} \varphi(k)\varphi^T(k)\right]^{-1} \left[\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} \varphi(k)y(k)\right] \quad (II.16)$$

Pour une identification en ligne d'un système variant dans le temps l'estimation des paramètres à l'instant k :

$$\hat{\theta}_k = \left[\sum_{i=1}^{k} \varphi(i)\varphi^T(i)\right]^{-1} \sum_{i=1}^{k} \varphi(i)y(i) \quad (II.17)$$

Qui correspond à l'algorithme des moindres carrés non récursifs.

Problème : Trop de calcul à chaque période d'échantillonnage.

Solution : Utilisation des algorithmes récursifs. On calcule $\hat{\theta}_{k+1}$ en fonction de $\hat{\theta}_k$

$$\hat{\theta}_k = P_k \sum_{i=1}^{k} \varphi(i)y(i) \quad (II.19)$$

Où $P_k = \left[\sum_{i=1}^{k} \varphi(i)\varphi^T(i)\right]^{-1}$

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$$P_{k+1}^{-1} = \sum_{i=1}^{k+1} \varphi(i)\varphi^T(i) = \sum_{i=1}^{k} \varphi(i)\varphi^T(i) + \varphi(k+1)\varphi^T(k+1)$$

$$= P_k^{-1} + \varphi(k+1)\varphi^T(k+1)$$

$$\hat{\theta}_{k+1} = P_{k+1} \sum_{i=1}^{k+1} \varphi(i)y(i) = P_{k+1}\left[\sum_{i=1}^{k} \varphi(i)y(i) + \varphi(k+1)y(k+1)\right]$$

$$\hat{\theta}_{k+1} = P_{k+1}\left[P_k^{-1}\hat{\theta}_k + \varphi(k+1)y(k+1)\right]$$

$$= P_{k+1}[P_{k+1}^{-1} + \varphi(k+1)y(k+1)]\hat{\theta}_k + P_{k+1}\varphi(k+1)y(k+1)$$

$$= \hat{\theta}_k + P_{k+1}\varphi(k+1)\left[y(k+1) - \varphi(k+1)\hat{\theta}_k\right]$$

$$\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + P_{k+1}\varphi(k+1)e(k+1) \qquad \text{(II.19)}$$

Remarque : La méthode des moindres carrés simple donne des estimations biaisées.

4.2 Méthode à estimations non biaisées

A. Méthode des variables instrumentales (VI)

B. Méthodes utilisant un modèle de bruit

Dans cette méthode on peut distinguer plusieurs structures correspondant à différentes classes de méthodes d'identification :

- Modèle ARX (Auto-régressive à entrée eXogène)
- Modèle DARX (Doublement Auto-régressive à entrée eXogène) :
- Modèle ARMAX (Auto-régressive à Moyenne Ajustée et entrée eXogène) :
- Modèle DARMAX (Doublement Auto-régressive à Moyenne Ajustée et entrée eXogène) :
- Modèle BJ (de Box-Jenkins)

a. Méthode des moindres carrés généralisés (MCG)

Cette méthode est destinée à l'identification des modèle DARX

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

b. Méthode des moindres carrés étendus (MCE)

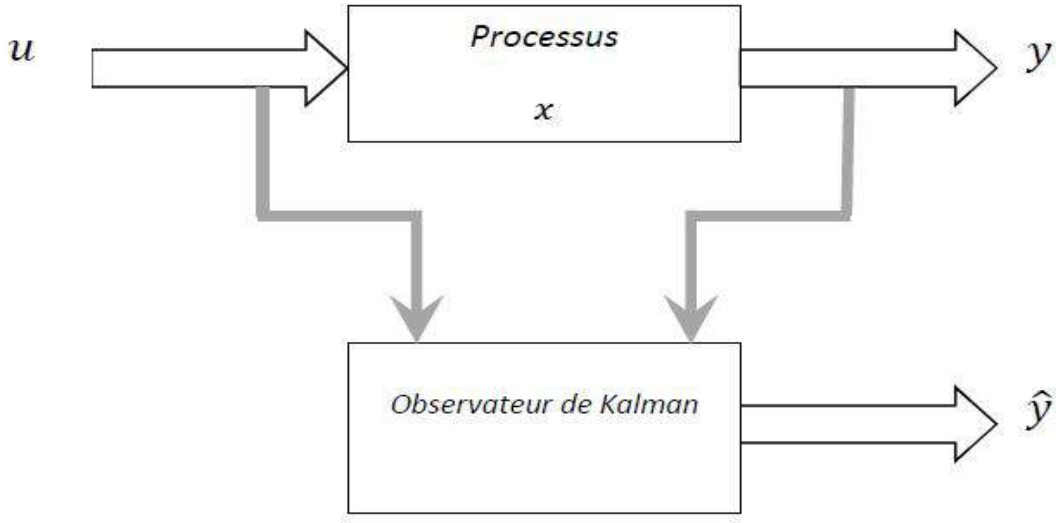
Cette méthode est destinée à l'identification des modèle ARMAX

5 Filtre de Kalman [8]

Le schéma de principe de ce filtre est présenté sur la figure II.4.

Le filtre de Kalman est une extension du filtre de Wiener où l'extension porte dans trois directions.

- L'information sur les signaux *x* et *y* est donnée sous forme d'un modèle représentation markovienne. La théorie qui permet de calculer une représentation d'état à partir d'une fonction de covariance s'appelle *la théorie de la réalisation stochastique*,
- Les estimées du signal utile *x* que l'on peut calculer à partir du filtre de Kalman tiennent compte de l'information sur le signal observé y, à partir d'un instant initial quelconque,
- Enfin, bien que nous ne traitions pas ce cas, le filtre de Kalman se calcule de la même manière que dans les développements de ce chapitre pour un modèle du processus qui est lui-même à paramètres variables.



Figue II.4 **: Schéma de principe de la combinaison du filtre de Kalman**.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

On supposera que le signal utile *x* et le signal observé *y* peuvent être représentes par un modèle d'état gaussien markovien :

$$\begin{cases} x(k+1) = A.x(k)^{\cdot} + B.u(k) + Gw(k) \\ y(k) = C.x(k) + v(k) \end{cases} \quad \text{(II.20)}$$

Le signal u(k) est supposé déterministe et connu (dans des problèmes d'automatique c'est un signal de commande) ; l'état initial $x_0$est supposé gaussien. Les matrices *A, B, G* et *C* ont ici considérées comme constantes, mais comme il est dit dans l'introduction il n'y a aucun problème à traiter dans le cas où ces matrices seraient elles-mêmes fonctions du temps *k*.

C'est aussi pour des raisons de facilité qu'on suppose ici que les bruits w(k) et v(k) sont mutuellement indépendants. Le problème de l'estimation au sens de Kalman se pose alors de la manière suivante :

Étant donné un vecteur de mesures :

$$Z(k) = y^T(k), u^T(k), y^T(k-1), u^T(k-1), \dots, y^T(0), u^T(0))^T \quad \text{(II.21)}$$

On désire construire un estimateur optimal de x(j) que l'on notera $\hat{x}$(j\k).

On considérera trois situations :

1. Si $j = k$ on parlera de *filtrage optimal,*
2. Si $j > k$ on parlera de *prédiction optimale,*
3. Si $j < k$ on parlera de *lissage optimal.*

On utilise le modèle du système pour prédire l'état à partir de la prédiction précédente:

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1\backslash k) = A.\hat{x}^{\cdot}((k)\backslash k) + B.u(k) \\ \hat{y}(k+1\backslash k) = C.\hat{x}((k)\backslash k) \end{cases}$$

On utilise l'état prédit pour obtenir l'état estimé en posant :

$$\hat{x}(k+1\backslash k+1) = \hat{x}(k+1\backslash k) + k(k+1) \times (y(k+1) - \hat{y}(k+1\backslash k)) \quad \text{(II.22)}$$

Calcul de la matrice de covariance :

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$$p(k+1\backslash k) = Ap(k\backslash k)A^T + GQG^T \quad \text{(II.23)}$$

$$p(k+1\backslash k+1) = [I - k(k+1).C].p(k+1\backslash k).[I - k(k+1).C + k(k+1).R.k(k+1)^T$$

P_0, Q et R ont considérées comme constantes,

Le gain de Kalman doit permettre de minimiser le critère quadratique :

$$\min_k\big(J(k+1)\big) = \min_k(trace(p(k+1\backslash k+1))) \quad \text{(II.24)}$$

$$k(k+1) = p(k+1\backslash k).C^T.[C.p(k+1\backslash k).C^T.R]^{-1} \quad \text{(II.25)}$$

Système linéaire + Bruits blancs Gaussiens ⟹ Convergence + Filtre optimal

La figure II.5 présente l'algorithme de calcul du filtre de Kalman.

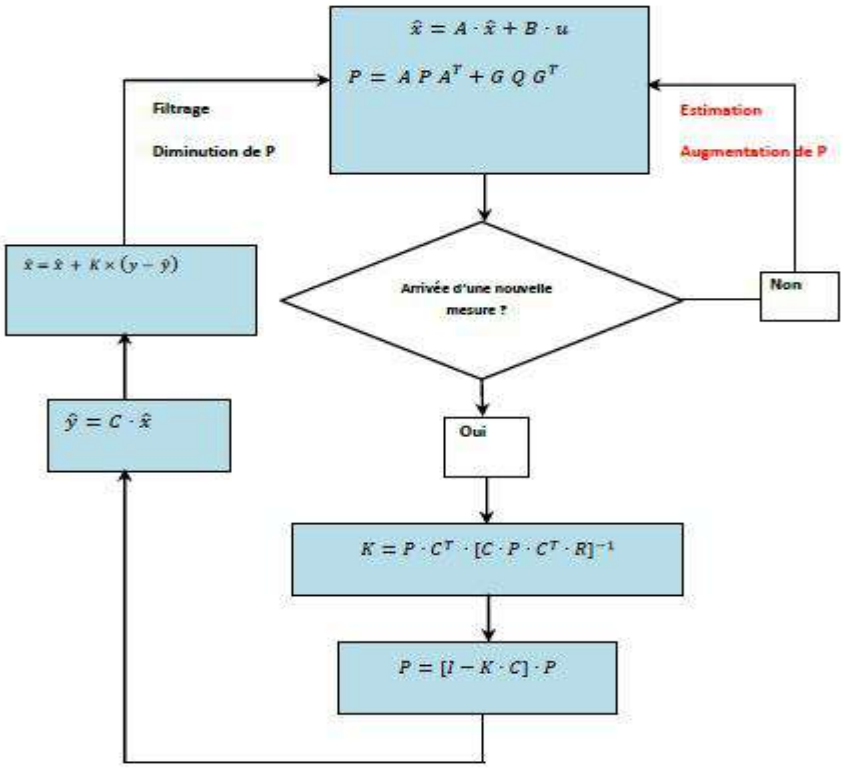


Figure II.5: Algorithme du filtre de Kalman.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

6 Conclusion :

Dans ce chapitre nous donnons d'abord un bref aperçu sur l'art et l'approche de l'identification. Puis nous présentons quelques méthodes d’identification, nous basant sur la méthode des moindres carrés et méthode de gradient, ces méthodes que nous allons utiliser pour l’identification de la machine asynchrone proposée à l’étude.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Chapitre III

ESTIMATION LINEAIRE DES PARAMETRES ELECTRIQUES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

1 Introduction

Parmi les méthodes d'identification existantes dans la littérature autre que la méthode du modèle, on trouve celles qui sont décrites par des fonctions de transfert tirées à partir des circuits équivalents de la machine asynchrone. Ces méthodes permettent une estimation linéaire des paramètres électriques de la machine en se basant sur les mesures des grandeurs statoriques (tensions et courants) et utilisant la méthode des moindres carrés comme algorithme. Pour mieux prédire le comportement de cette méthode dans la pratique, nous allons consacrer ce chapitre à une identification théorique des paramètres à partir des fichiers de données tirés par simulation du modèle de la machine.

2 Modèle proposé de la machine asynchrone

Le modèle proposé de la machine asynchrone est d'une structure simple et représente un ensemble d'équations différentielles linéaires à coefficients constantes, ce qui rend possible sa résolution par des méthodes analytiques et facilite dans une large mesure sa résolution à l'aide de calculateurs numérique.

On rappelle que les coefficients (résistances, inductances et vitesse de rotation) des courants dans les équations de tension en axe d, q ,0 peuvent être considérés comme constants.

Lorsque le rotor de la machine asynchrone triphasée est en état d'équilibre statique ($\omega_r = 0$), la représentation d'état dans le cas d'un observateur lié au stator ($\omega = 0$), déduite de l'équation général d'état, se réduit après des translations d'axes de matrice appropriées, à la forme matricielle partitionnée suivante [12]:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{dr} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma T_s} & \frac{rr}{\sigma}\sqrt{\frac{1-\sigma}{lslr}} & 0 & 0 \\ \frac{rs}{\sigma}\sqrt{\frac{1-\sigma}{lslr}} & \frac{-1}{\sigma Tr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{\sigma T_s} & \frac{rr}{\sigma}\sqrt{\frac{1-\sigma}{lslr}} \\ 0 & 0 & \frac{rs}{\sigma}\sqrt{\frac{1-\sigma}{lslr}} & \frac{-1}{\sigma Tr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \\ i_{qs} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ \frac{-1}{\sigma}\sqrt{\frac{1-\sigma}{lslr}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \\ 0 & \frac{-1}{\sigma}\sqrt{\frac{1-\sigma}{lslr}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad \text{(III.1)}$$

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

C'est l'équation d'état d'un système multi-variable continu, linéaire invariant dans le temps, dont les matrices partitionnées ne comportent pas de termes croisés. Par conséquent, le système multi-variable peut se décomposer en deux autres sous-systèmes autonomes, selon les axes d et q d'une manière parfaite, puisque il y'a indépendance totale magnétique et électrique entre les deux directions d et q. D'autre part, vue la symétrie et l'isotropie de la machine asynchrone, ces deux systèmes sont identiques, il suffit d'étudier l'un d'eux. Le sous-système d'axe d, dont la représentation continue d'état est donnée par :

$$\dot{X} = A_c X + B_c U \qquad \text{(III.2)}$$

Ou :

$$X=\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} ;U=[v_{ds}]$$

Les paramètres matriciels du sous-système étant :

$$A_c = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma T_s} & \frac{rr}{\sigma}\sqrt{\frac{1-\sigma}{lslr}} \\ \frac{rs}{\sigma}\sqrt{\frac{1-\sigma}{lslr}} & \frac{-1}{\sigma Tr} \end{bmatrix} B_c = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} \\ \frac{-1}{\sigma}\sqrt{\frac{1-\sigma}{lslr}} \end{bmatrix}$$

Le courant rotorique est une grandeur interne à la machine asynchrone, ce qui nous pousse à s'intéresser à une identification vue du stator, c'est-à-dire à partir de l'observation entrée-sortie des grandeurs statorique de la machine. De ce fait l'équation d'observation de la sortie du système est définit par :

$$Y=C_c X+D_c U$$

Avec :

$$Y=[i_{ds}]$$
$$C_c = [1,0]; D_c = [0]$$

Cela particulièrement avantageux dans le cas où le rotor est à cage, et la machine se transforme du point de vue automatique, en un système mono-variable.

3 Représentation du modèle de Park par la fonction de transfert

Mathématiquement, les moteurs électriques peuvent être représentés par des modèles entrée-sortie sous la forme de fonction de transfert ou sous la forme standard d'équations en variables d'état. Alors, la fonction de transfert n'est autre qu'une

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

structure du modèle de Park qui peut être mieux adaptée à certaines techniques d'identification [13].

3.1 Détermination de la fonction de transfert

En partant de la représentation générale de la transformation de Park présentée sur la figure III.1, on peut établir les équations régissant la dynamique électromagnétique de la MAS en représentation opérationnelle $(\frac{d}{dt} \rightarrow p)$comme suit

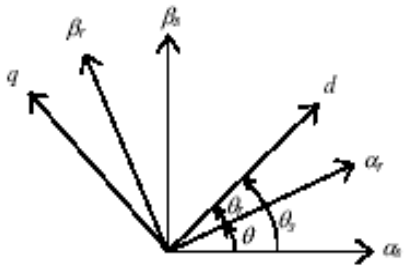


Figure III.1 : Représentation générale de la transformation de Park

La tension de la machine asynchrone dans le plan complexe est donnée par :

$$\overline{V}_s = R_s\overline{I}_s + (p + j\omega_a)\emptyset_s \qquad \text{(III.3)}$$

$$\overline{V}_r = \overline{0} = R_r\overline{I}_r + (p + j\omega_r)\emptyset_r \qquad \text{(III.4)}$$

Avec :
p : Opérateur de Laplace.
ω_a: Pulsation de rotation du repère (d, q).
$\omega_r = \omega_s - \omega$: Pulsation rotorique (ou de glissement).

L'équation des flux est:

$$\overline{\emptyset}_s = L_s\overline{I}_s + M\overline{I}_r \qquad \text{(III.5)}$$

$$\overline{\emptyset}_r = L_r\overline{I}_r + M\overline{I}_s \qquad \text{(III.6)}$$

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

En remplaçant l'expression du flux rotorique $\bar{\emptyset}_r$dans l'équation (III.4) pour exprimer le courant rotorique en fonction du courant statorique on obtient:

$$R_r\bar{I}_r + (p + j\omega_r)(L_r\bar{I}_r + M\bar{I}_s) = \bar{0}$$

D'où

$$\bar{I}_r = -\bar{I}_s\frac{(p + j\omega_r)M}{pL_r + R_r + j\omega_r L_r}$$

Cette relation peut aussi s'écrire :

$$\bar{I}_r = -\bar{I}_s\frac{(p + j\omega_r)\,M/L_r}{p + 1/T_r + j\omega_r} \qquad \text{(III.7)}$$

Avec ;

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constance de temps rotorique.

En introduisant le courant $\bar{I}_r$ par son expression (III.7) dans l'équation (III.5), l'expression du flux statorique en fonction du courant statorique devient :

$$\bar{\emptyset}_s = \left[L_s - \frac{M^2}{L_r}.\frac{p + j\omega_r}{p + \frac{1}{T_r} + j\omega_r}\right].\bar{I}_s$$

Soit :

$$\bar{\emptyset}_s = \frac{\left(L_s - \frac{M^2}{L_r}\right)(p + j\omega_r) + \frac{L_s}{T_r}}{p + \frac{1}{T_r} + j\omega_r}.\bar{I}_s$$

Ou tout simplement :

$$\bar{\emptyset}_s = \sigma L_s.\frac{p+\frac{1}{\sigma T_r}+j\omega_r}{p+\frac{1}{T_r}+j\omega_r}.\bar{I}_s \qquad \text{(III.8)}$$

Avec :

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion totale.

σL_s: Inductance des fuites globales.

En portant l'expression (III.8) du flux statorique dans l'équation (III.3), on peut ainsi définir la tension statorique en fonction du courant statorique :

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$$\bar{V}_s = R_s\bar{I}_s + (p + j\omega_a)\sigma L_s \frac{p + \frac{1}{\sigma T_r} + j\omega_r}{p + \frac{1}{T_r} + j\omega_r}\bar{I}_s$$

Sachant que :

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$ Constante de temps statorique, cette dernière expression de $\bar{V}_s$ se réécrit :

$$\bar{V}_s = \sigma L_s \frac{(p + j\omega_r)\left(p + \frac{1}{\sigma T_r} + j\omega_r\right) + \frac{1}{\sigma T_s}(p + \frac{1}{T_r} + j\omega_r)}{p + \frac{1}{T_r} + j\omega_r}\bar{I}_s \qquad \text{(III.9)}$$

Ainsi, à partir du courant et de la tension statoriques, la détermination de la fonction de transfert gouvernant le comportement électrique de la MAS est donnée par :

$$\frac{\bar{I}_s}{\bar{V}_s} = \frac{1}{\sigma L_s}\frac{p + \frac{1}{T_r} + j\omega_r}{(p + j\omega_a)\left(p + \frac{1}{\sigma T_r} + j\omega_r\right) + \frac{1}{\sigma T_s}(p + \frac{1}{T_r} + j\omega_r)} \qquad \text{(III.10)}$$

3.1.1 Fonction de transfert dans le référentiel lié au stator (α, β)

Sachant que :

$$\omega_a = 0, donc \omega_r = -\omega$$

L'expression (III.10) prend la forme :

$$\frac{\bar{I}_s}{\bar{V}_s} = \frac{1}{\sigma L_s}\cdot\frac{p + \frac{1}{T_r} - j\omega}{p^2 + \left[\frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r}\right) - j\omega\right]p + \frac{1}{T_s}(\frac{1}{T_r} - j\omega)} \qquad \text{(III.11)}$$

C'est ce modèle de type fonction de transfert qui servira de base pour l'identification par la méthode des moindres carrés simples.

3.1.2 Fonction de transfert dans le référentiel lié au rotor (x, y)

Dans ce repère on a :

$$\omega_a = \omega \; et \; \omega_r = 0$$

Alors, la fonction de transfert se simplifie à :

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$$\frac{\bar{I}_s}{\bar{V}_s} = \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{p + \frac{1}{T_r}}{p^2 + \left[\frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r}\right) + j\omega\right] p + \frac{1}{T_s}\left(\frac{1}{T_r} + j\omega\right)} \quad \text{(III.12)}$$

Il est également possible d'identifier l'ensemble des paramètres électriques de la MAS à partir de cette dernière fonction formulée dans le repère rotorique [13].

3.1.3 Fonction de transfert dans le référentiel lié au champ tournant (d, q)

Exprimée dans le repère lié au synchronisme, où

$$\omega_a = \omega_s et \omega_r = \omega_s - \omega$$

L'expression (III.10) se transforme en :

$$\frac{\bar{I}_s}{\bar{V}_s} = \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{p + \frac{1}{T_r} + j(\omega_s - \omega)}{(p + j\omega_s)(p + \frac{1}{\sigma T_r} + j(\omega_s - \omega)) + \frac{1}{\sigma T_s}(p + \frac{1}{T_r} + j(\omega_s - \omega))}$$

D'où :

$$\frac{\bar{I}_s}{\bar{V}_s} = \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{p + \frac{1}{T_r} + j(\omega_s - \omega)}{p^2 + \left[\frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r}\right) + j(2\omega_s - \omega)\right] p + \left(\frac{1}{\sigma T_s \sigma T_r}\omega_s(\omega_s - \omega) + j\frac{1}{\sigma}\left[\omega_s\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r}\right) - \frac{\omega}{T_s}\right]\right)} \quad \text{(III.13)}$$

4 Modèle linéaire de la machine pour l'estimation des paramètres

On considère la fonction de transfert (III.11) du modèle exprimé dans le repère fixe au stator (α, β) en vue de l'identifier par la méthode des moindres carrés simples. Elle est de la forme :

$$\frac{\bar{I}_s}{\bar{V}_s} = T(p) = \frac{b_1 p + b_0}{p^2 + a_1 p + a_0} \quad \text{(III.14)}$$

Il existe deux méthodes pour aborder l'identification des paramètres a_1, a_0, b_1, b_0 de la fonction de transfert T(p) [14]:

- Identification directe du modèle continu.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

- Identification indirecte du modèle discret.

4.1 Formulation de l'identification à partir du modèle continu

La fonction de transfert de la machine asynchrone est :

$$\frac{\bar{I}_s}{\bar{V}_s} = T(p) = \frac{b_1 p + b_0}{p^2 + a_1 p + a_0}$$

D'où :

$$p^2\bar{I}_s + a_1 p\bar{I}_s + a_0\bar{I}_s = b_1 p\bar{V}_s + b_0\bar{V}_s$$

Dans le domaine temporel ($p \to \frac{d}{dt}$):

$$\frac{d^2\bar{I}_s}{dt^2} + a_1\frac{d\bar{I}_s}{dt} + a_0\bar{I}_s = b_1\frac{d\bar{V}_s}{dt} + b_0\bar{V}_s \qquad \text{(III.15)}$$

Cette équation différentielle du second ordre traduit la relation entre le courant et la tension statorique, et sa résolution permet de déterminer tous ses coefficients. Elle devient alors :

$$\frac{d^2\bar{I}_s}{dt^2} = -a_1\frac{d\bar{I}_s}{dt} - a_0\bar{I}_s + b_1\frac{d\bar{V}_s}{dt} + b_0\bar{V}_s$$

Qu'on peut la réécrire aussi :

$$\left[\frac{d^2\bar{I}_s}{dt^2}\right] = \left[-\frac{d\bar{I}_s}{dt} - \bar{I}_s\frac{d\bar{V}_s}{dt}\bar{V}_s\right].[a_1 a_0 b_1 b_0]^t \qquad \text{(III.16)}$$

On pose :

$\left[\overline{Y}\right] = \left[\frac{d^2\bar{I}_s}{dt^2}\right]$: Matrice basée sur la dérivée seconde du courant statorique pour M points de mesures.

$\left[\overline{H}\right] = [-\frac{d\bar{I}_s}{dt} - \bar{I}_s\frac{d\bar{V}_s}{dt}\overline{V}_s]$: Matrice basée sur les mesures du courant et de la tension.

$[\theta] = [a_1 a_0 b_1 b_0]^t$:Vecteur des paramètres à estimer.

La résolution de$\left[\overline{Y}\right] = \left[\overline{H}\right].[\theta]$est inadéquate vu que $\left[\overline{H}\right]$n'est pas une matrice carrée, pour cela une solution approprié est définie :

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$$[\overline{Y}] = [\overline{H}].[\theta]$$

En introduisant la transposée de$[\overline{H}]$, telle que :

$$[H^{-}]^{t}[\overline{Y}] = [H^{-}]^{t}[\overline{H}].[\theta]$$

La détermination du vecteur inconnu$[\theta]$ vient à résoudre le système :

$$[\theta] = [[H]^{t}.[H]]^{-1}[H]^{t}[Y] \qquad \text{(III.17)}$$

L'identification de la fonction de transfert T(p) (III.14) permet d'estimer ses coefficients (a_1,a_0,b_1,b_0) qui sont liés par des relations mathématiques simples aux paramètres réels du modèle de la MAS**;** [13]**,** comme suit :

- $a_1 = \frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{T_s}+\frac{1}{T_r}\right) - j\omega \rightarrow \begin{cases} R_e a_1 = \frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{T_s}+\frac{1}{T_r}\right) \\ I_m a_1 = -\omega \end{cases}$
- $a_0 = \frac{1}{\sigma T_s}\left(\frac{1}{T_r}-\omega\right) \rightarrow \begin{cases} R_e a_0 = \frac{1}{\sigma T_s T_r} \\ I_m a_0 = -\frac{1}{\sigma T_s}\omega \end{cases}$
- $b_1 = \frac{1}{\sigma L_s}$
- $b_0 = \frac{1}{\sigma L_s}\left(\frac{1}{T_r}-\omega\right) \rightarrow \begin{cases} R_e b_0 = \frac{1}{\sigma L_s T_r} \\ I_m b_0 = -\frac{1}{\sigma L_s}\omega \end{cases}$

Dans le cas ou la machine est à l'arret on obtient :

$$\begin{bmatrix} \frac{d^2 Id_s}{dt^2} \\ \frac{d^2 Iq_s}{dt^2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{dI_{ds}}{dt} - I_{ds}\frac{dV_{ds}}{dt} V_{ds} \\ -\frac{dI_{qs}}{dt} - I_{qs}\frac{dV_{qs}}{dt} V_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1r} \\ a_{0r} \\ b_{1r} \\ b_{0r} \end{bmatrix} \qquad \text{(III.18)}$$

avec :

$$a_{1r} = \frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{T_s}+\frac{1}{T_r}\right)$$

$$a_{0r} = \frac{1}{\sigma T_s}.\frac{1}{T_r}$$

$$b_{1r} = \frac{1}{\sigma L_s}$$

$$b_{0r} = \frac{1}{\sigma L_s}.\frac{1}{T_r}$$

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Pour le calcule des dérivees premieres et secondes intervenant das les modeles précedents on a opté pour les différeces finies telles que

$$\begin{cases} \dfrac{dI_{ds}(k)}{dt} = \dfrac{I_{ds}(k) - I_{ds}(k-1)}{T} \\ \dfrac{dI_{qs}(k)}{dt} = \dfrac{I_{qs}(k) - I_{qs}(k-1)}{T} \\ \dfrac{dV_{ds}(k)}{dt} = \dfrac{V_{ds}(k) - V_{ds}(k-1)}{T} \\ \dfrac{\mathrm{dV_{qs}(k)}}{\mathrm{dt}} = \dfrac{\mathrm{V_{qs}(k) - V_{qs}(k-1)}}{\mathrm{T}} \\ \dfrac{d^2I_{ds}(k)}{dt^2} = \dfrac{I_{ds}(k) - 2I_{ds}(k-1) + I_{ds}(k-2)}{T^2} \\ \dfrac{d^2I_{qs}(k)}{dt^2} = \dfrac{I_{qs}(k) - 2I_{qs}(k-1) + I_{qs}(k-2)}{T^2} \end{cases} \quad \text{(III.19)}$$

Alors les paramètres du modèle de la MAS exprimés en fonction des coefficients sont calculés comme suit :

- ✓ La résistance statorique :

$$R_s = \frac{R_e a_0}{R_e b_0} \quad \text{(III.20)}$$

- ✓ L'inductance statorique :

$$L_s = \frac{R_e a_1 - b_1 . \dfrac{R_e a_0}{R_e b_0}}{R_e b_0} \quad \text{(III.21)}$$

- ✓ La constante de temps rotorique :

$$T_r = \frac{b_1}{R_e b_0} \quad \text{(III.22)}$$

- ✓ La constante de temps statorique :

$$T_s = \frac{R_e a_1 R_e b_0 - b_1 . R_e a_0}{R_e {b_0}^2} \quad \text{(III.23)}$$

- ✓ Le coefficient de dispersion magnétique :

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$$\sigma = \frac{1}{L_s}.\frac{1}{b_1} \tag{III.24}$$

Et enfin la vitesse angulaire de rotationω qui peut être calculée :

$$\omega = -I_m a_1 \tag{III.25}$$

4.2 Formulation de l'identification à partir du modèle discret

Pour transformer la fonction de transfert de la machine asynchrone de la forme continue à la forme discrète, on utilise le changement de variables suivant :

$$P = \frac{2}{T}.\frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}}$$

Avec :
T : période d'échantillonnage.

Dans le cas où la machine est à l'arrêt la fonction de transfert s'écrit sous forme discrète :

$$H(Z^{-1}) = \frac{B_0 + B_1 Z^{-1} + B_2 Z^{-2}}{1 + A_1 Z^{-1} + A_2 Z^{-2}} \tag{III.26}$$

Avec :

$$B_0 = \frac{b_{0r}T^2 + 2b_{1r}T}{\alpha}$$

$$B_1 = \frac{2b_{0r}T}{\alpha}$$

$$B_2 = \frac{b_{0r}T^2 - 2b_{1r}T}{\alpha}$$

$$A_1 = \frac{-8 + 2a_{0r}T}{\alpha}$$

$$A_2 = \frac{a_{0r}T^2 - 2a_{1r}T + 4}{\alpha}$$

$$\alpha = a_{0r}T^2 + 2a_{1r}T + 4$$

Nous déterminons les paramètres physiques de la machine par les expressions suivantes :

$$a_{0r} = -\frac{1 + A_1 + A_2}{A_1 - A_2 - 1}\frac{4}{T}$$

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$$a_{0r} = -\frac{1 - A_2}{A_1 - A_2 - 1}\frac{4}{T}$$

$$b_{0r} = \frac{B_0 + B_2}{2T^2}(a_{0r}T^2 + 2a_{1r}T + 4)$$

$$b_{1r} = \frac{B_0 - B_2}{4T}(a_{0r}T^2 + 2a_{1r}T + 4)$$

Pour pouvoir estimer les coefficients de la fonction de transfert $H(Z^{-1})$ on doit passer en premier lieu aux équations aux différences [14] :

$$H(Z^{-1}) = \frac{I_s(Z^{-1})}{V_s(Z^{-1})} = \frac{B_0 + B_1Z^{-1} + B_2Z^{-2}}{1 + A_1Z^{-1} + A_2Z^{-2}}$$

D'où :

$$(1 + A_1Z^{-1} + A_2Z^{-2})\, I_s(Z^{-1}) = (B_0 + B_1Z^{-1} + B_2Z^{-2})\, V_s(Z^{-1})$$

L'équation aux différences de la fonction de transfert est donc :

$$I_s(k) + A_1I_s(k-1) + A_2I_s(k-2) = B_0V_s(k) + B_1V_s(k-1) + B_2V_s(k-2) \qquad \text{(III.27)}$$

Sous forme matricielle on aura :

$$I_s(k) = [-I_s(k-1) - I_s(k-2)V_s(k)V_s(k-1)V_s(k-2)]\begin{bmatrix}A_1\\A_2\\B_0\\B_1\\B_2\end{bmatrix}$$

Qui peut être mise sous la forme :

$$\mathrm{Y(k)} = \mathrm{C(k)}.\mathrm{P(k)}$$

Avec :

$$\mathrm{Y(k)} = I_s(k)$$

$$\mathrm{C(k)} = [-I_s(k-1) - I_s(k-2)V_s(k)V_s(k-1)V_s(k-2)]$$

$$\mathrm{Y(k)} = \begin{bmatrix}A_1\\A_2\\B_0\\B_1\\B_2\end{bmatrix}$$

En décomposant les grandeurs I_s et V_s on aboutit au modèle suivant :

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$$\begin{bmatrix} I_{ds}(k) \\ I_{qs}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I_{ds}(k-1) - I_{ds}(k-2) V_{ds}(k) V_{ds}(k-1) V_{ds}(k-2) \\ -I_{qs}(k-1) - I_{qs}(k-2) V_{qs}(k) V_{qs}(k-1) V_{qs}(k-2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ B_0 \\ B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad \text{(III.28)}$$

5 Estimation des paramètres de la machine par l'algorithme des moindres carres récursif

5.1 Formulation du problème

La méthode des moindres carrés, bien que primitive est la méthode d'identification la plus couramment utilisée (surtout pour les systèmes automatiques). Elle s'applique dans le cas d'un modèle ou les paramètres interviennent linéairement, ce qui est le cas pour le modèle linéaire de la machine asynchrone.

Comme nous l'avons démontré, la fonction de transfert de la machine asynchrone se met sous la forme [14] :

$$Y(k) = C(k)^t P(k) \quad \text{(III.29)}$$

Où :

C : Vecteur d'entrée sortie

P : Vecteur des paramètres

La méthode des moindres carrés ordinaire consiste à obtenir le meilleur estimé du vecteur P ou sens de la minimisation du critère quadratique suivent :

$$J = \sum_{j=1}^{N} (Y^*(k) - C^T(k).P(k))^2 \quad \text{(III.30)}$$

Avec :

N: Nombre de mesurés

Y^* : Mesures expérimentales.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

5.2 Forme générale de l'algorithme des moindres carres récursif

L'algorithme récursif avec facteur d'oubli des moindres carrées est donnée par [15]:

$$Q(k) = Q(k-1) - \frac{Q(k-1).C^{T}(k).Q(k-1)}{1 + C^{T}(k).Q(k-1).C(k)} \quad \text{(III.33)}$$

$$P(k) = P(k-1) + G(k)[Y(k) - C^{T}.P(k-1)] \quad \text{(III.31)}$$

$$G(k) = \frac{Q(k-1).C(k)}{1 + C^{T}(k).Q(k-1).C(k)} \quad \text{(III.32)}$$

$$Q(k) = Q(k-1) - \frac{Q(k-1).C^{T}(k).Q(k-1)}{1 + C^{T}(k).Q(k-1).C(k)} \quad \text{(III.33)}$$

5.3 Initialisation de l'algorithme d'estimation

Alors que les moindres carrées ordinaires donne l'estimation P des paramètres en une seule étape et ne nécessite pas d'identification. L'algorithme récursif (comme les algorithmes de programmation non linéaire) doit être initialisé, c'est-à-dire que l'on doit fournir les valeurs initiales P(0) et Q(0). P(0) est l'estimation initiale des paramètres

Pour les machines asynchrones l'initialisation du vecteur P se fera avec les paramètres tires à partir des essais classiques. Pour la matrice Q on prend :

$$Q(0) = pI$$

Avec :
P: nombre réel positif.
I :matrice identité de taille 5*5.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

6 Etude par simulation de l'algorithme des moindres carres récursif applique au modèle linéaire de la machine asynchrone

Afin d'étude les performances de l'algorithme des moindres carrés récursif pour l'estimation des paramètres de la machine, on a recourt à la simulation du modèle linéaire de la machine asynchrone dans les deux cas, continu et discret.

6.1 Identification des paramètres

Le jeu de données est constitué respectivement de deux vecteurs de mesure; l'entrée u(t) et la sortie y(t). L'entrée du procédé représente la tension de la machine asynchrone. La sortie y(t) représente le courant de la machine asynchrone. Le procédé est excité par un signal d'entrée riche en fréquences et en amplitudes afin d'avoir un jeu de données approprié pour l'estimation.

La période d'échantillonnage est fixée à 0.001 secondes.

Les données de simulation ont été enregistrées sur 2600 points.

L'exécution du programme d'identification par les moindres carrés récursif donne les résultats du tableau suivant :

	Paramètre réel	Paramètre estimé	Erreur relative en %
Rs	4.8500	4.8468	0.065
Tr	0.0720	0.0513	28.75
Ts	0.0565	0.0415	26.54

Tableau III.1 : les paramètres électriques estimés

Le tableau III.1 montre que les estimations paramétriques obtenues sont très proches des valeurs du constructeur.

La figure III.2 représente le courant I_{ds} réel simulé et le courant I_{ds} estimé pour M=2600 points, on peut distinguer deux parties :

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

La première partie c'est le régime transitoire de 0 à 400, montre que le courant estimé suive le courant simulé mais avec une erreur.

La deuxième partie c'est le régime permanent de 400 à la fin, montre que le courant estimé est l'identique de courant simulé.

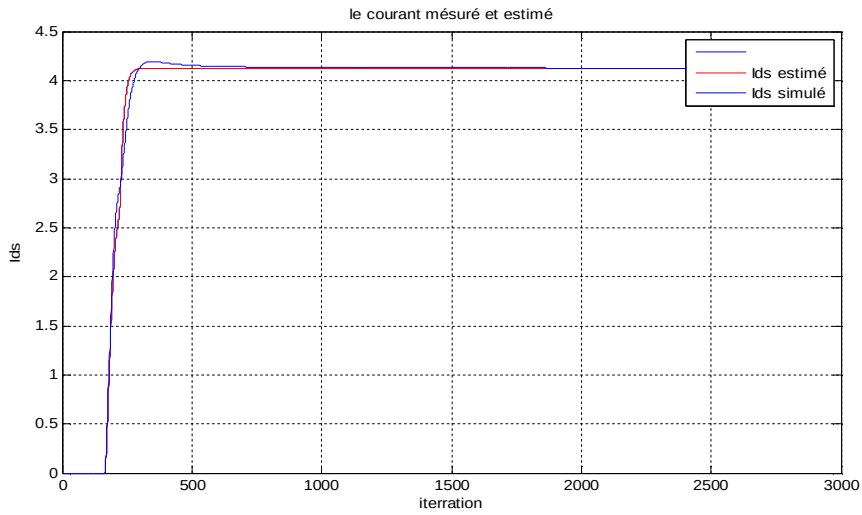


Figure III.2 : le courant I_{ds} simulé est estimé

La figure III.3 représente l'erreur d'estimation, on constate que l'erreur sur le courant I_{ds}converge vers zéro.

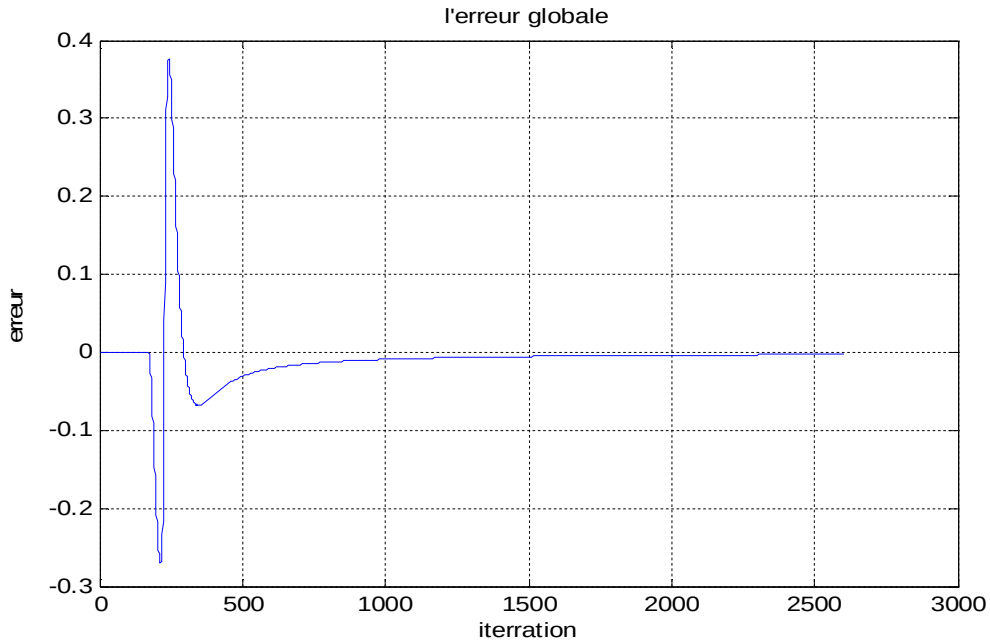


Figure III.3 : l'erreur d'estimation globale

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

7 CONCLUSION

L'estimation des paramètres éclectiques de la machine asynchrone par la méthode des moindres carrées récursif a donné des résultats satisfaisants pour le cas des modelés discrètes. Les paramètres obtenus par identification varient autour des valeurs initiales. Ce que signifie que le choix de ces derniers est relativement précis pour obtenir un meilleur estimé des paramètres. Dans le cas contraire, la qualité d'estimation est affectée.

Le pas d'échantillonnage à une grande influence sur la convergence de l'algorithme d'estimation et son choix n'est pas du tout trivial.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Chapitre IV

IDENTIFICATION NON LINEAIRE DES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

1 Introduction

La machine asynchrone triphasée est régie par un système d'équations non linéaires. Les expressions analytiques des différentes grandeurs constituant le vecteur d'état sont donc indisponibles et par voie de conséquence, l'expression du critère de similitude qui représente l'erreur quadratique dans notre cas. Le calcul littéral du gradient du critère de similitude est donc inaccessible. Lorsque l'algorithme exploitant le gradient n'est pas très sensible à la précision de ce dernier, la méthode par différences finies peut donner un résultat approché après de lourds calculs. Par contre, lorsque les performances de l'algorithme dépendent de façon critique de la précision de calcul du gradient, la méthode par différences finies n'est pas recommandée.

Dans ce chapitre on utilise une nouvelle procédure de calcul du gradient à l'aide des fonctions de sensibilité pour identifier les paramètres électriques et mécanique d'une machine asynchrone [9].

2 Méthode de calcul des fonctions de sensibilité [16]

Considérons le système non linéaire suivant:

$$\frac{dX}{dt} = F(X, \theta, t) \qquad \text{(IV.1)}$$

Où

X:est le vecteur d'état

θ: et le vecteur parametre.

En adoptant la méthode du modèle de référence illustrée par la figure II.2, nous nous proposons d'identifier le vecteur θ par minimisation du critère de similitude S représentant l'erreur quadratique entre les grandeurs expérimentales $X_e(k)$ issues du modèle réel et les grandeurs$X_c(k)$ calculées à partir du modèle adopté.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$$S = \sum_{i=1}^{N} (X_e(k) - X_c(k))^2 \qquad \text{(IV.2)}$$

N : désigne la dimension du vecteur mesuré, et k l'indice de points de mesure.

La technique de minimisation retenue utilise le calcul du gradient de G donné par :

$$\frac{\partial S}{\partial \theta_j} = -2 \sum_{i=1}^{n} (X_e(k) - X_c(k)) \frac{\partial X_c(k)}{\partial \theta_j} \qquad \text{(IV.3)}$$

Où $j = 1, . . , P$

Dans le cas d'un système linéaire, les grandeurs $X_c(k)$ peuvent être déterminées analytiquement et on peut en déduire les fonctions de sensibilité $\frac{\partial X_c(k)}{\partial \theta_j}$ de façon littérale. Dans le cas des systèmes non-linéaires, le gradient est généralement déterminé directement, ou à l'aide des fonctions de sensibilité, par dérivation numérique rendant la solution très sensible à la fonction S. Nous proposons alors la méthode suivante :

En partant d'un vecteur initial θ_0 , nous déterminons d'abord les $X_c(k)$ par intégration numérique de (IV.1). Ensuite, on dérive le système d'équation (IV.1) par rapport aux coefficients θ_j.

Les différentes fonctions de sensibilité peuvent donc être obtenues avec une bonne précision, par intégration du système (IV.4).

Le vecteur paramètres est estimé en utilisant l'algorithme suivant :

A l'itération 0 : En partant d'un point initial θ_0, on calcule :

$$X_c(k)$$

Et

$$\frac{\partial X(k)}{\partial \theta_i}$$

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

A la K^{eme}itération : On calcule le gradient G_k par :

$$G_{kj} = -2\sum_{i=1}^{n}(X_e(k) - X_c(k))\frac{\partial X_c(k)}{\partial \theta_j}$$

On déduit

$$\theta_{k+1} = \theta_k - \lambda^2 G_k$$

Où λ : est un scalaire positif appelé pas du gradient

3 Application à l'identification de la machine asynchrone triphasée

Nous nous proposons d'identifier les paramètres d'un moteur asynchrone à l'aide de la méthode du modèle de référence (Figure. II.2). Comme technique de minimisation, nous utilisons la méthode de gradient proposé au paragraphe précédent.

4 Calcul du gradient à l'aide des fonctions de sensibilités

Nous considérons le modèle de la machine à quatre paramètres électriques et trois paramètres mécaniques suivant [9]:

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma T_s} I_{ds} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P\Omega I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P\Omega I_{qr} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{1-\sigma}{\sigma} P\Omega I_{ds} - \frac{1}{\sigma T_s} I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P\Omega I_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{qr} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} \\ \frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{1}{\sigma T_s} I_{ds} - \frac{P\Omega}{\sigma} I_{qs} - \frac{1}{\sigma T_r} I_{dr} - \frac{P\Omega}{\sigma} I_{qr} - \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{P\Omega}{\sigma} I_{ds} + \frac{1}{\sigma T_s} I_{qs} + \frac{P\Omega}{\sigma} I_{dr} - \frac{1}{\sigma T_r} I_{qr} - \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{P}{J}(1-\sigma)Ls\left(I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}\right) - \frac{f_r}{J}\Omega - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad \text{(IV.5)}$$

Nous proposons de calculer le gradient G au point θ_0. S représentant l'erreur quadratique entre les grandeurs mesurées $I_{dsm}(k)$ et les grandeurs calculées

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$I_{dsc}(k)$oobtenues à partir du système (IV.5) à l'aide de l'algorithme de Runge-kutta. S est donné par l'expression suivante :

$$S = \sum_{k=1}^{n} (I_{dsm}(k) - I_{dsc}(k))^2 \quad \text{(IV.6)}$$

Le vecteur θ caractérisant le moteur déduit de (IV.5) est :

$$\theta = [\sigma T_s L_s T_r J f_r C_r] \quad \text{(IV.7)}$$

La j^{eme} composante du gradient de G est donnée par :

$$\frac{\partial S}{\partial \theta_j} = -2 \sum_{k=1}^{n} (I_{dsm}(k) - I_{dsc}(k)) \frac{\partial I_{dsc}(k)}{\partial \theta_j} \quad \text{(IV.8)}$$

La détermination du gradient revient à calculer numériquement le vecteur courant $I_{dsc}(k)$et les différentes fonctions de sensibilité$\frac{\partial I_{dsc}(k)}{\partial \theta_j}$.On remarque que :

$$\frac{\partial}{\partial \theta_j}\left(\frac{\partial X}{dt}\right) = \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial X}{\partial \theta_j}\right) \quad \text{(IV.9)}$$

On Calcule d'abord le vecteur d'état $[I_{ds} I_{qs} I_{dr} I_{qr} \Omega]$ par intégration numérique de (IV.5) à l'aide de Runge-kutta. Ensuite on détermine les fonctions de sensibilité$\frac{\partial I_{dsc}(k)}{\partial \theta_j}$.

Pour déterminer, par exemple$\frac{\partial I_{dsc}(k)}{\partial \theta_j}$, on dérive (IV.5) par rapport à σ et intégrons ensuite le système suivant :

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma}\right) = \frac{1}{\sigma 2T_s} I_{ds} - \frac{1}{\sigma 2} P\Omega I_{qs} - \frac{1}{\sigma 2T_r} I_{dr} - \frac{1}{\sigma 2} P\Omega I_{dr} - \frac{V_{ds}}{\sigma 2L_s} - \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P\Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\frac{\partial I_{dr}}{\partial \sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P\Omega \frac{\partial I_{qr}}{\partial \sigma} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma}\right) = \frac{1}{\sigma 2} P\Omega I_{ds} + \frac{1}{\sigma 2T_s} I_{qs} + \frac{1}{\sigma 2} P\Omega I_{dr} - \frac{1}{\sigma 2T_r} I_{qr} - \frac{V_{qs}}{\sigma 2L_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P\Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} - \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P\Omega \frac{\partial I_{dr}}{\partial \sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\frac{\partial I_{qr}}{\partial \sigma} I_{qr} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{dr}}{\partial \sigma}\right) = \frac{1}{\sigma 2T_s} I_{ds} + \frac{1}{\sigma 2} P\Omega I_{qs} - \frac{1}{\sigma 2T_r} I_{dr} + \frac{1}{\sigma 2} P\Omega I_{qr} + \frac{V_{ds}}{\sigma 2L_s} + \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} - \frac{1}{\sigma} P\Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} - \frac{1}{\sigma T_r}\frac{\partial I_{dr}}{\partial \sigma} - \frac{1}{\sigma} P\Omega \frac{\partial I_{qr}}{\partial \sigma} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{dr}}{\partial \sigma}\right) = \frac{1}{\sigma 2} P\Omega I_{ds} - \frac{1}{\sigma 2T_s} I_{qs} - \frac{1}{\sigma 2} P\Omega I_{dr} + \frac{1}{\sigma 2T_r} I_{qr} + \frac{V_{qs}}{\sigma 2L_s} + \frac{1}{\sigma T_s} P\Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} + \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} + \frac{1}{\sigma} P\Omega \frac{\partial I_{dr}}{\partial \sigma} - \frac{1}{\sigma T_r}\frac{\partial I_{qr}}{\partial \sigma} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial \Omega}{\partial \sigma}\right) = \frac{PL_s}{J}\left(I_{qs} Id_r - I_{ds} I_{qr}\right) + \frac{P}{J}(1-\sigma)L_s\left(Id_r \frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} + I_{qs}\frac{\partial I_{dr}}{\partial \sigma} - I_{ds}\frac{\partial I_{dr}}{\partial \sigma} - I_{qr}\frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma}\right) - \frac{f_r \partial \Omega}{J\, \partial \sigma} \end{cases}$$

De la même manière, on calcule les différentes fonctions de sensibilité

$$\frac{\partial I_{dsc}(k)}{\partial T_s}, \frac{\partial I_{dsc}(k)}{\partial L_s}, \frac{\partial I_{dsc}(k)}{\partial T_r}, \frac{\partial I_{dsc}(k)}{\partial J}, \frac{\partial I_{dsc}(k)}{\partial f_r} \text{ et } \frac{\partial I_{dsc}(k)}{\partial C_r}$$

Par la même opération que précédemment les systèmes associés aux différentes fonctions de sensibilité sont donnés en annexe.

4.1 Identification de la machine asynchrone triphasée

Nous nous proposons d'utiliser la méthode proposée pour déterminer simultanément les paramètres électriques et mécaniques de la machine. Nous validons d'abord la méthode à l'aide des données simulées [9].

4.1.1 Identification à l'aide des données simulées

Elles sont obtenues par résolution numérique du système non linéaire (IV.5) par la méthode de Runge-Kutta en utilisant les paramètres donnés d'un moteur asynchrone triphasé connu.

Le jeu de données est constitué respectivement de deux vecteurs de mesure; l'entrée *u(t)* et la sortie *y(t)*. L'entrée du procédé représente la tension de la machine asynchrone. La sortie *y(t)* représente le courant de la machine asynchrone. La période d'échantillonnage est fixée à 0.00005 secondes.

Les données de l'essai ont été enregistrées sur 20000 points. La figure IV.1présente les tensions V_{abc} , les courants I_{abc} et la vitesse de la machine asynchrone [8].

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

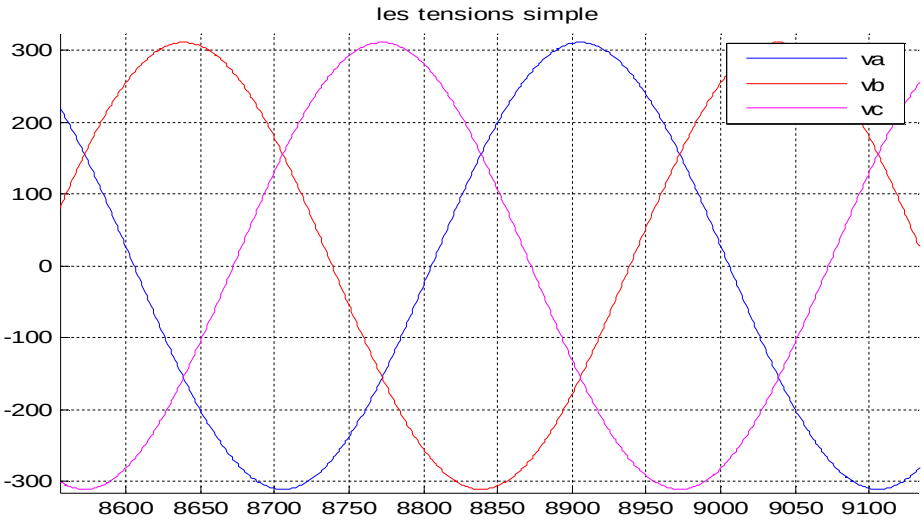


Figure IV.1 les tensions simples simulées

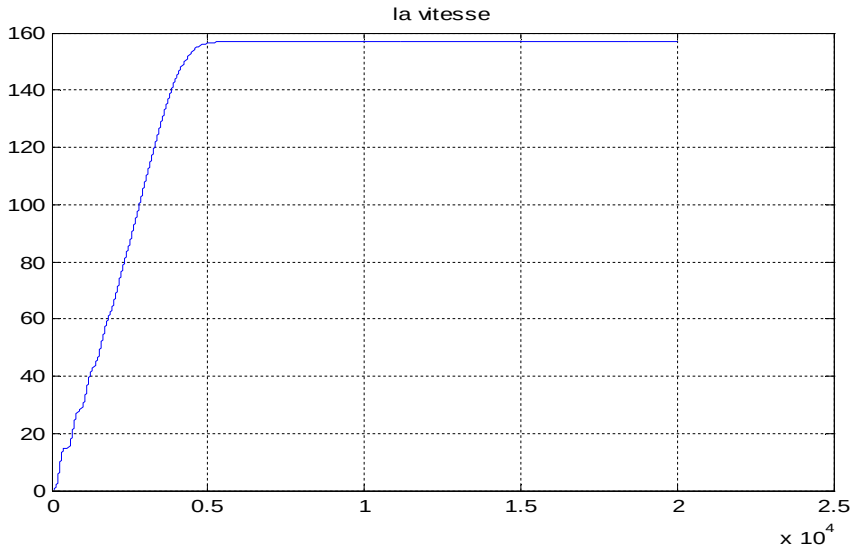


Figure IV.2 la vitesse simulée réel

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

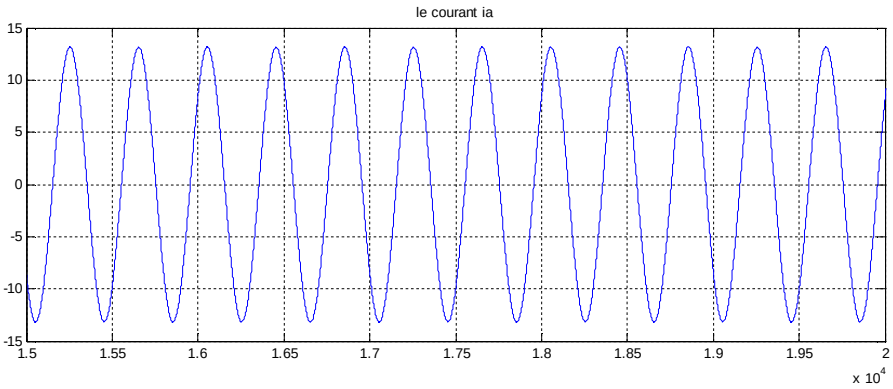
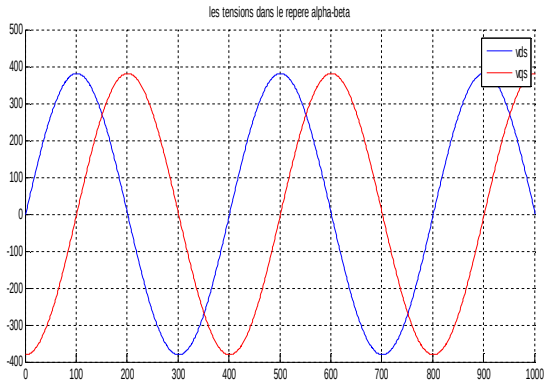


Figure IV.3 le courant $\boldsymbol{I_a}$ simulé

Le passage du système triphasé au système biphasé donne les tensions V_{dq}les courants I_{dq}présentent dans la figure suivante.



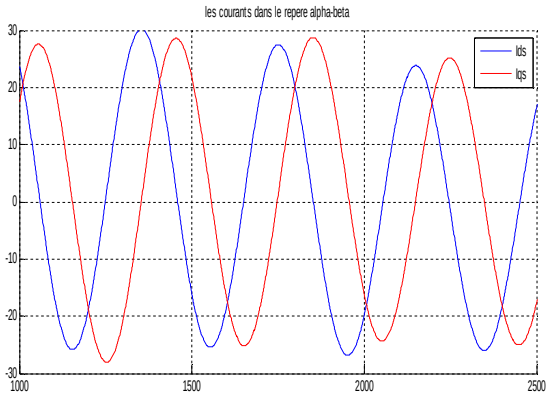


Figure IV.4 Courants et tensions dans le référentiel de Park

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

5. Résultat de simulation

Le tableau IV.1 montre les paramètres identifiés par la procédure proposée à partir de vecteur paramètre initialesθ_0.On remarque que le vecteur paramètre converge vers le même vecteur paramètres réel de la machine.

Les paramètres connus De la machine	Les paramètres initiaux donnés	Les paramètres estimés finale	L'erreur relative en %
σ= 0.1134	0.10	0.1131	0.2646
Ts(s)=0.0565	0.04	0.0567	0.3540
Ls(H)=0.0274	0.03	0.2746	2.1898
Tr(s)=0.0720	0.05	0.0722	0.2772
J(Kg-m^2)=0.030	0.03	0.0310	3.333
Fr(N .m.s/rd)=0.001136	0.0012	0.0011	3.1690

Tableau IV.1 les paramètres estimé à partir des valeurs initiale

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

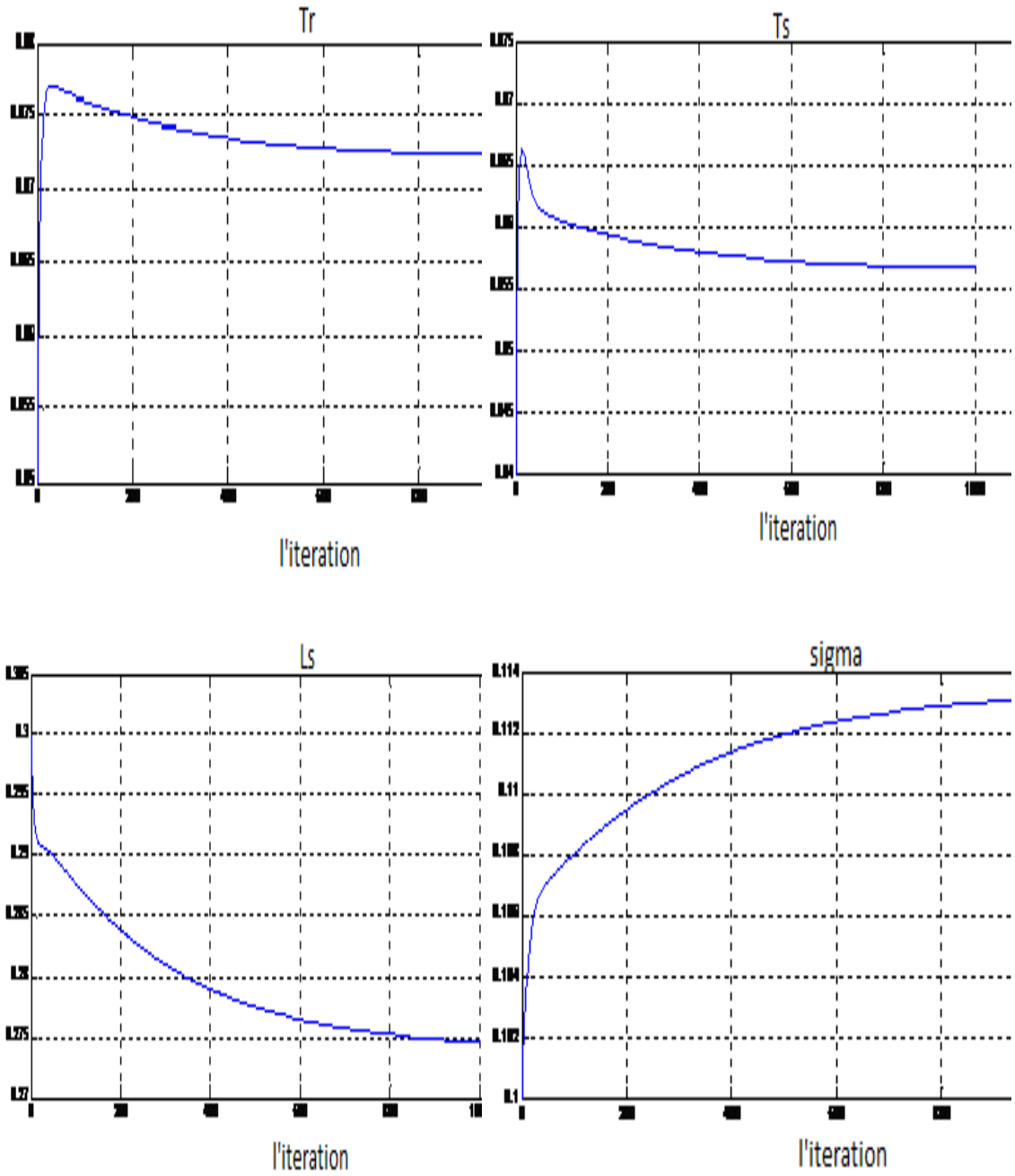


Figure IV.5 Paramètres estimé de la machine asynchrone

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

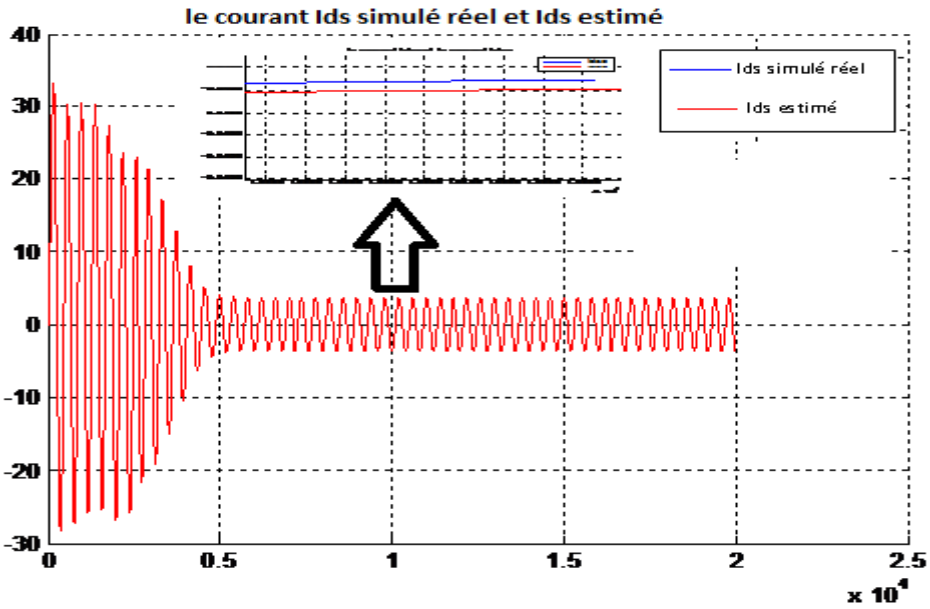


Figure IV.6.le courants Ids simulé réel et estimé

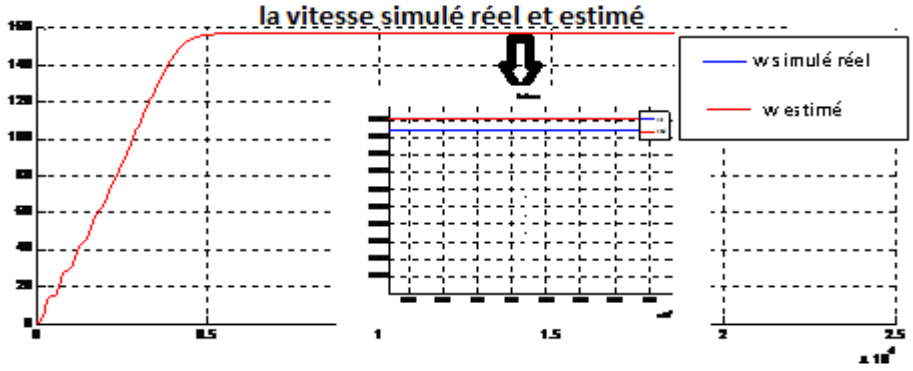


Figure IV.7. La vitesse réel simulée et estimée

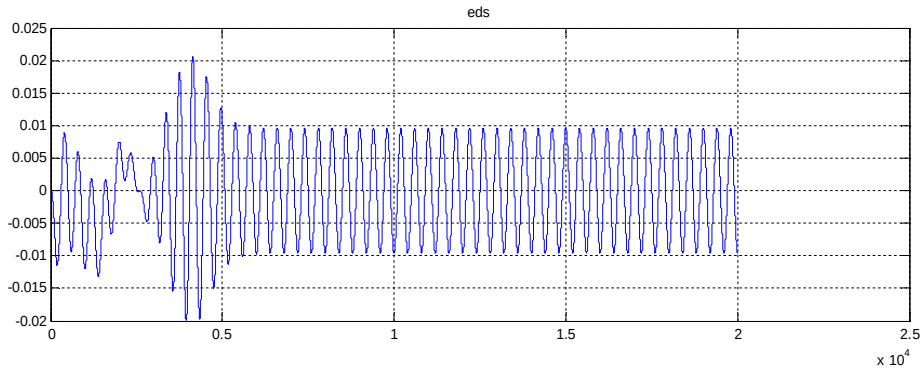


Figure IV.8. Erreur d'estimation du courant I_{ds}

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Interprétation des résultats :

La figure IV.5 représente les paramètres estimé de la machine à partir des valeurs initiale un peu éloigné avec un pas de réglage égale 2.5*10^-5 on obtient une convergence vers les paramètres exacte après 1000 itérations.

On constate que :

- le courant estimé est identique au courant simulé de la machine (figures IV.6).
- la vitesse estimée égale à la vitesse simulée de la machine (figures IV.7).
- L'erreur d'estimation du courant mesuré et le courant estimé est très faible (figure IV.8), qui montre la validité de ce algorithme de l'identification.

6. Conclusion

Nous avons présenté la technique d'identification par calcule du gradient à l'aide des fonctions de sensibilité basé sur la méthode du modèle. La méthode du modèle, quant à elle, n'émet aucune hypothèse restrictive sur la structure du modèle. Celui-ci peut être linéaire ou non linéaire. Par contre, les estimations réalisées par des méthodes analytiques itératives, consommatrices en temps de calcul, et nécessitant la connaissance des dérivés premières ou secondes par rapport aux paramètres du critère à minimiser.

Les résultats obtenus montrent que le vecteur paramètre converge vers une valeur qui minimiser le critère de la performance, néanmoins cette convergence dépend de choix du pas de gradient λ et de choix du vecteur paramètre initialeθ_0 .

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Conclusion générale :

A travers ce travail, nous avons présenté une introduction à la modélisation d'entrée-sortie de la machine asynchrone et à l'identification paramétrique à partir de mesures entrées-sorties.

Au début, nous avons élaboré une modélisation mathématique à de la machine asynchrone dans le référentiel de park dans un but très précis. Cette modélisation à été développée sous forme d'équation d'état de façon à pouvoir d'une part, aborder la simulation du fonctionnement de la machine et d'autre part de tester la validité des algorithmes d'identification des paramètres. La validité du modèle proposé a été testée par comparaison entre les résultats de la simulation numérique et les résultats de l'estimation.

Une méthodologie d'estimation linéaire des paramètres électriques basée sur des grandeurs mesurables qui sont les courants et les tensions statoriques a été également développée. Les résultats d'identification théoriques obtenus pour le cas du modèle discret son acceptable en générale.

Dans notre étude, les paramètres électriques sont déterminés à l'aide de la méthode du modèle de référence. Le courant et la tension simple correspondante sont considérés comme des signaux d'entrée-sortie, tandis que erreur quadratique entre les courants estimé et ceux calculés est choisie comme critère de similitude. Quant à la machine, nous avons adopté un modèle ayant à quatre paramètres électriques mesurables. Nous avons alors validé notre étude à l'aide de données simulées pour identifier la machine asynchrones. Nous avons vérifié que la technique convergente vers le même vecteur paramètres donnée par le constructeur.

Nous nous sommes alors intéressés aux techniques de minimisation basées sur le calcul du gradient de la fonction quadratique car elles convergent plus rapidement. Ces techniques déterministes font intervenir à chaque itération l'évaluation de la direction de recherche gradient. La détermination de ce gradient par les techniques habituelles des différences finies eut induire des erreurs de calcul non négligeables de différenciation.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Nous avons utilisé une méthode de calcul du gradient à l'aide des fonctions de sensibilité, les résultats obtenu montrent que le vecteur paramètre converge vers une valeur qui minimiser le critère de la performance, néanmoins cette convergence dépend de choix du pas de gradient λ et de choix du vecteur paramètre initialeθ_0 .

Et comme perspective nous proposé :

- Application d'autre méthode d'identification.
- La validité du modèle proposé par comparaison entre les résultats de la simulation et les relevées expérimentale.
- Validation notre étude d'identification à l'aide d'essais réalisés sur la machine asynchrone.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Annexe

Les paramètres de la machine asynchrone sont :

- Résistance statorique: **R_s= 4.85**
- Résistance rotorique: **R_r= 3.805**
- Inductance cyclique statorique: **L_s= 0.274 H**
- Inductance cyclique rotorique: **L_r= 0.274 H**
- Inductance cyclique mutuelle: **L_m = 0.258 H**
- Moment d'inertie des masses tournantes: **J = 0.031 Kg.m²**
- Coefficient de frottement : **f**=0.001136
- Le nombre de paires de pôles est: **P = 2**

Présentations des systèmes permettant le calcul des différentes fonctions de sensibilités.

A partir du système d'équations (IV.5) décrivant le fonctionnement du moteur, nous déduisons par dérivations partielles, et ce par rapport aux différents paramètres caractérisant le moteur, les systèmes d'équations permettant de calculer les différentes fonctions de sensibilités. Ces dernières sont déterminées par intégration numérique à l'aide de l'algorithme de Range-Kutta. Ces fonctions de sensibilité conduisent à la détermination du gradient de l'erreur quadratique utilisée dans la méthode e calcul que nous avons proposée pour identifier un moteur asynchrone triphasé.
Les systèmes suivants permettant de calculer respectivement les différentes fonctions de sensibilités suivantes :

$$\frac{\partial I_{dsc}(k)}{\partial T_s},\frac{\partial I_{dsc}(k)}{\partial L_s},\frac{\partial I_{dsc}(k)}{\partial T_r},\frac{\partial I_{dsc}(k)}{\partial J},\frac{\partial I_{dsc}(k)}{\partial f_r}\text{et}\ \frac{\partial I_{dsc}(k)}{\partial C_r}$$

$$\begin{cases}
\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial T_s}\right) = \frac{1}{\sigma {T_s}^2} I_{ds} - \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{ds}}{\partial T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_0\Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\frac{\partial I_{dr}}{\partial T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_0\Omega \frac{\partial I_{qr}}{\partial T_s} \\
\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{qs}}{\partial T_s}\right) = -\frac{1-\sigma}{\sigma} P_0\Omega I_{ds} - \frac{1}{\sigma {T_s}^2} I_{qs} - \frac{1}{\sigma \mathrm{T_s}}\frac{\partial \mathrm{I_{qs}}}{\partial \mathrm{T_s}} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P_0\Omega \frac{\partial I_{dr}}{\partial \sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\frac{\partial I_{qr}}{\partial \sigma} \\
\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{dr}}{\partial T_s}\right) = \frac{1}{\sigma {T_s}^2} I_{ds} + \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{qs}}{\partial T_s} - \frac{1}{\sigma} P_0\Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial T_s} - \frac{1}{\sigma T_r}\frac{\partial I_{dr}}{\partial T_s} - \frac{1}{\sigma} P_0\Omega \frac{\partial I_{qr}}{\partial T_s} \\
\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{dr}}{\partial T_s}\right) = \frac{1}{\sigma {T_s}^2} I_{qs} + \frac{1}{\sigma} P_0\Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial T_s} + \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{qs}}{\partial T_s} + \frac{1}{\sigma} P_0\Omega \frac{\partial I_{dr}}{\partial T_s} - \frac{1}{\sigma T_r}\frac{\partial I_{dr}}{\partial T_s} \\
\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial \Omega}{\partial T_s}\right) = \left(Id_r \frac{\partial I_{qs}}{\partial T_s} + I_{qs}\frac{\partial I_{dr}}{\partial T_s} - I_{ds}\frac{\partial I_{qr}}{\partial T_s} - I_{qr}\frac{\partial I_{ds}}{\partial T_s}\right) - \frac{f_r}{J}\frac{\partial \Omega}{\partial T_s}
\end{cases}$$

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial L_s}\right) = \frac{V_{ds}}{\sigma {L_s}^2} - \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{ds}}{\partial L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{qs}}{\partial L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \mathrm{T_r}}\frac{\partial \mathrm{I_{dr}}}{\partial \mathrm{L_s}} + \frac{1-\sigma}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{qr}}{\partial L_s} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{qs}}{\partial L_s}\right) = \frac{V_{qs}}{\sigma {L_s}^2} - \frac{1-\sigma}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{ds}}{\partial L_s} - \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{qs}}{\partial L_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{dr}}{\partial L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\frac{\partial I_{qr}}{\partial L_s} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{dr}}{\partial L_s}\right) = \frac{V_{ds}}{\sigma {L_s}^2} + \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{ds}}{\partial L_s} - \frac{1}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{qs}}{\partial L_s} - \frac{1}{\sigma T_r}\frac{\partial I_{dr}}{\partial L_s} - \frac{1}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{qr}}{\partial L_s} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{qr}}{\partial L_s}\right) = \frac{V_{qs}}{\sigma {L_s}^2} + \frac{1}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{ds}}{\partial L_s} + \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{qs}}{\partial L_s} + \frac{1}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{dr}}{\partial L_s} - \frac{1}{\sigma T_r}\frac{\partial I_{qr}}{\partial L_s} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial \Omega}{\partial L_s}\right) = \frac{\mathrm{P_0}(1-\sigma)}{\mathrm{J}} + \left(\mathrm{I_{qs}I_{dr}} - \mathrm{I_{ds}I_{qr}}\right) + \frac{\mathrm{P_0}}{\mathrm{J}}(1-\sigma)\mathrm{L_s}\left(Id_r\frac{\partial I_{qs}}{\partial L_s} + I_{qs}\frac{\partial I_{dr}}{\partial L_s} - I_{ds}\frac{\partial I_{qr}}{\partial L_s} - I_{qr}\frac{\partial I_{ds}}{\partial L_s}\right) - \frac{f_r\partial\Omega}{J\,\partial L_s} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial T_r}\right) = \frac{1}{\sigma {T_r}^2}\mathrm{I_{dr}} - \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{ds}}{\partial T_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{qs}}{\partial T_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma \mathrm{T_r}}\frac{\partial \mathrm{I_{dr}}}{\partial \mathrm{T_r}} + \frac{1-\sigma}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{qr}}{\partial T_r} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{qs}}{\partial T_r}\right) = \frac{1}{\sigma {T_r}^2}\mathrm{I_{qr}} - \frac{1-\sigma}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{ds}}{\partial T_r} - \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{qs}}{\partial T_r} - \frac{1-\sigma}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{dr}}{\partial T_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma \mathrm{T_r}}\frac{\partial \mathrm{I_{qr}}}{\partial \mathrm{T_r}} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{dr}}{\partial T_r}\right) = \frac{1}{\sigma {T_r}^2}\mathrm{I_{dr}} + \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{ds}}{\partial T_r} - \frac{1}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{qs}}{\partial T_r} - \frac{1}{\sigma \mathrm{T_r}}\frac{\partial \mathrm{I_{dr}}}{\partial \mathrm{T_r}} - \frac{1}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{qr}}{\partial T_r} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{qr}}{\partial T_r}\right) = \frac{1}{\sigma {T_r}^2}\mathrm{I_{qr}} + \frac{1}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{ds}}{\partial T_r} + \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{qs}}{\partial T_r} - \frac{1}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{dr}}{\partial T_r} - \frac{1}{\sigma \mathrm{T_r}}\frac{\partial \mathrm{I_{qr}}}{\partial \mathrm{T_r}} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial \Omega}{\partial T_r}\right) = \frac{\mathrm{P_0}}{\mathrm{J}}(1-\sigma)\mathrm{L_s}\left(Id_r\frac{\partial I_{qs}}{\partial T_r} + I_{qs}\frac{\partial I_{dr}}{\partial T_r} - I_{ds}\frac{\partial I_{qr}}{\partial T_r} - I_{qr}\frac{\partial I_{ds}}{\partial T_r}\right) - \frac{f_r\partial\Omega}{J\,\partial T_r} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial J}\right) = \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{ds}}{\partial J} + \frac{1-\sigma}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{qs}}{\partial \mathrm{J}} + \frac{1-\sigma}{\sigma \mathrm{T_r}}\frac{\partial I_{dr}}{\partial J} + \frac{1-\sigma}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{qr}}{\partial J} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{qs}}{\partial J}\right) = \frac{1-\sigma}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{ds}}{\partial \mathrm{J}} - \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{qs}}{\partial J} - \frac{1-\sigma}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{dr}}{\partial J} + \frac{1-\sigma}{\sigma \mathrm{T_r}}\frac{\partial I_{qr}}{\partial J} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{dr}}{\partial J}\right) = \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{ds}}{\partial J} - \frac{1}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{qs}}{\partial \mathrm{J}} - \frac{1}{\sigma \mathrm{T_r}}\frac{\partial I_{dr}}{\partial J} - \frac{1}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{qr}}{\partial J} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{qs}}{\partial J}\right) = \frac{1}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{ds}}{\partial \mathrm{J}} + \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{qs}}{\partial J} + \frac{1}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{dr}}{\partial J} - \frac{1}{\sigma \mathrm{T_r}}\frac{\partial I_{qr}}{\partial J} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial \Omega}{\partial J}\right) = \frac{\mathrm{P_0}(1-\sigma)\mathrm{L_s}}{\mathrm{J2}}\left(\mathrm{I_{qs}I_{dr}} - \mathrm{I_{ds}I_{qr}}\right) + \frac{f_r\Omega}{J2} + \frac{C_s}{J2} + \frac{\mathrm{P_0}}{\mathrm{J}}(1-\sigma)\mathrm{L_s}\left(Id_r\frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} + I_{qs}\frac{\partial I_{dr}}{\partial \sigma} - I_{ds}\frac{\partial I_{qr}}{\partial \sigma} - I_{qr}\frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma}\right) - \frac{f_r\partial\Omega}{J\,\partial\sigma} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial f_r}\right) = \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{ds}}{\partial f_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{qs}}{\partial f_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma \mathrm{T_r}}\frac{\partial I_{dr}}{\partial f_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{qr}}{\partial f_r} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{qs}}{\partial f_r}\right) = \frac{1-\sigma}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{ds}}{\partial f_r} - \frac{1-\sigma}{\sigma \mathrm{T_r}}\frac{\partial I_{qs}}{\partial f_r} - \frac{1-\sigma}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{dr}}{\partial f_r} + \frac{1}{\sigma T_r}\frac{\partial I_{qr}}{\partial f_r} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{dr}}{\partial f_r}\right) = \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{ds}}{\partial f_r} - \frac{1}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{qs}}{\partial f_r} - \frac{1}{\sigma \mathrm{T_r}}\frac{\partial I_{dr}}{\partial f_r} - \frac{1}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{qr}}{\partial f_r} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial I_{qr}}{\partial f_r}\right) = \frac{1}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{ds}}{\partial f_r} + \frac{1}{\sigma T_s}\frac{\partial I_{qs}}{\partial f_r} + \frac{1}{\sigma}P_0\Omega\frac{\partial I_{dr}}{\partial f_r} - \frac{1}{\sigma T_r}\frac{\partial I_{qr}}{\partial f_r} \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial \Omega}{\partial f_r}\right) = \frac{\Omega}{J} + \frac{\mathrm{P_0}}{\mathrm{J}}(1-\sigma)\mathrm{L_s}\left(Id_r\frac{\partial I_{qs}}{\partial f_r} + I_{qs}\frac{\partial I_{dr}}{\partial f_r} - I_{ds}\frac{\partial I_{qr}}{\partial f_r} - I_{qr}\frac{\partial I_{ds}}{\partial f_r}\right) - \frac{f_r\partial\Omega}{J\,\partial f_r} \end{cases}$$

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

Bibliographie

[1] Hidouche. M et Achouri. R, "Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone ", thèse ingénieur d'état, E.N.P.Alger 2007.

[2] Pujol. A.A, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors", Thèse de doctorat de l'Université Polytechnique de Catalogne, Espagne, 2000.

[3] Tamrabet. H, "Robustesse d'un control vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone", thèse de magister de l'Université de Batna, Algérie, 2006.

[4] Baghli. L, "Contribution à la commande de la machine asynchrone: utilisation de la logique flou, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré - Nancy-1, France, 1999.

[5] Landau. D, Gianluca. Z, "Digital Control Systems", Springer, London 2006.

[7] Patin. N, "Modélisation de la machine asynchrone", Cours de l'ENS de Cachan, non édité, France, 2003

[6] Eric. W, Luc. P, "Identification of parametric Models from experimental

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

data", Edition Masson 1997.

[8] Bachani. M, " Identification paramétrique de la machine asynchrone", thèse de magister l'Université d'oran.

[9] Bounekhla. M, " Contribution à l'identification paramétrique de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat d'Etat, 30 mai 2004

[10] Hadj. A.A, " Identification des Systèmes Linéaires", l'Université de Tlemcen, Octobre 2007

[11] Hasni. M, "Identification Paramétrique et Structurale des Machines Synchrones par Application de Divers Signaux d'excitation", thèse de doctorat. BP 182 El Harrach 16200, Alger, Algérie

[12] Meghzzi Larafi. M, " Identification paramétrique linéaire de la machine asynchrone triphasée ", thèse de magister.ENP. 2002

[13] Chergui. R, " identification des paramètres d'une machine asynchrone triphasée ", thèse ingénieur d'état, l'Université de Batna, Décembre2014

[14] Guechtouli .A et Hadouche .A, "Introduction a l'identification paramétrique des machines asynchrones ", thèse ingénieure, E.N.P. Alger 1996.

[15] Tohami. O, "contribution à l'identification paramétriques des machines électriques", thèse ingénieure - magistère, E.N.P .Alger 1994.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)

[16] Bounekhla M., Zaïm M.E., Rezzoug A., "Calcul du gradient à l'aide des fonctions de sensibilité. Application à l'identification de la machine asynchrone", Revue Internationale du Génie Electrique (RIGE) Vol6-N°5-6/2003

.

Create PDF files without this message by purchasing novaPDF printer (http://www.novapdf.com)