

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA
Faculté des Sciences Appliquées
Département de Génie Electrique



Mémoire
MASTER ACADEMIQUE
Domaine : Sciences et technologies
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Machines électriques

Présenté par :
Mekhloufi khaled et Benguettaia Oussama

Thème:

Estimation de la vitesse rotorique d'un moteur asynchrone en utilisant un estimateur MRAS

Soutenu publiquement

Le :08/07/2019

Devant le jury :

M ^f Djarah Djallal	MCA	Président	UKM Ouargla
M ^f Benyoussef Lakhdar	MAA	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
M ^f Laamayad Tahar	MCA	Examineur	UKM Ouargla

Année universitaire 2018/2019

Dédicace

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, que dieu les garde et les protéger pour leurs soutienmoral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.

A mes frères

A mes sœurs

A l'esprit de mes grands pères

A l'esprit de ma grande mère

A mes chers amis

A tous les amis (es) d'études surtout ceux les Machines électriques

promotion 2019.

Khaled et Oussama

Remerciement

Remerciements à Dieu le tout puissant qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.

Nous tenons à remercier notre promoteur Mr Ben Youssef Lakhdar d'avoir accepté de nous encadrer et de nous suivre durant toute cette période.

Nos remerciements vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous fait l'honneur de participer au jury de ce travail :

Monsieur Mr Djarahi Djallal professeur à l'université d'OUARGLA, qui nous fait le grand honneur d'accepter la présidence du jury.

Monsieur Mr Laamayad Tahar professeur à l'université d'OUARGLA, qui nous fait le grand honneur d'accepter la Examineur du jury.

Enfin nous remercions l'ensemble, enseignants et collègues de notre promotion, qui nous ont aidés à réaliser ce modeste travail.

Khaled et Oussama;

Sommaire

Dédicace.....	2
Remerciement	3
Introduction générale	1
Chapitre I :Modélisation de la Machine Asynchrone.....	3
I.1. Introduction :	3
I.2. Description de la MAS.....	3
I.3. Modélisation de la machine asynchrone	5
I.3.1. Définition de la machine asynchrone	5
I.3.2. Hypothèses simplificatrices.....	6
I.3.3. Equations électriques.....	6
I.3.4. Equations magnétiques	7
I.3.5. Equation électromagnétique	8
I.4. Transformation de Park.....	9
I.4.1. Equations électriques.....	10
I.4.2. Equations de magnétique.....	10
I.4.3. Equation électromagnétique	11
I.5. Choix du référentiel	11
I.5.1. Référentiel lié au rotor (x-y).....	11
I.5.2. Référentiel lié au champ tournant (d-q).....	11
I.5.3. Référentiel lié au stator (α - β).....	12
I.6. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone	13
I.7. Simulation du modèle de la machine asynchrone	14
I.8. Résultats de simulation	14
I.9. Interprétation des résultats de simulation.....	15
I.10. Conclusion	15
Chapitre II :Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone.....	16
II.1. Introduction	16

II.2. Modélisation du redresseuse triphasée	17
II.3. Modélisation du filtre :	19
II.4. Modélisation de l'onduleur.....	21
II.5. Commande de l'onduleur	24
II.5.1. Commande MLI	25
II.5. Simulation de l'association MAS-alimentation.....	27
II.5.1. Interprétation des résultats de simulation.....	28
II.6. Conclusion	29
Chapitre III :Commande vectorielle de la machine asynchrone	30
III.1.Introduction	30
III.2. Principe de la commande vectorielle à flux oriente	30
III.2.1. Commande vectorielle directe	33
III.2.2. Commande vectorielle indirecte	33
III.3. Principe de la commande vectorielle direct à flux rotorique orienté.....	33
III.3.1. Principe du découplage par compensation.....	34
III.3.3. Détermination de φ_r et ω_s	35
III.4. Calcul des coefficients des régulateurs	37
III.4.1. Régulateurs de courant :.....	37
III.4.2. Régulateur du flux rotorique.....	39
III.4.3. Régulateur de vitesse	40
III.5. Résultats de simulation.....	42
III.5.1. Essai à vide avec variation de charge	42
III.5.2. Essai en charge avec variation de vitesse	43
III.5.3. Essai en charge avec variation de la résistance statorique.....	44
III.5.4. Essai en charge avec variation de la résistance rotorique	45
III.6. Conclusion.....	46
Chapitre IV :Estimation de la vitesse rotorique d'un MAS en utilisant un estimateur MRAS.....	47
IV.1. Introduction.....	47

IV.1. Estimation de la vitesse de la machine asynchrone	47
IV.1.1. Observateur	47
IV.1.2. Estimateur	48
IV.2. Estimation de la vitesse de rotation de la machine asynchrone.....	48
IV.3. Description de l'estimateur MRAS :	49
IV.3.1. Modèle de référence	49
IV.3.2. Modèle ajustable	50
IV.3.3. Mécanisme d'adaptation	50
IV.4. Simulation de la commande vectorielle appliquée à la MAS avec MRAS.....	53
IV.4.1. Essai à vide avec variation de charge	53
IV.4.2. Essai en charge avec inversion de sens de rotation	54
IV.4.3. Essai en charge avec variation de la résistance statorique.....	55
III.4.4. Essai en charge avec variation de la résistance rotorique	56
IV.5. Les avantages et les inconvénients de MRAS basée sur le flux rotorique	57
IV.5.1. Les avantages	57
IV.5.2. Les inconvénients	58
IV.6. Conclusion	58
Conclusion Générale	59
Annexe A	60
Références Bibliographie	61

Notations et symboles

MAS	:Machine asynchrone.
PI	:Proportionnel et intégral.
R_s, R_r	:Résistances d'enroulements statoriques (rotoriques) par phase.
J	:Inertie des masses tournantes.
f	:Coefficient de frottement visqueux.
T_s, T_r	:Constant de temps statorique (rotorique).
σ	: Coefficient de dispersion.
φ_s, φ_r	:Flux statorique (rotorique).
g	:Glissement.
ω_s, ω_r	:Pulsation de fréquence statorique (rotorique).
θ_s	:Angle électrique statorique.
θ_r	:Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).
φ_r	:Flux rotorique nominal.
Ω_r	:Vitesse rotorique nominal.
(u,v)	:Axes biphasés.
(d,q)	:Axes corespondants au référentiel lié au chomp tournant.
(X,Y)	:Axes corespondants au référentiel lié au rotor.

Notations et symboles

- (α, β) :Axes corespondants au référentiel lié au stator.
- $[P(\theta_{\text{obs}})]$:Matree de transformation de Park.
- K_p, K_i :Coefficients de proportionnalité et d' intégration.
- FTBO :Fonction de transfert en boucle ouverte.
- FTBF :Fonction de transfert en boucle fermée.
- ζ :Coefficients d' amortissement.
- K_p :Facteur de proportionnalité.
- K_i :Facteur d' intégral.
- X^* :Grandeur d' reference.
- \hat{X} :Grandeur estimée.
- MLI :Modulation de largeur d' impulsio.
- CVD :Commande vectorielle directe.
- MRAS :Système adaptatif avec modèle de référence.
- R_f :Résistances de filtrage.
- L_f :Inductancs de filtrage.
- C_f :Capacitonce de filtrage.
- v_{eff} :Valeur efficace des tensions d' alimentation.
- ω_s :Pulsation d' alimentation.

Liste des figures

Fig(I. 1) : Constitution de La machine asynchrone.....	3
Fig (I. 2) : Représente le stator de la MAS.....	4
Fig (I. 3) : Représente le rotor de la MAS.....	5
Fig (I. 4) : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques.	5
Fig(I. 5) : Modèle biphasé équivalent au modèle triphasé de la MAS.....	9
Fig (I. 6) : Schéma bloc globale de simulation de la MAS.	Erreur ! Signet non défini.
Fig(I. 8) : Résultat de simulation de la MAS pour un fonctionnement en charge ..	Erreur ! Signet non défini.
Fig (II. 1) : Alimentation de la MAS.	Erreur ! Signet non défini.
Fig (II. 2) : Redresseur triphasé à diodes.	Erreur ! Signet non défini.
Fig (II. 3) : Schéma bloc de simulation du redresseur triphasé.....	18
Fig (II. 4) : Schéma bloc de simulation du redresseur triphasé.....	19
Fig (II. 5) : Filtre passe bas.	19
Fig (II. 6) : Schéma bloc de simulation du filtre RLC.	20
Fig (II. 7) : Tension filtrée.....	21
Fig (II. 8) : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	22
Fig (II. 9) : Schéma équivalent de l'onduleur.	Erreur ! Signet non défini.
Fig (II. 10) : Schéma bloc de simulation de l'onduleur triphasé.....	Erreur ! Signet non défini.
Fig (II. 11) : schéma de principe de la MLI sinus-triangle.....	Erreur ! Signet non défini.
Fig (II. 12) : Modèle Simulink de la commande MLI.....	Erreur ! Signet non défini.
Fig (II. 13) : signal de commande de onduleur	Erreur ! Signet non défini.
Fig (II. 14) : Tensions de références , porteuse et la tension de phase Van. .	Erreur ! Signet non défini.
Fig (II. 15) : Résultats de simulation de la MAS avec son alimentation pour un fonctionnement à vide	Erreur ! Signet non défini.
Fig (III. 1) : Orientation du flux rotorique.....	Erreur ! Signet non défini.
Fig (III. 2) : Principe de commande découplée pour la MCC et la MAS.....	Erreur ! Signet non défini.
Fig (III. 3) : Description des couplages.....	Erreur ! Signet non défini.
Fig (III. 4) : Schéma bloc de la commande vectorielle directe.	Erreur ! Signet non défini.
Fig (III. 5) : Régulation des courants en boucle fermée.....	38
Fig (III. 6) : Régulation du flux rotorique en boucle fermée.....	39
Fig (III. 7) : Régulation de vitesse en boucle fermée.....	Erreur ! Signet non défini.
Fig (III. 8) : Résultats de simulation de commande vectorielle appliquée à la MAS pour un fonctionnement à vide	Erreur ! Signet non défini.
Fig (III. 9) : Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à la MAS pour un fonctionnement à	Erreur ! Signet non défini.

Liste des figures

Fig (III.10) : Résultats de simulation de MAS pour un fonctionnement à une charge et variation de la résistance statorique.....44

Fig (III.11) : Résultats de simulation de MAS pour un fonctionnement à une charge et Variation de la résistance rotorique.....45.

Fig (IV. 1) : Schéma de principe d'un observateur. **Erreur ! Signet non défini.**

Fig (IV. 2) : Schéma de principe de l'estimateur MRAS..... **Erreur ! Signet non défini.**

Fig (IV. 3) : Schéma de la technique MRAS. **Erreur ! Signet non défini.**

Fig (IV. 4) : Schéma globale d'Estimation de la vitesse rotorique d'un MAS en utilisant..... **Erreur ! Signet non défini.**

Fig (IV. 5) : Résultats de simulation d'Estimation la vitesse rotorique d'un MAS par L'estimateur MRAS pour un fonctionnement à vide suivi par variation de charge . **Erreur ! Signet non défini.**

Fig(IV.6) : Résultats de simulation d'Estimation de la vitesse rotorique d'un MAS par L'estimateur MRAS pour un fonctionnement en charge avec inversion de sens de rotation.....55

Fig (IV.7) : Résultats de simulation d'Estimation de la vitesse rotorique d'un MAS par L'estimateur MRAS pour un fonctionnement en charge avec variation de la résistance statorique.....56

Fig (IV.8) : Résultats de simulation d'Estimation de la vitesse rotorique d'un MAS par L'estimateur MRAS pour un fonctionnement en charge avec variation de la résistance rotorique.....57

Introduction générale

Au début de l'évolution technologique, le moteur à courant continu a constitué le seul moyen de transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique, et la seule source électromagnétique à vitesse variable grâce à sa simplicité de commande.

Après l'invention du premier moteur asynchrone à cage en 1889 par l'électricien allemand Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski, et après l'évolution technologique, notamment dans le domaine d'électronique de puissance, le moteur asynchrone remplace efficacement le moteur à courant continu dans les applications à vitesses variables.

Plusieurs recherches scientifiques sont destinées à l'étude de la machine asynchrone dans le but d'élaborer un modèle aussi fin que possible qui puisse rendre compte de la réalité, afin d'arriver à identifier ses paramètres, qui permet par la suite la simulation, la commande et le diagnostic de la machine [1].

L'absence du découplage naturel entre les différentes variables d'entrée et de sortie du modèle impose à la machine asynchrone un modèle non linéaire, fortement couplé au contraire à sa simplicité structurelle, ce qui conduit à une très grande difficulté de sa commande [2]. Le problème de complexité de la machine asynchrone a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande, la plus populaire parmi elle est la commande vectorielle. Dans les années 70, la commande vectorielle, dite commande vectorielle à flux orienté, son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu à excitation indépendante [2].

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation classique de la machine asynchrone, il s'appuyant sur transformation de Park. Cette transformation permettant de formaliser le système triphasé sous forme d'un système biphasé équivalent. La simulation numérique sous Matlab permet la validation du modèle obtenu.
- Dans deuxième chapitre, nous présentons la modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone qui comporte d'un redresseur, un filtre et un onduleur de tension à deux niveaux. Cette modélisation est suivie d'une simulation de l'association machine-onduleur de tension à deux niveaux, avec analyse spectrale de la tension d'une phase statorique.

Introduction générale

- Le troisième chapitre, sera consacré à l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique appliqué à la machine asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux.
- Le quatrième chapitre, comprend une brève étude théorique concernant les méthodes d'estimation de la vitesse de la machine, En suite, on présente une technique de estimation de la vitesse sans capteur basée sur l'estimateur MRAS (Model Référence Adaptive System). L'efficacité et la robustesse de cet estimateur seront montrées par des résultats de simulation on logiciel *MATLAB/SIMULINK*.

Ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle, on exposera les principaux résultats obtenus et on donnera les perspectives à envisagées dans des travaux futurs.

Chapitre I :Modélisation de la Machine Asynchrone

Chapitre I

Modélisation de la

Machine Asynchrone

Chapitre I : Modélisation de la Machine Asynchrone

I.1. Introduction : Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor se fait par induction électromagnétique.

La machine asynchrone est la machine employée dans plus de 80% des applications. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), dans l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager. Le choix de son utilisation est dû à son principal avantage qui réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire [3].

Dans ce chapitre, nous présenterons le principe de modélisation de la machine asynchrone, la première partie comprendra la modélisation de la machine asynchrone qui permettra d'établir le modèle mathématique de la machine étudiée, la deuxième partie comprendra la transformation du système triphasé au système biphasé en utilisant la transformation de Park.

I.2. Description de la MAS : Le moteur asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator, et une partie mobile appelée rotor comme montre la figure suivante [2].

La figure ci-dessous représente la constitution de la machine asynchrone :

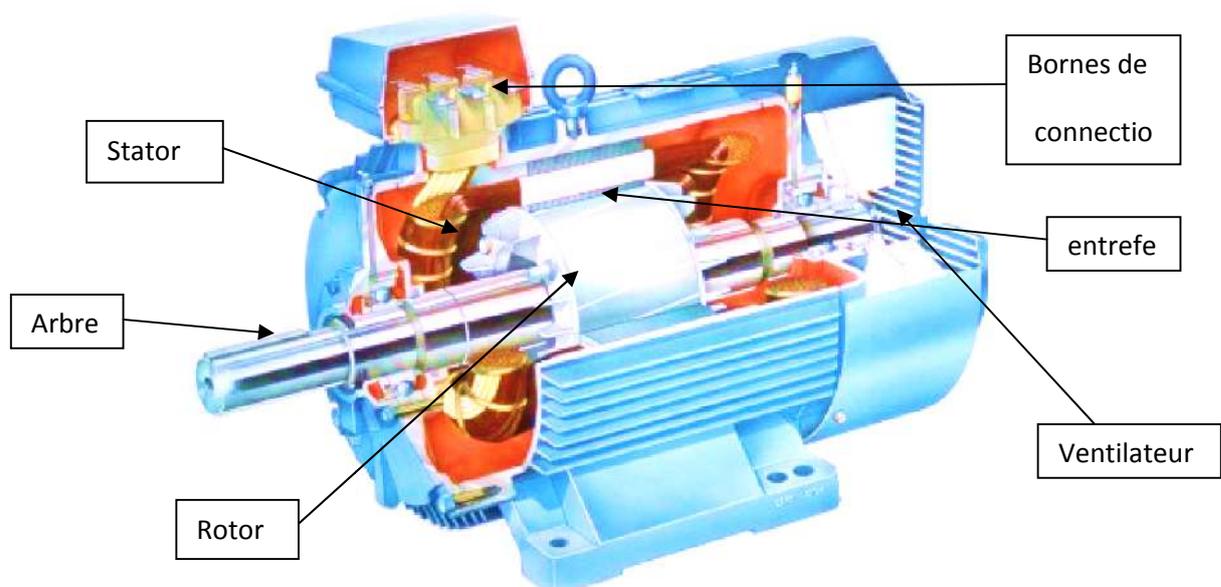


Figure (I.1) : Constitution de La machine asynchrone.

Le moteur asynchrone est formé :

- **Stator** : anneau de tôles encoché à l'intérieur et portant un enroulement triphasé semblable à celui d'un alternateur. Cet enroulement est presque toujours relié à la source et constitue le primaire. voir la figure ci-dessous.

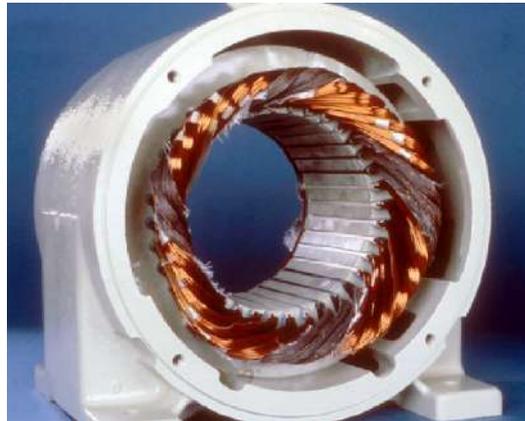


Figure (I.2) : Représente le stator de la MAS.

- **Rotor** : anneau de tôles rainuré à l'extérieur, concentrique à la première et séparé de lui par un entrefer étroit d'épaisseur constante. Le rotor porte un enroulement polyphasé mis en court-circuit constituant le secondaire. On distingue principalement deux types de structures de rotors:

- **Rotor à cage d'écureuil** : l'ensemble à l'aspect d'une cage cylindrique dont à chaque bout une couronne métallique est raccordée dans laquelle se trouve un empilement de tôles dont l'axe du moteur passe au centre.
- **Rotor bobiné** : comme pour le rotor à cage il est constitué de tôles empilées, mais des encoches sont pratiquées pour le passage du bobinage qui lui-même est raccordé en une extrémité en bout d'arbre sur des bagues l'autre extrémité du bobinage est connecté ensemble (point milieu du couplage étoile). Sur les bagues viennent frotter les balais (aussi appelé les collecteurs) qui sont raccordés au dispositif de démarrage (résistance). voir la figure ci-dessous.

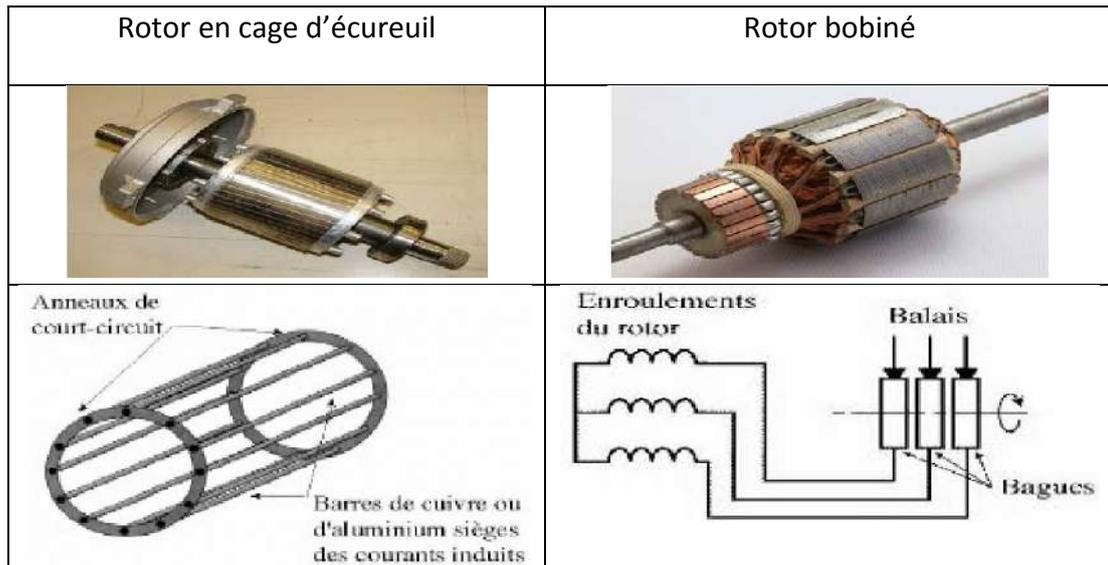


Figure (I.3) : Représente le rotor de la MAS.

I.3. Modélisation de la machine asynchrone : Comme tout système, l'étude des machines électriques s'appuie sur un modèle de représentation. Cette modélisation est très importante pour l'étude, l'analyse et la simulation de la commande de ces machines.

I.3.1. Définition de la machine asynchrone : La structure générale de la machine asynchrone est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre elles d'un angle ($2\pi/3$), ainsi que les axes rotorique. L'angle θ représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique et l'axe fixe de la phase statorique, comme représente

la figure ci-dessous.

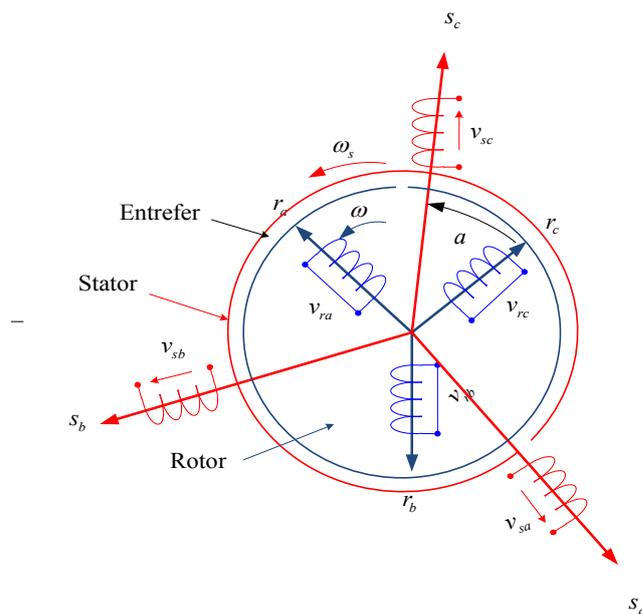


Figure (I.4) : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques.

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs sa , sb , sc , sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Il est de même pour le rotor.

I.3.2. Hypothèses simplificatrices : La machine asynchrone présente des phénomènes très compliqués qui interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation magnétique, le courant de Foucault...etc. Ces phénomènes sont des formules mathématiques très difficiles quoique leurs influences sur la machine soient négligeables. Donc pour modéliser notre machine on suppose certaines hypothèses simplificatrices.

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et l'effet d'encoche est négligeable
- Le bobinage statorique est reparti de manière à donner un e.f.m. sinusoïdale et les barres du rotor sont assimilées à un bobinage triphasé en court-circuit.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, le courant de Foucault et l'effet de peau sont négligeables.

Ces hypothèses impliquent que :

- Les flux sont additifs;
- Les inductances propres sont constantes;
- La mutuelle inductance varie d'une façon sinusoïdale.

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

I.3.3. Equations électriques : Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotorique sous forme matricielle sont :

$$\begin{pmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \\ v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{pmatrix} \quad (I.1)$$

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs sa , sb , sc , sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Il est de même pour le rotor.

L'axe sa est souvent considéré comme référence, et l'angle θ définit la position du rotor par rapport au stator.

En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme matricielle en appliquant la loi d'Ohm comme suit:

$$\text{au stator :} \quad [v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sabc}] \quad (\text{I.2})$$

$$\text{au rotor :} \quad [v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{rabc}] \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} [v_{sabc}] = [v_{sa} \quad v_{sb} \quad v_{sc}]^T : \text{ Vecteur de tension statorique,} \\ [v_{rabc}] = [v_{ra} \quad v_{rb} \quad v_{rc}]^T : \text{ Vecteur de tension rotorique,} \\ [i_{sabc}] = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^T : \text{ Vecteur de courant statorique,} \\ [i_{rabc}] = [i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^T : \text{ Vecteur de courant rotorique,} \\ [\varphi_{sabc}] = [\varphi_{sa} \quad \varphi_{sb} \quad \varphi_{sc}]^T : \text{ Vecteur de flux statorique,} \\ [\varphi_{rabc}] = [\varphi_{ra} \quad \varphi_{rb} \quad \varphi_{rc}]^T : \text{ Vecteur de flux rotorique,} \end{array} \right.$$

I.3.4. Equations magnétiques : Les équations magnétiques représentant les flux statoriques et rotoriques sont représentés par :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & L_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix} \quad (\text{I.4})$$

D'une manière plus raccourcie :

$$\text{au stator : } \quad [\varphi_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}](i_{rabc}) \quad (\text{I.5})$$

$$\text{au rotor : } \quad [\varphi_{rabc}] = [L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}](i_{sabc}) \quad (\text{I.6})$$

Où:

$$[L_{ss}] = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix}; \quad [L_{rr}] = \begin{pmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{pmatrix}; \quad (\text{I.7})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M_0 \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Avec:

L_s, L_r : Inductance propre d'une phase statorique et rotoriques,

M_s, M_r : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques,

$M_{1,2,3}$: Inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phaserotorique,

$[M_{sr}] = [M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator rotor,

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phaserotorique.

I.3.5. Equation électromagnétique : L'étude de la caractéristique de la machine asynchrone fait introduire des variations non seulement, des paramètres électriques (tension, courant) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse):

$$C_{em} = p [i_{sabc}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (1.9)$$

I.4. Transformation de Park : La transformation de Park permet le passage du système triphasé au système biphasé, dans ce dernier référentiel, les paramètres sont représentés [3]. Cette transformation est considérée comme une substitution au passage du système triphasé au système biphasé figure I.3. Donc on peut avoir un système à coefficients constant.

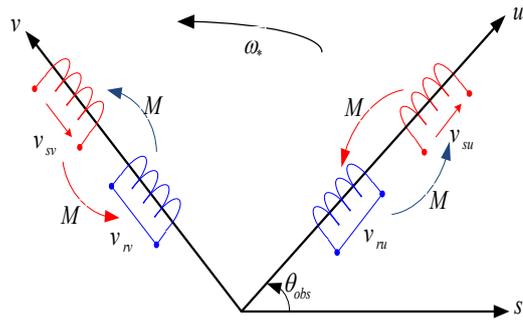


Figure (I.5) : Modèle biphasé équivalent au modèle triphasé de la MAS.

Physiquement, l'application de la transformation de Park à la MAS correspond à une transformation des trois bobines (statorique et rotorique) à deux bobines équivalentes reprenant la même considération la matrice de passage du système triphasé au système biphasé (u, v) est donnée par [3] :

$$\begin{pmatrix} x_u \\ x_v \\ x_0 \end{pmatrix} = [P(\theta)] \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (1.10)$$

Ou :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{pmatrix} \quad (1.11)$$

Avec:

θ : Angle entre l'axe magnétique et l'axe longitudinale.

L'application de la transformation de PARK aux modèles matriciels électrique et magnétique permet d'obtenir les équations suivantes :

I.4.1. Equations électriques : En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphasé au système biphasé (u, v) se fait en utilisant la transformation de Park.

$$\begin{cases} V_{su} = R_s i_{su} + \frac{d\phi_{su}}{dt} - \omega_{obs} \phi_{sv} \\ V_{sv} = R_s i_{sv} + \frac{d\phi_{sv}}{dt} + \omega_{obs} \phi_{su} \\ 0 = R_r i_{ru} + \frac{d\phi_{ru}}{dt} - (\omega_{obs} - \omega) \phi_{rv} \\ 0 = R_r i_{rv} + \frac{d\phi_{rv}}{dt} + (\omega_{obs} - \omega) \phi_{ru} \end{cases} \quad (1.12)$$

I.4.2. Equations de magnétique : Le flux total qui traverse chaque bobine du stator peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines.

$$\begin{cases} \phi_{su} = L_s i_{su} + M i_{ru} \\ \phi_{sv} = L_s i_{sv} + M i_{rv} \\ \phi_{ru} = L_r i_{ru} + M i_{su} \\ \phi_{rv} = L_r i_{rv} + M i_{sv} \end{cases} \quad (1.13)$$

Avec:

$L_s = l_s - M$: Inductance cyclique propre du stator,

$L_r = l_r - M$: Inductance cyclique propre du rotor,

$M = \frac{2}{3} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

I.4.3. Equation électromagnétique : Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I.5) devient sous la forme suivante:

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\varphi_{ru} i_{sv} - \varphi_{rv} i_{su}) \quad (I.14)$$

I.5. Choix du référentiel : Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation d'axe diphasé qui dépend de la vitesse de rotation du référentiel choisi [8]. Selon le choix de ω_{obs} on distingue :

I.5.1. Référentiel lié au rotor (x-y) : Il se traduit par la condition $\omega_{obs} = \omega$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d\varphi_{sx}}{dt} - \omega \varphi_{sy} \\ V_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d\varphi_{sy}}{dt} + \omega \varphi_{sx} \\ 0 = R_r i_{rx} + \frac{d\varphi_{rx}}{dt} \\ 0 = R_r i_{ry} + \frac{d\varphi_{ry}}{dt} \end{cases} \quad (I.15)$$

Ce référentiel est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines asynchrones.

I.5.2. Référentiel lié au champ tournant (d-q) : La vitesse du repère de Park est celle du champ tournant $\omega_{obs} = \omega_s$.

Les équations de système prennent la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{array} \right. \quad (1.16)$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande .

I.5.3. Référentiel lié au stator (α - β) : Tant que le stator est fixe, la vitesse du repère de Park est : $\omega_{obs} = 0$

Les équations du système prennent la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega \varphi_{r\beta} \\ 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega \varphi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (1.17)$$

Les équations des flux s'écrivent comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{array} \right. \quad (1.18)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (1.19)$$

L'équation mécanique de la machine est donné par:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega d(t) \text{ et } \omega = p.\Omega$$

(1.20)

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega$$

Avec :

- J : le moment d'inertie
- C_{em} : Vitesse de la machine,
- C_r : Couple électromagnétique,
- Ω : Couple résistant,
- f : Coefficient de frottement

Ce référentiel est plus adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, Il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif. Nous choisissons ce référentiel pour la modélisation de la machine asynchrone.

I.6. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone : Afin de trouver une résolution analytique pour le système d'équation du modèle, on peut écrire les équations électriques et les équations mécaniques sous forme d'état, en rassemblant les équations des courants et de la vitesse, on obtient le système d'état suivant:

$$\left[\dot{X} \right] = [A][X] + [B][U] \quad (1.21)$$

On choisit comme variables d'état :

$$\left[X \right] = \left[i_{sa} \quad i_{s\beta} \quad \varphi_{ra} \quad \varphi_{r\beta} \right] \quad (1.22)$$

$$\left[U \right] = \left[v_{sa} \quad v_{s\beta} \right] \quad \text{Avec :}$$

$$[A] = [R] + \omega [M_1]$$

D'où :

$$[H] = \begin{pmatrix} L_s - \frac{M^2}{L_r} & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & L_s - \frac{M^2}{L_r} & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}; \quad R = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ -\frac{R_r M}{L_r} & 0 & \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{R_r M}{L_r} & 0 & \frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix}; \quad M_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{pmatrix}$$

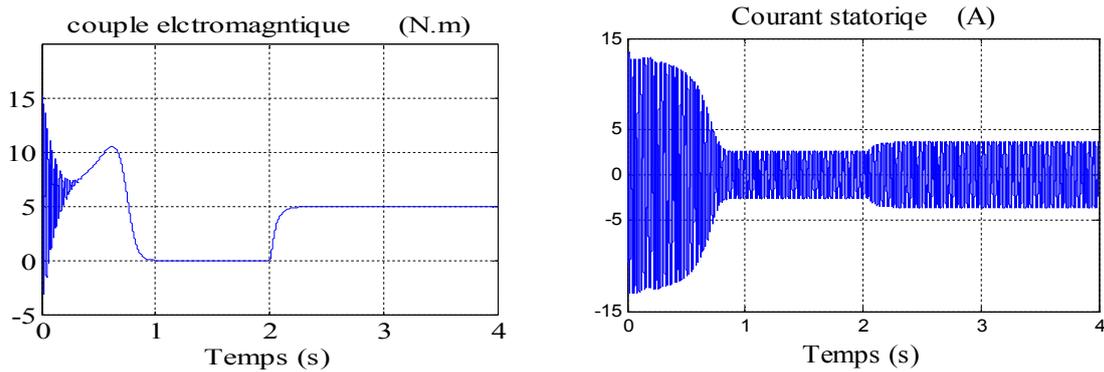


Figure (I.7) : Résultat de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide suivi par une variation de charge à l'instant $t=2s$.

I.9. Interprétation des résultats de simulation : Les résultats de simulation montrent que la vitesse augmente linéaire puis se stabilise à une valeur presque la vitesse de synchronisme, on remarque aussi que le couple électromagnétique atteint une valeur maximale au régime de démarrage qui entraîne un fort appel des courants, puis il diminue jusqu'à sa valeur finale dans le cas à vide.

À l'instant d'application de la charge on remarque que la vitesse subit une diminution, et le couple électromagnétique se stabilise à la valeur de la charge considérée.

I.10. Conclusion : Dans ce chapitre, on a représenté la modélisation et la simulation de la machine asynchrone. Ce type de machine s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction; par contre son modèle est fortement non linéaire.

Actuellement les outils informatiques disponibles permettent sa simulation d'une façon plus adéquate. Le processus de démarrage du moteur a été modélisé et simulé à vide avec variation de charge.

Les résultats obtenus montrent la justesse du modèle développé, pour des raisons de variation de la vitesse rotative notre machine nécessite un variateur de vitesse, pour cette raison le chapitre suivante traite la modélisation et la simulation de l'alimentation.

Chapitre II
Modélisation de
l'alimentation de la
machine asynchrone

Chapitre II : Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone

II.1. Introduction : Un convertisseur statique de puissance, est un élément important dans le système d'entraînement. Il transforme le signal de contrôle à l'entrée en un signal de puissance pour la machine. Les récents développements dans les modèles de composants.

La conception assistée par ordinateur et les semi-conducteurs ont contribué largement à la modélisation des convertisseurs statiques. Le moteur asynchrone utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesses variables, nécessite une alimentation qui doit fournir l'énergie électrique au moteur et la récupérer en cas de freinage. Cette alimentation est assurée par un onduleur de tension. L'onduleur de tension est un convertisseur statique permettant la transformation d'une tension continue en une ou des tensions alternatives, il est tributaire des caractéristiques de la source continue et de la charge entre lesquelles il est inséré.

Dans cette partie, nous allons présenter la MAS associée à son alimentation qui est un onduleur de tension à MLI triphasé [4]. L'alimentation de l'onduleur est constituée d'un pont redresseur triphasé à diodes et un filtre passe bas comme illustre la figure II.1 :

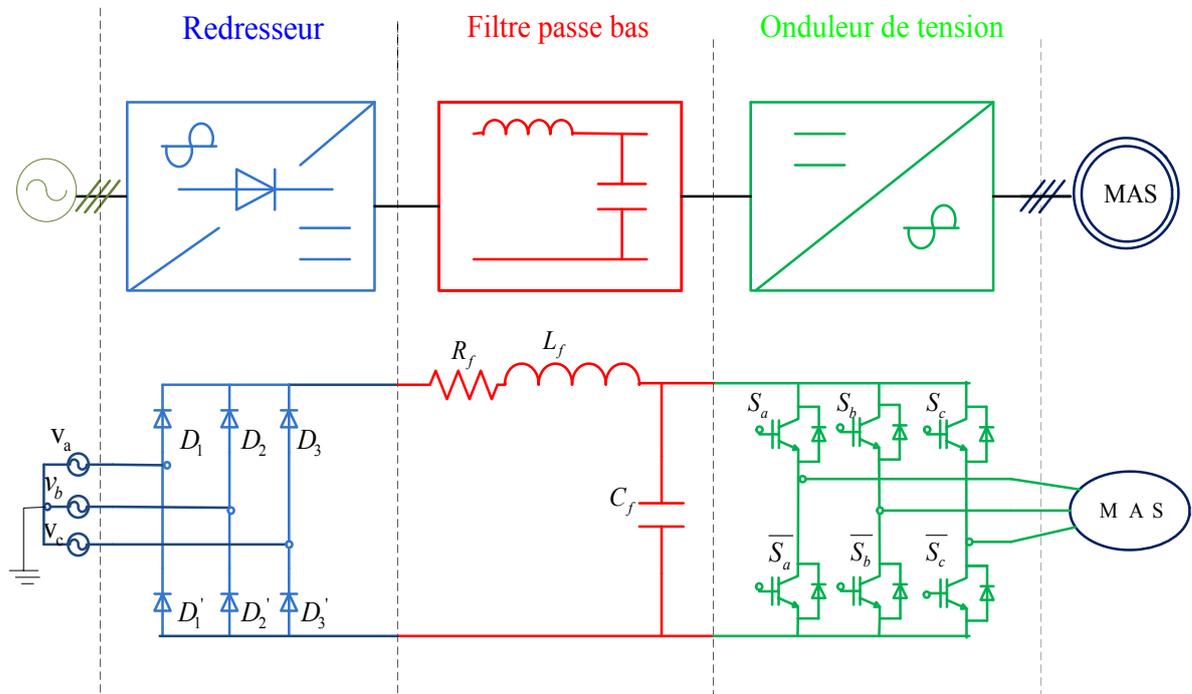


Figure (II.1) : Alimentation de la MAS.

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent,
- Une large plage de variation de vitesse,
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible,
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

Ces caractéristiques guident les concepteurs au choix convenable des semi-conducteurs à employer et leurs commandes.

II.2. Modélisation du redresseuse triphasée : Le redresseur est un convertisseur statique « alternatif/continu » capable de transformer l'énergie électrique d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [5].

Ce type de redresseur comporte trois diodes à cathode commune (D_1, D_2 et D_3) assurant l'aller du courant i_d , et trois diodes à anode commune (D'_1, D'_2 et D'_3) assurant le retour du courant i_d

Il est schématisé par la figure II.2.

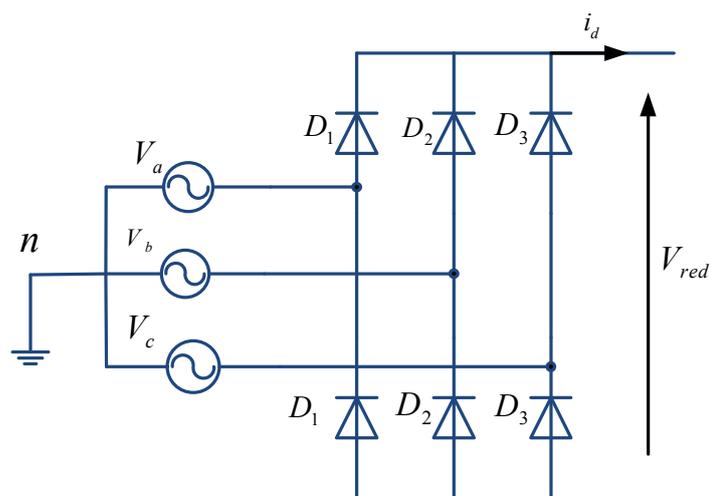


Figure (II.2) : Redresseur triphasé à diodes.

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement anodique et aux pertes dans les diodes, Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension suivant :

$$\begin{cases} v_1(t) = v_{\max} \sin(\omega t) \\ v_2(t) = v_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_3(t) = v_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

La tension redressée à la sortie de redresseur, est donnée par :

$$v_{red}(t) = \max[v_1(t), v_2(t), v_3(t)] - \min[v_1(t), v_2(t), v_3(t)] \quad (\text{II.2})$$

sa valeur moyenne est donné par :

$$\overline{V_{rd}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{\max} \quad (\text{II.3})$$

Et son taux d'ondulation est donnée par:

$$\tau\% = \frac{V_{rd \max} - V_{rd \min}}{2\overline{V_{rd}}} = 4\% \quad (\text{II.4})$$

La figure ci-dessous représente le schéma bloc de simulation du redresseur :

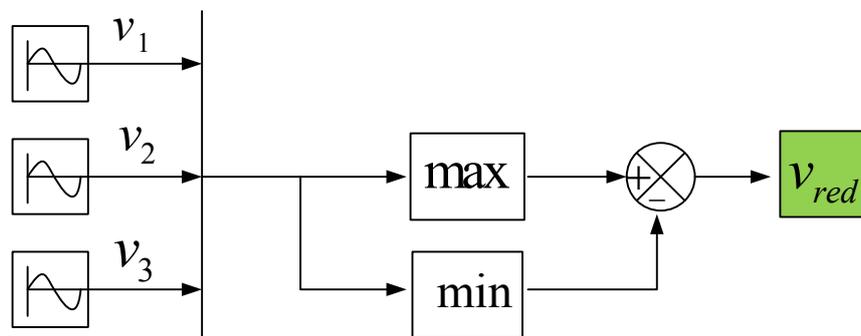


Figure (II.3) : Schéma bloc de simulation du redresseur triphasé.

Le résultat de simulation de la tension redressée est donné par la figure II.4 :

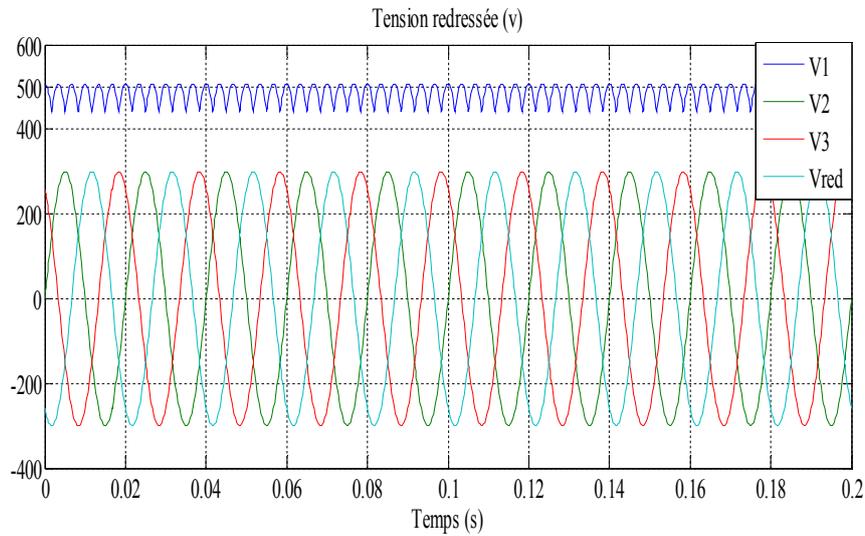


Figure (II.4) : Formes des tensions d'alimentation et redressée.

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtre pour diminuer ces ondulations.

II.3. Modélisation du filtre : Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas (R_f, L_f et C_f). schématisé par la Figure (II.5) .

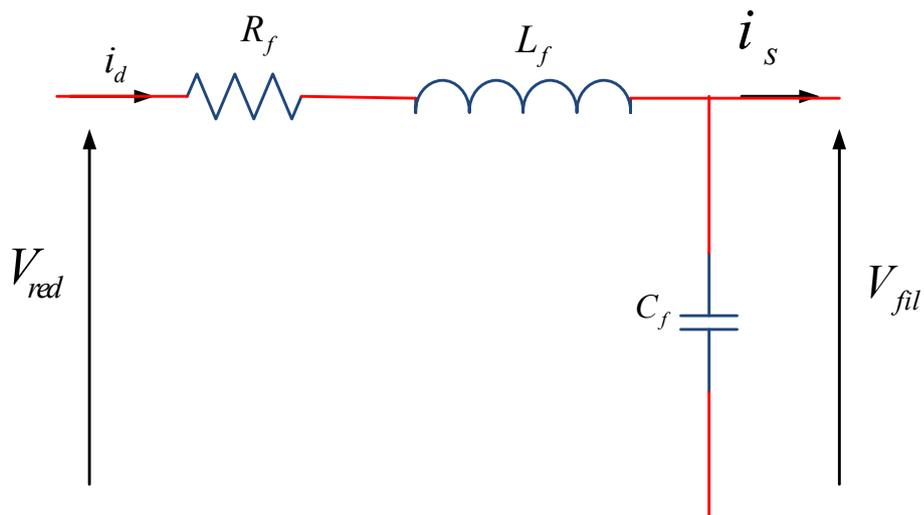


Figure (II.5) : Filtre passe bas.

Celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel i_s et le courant i_d et annule les brusques variations de la tension v_{fil} lors de la commutation [6]. Par contre, pour réduire l'ondulation du courant i_d , on place en série une inductance de lissage avec une résistance l'ensemble constitue un filtre passe bas.

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{red}(t) = R_f i_d + L_f \frac{di_d}{dt} + v_{fil}(t) \\ \frac{dv_{fil}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d(t) - i_s(t)) \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

On obtient la fonction de transfert du filtre, par combinant les deux équations précédentes :

$$F(s) = \frac{v_{fil}}{v_{red}} = \frac{1}{LC.s^2 + RC.s + 1} \quad (\text{II.6})$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation correspondante de coupure est :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} - \frac{R_f^2}{L_f^2}} \text{ [rad/s]} \quad (\text{II.7})$$

La détermination de $(R_f, L_f \text{ et } C_f)$, se fait en imposant une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de la première harmonique à éliminer de v_{red} .

La figure ci-dessous représente le schéma bloc de simulation du filtre :

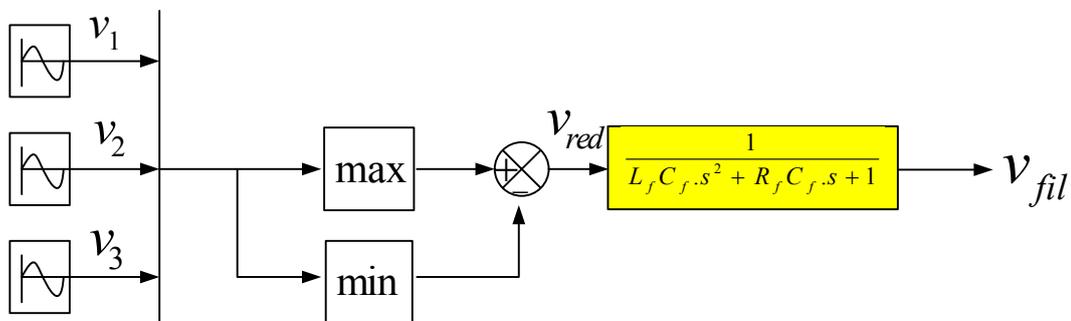


Figure (II.6) : Schéma bloc de simulation du filtre RLC.

La figure II.7 représente la forme de tension filtrée.

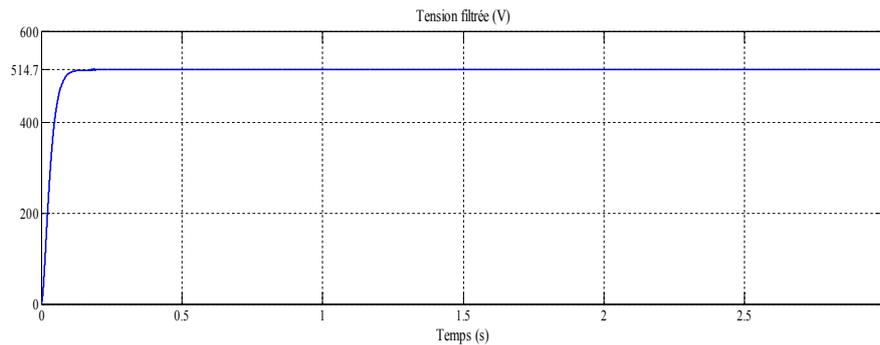


Figure (II.7) : Tension filtrée.

II.4. Modélisation de l'onduleur : L'onduleur de tension est un convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380V, 50Hz. Après redressement, la tension filtrée v_{fil} est appliquée à l'onduleur [6].

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors MOSFET, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible. Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors MOSFET mais d'avantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors IGBT sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors GTO destinées aux applications des grandes puissances et commutent très lentement et du type commandable à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique [4].

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la figure II.8. Chaque groupe transistor-diode assemblé en antiparallèle forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation [4].

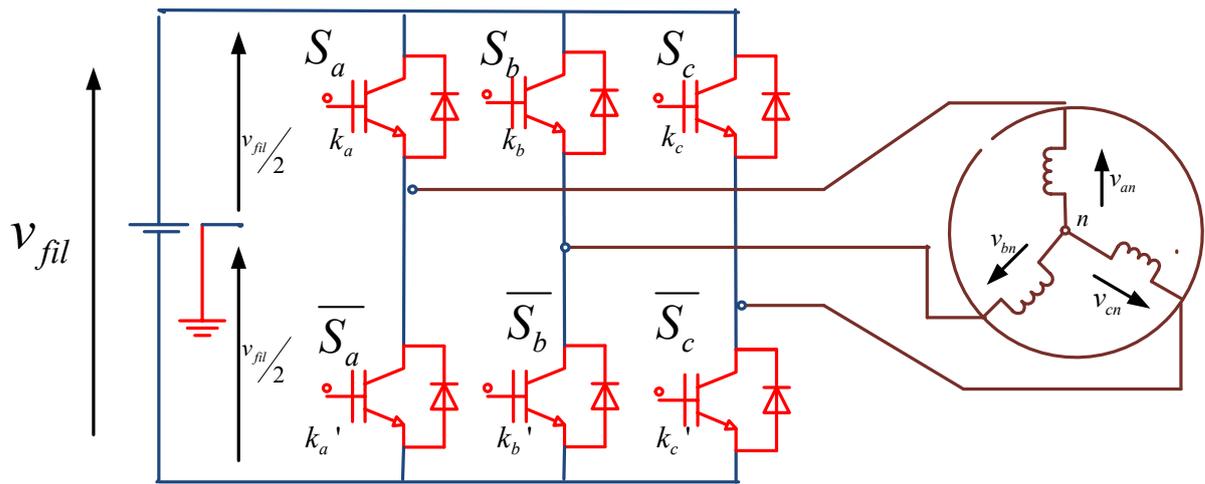


Figure (II.8) : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Chaque semi-conducteur de puissance est représenté par un interrupteur par fait alors l'onduleur de tension peut être représenté dans le cas idéal par des interrupteurs. Les différents interrupteurs sont supposés parfaits, c'est-à-dire que les phénomènes dus à la commutation sont négligés. Nous pouvons remplacer les bras de l'onduleur par un interrupteur à deux position modélisés par une fonction logique décrit l'état de chaque interrupteur, sa valeur vaut 1 si l'interrupteur est fermé, et 0 s'il est ouvert.

Le schéma équivalent de l'onduleur est représenté par la figure

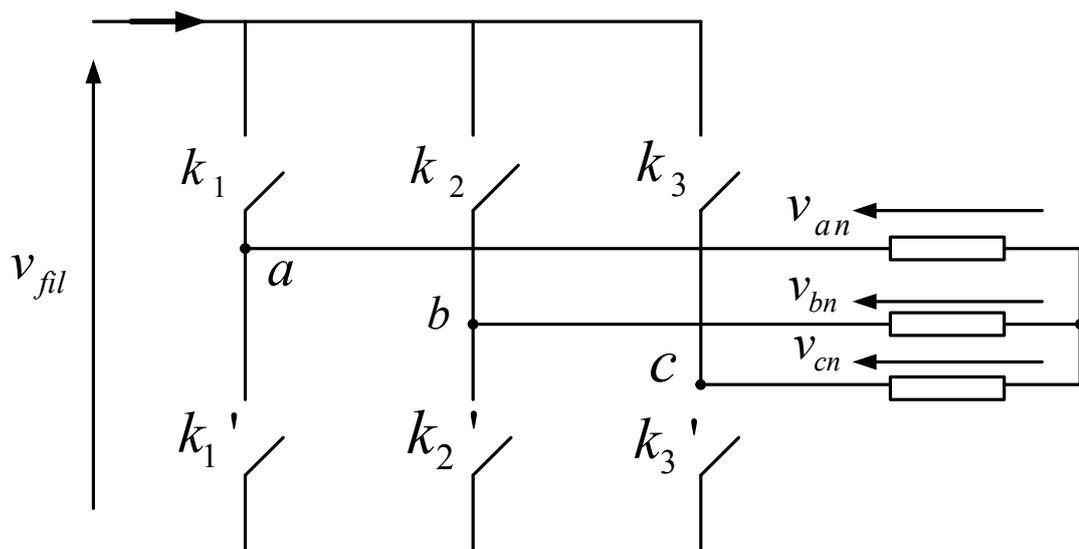


Figure (II.9) : Schéma équivalent de l'onduleur.

Cette fonction est définie par :

$$\begin{aligned}
 S_1 & \begin{cases} 1 : \text{si } K_1 \text{ est fermé et } K'_1 \text{ est ouvert} \\ 0 : \text{si } K'_1 \text{ est ouvert et } K_1 \text{ est fermé} \end{cases} \\
 S_2 & \begin{cases} 1 : \text{si } K_2 \text{ est fermé et } K'_2 \text{ est ouvert} \\ 0 : \text{si } K'_2 \text{ est ouvert et } K_2 \text{ est fermé} \end{cases} \quad (\text{II.8}) \\
 S_3 & \begin{cases} 1 : \text{si } K_3 \text{ est fermé et } K'_3 \text{ est ouvert} \\ 0 : \text{si } K'_3 \text{ est ouvert et } K_3 \text{ est fermé} \end{cases}
 \end{aligned}$$

Les relations entre ces différentes fonctions s'expriment par :

$$\begin{cases} S_{11} = 1 - S_{10} \\ S_{21} = 1 - S_{20} \\ S_{31} = 1 - S_{30} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Les potentiels des noeuds a, b, c de l'onduleur par rapport au point n sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{an} = S_{11} v_{fil} \\ v_{bn} = S_{21} v_{fil} \\ v_{cn} = S_{31} v_{fil} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

v_{an} , v_{bn} et v_{cn} sont les tensions simple de la machine.

v_{fil} : C'est la tension d'alimentation continue de l'onduleur.

En utilisant les fonctions de connexions les tensions composées de l'onduleur sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} u_{ab} = v_{an} - v_{bn} = (S_{11} - S_{21}) v_{fil} \\ u_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = (S_{21} - S_{31}) v_{fil} \\ u_{ca} = v_{cn} - v_{an} = (S_{31} - S_{11}) v_{fil} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Nous pouvons exprimer également les tensions simples à partir des tensions composées comme suit :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{u_{ab} - u_{ac}}{3} \\ v_{bn} = \frac{u_{bc} - u_{ab}}{3} \\ v_{cn} = \frac{u_{ac} - u_{bc}}{3} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

L'expression sous forme matricielle des tensions simples de l'onduleur au moyen des fonctions logiques de connexions est obtenue à partir des équations :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{v_{fil}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11} \\ S_{21} \\ S_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Le courant d'entrée de l'onduleur peut s'écrire en fonction des courants de la charge par la relation :

La figure (II.10) est un schéma de simulation de l'onduleur :

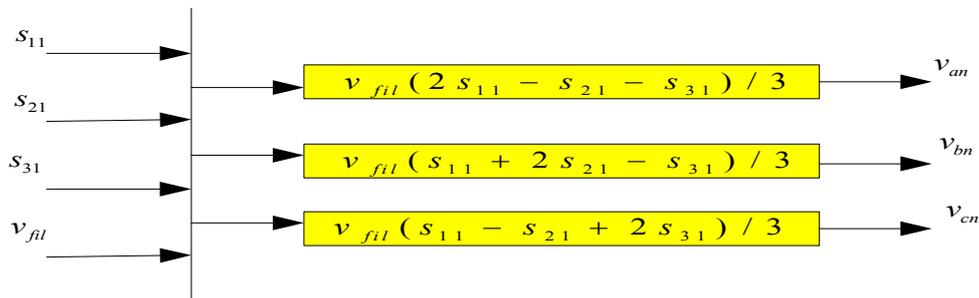


Figure (II.10) : Schéma bloc de simulation de l'onduleur triphasé.

II.5. Commande de l'onduleur : L'objectif de la commande de l'onduleur de tension consiste, à envoyer des séquences d'amorçage et de blocage aux semi-conducteurs de l'onduleur. Les modalités d'implantation et les principes utilisés pour déterminer les instants de commande sont très variés . Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont :

- la commande par hystérésis,
- la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

II.5.1. Commande MLI : La modulation de largeur d'impulsions consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former une succession de créneaux de largeurs convenables

La MLI utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence f_m appelé modulateur, et un signal triangulaire de haute fréquence f_p appelé la porteuse, afin de déterminer les instants de commutation.

Les paramètres essentiels de la MLI sont :

L'indice de modulation (m) égal au rapport de la fréquence de la porteuse à la fréquence du modulateur.

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad (\text{II.14})$$

Le coefficient de réglage en tension (r) égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence v_m à la valeur crête de l'onde de la porteuse v_p .

$$r = \frac{v_m}{v_p} \quad (\text{II.15})$$

Le schéma de principe et les signaux de commande sont donnés par les figures suivantes :

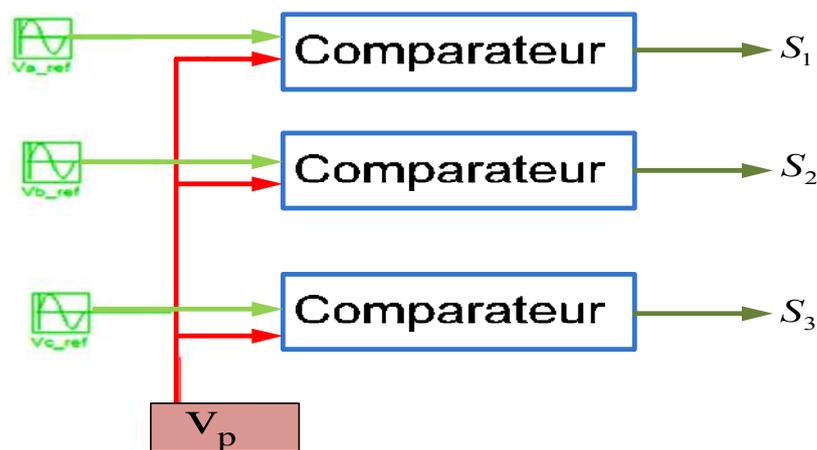


Figure (II.11) : schéma de principe de la MLI sinus-triangle

Les tensions deréférences sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_1^*(t) = v_{\max} \sin(2\pi f.t) \\ v_2^*(t) = v_{\max} \sin(2\pi f.t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_3^*(t) = v_{\max} \sin(2\pi f.t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \text{ (II.16)}$$

L'équation de la fonction porteuse est donné par :

$$V_p = \frac{2}{\pi} V_{mp} \cdot \arcsin(\cos(2\pi f_p.t)) \text{ (II.17)}$$

Avec :

$$V_m = V_{\max} / r \text{ et } f_p = m.f$$

Où :

m : Indice de modulation,

f : Fréquence de la tension de référence,

r : Indice de réglage,

V_{\max} : Amplitude de la tension de référence,

V_m : Valeur crête de l'onde de modulation,

f_p : Fréquence de la porteuse.

La MLI Sinus-Triangle utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence f , appelée modulant, et un signal triangulaire de haute fréquence, appelée la porteuse, pour déterminer les instants de commutation.

Le schéma de simulation est donné par la figure II.12.

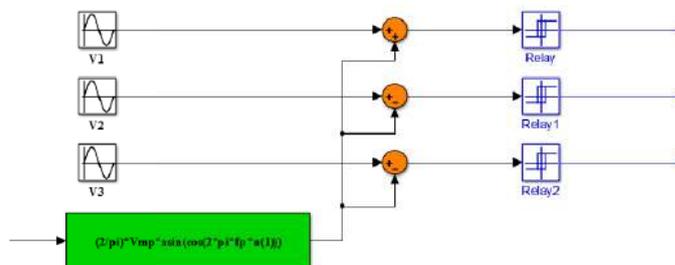


Figure (II.12) : Modèle Simulink de la commande MLI.

Le Résultats de simulation est donné par la figure II.15

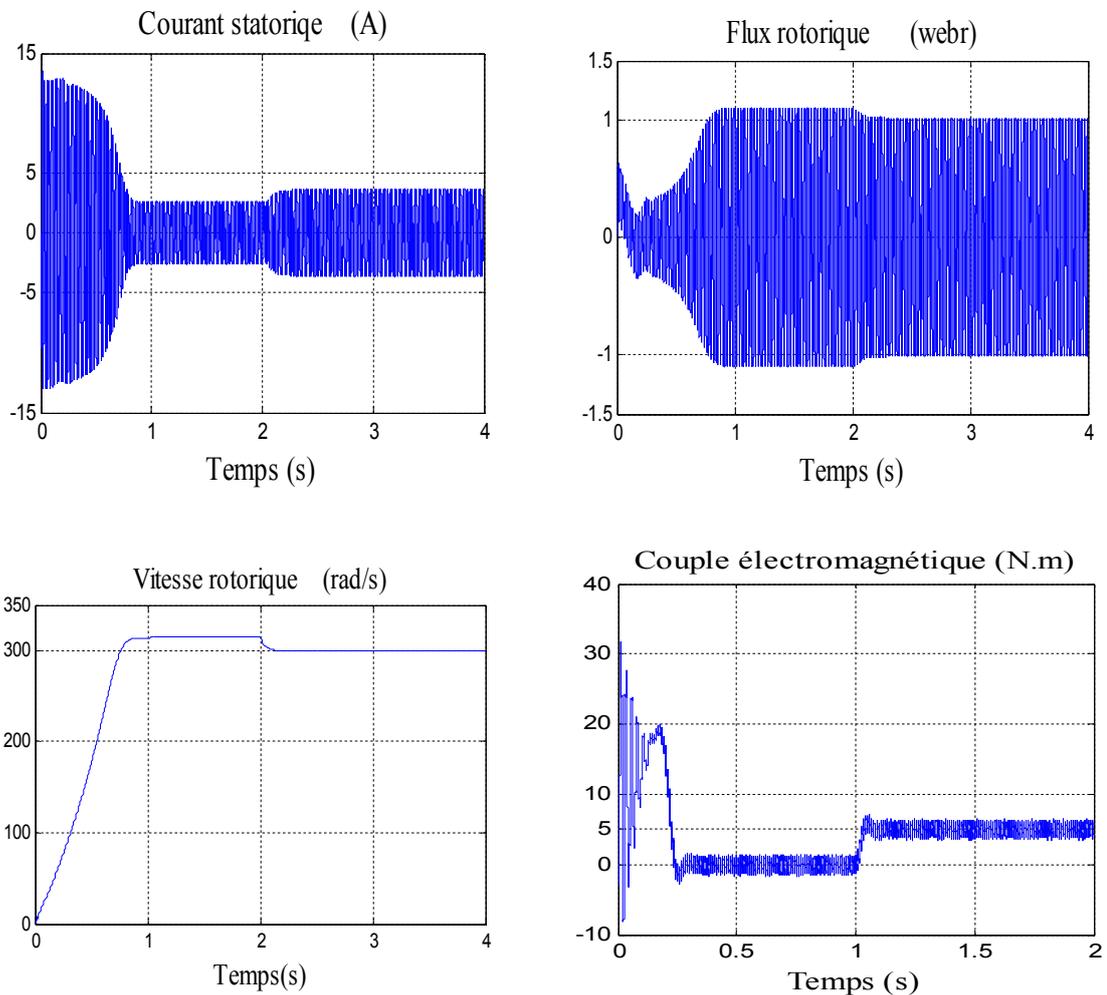


Figure (II.15) : Résultats de simulation de la MAS avec son alimentation pour un fonctionnement à vide avec variation de charge à l'instant $t=2s$.

II.5.1. Interprétation des résultats de simulation : La figures II.15 montre les résultats obtenus par de simulation de la MAS associée avec l'onduleur à deux niveaux. On constate les

remarques suivantes:

- ✓ la réponse de vitesse pour la MAS alimentée par un onduleur de tension, se stabilise à vitesse de synchronisme.
- ✓ Le couple électromagnétique transitoire présente une composante pulsante qui atteint

2 fois le couple nominale, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique.

Après la disparition du régime transitoire il se stabilise à sa valeur de référence.

- ✓ Ce qui concerne les réponses de courant, nous constatons qu'il y a un fort appel de courant dans le régime transitoire et qui atteint 5 fois environ le courant nominal puis suit le courant de référence en régime permanent.
- ✓ Dans le fonctionnement à vide du moteur il y a un courant correspondant au comportement inductif de moteur.

II.6. Conclusion : Dans ce chapitre : on a étudié la machine asynchrone associée à un onduleur de tension à deux niveaux et à MLI, on commence par la modélisation du redresseur, le filtre ont été présentés. Les résultats obtenus par simulation montrent que l'alimentation de la MAS par un onduleur de tension à deux niveaux présente des ondulations sur le courant et le couple ce qui entraîne la saturation de la MAS,

De point de vue de simulation, on peut constater que la charge joue un rôle effectif dans la machine à cause de la diminution de vitesse pendant l'application de la charge pour cette raison, le chapitre suivant présente la commande vectorielle pour réaliser un découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique.

Chapitre III
Commande vectorielle
de
la machine asynchrone

Chapitre III : Commande vectorielle de la machine asynchrone

III.1. Introduction : Depuis plusieurs années, les recherches universitaires et industrielles ont été développées à fin d'aboutir à un contrôle du variateur asynchrone, La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps. Cependant, elle n'a pas pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique [2].

En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation des fonctions trigonométriques, des intégrations ..., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique. Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit) [3]. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode de commande vectorielle direct par orientation du flux rotorique, débiter par une explication du principe de cette méthode, puis on va appliquer la commande vectorielle sur le modèle de la machine asynchrone et nous faisons le réglage des grandeurs (courant, flux et vitesse) de la machine en utilisant des régulateurs de type PI. Finalement, on présentera les résultats de simulation avec des tests de robustesse.

III.2. Principe de la commande vectorielle à flux orienté : Le contrôle de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou de même de la position. Le contrôle le plus primaire est celui des courants et donc du couple, puisque l'on a vu que le couple pouvait s'écrire directement en fonction du courant dans le repère ($d-q$) comme un produit croisé de courants ou de flux [4] :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (III.1)$$

Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe. Elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu, où le découplage est naturel entre le réglage du flux et celui du couple, ce qui rend sa commande aisée. On se retrouve confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple. La commande vectorielle vient régler ce problème de découplage entre le flux à l'intérieur de la machine et le couple [5]. On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ($\varphi_{rq} i_{sd}$) alors le couple ressemblerait fort à celui d'une

machine à courant continu. Il suffit, pour ce faire d'orienter le repère (d - q) de manière à annuler la composante de flux en quadrature. C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et d'avoir : $\varphi_{rq} = 0$ et $\varphi_{rd} = \varphi_r$.

Le couple s'écrit alors :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\varphi_r i_{sq}) \quad (\text{III.2})$$

Il convient de régler le flux en agissant sur la composante i_{sd} du courant statorique et on règle le couple en agissant sur la composante i_{sq} . On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une MCC. Une stratégie consiste à laisser la composante i_{sd} constante, c.à.d. de fixer la référence de manière à imposer un flux nominal dans la machine. Le régulateur de courant i_{sd} s'occupe de maintenir le courant i_{sd} constant et égal à la référence i_{sd}^* .

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant (d'entrefer), comme suit [8] :

- * Flux rotorique : $\varphi_{rd} = \varphi_d$ et $\varphi_{rq} = 0$
- * Flux statorique : $\varphi_{sd} = \varphi_s$ et $\varphi_{sq} = 0$
- * Flux d'entrefer : $\varphi_{nd} = \varphi_n$ et $\varphi_{nq} = 0$

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique, comme il est montré par la figure(III.1), alors:

..

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{rd} = \varphi_d \\ \text{et} \\ \varphi_{rq} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III.3})$$

Ce qui conduit à l'expression du couple suivante :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\varphi_r i_{sq}) \quad (\text{III.4})$$

La figure suivante représente l'orientation du flux rotorique :

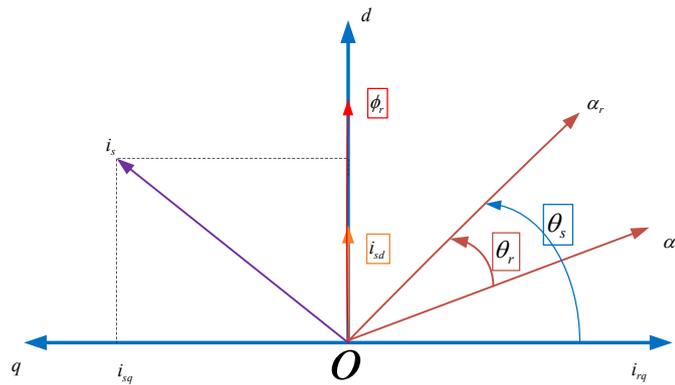


Figure (III.1) : Orientation du flux rotorique.

Introduisant la constante $K = \frac{pM^2}{L_r}$ dans l'équation (III.4), on trouve :

$$C_{em} = Ki_{sd}i_{sq} \tag{III.5}$$

L'expression (III.5) est analogue à celle de couple d'une machine à courant continu. Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilote qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relationsuivante:

$$\begin{cases} \omega_s = \omega + \omega_r = P\Omega + \omega_r \\ \theta_s = \int \omega_s dt \end{cases} \tag{III.6}$$

La figure (III.2) montre en général le but recherché par cette commande :

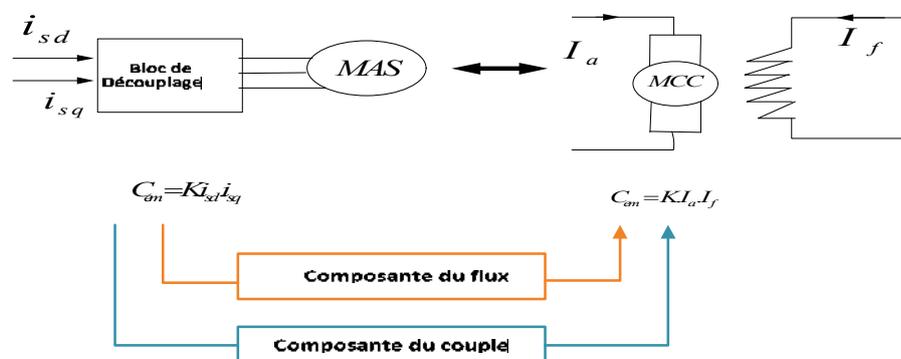


Fig. (III.2) : Principe de commande découplée pour la MCC et la MAS.

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone, il existe deux méthodes: commande vectorielle Directe qui a été développée par F. Blaschke, et commande vectorielle Indirecte développée par K. Hasse [8].

III.2.1. Commande vectorielle directe : Ce type de commande exige la connaissance du module et de la phase du flux (rotorique dans notre cas) à tout instant. Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase.

Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibration,...etc.) de plus la mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causés par les encoches, ce qui nécessite un filtrage à fréquence variable, cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple) par contre l'installation de capteurs de flux augmente le coût de fabrication, pour cette raison on introduit l'estimation (boucle ouverte). Ou observation (boucle fermée) du flux à partir de mesures classiques (courants, tensions, vitesse) [2].

III.2.2. Commande vectorielle indirecte : La commande vectorielle indirecte ne fait pas le réglage du flux, les capteurs de flux, les estimateurs et les observateurs ne sont pas nécessaires. Nous n'avons donc pas de connaissance du module et de la phase du flux rotorique, ceci exige une mesure de la position rotorique. Cette commande est plus simple mais évidemment à des performances plus faibles par rapport au contrôle direct, ceci est dû à la sensibilité de ce type de commande face aux variations de la constante de temps rotorique. L'avantage est que cette commande nécessite peu de temps de calcul dans le microprocesseur [4].

Dans le cadre de ce projet la commande vectorielle directe sera traitée.

III.3. Principe de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté : La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en oeuvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axes (d, q) tels que l'axe -d- soit confondu avec la direction de φ_r . Le flux φ_r étant orienté sur l'axe (d).

Donc après le passage par une transformation de Laplace notre système est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_t i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \\ v_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_t i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \phi_r \\ \phi_r + T_r \frac{d\phi_r}{dt} = M i_{sd} \\ \omega_r = \frac{M i_{sq}}{\phi_r T_r} \\ C_{em} = P \frac{M}{L_r} \phi_r i_{sq} \end{array} \right. \quad (III.7)$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté de la machine à Induction alimentée en tension mais v_{sd} et v_{sq} influent à la fois sur v_{sd} et v_{sq} donc sur le flux et le couple, il est donc nécessaire de réaliser un découplage comme lamontre dans la figure (III.3) [14].

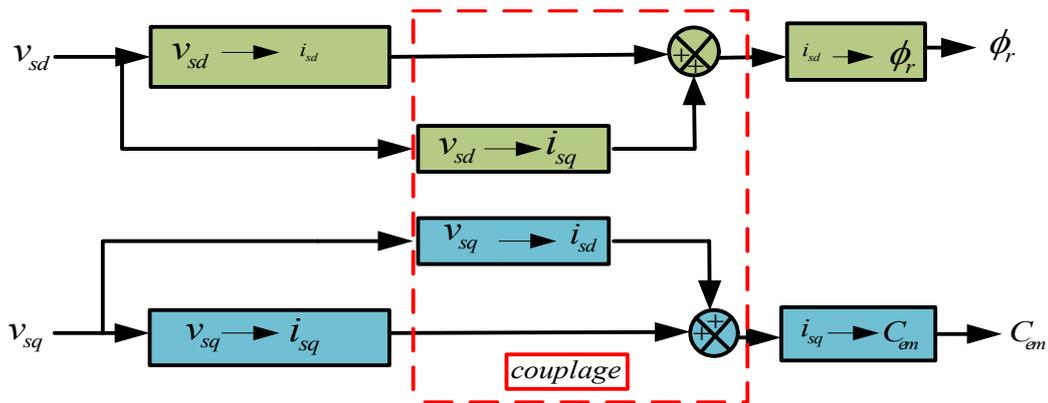


Fig. (III.3) : Description des couplages.

III.3.1. Principe du découplage par compensation : L'objectif est dans la mesure du possible de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives. Parmi les différentes techniques, il existe :

- Un découplage utilisant un régulateur.
- Un découplage par retour d'état.
- Un découplage par compensation, auquel nous intéressons.

Le découplage par compensation, nécessite l'introduction de deux nouvelles variables de commande v_{sd1} et v_{sq1} tel que v_{sd1} n'agit que sur i_{sd} et v_{sq1} sur i_{sq} :

$$\begin{cases} v_{sd} = v_{sd1} - e_d \\ v_{sq} = v_{sq1} - e_q \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Les deux composantes e_d et e_q sont donnés par :

$$\begin{cases} e_q = -\sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \varphi_r + \frac{M^2}{L_r T_r} \varphi_r \\ e_d = \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{M}{L_r T_r} \varphi_r \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Tel que :

$e_d = C$ 'est une FEM de rotation créée par i_{sd} (la composante "d " sur "q")

$e_q = C$ 'est une FEM de rotation créée par i_{sq} couplage non linéaire sur l'axe "d".

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

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique;

On a donc un nouveau système :

$$\begin{cases} v_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_r i_{sd} \\ v_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_r i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

III.3.3. Détermination de φ_r et ω_s : Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût [14].

Le flux peut être reconstitué par :

- ✓ Observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées.
- ✓ Estimateurs utilisés en boucle ouverte.

Du système d'équations (I.13), nous ne déduisons que les flux rotorique $(\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta})$ peuvent être estimés à partir des courants statoriques et de la vitesse du rotor. Cet estimateur en boucle ouverte, présenté par l'équation (III-11), est basé sur un modèle dit en courant :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} + \omega \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

L'amplitude du flux rotorique est donné par :

$$\begin{cases} |\varphi_r| = \sqrt{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2} \\ \theta_s = \arctg\left(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}}\right) \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Nous avons alors :

$$\omega_s = \omega + \frac{M i_{sq}}{T_r \varphi_r} \quad (\text{III.13})$$

La structure de la commande vectorielle directe de la machine à Induction alimenté par un onduleur de tension, est représentée par le schéma de principe illustré par la figure (III.4).

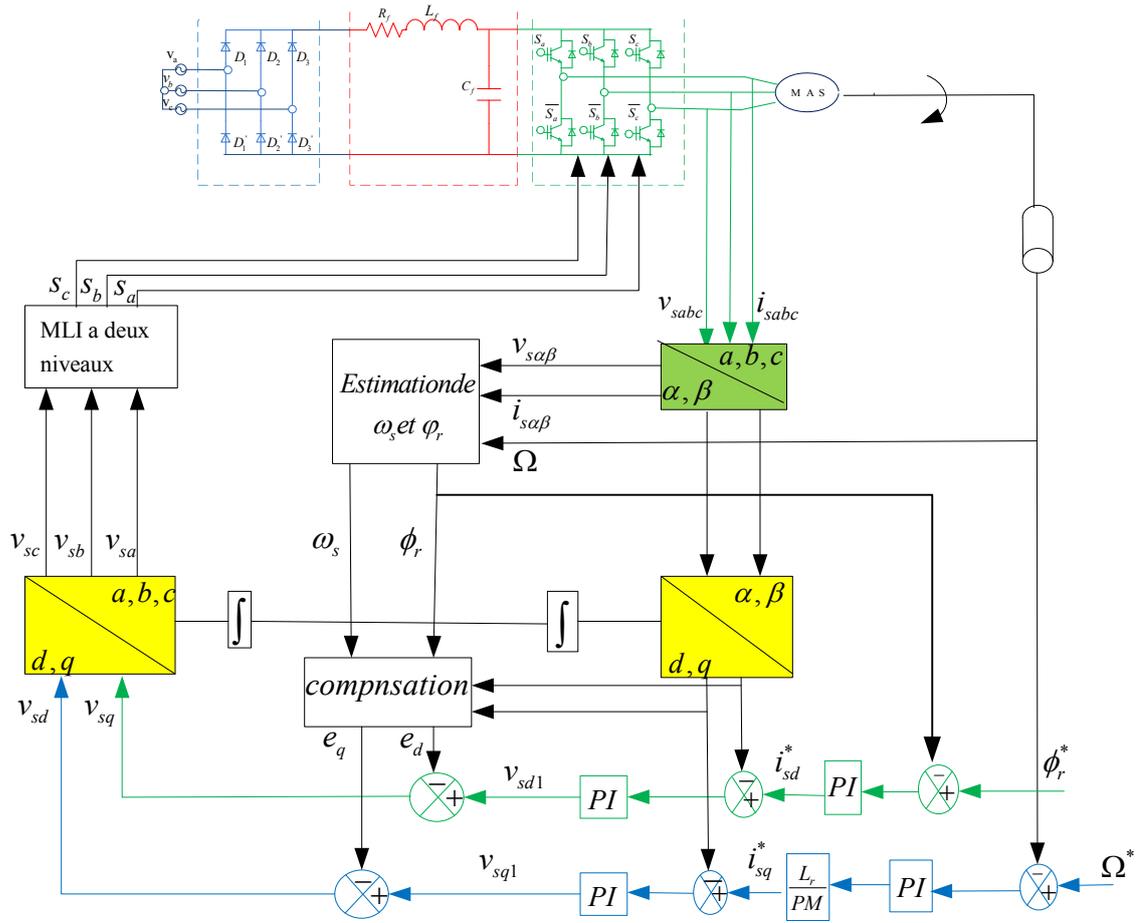


Fig. (III.4) : Schéma bloc de la commande vectorielle directe.

III.4. Calcul des coefficients des régulateurs : Le schéma bloc de la commande vectorielle présente quatre régulateurs de flux, de vitesse et de deux composantes du courant statorique. Dans ce qui suit on calculera les coefficients de chaque régulateur par la méthode de compensation de pôles ou par imposition de pôles [1].

III.4.1. Régulateurs de courant :

Le découplage proposé par l'équation (III.10) permet d'écrire :

$$\begin{cases} \frac{i_{sd}}{v_{sd}} = \frac{1}{R_t + \sigma L_s \cdot s} \\ \frac{i_{sq}}{v_{sq}} = \frac{1}{R_t + \sigma L_s \cdot s} \end{cases} \quad (III.14)$$

L'expression associée aux régulateurs est :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \Leftrightarrow PI(s) = K_i \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{s} \quad (\text{III.15})$$

Le schéma bloc de la régulation du courant est donné par la figure (III.5) :

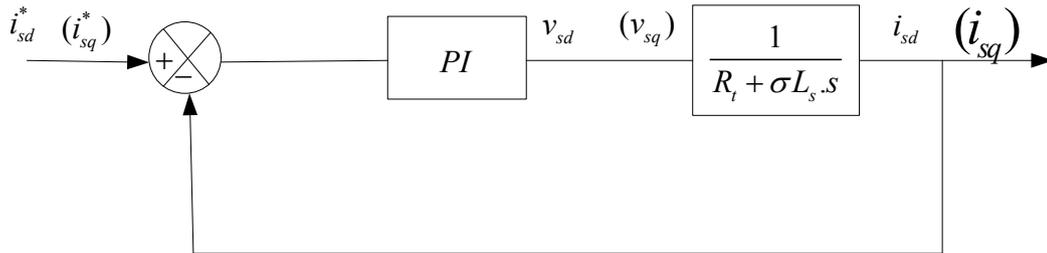


Figure (III.5) : Régulation des courants en boucle fermée.

La fonction de transfert en boucle ouverte prend la forme suivant :

$$FTBO(s) = K_i \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{s} \cdot \frac{1}{\sigma L_s + R_t} \quad (\text{III.16})$$

La méthode de compensation de pôle permet d'écrire :

$$\frac{\sigma L_s}{R_t} = \frac{K_p}{K_i} \quad (\text{III.17})$$

Donc la fonction de transfert en boucle ouverte sera écrite comme suit:

$$FTBO(s) = \frac{K_i}{K_i \cdot s} \quad (\text{III.18})$$

Donc La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{FTBO}{FTBO + 1} = \frac{1}{\frac{R_t}{K_i \cdot s} + 1} \quad (\text{III.19})$$

Avec :

$$\tau_I = \frac{R_r}{K_i}$$

Les coefficients de régulateur de courant sont :

$$\begin{cases} K_i = \frac{R_r}{\tau_I} \\ K_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_I} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Numériquement : on choisit : $\tau_I = 0.01s$

III.4.2. Régulateur du flux rotorique : A partir de la troisième équation du système (III.7) on peut écrire :

$$\frac{\phi_r}{i_{sd}} = \frac{M}{T_r \cdot s + 1} \quad (\text{III.21})$$

Le schéma bloc de la régulation du flux est donné par la figure(III.6) :

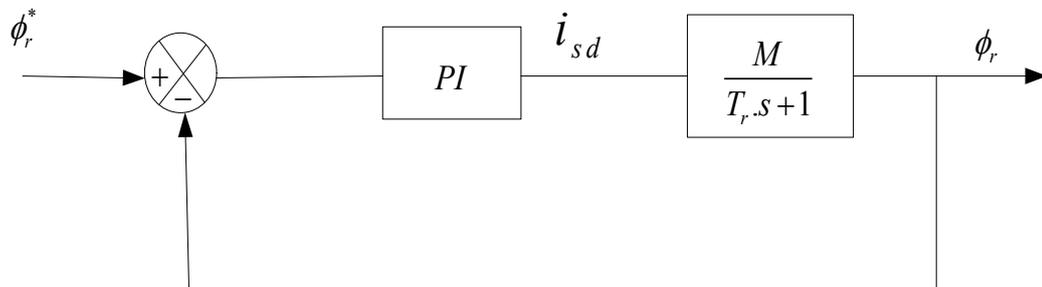


Figure (III.6) : Régulation du flux rotorique en boucle fermée.

La fonction de transfert du régulateur prend la forme suivante :

$$FTBO(s) = K_i \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{s} \cdot \frac{1}{T_r \cdot s + 1} \quad (\text{III.22})$$

La méthode de compensation de pôle permet d'écrire :

$$\frac{K_p}{K_i} T_r \quad (\text{III.23})$$

Donc La fonction de transfert en boucle ouvert sera écrire comme suivant:

$$FTBO(s) = \frac{1}{\frac{s}{MK_i}} \quad (\text{III.24})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{FTBO}{FTBO+1} = \frac{1}{\frac{s}{MK_i} + 1} \quad (\text{III.25})$$

Avec :

$$\tau_\phi = \frac{1}{MK_i}$$

Les coefficients de régulateur de flux sont :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{M\tau_\phi} \\ K_p = \frac{T_r}{M\tau_\phi} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Numériquement : on choisit $\tau_\phi = 3\tau_l$

III.4.3. Régulateur de vitesse :

A partir de l'équation mécanique suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f.\Omega \quad (\text{III.27})$$

On peut déduire la relation de la vitesse :

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{J.s + f} \quad (\text{III.28})$$

La figure ci-dessous représente la boucle de régulation de la vitesse.

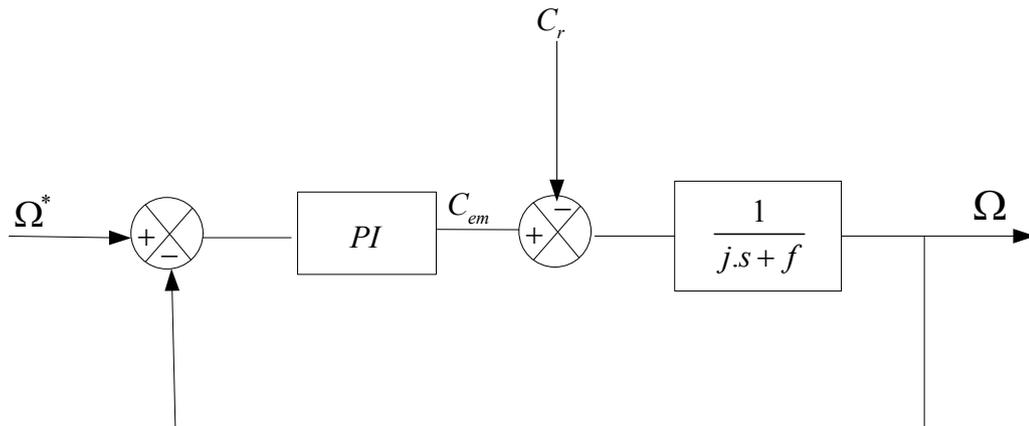


Figure (III.7) : Régulation de vitesse en boucle fermée.

Lorsqu'on utilise le régulateur PI la vitesse peut être écrite :

$$\Omega = \frac{1}{J.s+f} \frac{K_p.s+K_i}{s} (\Omega^* - \Omega) - \frac{C_r}{J.s+f} \quad (\text{III.29})$$

Soit :

$$\Omega = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 \frac{K_p+1}{K_i} s + 1} \Omega^* - \frac{\frac{s}{K_i}}{\frac{J}{K_i} s^2 \frac{K_p+1}{K_i} s + 1} C_r \quad (\text{III.30})$$

La relation de la vitesse est une fonction de transfert de 2^{ème} ordre.

Donc on peut écrire le dénominateur par la forme canonique suivante :

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} \frac{2\zeta}{\omega_n} s + 1} \quad (\text{III.31})$$

On trouve :

$$\begin{cases} K_i = J\omega_n^2 \\ K_p = 2.\xi.\omega_n.J - f \end{cases} \text{(III.32)}$$

Pour la simulation on choisit : l'amortissement critique $\xi = 1$ et une pulsation $\omega_n = 17 \text{ rad/s}$

III.5. Résultats de simulation : Dans cette partie on va faire la simulation de la commande vectorielle directe d'une MAS alimenté par un onduleur à deux niveaux, nous devons signaler que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes : flux de référence 1.2Web, la vitesse de référence 100rad/s, à l'instant 2(s) on fait appliquer un couple de charge de valeur 5Nm. on va effectuer les essais suivante :

III.5.1. Essai à vide avec variation de charge : Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la charge sont présentés dans la figure III.8. Au début de ce test la vitesse de référence est égale à 100rad/s, à l'instant 2s on fait appliquer un couple de charge de valeur 5Nm.

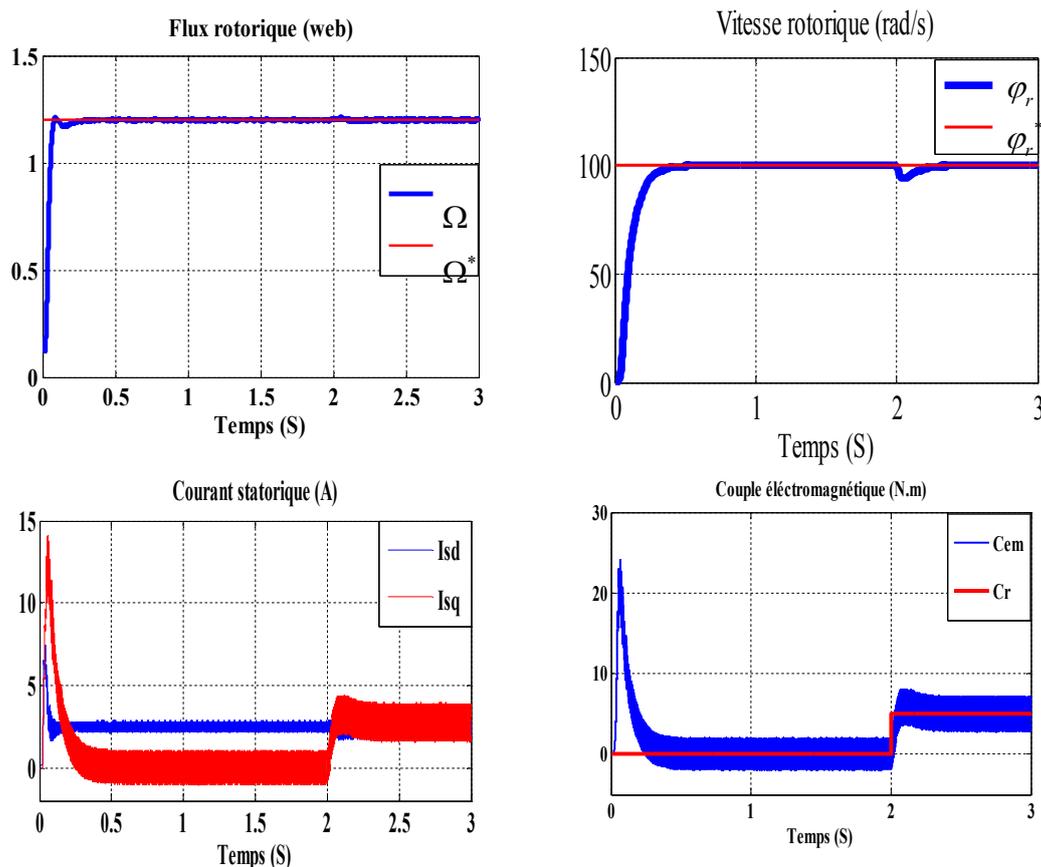


Figure (III.8) : Résultats de simulation de commande vectorielle appliquée à la MAS pour un fonctionnement à vide suivi par une variation de charge à l'instant $t=2$ S.

On remarque que la vitesse suit sa valeur de référence, elle diminue un peu puis elle reprend sa valeur lors de l'application de la charge. Initialement, le couple moteur a un pic maximal, puis il se stabilise au zéro pendant le régime permanent. Après l'application de la charge, le couple subit un petit dépassement puis il rejoint sa valeur finale. La composante directe de flux rotorique se stabilise à sa valeur finale. La composante directe du courant statorique prend l'image du flux rotorique et celle quadrature prend l'image du couple électromagnétique ce exprime le découplage existe ente le flux rotorique et le couple électromagnétique.

III.5.2. Essai en charge avec variation de vitesse : Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse sont présentés dans la figure III.9. Au début de ce test la vitesse de référence est égale à 100rad/s pour un fonctionnement en charge, à l'instant 2s on fait inverser le sens de rotation de la machine de à -100rad/s) à l'instant $t=2s$.

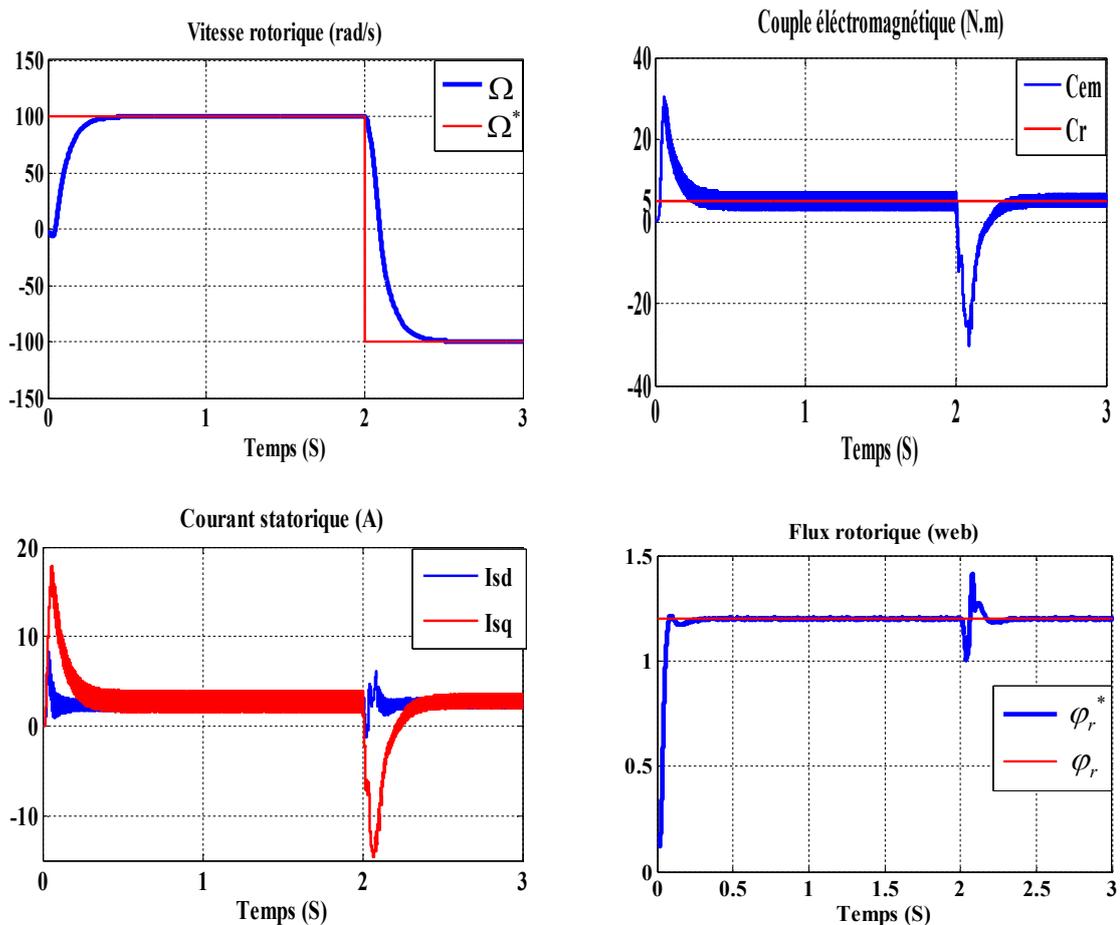


Figure (III.9) : Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à la MAS pour un fonctionnement à une charge avec inversion de sens de rotation à l'instant $t=2s$.

Nous remarquons d'après les réponses montrées que la vitesse est obtenue sans dépassement malgré la dynamique du flux. Ce qui montre par la suite que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur PI est assez rigoureuse. Lors du démarrage, nous constatons aussi un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux.

On constate que le système répond avec succès à ce test et le découplage entre le flux et le couple est vérifié. Donc, on peut dire que notre commande est robuste vis-à-vis des variations de la vitesse rotorique.

III.5.3. Essai en charge avec variation de la résistance statorique : A fin de valuer la robustesse du système, on fait augmenter la résistance statorique de 50 % à l'instant $t=2s$ de la machine asynchrone fonctionnant en charge. Les résultats de simulation sont représentés par la figure III.10.

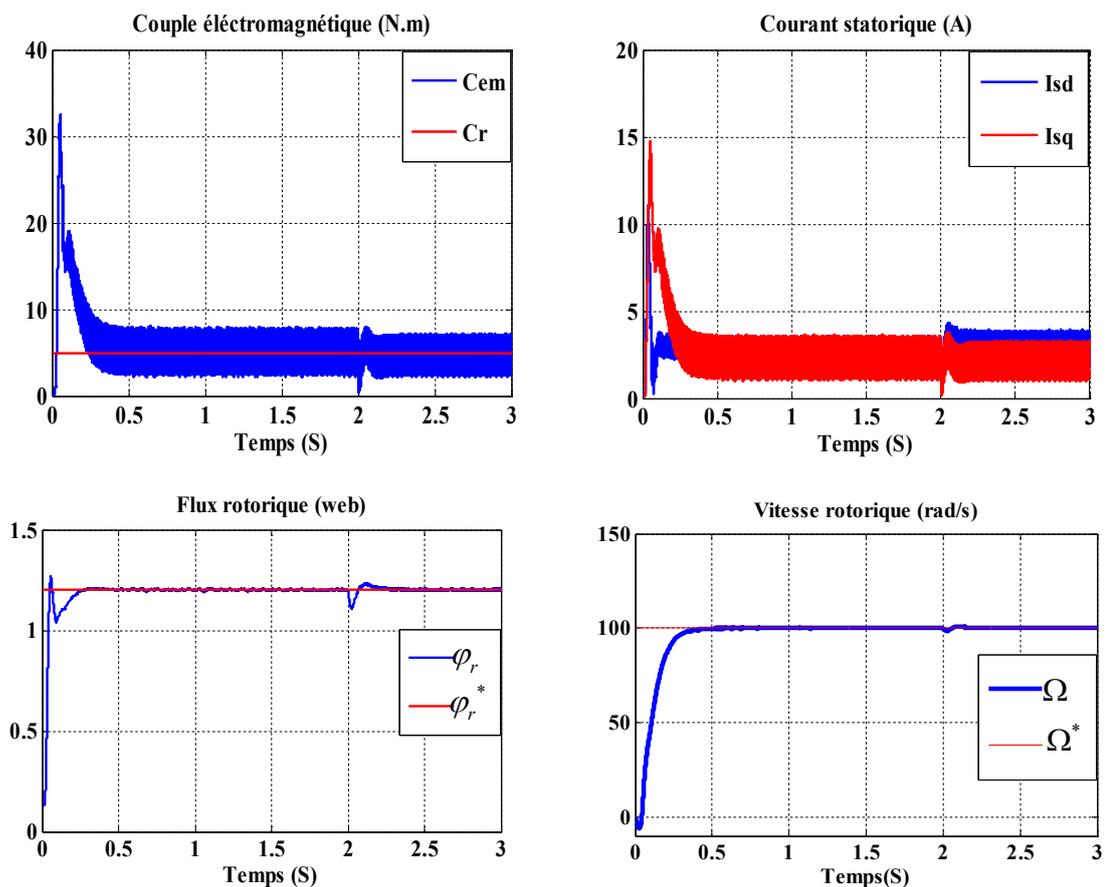


Figure (III.10) : Résultats de simulation de MAS pour un fonctionnement à une charge et variation de la résistance statorique.

On remarque que la variation de la résistance rotorique influe sur toutes les grandeurs de la machine. La vitesse, le couple, le flux et les courants ont des transitions au moment de la variation de la résistance statorique puis ils reprennent leurs valeurs nominales.

III.5.4. Essai en charge avec variation de la résistance rotorique : Comme dans le cas du test précédent, nous varions la résistance rotorique de +50% de la valeur nominale entre à l'instant $t=2s$. Les résultats obtenus sont mentionnés sur la figure III.11, et montrent que les changements remarqués sur les grandeurs de la machine sont semblables à ceux obtenus lors de la variation de la résistance statorique.

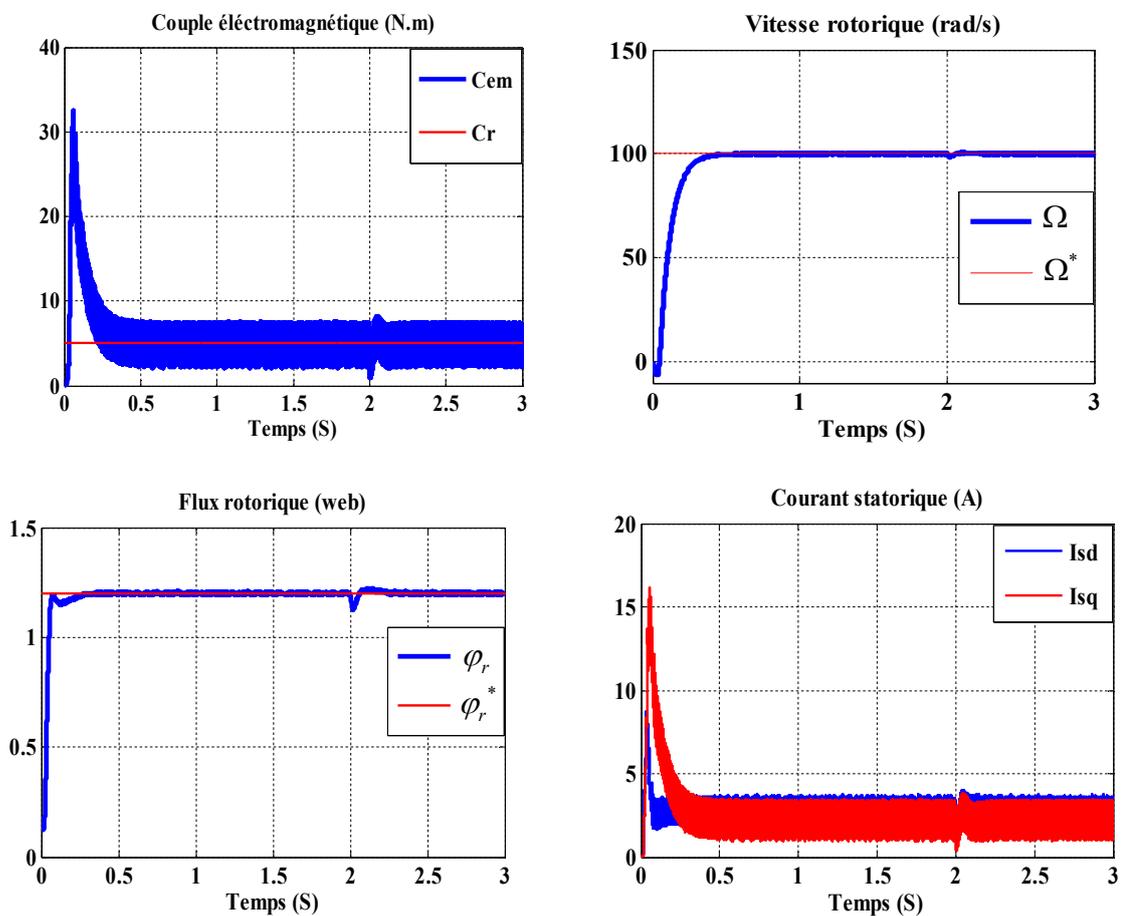


Figure (III.11) : Résultats de simulation de MAS pour un fonctionnement à une charge et variation de la résistance rotorique.

III.6. Conclusion : Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Cette structure de commande consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure, pouvait s'exprimer comme une commande découplée. Dans le cas de l'alimentation en tension, l'algorithme de commande, par orientation du flux rotorique, prend en compte la dynamique du stator. Ce qui a pour conséquence une plus grande sensibilité de la commande aux variations des paramètres de la machine.

Nous pouvons également conclure que les performances offertes par le moteur commandé vectoriellement ne seront d'autant plus meilleures que lors d'un réglage précis des différents régulateurs. Ceci peut se concevoir qu'avec la connaissance exacte des paramètres de la machine.

Afin de juger l'efficacité de la commande proposée, différents tests ont été effectués, ou les résultats indiquent le degré de robustesse offert par ce type de commande. Nous avons vu qu'une estimation parfaite de la pulsation statorique permet d'obtenir une commande plus répondue à nos besoins, donc les observateurs font une solution par faite pour ce problème. Aussi, on peut signaler que la connaissance du module et de la position du flux ou de la position du rotor est importante pour réaliser une commande vectorielle afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine asynchrone. Mais pour des raisons économiques et/ou des raisons de robustesse, les capteurs de mesure seront remplacés par des estimateurs ou des observateurs. Ce problème fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre IV
Estimation de la vitesse
rotorique d'un MAS en
utilisant un estimateur
MRAS

Chapitre IV : Estimation de la vitesse rotorique d'un MAS en utilisant un estimateur MRAS

IV.1. Introduction : Plusieurs méthodes ont déjà été développées pour estimation de la vitesse rotorique d'un moteur asynchrone qui peuvent réduire le coût du système. Cette solution nécessite l'utilisation de méthodes sophistiquées pour préserver des hautes performances dynamiques [14]. Les recherches consistent alors à proposer des solutions efficaces pour estimer la position et/ou la vitesse du rotor en association avec des méthodes assurant la commande de la machine [15]. Il est alors nécessaire de reconstruire l'évolution de ces variables qui ne sont pas issues directement des capteurs. Il faut donc réaliser un capteur indirect. Pour cela, on utilise des estimateurs ou, selon le cas, des observateurs [16].

Un estimateur permet de reconstruire la grandeur recherchée en calculant en temps réel l'évolution d'un modèle du processus commandé. Dans le cas de l'observateur, on compare l'évolution du modèle et du système réel en mesurant l'erreur sur des grandeurs que l'on peut directement capter. Cette erreur est alors utilisée pour faire converger le modèle vers le système réel. Il s'agit d'un système bouclé au contraire de l'estimateur [14]. L'estimation/observation, qui est un module essentiel, demande souvent des calculs assez complexes avec des contraintes temporelles identiques à celles de la régulation.

Dans ce chapitre, nous allons exposer les techniques existantes dans la littérature pour l'estimation de la vitesse rotorique d'un moteur asynchrone en utilisant un estimateur MRAS. Ensuite nous allons étudier, la formulation de l'estimateur MRAS, un observateur. Ces méthodes seront évaluées en simulation.

Ces travaux présentent plusieurs approches qui sont basées sur des techniques d'estimation et d'observation; elles peuvent être classées en deux catégories distinctes selon qu'elles exploitent ou pas le modèle mathématique du moteur.

IV.1. Estimation de la vitesse de la machine asynchrone : que tous les paramètres de la machine sont complètement connus, la vitesse instantanée, peut être calculée directement à partir des équations du modèle de la machine en utilisant les valeurs mesurées telles que les tensions et les courants statoriques.

IV.1.1. Observateur : Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des

informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain K pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur [7].

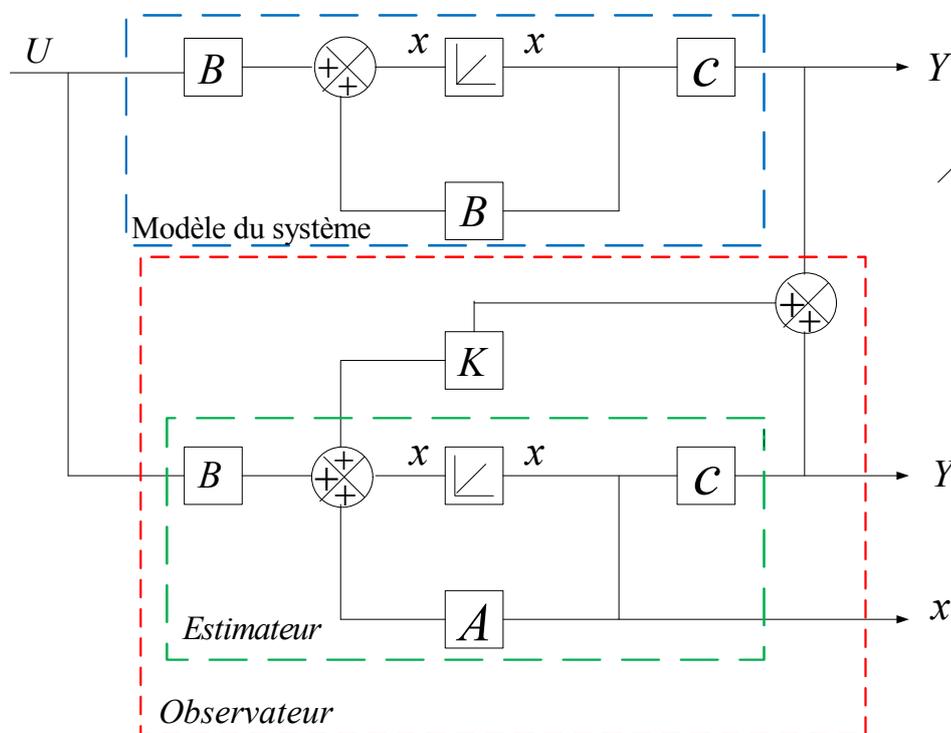


Figure (IV.1) : Schéma de principe d'un observateur.

IV.1.2. Estimateur : Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine. Une telle approche conduit à la mise en oeuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours de fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations.

IV.2. Estimation de la vitesse de rotation de la machine asynchrone : L'approche par le système adaptatif avec modèle de référence MRAS a été proposée par Schauder, par la suite, elle a été exploitée par plusieurs travaux. Comme son nom l'indique, elle est basée sur l'identification adaptative avec modèle de référence pour estimer la vitesse. Sous sa forme simple, la structure MRAS comme présentée par la figure IV.2, se compose de

deux estimateurs qui calculent les mêmes variables de la machine, le premier est un modèle de référence que constituent le moteur asynchrone et le deuxième est un estimateur constituant le système adaptatif ou ajustable possédant comme entrée la vitesse estimée. La différence entre les sorties des deux estimateurs de vitesse est utilisée pour corriger l'estimation de vitesse. La commande adaptative avec modèle de référence a été principalement développée pour minimiser l'erreur entre une grandeur réelle et une grandeur estimée. Dans notre cas, pour estimer la vitesse mécanique et le flux rotorique on utilise uniquement les mesures de tension et courant statorique.

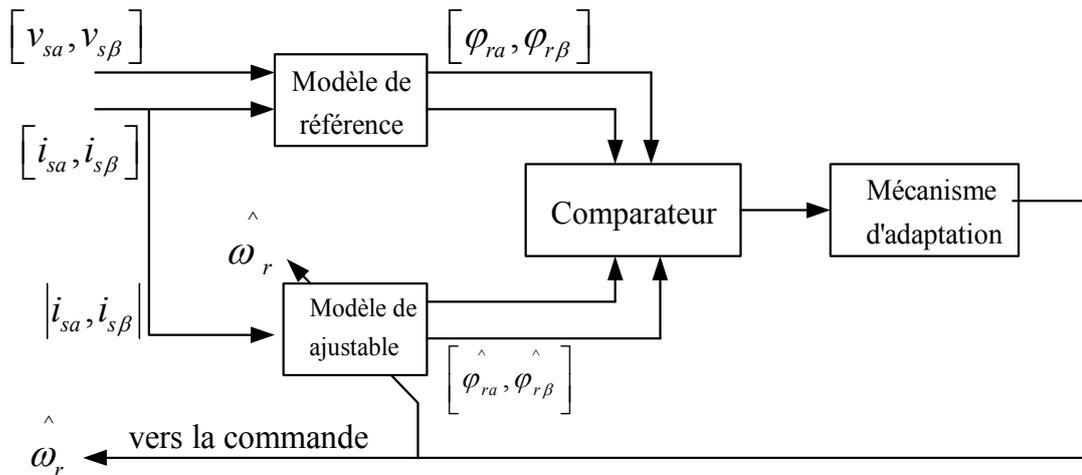


Figure (IV.2) : Schéma de principe de l'estimateur MRAS.

IV.3. Description de l'estimateur MRAS :

IV.3.1. Modèle de référence : Nous souhaitons estimer les composantes du flux rotorique à partir de la mesure des courants et des tensions statoriques. Pour se faire, nous utilisons les équations des courants de la MAS .

Du modèle du stator on peut tirer les équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{ra}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(v_{sa} - R_s i_{sa} - \sigma L_s \frac{di_{sa}}{dt} \right) \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) \end{cases} \quad (IV.1)$$

IV.3.2. Modèle ajustable : Pour établir le modèle adaptatif, nous exprimons du modèle du stator.

Les flux rotorique sont donnés aussi par :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{ra}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sa} - \frac{1}{T_r} \varphi_{ra} - \omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} + \omega \varphi_{ra} \end{cases} \quad (IV.2)$$

Le flux rotorique prévenant de l'équation (IV.1) ne dépend pas de la vitesse mécanique et produit la valeur de référence du flux rotorique on peut la considérer comme étant le modèle de référence tandis que l'équation (IV.2) dépend de la vitesse, on peut la considérer comme étant le modèle ajustable. Elle produit la valeur estimée du flux rotorique.

Pour prouver la stabilité du modèle choisis, on va utiliser le critère de stabilité de Lyapunov (POPOV). Pour cela on considère l'équation (IV.2) prise pour l'estimation du flux et de la vitesse, ce qui nous donne par :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\varphi}_{ra}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sa} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{ra} - \hat{\omega} \hat{\varphi}_{r\beta} \\ \frac{d\hat{\varphi}_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{r\beta} + \hat{\omega} \hat{\varphi}_{ra} \end{cases} \quad (IV.3)$$

IV.3.3. Mécanisme d'adaptation : L'entrée de ce mécanisme est activée par l'erreur entre le flux de référence et le flux adaptatif. En effectuant la différence entre le modèle de référence et le modèle ajustable on obtient l'équation qui régit le mécanisme d'adaptation entre les deux modèles (IV.2) et (IV.3) donnée par :

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} e_a \\ \frac{d}{dt} e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_\beta \end{bmatrix} + (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.4)$$

Qui peut être aussi exprimé:

$$e^\bullet = [A].e - [M] \quad (IV.5)$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [M] = \begin{pmatrix} \omega - \hat{\omega} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix}$$

La matrice [A] sera considérée de l'évolution de l'erreur du système., ce qui rend le système stable. Pour assurer la stabilité du système (IV.5), la matrice [M] doit également tendre vers zéro sinon vers une quantité à énergie minimale.

Le critère de POPOV exige la satisfaction de l'intégrale suivante :

$$\int_0^t e^T . w . dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{IV.6})$$

Où γ^2 constante positive. En utilisant l'équation (IV.6) tout en remplaçant e et W par leurs valeurs, on obtient :

$$\int \left[\left[e . d \hat{\varphi}_\beta - e . d \hat{\varphi}_a \right] . \left[\omega - q_1(e) - \int q_2(e) d\tau \right] \right] . dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{IV.7})$$

La solution de cette équation peut trouver à l'aide de la relation suivant :

$$\int_0^t k \left(\frac{df(t)}{dt} \right) f(t) dt \geq -\frac{1}{2} k . f(0) k \geq 0 \quad (\text{IV.8})$$

En utilisant cette dernière expression pour la résolution de l'intégrale de POPOV, on obtient les fonctions suivantes :

$$\begin{cases} q_1 = K_p \left(e_\beta \hat{\varphi}_{ra} - e_a \hat{\varphi}_{r\beta} \right) \\ q_2 = K_i \left(e_\beta \hat{\varphi}_{ra} - e_a \hat{\varphi}_{r\beta} \right) \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

On obtient la vitesse estimée par le mécanisme d'adaptation suivante :

$$\hat{\omega} = q_1(e) + \int_0^t q_2(e).dt \quad (IV.10)$$

Nous obtiendrons le schéma bloc correspondant estimateur MRAS par la figure (IV.3)

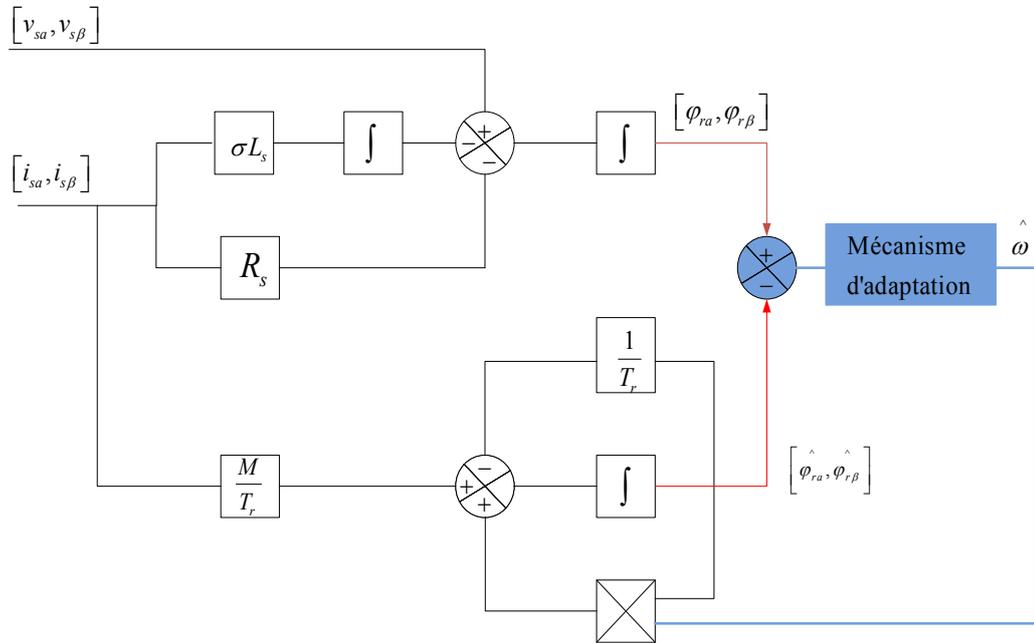


Figure (IV.3) : Schéma de la technique MRAS.

Avec les connaissances complètes des paramètres de la machine, les sorties des deux modèles devraient coïncider. Cependant, toute inégalité entre la vitesse avec les connaissances complètes des paramètres de la machine, les sorties des deux modèles devraient coïncider. Cependant, toute inégalité entre la vitesse réelle et la vitesse estimée donne automatiquement une erreur passe à travers un contrôleur PI dé livrant ainsi la vitesse du modèle réglable.

Le schéma de principe, utilisée pour l'estimation de vitesse est donnée par la figure suivante :

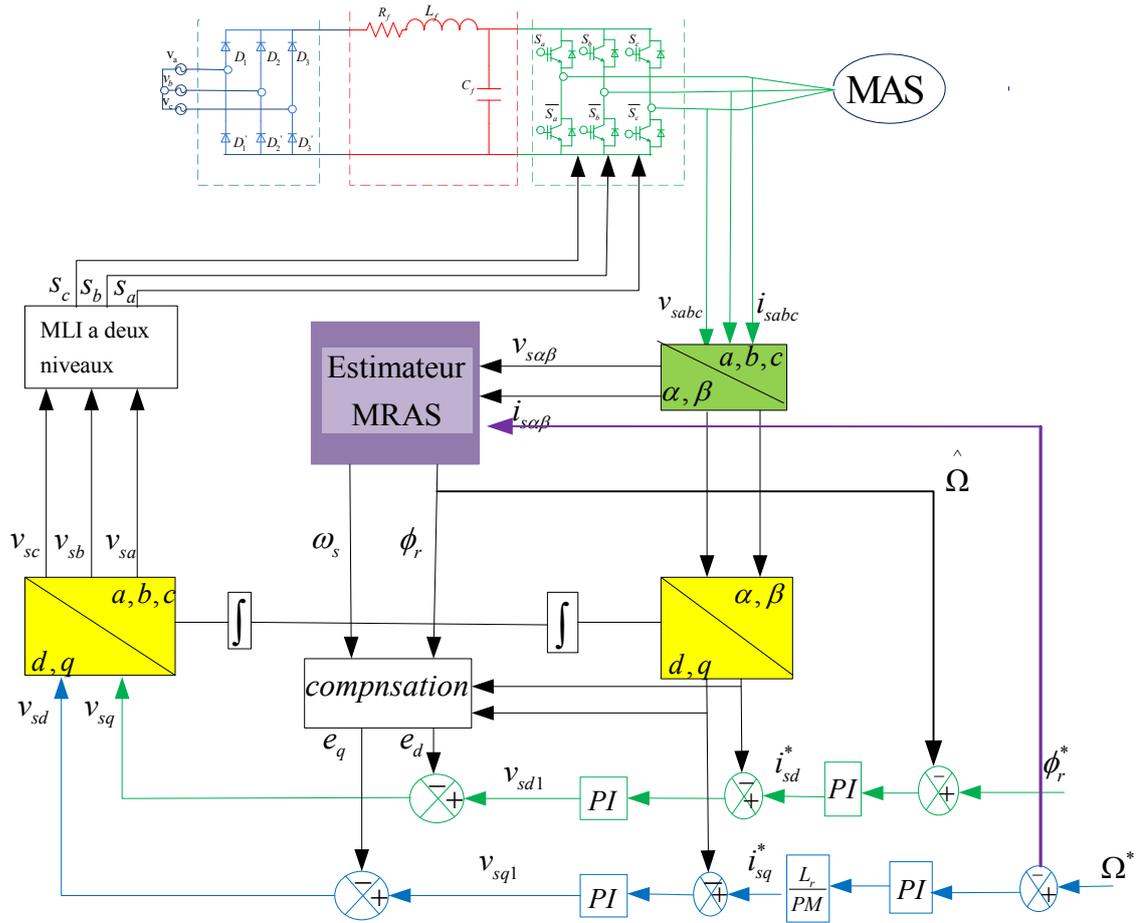


Figure (IV.4) : Schéma global d'estimation de la vitesse rotorique d'un MAS en utilisant Un estimateur MRAS.

IV.4. Simulation de la commande vectorielle appliquée à la MAS avec MRAS : Les simulations représentées dans cette partie sont réalisées afin de tester la robustesse de la commande vectorielle appliquée à la MAS avec estimateur MRAS, Dans les régimes de fonctionnements suivants :

A choisi :

$$\begin{cases} K_p = 6 \times 10^3 \\ K_i = 5 \times 10^6 \end{cases}$$

IV.4.1. Essai à vide avec variation de charge : La figure IV.5 illustre les résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à la MAS en utilisant l'estimateur MRAS lors d'un démarrage à vide suivi par une variation de charge de valeur 5Nm à l'instant $t=2s$,

pour une vitesse de référence de 100 rad/s .

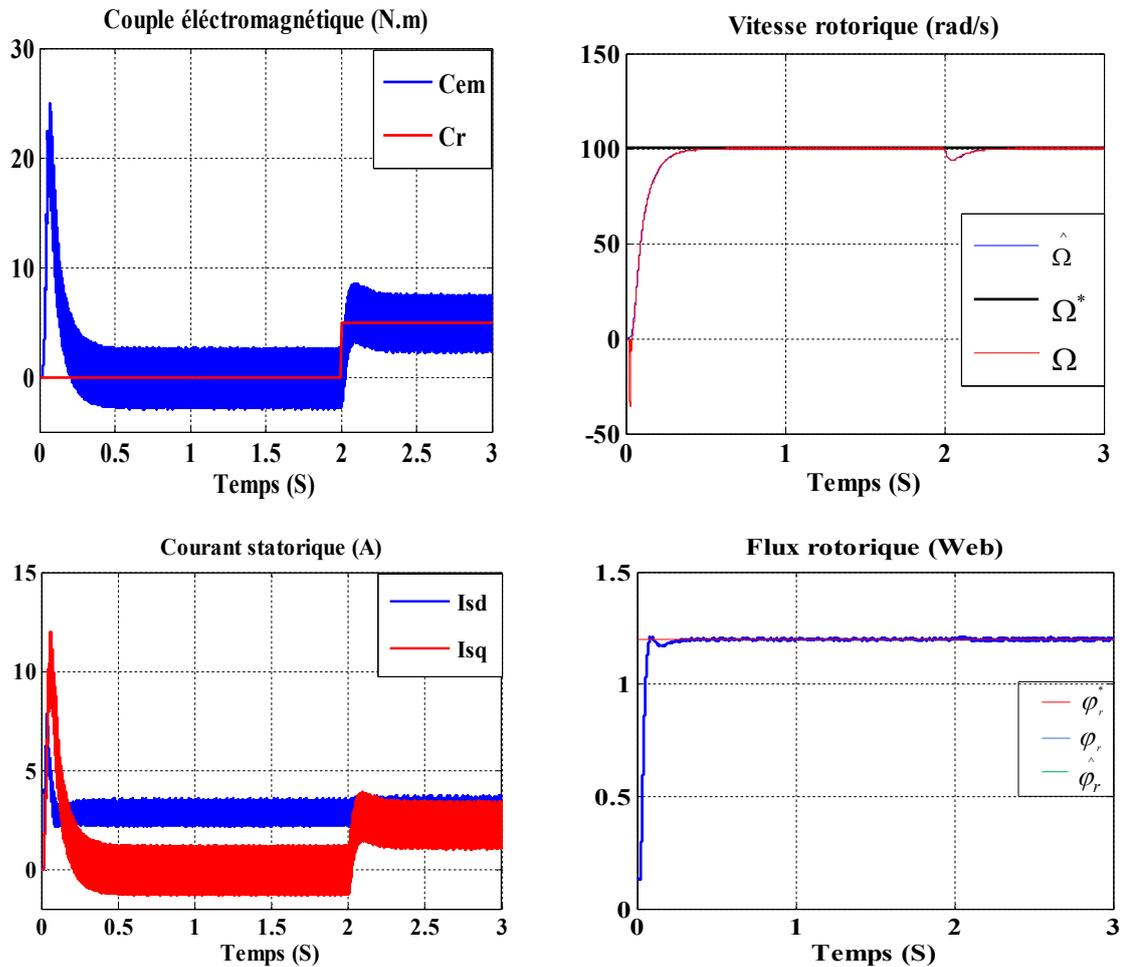


Figure (IV.5) : Résultats de simulation d'estimation de la vitesse rotorique d'un MAS par l'estimateur MRAS pour un fonctionnement à vide suivi par une variation de charge à l'instant $t=2$.

On remarque que :

- ✓ Le flux rotorique estimé converge vers les valeurs nominales, et il est confondu sur le flux réel.
- ✓ L'observation du flux estimé donne les mêmes résultats de la commande vectorielle, donc la reconstitution du module et de la phase du flux rotorique à un grand degré de précision.

IV.4.2. Essai en charge avec inversion de sens de rotation : Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vectorielle appliquée à la MAS sans capteur mécanique basée sur un estimateur MRAS vis-à-vis de variation de la vitesse de rotation, lors d'un

fonctionnement en charge $C_r=5$ N.m en appliquant un changement de la consigne de +100 rad/s à -100 rad/s à partir de $t=2$ s. Les résultats de simulation sont illustrés par la figure IV.6.

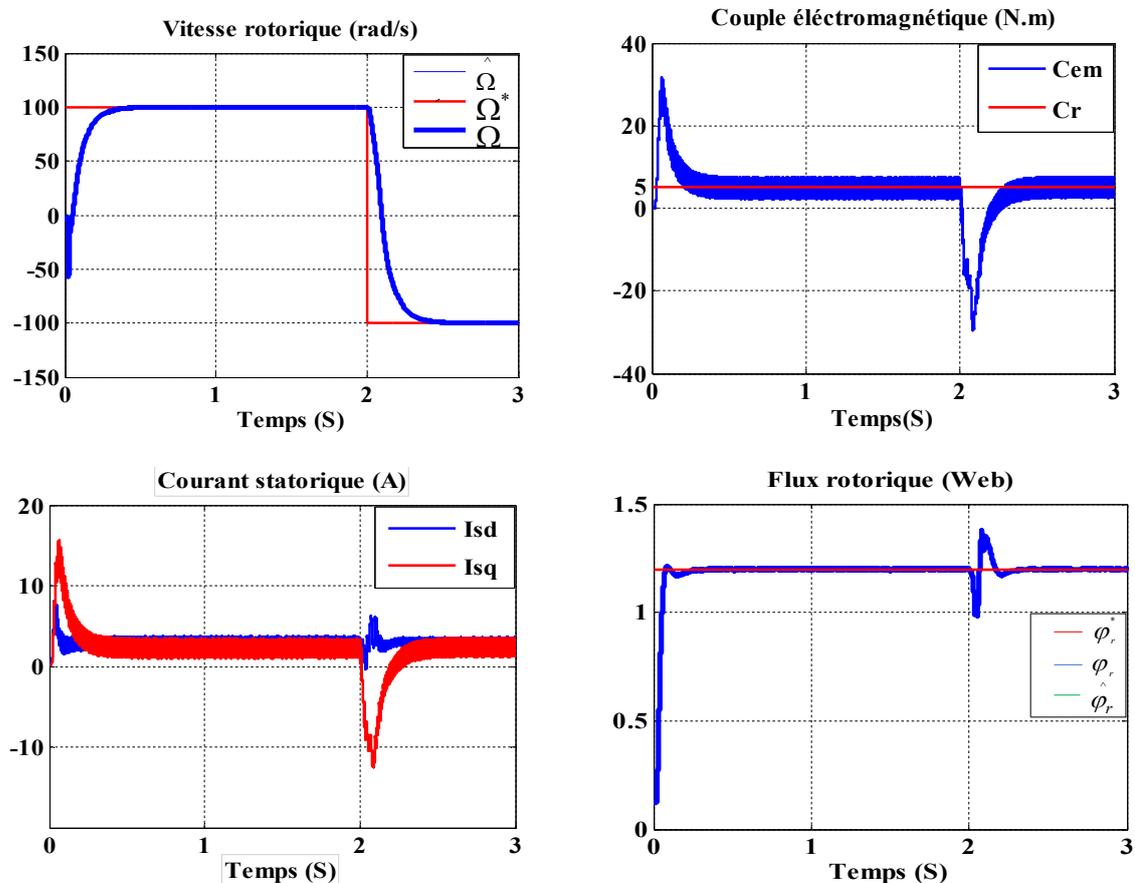


Figure (IV.6) : Résultats de simulation d'estimation de la vitesse rotorique d'un MAS par l'estimateur MRAS pour un fonctionnement en charge avec inversion de sens de rotation à l'instant $t=2$ s.

Il est remarquable que :

- ✓ Le flux converge vers la valeur désirée 1.2 Web, et il ne possède aucun changement vis-à-vis des changements de la vitesse.
- ✓ Le couple et le courant en quadrature subit des pics lors du passage d'un régime d'entraînement à un autre, comme il est le cas de la commande vectorielle directe.
- ✓ La vitesse estimée est confondu sur la vitesse réelle.

IV.4.3. Essai en charge avec variation de la résistance statorique : Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vectorielle de la MAS fonctionnant en charge sans capteur mécanique basée sur un estimateur MRAS vis-à-vis de l'augmentation de la résistance statorique 50% à partir de $t=2$ s. Les résultats de de simulation de ce test sont représentés par la figure IV.7.

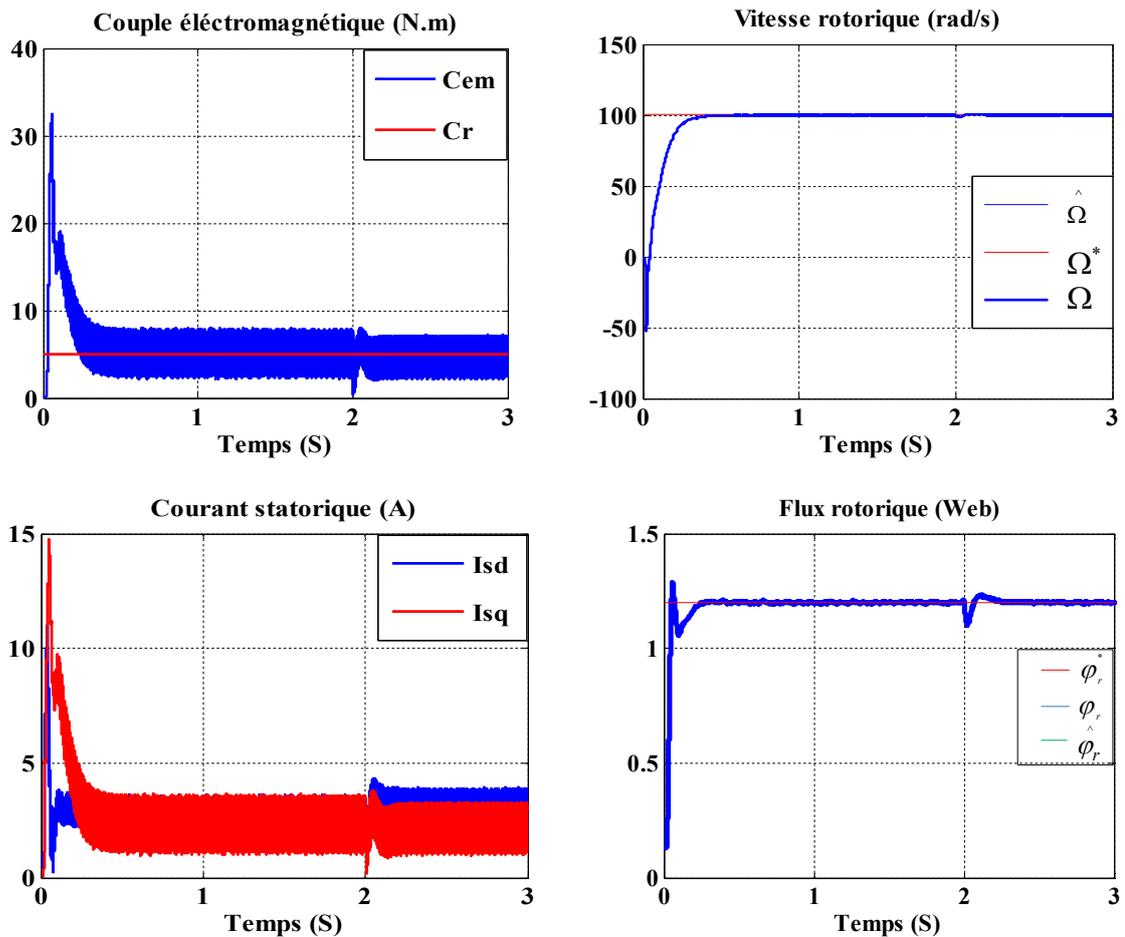


Figure (IV.7) : Résultats de simulation d'estimation de la vitesse rotorique d'un MAS par l'estimateur MRAS pour un fonctionnement en charge avec variation de la résistance statorique à l'instant $t=2s$.

On peut citer les changements suivants :

- ✓ La vitesse estimée est confondu sur la vitesse réelle,
- ✓ Le du flux rotorique avec le changement de résistance statorique ne dépend pas de la vitesse.
- ✓ L'effet de variation de résistance statorique sur la vitesse est négligeable.
- ✓ Le flux estimé confondu sur le flux réelle, on remarque aussi que le découplage entre le flux et le couple toujours maintien.

III.4.4. Essai en charge avec variation de la résistance rotorique : Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vectorielle de la MAS fonctionnant en charge sans capteur mécanique basée sur un estimateur MRAS vis-à-vis de l'augmentation de la résistance rotorique 50% à partir de $t = 2 s$. Les résultats de simulation sont illustrés par la figure IV.8.

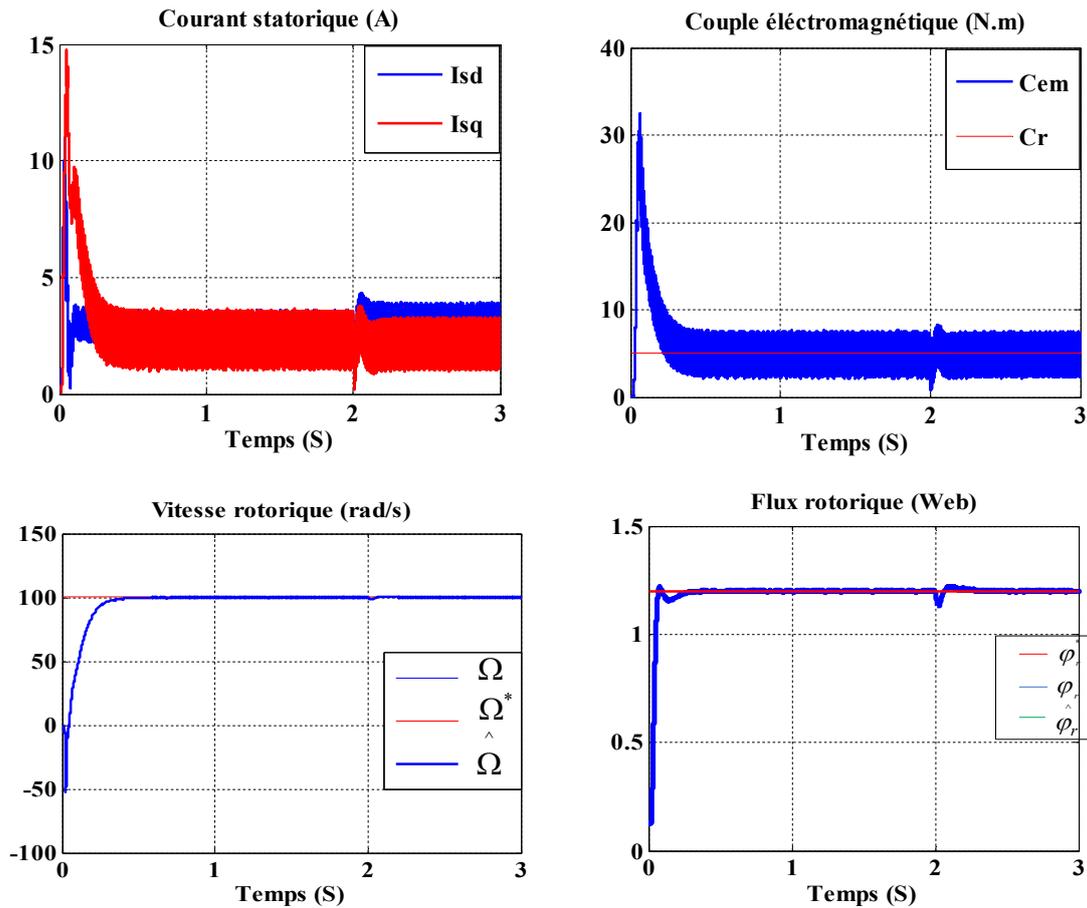


Figure (IV.8) : Résultats de simulation d'estimation de la vitesse rotorique d'un MAS par l'estimateur MRAS pour un fonctionnement en charge avec variation de la résistance rotorique à l'instant $t=2s$.

On remarque les grandeurs estimées sont confondues sur leurs grandeurs réelles, le découplage est réalisé entre le flux et le couple.

On peut dire que les résultats de simulation ne présentent que quelques transitions dans les courbes au moment de la variation des paramètres résistifs. Donc on peut conclure que les résultats obtenus par l'observateur de flux sont robustes.

IV.5. Les avantages et les inconvénients de MRAS basée sur le flux rotorique :

Cette technique présente quelques avantages et inconvénients qui sont :

IV.5.1. Les avantages :

- Simple.
- Facile à régler les gains d'adaptation.

IV.5.2. Les inconvénients :

- Faible performance à basse vitesse.
- Sensible aux variations des paramètres du modèle du MAS.

IV.6. Conclusion : Dans ce chapitre, on a présenté trois structures d'estimation de la vitesse de rotation et des flux rotoriques d'une MAS triphasée à flux rotorique orienté. On a utilisé la technique MRAS pour l'estimation de la vitesse de rotation, afin d'avoir une meilleure appréciation d'estimateur MRAS. Pour cela, des résultats de simulation de cet estimateur ont été présentés.

L'estimateur MRAS donne des bonnes performances dynamiques et statiques à la vitesse, la qualité d'estimation se dégrade à faible vitesse. La sensibilité aux paramètres de la machine présente un autre inconvénient de ce système d'où la nécessité d'une adaptation en ligne de ces paramètres.

Conclusion Générale

Dans ce mémoire on a présente la modélisation au début de la machine asynchrone, alimenté par un onduleur à deux niveaux, cette machine commande par la stratégie vectorielle pour améliorer les performances de la MAS, on propose d'estimer la vitesse rotorique d'un moteur asynchrone en utilisant un estimateur MRAS.

Dans le premier chapitre, on a présenté la modélisation de la MAS à partir des équations mathématiques dans le repère diphasé en utilisant la matrice de Park. Les résultats desimulationobtenus ont montré l'effet de l'application de la charge.

Dans le deuxième chapitre , nous avons faire l'alimentation de la MAS, Ainsi, la modélisation de redresseur et filtre, puis on modélisé l'onduleur triphasé à deux niveaux.Comme on a simulation de l'association MAS avec l'onduleur à deux niveaux.

La commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone a été présentée dans le troisième chapitre , on a assuré le découplage entre le flux rotorique et le coupleélectromagnétique . Nous avons utilisé des techniques simples de réglage des courants et de la vitesse mécanique, en utilisant des régulateurs PI. Les tests derobustesse ont prouvé que cette commande permet de faire fonctionner la machine avec debonnes performances dynamiques et statiques.

Dans le quatrième chapitre on a abouti à l'étude de la commande vectorielle basée sur l'introduction d'un estimateur à modèle de référence puis d'un observateur du flux rotorique commande est plus robuste et efficace et que les estimateurs MRAS et l'observateur adaptatif. Et présenter les résultats de simulation nous montrent que les réponses obtenues avecestimateur MRAS.

Annexe A

Paramètres de la Machine à Induction

A.1. Paramètres électriques :

$R_s = 10\Omega$: Résistance du stator ;

$R_r = 6.3\Omega$: Résistance du rotor ;

$L_s = 0.4641 \text{ H}$: Inductance du stator ;

$L_r = 0.4612 \text{ H}$: Inductance du rotor ;

$M = 0.4212 \text{ H}$: Inductance mutuelle ;

$P = 1.08 \text{ KW}$: Puissance électrique ;

$V_s = 200 \text{ V}$: Tension du stator .

A.2. Paramètres mécaniques :

$J = 0.02 \text{ Kgm}$: Moment d'inertie ;

$f = 0.0 \text{ SI}$: Coefficient de frottement ;

$C_r = 5 \text{ Nm}$: Couple électromagnétique ;

$P = 2$: Nombre de pair de poles .

Références Bibliographie

- [1] Felipe Córcoles, IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, " Analysis of the Induction Machine Paramètre Identification", JUNE 2002.
- [2] B. Walid H. Lamnaouar et H. Houari, «Commande de la machine a induction par technique MRAS », Mémoire d'ingénieur, Université Msila, 2007.
- [3] C. Djamel, «Commande d'une machine asynchrone par logique floue», Thèse de master académique, Université d'EL-Oued, Juin 2014.
- [4] T. Hanene, «Robustesse d'un contrôle vectoriel structure minimale d'une machine asynchrone», Thèse de Magistère, Université de Batna, 2006.
- [5] L. Djaghдали, «Commande predictive directe du couple de la machine asynchrone», Thèse de Magistère, Université de Biskra, 2012.
- [6] H. Mounir, «Contrôle directe du couple des machines synchrones avec et sans capteurs mécaniques», Thèse de Magistère, Université de Bejaia, 2002.
- [7] B. Houssini, «Prototypage rapide a base de FPGA d'un algorithme de contrôle avancé le moteur a induction», Université du Québec, 2010.
- [8] L. Youb, « Commande directe du couple et commande vectorielle de la machine asynchrone », université de Bucarest 2008.
- [9] D. Nekkar, « Contribution à l'étude des stratégies de commande des filtres actifs triphasés » Mémoire de Magister, université de Souk-Ahras, 2014.
- [10] R. Taleb, M. Helaimi, D. Benyoucef, Z. Boudjema, « Commande par MLI pré-calculée d'un onduleur asymétrique. Application à la commande vectorielle d'une MAS de forte puissance », mémoire, université de chlef, 2015.
- [11] D. Daniel, « Optimisation de la commande d'un onduleur MLI à trois niveaux de tension pour machine asynchrone », thèse de doctorat, université de Reims champagne, 1995.
- [12] H. Benzemamouche, « Application de la MLI vectorielle aux onduleurs multi niveaux à base de GTO et d'IGBT », mémoire de MAGISTER, université Annaba , 2010.
- [13] S. Chaouch, «Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse», Thèse de doctorat, Université Batna, 2005.
- [14] S. Chekroun, «Commande NEURO-FLOUE Sans Capteur de Vitesse D'une Machine

Références

Asynchrone Triphasée», Mémoire de Magister, ENSET d'Oran. 2009.

[15] M. Abderhamane et B.Bachir «Commande sans capteur de vitesse d'une machine à induction», Mémoire d'ingénieur, Université de m'sila, 2007.

[16] S. CHAOUCH ,« Commande Vectorielle Robuste D'une Machine A Induction Sans Capteur De vitesse», thèse de doctorat en science en électrotechnique université de Batna 2005.

[17] X. Aiping, «Observateurs adaptatifs non -linéaires et diagnostic de pannes», école Doctorale, Matisse, Septembre 2002.

[18] M. ATIG MEBARKA « Différentes Structures MRAS pour l'Estimation de la vitesse du Moteur Asynchrone ». Mémoire MAGISTER, Université D'ORAN, 2009.

Résumé:

Le présent mémoire traite l'observation ,la modélisation, commande vectorielle, et Estimation de la vitesse rotorique d'un moteur asynchrone . L'objectif est Estimé la vitesse rotorique d'un moteur asynchroneutilisant un observateur adaptatif estimateur MRAS.L'identification paramétrique par les essais pratiques de la machine asynchrone triphasée. Lesrésultats de l'identification sont validés à travers une simulation en Simulink sous MATLAB.En suite nous avons étudié la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension contrôlé par la technique MLI. L'algorithme proposé consiste en un observateur reconstruisant les composantes du flux rotorique,et générant la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse. Des tests sont effectués et validés par voie Théorique, les résultats obtenus illustrent de bonnes performances en terme de robustesse de ce machine.

Abstract:

This paper deals with the observation, modeling, vector control, and estimation of the rotor speed of an asynchronous motor. The objective is Estimated rotor speed of an asynchronous motor using an adaptive observer estimator MRAS (Model Reference Adaptive System).parametric identification by the practical trials of the three-phase asynchronous machine. The results of the identification are validated by a Simulink simulation under MATLAB. We then studied the direct vector control by orientation of the rotor flux of the asynchronous machine fed by a voltage inverter controlled . The proposed algorithm consists of an observer reconstructing the components of the rotor flux, and generating the adaptation law for estimating the velocity. Tests are performed and validated theoretical, the results obtained illustrate good performance in terms of robustness of this machine.

ملخص

تتناقش هذه المذكرة،مراقبة وملاحظة والنمذجة ،تحكم فى دوران ،وتقدير سرعة الدوار للمحرك غير متزامن. الهدف هو تقدير سرعة الدوران للمحرك غير المتزامن باستخدام مقدر المراقب التكيفي (النظام التكيفي المرجعي النموذجي).ولقد تم التأكد من نتائج تحديد المعاملات المتحصل عليها بواسطة المحاكاة ببرنامج الماتلاب. وفي الأخير تمت دراسة لتحكم المباشر الموجه المتحكم عن طريق المعادلة للعرض. وتتكون خوارزمية مقترحة من مراقب يعيد بناء مكونات تدفق دوران ،وننشىء قانون تكيف تقدير سرعة .ويتم إجراء الاختبارات وتحقق من صحتها من خلال طريقة نظرية ،وتوضح نتائج التي تم الحصول عليها أداء الجيد من حيث قوة مقارنة باختلاف معلومات المحرك .