

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mouloud MAMMARI, Tizi-Ouzou



Faculté de Génie Electrique et d'Informatique
Département d'électrotechnique

Mémoire de Fin d'Etudes
de MASTER ACADEMIQUE
Domaine :Sciences et Technologies
Filière : Génie Electrique

Spécialité : Entraînements Electriques

Présenté par : **Mr. BESTANI Mahieddine**

Mr. DERMOUCHE Said

Thème

*Identification des paramètres d'une machine
asynchrone à double alimentation*

Mémoire soutenu publiquement le, 20 Juillet 2016 devant le jury composé de :

Mr MOHELLEBI Hassane

Professeur, UMMTO , Président

Mme MOHELLEBI ep OUDNI Zehor

MCB, UMMTO , Encadreur

Mr HOCINI Farid

MCB, UMMTO , Examineur

Mr OULD OUALI Samy Hassani

MCB, UMMTO , Examineur

Remerciement

Nous tenons tout d'abord à exprimer toute notre gratitude et nos sincères remerciements à Madame «OUDNI Zehor», Maitre de conférences classe B à l'Université d'UMMTO, pour avoir dirigé ce travail, pour ses grandes compétences scientifiques ainsi que pour ses conseils, ses remarques toujours constructives, ses remarquables qualités humaines, son soutien, la confiance et l'amitié qu'il nous a toujours témoignées.

Nous remercions les membres du jury d'avoir accordé toute leur attention scientifique à l'analyse de ce mémoire.

Nos remerciements vont aussi aux professeurs ainsi qu'à Nos collègues au sein de notre faculté.

Nous tenons aussi à remercier notre chère amie «BENTELHA Abir» ingénieur en électrotechnique industriel pour son aide, son encouragement et son soutien à accomplir ce travail.

Nous tenons à exprimer notre reconnaissance et adresser Nos très sincères remerciements à toutes les personnes qui ont contribué d'une manière ou d'une autre, au bon déroulement et à l'aboutissement de ce travail.

Pour finir, Nous tenons à remercier du fond du cœur nos familles, pour leur soutien permanent durant toutes ces années, Surtout Nos parents d'avoir toujours été là à Nos côtés, de nous avoir encouragés tout au long de Nos études.

Sommaire

| | |
|---|-----------|
| Introduction générale..... | 1 |
| Chapitre I : Généralité et modélisation de la MADA | |
| I. Introduction..... | 3 |
| II. Description de la MADA | 3 |
| III. Principe de fonctionnement de la MADA..... | 4 |
| IV. Transfert de puissance dans la MADA | 4 |
| IV.1. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone..... | 4 |
| IV.2. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone | 5 |
| IV.3. Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone..... | 5 |
| IV.4. Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone | 6 |
| V. Domaine d'application de la MADA | 6 |
| VI. Avantage et inconvénient de la MADA..... | 7 |
| VI.1. Avantage de la MADA..... | 7 |
| VI.2. Inconvénients de la MADA | 7 |
| VII. Modélisation de la MADA | 7 |
| VII.1. Hypothèses simplificatrices | 8 |
| VII.2. Modèle de la MADA dans le repère abc..... | 8 |
| VII.2.1. Equations magnétiques | 9 |
| VII.2.2. Equations électriques | 10 |
| VII.2.3. Equations mécaniques..... | 10 |
| VII.3. Transformation de Park | 11 |
| VII.4. Transformation triphasée-diphasée | 11 |
| VII.5. Expression du couple | 13 |
| VII.6. Choix du repère dq..... | 13 |
| VII.6.1. Référentiel lié au stator | 13 |
| VII.6.2. Référentiel lié au rotor | 13 |
| VII.6.3. Référentiel lié au champ tournant | 13 |

VII.7. Model d'état de la MADA dans le repère de Park 13
VIII. Conclusion 16

Chapitre II : Méthodes d'identification

I. Introduction..... 17
II. Principe d'identification 17
III. Etapes d'identification 17
 III.1. Extraction des données 17
 III.2. Choix de la structure du modèle 17
 III.3. Choix du critère d'estimation paramétrique 17
 III.4. Estimation paramétrique 18
 III.5. Validation du modèle..... 18
IV. Les types d'identification 19
 IV.1. Identification non paramétrique 19
 IV.2. Identification paramétrique..... 19
V. facteurs influant sur identification 19
 V.1. Choix des signaux d'entrée 19
 V.2. Séquence Binaire Pseudo-Aléatoire 19
 V.3. Choix de la fréquence d'échantillonnage 20
 V.4. Bruits de mesures 20
VI. Algorithmes d'identification 21
 VI.1 Méthodes directes 21
 VI.2. Méthodes itératives 21
VII. Structure du modèle d'état non linéaire 21
VIII. Méthodes d'estimation paramétriques 21
 VIII.1. Algorithme du gradient..... 22
 VIII.2. Algorithme de Gauss-Newton..... 23

| | |
|--|----|
| VIII.3. Algorithme Levenberg-Marquardt | 23 |
| VIII.4. Comparaison entre différentes méthodes | 28 |
| IX. Conclusion | 28 |

Chapitre III : Identification des paramètres de la MADA

| | |
|---|----|
| I. Introduction..... | 29 |
| II. Modèle adopté de la machine en régime permanent..... | 29 |
| III. Détermination des paramètres de la MADA par des essais classique | 31 |
| III.1. Mesures des paramètres électriques | 32 |
| III.1.1. Mesure de la résistance statorique et rotorique..... | 32 |
| III.1.2. Mesure de l'inductance cyclique du stator et du rotor | 33 |
| III.1.2.1. Détermination de l'inductance cyclique du stator (L_s), La mutuelle (M_{sr}) et rapport de transformation (m_1) | 33 |
| III.1.2.1.1. Essai à vide | 33 |
| III.1.2.1.2. Détermination de la résistance totale ramenée au stator | 34 |
| III.1.2.1.3. Essai à rotor ouvert | 35 |
| III.1.2.2. Détermination de l'inductance cyclique du stator (L_r), La mutuelle (M_{rs}) et le rapport de transformation (m_2) | 36 |
| III.1.2.2.1. Essai à stator ouvert | 36 |
| III.1.2.2.2. Détermination des paramètres électriques ramenés au stator . | 38 |
| III.2. Détermination des paramètres mécaniques | 39 |
| III.2.1. Détermination du coefficient de frottement | 39 |
| III.2.1.1. Première méthode | 39 |
| III.2.1.2. Deuxième méthode | 40 |
| III.2.2. Détermination du moment d'inertie (J_m) par l'essai de ralentissement... | 41 |
| IV. Identification des paramètres de la MADA par Levenberg-Marquardt..... | 43 |
| V. Validation des résultats..... | 46 |

| | |
|---|-----------|
| V.1. Validation par un essai à partir d'un réseau de 150 volts | 46 |
| V.2. Validation par un essai à partir d'un réseau de 100 volts..... | 48 |
| VI. Conclusion..... | 49 |
| Conclusion général..... | 51 |

I. Liste des abréviations :

| Acronyme : | Signification : |
|-------------------|--|
| MADA | Machine asynchrone à double alimentation |
| SBPA | Séquence binaire pseudo aléatoire |
| DFIM | double Field induction machine |

TABLES DES FIGURES

I. Chapitre I

| | |
|---|----|
| Figure I.1 : Structure de la MADA..... | 3 |
| Figure I.2 : Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone..... | 5 |
| Figure I.3 : Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone..... | 5 |
| Figure I.4 : Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone..... | 6 |
| Figure I.5 : Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone..... | 6 |
| Figure I.6 : Représentation de la MADA dans le système triphasé..... | 8 |
| Figure I.7 : Représentation de la MADA dans le repère de PARK..... | 11 |

II. Chapitre II

| | |
|---|----|
| Figure II.1 : Procédure d'identification d'un système..... | 18 |
| Figure II.2 : Principe d'optimisation paramétrique..... | 22 |
| Figure II.3 : Organigramme de l'algorithme de levenberg-Marquardt..... | 24 |

III. chapitre III

| | |
|--|----|
| Figure III.1 : Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent..... | 31 |
| Figure III.2 : Plaque à borne de la MADA..... | 32 |
| Figure III.3 : Montage de mesure des résistances..... | 33 |
| Figure III.4 : Montage de l'essai à vide..... | 35 |
| Figure III.5 : Montage d'essai a rotor ouvert..... | 37 |
| Figure III.6 : Montage d'essai a stator ouvert..... | 37 |
| Figure III.7 : La Caractéristique du calcul de coefficient de frottement K_f | 42 |
| Figure III.8 : Allure de la vitesse de ralentissement en fonction du temps..... | 42 |
| Figure III.9 : Courant statorique mesuré et estimé de la phase 'a' a partir d'un réseau 220V..... | 45 |
| Figure III.10 : Zoom du courant I_{as} mesuré et estimé à partir d'un réseau 220V..... | 45 |

| | |
|---|----|
| Figure III.11 : Vitesse mécanique estimée et mesurée pour un réseau de 220 V..... | 45 |
| Figure III.12 : Zoom des Vitesses estimée et mesurée pour un réseau de 220 V..... | 46 |
| Figure III.13 : Courant statorique mesuré et estimé de la phase 'a' a partir d'un réseau 150V..... | 46 |
| Figure III.14 : Zoom du courant I_{as} mesuré et estimé à partir d'un réseau 150V | 47 |
| Figure III.15 : Vitesse mécanique estimée et mesurée pour un réseau 150 V | 47 |
| Figure III.16 : Zoom des Vitesses mesurée et simulée pour un réseau 150 V..... | 47 |
| Figure III.17 : Courant statorique mesuré et estimé de la phase 'a' a partir d'un réseau 100V..... | 48 |
| Figure III.18 : Zoom du courant I_{as} mesuré et estimé à partir d'un réseau 100V | 48 |
| Figure III.19 : Vitesse mécanique estimée et mesurée pour un réseau 100V..... | 49 |
| Figure III.20 : Zoom des Vitesses mesurée et simulée pour un réseau 100 V..... | 49 |

I. Chapitre I

Tableau I.1 : Tableau qui représente les éléments des matrices A et B 15

III. Chapitre III

Tableau III.1 : Plaque signalétique de la MADA 31

Tableau III.2 : Les mesures de l'essai à vide 34

Tableau III.3 : Les mesures de l'essai à vide 34

Tableau III.4 : Les mesures de l'essai à rotor ouvert 35

Tableau III.5 : Valeurs expérimentales de L_s, m_1, M_{sr} 36

Tableau III.6 : Les mesures de l'essai à stator ouvert 37

Tableau III.7 : Valeurs expérimentales de L_r, m_2, M_{rs} 37

Tableau III.8 : Les mesures de P_{12} 39

Tableau III.9 : Les mesures de P_1 39

Tableau III.10 : Les mesures de $P_{mcc}, I_{mcc}, \Omega_{mcc}$ 41

Tableau III.11 : Les paramètres mesurés par les essais classiques 43

Tableau III.12 : Paramètres identifiés par la simulation 44

Nomenclature :

| Symbole | Signification | Unité |
|----------------------|--------------------------------------|---------------|
| F_s | Force magnétomotrice créée au stator | <i>A.tour</i> |
| Ω_s | Vitesse du champ tournant | <i>Rad/s</i> |
| ω_s | Pulsation des courants statorique | <i>Rad/s</i> |
| P | Nombre de paire de pôle | |
| f_r | Fréquence rotorique | <i>H</i> |
| F_r | Force magnétomotrice créée au rotor | <i>A.tour</i> |
| Ω | Vitesse mécanique du rotor | <i>Rad/s</i> |
| ω_r | Pulsation des courants rotorique | <i>Rad/s</i> |
| F | Force magnétomotrice résultante | <i>A.tour</i> |
| Φ_m | Valeur efficace du flux | <i>Wb</i> |
| g | Glissement | |
| f | Fréquence statorique | <i>H</i> |
| P_s | Puissance du stator | <i>W</i> |
| P_r | Puissance du rotor ou du glissement | <i>W</i> |
| P_m | Puissance mécanique | <i>W</i> |
| V | Tension | <i>V</i> |
| R | Résistance | <i>Ω</i> |
| i | Courant | <i>A</i> |
| φ | Flux | <i>Wb</i> |
| t | Temps | <i>s</i> |
| V_s | Tension statorique | <i>V</i> |
| V_r | Tension rotorique | <i>V</i> |
| a, b, c | Repère triphasé | |
| e | Force électromotrice | <i>A.tour</i> |

Nomenclature :

| Symbole | Signification | Unité |
|-------------|--|------------------|
| R_s | Résistance statorique | Ω |
| R_r | Résistance rotorique | Ω |
| i_s | Courant statorique | A |
| i_r | Courant rotorique | A |
| ϕ_s | Flux statorique | wb |
| ϕ_r | Flux rotorique | wb |
| L_s | Inductance statorique | H |
| L_r | Inductance rotorique | H |
| M_{sr} | Inductance mutuelle entre stator et rotor | H |
| M_{rs} | Inductance mutuelle entre rotor et stator | H |
| l_s | Inductance propre d'une phase statorique | H |
| l_r | Inductance propre d'une phase rotorique | H |
| m_s | Inductance mutuelle entre deux phases statoriques | H |
| m_r | Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques | H |
| m_{sr} | Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique | H |
| θ | Angle entre la phase (a) du stator et celle correspondant au rotor | $^\circ$ (degré) |
| C_{em} | Couple électromagnétique | N.m |
| J_m | Moment d'inertie | $Kg.m^2$ |
| C_r | Couple résistant | N.m |
| K_f | Coefficient de frottement | N.m.s/rad |
| θ_s | Angle de la transformation de PARK pour l'ensemble des grandeurs statoriques | $^\circ$ (degré) |
| θ_r | Angle de la transformation de PARK pour l'ensemble des grandeurs rotoriques | $^\circ$ (degré) |
| X_{dq0} | Grandeur dans le repère 'dq' | |
| $p(\theta)$ | La matrice de la transformation de PARK | |

Nomenclature :

| Symbole | Signification | Unité |
|-------------------|---|-------|
| X_{abc} | Grandeur dans le repère 'a, b, c' | |
| M | Inductance mutuelle cyclique entre stator et le rotor | H |
| ϕ_{ds} | Flux directe statorique | wb |
| ϕ_{qs} | Flux en quadrature statorique | wb |
| ϕ_{dr} | Flux directe rotorique | wb |
| ϕ_{qr} | Flux en quadrature rotorique | wb |
| i_{ds} | Courant directe statorique | A |
| i_{qs} | Courant en quadrature statorique | A |
| i_{dr} | Courant directe rotorique | A |
| i_{qr} | Courant en quadrature rotorique | A |
| V_{ds} | Tension directe statorique | V |
| V_{qs} | Tension en quadrature statorique | V |
| V_{dr} | Tension directe rotorique | V |
| V_{qr} | Tension en quadrature rotorique | V |
| $[X_{el}]$ | Vecteur d'état électrique | |
| $[\dot{X}_{el}]$ | Vecteur des dérivées des variables d'état électrique | |
| $[X_{mec}]$ | Vecteur d'état mécanique | |
| $[\dot{X}_{mec}]$ | Vecteur des dérivées des variables d'état mécanique | |
| $[A_{el}]$ | Matrice d'état électrique | |
| $[B_{el}]$ | Matrice de commande électrique | |
| $[U_{el}]$ | Vecteur de commande ou d'entrée électrique | |
| $[A_{mec}]$ | Matrice d'état mécanique | |
| $[B_{mec}]$ | Matrice de commande mécanique | |
| $[U_{mec}]$ | Vecteur de commande ou d'entrée mécanique | |

Nomenclature :

| Symbole | Signification | Unité |
|-----------------------|---|-------|
| σ | Coefficient de dispersion | |
| Δ_{SBPA} | La période de base | |
| T_m | Le temps de montée | s |
| T_e | La période d'échantillonnage | s |
| L_{SBPA} | La longueur de la séquence | |
| N | Le nombre de bit (cellules) rebouclé(e)s du registre à décalage | |
| n_u | Nombre d'entrées | |
| n_y | Nombre de sorties | |
| n_x | Nombre d'états | |
| n_θ | Le nombre de paramètre à estimer | |
| θ | Vecteur de paramètres | |
| J | Critère de performance | |
| $\hat{y}(k)$ | La sortie estimée (du modèle) | |
| $y(k)$ | La sortie mesurée (du système) | |
| ε | L'erreur de prédiction ou résidu | |
| $J'(\theta^i)$ | Le gradient du critère J à l'itération i | |
| λ_i | Coefficient correcteur du pas de descente | |
| $J''(\theta^i)$ | La matrice des dérivées secondes du critère, appelée le Hessien | |
| I | Matrice identité | |
| $[\sigma y / \theta]$ | La fonction de sensibilité paramétrique | |
| \bar{V}_s | La tension statorique complexe | V |
| \bar{V}_r | La tension rotorique complexe | V |
| \bar{I}_s | Le courant statorique complexe | A |
| \bar{I}_r | Le courant rotorique complexe | A |

Nomenclature :

| <i>Symbole</i> | Signification | Unité |
|------------------------|---|--------------|
| $\overline{\varphi}_s$ | Le flux statorique complexe | wb |
| $\overline{\varphi}_r$ | Le flux rotorique complexe | wb |
| N' | l'inductance de fuite totale du rotor | H |
| U_r | La Tension entre phases rotorique | V |
| V_o | La tension entre phase à vide | V |
| I_o | Le courant à vide | A |
| P_o | La puissance à vide | W |
| V_{cc} | La tension d'une phase en court-circuit | V |
| I_{cc} | Le courant en court-circuit | A |
| P_{cc} | La puissance en court-circuit | W |
| R'_r | La résistance totale ramenée au stator | Ω |
| R_{eq} | Résistance équivalente | Ω |
| m_1 | Le rapport de transformation dans l'essai a rotor ouvert | |
| m_2 | Le rapport de transformation dans l'essai a stator ouvert | |
| m | Rapport de transformation totale | |
| L'_r | L'inductance rotorique ramené au stator | H |
| M' | Inductance mutuelle cyclique ramené au stator | H |
| V_{12} | La tension dont le groupe (MADA et machine à courant continu) est couplée | V |
| I_{12} | Le courant dont le groupe (MADA et machine à courant continu) est couplé | A |
| P_{12} | La puissance dont le groupe (MADA et machine à courant continu) est couplée | W |
| V_1 | La tension dont le groupe (MADA et machine à courant continu) est découplée | V |
| P_{mf} | La puissance mécanique dissipée par les frottements | W |
| τ_m | Constante du temps | s |

Nomenclature :

| Symbole | Signification | Unité |
|--------------------------|---|----------|
| P_1 | La puissance dont le groupe (MADA et machine à courant continu) est découplée | W |
| Ω_0 | La Vitesse a $t=0$ | Rad/s |
| P_0 | La Puissance due aux pertes par frottement visqueux | W |
| R_a | La Résistance de l'induit de la machine a courant continue | Ω |
| Ω_{mcc} | La Vitesse de la machine à courant continu | Rad/s |
| P_{mcc} | La puissance de la machine à courant continu | W |
| I_{mcc} | Le courant de la machine à courant continu | A |
| V_{mcc} | La vitesse de la machine à courant continu | V |
| T_e | Période d'échantillonnage | s |
| e_1 | Erreur entre le courant statorique mesuré et le courant statorique estimé dans le repère α | |
| e_2 | Erreur entre le courant statorique mesuré et le courant statorique estimé dans le repère β | |
| e_3 | Erreur entre la vitesse du rotor mesurée et celle a estimée | |
| $I_{\alpha s}$ | Courant statorique alpha mesuré | A |
| $\widehat{I}_{\alpha s}$ | Courant statorique alpha estimé | A |
| $I_{\beta s}$ | Courant statorique beta mesuré | A |
| $\widehat{I}_{\beta s}$ | Courant statorique beta estimé | A |
| $\widehat{\Omega}$ | Vitesse mécanique estimé | Rad/s |

Introduction

générale

Introduction générale

De plus en plus, les besoins de l'homme se multiplient d'un jour à l'autre, ce développement le dirige vers la recherche de nouvelles sources d'énergie qui facilitent son mode de vie [20].

Au début de 20^{ème} siècle, une mutation radicale a marqué la science, Le développement et l'exploitation des énergies renouvelables ont connu une forte croissance, l'homme dépasse l'étape de la recherche et passe au stade de la construction et de la création, il a pu développer des procédés complexes en utilisant les énergies renouvelables (éolien, solaire, ...) comme source, dans le but de produire une énergie propre et durable d'une part et d'autre part pour satisfaire la demande de consommation énergétique et réduire les effets négatifs des ressources d'origine fossile sur l'environnement, de ce fait l'homme est arrivé à une maîtrise quasi totale de l'énergie [2].

Actuellement, l'énergie consommée en milieu industriel, est en grande partie d'origine électrique. Cette énergie est essentiellement transformée en énergie mécanique par l'intermédiaire des machines électriques [20].

Nous pouvons distinguer plusieurs types de machines électriques, nous nous intéressant à la machine asynchrone à double alimentation MADA en anglais « double Field induction machine DFIM » est une machine asynchrone à rotor bobiné, cette dernière est très populaire, son utilisation dans la chaîne de conversion électromécanique en tant qu'aérogénérateur ou moteur a connu une croissance spectaculaire grâce à sa robustesse, sa fiabilité et son coût modéré, autrement dit, elle offre d'excellents compromis performances/coûts [4].

L'importance de cette machine conduit à une étude complète dans l'identification de ces paramètres par différentes méthodes en guise de réaliser les meilleures approches possibles du modèle de la machine. L'identification paramétrique de la MADA est l'un des objectifs les plus importants en vue de sa simulation, sa commande et son diagnostic [2].

L'objectif assigné à ce travail est une modélisation de la MADA qui est très utilisée dans les milieux industriels, en appliquant la théorie de PARK qui permet de transformer une machine asynchrone triphasée réelle en une machine asynchrone diphasée imaginaire équivalente dans le but de la simplifier, ensuite sera la mise en œuvre de la méthode d'identification des paramètres de cette dernière par l'algorithme de Levenberg-Marquardt, qui a des avantages par rapport à d'autres algorithmes. L'application de cet algorithme sera simulée suivant un programme.

La simulation est un moyen efficace et économique utilisé pour faire des études préliminaires et comparatives, soit pour le développement ou pour l'observation du fonctionnement des systèmes. Plusieurs outils de simulation sont utilisés dans le domaine d'électrotechnique pour l'identification et la commande des machines électriques.

La difficulté de simulation de la MADA provient de sa structure non-linéaire.

Le présent mémoire est structuré de la manière suivante :

Le premier chapitre sera consacré à présenter la machine asynchrone à rotor bobiné, son principe de fonctionnement en mode moteur (Hypo et Hypersynchronisme) ainsi en mode générateur (Hypo et Hypersynchronisme), sa modélisation prenant en considération certains hypothèses simplificatrices.

Au cours du second chapitre, une présentation brève sera donner sur l'identification et son principe ainsi que les conditions nécessaire pour effectuer une bonne identification, et en terminant par définir plusieurs méthodes d'identification en insistant sur la méthode de Levenberg-Marquardt .

Au sein du troisième chapitre, l'application de la méthode d'identification Levenberg-Marquardt présentée auparavant sera effectuée sur la MADA, suivie d'une analyse des résultats obtenus, en fin on termine par valider nos résultats par une comparaison entre les signaux obtenues par la simulation sur le logiciel MATLAB et ceux qui sont obtenus expérimentalement.

Au terme de ce travail, une conclusion générale sera donnée pour résumer les résultats obtenus ainsi que les perspectives à envisager pour la continuité de ce travail.

Chapitre 1 :

Généralité et

modélisation de la

MADA.

I. Introduction

Mathématiquement, les machines électriques sont représentées par des modèles entrés/sorties sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variable d'état. Ce modèle mathématique a pour but de simplifier l'étude de la machine.

La modélisation de la machine asynchrone à double alimentation est une phase primordiale de son développement, elle est d'un apport précieux en permettant d'une part de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale [1].

Ce premier chapitre a pour objectif de présenter une introduction sur la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation, son principe et mode de fonctionnement, ses avantages et inconvénients, et évaluer les performances apportées par cette machine. On présentera aussi sa modélisation dans le repère de Park [2].

II. Description de la MADA

La MADA est une machine asynchrone à rotor bobiné doublement alimentée, présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans les quelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques, les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants (balais-bagues collectrices) permettant d'avoir accès aux tensions et courants du rotor [3, 4].

Ce type de machine nécessite une seule source d'alimentation alternative qui peut alimenter les deux cotés, Les enroulements statoriques par le réseau et les enroulements rotoriques via un convertisseur de puissance ou le glissement de cette machine devient une grandeur contrôlable [3] [5].

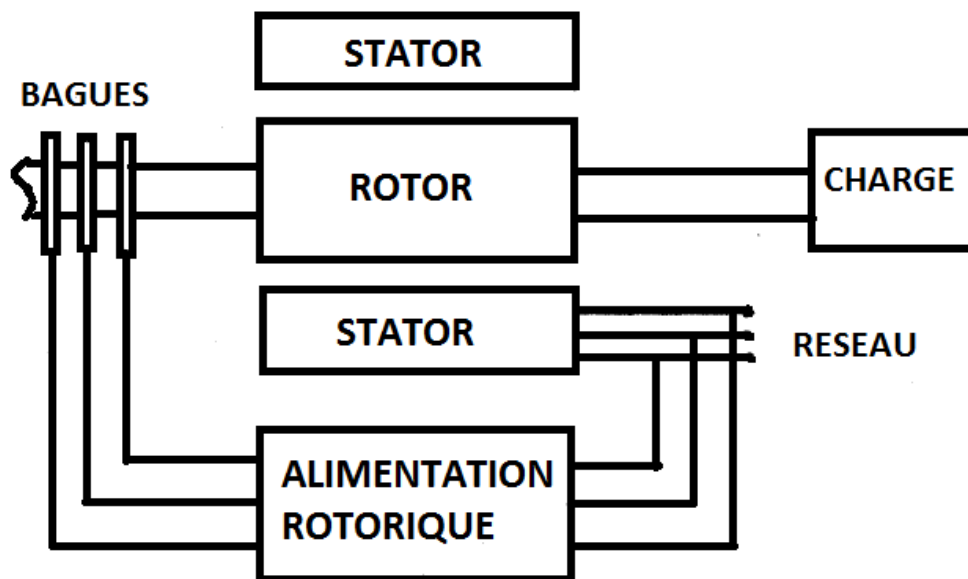


Figure I.1 : Structure de la MADA.

III. Principe de fonctionnement de la MADA

Une fois le stator alimenté par une source triphasée équilibrée, les courants qui circulent dans les trois phases de l'induit créent une force magnétomotrice F_s qui tourne à une vitesse $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$; Les enroulements du rotor sont reliés à un convertisseur de puissance bidirectionnel par un système ballast-bague qui délivre une fréquence f_r et qui produit une force magnétomotrice tournante F_r à une vitesse $\Omega = \frac{\omega_r}{p}$ par rapport au rotor.

La somme des deux forces magnétomotrices F_r et F_s résultent une force magnétomotrice F . cette dernière crée le flux magnétisant résultant dans l'entrefer qui a une valeur efficace Φ_m , ce flux dépend de la réluctance du circuit magnétique du nombre de spires dans le bobinage et du courant statorique et rotorique [4, 6].

La vitesse relative du champ par rapport aux conducteurs du rotor est:

$$\Omega_s - (\pm\Omega) = g\Omega_s \quad (I.1)$$

Avec :

Ω_s : Vitesse du champ tournant ou vitesse de synchronisme (rad/s).

Ω : Vitesse mécanique de rotation du rotor (rad/s).

$\omega_s = 2\pi f$: Pulsation des courants statoriques (rad/s).

$\omega_r = g \omega_s$: Pulsation des courants rotoriques (rad/s).

g : Glissement.

Le signe (+) dans l'équation signifie que le champ tournant créé par les enroulements du stator tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du rotor; donc la machine fonctionne en régime hypo-synchrone.

Le signe (-) signifie que les champs tournants créés par les enroulements du stator et du rotor tournent dans des sens opposés; c'est-à-dire que la machine fonctionne en régime hyper-synchrone [6].

IV. Transfert de puissance dans la MADA

La MADA a la possibilité de fonctionner en hypo-synchrone ou en hyper-synchrone aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur.

IV.1. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

La puissance statorique et la puissance de glissement sont fournies par le réseau et sont converties en puissance mécanique donc on a un fonctionnement moteur.

Pour avoir un fonctionnement hypo-synchrone, la vitesse de rotation est inférieure au synchronisme et la puissance de glissement est renvoyée sur le réseau via les convertisseurs connectés au rotor.

Le moteur à cage peut fonctionner ainsi mais sa puissance de glissement est dissipée en perte joule dans le rotor [2, 4, 8].

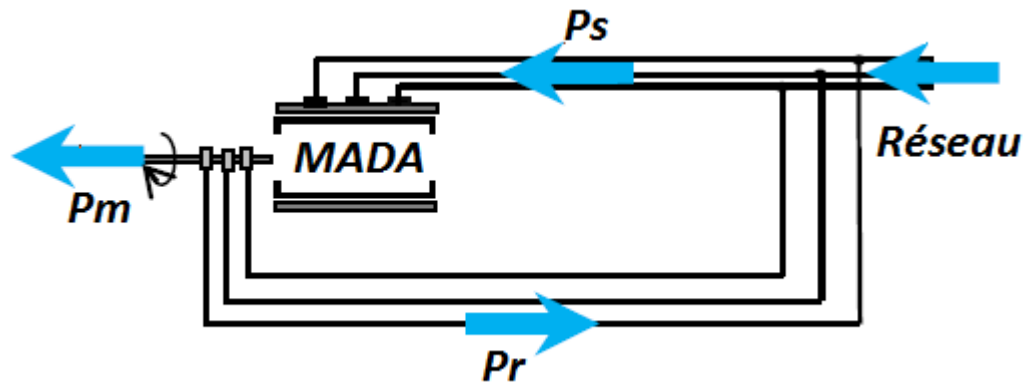


Figure I.2 : Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.

IV.2. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

La puissance statorique est fournie par le réseau et est convertie en puissance mécanique, on a un fonctionnement moteur.

Afin d'avoir un fonctionnement hyper-synchronisme, la vitesse de rotation est supérieure au synchronisme et la puissance de glissement est fournie par le réseau via les convertisseurs connectés au rotor.

Les machines à cage ne peuvent avoir ce type de fonctionnement car celui-ci ne peut être obtenu qu'à l'aide d'un accès au rotor via le convertisseur électronique [2,4,8].

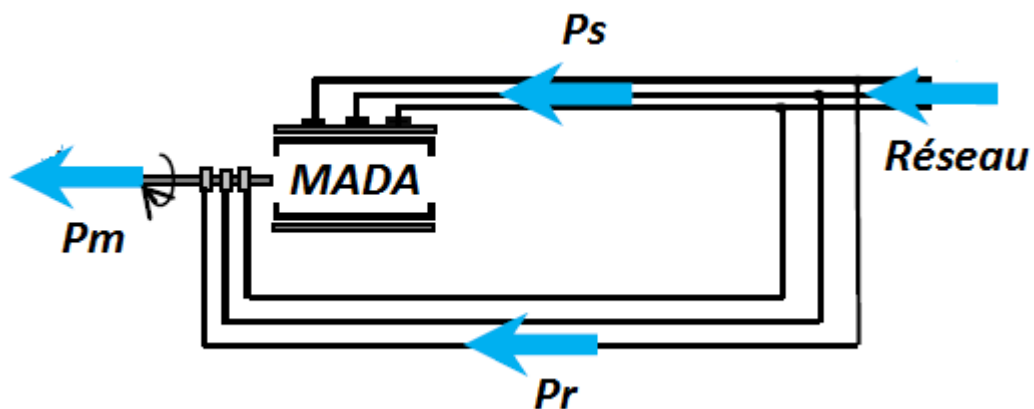


Figure I.3 : Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.

IV.3. Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone

La puissance mécanique est transmise à l'arbre de la machine, celui-ci la fournit au stator, la puissance statorique est fournie au réseau donc un fonctionnement générateur.

Pour avoir un fonctionnement hypo-synchrone, la vitesse de rotation est inférieure au synchronisme donc la puissance de glissement provenant du réseau doit être transmise au rotor.

La machine à cage ne peut avoir ce type de fonctionnement, car celui-ci n'a pas d'accès permettant un apport de puissance au rotor [2,4,8].

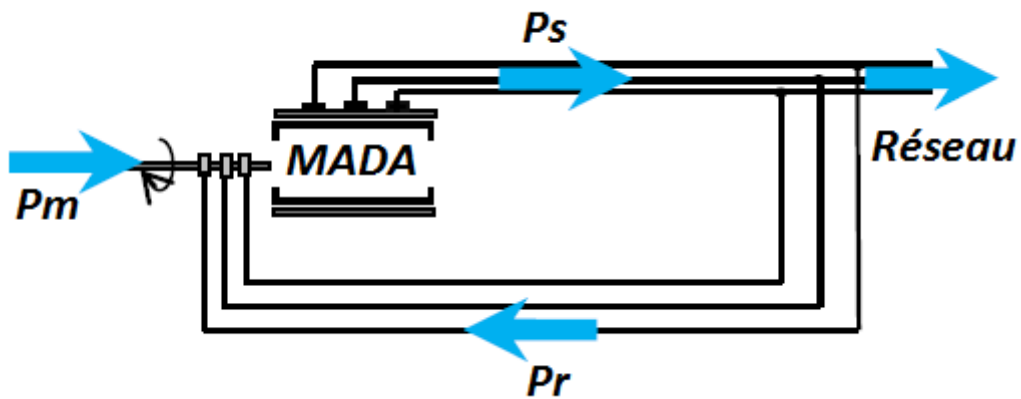


Figure I.4 : Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone.

IV.4. Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone

La totalité de la puissance mécanique est fournie à la machine, cette dernière est transmise au réseau par le stator donc un fonctionnement générateur.

La vitesse de rotation est supérieure au synchronisme, une partie de la puissance mécanique (la puissance de glissement) transmise par le convertisseur électronique afin d'avoir un fonctionnement hyper-synchrone.

La machine asynchrone à cage peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est dissipée en perte joules dans le rotor [2,4,8].

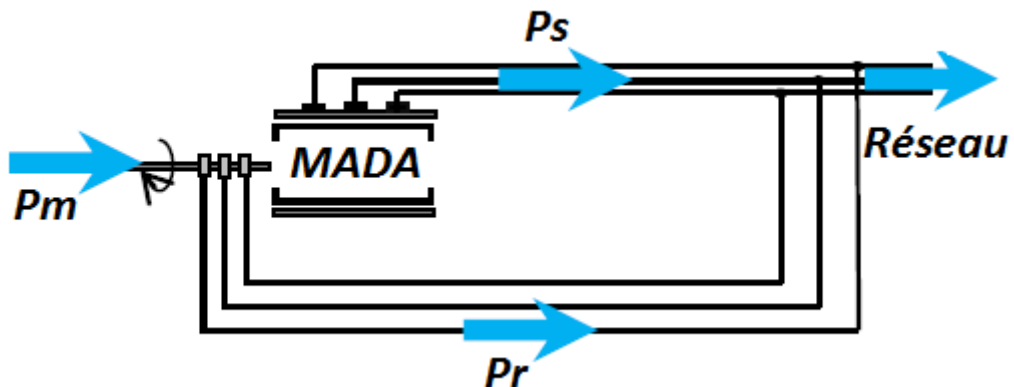


Figure I.5 : Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone.

V. Domaine d'application de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation est débouchée sur des applications industrielles importantes, elle ne s'agit pas d'une nouvelle structure car elle est toujours d'actualité, elle offre de nombreux avantages par rapport à la machine asynchrone à cage et la machine synchrone.

Elle a un domaine d'application très vaste, on peut la trouver dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable et à fréquence constante en mode moteur tel que les laminoirs, la traction ferroviaire, la propulsion des navires, les véhicules électriques, les ventilateurs et les

pompes d'eau. On peut aussi la trouver en mode générateur dans les systèmes éoliens pour la production de l'énergie électrique [6].

VI. Avantages et inconvénients de la MADA

Nous citons dans ce paragraphe quelques avantages et inconvénients de la MADA [1] [7] :

VI.1. Avantages de la MADA

- L'accessibilité au rotor et au stator rend la mesure des courants possible, ce qui offre une grande flexibilité pour le control du flux électromagnétique.
- un large domaine d'application grâce à la possibilité de reconfiguration et sa double alimentation.
- Elle présente une puissance massique légèrement plus élevé que les autres machines de grande puissance.
- Fonctionnement possible à couple constant au delà de la tension nominale.
- Le convertisseur lié au rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la machine pour une vitesse de fonctionnement autour de celle de synchronisme, dans ce cas les pertes dans les interrupteurs a semi-conducteur sont faible, et par conséquent un rendement élevé du système de conversion.
- Cette machine peut assurer les fonctionnements des autres machines. On peut donc y voir un avantage majeur elle pourrait permettre de passer d'un fonctionnement à un autre.

- Le partage des fréquences entre le stator et le rotor, en effet dans le cas d'une double alimentation il est possible et recommander de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine.

VI.2. Inconvénients de la MADA

- Machine plus volumineuse que celle à cage généralement elle est plus longue à cause des ballais.
- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus important que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).
- Le cout total de la machine asservie est plus important que la machine à cage. Nous soulignons que des études récentes, tenant compte de la chute du prix du silicium, donne maintenant un avantage à la MADA.
- La machine à bagues dans un milieu corrosif, les bagues peuvent s'oxyder et cela nécessite un entretien particulier. Cependant pour un même fonctionnement les moteurs à bague demande un entretien moindre que les moteurs a courant continue.
- L'aspect multi-convertisseur, augmente le nombre des convertisseurs et par conséquent le prix.
- Nécessite une maintenance périodique ce qui va augmenter le coût d'exploitation.

VII. Modélisation de la MADA

Afin d'établir la modélisation de la MADA, nous allons déterminer le modèle d'une machine asynchrone à rotor bobiné. Ce modèle sera établi de la même manière que le modèle de la Machine asynchrone à cage avec une différence pour l'existence des tensions rotoriques non nulles.

VII.1. Hypothèses simplificatrices

Dans le but d'établir un modèle simple et alléger les calculs dans les simulations, la mise en équations nous impose certain hypothèses simplificatrices classiques suivantes :

- Entrefer constant.
- Effet des encoches négligé.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Effet de peau et de l'échauffement est négligé.
- Pas de régime homopolaire puisque le neutre n'est pas connecté.
- Perte ferromagnétique négligeable.
- On considère la force magnétomotrice créée par chacune de phases statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale.

VII.2. Modèle de la MADA dans le repère abc

La représentation schématique d'une machine triphasée asynchrone à double alimentation dans le repère triphasé est donnée par la figure I.6 ci-dessous [6] :

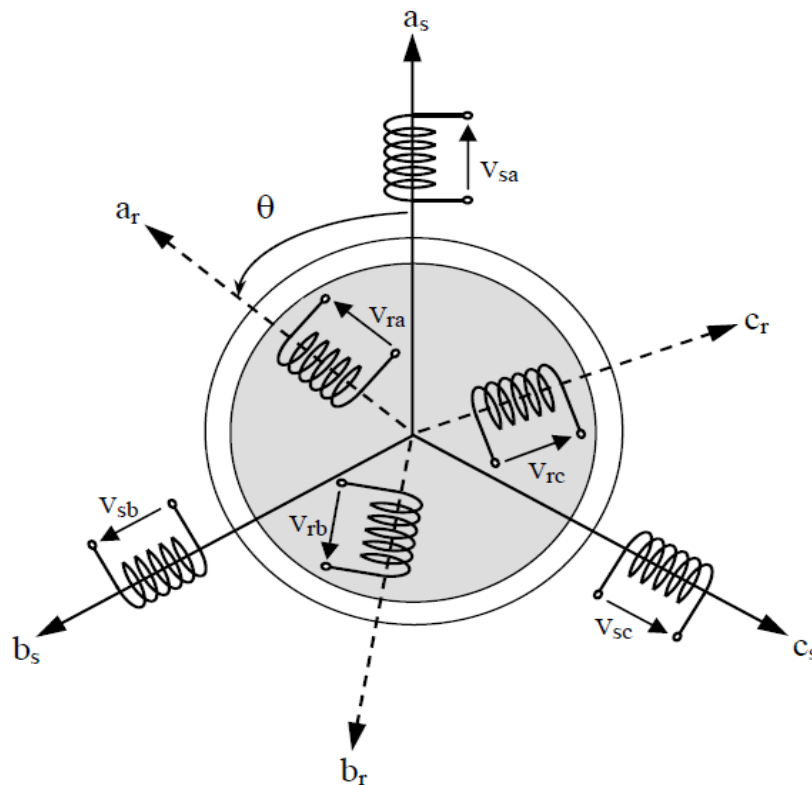


Figure I.6 : Représentation de la MADA dans le système triphasé.

Considérons l'un des six enroulements et exprimons la relation entre la tension V qui lui est appliqué, le courant i et le flux totalisé ϕ :

Loi de maille :

$$V = R i - e \quad (\text{I.2})$$

Loi de faraday :

$$e = - \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{I.3})$$

D'où :

$$V = R i + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{I.4})$$

On déduit pour l'ensemble des phases :

$$\begin{cases} [Vs(a, b, c)] = Rs [is(a, b, c)] + \frac{d}{dt} [\phi_s(a, b, c)] \\ [Vr(a, b, c)] = Rr [ir(a, b, c)] + \frac{d}{dt} [\phi_r(a, b, c)] \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

où :

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

$$[is(a, b, c)] = \begin{bmatrix} ias \\ ibs \\ ics \end{bmatrix} : \text{Vecteur des courants des trois phases statoriques.}$$

$$[ir(a, b, c)] = \begin{bmatrix} iar \\ ibr \\ icr \end{bmatrix} : \text{Vecteur des courants des trois phases rotoriques.}$$

$$[\phi_s(a, b, c)] = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} : \text{Vecteur des flux totalisés traversant les enroulements statoriques.}$$

$$[\phi_r(a, b, c)] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} : \text{Vecteur des flux totalisés traversant les enroulements rotoriques.}$$

$$[Vs(a, b, c)] = \begin{bmatrix} Vas \\ Vbs \\ Vcs \end{bmatrix} : \text{Vecteur des tensions des trois phases statoriques.}$$

$$[Vr(a, b, c)] = \begin{bmatrix} Var \\ Vbr \\ Vcr \end{bmatrix} : \text{Vecteur des tensions des trois phases rotoriques.}$$

VII.2.1. Equations magnétiques

Les équations magnétiques qui donnent la relation entre les flux et les courants statoriques et rotoriques s'écrivent sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_s(a, b, c) \\ \phi_r(a, b, c) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Ls] & [Msr] \\ [Mrs] & [Lr] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} is(a, b, c) \\ ir(a, b, c) \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Avec :

$\phi_s(a, b, c)$: Flux statorique.

$\phi_r(a, b, c)$: Flux rotorique.

$is(a, b, c)$: Courant statorique.

$ir(a, b, c)$: Courant rotorique.

$[Ls]$: Matrice des inductances statorique.

$[Lr]$: Matrice des inductances rotorique.

$$\begin{cases} [Ls] = \begin{bmatrix} ls & ms & ms \\ ms & ls & ms \\ ms & ms & ls \end{bmatrix} \\ [Lr] = \begin{bmatrix} lr & mr & mr \\ mr & lr & mr \\ mr & mr & lr \end{bmatrix} \end{cases} \quad (I.7)$$

ls : L'inductance propre d'une phase statorique.

ms : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

lr : L'inductance propre d'une phase rotorique.

mr : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

Et $[Msr]$: Matrice des inductances mutuelles entre le stator et rotor elle est présentée comme suit :

$$[Msr] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Et

$[Mrs]$: Matrice des inductances mutuelles entre le rotor et le stator.

$$[Msr] = [Mrs]^t$$

θ : Angle entre la phase (a) du stator et celle correspondant au rotor avec $w = \frac{d\theta}{dt}$.

m_{sr} : est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

VII.2.2. Equations électriques

En remplaçant les équations magnétiques (I.5) dans les équations (I.4) on obtient les équations électriques suivantes :

$$\begin{cases} [Vs(a, b, c)] = [Rs][is(a, b, c)] + \frac{d}{dt} \{ [Ls][is(a, b, c)] + [Msr][ir(a, b, c)] \} \\ [Vr(a, b, c)] = [Rr][ir(a, b, c)] + \frac{d}{dt} \{ [Mrs][is(a, b, c)] + [Lr][ir(a, b, c)] \} \end{cases} \quad (I.9)$$

VII.2.3. Equations mécaniques

L'équation du couple s'exprime comme suit :

$$Cem = P [is(a, b, c)]^t \frac{d}{dt} ([Msr][ir(A, B, C)]) \quad (I.10)$$

P : Nombre de paire de pole.

L'équation mécanique de la machine s'écrit sous la forme :

$$J_m \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (\text{I.11})$$

$$P \Omega = \omega_r \quad (\text{I.12})$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{I.13})$$

Avec :

J_m : Moment d'inertie ($kg.m^2$)

C_{em} : Couple électromagnétique ($N.m$).

C_r : Couple résistant ($N.m$).

K_f : Coefficient de frottement ($N.m.s/rad$).

θ_r : Angle de la transformation de Park pour l'ensemble des grandeurs rotoriques.

VII.3. Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée-diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer d'un repère abc vers le repère mobile « dq ». Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la machine asynchrone à seulement deux enroulements, comme la montre la figure I.7 ci-dessous [2] :

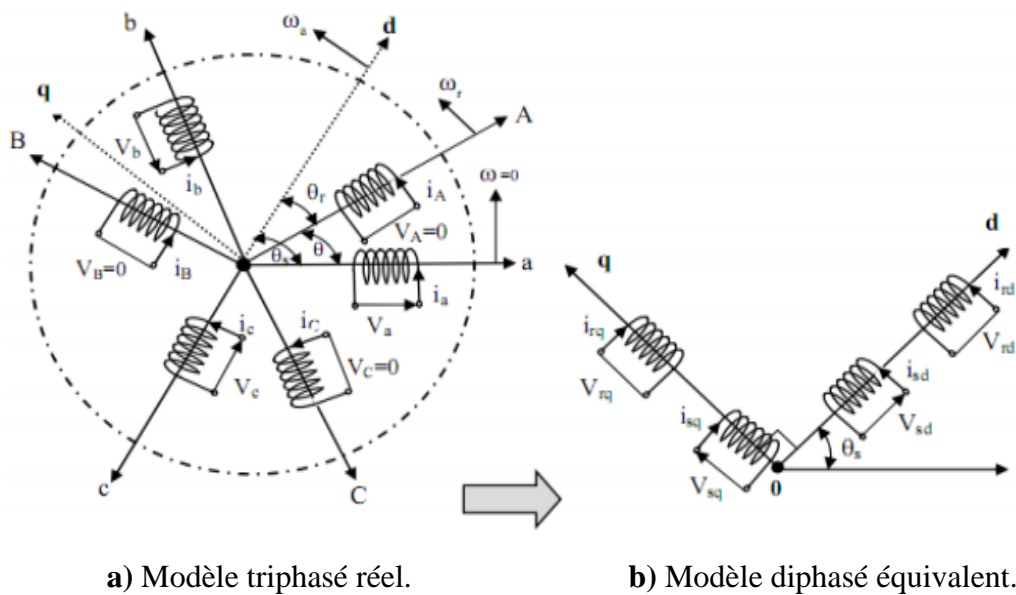


Figure I.7 : Représentation de la MADA dans le repère de Park.

Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations, et par conséquent le modèle, le repère de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider.

VII.4. Transformation triphasée-diphasée

Le passage du repère triphasé abc vers le repère diphasé se fait comme suit :

$$[X_{dq0}] = [p(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{I.14})$$

$[X_{dq0}]$: Grandeur dans le repère dq.

$[X_{abc}]$: Grandeur dans le repère abc.

$[p(\theta)]$: La matrice de passage directe de PARK est défini comme suit :

$$p(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Le système matriciel qui lie les inductances propres et inductances mutuelles au courant est défini comme suit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ids \\ iqs \\ idr \\ iqr \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

M : Inductance mutuelle cyclique entre stator et le rotor, $M = \frac{3}{2} m_{sr}$.

Le système matriciel peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s ids + M idr \\ \phi_{qs} = L_s iqs + M iqr \\ \phi_{dr} = M ids + L_r idr \\ \phi_{qr} = M iqs + L_r iqr \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Et les tensions :

$$\begin{cases} [V_{ds}] = [R_s][ids] + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \phi_{qs} \frac{d\theta_s}{dt} \\ [V_{qs}] = [R_s][iqs] + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \phi_{ds} \frac{d\theta_s}{dt} \\ [V_{dr}] = [R_r][idr] + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \phi_{qr} \frac{d\theta_r}{dt} \\ [V_{qr}] = [R_r][iqr] + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{dr} \frac{d\theta_r}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

En remplaçant les expressions des flux (I.18) dans les équations des tensions (I.19), le modèle de la machine devient :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -\theta_s' L_s & M p & -\theta_s' M \\ \theta_s' L_s & R_s + L_s p & \theta_s' M & M p \\ M p & -\theta_r' M & R_r + L_r p & -\theta_r' L_r \\ \theta_r' M & M p & \theta_r' L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ids \\ iqs \\ idr \\ iqr \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

θ_s' θ_r' : Les dérivées par rapport au temps des angles θ_s et θ_r .

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s.$$

θ_s : Angle de la transformation de PARK pour l'ensemble des grandeurs statoriques.

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r.$$

$$p = \frac{d}{dt}.$$

VII.5. Expression du couple

Le couple électromagnétique développé par la machine peut être calculé à partir de l'expression suivante :

$$C_{em} = P M (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (I.20)$$

VII.6. Choix du repère dq

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes d,q ; elles dépendent des objectifs de l'applications :

VII.6.1. Référentiel lié au stator

Le repère diphasé lié au stator lorsque l'angle entre l'axe magnétique de la phase statorique q et d est fixé à zéro.

$$\theta_s = 0, \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \text{ et } \omega_r = -\omega.$$

Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

VII.6.2. Référentiel lié au rotor

Le repère diphasé lié au rotor lorsque l'angle entre l'axe magnétique de la phase rotorique d et q est fixé à zéro

$$\theta_r = 0, \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \text{ et } \omega_s = \omega.$$

Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoire ou la vitesse est supposée constante.

VII.6.3. Référentiel lié au champ tournant

Le repère diphasé lié au champ tournant lorsque sa vitesse de rotation est égale à la rotation du champ tournant ω_s .

Ce type d'orientation est très utilisé dans les études de la commande des machines.

Dans notre étude on utilisera le repère lié au stator car il est plus adapté à l'identification paramétrique.

VII.7. Modèle d'état de la MADA dans le repère de Park

Dans notre étude la MADA a été modélisé en moteur et le repère choisi est un repère lié au stator avec $\omega_s = 0$.

Afin d'aboutir à un modèle de la MADA, on a deux vecteurs d'états, un vecteur d'état électrique formé des courants statoriques et rotoriques, et un vecteur d'état mécanique formé de la vitesse et du couple résistant.

On a aussi deux vecteurs de commande un électrique étant constitué des tensions statoriques et rotoriques et un mécanique constitué du couple électromagnétique.

Le modèle mathématique de la MADA est sous la forme :

$$\text{Pour le modèle électrique : } [\dot{X}_{el}] = [A_{el}][X_{el}] + [B_{el}][U_{el}]$$

$$\text{Et le modèle mécanique : } [\dot{X}_{mec}] = [A_{mec}][X_{mec}] + [B_{mec}][U_{mec}]$$

$$\text{Avec : } [X_{el}] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}, [U_{el}] = [V_{ds} \ V_{qs} \ V_{dr} \ V_{qr}] \text{ et } [\dot{X}_{el}] = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

$$[X_{mec}] = \begin{bmatrix} \Omega \\ Cr \end{bmatrix}, [U_{mec}] = [Cem] \text{ et } [\dot{X}_{mec}] = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Omega \\ Cr \end{bmatrix}$$

$[X_{el}]$: Vecteur d'état électrique.

$[U_{el}]$: Vecteur de commande ou d'entrée électrique.

$[X_{mec}]$: Vecteur d'état mécanique.

$[U_{mec}]$: Vecteur de commande mécanique.

$[A_{el}]$: Matrice d'état électrique.

$[B_{el}]$: Matrice de commande électrique.

$[A_{mec}]$: Matrice d'état mécanique.

$[B_{mec}]$: Matrice de commande mécanique.

Ces vecteurs nous amènent à la représentation suivante [7] :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & a_2 \omega & a_3 & a_4 \omega \\ -a_2 \omega & -a_1 & -a_4 \omega & a_3 \\ a_5 & -a_6 \omega & -a_7 & -\frac{\omega}{\sigma} \\ a_6 \omega & a_5 & \frac{\omega}{\sigma} & -a_7 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 & b_2 & 0 \\ 0 & b_1 & 0 & b_2 \\ b_2 & 0 & b_3 & 0 \\ 0 & b_2 & 0 & b_3 \end{bmatrix} [V_{ds} \ V_{qs} \ V_{dr} \ V_{qr}] \quad (\text{I.21})$$

Les éléments de ces deux matrices A et B sont représentés dans le tableau suivant :

Tableau I.1 : Tableau qui représente les éléments des matrices A et B.

| Eléments des matrices A et B : | Equation : |
|--------------------------------|-----------------------------|
| a_1 | $\frac{Rs}{\sigma Ls}$ |
| a_2 | $\frac{1 - \sigma}{\sigma}$ |
| a_3 | $\frac{M Rr}{\sigma Ls Lr}$ |
| a_4 | $\frac{M}{\sigma Ls}$ |
| a_5 | $\frac{M Rs}{\sigma Ls Lr}$ |
| a_6 | $\frac{M}{\sigma Lr}$ |
| a_7 | $\frac{Rr}{\sigma Lr}$ |
| b_1 | $\frac{1}{\sigma Ls}$ |
| b_2 | $\frac{-M}{\sigma Ls Lr}$ |
| b_3 | $\frac{1}{\sigma Lr}$ |

Avec σ : coefficient de dispersion avec : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Omega \\ Cr \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_f & -1 \\ J_m & J_m \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega \\ Cr \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ J_m & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} [Cem \quad 0] \quad (I.22)$$

VIII. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons traité l'aspect modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en précisant sa constitution, son principe de fonctionnement ainsi que ces différents modes de fonctionnement.

En suite, nous avons présenté le modèle mathématique de la MADA après avoir transformé le modèle triphasé en un modèle diphasé à partir de la transformation de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices, et en choisissant un référentiel lié au stator qui est plus adapté à l'identification, ce dernier nous permettra par la suite d'identifier la MADA.

Chapitre 2 :

Méthodes

d'identification

I. Introduction

L'obtention des paramètres initialement basée sur l'électrotechnique classique, à largement évolué vers des méthodes propres à l'automatique. L'identification paramétrique des machines électriques utilise plusieurs méthodes pour pouvoir représenter convenablement leurs fonctionnements.

Dans ce chapitre on va décrire brièvement le principe de l'identification, ces problèmes et les facteurs influant sur cette dernière, en terminant par les principaux algorithmes utilisés dans l'optimisation paramétrique des modèles non-linéaires.

II. Principe d'identification

L'identification consiste à appliquer des signaux de perturbation à l'entrée d'un système (ceux-ci peuvent être de type binaire aléatoire ou pseudo-aléatoire, gallois, sinus à fréquences multiples...) et en analysant la sortie afin d'obtenir un modèle purement mathématique et qui reproduit au mieux le comportement du système, dans toutes les conditions utiles du fonctionnement de ce dernier. Dans ce cas les différents paramètres du modèle ne correspondent à aucune réalité physique.

L'identification peut se faire soit dans le temps (espace temporel) ou en fréquence (espace de Laplace). Éviter les modèles purement théoriques à partir des équations physiques (en général des équations différentielles) qui sont longs à obtenir et souvent trop complexes pour le temps de développement donné.

Pour obtenir un modèle consistant, il est important d'exciter le système avec toutes les fréquences de sa plage de fonctionnement. Le signal d'entrée appliqué doit être riche en fréquences, de préférence appliquer un signal de séquences binaires pseudo-aléatoires (SBPA). Lorsque le système possède plusieurs entrées/sorties il est important d'appliquer des signaux décorrélés pour ne pas introduire de biais d'identification [9].

III. Etapes d'identification

Les étapes de la procédure d'identification (modélisation mathématique) sont résumées comme suit [10] :

III.1. Extraction des données

Durant cette phase, des mesures sont effectuées sur les variables sensées caractériser le système, ces variables peuvent être des variables externes qui agissent sur le système, des variables internes qui traduisent l'état ou la réponse du système. Il existe souvent des perturbations non mesurables qui agissent sur ce dernier rendant plus difficile sa modélisation.

III.2. Choix de la structure du modèle

Il s'agit de définir d'une façon formelle la relation expliquant le fonctionnement du système. Cette relation correspond à une famille de fonctions mathématiques dont une seule correspond au modèle recherché.

III.3. Choix du critère d'estimation paramétrique

C'est le choix de la fonction objectif (fonction coût) dont l'optimisation permet de déterminer la structure du modèle de façon unique, ce critère est l'écart entre la sortie du système (mesurée) et celle du modèle.

III.4. Estimation paramétrique

Elle s'agit de trouver la valeur des paramètres du modèle choisi au préalable, permettant la satisfaction d'un critère de performance donné (minimisation de la fonction objectif). En générale elle se fait par ordinateur, les mesures prélevées sont des échantillons et le modèle est discret même si le système est continu.

III.5. Validation du modèle

C'est une procédure qui permet d'évaluer la fidélité du modèle et qu'il est assez bon. Pendant cette phase le modèle est testé avec des données non utilisées pendant la phase d'identification.

Ces choix doivent être modifiés si la vérification donne de grande différence entre la réponse du système et celle du modèle, les causes peuvent être différentes, le modèle ne représente pas au mieux la physique du système, le critère n'est pas bien adapté à l'exigence demandé et l'algorithme d'optimisation n'est pas performant à cause du temps de calcul ou des problèmes de convergence.

La figure (II.1) montre l'organigramme de la procédure d'identification [10]:

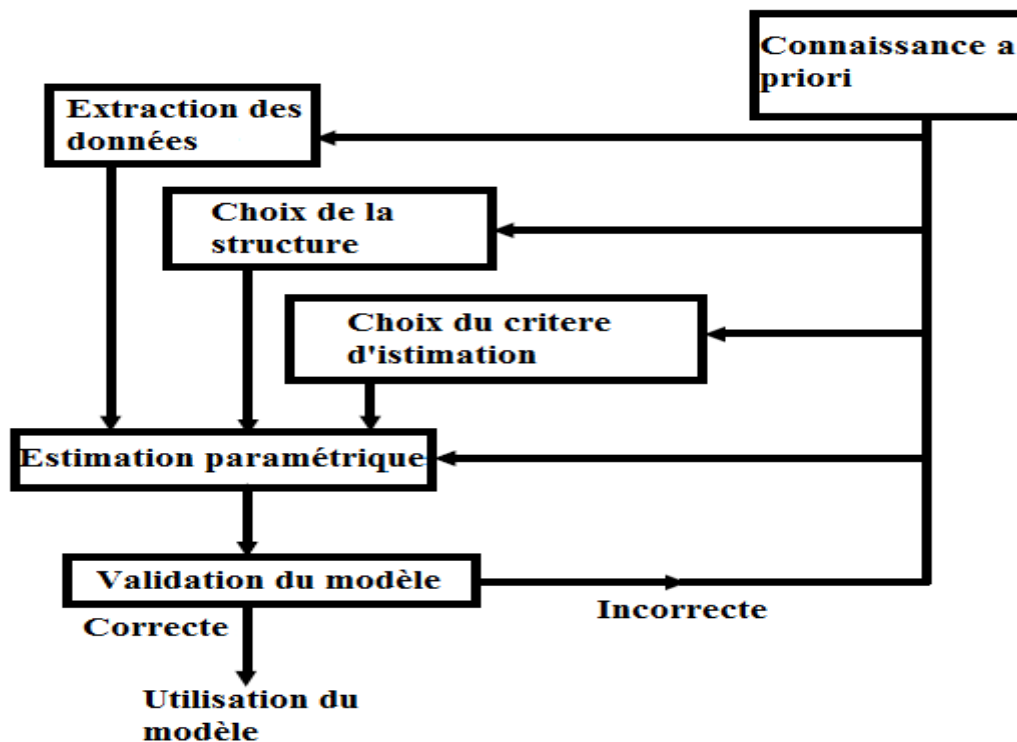


Figure II.1 : procédure d'identification d'un système.

IV. Les types d'identification

Identifier un système consiste à obtenir ces caractéristiques à partir d'observations de ces réponses aux tests d'entrée, le monde de l'identification est très vaste. Nous Retrouvons une multitude de types d'identifications classées en deux grandes Familles:

IV.1. Identification non paramétrique

L'identification non paramétrique de systèmes consiste à estimer les réponses temporelles ou fréquentielles (Bode, Black, Nyquist, Fourier) ou par corrélation (réponse impulsionnelle)...etc. Avec ces méthodes nous ne pouvons obtenir qu'une idée de la dynamique du système qui peut servir par exemple au dimensionnement approximatif de régulateurs ou de filtres. Si la précision exigée est très élevée, il faut passer à L'identification paramétrique ou souvent sa procédure est hors ligne, nécessite des essais particuliers, le système doit être hors exploitation, donc elle nécessite beaucoup de temps et une grande mémoire pour stocker les grandeurs d'entrée sortie, pour cela c'est la moins utilisée [11].

IV.2. Identification paramétrique

L'identification paramétrique consiste à déterminer les paramètres d'un modèle mathématique, de façon à obtenir une représentation satisfaisante du système réel.

Dans ce type d'identification nous retrouvons différentes techniques, l'une d'elles est appelée "identification heuristique", elle se base sur la détermination de manière heuristique des paramètres d'une fonction de transfert en ayant à disposition la réponse du système à un échelon d'entrée. Une autre technique appelée "régression linéaire" est utilisée dans la méthode de moindre carrée simple. Nous retrouvons aussi les méthodes basées sur l'erreur de sortie et sur l'erreur de prédiction ainsi que les méthodes récursives [11].

V. facteurs influant sur l'identification

Pour avoir une bonne qualité de l'estimation paramétrique des modelés, il faut bien choisir les conditions d'identification d'un system :

V.1. Choix des signaux d'entrée

Habituellement les milieux industriels utilisent la rampe ou l'échelon comme signal d'entrée, le développement actuel de la commande numérique incite à l'utilisation des séquences binaires pseudo-aléatoires pour une identification réussie [13].

V.2. Séquence Binaire Pseudo-Aléatoire

Les séquences binaires pseudo-aléatoires sont des successions d'impulsions rectangulaires modulées en longueur, qui approximent un bruit blanc discret et donc qui ont un contenu riche en fréquence, elles s'appellent pseudo-Aléatoire car elle sont caractérisées par une longueur de séquence à l'intérieur de laquelle les variations de la largeur des impulsions varient aléatoirement mais sur un grand horizon de temps, elle sont périodique, la période tant définie par la longueur de la séquence [13].

Ce signal est caractérisé par [14] :

- L'amplitude de variation aléatoire des échelons qui doit demeurer faible du fait des contraintes de commande liée au système (stabilité, saturation...) mais être supérieure au niveau de bruit résiduel.
- La période de base (Δ_{SBPA}) choisie supérieure à la plus grande constante de temps du processus étudié (soit le temps de montée T_M) ; elle respecte Shannon, soit pour T_e la période d'échantillonnage on prend : ($\Delta_{SBPA} = pT_e < T_M$) où p est le diviseur de fréquence (soit $p=2$ pour respecter Shannon).
- La longueur de la séquence (dans laquelle ont lieu les variations aléatoire de largeur d'impulsion, au-delà il y a périodicité).

$$L_{sbpa} = (2n - 1) \Delta_{sbpa} \quad (II.1)$$

n : Le nombre de bit (cellules) rebouclé(e)s du registre à décalage (matériel ou logiciel) permettant de générer la SBPA.

La durée de l'essai doit être supérieure à la longueur de la séquence (L_{sbpa}) pour balayer tout le spectre de fréquence. Il est préférable d'augmenter la période de base ($\Delta_{sbpa} = pT_e$) Plutôt que le nombre de registre (n) et l'amplitude afin d'améliorer le rapport signal/bruit.

V.3. Choix de la fréquence d'échantillonnage

Si la période d'échantillonnage est trop importante, il y'a perte d'information et le signal recueilli se trouve déformé, parallèlement si la période est trop faible il y a redondance d'information ce qui conduit au traitement d'une importante information et l'espace mémoire de stockage devient saturé pour la reconstitution du signal, il est donc nécessaire d'échantillonner d'après le théorème de Shannon a une fréquence supérieur ou égale de deux fois la plus haute fréquence contenue dans le signal [13].

V.4. Bruits de mesures

Un laboratoire de commande numérique de machine électrique peut se constituer comme un environnement plus ou moins bruité, l'appareillage de mesures l'est aussi [13].

Pour y remédier on utilise :

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

VI. Algorithmes d'identification

Ces algorithmes reviennent à déterminer un vecteur de paramètre en minimisant un critère d'erreur, on distingue deux méthodes [18] :

VI.1. Méthodes directes

Elle est dite méthode du graphique. Dans la quelles le modèle (ou bien tout paramètre le caractérisant) est relié de manière explicite aux observations (solution de système d'équation linéaire, relevés de caractéristiques graphiques...). Simple du point de vue théorique et expérimental, ne réclamant aucun calcul complexe.

VI.2. Méthodes itératives

Dont la quelles tous paramètres est modifiés à chaque cycle.

En effet, si le vecteur paramètres est solution d'un système d'équation linéaire une méthode directe est possible, sinon on a recours à une méthode itérative comme on va montrer dans la suite du chapitre.

VII. Structure du modèle d'état non linéaire

En pratique, la plupart des systèmes réels sont non linéaires, ils peuvent être représentés par un modèle d'état non-linéaire généralisé à temps discret pour n_u entrées, n_y sorties et n_x états donné par :

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k), \theta) \\ y(k) = g(x(k), u(k), \theta) \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec : $u \in R^{n_u}$; $y \in R^{n_y}$; $x \in R^{n_x}$. Les fonctions f et g dépendent du vecteur de paramètres $\theta \in R^{n_\theta}$ et n_θ le nombre de paramètre à estimer [19].

Les paragraphes suivants décrivent différentes méthodes d'estimation paramétrique des modèles non-linéaire :

VIII. Méthodes d'estimation paramétriques

L'estimation paramétrique d'un modèle est basé sur la minimisation d'un critère de performance J afin d'approcher la sortie du modèle $\hat{y}(k)$ a celle du système $y(k)$ et que le modèle puisse décrire le plus réellement possible le comportement des systèmes pour un type de fonctionnement. Plusieurs méthodes itératives ou algorithmes d'optimisation peuvent être utilisées [9, 13].

Le critère J à minimiser représente l'écart quadratique entre les deux sorties indiquées précédemment ou :

$$J = \sum_{k=1}^k \varepsilon^2 \quad (\text{II.3})$$

ε est l'erreur de prédiction ou résidu tel que :

$$\varepsilon = y(k) - \hat{y}(k) \quad (\text{II.4})$$

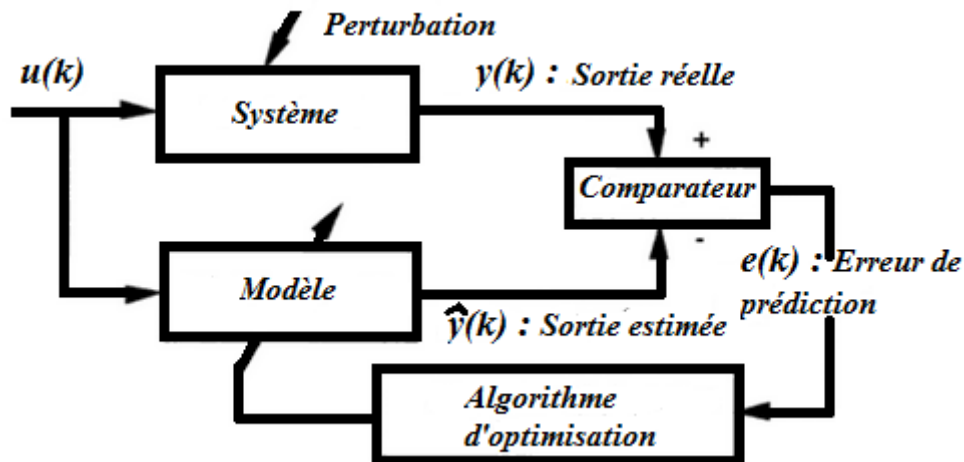


Figure II.2 : principe d'optimisation paramétrique.

Pour les modèles non-linéaires, l'estimation paramétrique se fait par une méthode itérative d'optimisation non-linéaire. Quelques algorithmes pour le cas des moindres carrés non-linéaire sont présentés comme suit :

VIII.1. Algorithme du gradient

Cette méthode consiste la recherche itérative du vecteur des paramètres (θ), en minimisant le critère J aussi par l'utilisation des dérivées du critère par rapport à chacun des paramètres. La procédure itérative à la recherche du minimum est présentée par l'équation récurrente suivante :

$$\theta^{i+1} = \theta^i - \lambda_i J'(\theta^i) \quad (\text{II.5})$$

$J'(\theta^i)$: Le gradient du critère J à l'itération i avec $J'(\theta^i) = \left. \frac{\partial J}{\partial \theta} \right|_{\theta=\theta^i}$.

θ^i : Vecteur de paramètre estimé à l'itération i .

λ_i : Coefficient correcteur du pas de descente (paramètre de contrôle).

La méthode du gradient présente l'intérêt d'être simple à mettre en œuvre. Lorsque le point initial est situé loin du point optimum, cette méthode permet de diminuer rapidement la valeur du critère. En contrepartie, la convergence devient de plus en plus lente en se rapprochant du minimum car le vecteur gradient tend à osciller [10].

VIII.2. Algorithme de Gauss-Newton

Cette méthode utilise les dérivées Premières et secondes du critère par rapport à chacun des paramètres. La procédure itérative à La recherche du minimum est présentée par l'équation récurrente suivante [10] :

$$\theta^{i+1} = \theta^i - \lambda_i [J''(\theta^i)]^{-1} J'(\theta^i) \quad (\text{II.6})$$

Avec $J''(\theta^i)$ la matrice des dérivées secondes du critère, appelé le Hessien.

La méthode de Gauss-Newton est efficace lorsqu'on se trouve dans le voisinage du minimum (rapide dans sa convergence vers l'optimum), mais se trouve instable lorsque l'initialisation n'est pas au voisinage de l'optimum.

VIII.3. Algorithme Levenberg-Marquardt

Les deux méthodes précédentes présentent l'inconvénient de ne pas converger lorsque le point initial est loin du minimum recherché [10].

L'algorithme Levenberg-Marquardt lève cet inconvénient en combinant les avantages de la méthode du gradient et celle de Gauss-Newton. Cette méthode consiste à rechercher le vecteur de paramètre par l'utilisation des dérivées premières et secondes du critère par rapport à chacun des paramètres (gradient et hessien).

La procédure itérative à la recherche du minimum est présentée par l'équation récurrente suivante :

$$\theta^{i+1} = \theta^i - [J''(\theta^i) + \lambda_i I]^{-1} J'(\theta^i) \quad (\text{II.7})$$

Avec I : Matrice identité.

λ Doit être ajusté à chaque pas de calcul, il est réduit à chaque itération réussite et au contraire il est augmenté à chaque itération non convergente.

Cette méthode conjugue les deux méthodes précédentes, pour les valeurs élevées de λ_i ($\lambda \rightarrow \infty$) on retrouve la méthode du gradient, et pour des valeurs faible ($\lambda \rightarrow 0$) la méthode est proche de Gauss-Newton. Le critère quadratique est calculé à partir de l'écart entre la sortie du processus et la sortie du modèle appelé le résidu.

Le vecteur gradient correspond à la dérivée du critère par rapport à chacun des paramètres constituant le modèle. Il s'écrit sous la forme suivante :

$$J'(\theta^i) = \left. \frac{\partial J(\theta^i)}{\partial \theta} \right|_{\theta=\theta^i} = -2 \sum_{k=1}^K \varepsilon_k \frac{\partial y_k}{\partial \theta^i} \quad (\text{II.8})$$

La dérivée partielle de la sortie du modèle est le vecteur de fonctions de sensibilité par rapport aux paramètres du modèle, on la note :

$$[\sigma Y / \theta]_k = \frac{\partial y_k}{\partial \theta^i} \quad (\text{II.9})$$

Le vecteur gradient peut donc s'écrire :

$$J'(\theta^i) = -2 \sum_{k=1}^K \varepsilon_k [\sigma^y / \theta] \quad (\text{II.10})$$

Le Hessien est défini comme étant la dérivée seconde du critère, soit la dérivée du gradient.

Il s'exprime sous la forme :

$$J''(\theta^i) = \frac{\partial J'(\theta^i)}{\partial \theta^i} = -2 \sum_{k=1}^K \varepsilon_k [\sigma^y / \theta] [\sigma^y / \theta]^T \quad (\text{II.11})$$

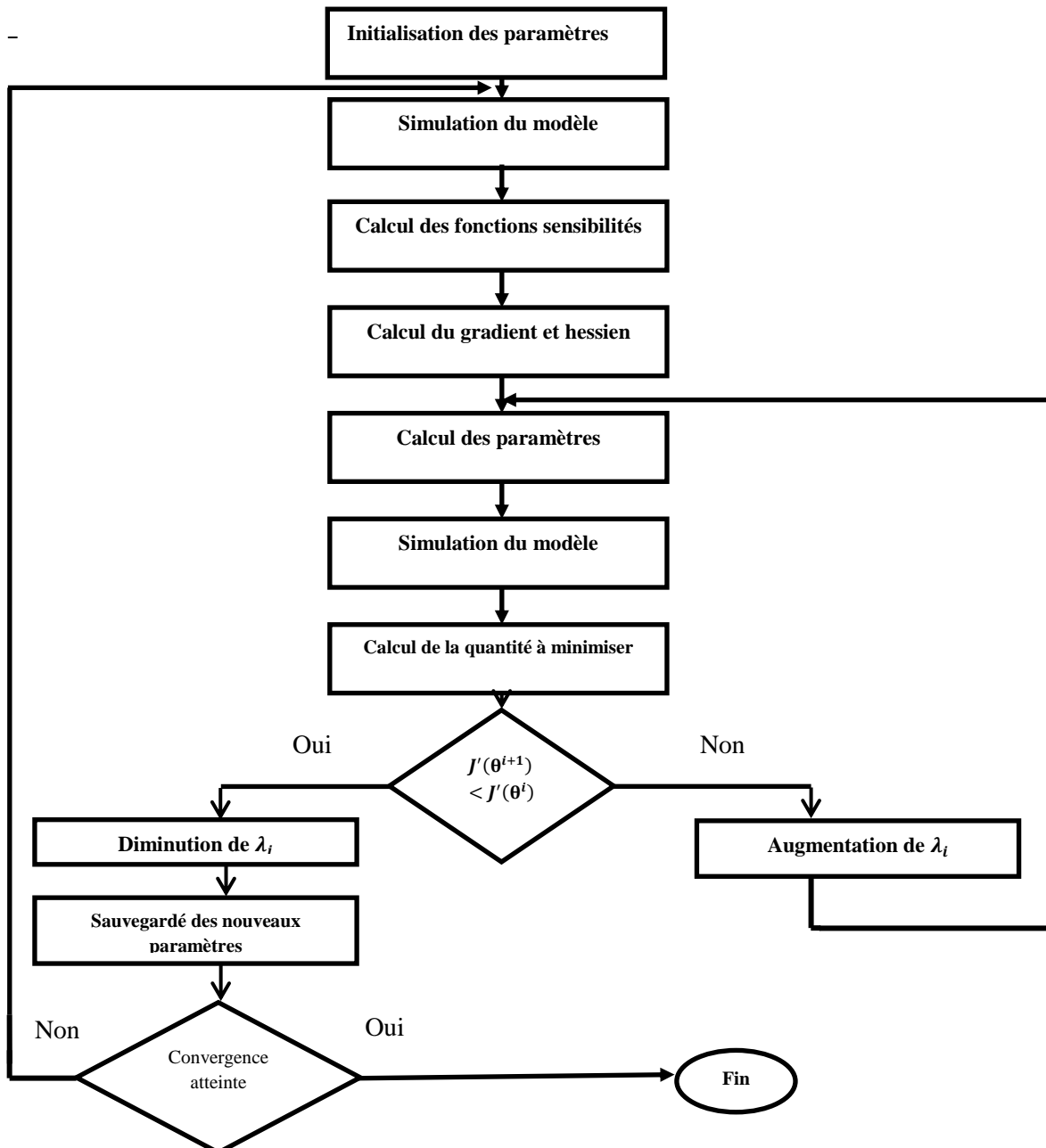


Figure II.3 : Organigramme de l'algorithme de Levenberg-Marquardt.

Le calcul du Gradient et du Hessien est basé sur le calcul de la fonction de sensibilité paramétrique $[\sigma^y / \theta]$ que nous définissons dans le paragraphe suivant :

- Calcul des fonctions de sensibilité

C'est des indicateurs essentiels du conditionnement pour l'identification car elles traduisent l'effet d'une variation d'un paramètre sur la sortie du système.

Dans le cadre de notre mémoire, le système est décrit par un modèle d'état, cette représentation a l'avantage d'être compacte, simple et plus générale. De plus, elle s'avère dans la pratique très bien adaptée à la synthèse d'une loi de commande ou à la conception d'observateurs.

Considérons le cas général d'un système sous forme de représentation d'état :

$$\begin{cases} x(k+1) = A(\theta)x(k) + B(\theta)U(k) \\ y(k) = C(\theta)x(k) + D(\theta)U(k) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Tel que θ le vecteur des paramètres des matrices A, B, C, D.

La différenciation du modèle d'état (II.12) par rapport à chaque paramètre θ_j permet d'obtenir le modèle des fonctions de sensibilité paramétriques tel que :

$$\frac{\partial x(k+1)}{\partial \theta_j} = \sigma x(k+1) / \theta_j = \frac{\partial A}{\partial \theta_j} x(k) + A \frac{\partial x(k)}{\partial \theta_j} + \frac{\partial B}{\partial \theta_j} U(k) + B \frac{\partial U(k)}{\partial \theta_j} \quad (\text{II.13})$$

La différenciation de la sortie :

$$\frac{\partial y(k)}{\partial \theta_j} = \sigma y / \theta_j = \frac{\partial C}{\partial \theta_j} X(k) + C \frac{\partial X(k)}{\partial \theta_j} + \frac{\partial D}{\partial \theta_j} U(k) + D \frac{\partial U(k)}{\partial \theta_j} \quad (\text{II.14})$$

Avec :

$$\frac{\partial U(k)}{\partial \theta_j} = 0, \quad j=1, \dots, n_\theta.$$

Ces équations (II.13) (II.14) peuvent être simulées sous MATLAB, après avoir calculé analytiquement les dérivées par rapport au vecteur de paramètres θ . Les méthodes d'optimisation paramétrique présentent l'avantage d'une applicabilité quasi-universelle soit pour le type de système ou pour le domaine d'application, elle est adaptée à la recherche des paramètres physiques pour les modèles de connaissances, et constituent un outil d'identification puissant.

Calcul analytique des dérivées par rapport à chaque paramètre :

La dérivé du vecteur $X_{el}(k+1)$ par rapport à $\theta_1 = R_s$ on a :

$$\frac{\partial X_{el}(k+1)}{\partial \theta_1} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ \frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix}$$

La dérivé du vecteur $X_{el}(k+1)$ par rapport à $\theta_2 = R_r$ on a :

$$\frac{\partial X_{el}(k+1)}{\partial \theta_2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix}$$

La dérivé du vecteur $X_{el}(k+1)$ par rapport à $\theta_3 = L_s$ on a :

$$\frac{\partial X_{el}(k+1)}{\partial \theta_3} = \begin{bmatrix} \frac{L_r^2 R_s}{(L_r L_s - M^2)^2} & \frac{L_r M^2}{(L_r L_s - M^2)^2} \omega & \frac{-L_r R_r M}{(L_r L_s - M^2)^2} & \frac{-(L_r^2 L_s + L_r M^2)}{(L_r L_s - M^2)^2} \omega \\ -\frac{L_r M^2}{(L_r L_s - M^2)^2} \omega & \frac{L_r^2 R_s}{(L_r L_s - M^2)^2} & \frac{L_r^2 L_s - L_r M^2}{(L_r L_s - M^2)^2} \omega & \frac{-L_r R_r M}{(L_r L_s - M^2)^2} \\ \frac{-L_r R_s M}{(L_r L_s - M^2)^2} & \frac{M^3}{(L_r L_s - M^2)^2} \omega & \frac{M^2}{(L_r L_s - M^2)^2} & \frac{M^2 L_r}{(L_r L_s - M^2)^2} \\ -\frac{M^3}{(L_r L_s - M^2)^2} \omega & \frac{-L_r R_s M}{(L_r L_s - M^2)^2} & -\frac{M^2 L_r}{(L_r L_s - M^2)^2} & \frac{M^2}{(L_r L_s - M^2)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-L_r^2}{(L_r L_s - M^2)^2} & 0 & \frac{-(L_r^2 L_s + M^2)}{(L_r L_s - M^2)^2} & 0 \\ 0 & \frac{-L_r^2}{(L_r L_s - M^2)^2} & 0 & \frac{-(L_r^2 L_s + M^2)}{(L_r L_s - M^2)^2} \\ \frac{-(L_r^2 L_s + M^2)}{(L_r L_s - M^2)^2} & 0 & \frac{M^2}{(L_r L_s - M^2)^2} & 0 \\ 0 & \frac{-(L_r^2 L_s + M^2)}{(L_r L_s - M^2)^2} & 0 & -\frac{M^2}{(L_r L_s - M^2)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix}$$

La dérivé du vecteur $X_{el}(k+1)$ par rapport à $\theta_4 = L_r$ on a :

$$\frac{\partial X_{el}(k+1)}{\partial \theta_4} = \begin{bmatrix} \frac{M^2 R_s}{(L_r L_s - M^2)^2} & \frac{L_s M^2}{(L_r L_s - M^2)^2} \omega & \frac{-L_s R_r M}{(L_r L_s - M^2)^2} & \frac{-M^3}{(L_r L_s - M^2)^2} \omega \\ -\frac{L_s M^2}{(L_r L_s - M^2)^2} \omega & \frac{M^2 R_s}{(L_r L_s - M^2)^2} & \frac{M^3}{(L_r L_s - M^2)^2} \omega & \frac{-L_s R_r M}{(L_r L_s - M^2)^2} \\ \frac{-L_s R_r M}{(L_r L_s - M^2)^2} & \frac{L_s^2 M}{(L_r L_s - M^2)^2} \omega & \frac{L_s^2 R_r}{(L_r L_s - M^2)^2} & \frac{(M^2 + L_r^2) - L_s^2 L_r}{(L_r L_s - M^2)^2} \\ \frac{-L_s^2 M}{(L_r L_s - M^2)^2} \omega & \frac{-L_s R_r M}{(L_r L_s - M^2)^2} & \frac{-(M^2 + L_r^2) + L_s^2 L_r}{(L_r L_s - M^2)^2} & \frac{L_s^2 R_r}{(L_r L_s - M^2)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-M^2}{(L_r L_s - M^2)^2} & 0 & \frac{L_s M}{(L_r L_s - M^2)^2} & 0 \\ 0 & \frac{-M^2}{(L_r L_s - M^2)^2} & 0 & \frac{L_s M}{(L_r L_s - M^2)^2} \\ \frac{L_s M}{(L_r L_s - M^2)^2} & 0 & -\frac{L_s^2}{(L_r L_s - M^2)^2} & 0 \\ 0 & \frac{L_s M}{(L_r L_s - M^2)^2} & 0 & -\frac{L_s^2}{(L_r L_s - M^2)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix}$$

La dérivé du vecteur $X_{el}(k+1)$ par rapport à $\theta_5 = M$ on a :

$$\frac{\partial X_{el}(k+1)}{\partial \theta_5} = \begin{bmatrix} \frac{-2MR_s L_s L_r}{(L_s^2 L_r - M^2)^2} & \omega \frac{2M}{\sigma} & \frac{R_r \left(1 + \frac{M^2}{L_s L_r}\right)}{\sigma^2} & \omega \frac{L_s L_r + M^2}{(L_s L_r - M^2)^2} \\ -\omega \frac{2M}{\sigma} & \frac{-2MR_s L_s L_r}{(L_s^2 L_r - M^2)^2} & -\omega \frac{L_s L_r + M^2}{(L_s L_r - M^2)^2} & \frac{R_r \left(1 + \frac{M^2}{L_s L_r}\right)}{\sigma^2} \\ \frac{R_r \left(1 + \frac{M^2}{L_s L_r}\right)}{\sigma^2} & -\omega \frac{L_s L_r + M^2}{(L_s L_r - M^2)^2} & \frac{-2MR_r L_s L_r}{(L_s^2 L_r - M^2)^2} & -\omega \frac{2ML_s L_r}{(L_s L_r - M^2)^2} \\ \omega \frac{L_s L_r + M^2}{(L_s L_r - M^2)^2} & \frac{R_r \left(1 + \frac{M^2}{L_s L_r}\right)}{\sigma^2} & \omega \frac{2ML_s L_r}{(L_s L_r - M^2)^2} & \frac{-2MR_r L_s L_r}{(L_s^2 L_r - M^2)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2M}{(L_s L_r - M^2)^2} & 0 & -\frac{L_s L_r + M^2}{(L_s L_r - M^2)^2} & 0 \\ 0 & \frac{2M}{(L_s L_r - M^2)^2} & 0 & -\frac{L_s L_r + M^2}{(L_s L_r - M^2)^2} \\ -\frac{L_s L_r + M^2}{(L_s L_r - M^2)^2} & 0 & \frac{2ML_s}{(L_s L_r - M^2)^2} & 0 \\ 0 & -\frac{L_s L_r + M^2}{(L_s L_r - M^2)^2} & 0 & \frac{2ML_s}{(L_s L_r - M^2)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix}$$

La dérivé du vecteur $X_{mec}(k + 1)$ par rapport à $\theta_6 = K_f$ on a :

$$\frac{\partial X_{mec}(k + 1)}{\partial \theta_6} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ J_m & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega \\ Cr \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ J_m & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Cem \\ 0 \end{bmatrix}$$

La dérivé du vecteur $X_{mec}(k + 1)$ par rapport à $\theta_7 = J_m$ on a :

$$\frac{\partial X_{mec}(k + 1)}{\partial \theta_7} = \begin{bmatrix} K_f & 1 \\ J_m^2 & J_m^2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega \\ Cr \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{J_m^2} & 0 \\ \frac{1}{J_m^2} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Cem \\ 0 \end{bmatrix}$$

VIII.4. Comparaison entre différentes méthodes

Nous avons étudié plusieurs méthodes d'identification et nous avons pu constatées qu'elles présentent entre elles à la fois beaucoup de similitudes et de différences [15, 16, 17, 10].

L'algorithme du gradient a pour avantage d'être très facile à mettre en œuvre. Malheureusement, les conditions de convergence sont assez lourdes et l'application de cet algorithme est en général assez lente .autrement dit, il est robuste mais lent a l'approche de minimum.

Par contre l'algorithme de Gauss-Newton est doté d'une convergence rapide autour du point minimum mais en revanche la convergence de ce dernier dépend du vecteur initial .il demande en outre des informations sur les dérivés du second ordre.

L'algorithme de Levenberg-Marquardt présente l'avantage de réunir les avantages des Algorithmes du gradient et de Gauss-Newton. Cet algorithme a été choisi pour sa rapidité de convergence, notamment par rapport à l'algorithme du gradient et sa robustesse en pratique, ce qui justifie son utilisation dans un grand nombre de logiciels spécialisés.

Enfin l'algorithme de Levenberg-Marquardt a fait ses preuves et fonctionne remarquablement bien pour des modèles et domaines de la physique fort variés, si bien qu'il constitue désormais le standard pour résoudre les problèmes d'ajustement aux moindres carrés non linéaires.

IX. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné d'abord un bref aperçu sur quelques approches de l'identification. Ensuite, nous avons présenté quelques méthodes d'identification, en basant sur la méthode de Levenberg-Marquardt qui combine entre les deux méthodes Gradient et Gausse-Newton, méthode que nous allons utiliser pour l'identification des paramètres de la machine asynchrone a double alimentation proposée à l'étude.

Chapitre III :

Identification des

paramètres de la

MADA

I. Introduction

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés en premier lieu à identifier les paramètres de la MADA par des essais classiques, cette identification présente un inconvénient majeur d'être approximative et non précise.

Pour cela nous allons procéder à l'identification paramétrique hors ligne, une simulation sera faite à l'aide de logiciel MATLAB en injectant les paramètres expérimentaux dans le programme de simulation, en choisissant une méthode d'optimisation performante (Levenberg-Marquardt), nous obtenons par la suite des paramètres plus proches de la réalité. La validation de notre identification sera effectuée par une comparaison entre les signaux simulés et mesurés.

II. Modèle de la machine en régime permanent

Le schéma équivalent est un modèle électrique issu de l'approche de modélisation électrique (équations du circuit). C'est le modèle classique d'étude et de conception de la machine asynchrone.

Le modèle le plus proche de la représentation physique (réelle) d'une machine asynchrone est le schéma du type transformateur, ce dernier est caractérisé par cinq paramètres électriques (R_s, R_r, L_s, L_r, M) à identifier par notre méthode d'optimisation Levenberg-Marquardt.

On commence tout d'abord par les équations des tensions trouvées au chapitre I :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{dr} \\ v_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Le système d'équations de tension précédent définissant le modèle de Park, se réduit à deux équations complexes, par l'usage des formules suivantes :

Les tensions statorique et rotorique sont :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = v_{ds} + j v_{qs} \\ \bar{V}_r = v_{dr} + j v_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Les courants statorique et rotorique sont :

$$\begin{cases} \bar{I}_s = I_{ds} + j I_{qs} \\ \bar{I}_r = I_{dr} + j I_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Les flux statorique et rotorique sont :

$$\begin{cases} \overline{\varphi}_s = \varphi_{ds} + j\varphi_{qs} \\ \overline{\varphi}_r = \varphi_{dr} + j\varphi_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Les deux équations complexes sont :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + j\omega_s \overline{\varphi}_s \\ \overline{V}_r = R_r \overline{I}_r + j\omega_r \overline{\varphi}_r \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Par la même transformation, les équations des flux peuvent être aussi ramenées à deux équations complexes tel que :

$$\begin{cases} \overline{\varphi}_s = L_s \overline{I}_s + M \overline{I}_r \\ \overline{\varphi}_r = L_r \overline{I}_r + M \overline{I}_s \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Dans le repère fixe du stator ($\omega_s = 0$), et en régime quasi-stationnaire ($\frac{d}{dt} = j\omega_s$), en tenant compte des équations (III.7), les équations (III.6) s'écrivent :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s) \overline{I}_s + j\omega_s M \overline{I}_r \\ \overline{V}_r = (R_r + j\omega_r L_r) \overline{I}_r + j\omega_r M \overline{I}_s \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Sachant que $\omega_r = g \omega_s$, si l'on divise l'équation \overline{V}_r de (III.8) par le glissement g , qui n'est jamais nul en pratique, on obtient :

$$\overline{V}_r = \left(\frac{R_r}{g} + j\omega_s L_r \right) \overline{I}_r + j\omega_s M \overline{I}_s = 0 \quad (\text{III.9})$$

En faisant un changement de variable pour ramener le rotor au repère statorique, ce changement permet de substituer au courant rotorique réel de pulsation $\omega_r = g\omega_s$, un courant fictif de même pulsation que le courant statorique et d'amplitude proportionnelle à une constante arbitraire non nulle (a) tel que :

$$\overline{I}_r = a \overline{I}'_r$$

Où $a = \frac{L_s}{M} = \frac{1}{m}$ avec m est le rapport de transformation.

En remplaçant les transformations suivantes dans les équations (III.8) et (III.9) :

$$R'_r = a^2 R_r$$

$$L'_r = a^2 L_r$$

$$M' = aM$$

On trouve :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_s + j\omega_s L_s \bar{I}'_r \\ \bar{V}_r = \frac{R_r}{g} \bar{I}'_r + j\omega_s L_s (\bar{I}'_r + \bar{I}_s) + j\omega_s N \bar{I}'_r = 0 \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Avec : $N = L'_r - L_s$ qui est l'inductance de fuite totale du rotor.

Le schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent est le suivant :

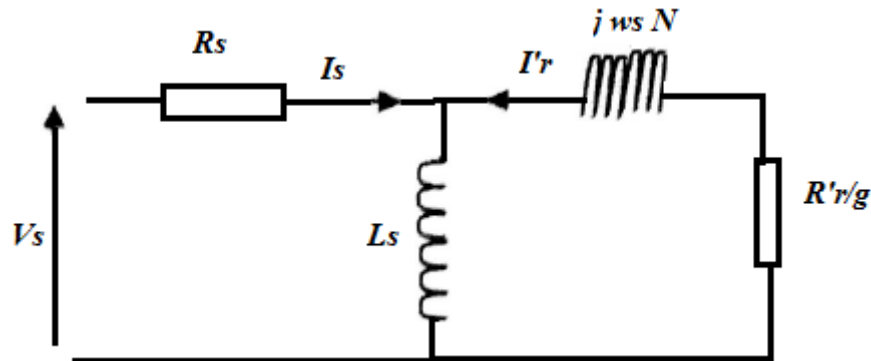


Figure III.1 : schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent.

III. Détermination des paramètres de la MADA par des essais classique

On utilise au cours de ce travail les valeurs nominales du tableau III.1 indiquées sur la plaque signalétique de la machine asynchrone à rotor bobiné :

Tableau III.1 : plaque signalétique de la MADA.

| | |
|--------------------------------------|-------------|
| Puissance utile nominale | 3000 W |
| Fréquence nominale | 50 Hz |
| Tension stator nominale Y/Δ | 400 V/230 |
| Tension rotor nominale | 130 V |
| Courant stator nominal Y/Δ | 12.1/6.2 A |
| Courant rotor nominal | 20 A |
| Vitesse nominale | 1385 tr/min |
| Facteur de puissance nominale | 0.83 |

Comme toute machine à courant alternatif, la MADA est identifiée par les paramètres suivants :

- Paramètres électriques :
 - La résistance statorique par phase R_s (en ohm).
 - La résistance rotorique par phase R_r (en ohm).
 - L'inductance propre statorique par phase L_s (en H).
 - L'inductance propre rotorique par phase L_r (en H).
 - L'inductance mutuelle cyclique entre stator-rotor et rotor-stator M_{sr} et M_{rs} (en H).
 - L'inductance cyclique mutuelle M (en H).

- Paramètres mécaniques :
Le moment d'inertie J_m (Kg m^2).
Le coefficient de frottement visqueux K_f (N.m.s/rad).

Vu que les enroulements du stator et du rotor sont accessibles sur la plaque à bornes de la machine la détermination des paramètres de cette dernière est rendue plus aisée.

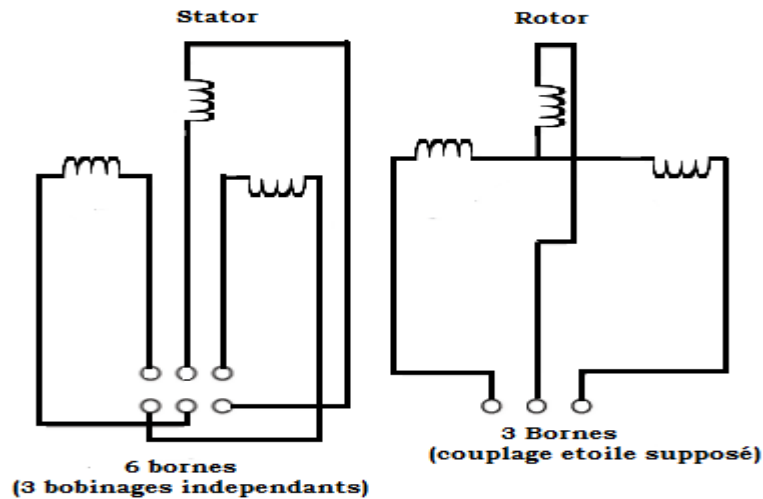


Figure III.2: Plaque à borne de la MADA.

III.1. Mesures des paramètres électriques

III.1.1. Mesure de la résistance statorique et rotorique

Cette mesure est faite par la méthode volt-ampèremétrique, On alimente sous tension continue chacune des phases du stator. La résistance R_s de la phase alimentée se calcule facilement à partir de la mesure de tension et d'intensité. Nous procédons de la même façon aux bornes du rotor en tenant compte du montage en étoile de ce dernier (mesure de 2 phases de résistance R_r en série). Les résultats obtenus par les essais permettent de déterminer R_s et R_r .

Lors de la mesure, il faut prendre les précautions suivantes :

- La machine doit être à chaud pour que la mesure de R_s et R_r soit précise.
- Il faut s'assurer lors de l'essai à ne pas dépasser l'intensité maximale par phase.
- Connecter le voltmètre en aval de l'ampèremètre et directement aux bornes de la machine.

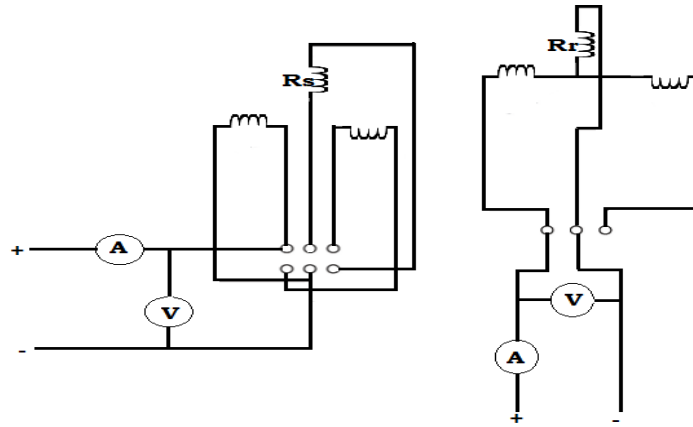


Figure III.3 : Montage de mesure des résistances.

Pour une phase statorique nous obtenons :

$$R_s = \frac{V_s}{I_s} = 2.202\Omega. \quad (\text{III.11})$$

$$R_s = 2.202\Omega$$

Pour une phase rotorique :

$$R_r = \frac{U_r}{2 I_r} = 0.25 \Omega. \quad (\text{III.12})$$

$$R_r = 0.25 \Omega$$

Les valeurs de V_s et U_r , I_s et I_r sont mesurés au sein du laboratoire de machines électriques de la faculté d'électronique et informatique.

III.1.2. Mesure de l'inductance du stator et du rotor

III.1.2.1. Détermination de l'inductance du stator (L_s), La mutuelle (M_{sr}) et le rapport de transformation (m_1)

III.1.2.1.1. Essai à vide

Dans ce cas, nous alimentons le stator sous sa tension et fréquence nominale et tourne à vide et le rotor en court-circuit, la vitesse est généralement proche à la vitesse de synchronisme.

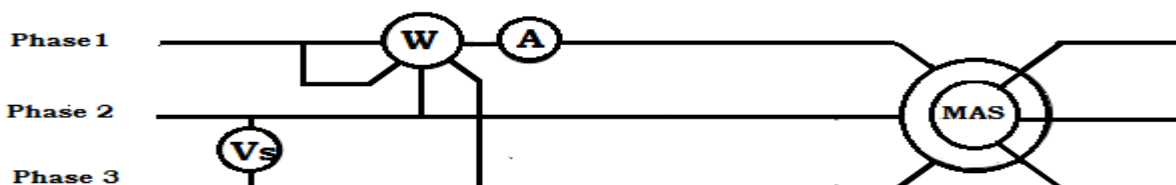


Figure III.4 : Montage de l'essai à vide.

La mesure de la puissance, le courant et la tension à vide nous permet de déterminer l'inductance statorique L_s selon cette loi :

$$L_s = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V_o}{I_o}\right)^2 - (R_s)^2} \quad (\text{III.13})$$

Au cours de l'essai à vide et pour une valeur précise nous avons pris trois mesures de V_o , I_o et P_o qui sont présentés dans le tableau suivant :

Tableau III.2 : les mesures de l'essai à vide.

| | Mesure I | Mesure II | Mesure III |
|-----------|----------|-----------|------------|
| V_o (V) | 210 | 210 | 220 |
| I_o (A) | 3.1 | 3.6 | 3.9 |
| P_o (W) | 200 | 280 | 300 |

On a calculé pour chaque mesure la valeur de L_s et en faisant la moyenne nous obtenons le résultat suivant :

$$L_s = 0.1934 \text{ H}$$

III.1.2.1.2. Détermination de la résistance totale ramenée au stator

Afin d'obtenir cette résistance, il faut effectuer un essai à rotor bloqué tel que on bloque le rotor (enroulement court-circuité, arbre bloqué), en réservant le même montage de l'essai à vide. Dans cet essai, aussi appelé essai en court-circuit, La vitesse de rotation étant nulle ($g=1$), aucune puissance mécanique n'est délivrée sur l'arbre, L'essai doit être effectué à tension réduite de façon à limiter le courant à sa valeur nominale (risque d'un échauffement prohibitif de la machine).

Dans cet essai on a relevé deux mesures différentes mentionnées dans le tableau suivant :

Tableau III.3 : Les mesures de l'essai à rotor bloquée.

| | Mesure I | Mesure II |
|--------------|----------|-----------|
| V_{cc} (V) | 50 | 52 |
| I_{cc} (A) | 6.2 | 6.3 |
| P_{cc} (W) | 480 | 620 |

Comme l'essai précédent on calcule la valeur de R_{eq} pour chaque essai, et on obtient pour la moyenne des trois :

$$R_{eq} = \frac{P_{cc}}{3I_{cc}^2} \quad (\text{III.14})$$

$$R_{eq} = 1.958 \Omega$$

Et donc, la résistance totale ramenée au stator est obtenue par la relation suivante :

$$R_{eq} = R_s + R'_r \quad (\text{III.15})$$

Et on aura :

$$R'_r = R_{eq} - R_s \quad (\text{III.16})$$

$$R'_r = 2.4826 \Omega.$$

III.1.2.1.3. Essai a rotor ouvert

L'intérêt de cet essai est de déterminer la mutuelle stator-rotor M_{sr} et l'inductance cyclique L_s ainsi que le rapport de transformation stator-rotor m_1 . La méthode consiste à alimenter les 3 phases du stator en triphasé en laissant le rotor ouvert.

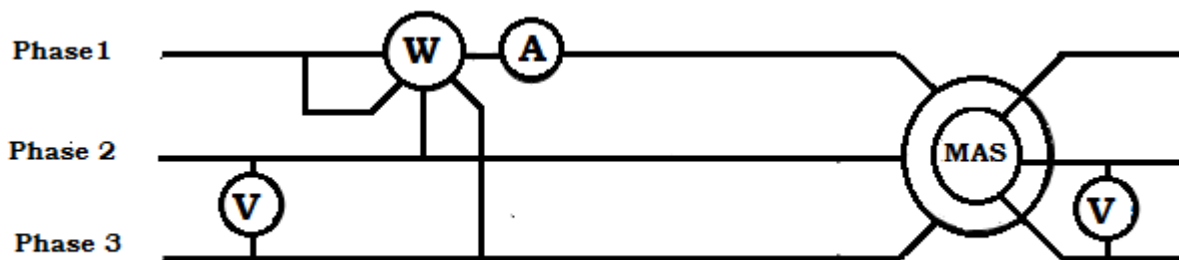


Figure III.5 : Montage d'essai a rotor ouvert.

Grâce à des appareils de mesure on relève la tension d'alimentation et la valeur du courant I_s et on détermine L_s avec la formule suivante :

$$L_s = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V_s}{I_s}\right)^2 - (R_s)^2} \quad (\text{III.17})$$

Les mesures sont dans le tableau ci-dessous :

Tableau III.4 : Les mesures de l'essai à rotor ouvert.

| | Mesure I | Mesure II |
|-----------|----------|-----------|
| V_s (V) | 210 | 180 |
| U_r (V) | 89.05 | 62.40 |
| I_s (A) | 3.8 | 2.1 |

En faisant la moyenne pour chaque calcul nous trouvons La valeur de L_s est :

$$L_s = 0.2242 H$$

Et pour le calcul de M_{sr} on a :

$$M_{sr} = \frac{U_r}{2\pi f I_s \sqrt{3}} \quad (\text{III.18})$$

Donc :

$$M_{sr} = 0.04164 H$$

Ainsi que le rapport de transformation :

$$m_1 = \frac{U_r}{V_s \sqrt{3}} \quad (\text{III.19})$$

Et on trouve :

$$m_1 = 0.2224$$

Pour obtenir une valeur de L_s finale et plus précise, nous calculons la moyenne de L_s trouvée dans l'essai à vide avec celle trouvée dans l'essai à rotor ouvert et on obtient la valeur suivante :

$$L_s = 0.2088 H$$

Les valeurs trouvées précédemment sont mentionnés dans le tableau suivant :

Tableau III.5 : Valeurs expérimentales de L_s , m_1 , M_{sr} .

| | |
|---|-----------|
| Inductance cyclique du stator (L_s) | 0.2088 H |
| Rapport de transformation (m_1) | 0.2224 |
| Inductance mutuelle (M_{sr}) | 0.04164 H |

III.1.2.2. Détermination de l'inductance du stator (L_r), La mutuelle (M_{rs}) et le rapport de transformation (m_1)

III.1.2.2.1. Essai a stator ouvert

Pour cet essai et contrairement à l'essai a rotor ouvert, on alimente le rotor en laissant le stator ouvert, mais en conservant le montage étoile. L'intérêt de cet essai est de déterminer l'inductance cyclique du rotor L_r , le rapport de transformation m_2 et la mutuelle rotor-stator M_{rs} .

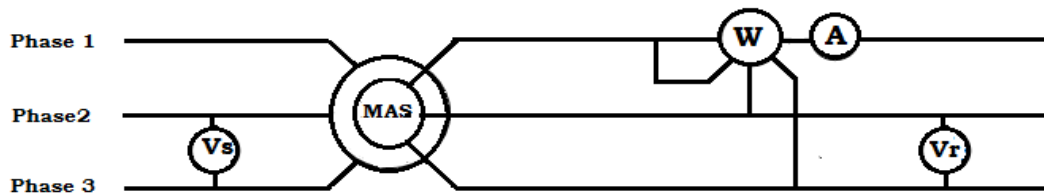


Figure III.6 : Montage d'essai a stator ouvert.

Dans une phase rotorique on a :

$$V_r = R_r I_r + j\omega L_r I_r \quad (\text{III.20})$$

A partir de cette équation on peut tirer l'inductance cyclique propre du rotor :

$$L_r = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V_r}{I_r}\right)^2 - R_r^2} \quad (\text{III.21})$$

Comme les essais précédents, et dans le but d'avoir plus de précision ce tableau résume nos mesures :

Tableau III.6 : Les mesures de l'essai à stator ouvert.

| | Mesure I | Mesure II |
|-----------------|----------|-----------|
| $V_s(\text{V})$ | 139.03 | 184.19 |
| $U_r(\text{V})$ | 62 | 84 |
| $I_r(\text{A})$ | 7.2 | 11.1 |

La moyenne nous donne :

$$L_r = 0.0153 \text{ H}$$

Et pour M_{rs} :

$$M_{rs} = \frac{V_s}{2\pi f I_r} \quad (\text{III.22})$$

$$M_{rs} = 0.0571 \text{ H}$$

Ainsi que le rapport de transformation m_2 :

$$m_2 = \frac{U_r}{V_s \sqrt{3}} \quad (\text{III.23})$$

$$m_2 = 0.2603$$

Les résultats des mesures sont cités dans le tableau suivant :

Tableau III.7 : Valeurs expérimentales de L_r , m_2 , M_{rs} .

| | |
|--|----------|
| Inductance cyclique du rotor (L_r) | 0.0153 H |
| Rapport de transformation (m_2) | 0.2603 |
| Inductance mutuelle (M_{rs}) | 0.0571 H |

On définit l'inductance mutuelle Stator –Rotor par la formule suivante :

$$M = \left(\frac{M_{sr} + M_{rs}}{2}\right) \left(\frac{3}{2}\right) \quad (\text{III.24})$$

$$M = 0.04706 H$$

Et même pour le rapport de transformation :

$$m = \frac{m_1 + m_2}{2} \quad (\text{III.25})$$

$$m = 0.24135$$

III.1.2.2.2. Détermination des paramètres électriques ramenés au stator

Les paramètres du schéma équivalent de la MADA doit être identifier et cela nécessite la détermination des paramètres ramenés au stator qui sont calculé comme suit :

$$R'_r = \frac{R_r}{m^2} = 4.291 \Omega \quad (\text{III.26})$$

D'où la moyenne des deux :

$$R'_r = 3.3386 \Omega$$

Pour L'_r :

$$L'_r = \frac{L_r}{m^2} \quad (\text{III.27})$$

D'où :

$$L'_r = 0.2626 H.$$

Et pour M' on a :

$$M' = \frac{M}{m} \quad (\text{III.28})$$

D'où :

$$M' = 0.195 H.$$

Avec tous ces paramètres on déduit le coefficient de dispersion de Blondel :

$$\sigma = 1 - \frac{M'^2}{L_s L'_r} \quad (\text{III.29})$$

D'où :

$$\sigma = 0.306$$

III.2. Détermination des paramètres mécaniques

L'identification des paramètres électriques du modèle de la MADA ne suffit pas pour une étude complète et efficace des différents régimes dynamique. Ces régimes sont de plus Conditionnés par la connaissance des paramètres mécaniques (moment d'inertie, frottements).

III.2.1. Détermination du coefficient de frottement

Afin d'aboutir à un bon résultat avec précision, Nous allons calculer le K_f par deux méthodes différentes, détaillées comme suit :

III.2.1.1. Première méthode

L'essai se fait sur deux tranches :

Tout d'abord, on entraîne le groupe (machine à double alimentation avec une machine à courant continu) à la vitesse de synchronisme, on relève la tension V_{12} et le courant I_{12} qui nous a permet de calculer la puissance absorbée par la machine à courant continu (P_{12}).

Nous avons effectué deux mesures :

Tableau III.8 : Les mesures pour le calcul de P_{12} .

| | Mesure I | Mesure II |
|-------------|----------|-----------|
| $V_{12}(V)$ | 195 | 203 |
| $I_{12}(V)$ | 1.61 | 1.78 |
| $P_{12}(W)$ | 313.95 | 361.34 |

Par la suite, on alimente la machine à courant continu après avoir découplé le groupe en gardant la même vitesse de la 1^{ère} tranche de l'essai et on mesure encore la puissance (P_1) aussi en relevant la tension V_1 et le courant I_1 .

Tableau III.9 : Les mesures pour le calcul de P_1 .

| | Mesure I | Mesure II |
|----------|----------|-----------|
| $V_1(V)$ | 150 | 150 |
| $I_1(V)$ | 1.16 | 1.17 |
| $P_1(W)$ | 174 | 175.5 |

La puissance mécanique dissipée par les frottements est :

$$P_{mf} = P_{12} - P_1 \quad (\text{III.30})$$

Et le calcul de P_{mf} pour chaque mesure et leur moyenne nous donne :

$$P_{mf} = 187.34 \text{ W}$$

L'expression de la puissance dissipée par les frottements mécaniques en fonction de la vitesse est :

$$P_{mf} = K_f \Omega^2 \quad (\text{III.31})$$

Avec :

$$\Omega = 1500 \text{ tr/min} \quad (157 \text{ rad/s})$$

Et on calcule K_f à partir de l'expression précédente et on trouve :

$$K_f = \frac{P_{mf}}{\Omega^2} \quad (\text{III.32})$$

Et on aura :

$$K_f = 0.0066 \text{ N. m. s/rad}$$

III.2.1.2. Deuxième méthode

Cette méthode consiste à calculer le coefficient de frottement en mesurant la puissance absorbée par la machine à courant continu P_{mcc} ainsi que son courant I_{mcc} et sa tension V_{mcc} , celle-ci entraînant l'ensemble (MADA et la machine à courant continu), dans le cas où le groupe est couplé. La mesure doit être effectuée en faisant varier sa tension d'alimentation, cela nous a amenée à la relation suivante :

$$K_f(\Omega) = \frac{P_0}{\Omega^2_{mcc}} = \frac{P_{mcc} - R_a I_{mcc}^2}{\Omega^2_{mcc}} \quad (\text{III.33})$$

Avec :

P_0 : Puissance due aux pertes par frottement visqueux.

R_a : Résistance de l'induit de la machine à courant continu.

Nos mesures sont présentées dans le tableau suivant :

Tableau III.10 : Les mesures de P_{mcc} , I_{mcc} , Ω_{mcc} .

| I_{mcc} (A) | P_{mcc} (W) | Ω_{mcc} (tr/min) |
|---------------|---------------|-------------------------|
| 0.87 | 8.7 | 61.8 |
| 1 | 20 | 140.9 |
| 1.07 | 32.1 | 208.4 |
| 1.12 | 44.8 | 291 |
| 1.15 | 57.5 | 364.4 |
| 1.19 | 71.4 | 439.6 |
| 1.23 | 86.1 | 518.8 |

| | | |
|------|-------|--------|
| 1.26 | 100.8 | 594.2 |
| 1.30 | 117 | 668 |
| 1.33 | 133 | 752.7 |
| 1.40 | 168 | 910.62 |
| 1.45 | 203 | 1071.6 |
| 1.50 | 240 | 1227 |
| 1.57 | 282.6 | 1380 |
| 1.62 | 324 | 1544 |
| 1.69 | 371.8 | 1688 |

On obtient alors la caractéristique $f(\Omega) = \frac{P_0}{\Omega^2_{mcc}}$ qui est une droite de pente K_f :

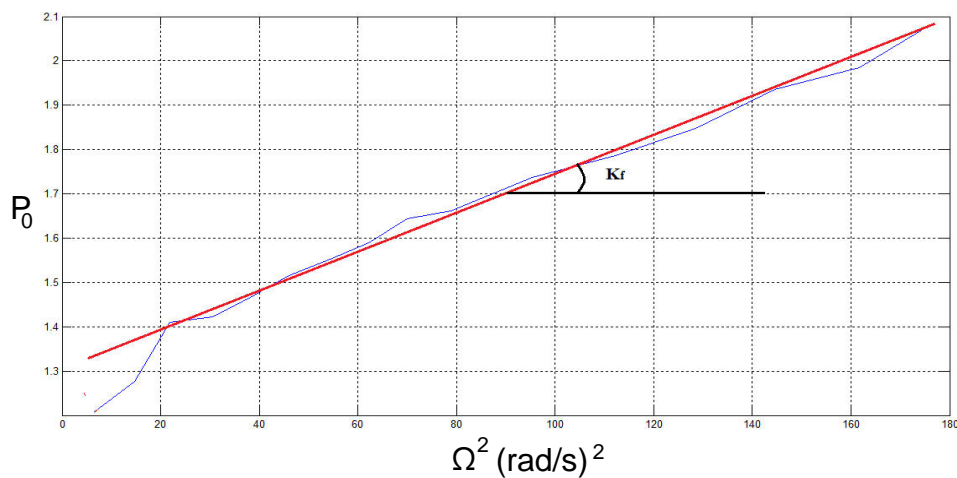


Figure III.7 : La Caractéristique du calcul de coefficient de frottement K_f .

La valeur de K_f est :

$$K_f = 0.00407 \text{ N.m.s/rad}$$

La moyenne des valeurs pour les deux méthodes est la suivante :

$$K_f = 0.00533 \text{ N.m.s/rad}$$

III.2.2. Détermination du moment d'inertie (J_m) par l'essai de ralentissement

La détermination du moment d'inertie du rotor est basée sur la mesure de la vitesse en fonction du temps lors du ralentissement. La machine est alimentée sous sa tension nominale et tourne à vide à une vitesse constante Ω_0 . En coupant l'alimentation statorique, la vitesse décroît jusqu'à arrêt total de la machine, cette décroissance est enregistrée comme montre la Figure III.8 :

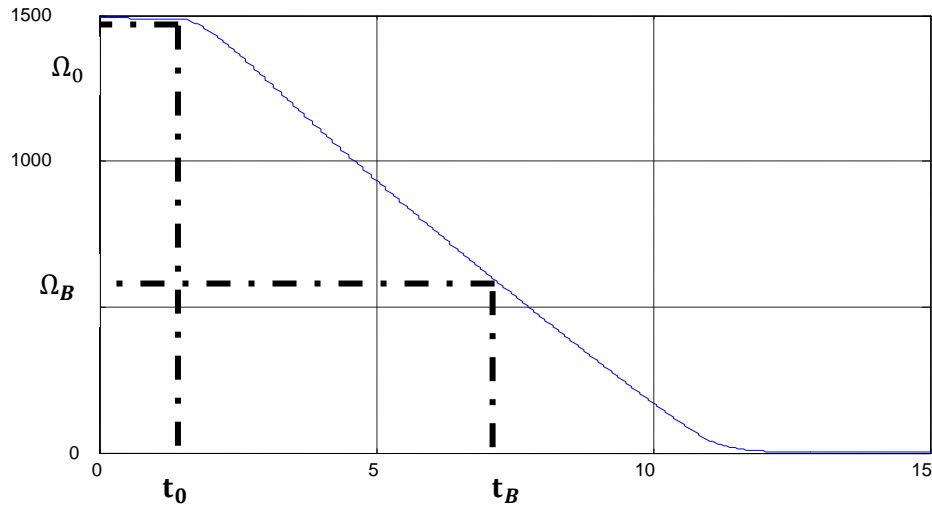


Figure III.8: Allure de la vitesse de ralentissement en fonction du temps.

En considérant l'équation du mouvement, la dynamique de ralentissement est régie par :

$$J_m \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega = 0 \quad (\text{III.34})$$

La décélération de la vitesse est donnée par :

$$\Omega(t) = (1 - e^{-\frac{t}{\tau_m}}) \Omega_0 \quad (\text{III.35})$$

On obtient une exponentielle décroissante avec : $\tau_m = \frac{J_m}{K_f}$

L'équation de la droite AB est :

$$\Omega(t) = \Omega_0 - (\Omega_0 - \Omega_B) \frac{t}{t_B} \quad (\text{III.36})$$

A : $t=0$ on a :

A $(0, \Omega_0)$

Par la détermination de Ω_0 on peut calculer Ω_B comme suit :

$$\Omega_B = \Omega_0/e \iff t = t_B$$

Alors : B $(t_B, \Omega_0/e)$

A : $t = \tau_m$ la vitesse est $\Omega(\tau_m)=0$

On obtient :

$$\tau_m = \frac{\Omega_0 t_B}{\Omega_B - \Omega_0}$$

Et donc le moment d'inertie est calculé comme suit :

$$J_m = \tau_m K_f \quad (\text{III.37})$$

On trouve :

$$J_m = 0.084 \text{ Kg m}^2$$

Récapitulatif des résultats :

Les paramètres identifiés par les essais classiques sont résumés dans le tableau suivant :

Tableau III.11 : les paramètres mesurés par les essais classiques.

| Paramètre : | Valeur : |
|--|-------------------------|
| Résistance statorique | 2.202 Ω |
| Résistance rotorique ramenés au stator | 3.3386 Ω |
| Inductance cyclique statorique | 0.2088 H |
| Inductance cyclique rotorique ramené au stator | 0.2626 H |
| Inductance cyclique mutuelle ramené au stator | 0.195 H |
| Coefficient de frottement | 0.00533 N.m.s/rad |
| Moment d'inertie | 0.084 Kg m ² |
| Nombre de paires de pôles | 2 |

IV. Identification des paramètres de la MADA par Levenberg-Marquardt

Afin d'identifier les paramètres électriques et mécaniques du modèle de Park de la machine asynchrone à double alimentation, on a appliqué une méthode itérative avec une technique de programmation non linéaire qui est l'algorithme de Levenberg-Marquardt, qui consiste à minimiser le critère quadratique.

Pour le programme principal, on a utilisé la fonction de MATLAB « lsqnonlin » qui fait la résolution des équations non linéaires, cette dernière fait appel à la fonction à minimiser. Le système est échantillonné avec une période de $T_e=10^{-4}$ s. L'initialisation des paramètres à estimer est prise égale aux paramètres des essais classiques, les itérations dépendent de ces paramètres, pour les tolérances de X et Y on a choisi une valeur de 10^{-4} .

Le programme « fonction » contient l'erreur quadratique à minimiser, Au premier temps on a injecté les données (les tensions v_{abc} et les courants I_{abc} d'un réseau de 220 volt) au modèle d'état discret, et comme on travaille dans un repère ' $\alpha \beta$ ' les courants et les tensions triphasés on les a transformés par la transformée de Concordia. Afin d'obtenir une bonne identification avec une bonne

estimation, nous avons appliqués un programme de filtrage sur nos données de vitesse pour une représentation claire et pour éliminer le bruit de mesure.

Les erreurs à minimiser sont les suivantes :

$$\begin{cases} e_1 = I\alpha_s - \widehat{I\alpha_s} \\ e_2 = I\beta_s - \widehat{I\beta_s} \\ e_3 = \Omega - \widehat{\Omega} \end{cases}$$

Avec :

e_1 : Erreur entre le courant statorique mesuré et le courant statorique estimé dans le repère α .

e_2 : Erreur entre le courant statorique mesuré et le courant statorique estimé dans le repère β .

e_3 : Erreur entre la vitesse du rotor mesurée et celle à estimer.

Après la simulation nous avons obtenu les paramètres identifiés qui sont mentionnés dans le tableau suivant :

Tableau III.12 : Paramètres identifiés par la simulation.

| Paramètres identifiés | Valeurs |
|-----------------------|--------------------|
| R_s | 2.18903 Ω |
| R'_r | 3.93225 Ω |
| L_s | 0.24099 H |
| L'_r | 0.19755 H |
| M' | 0.21374 H |
| K_f | 0.004885 N.m.s/rad |
| J_m | 0.050305 Kg m^2 |

En utilisant les paramètres du tableau III.12 dans le modèle de la MADA ainsi les données acquises expérimentalement pour l'identification, la simulation donne les résultats suivants :

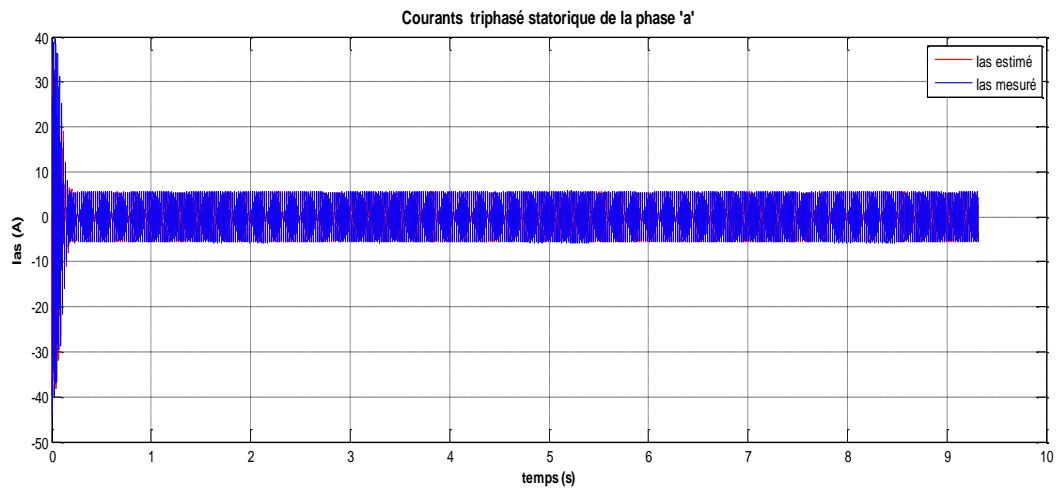


Figure III.9 : Courant statorique mesuré et estimé de la phase 'a' à partir d'un réseau 220V.

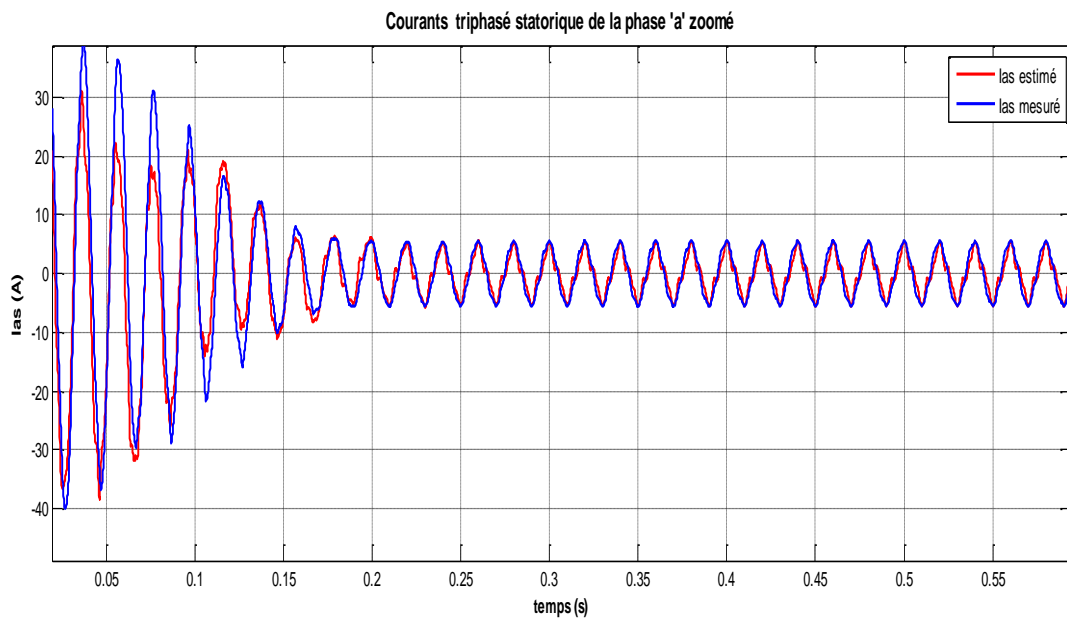


Figure III.10 : Zoom du courant i_{as} mesuré et estimé à partir d'un réseau 220V.

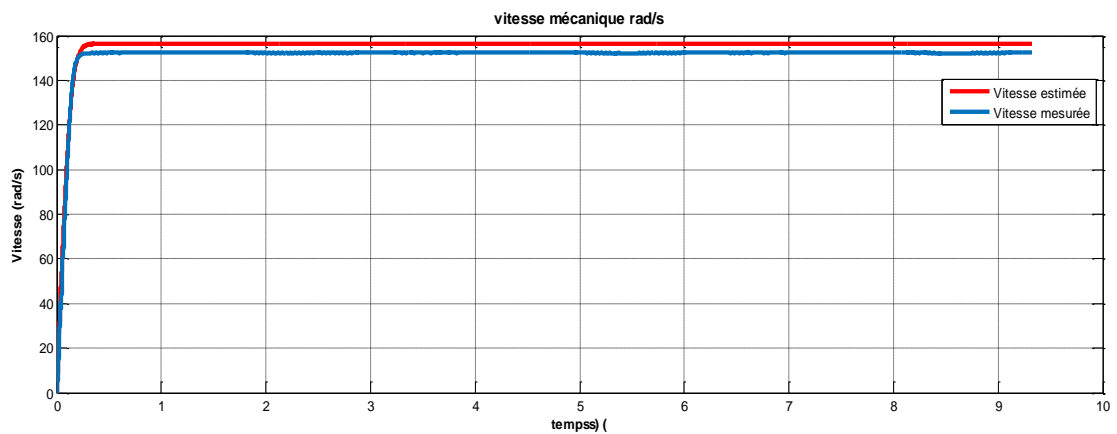


Figure III.11 : Vitesse mécanique estimée et mesurée pour un réseau de 220 V.

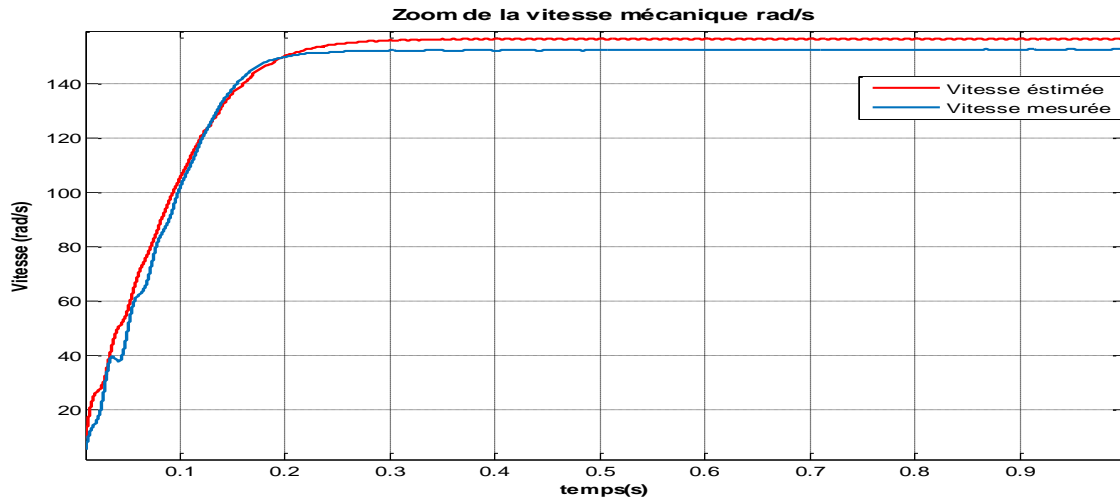


Figure III.12 : Zoom des Vitesses estimée et mesurée pour un réseau de 220 V.

La Figure III.9 présente les courants estimé et mesuré de la phase 'a' du stator, on voit que le courant estimé est proche de celui mesuré avec une petite différence pour les deux régimes transitoire et permanent, la Figure III.10 montre le zoom de ces deux courants. Même pour les vitesses Figure III.11 on voit que la vitesse estimée suit l'allure de celle mesurée. Donc l'estimation du modèle été proche au système étudié et les paramètres en bien convergés.

V. Validation des résultats

La validation consiste à comparer les signaux expérimentaux aux signaux simulés avec les paramètres identifiés, en choisissant deux points de fonctionnement différents de celui utilisé pour l'identification, qui sont :

- Réseau 150 volts.
- Réseau 100 volts.

V.1. Validation par un essai à partir d'un réseau de 150 volts

Pour cette validation la simulation est faite avec le relevé expérimental de tension réseau de 150V comme entrée du modèle, les résultats obtenus sont les suivants :

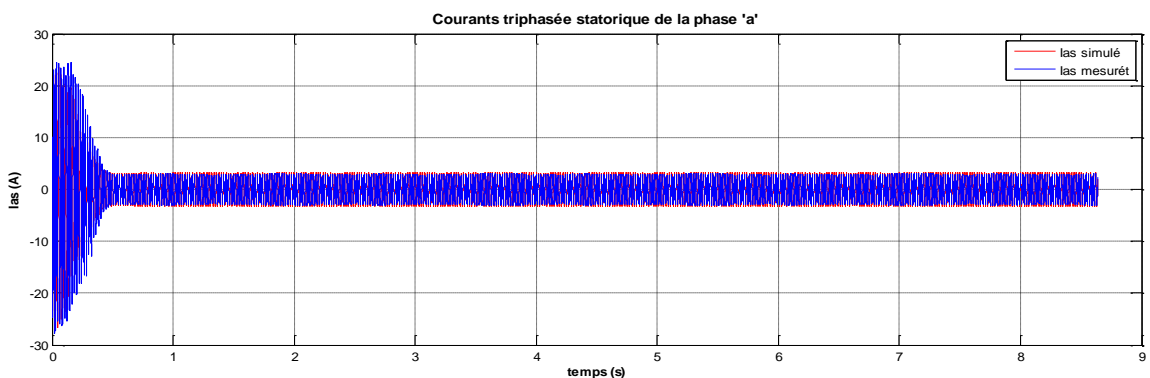


Figure III.13 : Courant statorique mesuré et simulé de la phase 'a' à partir d'un réseau 150V.

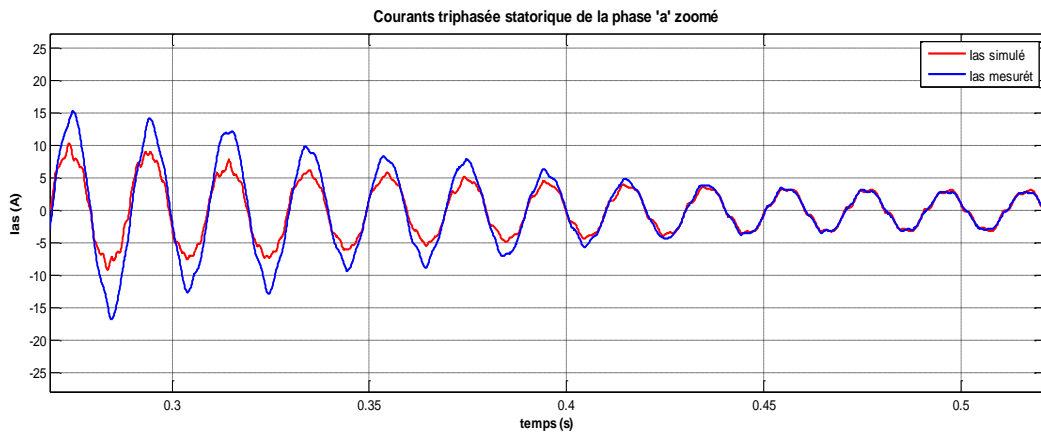


Figure III.14 : Zoom du courant I_{as} mesuré et simulé à partir d'un réseau 150V.

On remarque d'après ces deux courbes de la Figure III.12, le courant de phase simulé en utilisant les paramètres identifiés par Levenberg-Marquardt suit bien le courant obtenu par l'essai expérimental en régime permanent et aussi en régime transitoire. Ce qui augmente la certitude à la méthode proposée pour l'estimation des paramètres d'une MADA. On constate une faible erreur entre le courant estimé et mesuré comme le montre la Figure III.13.

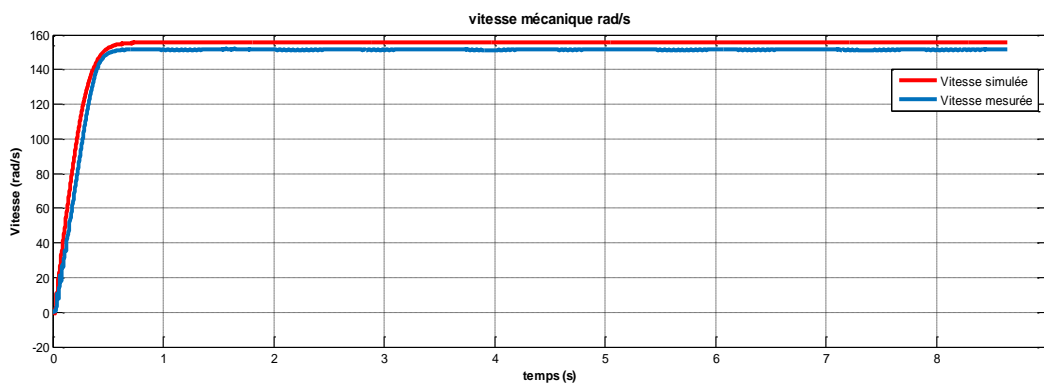


Figure III.15 : Vitesse mécanique mesurée et simulée pour un réseau 150 V.

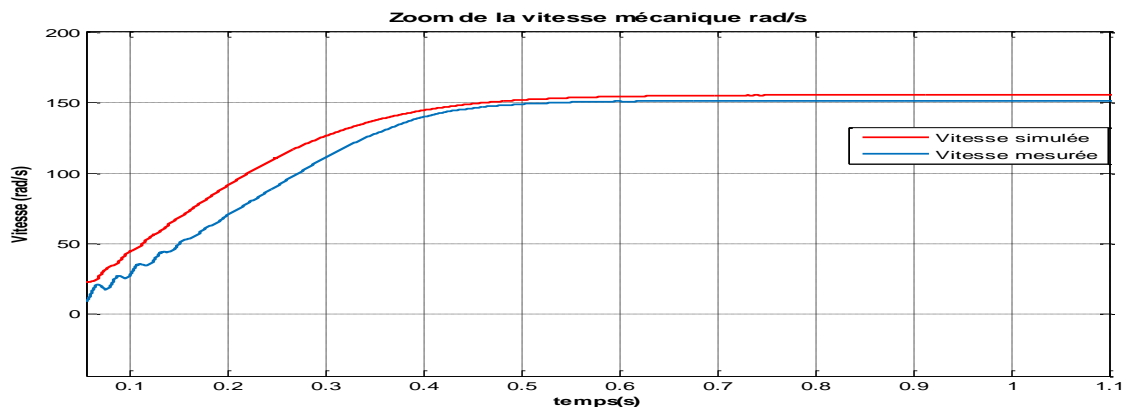


Figure III.16 : Zoom des Vitesses mesurée et simulée pour un réseau 150 V.

Lors du régime transitoire la vitesse présente une très bonne concordance entre la vitesse mesurée et celle simulée, en régime permanent on remarque un écart entre ces deux derniers.

V.2. Validation par un essai à partir d'un réseau de 100 volts

Dans cette validation la simulation est faite avec le relevé expérimental de tension réseau de 100V comme entrée du modèle, les résultats de la simulation sont les suivants :

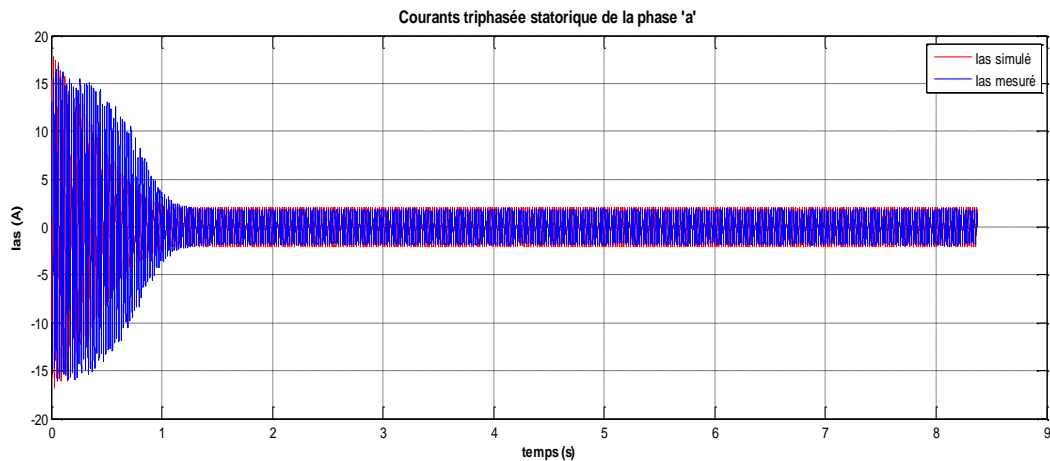


Figure III.17 : Courant statorique mesuré et simulé de la phase 'a' à partir d'un réseau 100V.

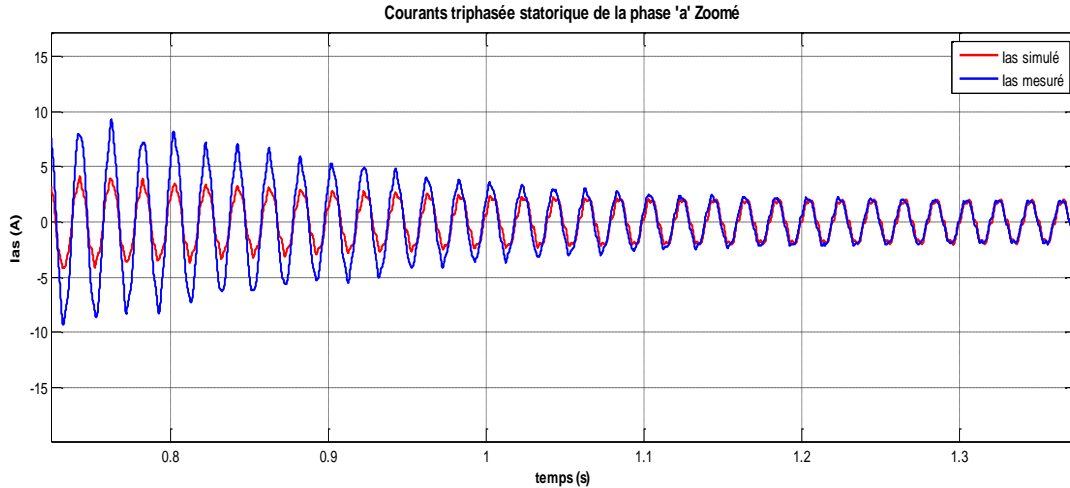


Figure III.18 : Zoom du courant I_{as} mesuré et estimé à partir d'un réseau 100V.

Les figures III.15 et III.16 montrent une bonne estimation du courant I_{as}, ainsi on constate une faible erreur dans le régime transitoire comme dans le régime permanent ce qui démontre la robustesse du modèle.

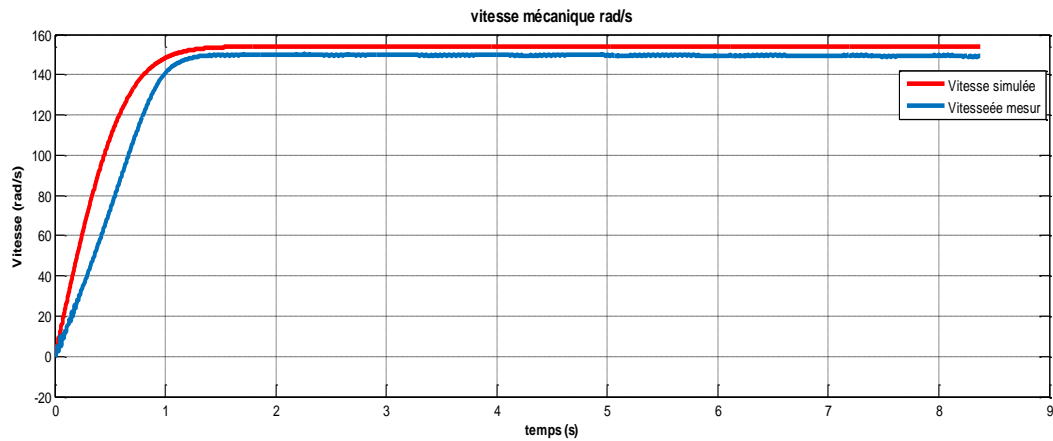


Figure III.19 : Vitesse mécanique estimée et mesurée pour un réseau 100 V.

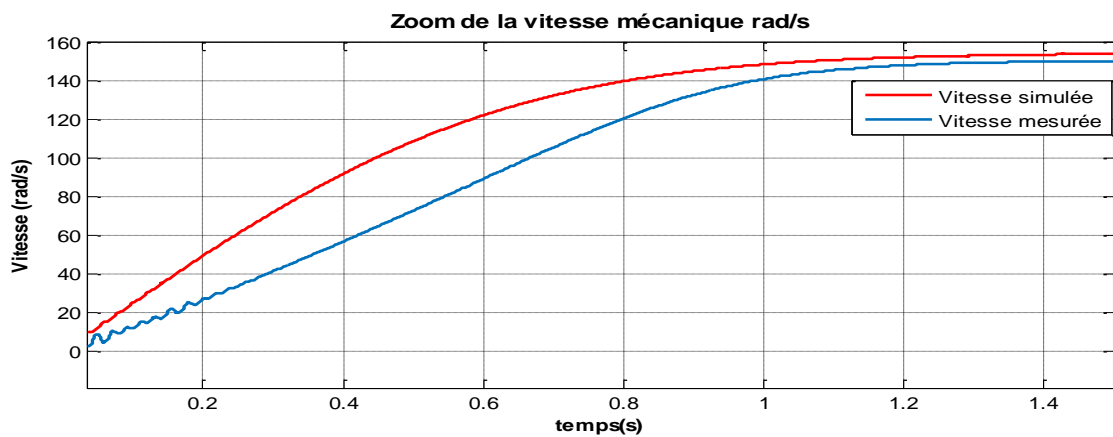


Figure III.20 : Zoom des Vitesses mesurée et simulée pour un réseau 100 V.

Le relevé de la vitesse présente deux régimes différents, en commençant par le régime transitoire lors de démarrage qui présente une augmentation de vitesse en fonction du temps en arrivant à son régime permanent qui atteint sa vitesse nominale. L'allure des vitesses mesurée et estimée se suit parfaitement avec un petit écart.

Les résultats obtenus par optimisation et par simulation présentent une très forte similarité, l'écart de courant obtenu est très faible idem pour la vitesse. Par conclusion, Les résultats d'optimisation sont validés pour ces deux points de fonctionnement.

VI. Conclusion :

En premier lieu les paramètres électriques et mécaniques du schéma équivalent ramené au stator ont été identifiés par les essais classiques, comme ces résultats ne sont pas précis pour cause d'erreurs de mesure et de lecture sur les appareils de mesure, On a entamé à l'identification numérique par l'algorithme de Levenberg-Marquardt qui fait la résolution des équations non linéaires en minimisant un critère quadratique.

Nous avons montré que le modèle d'état que nous avons adopté dans le chapitre I est utile pour la validation des résultats identifiés par les données expérimentales.

L'algorithme de Levenberg-Marquardt fonctionne bien avec des contraintes, il est fiable robuste et converge après quelques itérations vers une solution optimale. Les résultats obtenus par cette méthode sont vérifiés par confrontation entre les signaux estimé et mesuré.

Conclusion

générale

Conclusion générale

Dans le cadre du mémoire de master entraînement électrique, nous nous sommes intéressés dans ce travail à l'identification paramétrique de la machine à double alimentation par la méthode de Levenberg-Marquardt.

Avant de présenter les principaux résultats obtenus à travers cette étude, il convient de rappeler que l'identification paramétrique des machines électriques, particulièrement la machine asynchrone à double alimentation, constitue un axe de recherche fructueux et très important en vue de leur simulation.

L'identification, bien qu'elle apparaisse simple à faire, nécessite autant de connaissances physiques sur le processus que de connaissances mathématiques pour mettre en œuvre une méthode d'identification. En effet, avant de passer à l'étape quantitative qui est la détermination des valeurs numériques des paramètres, il faut d'abord faire une modélisation aussi complète que possible, en tenant compte de la globalité des phénomènes physiques au sein du processus.

Avant de pencher dans le problème posé, nous avons présenté au cours du premier chapitre, la modélisation de la MADA, en commençant par le principe du fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation, ainsi que son mode de fonctionnement. Par la suite, En se basant sur quelques hypothèses simplificatrices nous avons établi un modèle mathématique dont la complexité a été réduite. Cela nous a permis de constater que le modèle de la machine asynchrone à double alimentation est un système à équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps et pour les simplifier nous avons utilisé la transformation de Park.

Le deuxième chapitre a été consacré à la présentation d'un rappel sur l'identification et son principe, ainsi que le bon choix des facteurs qui influent sur l'identification se qui nous a amené à une bonne qualité d'estimation paramétrique, les différentes méthodes d'identification ont été détaillées, en métrant en gras notre méthode étudiée de Levenberg-Marquardt, l'application de cette dernière menée au fil du troisième chapitre.

Au cours du troisième chapitre, en premier lieu le modèle de la machine en régime permanent a été abordé qui est plus proche de la représentation physique réelle de la MADA, et comme l'étape quantitative de l'identification demande de nombreux essais classiques sur la machine, nous avons pu alors identifier les paramètres de la MADA. Cette expérience nous a permis de constater que les essais classiques pour l'identification des paramètres de la MADA faits en régime permanent ne suffisent pas pour déterminer de la manière la plus proche possible le modèle réel de cette machine, mais d'une manière approximative. Et donc pour mieux optimiser ces paramètres nous avons utilisé une méthode performante (Levenberg-Marquardt), cette dernière est basée sur la minimisation de l'écart entre la réponse du système et celle du modèle en agissant sur les paramètres.

Par simulation à l'aide de logiciel MATLAB, on a appliqués la méthode de Levenberg-Marquardt en introduisant le modèle de la MADA qui été présenté dans le premier chapitre en

temps discret, ainsi les valeurs des paramètres en régime permanent obtenus par les essais classiques en été utilisé comme vecteur initial, afin d'obtenir les valeurs des paramètres estimés, cela nous a amenés à vérifiés notre modèle et le validés en appliquant un autre point de fonctionnement.

Il ressort de cette étude que :

- Les résultats de comparaison sont en général encourageants et ils présentent une bonne concordance avec l'expérimentation.
- Les paramètres de la MADA dépendent du point de fonctionnement et donc des conditions de mesure.
- Les résultats d'identification sont satisfaisants en vue d'une simulation du comportement de la machine.

En vue de se rapprocher du modèle réel, on propose comme suite à ce travail, d'exploiter et d'améliorer cette étude en tenant compte des pertes fer et de la saturation, pour établir des schémas équivalents à paramètres variables et en introduisant diverses techniques d'identification.

Références bibliographiques

- [1] BENALIA Leila, 'COMMANDE EN TENSION DES MOTEURS A INDUCTION DOUBLE ALIMENTES', Université de Batna, thèse de doctorat. Juin 2010.
- [2] BENNOUR Cherif, 'Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation', Université Mohamed Khider – Biskra, novembre 2012.
- [3] Mohamed CHERKAOUI, 'Contribution à la modélisation, à l'étude et à la commande des machines alternatives. Application à une machine asynchrone à double alimentation', Institut national polytechnique de Lorraine, thèse doctorat. 22/01/1990.
- [4] HAKIM BENNANI, 'MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION Les lois de commande en régime permanent', thèse de doctorat, Université Laval, 2011.
- [5] Poittees.F, 'Etude et commande de génératrice asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne', thèse de doctorat, Université de Nantes, décembre 2003.
- [6] DENDOUGA Abdelhakim, 'contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation DFIM', thèse de doctorat, Université Batna, février 2010.
- [7] SALLOUM Georges, 'Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation', thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, mars 2007.
- [8] Touati Mustapha Kamel, 'Étude D'une Génératrice Éolienne Connectée Au Réseau Électrique', thèse de magister, Université de Batna 2015.
- [9] Benjamin Bradu, Cours Identification paramétrique : la méthode des moindres carrés, 24 novembre 2006.
- [10] OUKACINE Sadia, 'Identification des systèmes non linéaires : application au cas des systèmes d'ordre non entier', Mémoire magister, Faculté génie électrique et d'informatique département d'automatique, Université MOULOUD MAMMARI de TIZI-OUZOU, 31/10/2012.
- [11] SAHRAOUI Dallal, 'Identification paramétrique d'un pendule inversé simple par un algorithme génétique', Mémoire de master, Département de génie électrique, Option Automatique avancée, Université Mohamed Khider Biskra, 2014.
- [12] REBAIA Chergui, 'IDENTIFICATION DES PARAMETRES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE', Mémoire magister en électrotechnique, Département génie électrique, Université de Batna, 2014.
- [13] Abdelkhalek BELABES et REBBA kada, Essais d'identification paramétrique d'une machine asynchrone, école militaire polytechnique
- [14] Site officiel de walternuninger URL <http://nuninger.free.fr>
-

[15] Gonzalo Cabodevila, Identification des systèmes, Option Energie, Transport et Environnement, École Nationale Supérieure de Mécanique et des Microtechniques, Version 2009/2010.

[16] Cours Identification des systèmes dynamiques, Y.ROCHDI

[17] Belkacem OULD BOUAMAMA, Cours Identification des Systèmes, Laboratoire d'Automatique, Génie Informatique et Signal, École Polytechnique de Lille.

[18] Amin HADJ ABDELKADER, ' Identification des systèmes linéaire', Faculté de technologie, Université ABOUBEKR BELKAID, Tlemcen. Octobre 2007.

[19] Karima HAMMAR, 'Identification des systèmes non-linéaire a structure Weiner, Hammerstein, application au cas fractionnaire', Thèse de magister, Faculté de génie électrique et informatique département d'automatique, Université MOULOUD MAMMRI de TIZI-OUZOU, 15/11/2015.

[20] MELLOUL Ahmed, Simulation et diagnostic d'une machine asynchrone a double alimentation d'une éolienne, Mémoire Magister en électrotechnique, Option Diagnostic des machines électrique, Université FERHAAT Abbas UFAS, 07/06/2011.

[21] M. Poloujadoff, Machines asynchrones - Régime permanent, D 3480, Encyclopédie de Techniques de l'ingénieur, 1998.

Annexe

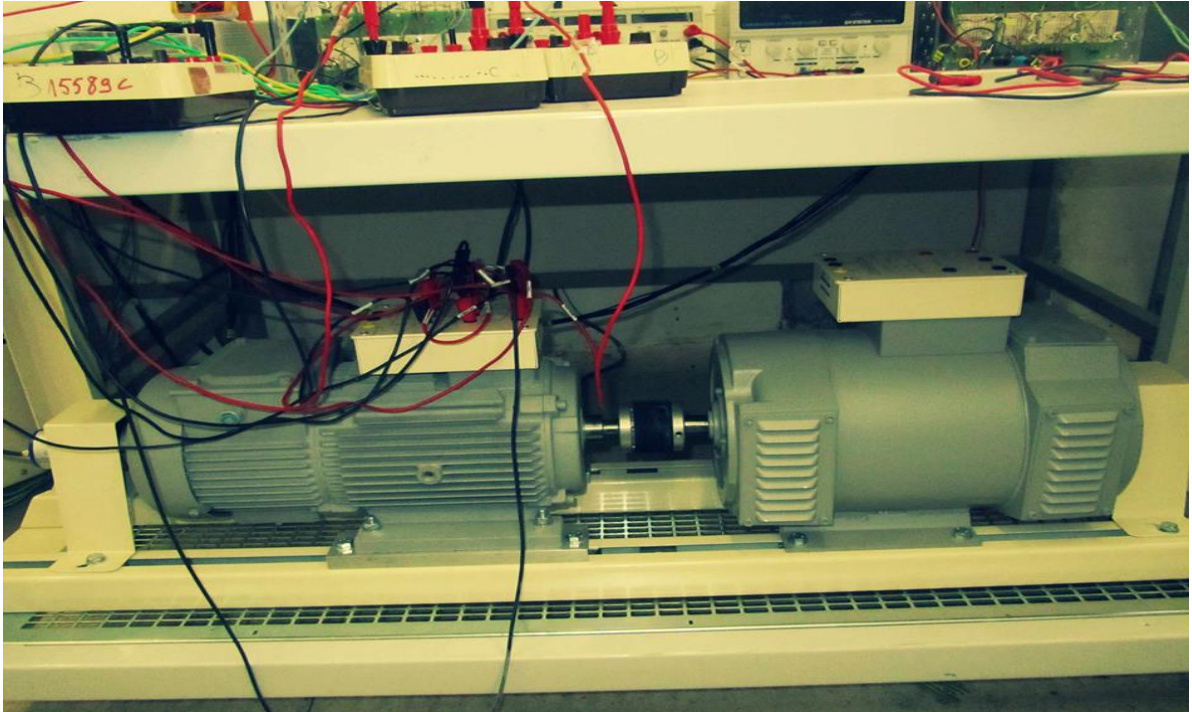
Annexe 1 :

Programmes utilisés pour la simulation et l'obtention des résultats :

Le logiciel Matlab est un logiciel de manipulation de données numériques et de programmation dont le champ d'application est essentiellement les sciences appliquées. Son objectif, par rapport aux autres langages, est de simplifier au maximum la transcription en langage informatique d'un problème mathématique, en utilisant une écriture la plus proche possible du langage naturel scientifique.

Matlab est destiné aux ingénieurs, aux techniciens et aux scientifiques, c'est un outil très utilisé, dans les universités comme dans le monde industriel, il exécute les opérations demandées séquentiellement, avec possibilité de boucle, test et saut. Il ne manipule que des données numériques et ne sait effectuer aucun calcul formel à priori.

Annexe2 :



Machine asynchrone à double alimentation

Résumé :

Le présent mémoire traite la modélisation vectorielle, l'identification Paramétrique par les essais classiques ainsi l'identification numérique par la méthode de Levenberg-Marquardt de la machine asynchrone triphasée a double alimentation.

Les résultats de l'identification sont validés à travers une simulation sous MATLAB.

ABSTRACT:

This thesis deals with modeling, parametric identification with classical tests and numerical identification with Levenberg-Marquardt methode of double Field asynchronous machine. The identification results are validated through a simulation by MATLAB.

ملخص :

تناقش هذه المذكرة النمذجة، تحديد المعاملات بالتجارب العملية (التقليدية) و تحديد الرقمية من خلال طريقة ليفنبارك - ماركوارت للآلة الغير متزامنة ازدواجية التغذية. و لقد تم التأكد من نتائج تحديد المعاملات المتحصل عليها بواسطة المحاكاة ببرنامج الماتلاب.