



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présentée par

Hadidane Ouissal

Moussi Malak

THEME

Commande sans capteur mécanique d'un moteur asynchrone basée sur l'approche MRAS

Soutenu le 18 / 06 / 2023 devant la commission d'examen composée de :

Dr. Khemis Abderrahmane

MCB à l'Université de Khenchela Président

Dr. Laggoun Louanasse

MCA à l'Université de Khenchela Encadreur

Dr. Labdani Rafik

MAA à l'Université de Khenchela Examineur

Promotion 2022/2023

*R*emerciements

Nous remercions Dieu Tout-Puissant qui nous a aidé et nous a donné le courage et la patience de développer ce travail.

Nous remercions également l'encadrant Dr.Laggoun Louanasse pour le suivi de notre projet et pour ses précieux conseils tout au long de notre travail.

Nous tenons aussi à remercier Mr. Khemis Abderrahmane pour toute l'assistance et pour sa disponibilité et soutien durant notre préparation de ce mémoire.

Nous remercions aussi nos parents, nos familles, nos enseignants et collègues et tous ceux qui nous ont aidées directement ou indirectement à réaliser ce projet de fin d'études qui est considéré comme le fruit de cinq longues années d'études et d'effort.

Dédicace :

Je dédie ce travail a :

- Mes chers parents
- Ma famille, mon frère et ma sœur
- Tous mes amis et tous mes porches.

Malak

Dédicace


Je dédie ce travail à :

- Mes chers parents, mon frère,
- Ma famille,
- Tous mes amis et tous mes proches.

Quissal



Table de matières



Promotion 2023

Table de Matières

- Remerciements
- Dédicaces
- Sommaire
- Index des notations
- Liste des figures

Introduction Générale	1
-----------------------------	---

Chapitre I

Modélisations de la machine asynchrone

INTRODUCTION	3
I.1 GENERALITE SUR LES MACHINE ASYNCHRONE :	3
<i>I.1.1 Définition :</i>	3
<i>I.1.2 CONSTRUCTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE :</i>	3
I.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE:	5
I.3 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE :	7
<i>I.3.1 Description :</i>	7
<i>I.3.2 Hypothèses simplificatrices :</i>	7
<i>I.3.3 Mise en équation de la machine asynchrone :</i>	8
I.4 MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (D,Q).....	10
<i>I.4.1 Transformation de PARK.....</i>	10
<i>I.4.2 Choix du référentiel.....</i>	11
I.5 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE	12
I.6 SIMULATION DU MODELE	13
I.7 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	16
<i>I.7.1 Modélisation du redresseur :</i>	17
<i>I.7.2 Modélisation du filtre.....</i>	18
<i>I.7.3 Modélisation de l'onduleur triphasé</i>	19
<i>I.7.4 Modulation par largeur d'impulsions.....</i>	22
<i>I.7.5 Simulation du modèle machine-onduleur</i>	24
I.8 CONCLUSION	27

Chapitre II

Commande à flux rotorique orienté de la machine asynchrone

INTRODUCTION :	28
II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	28
II.2 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE:	31
<i>II.2.1 Principe du découplage par compensation :</i>	34
<i>II.2.2 Calcul des régulateurs :</i>	36
II.3 RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS.....	39
<i>II.3.1 Interprétation des résultats</i>	40
II.4 CONCLUSION :	41

CHAPITRE III

COMMANDE SANS CAPTEUR MECANIQUE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE BASEE SUR L'APPROCHE MRAS

INTRODUCTION	42
III.1 SYSTEME ADAPTATIF AVEC MODELE DE REFERENCE <i>MRAS</i>	43
<i>III.1.1 MRAS base sur l'estimation du flux rotorique</i>	44
III.2 ESTIMATION EN TEMPS REEL DE L'INVERSE DE LA CONSTANCE DE TEMPS ROTORIQUE PAR LA TECHNIQUE <i>MRAS</i>	49
III.3 RESULTATS DE SIMULATION	53
III.4 CONCLUSION :	55
 CONCLUSION GENERALE	 56
BIBLIOGRAPHIES	57
ANNEXES	62



Notations et symboles



Promotion 2023

NOTATIONS ET SYMBOLES

ω_s	Vitesse angulaire électrique statorique
ω_{gl}	Vitesse angulaire électrique de glissement.
ω	Vitesse angulaire électrique rotorique.
p	Nombre de paires de pôles.
g	Glissement.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
R_r	Résistance d'une phase rotorique.
$[R_s]$	Matrice des résistances statorique.
$[R_r]$	Matrice des résistances rotorique.
M_0	Valeur maximale des inductances mutuelles statoriques et rotoriques.
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductances statoriques.
$[L_{rr}]$	Matrice d'inductances rotoriques.
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles stator- rotor.
$L_s = l_s - m_s$	Inductance propres cyclique statorique.
$L_r = l_r - m_r$	Inductance propres cyclique rotorique.
$M = \frac{3}{2}M_0$	Mutuelle inductance cyclique stator- rotor.
V_{ds}, V_{qs}	Composantes du vecteur tension statorique dans le référentiel (d,q)
V_{dr}, V_{qr}	Composantes du vecteur tension rotorique dans le référentiel (d,q)
C_{em}	Couple électromagnétique.

C_r	Couple de charge (résistant).
J	Inertie totale du système.
f_v	Coefficient de frottement.
Ω	Vitesse mécanique du rotor.
θ_{OBS}	Angle de rotation lié au référentiel d'observation.
θ_s	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au stator
θ_r	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au rotor
θ	Angle de rotation du rotor par rapport au stator
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	Constante de temps des courants statoriques.
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	Constante de temps des courants rotoriques.
$\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$	Coefficient de dispersion de Blondel.
MRAS	Model Référence Adaptive System



Liste des figures

Liste des figures

FIG.I.1:	CONSTRUCTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	4
FIG.I.2:	STATOR DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	4
FIG.I.3:	ROTOR D'UNE MACHINE ASYNCHRONE.....	5
FIG.I.4:	REPRESENTATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE.....	7
FIG.I.5:	REPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE TRIPHASEE ET BIPHASEE EQUIVALENTE.....	11
FIG.I.6:	ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN BOUCLE OUVERTE.....	14
FIG.I.7:	REPONSE DE LA MACHINE EN FONCTIONNEMENT A VIDE $C_r = 0$	15
FIG.I.8:	REPONSE DE LA MACHINE AVEC APPLICATION D'UNE CHARGE $C_r = 10 N.m$ A $t = 0.8 s$	16
FIG.I.9:	SCHEMA D'ENSEMBLE CONVERTISSEUR MACHINE.....	17
FIG.I.10:	CIRCUIT ELECTRIQUE DU REDRESSEUR TRIPHASE A DIODES.....	18
FIG.I.11:	FILTRE L-C.....	18
FIG.I.12:	SCHEMA ELECTRIQUE D'UN ONDULEUR TRIPHASE A TROIS BRAS ALIMENTANT LA MAS.....	20
FIG.I.13:	PRINCIPE DE LA MLI SINUS-TRIANGLE.....	23
FIG.I.14:	ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE-ONDULEUR EN BOUCLE OUVERTE.....	24
FIG.I.15:	TENSION TRIPHASEE GENeree PAR L'ONDULEUR MLI.....	25
FIG.I.16:	REPONSE DU SYSTEME MACHINE-ONDULEUR EN FONCTIONNEMENT A VIDE $C_r = 0$	26
FIG.I.17:	REPONSE DU SYSTEME MACHINE-ONDULEUR AVEC $C_r = 10 N.m$ A $t = 0.8 s$	27
FIG.II.1:	ORIENTATION DU FLUX (ROTORIQUE, STATORIQUE, D'ENTREFER).....	29
FIG.II.2:	PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	30
FIG.II.3:	SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE.....	33
FIG.II.4:	RECONSTITUTION DES TENSIONS V_{ds}^* ET V_{qs}^*	35
FIG.II.5:	REPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE.....	35
FIG.II.6:	DECOUPLAGE PAR ADDITION DES TERMES DE COUPLAGE.....	36
FIG.II.7:	SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE COURANT.....	36
FIG.II.8:	SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE VITESSE.....	38

FIG.II.9:	SCHEMA GLOBAL DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	39
FIG.II.10:	PROFILES DE REFERENCE VITESSE-COUPLE	40
FIG.II.11:	RESULTATS DE SIMULATION DE LA REGULATION DE LA VITESSE AVEC COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (IFOC).....	40
FIG.III.1	STRUCTURE MRAS.....	44
FIG.III.2	ESTIMATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE MRAS BASEE SUR LE FLUX ROTORIQUE.....	49
FIG.III.3	ESTIMATION DE L'INVERSE DE LA CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE BASEE SUR MRAS.....	52
FIG.III.4	SCHEMA BLOCK DE L'OBSERVATEUR MRAS AVEC ADAPTATION DE LA VITESSE.....	53
	ET DE L'INVERSE DE LA A CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE.....	53
FIG.III.5	SCHEMA GENERAL DU CONTROLEUR FLOUE PROPOSE.....	53
FIG.III.6	VARIATION DE CR ET DE RR.....	54
FIG.III.7	VITESSE ROTORIQUE.....	54
FIG.III.8	ERREUR D'ESTIMATION DE LA VITESSE.....	54
FIG.III.9	ERREUR DE VITESSE DE POURSUITE DE LA TRAJECTOIRE.....	54
FIG.III.10	FLUX ROTORIQUE.....	55
FIG.III.11	COURANT STAORIQUE ISD ET ISQ.....	55
FIG.III.12	INVERSE DE LA CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE.....	55
FIG.III.13	ERREUR DE L'ESTIMATION DE L'INVERSE DE LA CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE	55



Introduction générale



Promotion 2023

Introduction générale

Le moteur à induction, de par sa construction et sa robustesse, assure une large plage d'application au domaine de l'industrie. Son exploitation pour fournir de l'énergie mécanique est excellente, mais malheureusement sa commande est relativement complexe, à cause de non linéarité de son modèle dynamique et ses variables d'états ne sont pas toutes mesurables (variables rotorique).

Plusieurs stratégies de commande ont été développées par les chercheurs pour surmonter le problème de la complexité de sa commande. La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique assure un découplage efficace entre les principales grandeurs de sorties du moteur à induction à savoir le flux et le couple. En outre, elle nécessite l'emplacement d'un capteur de vitesse afin de satisfaire le processus de découplage. Le capteur de vitesse entraîne une augmentation du coût de l'installation et une fragilisation du système d'entraînement. Par conséquent sa suppression et l'utilisation des techniques d'estimations pour améliorer la robustesse de la commande et diminuer son coût s'avéré nécessaire [1]. De cette constatation est née l'idée de la substitution du capteur physique par un autre du type algorithmique, estimateur ou observateur, où la vitesse et/ou la position du rotor ne sont plus directement mesurées mais calculées à partir des terminaux électriques du stator de la machine [2].

L'observateur MRAS est l'un des observateurs les plus utilisés pour l'estimation de la vitesse du moteur à induction mais présente un inconvénient majeur: ses faibles performances à basse vitesse et sa sensibilité à la variation de la résistance du rotor [3-5].

Plusieurs systèmes adaptatifs avec modèles de références (MRAS) basé sur le flux du rotor, la force électromotrice, la puissance réactive et le produit vectoriel entre la tension et le courant statorique [6][7] ont été proposés. Schauder fut le premier qui utilisa la MRAS basée sur le flux du rotor cette stratégie reste la plus citée dans la littérature [8][9].

Le présent travail est structuré en trois chapitres donnés comme suit :

Chapitre 1 : modélisation de la machine asynchrone.

Dans ce chapitre, nous présenterons une modélisation de la machine à induction à cage d'écurueil s'appuyant sur la transformation de Park puis une représentation d'état en vue de la commande et de l'observation ainsi que son système d'alimentation

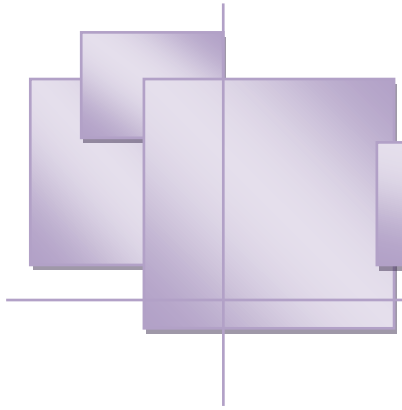
Chapitre 2 : Commande à flux rotorique orienté de la machine asynchrone.

Dans ce deuxième chapitre, nous exposons le principe de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique (IFOC). Cette approche présente l'avantage d'une simplicité de conception et de mise en œuvre d'une loi de commande robuste vis à vis des variations paramétriques.

Chapitre 3 : Commande sans capteur mécanique d'un moteur asynchrone basée sur l'approche MRAS

Dans ce chapitre, on donne une présentation générale de la commande sans capteur mécanique basée sur la technique de MRAS (Model Référence Adaptive System). Par la suite les étapes conduisant à la conception d'un estimateur de la vitesse et de l'inverse de la constante de temps du rotor basé sur la technique MRAS. Les résultats des simulations ont prouvé l'efficacité de cette approche.

Enfin, ce travail est clôturé par une conclusion générale.



Chapitre I

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Introduction

Le moteur asynchrone triphasé est largement utilisé dans l'industrie du fait essentiellement de sa fiabilité, de sa robustesse, de sa faible maintenance et de son prix. Il se compose d'une partie fixe (stator), et d'une partie mobile (rotor), qui est soit une cage d'écuréuil, soit un rotor bobiné.

L'objectif de ce chapitre est de fournir quelques rappels sur les éléments de constitution de la machine asynchrone. Puis de présenter mathématiquement la modélisation de cette machine sous forme de différents modèles d'état selon le choix du repère à savoir le modèle de PARK.

I.1 GENERALITE SUR LES MACHINE ASYNCHRONE :

I.1.1 Définition :

Le moteur asynchrone est le plus couramment utilisé à cause de son faible coût et de sa robustesse ; il fonctionne grâce à une tension alternative 220V monophasé ou 380 V triphasé. On peut difficilement faire varier sa vitesse de rotation en modifiant la fréquence de la tension (en Hertz). Il peut fournir des couples (en Nm) très important mais possède des vitesses de rotation souvent inférieure à 3000 tr/min. [10]

Dans notre travail, on présente seulement le moteur asynchrone triphasé.

I.1.2 CONSTRUCTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

Une machine asynchrone peut se décomposer principal en deux parties essentielles :

- Le stator (partie fixe) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et relié à la source d'alimentation.
- Le rotor (partie tournante) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écuréuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer. [11]

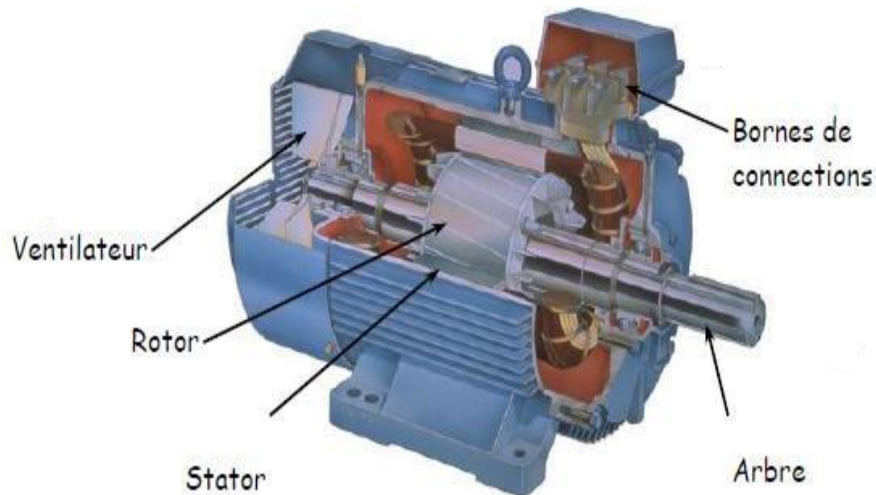


Fig.I.1: Construction de la machine asynchrone. [10]

I.1.2.1 Le stator :

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (fig.I.2). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique. [12]

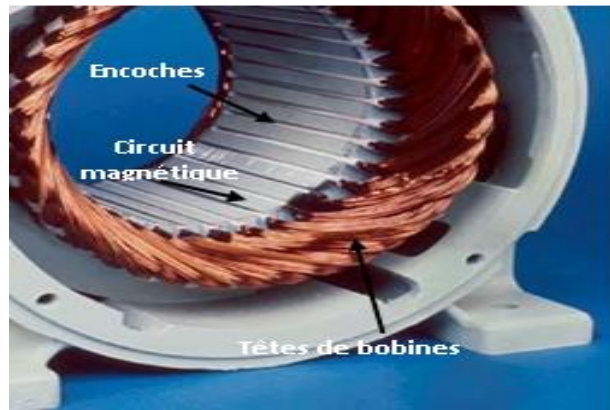


Fig.I.2: stator de la machine asynchrone.

I.1.2.2 Le rotor :

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (fig.I.3). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné. [13]

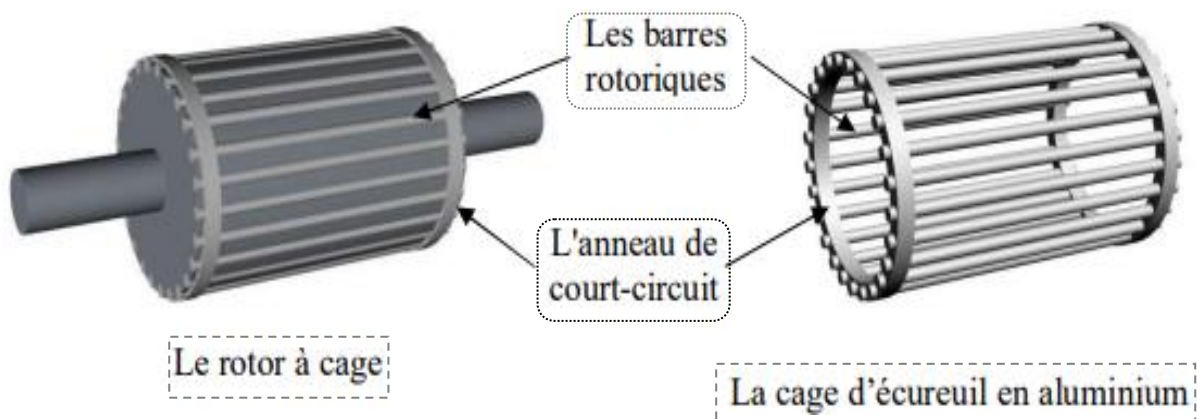


Fig.I.3: Rotor d'une machine asynchrone.

Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre. [12]

Le moteur à cage d'écureuil (rotor en court -circuit) est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait, son prix de revient est inférieur. De plus,

il dispose d'une plus grande robustesse. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones actuellement en service. [13]

I.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE:

Le principe de fonctionnement des machines asynchrones est basé entièrement sur les lois de l'induction. [11], il réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives. On alimente les trois bobines statoriques qui sont déphasées de 120 degrés par une source alternative triphasée, ceci permet de créer un champ magnétique tournant, on peut le considérer comme un champ constant qui tourne à la pulsation de synchronisme :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad [\text{rad/s}] \quad \text{I.1.}$$

Le champ magnétique tourne à la vitesse de synchronisme Ω_s , le rotor tourne à la vitesse de rotation Ω

$$\text{Avec : } \Omega \leq \Omega_s$$

La vitesse à laquelle tourne ce champ magnétique dans l'entrefer est dite : vitesse de synchronisme, elle est directement proportionnelle à la fréquence f du réseau et inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles p . [14]

$$N_s = 60 \frac{f}{p} \quad [\text{tr/min}] \quad \text{I.2.}$$

Ce champ variable coupe les conducteurs rotorique et d'après la loi de **FARADAY** :

$e = \frac{d\Phi}{dt}$ (tout conducteur soumis à une variation du flux est un siège d'une f.e.m) et donc une force électromotrice induite apparaît, ce qui engendre des courants induits circulant dans les conducteurs rotoriques en court-circuit. On a aussi la loi de LENZ qui s'exprime par : $e = -\frac{d\Phi}{dt}$ cela signifie que la f.e.m créé dans les conducteurs rotoriques s'oppose à la cause qui lui a donné naissance, donc elle s'oppose à la variation du flux.

La rotation du rotor est engendrée par l'apparition des forces de **LAPLACE** qui sont un résultat de l'interaction entre le champ tournant et le courant induit :

$$d\vec{f} = i \cdot d\vec{L} \wedge \vec{B} \quad \text{I.3.}$$

Le rotor n'arrivera jamais à tourner à la même vitesse que le champ statorique. [14]

Le glissement par rapport au champ tournant du stator est exprimé par le rapport :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{N_s - N}{N_s}; \quad \text{I.4.}$$

avec $\Omega = (1-g) \Omega_s$

I.3 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE :

I.3.1 Description :

Une machine asynchrone peut être schématisée par trois axes portant ses enroulements statoriques (A, B, C) et trois autres axes portant ses enroulements rotoriques (a, b, c) où les axes d-q statorique et rotorique sont identiques. [15]

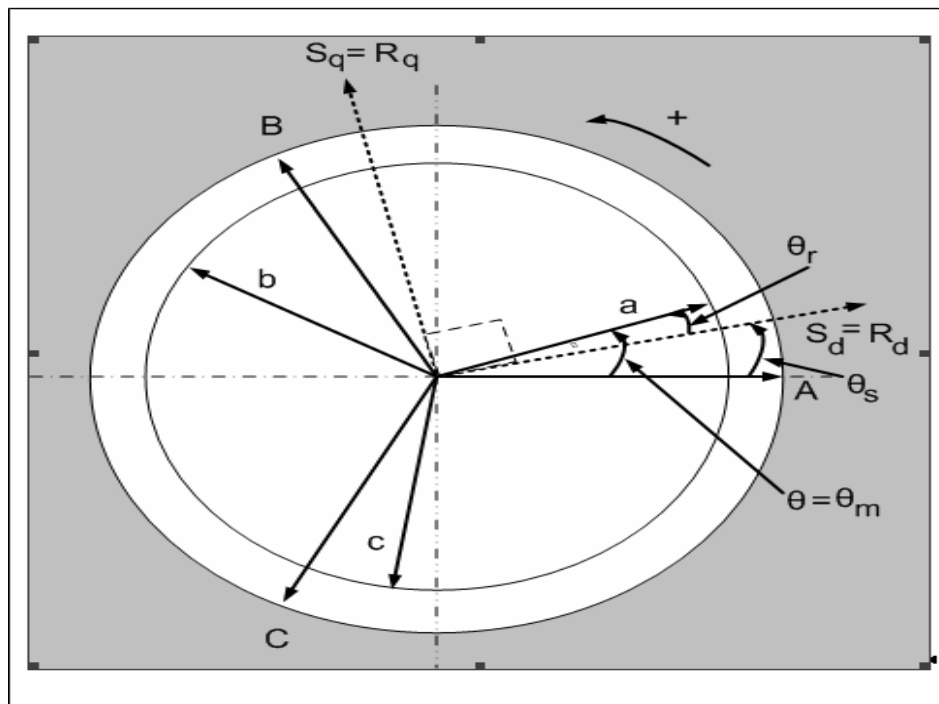


Fig.I.4: Représentation d'une machine asynchrone triphasée.

I.3.2 Hypothèses simplificatrices :

- Le circuit magnétique est non saturé et parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants);
- La densité du courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs;

- Seul le premier harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice créée par chaque phase est considéré;
- L'entrefer est constant;
- Les inductances propres sont constantes;
- Les inductances mutuelles entre deux enroulements sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre leurs axes magnétiques;
- La symétrie de construction est parfaite;
- La machine est ramenée à sa forme bipolaire pour fins d'étude, les paires de pôles étant introduites de façon judicieuse et intelligible. [15]

I.3.3 Mise en équation de la machine asynchrone :

Le comportement de la machine est défini par trois types d'équations :

- Les équations électriques,
- Les équations magnétiques,
- Les équations mécaniques.

Ces équations peuvent être écrites sous la forme suivante :

- **Équations électriques**

La loi de Faraday permet d'écrire globalement :

$$V = RI + \frac{d}{dt} \Phi \quad \text{I.5.}$$

et spécifiquement, pour chaque enroulement de la machine on a :

$$V_s = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad \text{I.6.}$$

$$V_r = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad \text{I.7.}$$

avec :

$$[V_s] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^t, \quad [V_r] = [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^t$$

$$[I_s] = [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc}]^t, \quad [I_r] = [I_{ra} \quad I_{rb} \quad I_{rc}]^t$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \quad \Phi_{sb} \quad \Phi_{sc}]^t, \quad [\Phi_r] = [\Phi_{ra} \quad \Phi_{rb} \quad \Phi_{rc}]^t$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Les trois enroulements rotoriques r_a , r_b et r_c sont en court-circuit, d'où :

$$[V_r] = [0 \ 0 \ 0]^t$$

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

- **Équations magnétiques**

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielles comme suit :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{cases} \quad \text{I.8.}$$

avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t, [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \text{ et } [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_s & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Les équations (I.5), (I.6) et (I.7) conduisent au modèle asynchrone triphasé suivant :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \quad \text{I.9.}$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_{rr}][I_{rabc}] \} \quad \text{I.10.}$$

- **Équation mécanique**

On associe aux équations précédentes, l'équation du mouvement exprimant la relation fondamentale de la dynamique des systèmes en rotations:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \quad \text{I.11.}$$

La résolution analytique du système d'équations (I.9), (I.10) et (I.11) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position, ce qui conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position [16].

I.4 MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (d,q)

Etant donné que l'équation de la matrice des inductances mutuelles est à éléments non constant et que les coefficients des équations (I.9) et (I.10) sont variables, la résolution analytique de ce système se heurte alors à des difficultés insurmontables, particulièrement lors de l'étude des phénomènes transitoire. On utilisera alors des transformations mathématiques permettant de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système triphasé et qui reste valable pour la machine réelle [17].

I.4.1 Transformation de PARK

La transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques disposés sur trois axes en des enroulements équivalent du point de vue électrique et magnétique disposés sur deux axes (d, q). Une matrice $P(\theta_{obs})$ de Park permet le passage des composantes X_{abc} , du système triphasé aux composantes X_{dq} tournant à une vitesse qui dépend des grandeurs statoriques ou rotoriques, soit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta_{obs}) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \text{I.12.}$$

avec

$$P(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{obs} & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{I.13.}$$

La transformation inverse est donnée par

$$P^{-1}(\theta_{obs}) = P'(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & -\sin \theta_{obs} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{I.14.}$$

L'angle θ_{obs} correspond à la position du repère choisi pour la transformation avec :

- $\theta_{obs} = \theta_s$ repère lié au stator
- $\theta_{obs} = \theta_r$ repère lié au rotor

La figure (I.5) représente le schéma du modèle de la machine asynchrone triphasée et son équivalent en biphasée issue de la transformation de Park.

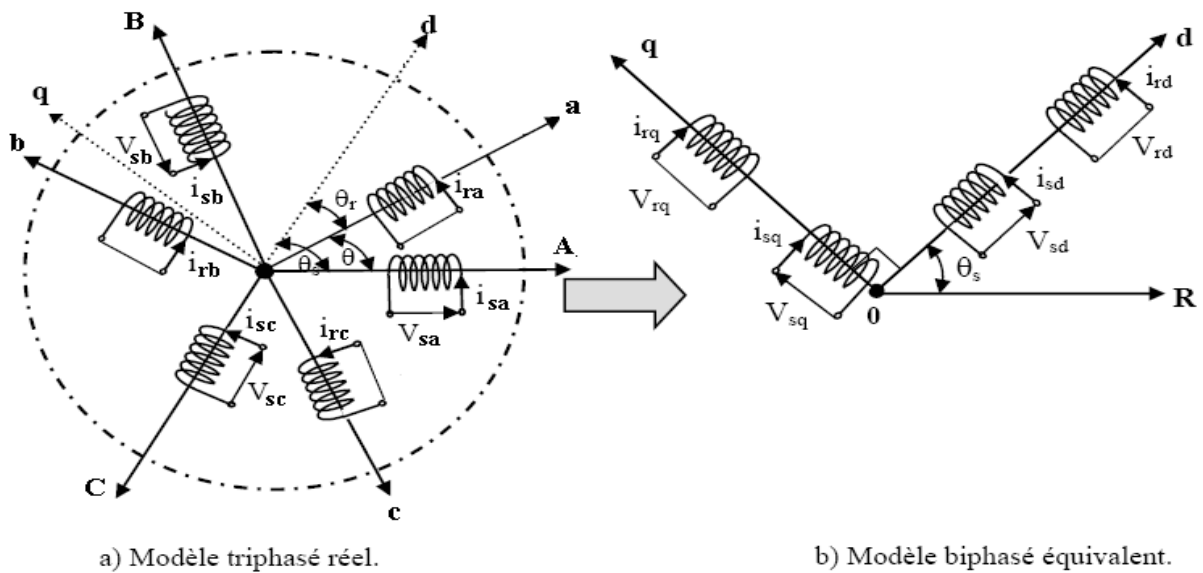


Fig.I.5: Représentation du modèle de la machine triphasée et biphasée équivalente

I.4.2 Choix du référentiel

Pour entièrement définir le modèle de Park, on détermine la vitesse de rotation du référentiel dq par rapport au stator. Trois types de référentiels sont intéressants dans la pratique ; le choix se faisant en fonction du problème étudié, à savoir :

- Référentiel lié au stator,
- Référentiel lié au rotor,
- Référentiel lié au champ tournant. [16]

Dans notre étude, le référentiel choisi sera lié au champ tournant, ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs. Il est également utilisé dans les problèmes d'alimentation des moteurs asynchrones par convertisseurs statiques de fréquence lorsque l'on veut étudier la fonction de transfert du moteur relativement à des petites perturbations autour d'un régime donné.

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_{gl}) = \omega_s - \omega_{gl}$$

I.5 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Pour un référentiel lié au champ tournant, Les équations des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous la forme suivante [9][18] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad \text{I.15.}$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad \text{I.16.}$$

Les différentes expressions du couple électromagnétique, sont exprimées par les équations suivantes en fonction du flux et courants statoriques et rotoriques. Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad \text{I.17.}$$

$$C_{em} = p(\Phi_{qr} I_{dr} - \Phi_{dr} I_{qr}) \quad \text{I.18.}$$

$$C_{em} = pM (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad \text{I.19.}$$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad \text{I.20.}$$

La machine asynchrone peut être modélisée dans l'espace d'état par un système d'équations différentielles d'ordre 4 et une équation mécanique. Ce model permet de concevoir une représentation d'état pour la machine en choisissant deux variables d'état parmi quatre $(I_s, I_r, \Phi_s, \Phi_r)$. Les états utilisés sont ceux données au moins par une mesure d'état (I_s) tel que (I_s, I_r) , (I_s, Φ_s) et (I_s, Φ_r) .

Pour un vecteur d'état $[I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t$ et une entrée de commande $[V_{ds}, V_{qs}]^t$, le modèle de la machine dans le repère (d, q) lié au champ tournant sera alors :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - p\Omega) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad \text{I.21.}$$

avec l'équation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - f_v \Omega - C_r) \quad \text{I.22.}$$

La modélisation de la machine de cette manière nous permettra de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. En effet, dans ce travail seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine.

I.6 SIMULATION DU MODELE

A partir du modèle d'état des équations (I.21) et (I.22), on a effectué une simulation numérique, les grandeurs réelles sont déduits par application de la transformation de Park inverse, la machine est alimentée par un système de tensions triphasés équilibré de valeur efficace 220 volts, le repère (d,q) est lié au champ tournant, on contentera de présenter les courants statoriques, les flux rotoriques dans le repère (d,q).

La figure (I.6) présente le schéma bloc de simulation de la machine asynchrone, montrant en détail le passage entre les grandeurs réelles et les grandeurs biphasées.

Etant donné que la machine est couplée directement au réseau, on a effectué deux essais typiques :

- Démarrage à vide de la machine asynchrone.
- Démarrage à vide puis application d'une charge.

Les résultats de simulation sont donnés aux figures (I.6) et (I.7), représentant l'évolution de quelques variables fondamentales telles que vitesse de rotation Ω , couple électromagnétique (C_{em}), flux (Φ_{dr} et Φ_{qr}) et courants (I_{ds} , I_{qs} et I_{as}).

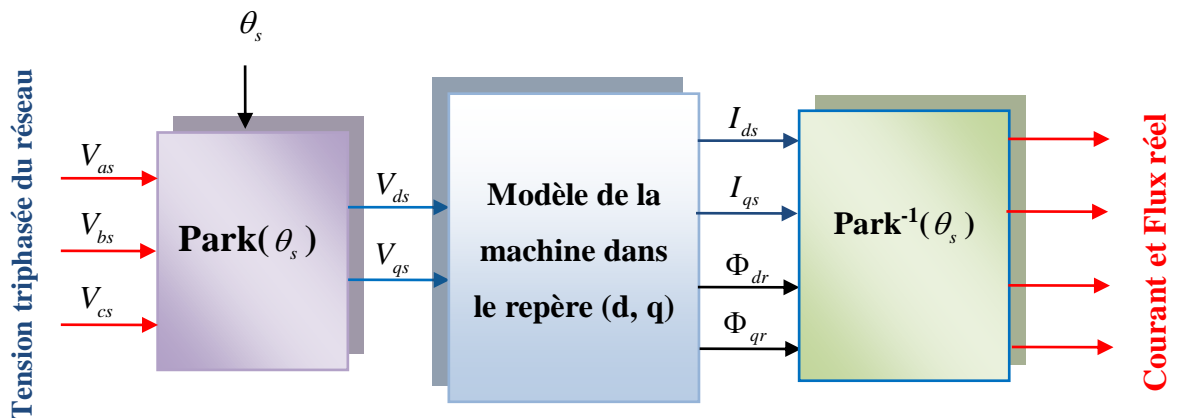
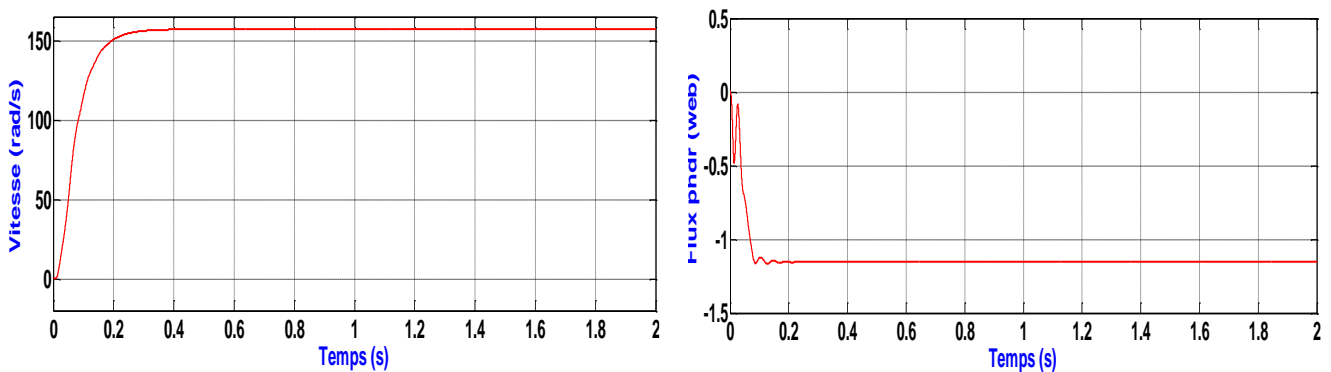


Fig.I.6: Algorithme de simulation de la machine asynchrone en boucle ouverte

◆ A vide ($C_r = 0$).



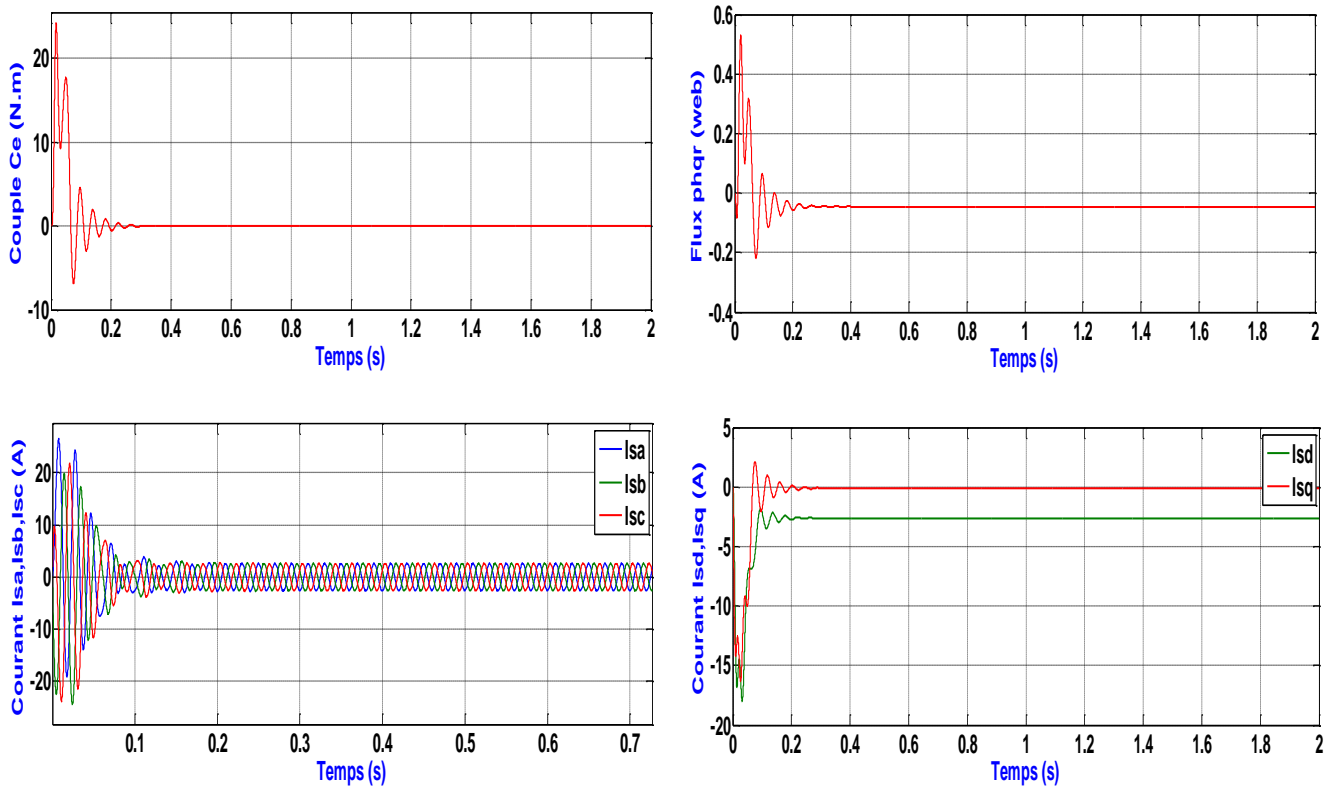


Fig.I.7: Réponse de la machine en fonctionnement à vide $C_r = 0$

On remarque que la courbe de vitesse augmente d’une manière presque linéaire jusqu’à ce qu’elle atteigne la valeur 157 rad/sec pendant un temps de 0.25s. Au démarrage, le couple admet de fortes valeurs (fort appel de courant au démarrage pendant un bref instant) avec des oscillations puis se rétablit à une valeur presque nulle à $t = 0.25$ s. Concernant le flux rotorique, il possède une allure qui ressemble un peu à l’allure du couple électromagnétique, où au démarrage nous avons des oscillations, puis au régime permanent il s’établit à une valeur donnée. Le courant statorique I_{as} est fortement impulsif au démarrage (pour créer un fort couple), puis se stabilise à une valeur cinq fois inférieure à celle du démarrage. Les courants correspondants dans l’axe (d,q) seront bien sûr oscillatoire au démarrage puis s’établissent à des valeurs constantes.

- ◆ En charge ($C_r = 10 Nm$)

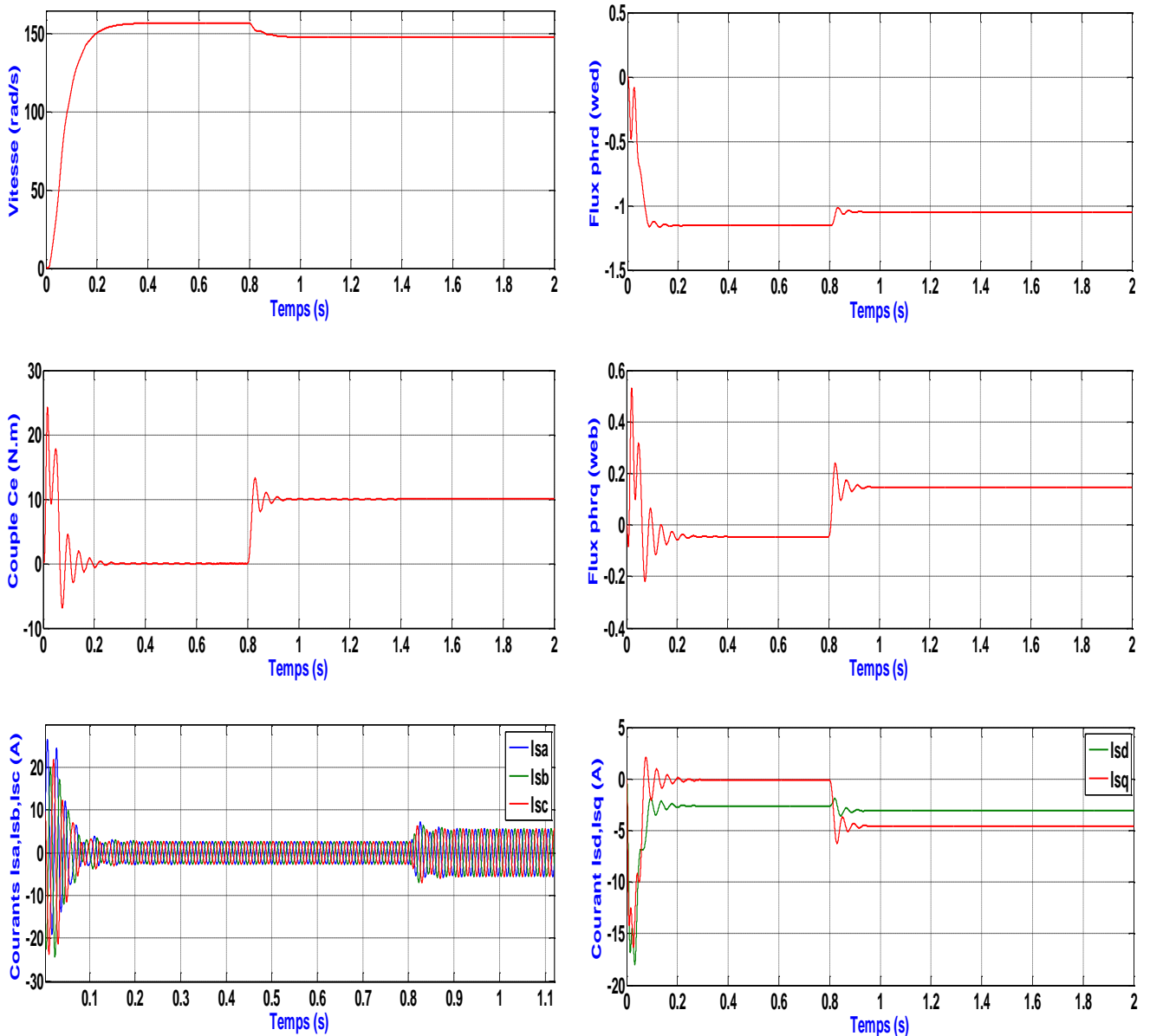


Fig.I.8: Réponse de la machine avec application d'une charge $C_r = 10$ N.m à

$t = 0.8$ s.

On introduit maintenant un couple de charge $C_r = 10$ Nm à $t = 0.8$ s, où on constate que la vitesse de rotation a été diminuée pendant l'application du couple de charge. On remarque également une augmentation du courant statorique et du flux pendant cet intervalle de temps. Ces résultats de simulation montrent bien le fort couplage qui existe entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, ce qui présente une difficulté à commander la machine asynchrone.

I.7 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Pour permettre le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone, on lui associe un convertisseur statique capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable. Un convertisseur statique de puissance, est un élément important dans le système d'entraînement. Leur circuit de commande permet de transformé 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 (CAO) et les semi-conducteurs ont contribué largement à la modélisation des convertisseurs statiques. Les harmoniques à la sortie du convertisseur causent l'échauffement de la machine ainsi que les pulsations de couple. Par contre, les harmoniques à l'entrée provoquent des perturbations sur le réseau. Avec la disponibilité des transistors de puissance à coût moindre et le développement des algorithmes MLI ainsi les algorithmes SVM, il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur et par conséquent minimiser des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couple.

L'onduleur de tension à MLI est toujours choisi pour avoir une réponse rapide et des performances élevées. Dans ce type d'onduleur, la tension redressée alimentant l'onduleur peut être fixée par l'utilisation d'un redresseur à diodes. Dans ce cas, la tension et la fréquence de sortie sont contrôlées par l'onduleur en utilisant la technique MLI. [19]

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur la figure (I.9), est constitué de :

- **Etage redresseur**, comprend un pont redresseur à diodes supposé parfait.
- **Etage filtrage**, comprend une inductance de lissage L et un condensateur C qui permet de filtrer la tension redressée et de fournir la puissance réactive nécessaire pour le fonctionnement de la machine asynchrone.
- **Etage onduleur**, qui permet d'alimenter la machine par un système de tensions alternatives dont l'amplitude et la phase sont variables.

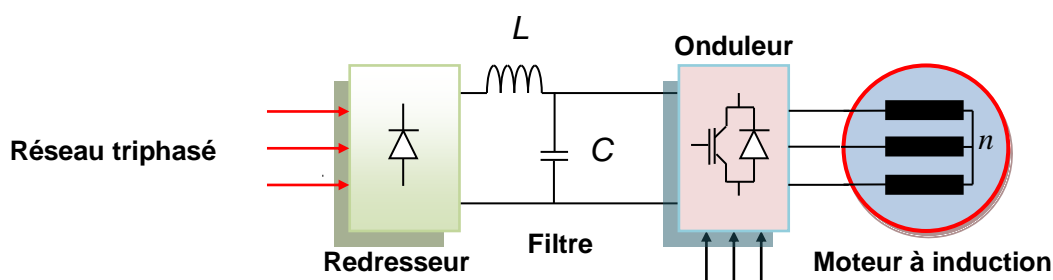


Fig.I.9: Schéma d'ensemble convertisseur machine.

I.7.1 Modélisation du redresseur :

Le redresseur est représenté par la figure (I.10), c'est un pont de Graetz à six diodes qui convertie une tension alternative à l'entrée en une tension continue à la sortie. Trois diodes D_1, D_2, D_3 assurant l'aller du courant I_d et trois diodes D_4, D_5, D_6 assurant le retour du courant I_d . Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension.

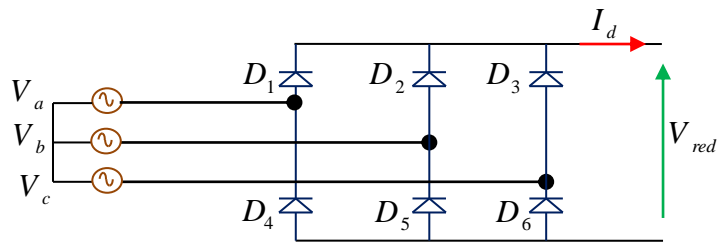


Fig.I.10: Circuit électrique du redresseur triphasé à diodes

Les tensions triphasées du réseau peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t) \\ V_b = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{I.23.}$$

Avec, f_s la fréquence du réseau et V_{eff} la valeur efficace de la tension du réseau.

I.7.2 Modélisation du filtre

La tension de sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive, ce qui nous a mené à insérer en cascade avec le redresseur un filtre LC figure (I.11) dans le but de lisser ces ondulations.

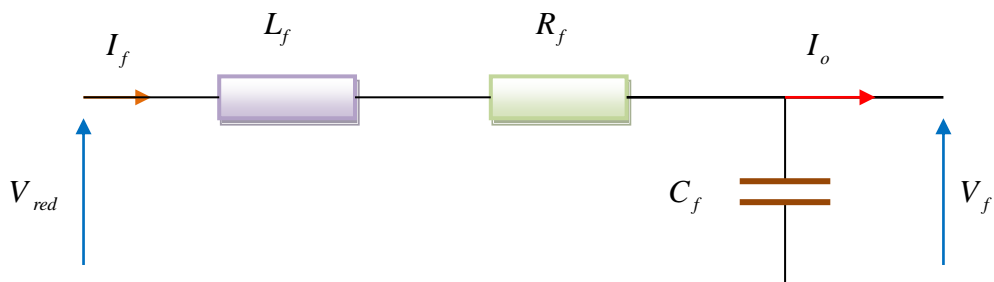


Fig.I.11: Filtre L-C

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_f}{dt} + R_f I_f + V_f \\ V_f = \frac{1}{C_f} \int (I_f - I_0) dt \end{cases} \quad \text{I.24.}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{V_f}{V_{red}} = \frac{1}{L_f \cdot C_f \cdot s^2 + R_f \cdot C_f \cdot s + 1} \quad \text{I.25.}$$

C'est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \quad \text{I.26.}$$

I.7.3 Modélisation de l'onduleur triphasé

Le réglage de la vitesse rotorique d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et les tensions statoriques, par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées. La figure (I.12) présente un système mettant en œuvre une machine asynchrone alimentée par un onduleur de type MLI.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de trois cellules de commutation généralement à transistors IGBT ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Les trois cellules sont bidirectionnelles en courant.

Dans l'hypothèse réaliste de la conduction continue chaque groupe transistor diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur bi-commandable à l'ouverture et à la fermeture dont l'état apparaît complémentaire de celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation. [16]

Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençage imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine.

L'onduleur de tension à MLI est toujours habituellement choisi pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à

amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380-50Hz. Après redressement, la tension filtrée U (étage continu) est appliquée à l'onduleur figure (I-11). Le fonctionnement de l'onduleur obéit à un séquençement de 180° de conduction par interrupteur d'un même bras. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la MAS une fois les interrupteurs sont ouverts. Il est à noter qu'un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continu.

Les composants de puissance (interrupteurs) sont déterminés en fonction des niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée), plus la puissance commutée est faible et inversement [20].

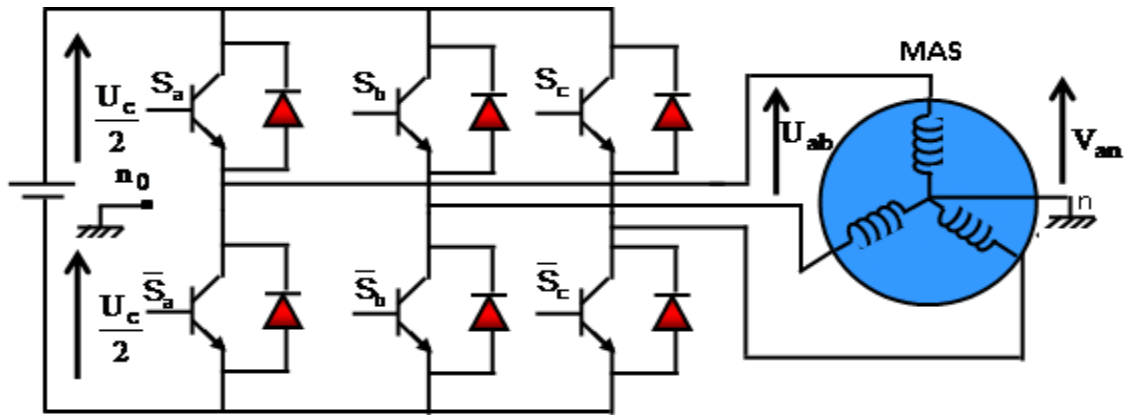


Fig.I.12: Schéma électrique d'un onduleur triphasé à trois bras alimentant la MAS

Pour modéliser l'onduleur de tension, on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateur de f.é.m égale à $\frac{U_c}{2}$ connectés à un point milieu noté "O".

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle S_i et \bar{S}_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

$$\text{Si } S_i = 1, S_i \text{ st passant et } \bar{S}_i \text{ est ouvert ;}$$

$$\text{Si } S_i = 0, S_i \text{ est ouvert et } \bar{S}_i \text{ est passant ;}$$

Avec $i = a, b, c$

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad \text{I.27.}$$

Où "O" représente le point milieu fictif à l'entrée continu et V_{ao}, V_{bo}, V_{co} sont des tensions prises par rapport au point milieu "O".

Les tensions de phase peuvent être exprimées par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad \text{I.28.}$$

Avec, V_{no} la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif "O".

Pour un système équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, il vient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad \text{I.29.}$$

En remplaçant l'équation (I.29) dans le système d'équations (I.28), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad \text{I.30.}$$

Nous avons

$$V_{io} = S_i \cdot U_c - \frac{U_c}{2}$$

Avec $i = a, b, c$

$$\begin{cases} S_i = 1 & V_{io} = \frac{E}{2} \\ S_i = 0 & V_{io} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad \text{I.31.}$$

il vient alors

$$\begin{cases} V_{ao} = (S_a - 1/2)E \\ V_{bo} = (S_b - 1/2)E \\ V_{co} = (S_c - 1/2)E \end{cases} \quad \text{I.32.}$$

En remplaçant l'équation (I.30) dans l'équation (I.32), on obtient le modèle de l'onduleur comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{I.33.}$$

I.7.4 Modulation par largeur d'impulsions

La technique de modulation en largeur d'impulsion MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion ou PWM : Pulse Width Modulation) est l'essor et le fruit du développement de l'électronique de puissance à la fin du siècle dernier. Elle est le cœur du contrôle des convertisseurs statiques. Le choix de la technique MLI pour contrôler l'onduleur de tension est d'avoir une réponse rapide et des performances élevées. La MLI est composée d'impulsions dont la largeur dépend des choix effectués pour la stratégie de modulation. [21]

En fait l'onduleur de tension à MLI est toujours choisi pour avoir une réponse rapide et des performances élevées. Dans ce type d'onduleur, la tension redressée alimentant l'onduleur peut être fixée par l'utilisation d'un redresseur à diodes. Dans ce cas, la tension et la fréquence de sortie sont contrôlées par l'onduleur en utilisant la technique MLI. Elle consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie, et à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. La manipulation de nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie d'un onduleur à MLI présente deux avantages importantes à s'avoir :

- Repousser vers des fréquences élevées les harmoniques d'ordres inférieurs de la tension de sortie, ce que facilite le filtrage au niveau de la charge.
- Elle permet de faire varier la valeur fondamentale de la tension désirée. [22]

❖ Inconvénients de la technique M.L.I :

- Augmentation des pertes par commutation qui sont dues à la haute fréquence de commutation.
- Faiblesse pour des systèmes avec bruit et pour des paramètres du système variable.
- Modèle mathématique exigé.
- Non contrôle des ondulations de courants. [23]

En effet, les deux stratégies de modulation les plus utilisées en boucle ouverte pour un onduleur de tension triphasé sont la modulation sinusoïdale et la modulation vectorielle.

La modulation MLI sinus triangle permet le contrôle en tension de la machine asynchrone. Une onde modulatrice V_{ref} (référence), de fréquence f_m est comparée à une onde triangulaire V_p (porteuse) de fréquence f_p très élevée par rapport à f_m . Le schéma de principe est donné par la figure (I-13).

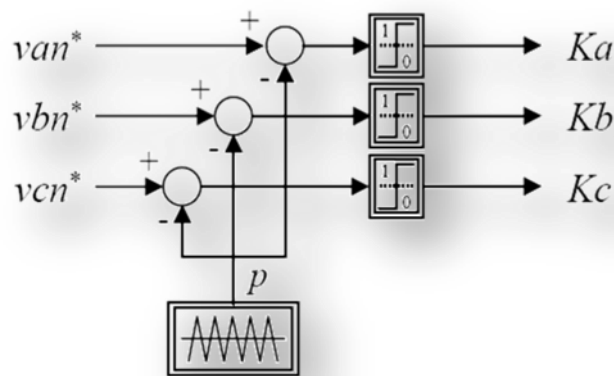


Fig.I.13: Principe de la MLI Sinus-Triangle

Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix.

La figure (I.14) présente l'algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte :

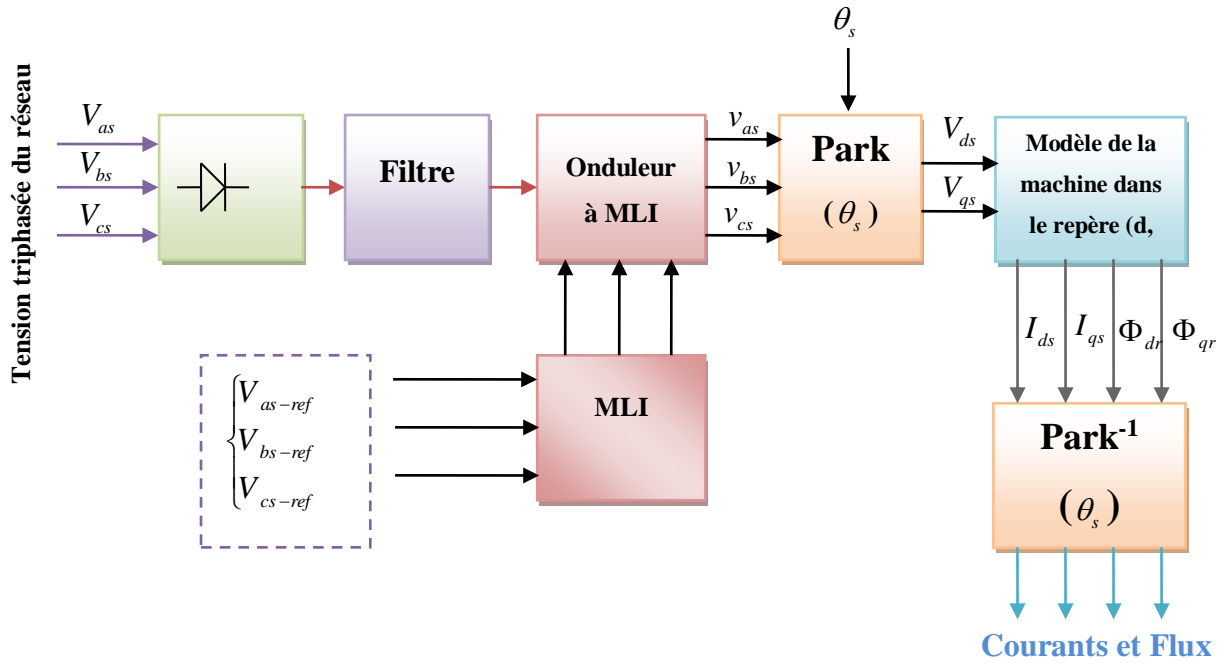
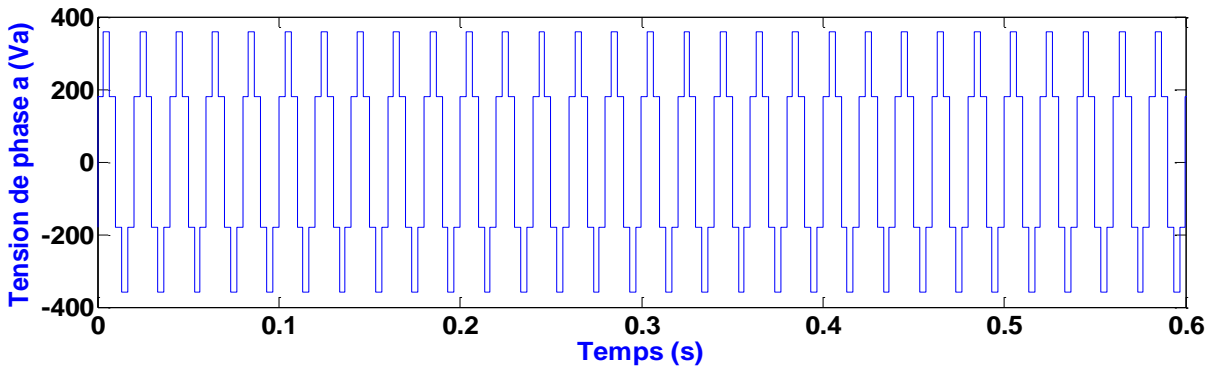


Fig.I.14: Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte

I.7.5 Simulation du modèle machine-onduleur

Au modèle d'état de la machine donné par les équations (I.21) et (I.22) on associe l'ensemble redresseur, filtre et onduleur MLI, ce qui représente une structure commandable de la machine asynchrone. Les trois sorties de l'onduleur correspondantes sont présentés par la figure (I.15). Les résultats de simulation sont présentés dans les figures (I.16) et (I.17).



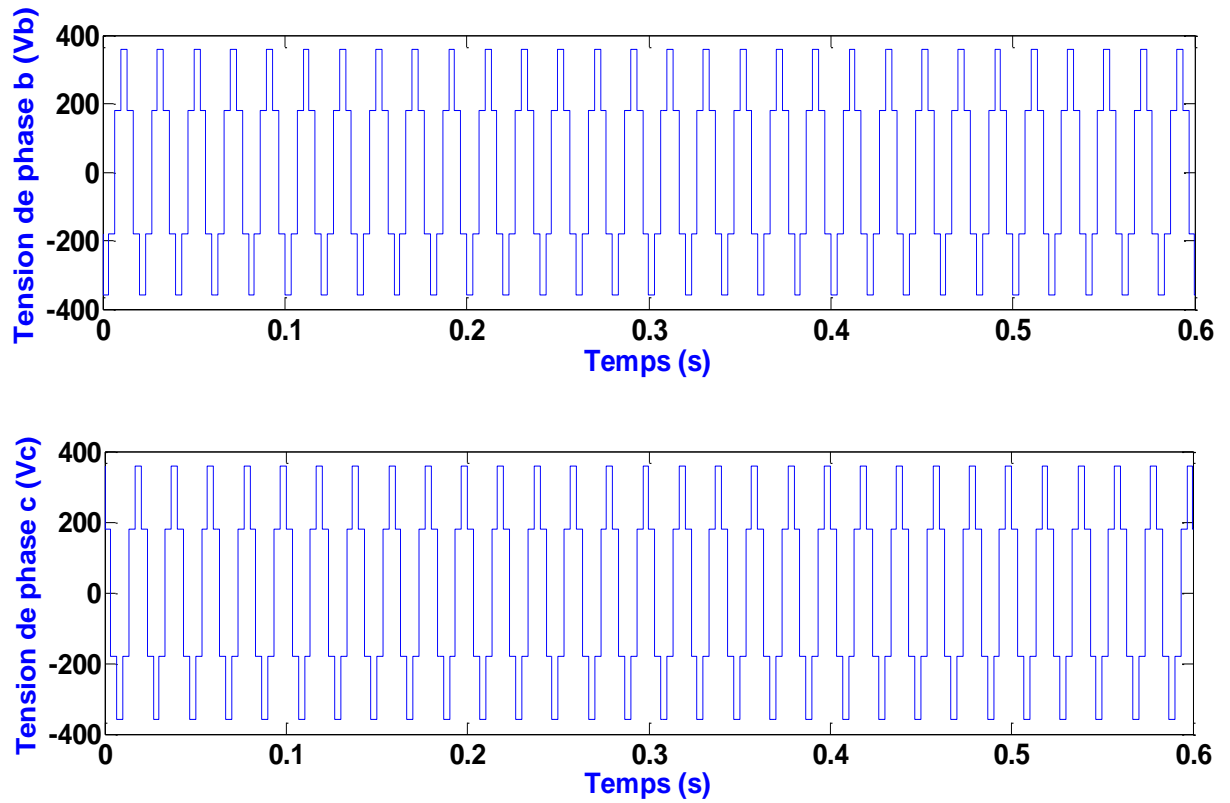
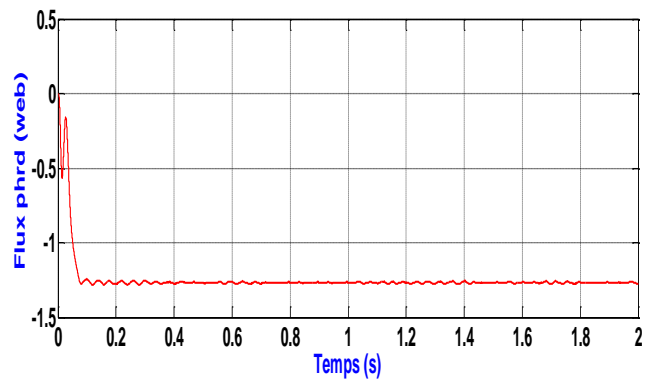
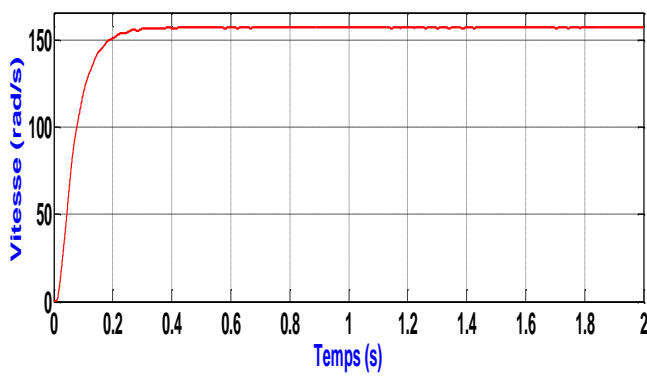


Fig.I.15: Tension triphasée générée par l'onduleur MLI

♦ A vide ($C_r = 0$).



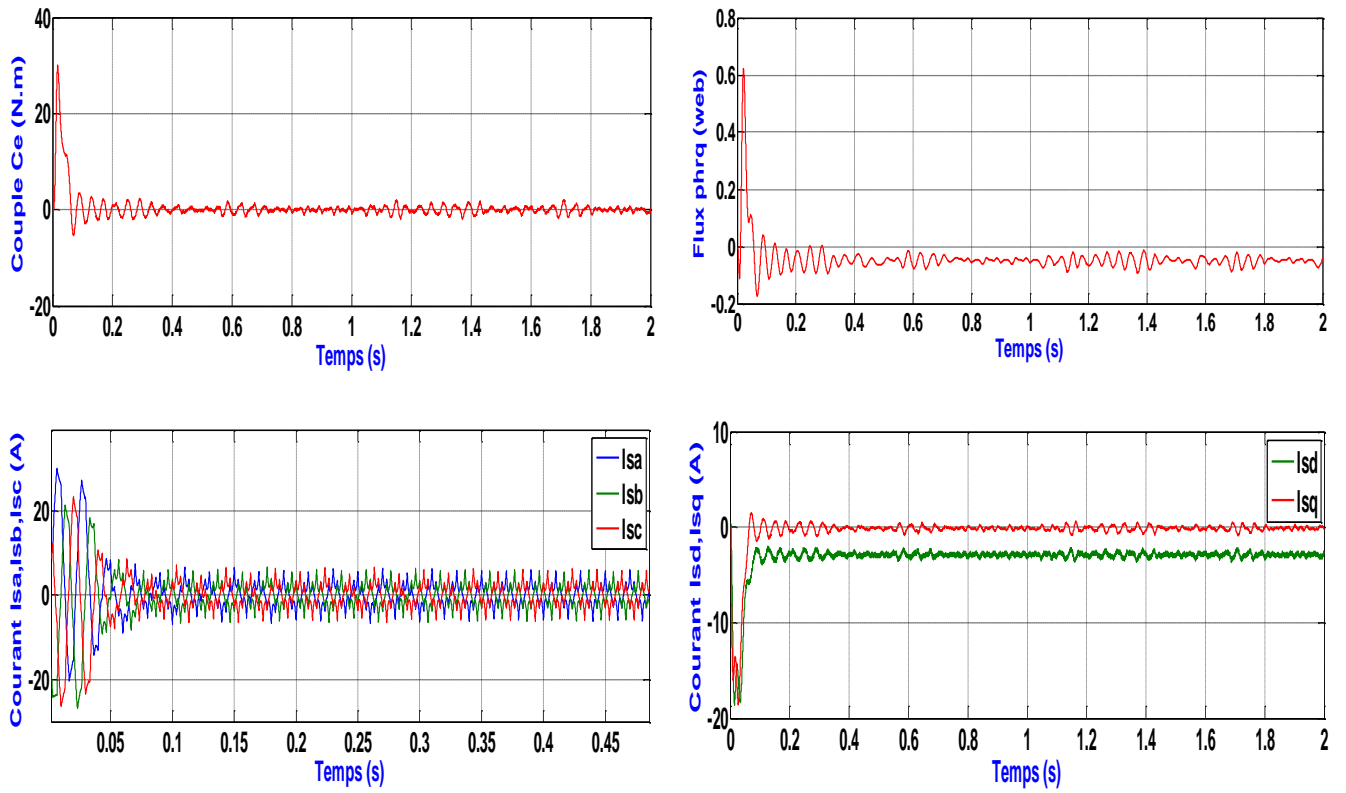
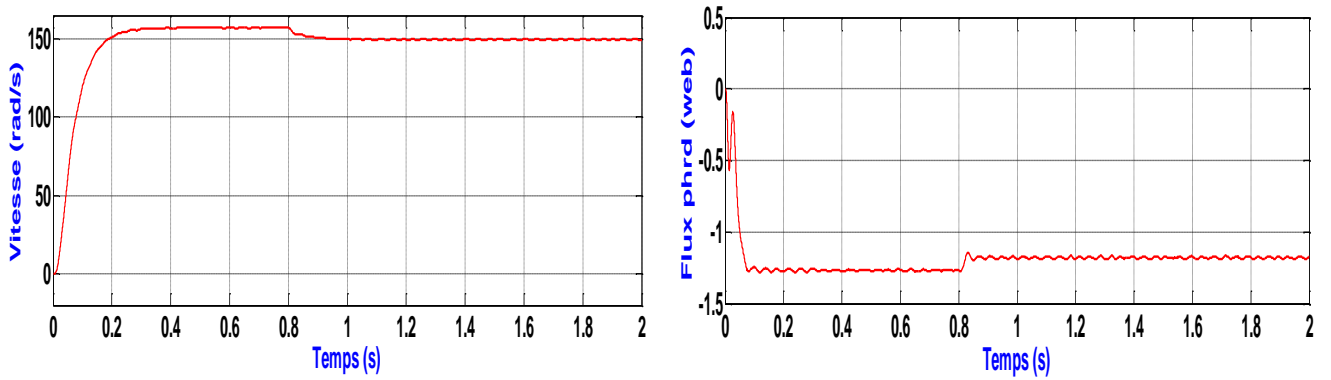


Fig.I.16: Réponse du système machine-onduleur en fonctionnement à vide $C_r = 0$

◆ En charge ($C_r = 10 Nm$).



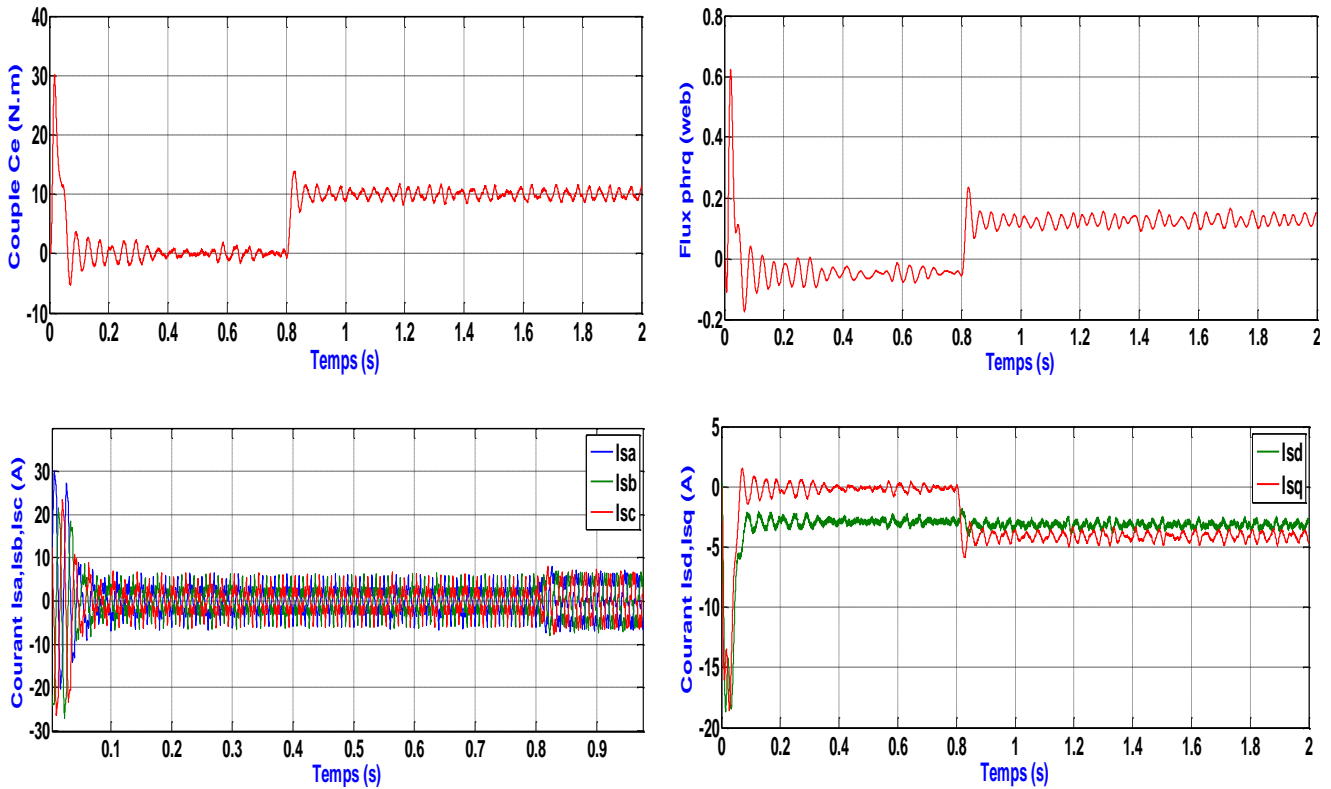


Fig.I.17: Réponse du système machine-onduleur avec $C_r = 10 N.m$ à $t = 0.8 s$.

I.8 CONCLUSION

Le but de ce chapitre est de valider le modèle de la machine asynchrone alimenté par le réseau, ainsi que le modèle de l'onduleur de tension.

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine asynchrone en utilisant le modèle de Park, le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduites. En suite nous avons modélisé le convertisseur statique et sa commande. Et en dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MAS alimenté par une source parfaite, puis par le convertisseur statique à vide puis en charge.

Et d'après les résultats de simulation qu'on à pu avoir, deux problèmes ont été constatés : La diminution de la vitesse de rotation lors de l'application d'une charge et le fort couplage entre le couple et le flux. Dans le but de remédier à ce problème et assurer le contrôle de la vitesse de la machine, une structure de commande en boucle fermée sera nécessaire, ce qui fera l'objet du deuxième chapitre.



Chapitre II



Promotion 2023

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Introduction :

Du fait de l'évolution de l'environnement industriel, le diagnostic des moteurs asynchrones pilotés est devenu très important, notamment pour Moteur électrique. Les moteurs asynchrones sont difficiles à contrôler. La difficulté réside dans En fait, son modèle mathématique dans le cadre de Park est non linéaire et multi varié, couplage fort.

Dans un moteur asynchrone, le couple électromagnétique est dû à Interaction entre les courants affectés et induits dans les enroulements du stator au petit rond-point. Par conséquent, tout changement de couple est causé par un changement de courant . Le stator se reflète également dans l'évolution du flux provoqué par le rotor. Pour un contrôle efficace du couple galvanique de manière dynamique Il faut passer le système

La machine est contrôlée de l'extérieur pour obtenir une séparation entre le couple et le débit. Cette séparation se produit entre le stator et le moteur en rotation Applications de contrôle de flux (contrôle vectoriel). est une autre chose proposé par Blaschke en 1971. Il consiste à séparer l'ordre d'écoulement de l'ordre de couplage en orientant l'écoulement selon l'axe direct de référence (d, q).

II.1 Principe de la commande vectorielle

La commande par orientation de flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par la composante en quadrature. Dans ce contexte, le choix adéquat du système (d, q) est très important, il doit être adapté à cette commande qui garantit le découplage entre le flux et le couple [24].

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence (d, q) lié au champ tournant. Si on décompose le courant statorique en ses composantes i_{sd} suivant le flux rotorique et i_{sq} en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du flux et du couple. On aura alors des fonctionnements similaires à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée, où il existe un découplage naturel entre le couple et le flux [24-25].

On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine, à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer. D'où on peut imposer les conditions de l'orientation du flux [24]:

Dans la figure (II.1), Φ peut représenter le flux rotorique Φ_r , le flux statorique Φ_s ou le flux d'entrefer Φ_g [26].

Dans les trois référentiels, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante de courant statorique en quadrature (i_{sq}) avec le flux. Ainsi dans un fonctionnement à flux constant, cette composante est l'image du couple

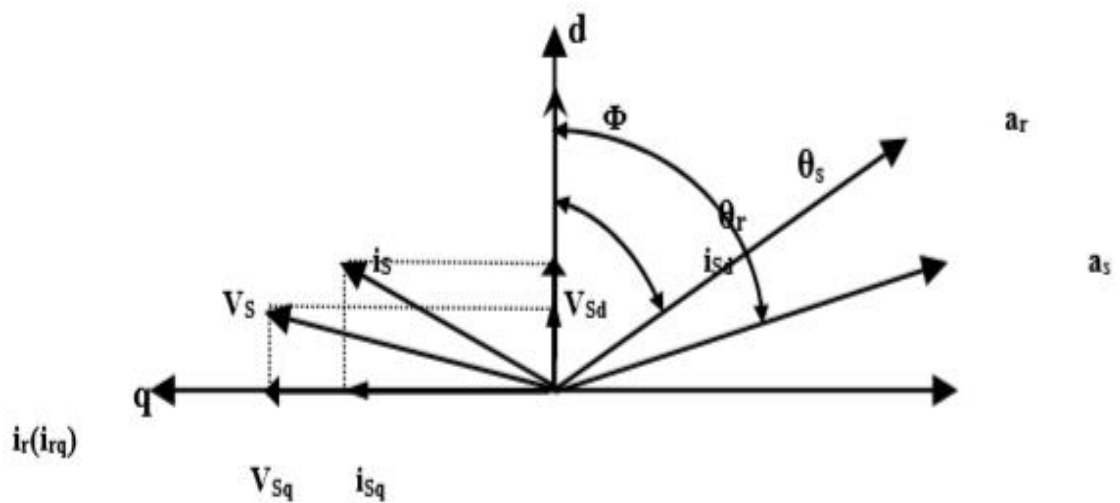


Fig.II.1: Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

Seul le choix du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une indépendance du flux par rapport à la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. Le référentiel lié au flux rotorique est choisi pour obtenir des fonctionnements de la machine asynchrone comparable à ceux de la machine à courant continu. Dans la majorité des cas, le référentiel est choisi selon le flux rotorique [26].

Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [27].

Un choix adéquat du référentiel (d, q) de telle manière que le flux rotorique soit aligné avec l'axe(d) permet d'obtenir une expression du couple dans laquelle deux courants (I_{ds}, I_{qs}) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple Figure (II.2).

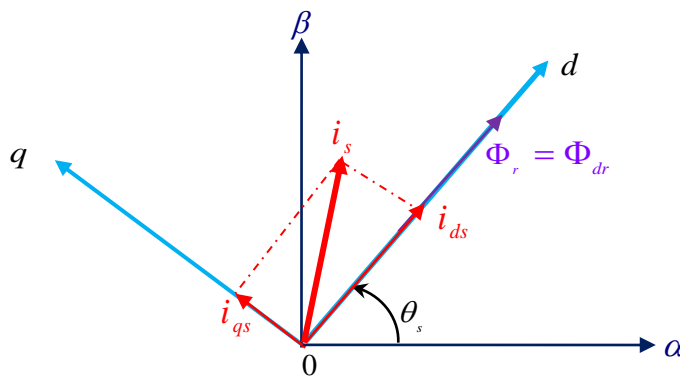


Fig.II.2: Principe de la commande vectorielle

Donc nous avons :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \tag{II.1}$$

L'expression du couple électromagnétique peut être écrite sous la forme :

$$C_{em} = k \cdot I_{ds} \cdot I_{qs} \tag{II.2}$$

Avec $k = \frac{p^2}{L_r J}$

Ceci simplifie le modèle d'équation (I. 20) comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{JL_r} \Phi_r I_{qs} - \frac{f_v}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r \quad (\text{II.4})$$

Après transformation de Laplace, on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_r = \frac{M}{1+T_r s} I_{ds} \\ C_{em} = \frac{pM}{L_r} \Phi_r I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

L'équation (II.5) montre qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes I_{ds} et I_{qs} du courant statorique. Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux est maintenu à sa valeur nominale.

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone, est la détermination de la position et le module du flux rotorique. Car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement. Deux méthodes de contrôle ont été utilisées, la méthode directe et la méthode indirecte.

II.2 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique:

Dans cette méthode (appelée slip frequency control) l'amplitude du flux rotorique n'est pas utilisée et on utilise seulement sa position calculée à partir des grandeurs de références. Alors, cette technique aura l'avantage de ne pas utiliser des capteurs de flux mais seulement l'utilisation de capteurs de vitesse rotorique.

Le schéma synoptique de la commande vectorielle indirecte appliquée à la machine asynchrone est présenté dans la figure (II.3).

Dans ce type de commande on considère uniquement la dynamique du rotor, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω telle que :

$$\begin{aligned} \omega_s &= \omega_{gl} + \omega \\ d'où & \\ \theta_s &= \int \omega_s dt = \int \left(\frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r^*} + p\Omega \right) dt \end{aligned} \tag{II.6}$$

Le FOC (fieldoriented control) est un bloc de calcul qui possède deux entrées (Φ_r^* et C_{em}^*) et génère les trois grandeurs de commande de l'onduleur (V_{ds}^*, V_{qs}^* et ω_s). Il est défini en considérant le régime statique pour lequel le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux à leurs valeurs de référence. Si on ne tient pas compte des variations des courants directs et en quadrature, les équations de ce bloc sont déduites de celles du modèle comme suit :

$$\left\{ \begin{aligned} I_{ds}^* &= \frac{\Phi_r^*}{M} \\ I_{qs}^* &= \frac{L_r C_{em}^*}{pM \Phi_r^*} \\ \omega_s &= \omega + \frac{MR_r I_{qs}^*}{L_r \Phi_r^*} \\ V_{ds}^* &= R_s I_{ds}^* - \omega_s \sigma L_s I_{qs}^* \\ V_{qs}^* &= R_s I_{qs}^* - \omega_s \sigma L_s I_{ds}^* + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r^* \end{aligned} \right. \tag{II.7}$$

Cette commande consiste à contrôler la composante directe I_{ds} et en quadrature I_{qs} du courant statorique de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaités dans la machine.

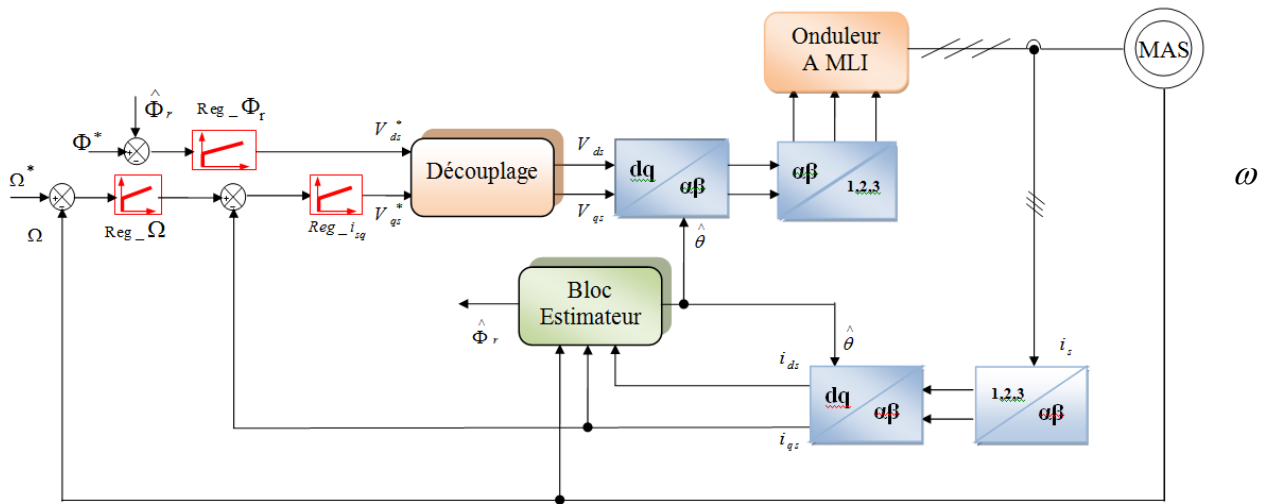


Fig.II.3: Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

La boucle de régulation de vitesse, celles des courants I_{ds} et I_{qs} , le bloc de calcul de θ_s et les transformations directe et inverse sont les principaux constituant dans ce type de commande.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{em}^* ou le courant de référence I_{qs}^* qui est comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée de régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{qs}^* qui subit une transformation au triphasé et à travers un onduleur de tension alimente la machine asynchrone.

En parallèle à cette boucle, on trouve la boucle de régulation du courant I_{ds} . Le courant I_{ds}^* de référence est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on procède au « défluxage » de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de défluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter contre les frottements) pendant la marche normale [28].

La sortie du régulateur du courant I_{ds} donne la tension V_{ds} . Les deux tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques, à l'aide d'une transformation biphasée -triphasee.

L'onduleur à MLI applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux tensions de référence V_{as} , V_{bs} et V_{cs} [29][30].

II.2.1 Principe du découplage par compensation :

Dans le cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension, les équations des tensions statoriques sont déduites de l'équation (II.3) comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Le couplage qui existe entre les deux équations est éliminé en générale par une méthode de compensation classique. Celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage, ces derniers seront rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de références qui attaquent l'onduleur.

Les termes de couplage (tensions) dans l'équation (II.8) sont les termes que lorsqu'on les élimine, les tensions restantes deviennent en relation du premier ordre avec les deux composantes du courant statorique. Soient les indices : 'r' pour régulateur et 'c' pour couplage, nous avons alors :

$$V_{ds}^* = V_{ds}^r + V_{ds}^c \quad \text{Et} \quad V_{qs}^* = V_{qs}^r + V_{qs}^c \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds}^c = -\sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ V_{qs}^c = \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ V_{ds}^r = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs}^r = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Les tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds}^r et V_{qs}^r figure (II.4).

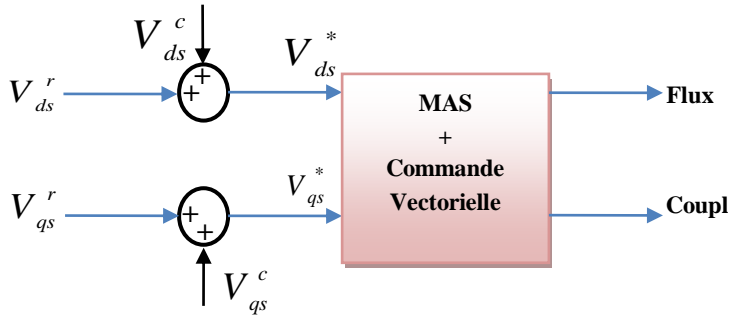


Fig.II.4: Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^*

Par introduction de l'opérateur de Laplace, les équations (II.8) deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + s\sigma L_s)I_{ds} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (II.11)$$

On peut donc, représenter le modèle de la machine par le schéma bloc de la Figure (II.5). où nous schématisons en clair les termes de couplage $\omega_s \sigma L_s I_{qs}$, $\omega_s \sigma L_s I_{ds}$ et $\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r$.

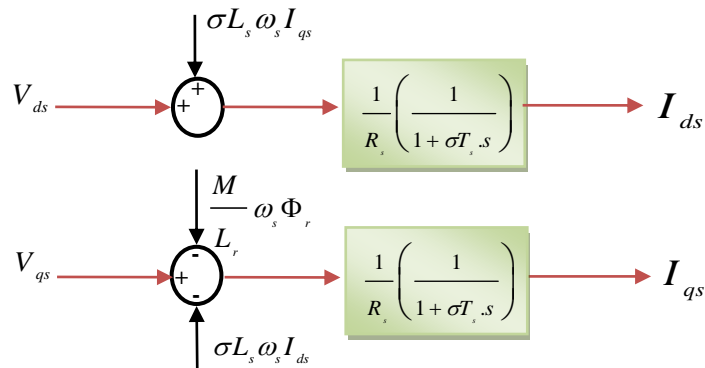


Fig.II.5: Représentation du Modèle de la machine

L'ensemble modèle de la machine et sa régulation par découplage est représenté dans la figure (II.6).

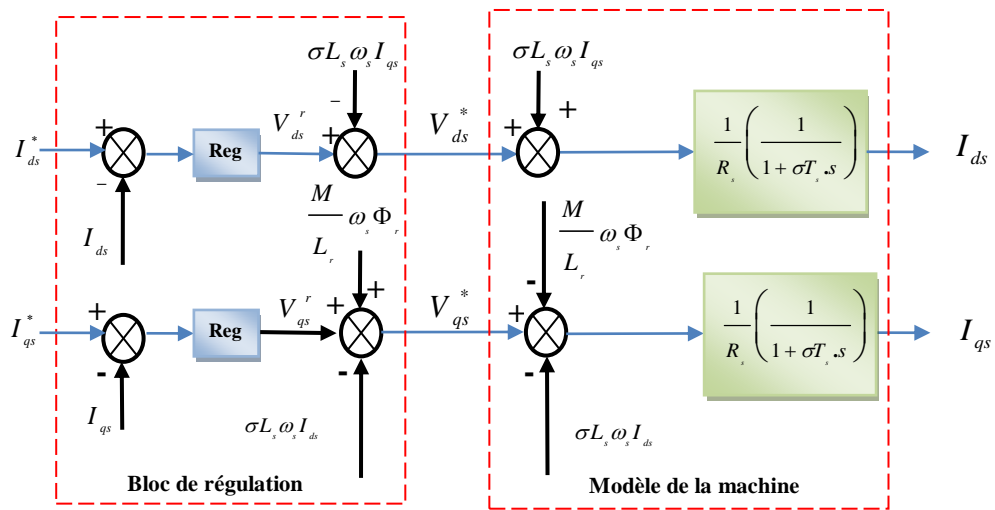


Fig.II.6: Découplage par addition des termes de couplage

II.2.2 Calcul des régulateurs :

Le dimensionnement du régulateur est basé sur la dynamique de la machine en boucle fermée par imposition de pôles. Pour ce fait, on calcul la fonction de transfert du système en boucle fermée, puis on identifie l'équation caractéristique avec le polynôme caractéristique désiré ayant des pôles complexes conjugués à parties réelles négatives $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$ [31].

II.2.2.1 Régulation du courant :

Du procédé du découplage, on abouti au schéma bloc simple et identique pour les deux axes.

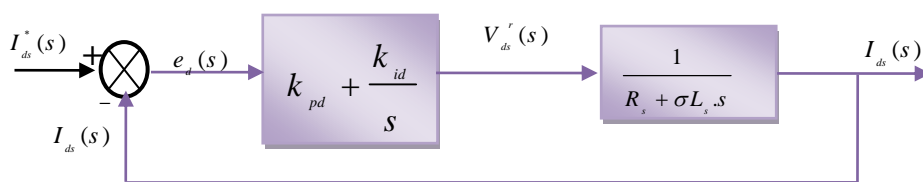


Fig.II.7: Schéma fonctionnel de régulation de courant

Pour chacune des boucles de courants, on associe un régulateur de type proportionnel-intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à contrôler la stabilité de la boucle et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de sortie [30].

Le régulateur de courant direct permet de définir la tension $V*_ds$, nécessaire pour maintenir le flux de référence [32].

A flux constant égal à Φ_r^* , en supposant que le découplage est réalisé, on aura :

$$\frac{I_{ds}(s)}{V_{ds}^r(s)} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{(1 + \sigma T_s s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \quad (\text{II.12})$$

L'expression du courant de référence est :

$$I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \quad (\text{II.13})$$

La fonction du transfert en boucle fermée de la Figure (II.6).est donnée par :

$$\frac{I_{ds}(s)}{I_{ds}^*(s)} = \frac{(k_{pd}s + k_{id}) \frac{1}{\sigma L_s}}{s^2 + \left(\frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s} \right) s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s}} \quad (\text{II.14})$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s} \right) s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s} \quad (\text{II.15})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués et stables $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 = 0 \quad (\text{II.16})$$

L'identification terme à terme des deux équations (II.15) et (II.16)entraîne que :

$$\begin{cases} k_{id} = 2\sigma L_s \rho^2 \\ k_{pd} = 2\sigma L_s \rho - R_s \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

II.2.2.2 Régulation de la vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante.

L'équation mécanique donne :

$$\frac{\omega(s)}{C_{em}(s)} = \frac{p}{f_v + J.s} \quad (\text{II.18})$$

Avec : $\omega = p\Omega$

En associant à cette fonction un régulateur PI, on obtient la structure donnée dans la Figure (II.8).

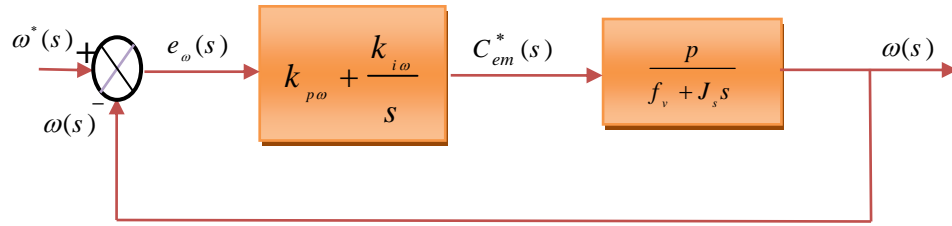


Fig.II.8: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

La fonction du transfert en boucle fermée de la figure (II.8).est donnée par :

$$\frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{(k_{p\omega}s + k_{i\omega}) \frac{p}{J}}{s^2 + \left(\frac{f_v + k_{p\omega}p}{J}\right)s + \frac{k_{i\omega}p}{J}} \quad (\text{II.19})$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{f_v + k_{p\omega}p}{J}\right)s + \frac{k_{i\omega}p}{J} = 0 \quad (\text{II.20})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués et stables $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (\text{II.21})$$

L'identification terme à terme des deux équations (II.20) et (II.21)entraîne que :

$$\begin{cases} k_{i\omega} = \frac{2.J.\rho^2}{p} \\ k_{p\omega} = \frac{2.\rho.J - f_v}{p} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

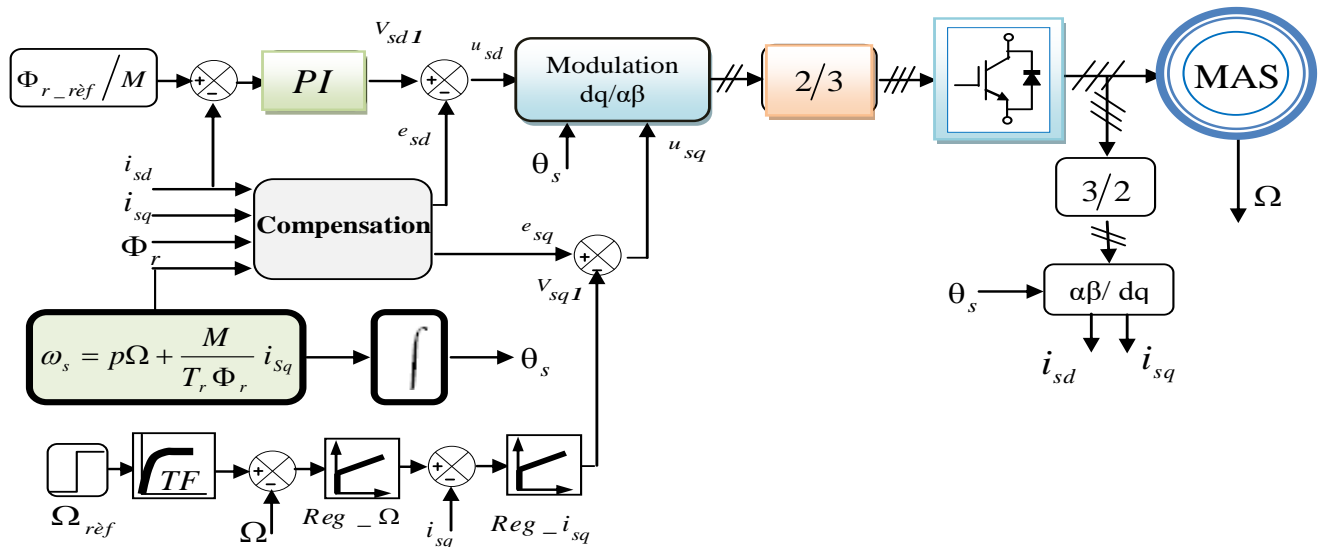


Fig.II.9: Schéma global de la commande vectorielle

II.3 Résultats de simulation et interprétations

Pour illustrer le fonctionnement de la commande de la machine alimentée par un onduleur de tension commandé en tension; les résultats de simulation de démarrage à vide, application d'une charge et inversion du sens de rotation sont présentés sur la figure (II.10).

Les simulations présentées dans cette partie vont nous permettre d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique pour un flux de référence de (1.1 Web). La figure (II.10) illustre le profil de référence de la vitesse et du couple. Après 4s du démarrage à vide, une charge de (10Nm) est appliquée pendant toute la durée de la simulation pour une vitesse de référence de (100 rad/s), à l'instant t= 9s on réduit la vitesse à (0 rad/s) et à t=13s on inverse le sens de rotation à (-100rad/s).

Les seuls paramètres de réglage dans ce cas sont les gains proportionnel et intégral des régulateurs de courants et de vitesse.

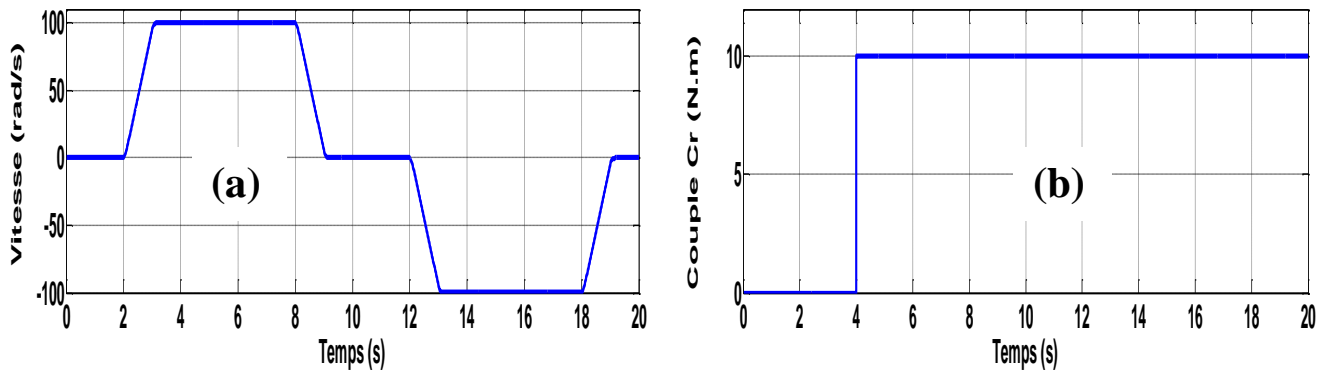


Fig.II.10: Profils de référence vitesse-Couple

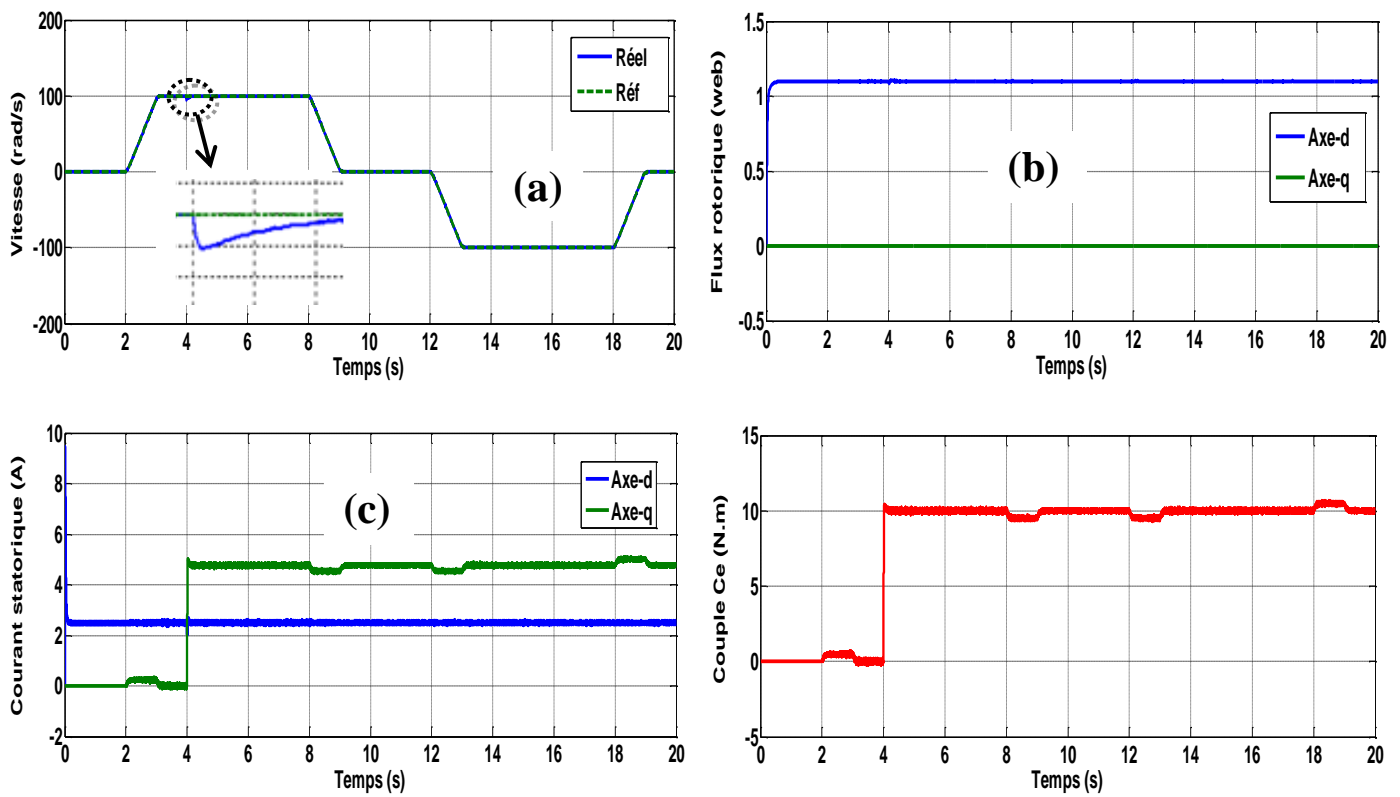


Fig.II.11: Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Avec commande vectorielle indirecte (IFOC)

II.3.1 Interprétation des résultats

La figure (II-11a) montre que la vitesse suit sa référence avec précision grâce à l'action du régulateur, la figure (II-11b) montre que le découplage est bien assuré ou la composante le flux rotorique selon l'axe q est nulle alors que sa composante sur l'axe d est maintenue constante. Le découplage est bien assuré. La figure (II-11c) illustre le courant i_{ds} image du flux rotorique, qui est très peu perturbé pendant la phase d'inversion du sens de rotation,

ce qui montre l'efficacité du découplage, alors que sa composante sur l'axe q est proportionnelle à la variation du couple de charge.

Sur la figure (II-11a), on remarque clairement un pic important dans la courbe de la vitesse suite à l'application d'un couple de charge égale à 10 N.m. Ce qui rend cette méthode peu robuste.

II.4 CONCLUSION :

A travers ce chapitre, on a présenté la théorie de la commande vectorielle indirecte ainsi que le principe fondamental de cette commande était le découplage entre le couple et le flux. Cette étude nous a permis de dire que grâce à la commande vectorielle, la machine asynchrone n'a plus d'être sous estimé devant la machine à courant continu à excitation séparée. Cette constatation conduit à dire que l'on se rapproche plus du modèle de la machine réelle.



Chapitre III



Promotion 2023

CHAPITRE III**COMMANDE SANS CAPTEURS MECANIQUE MRAS****Introduction**

Les techniques de commande sans capteur pour les moteurs asynchrone ont été largement étudiées au cours des deux dernières décennies. Les grands avantages offerts par le contrôle sans capteur, y compris la compacité et la robustesse, le rendent attrayant pour de nombreuses applications industrielles, en particulier celles qui fonctionnent dans des environnements hostiles. Un tel contrôle réduit les coûts, la taille et les besoins de maintenance du variateur tout en augmentant la fiabilité, la robustesse et l'immunité au bruit du système [33][34]

Pour cela, les entraînements sans capteur ont été appliqués avec succès dans les régions à moyenne et grande vitesse, mais le fonctionnement à faible vitesse et zéro vitesse est toujours un problème critique spécialement pour les variateurs de vitesse des moteurs asynchrones [33]. En effet, certaines applications telles que les grues et les entraînements de traction sont nécessaires pour maintenir le couple désiré jusqu'à la vitesse nulle. De nombreux efforts de recherche récents visent à étendre les régions des entraînements sans capteur près de la fréquence zéro du stator [35][36][37].

Dans la littérature qui traite la commande sans capteur de vitesse de la machine à induction, plusieurs méthodes ont été proposées. En général, ces méthodes appartiennent à deux catégories principales : celles qui sont basées sur un modèle et celles qui sont basées sur un signal d'injection. Parmi les techniques utilisées dans la première catégorie nous citerons l'observateur de Luenberger adaptatif, le filtre de Kalman étendu et système adaptatif basé sur le modèle de référence. Les inconvénients majeurs de ces méthodes comme été déjà mentionné sont les mauvaises performances en basses vitesse, zéro vitesse et leur sensibilité vis à vis des variations paramétriques.

Pour surmonter ces problèmes, des méthodes basées sur l'injection d'un signal ont été développé [33][38]. Elles ont permis une estimation en basse vitesse mais au détriment d'une complexité de calcul et la nécessité d'un matériel extérieur pour l'injection du signal, ce qui peut provoquer la dégradation des performances de la machine. Par conséquent, en raison de leur simplicité, les méthodes basées sur la technique de la MRAS (modèles de références avec systèmes adaptatifs) sont toujours d'actualité et ils sont les schémas les plus populaires employés en raison de leur implémentation simple et de leur moindre effort de calcul. Cependant, ces schémas ne parviennent généralement pas à fournir une réponse satisfaisante à une fréquence de stator faible,

d'où de nombreux travaux de recherche ont été consacrés à l'amélioration de la performance des systèmes basés sur le MRAS dans cette région d'opération

Les schémas MRAS ont été couramment employés pour les applications de contrôle sans capteur. En fonction des états de sortie qui forment la fonction d'erreur, divers observateurs du MRAS ont été introduits dans la littérature en se basant sur le flux du rotor, la force électromotrice, la puissance réactive ou sur le produit vectoriel entre la tension et le courant statorique [39][40][41] La MRAS basée sur le flux du rotor, développé principalement par Schauder, est la stratégie MRAS la plus établie et beaucoup d'efforts ont été axés sur l'amélioration de ses performances [33][42][43].

Ce chapitre sera consacré à la présentation de la méthode d'estimation de la vitesse à partir des estimateurs basés sur un système adaptatif à modèle de référence MRAS.

III.1 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS

Le contrôle adaptatif peut être défini comme un système de contrôle qui "peut modifier son comportement en réponse à des changements dans la dynamique du processus et le caractère des perturbations" [44]. La commande adaptatif peut être réalisé par différentes stratégies telles que: programmation du gain, commande adaptatif par modèle de référence, régulateurs d'autorégulation[44] Le modèles de référence avec système adaptatif (MRAS) est l'une des techniques de contrôle adaptatif les plus attrayantes utilisées pour les applications de commande des moteur et d'estimation d'état.

À l'origine, le MRAS a été proposé pour résoudre des problèmes de commande où les spécifications de performance souhaitées sont données par un modèle de référence qui fournit la réponse idéale pour une commande donnée. L'erreur entre la sortie du modèle de référence et la sortie du système est mise à zéro par un mécanisme de modification approprié qui ajuste les paramètres du régulateur. Sur la base du même mécanisme, l'approche MRAS peut également être appliquée à l'estimation des paramètres et des états.

Les schémas MRAS ont été couramment employés pour les applications de commande sans capteur. En fonction des états de sortie qui forment la fonction d'erreur, divers observateurs MRAS ont été introduits dans la littérature sur la base du flux du rotor, de la force électromotrice et de la puissance réactive [44-47].

La méthode MRAS basée sur le flux du rotor, principalement développé par Schauder [45], est la stratégie MRAS la plus utilisée et beaucoup d'efforts ont visé à améliorer ses performances. Cependant les performances de cette stratégie sont médiocres surtout dans les régions de faible

vitesse ceci est dû à la sensibilité aux variations paramétriques (résistance statorique) et les problèmes d'intégrations pures.

La première étude sur le système adaptatif de la vitesse par modèle de référence de la machine asynchrone proposée par Schauder [48] été basée sur les sorties deux estimateurs. Le premier ne dépend pas de la grandeur à estimer est considéré comme le modèle de référence (modèle en tension) et le deuxième modèle dépend de la grandeur à estimer est considéré comme le modèle adaptatif (ou le modèle ajustable) (modèle en courant). L'erreur entre les sorties de deux estimateurs pilotes un algorithme d'adaptation générant la quantité à estimer (vitesse de rotor dans notre cas). Le mécanisme d'adaptation doit être conçu pour assurer la stabilité du système asservi. La figure (III.1) illustre la structure MRAS [49-52].

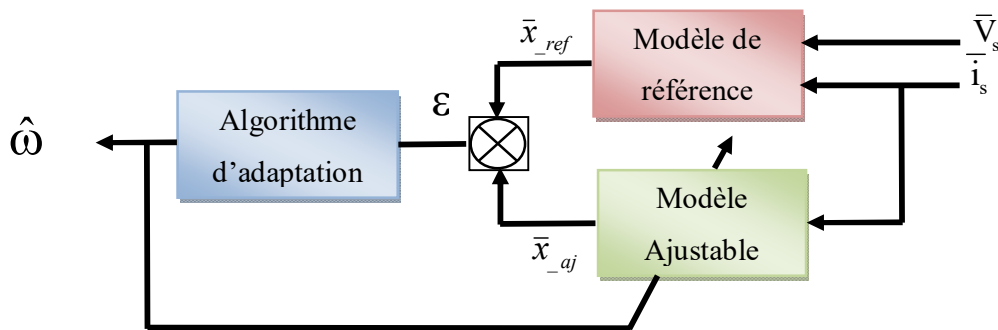


Fig.III.1 Structure MRAS.

Suivant le choix de la variable (\bar{x}), on peut distinguer plusieurs structures MRAS basées sur la même idée donnée par la Figure. (III-1) : $\bar{x} = \bar{\varphi}_r$ (flux), \bar{e}_m (F.e.m), \bar{Q}_m (puissance réactive),

III.1.1 MRAS base sur l'estimation du flux rotorique

L'estimateur de vitesse MRAS est basé sur l'analyse de deux équations indépendantes pour dérivé le vecteur de flux du rotor par rapport au temps, exprimé dans le référentiel fixe (α, β) . Ils sont généralement désignés par le " modèle de tension " et le " modèle de courant " .

Soit $\hat{\Phi}_r$ la valeur estimée de $\bar{\Phi}_r$ et $\hat{\omega}$ la valeur estimée $\bar{\omega}$.

Dans le référence du stator (α, β)

a- pour le stator

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (\text{III-1})$$

b- pour le rotor

$$\mathbf{0} = \left(\frac{\mathbf{1}}{T_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r - \frac{M}{T_r} \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (\text{III-2})$$

Le modèle de référence (Tension) est comme suit :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} \right) \quad (\text{III-3})$$

Alors :

$$\bar{\Phi}_r = \frac{L_r}{M} \int (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt - \frac{L_r}{M} \sigma L_s \bar{i}_s \quad (\text{III-4})$$

Le modèle ajustable (courant) est le suivant :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \left(-\frac{\mathbf{1}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (\text{III-5})$$

Alors :

$$\bar{\Phi}_r = \int \left[\left(-\frac{\mathbf{1}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \right] dt \quad (\text{III-6})$$

Pour la détermination du mécanisme d'adaptation on suppose que le flux réel est estimé et donnée par l'équation du rotor :

$$\dot{\hat{\Phi}}_r = \left(-\frac{\mathbf{1}}{T_r} + j\omega \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (\text{III-7})$$

Le flux estimé :

$$\hat{\Phi}_r = \left(-\frac{\mathbf{1}}{T_r} + j\hat{\omega} \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (\text{III-8})$$

On peut définir une erreur vectorielle statique comme suit :

$$\bar{\varepsilon} = \bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r \quad (III-9)$$

Alors L'équation dynamique de l'erreur d'estimation est donné par :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \left(-\frac{\mathbf{I}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\varepsilon} + j(\omega - \hat{\omega}) \hat{\Phi}_r \quad (III-10)$$

Où :

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \quad \hat{\Phi} = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} \varepsilon_\alpha &= \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \varepsilon_\beta &= \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r} \end{aligned} \quad (III-11)$$

L'erreur sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{\mathbf{I}}{T_r} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + J\omega \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + J(\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (III-12)$$

Avec :

$$I = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\mathbf{1} \\ \mathbf{1} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (III-13)$$

$$\Delta\omega = \omega - \hat{\omega} \quad (III-14)$$

Après simplification on trouve :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\mathbf{1}}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{\mathbf{1}}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \quad (III-15)$$

On pose :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad W = (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \quad (III-16)$$

Il vient :

$$\dot{\varepsilon} = A\varepsilon + W \quad (\text{III-17})$$

Pour assurer une convergence asymptotique vers zéro de l'erreur d'observation sur les mesures, on analyse la tendance de l'énergie de l'erreur d'observation par le théorème de *Lyapunov*.

Celui-ci certifie qu'un système possède un état d'équilibre uniformément asymptotiquement stable $x = 0$ s'il existe une fonction de *Lyapunov* $V(x)$ vérifiant les conditions ci-dessus :

1. *Défini positive.*
2. *La dérivée par rapport au temps défini négative.*
3. $V(x) \rightarrow \infty$ Pour $\|x\| \rightarrow \infty$

On considère la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + \left(\frac{\omega - \hat{\omega}}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{III-18})$$

λ Constant positive.

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{d}{dt} \varepsilon^T \right) \varepsilon + \varepsilon^T \left(\frac{d}{dt} \varepsilon \right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\omega)^2 \quad (\text{III-19})$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) \varepsilon + W^T \varepsilon + \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{III-20})$$

Avec :

$$W^T \varepsilon + \varepsilon^T W = 2 \varepsilon^T W$$

Alors :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) \varepsilon + 2 \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{III-21})$$

Où

$$\varepsilon^T W = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \Delta \omega \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (III.21) doit être définie négative.

Or le premier terme de (III.21) est négatif.

$$(A^T + A) = -\frac{2}{T_r} I < 0 \quad \forall \omega$$

Alors le deuxième terme de (III.21) doit être nul :

$$2\varepsilon^T W - 2\Delta\omega \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = 0 ; \quad 2\varepsilon^T W = 2\Delta\omega \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{III-22})$$

On aboutit à :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} = -\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{III-23})$$

La loi d'adaptation de la vitesse est déduite comme suit :

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r} \quad (\text{III-24})$$

$$\hat{\omega} = \lambda \int (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (\text{III-25})$$

La loi d'adaptation présente une intégration en boucle ouverte (problème d'offset) pour l'amélioration de la réponse d'estimation un filtre passe bas à été proposé par des nombreux auteurs [53] et [54].

Alors (III.25) devient :

$$\hat{\omega} = K_p (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) + K_i \int (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (\text{III-26})$$

Avec : K_p et K_i des constantes positive.

La figure (III.2) montre le schéma de principe de la structure MRAS pour l'adaptation de la vitesse.

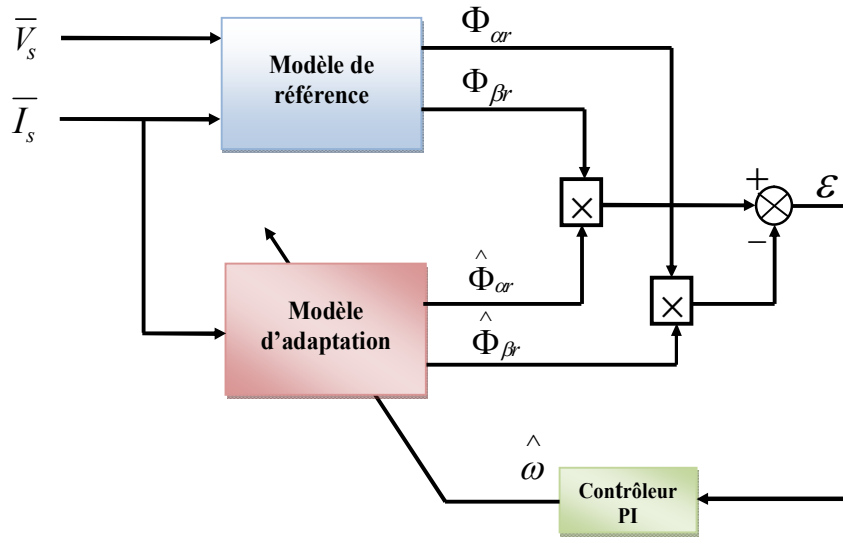


Fig.III.2 Estimation de la vitesse par la méthode MRAS basée sur le flux rotorique

III.2 Estimation en temps réel de l'inverse de la constante de temps rotorique par la technique MRAS

La même approche appliquée pour l'estimation de la vitesse sera utilisée pour estimer la constante de temps rotorique.

On considère que la vitesse est un paramètre constant alors que la constante de temps rotorique sera prise comme un paramètre variable.

Le flux réel est donné par :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \tag{III-27}$$

Le flux estimé est alors :

$$\dot{\hat{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{\hat{T}_r} + j\omega \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{\hat{T}_r} \bar{I}_s \tag{III-28}$$

On définit l'erreur vectorielle comme suit :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r - \dot{\hat{\Phi}}_r = -\frac{1}{T_r} \bar{\Phi}_r + \frac{1}{\hat{T}_r} \hat{\Phi}_r + j\omega (\bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r) + M \bar{i}_s \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \tag{III-29}$$

On pose :

$$\bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r = \bar{\varepsilon}$$

On remplace dans (III-29) on trouve :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r - \dot{\hat{\Phi}}_r = -\frac{1}{T_r} \left(\bar{\varepsilon} + \hat{\Phi}_r \right) + \frac{1}{\hat{T}_r} \hat{\Phi}_r + j\omega \bar{\varepsilon} + M\bar{i}_s \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \quad (\text{III-30})$$

La dynamique de l'erreur s'écrit :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\varepsilon} + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \left(M\bar{i}_s - \hat{\Phi}_r \right) \quad (\text{III-31})$$

Sous forme matricielle :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = A\bar{\varepsilon} + W \quad (\text{III-32})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{\varepsilon}}_\alpha \\ \dot{\bar{\varepsilon}}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\varepsilon}_\alpha \\ \bar{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \begin{bmatrix} M\bar{i}_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ M\bar{i}_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III-33})$$

Où

W : Terme non linéaire.

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \quad \hat{\Phi} = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} \varepsilon_\alpha &= \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \varepsilon_\beta &= \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r} \end{aligned}$$

L'expression (III-31) possède un terme non linéaire. La stabilité de l'erreur sera étudiée, en utilisant la théorie de *Lyapunov*.

On considère la fonction de *Lyapunov* candidate suivante :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + \left(\frac{1/T_r - 1/\hat{T}_r}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{III-34})$$

Avec :

$$\frac{\Delta}{T_r} = \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \quad (\text{III-35})$$

La dérive par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{d}{dt} \varepsilon^T \right) \varepsilon + \varepsilon^T \left(\frac{d}{dt} \varepsilon \right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta}{T_r} \right)^2 \quad (\text{III-36})$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) \varepsilon + W^T \varepsilon + \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d1/\hat{T}_r}{dt} \quad (\text{III-37})$$

Avec :

$$W^T \varepsilon + \varepsilon^T W = 2\varepsilon^T W$$

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) \varepsilon + 2\varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d1/\hat{T}_r}{dt} \quad (\text{III-38})$$

Où

$$\varepsilon^T W = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \frac{\Delta}{T_r} \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (III-38) doit être définie négative.

Le premier terme de (III-38) est négatif.

$$(A^T + A) = -\frac{2}{T_r} I < 0 \quad \forall \omega$$

Alors le reste de l'expression (III-38) doit être nul pour assurer la négativité.

$$2\varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d1/\hat{T}_r}{dt} = 0$$

$$2\varepsilon^T W = \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} \quad (\text{III-39})$$

On a :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = -\frac{1}{\lambda} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} \quad (\text{III-40})$$

La loi d'adaptation est déduite comme suit:

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{\hat{T}_r} \right) = \varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta}) \quad (\text{III-41})$$

On obtient la valeur estimée $1/\hat{T}_r$ donnée par la loi d'adaptation suivante :

$$\frac{1}{\hat{T}_r} = K_p (\varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta})) + K_i \int (\varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta})) dt \quad (\text{III-42})$$

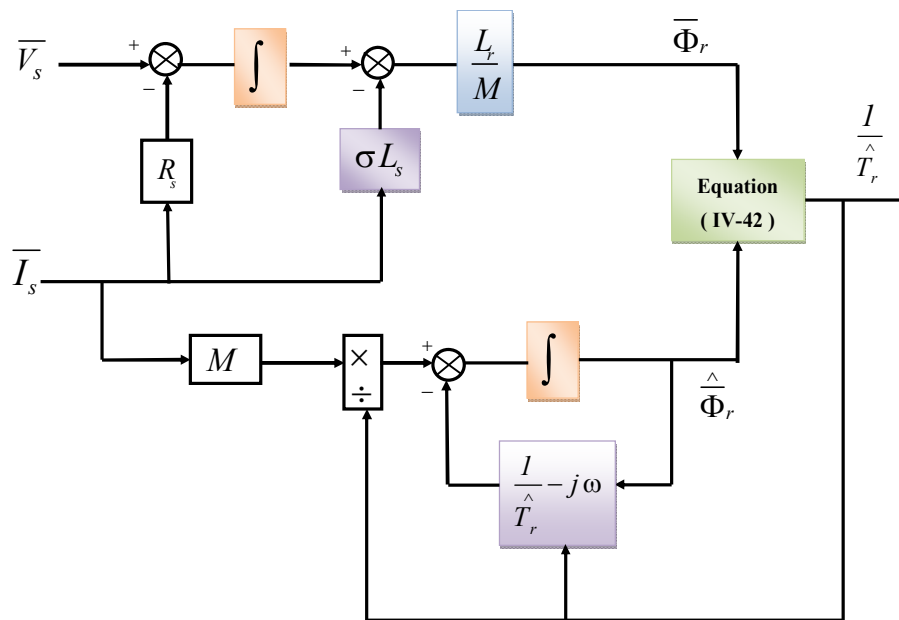


Fig.III.3 Estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique basée sur MRAS.

La figure (III-4) présente un schéma de principe d'un observateur MRAS avec des contrôleurs PI pour la vitesse du rotor et l'adaptation de l'inverse de la constante de temps rotorique et la figure (III-5) présente le schéma général du contrôleur proposé.

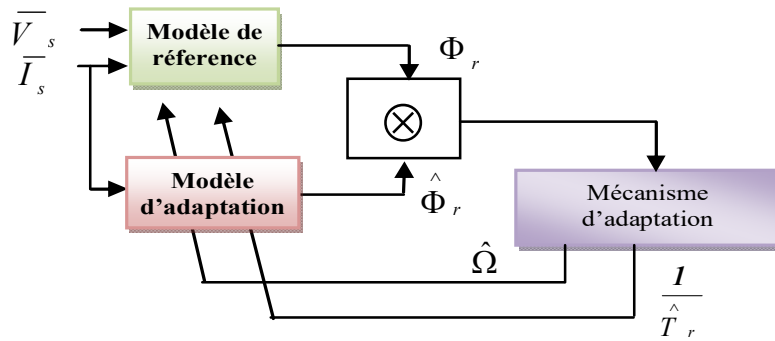


Fig.III.4 Schéma block de l'observateur MRAS avec adaptation de la vitesse et de l'inverse de la constante de temps rotorique.

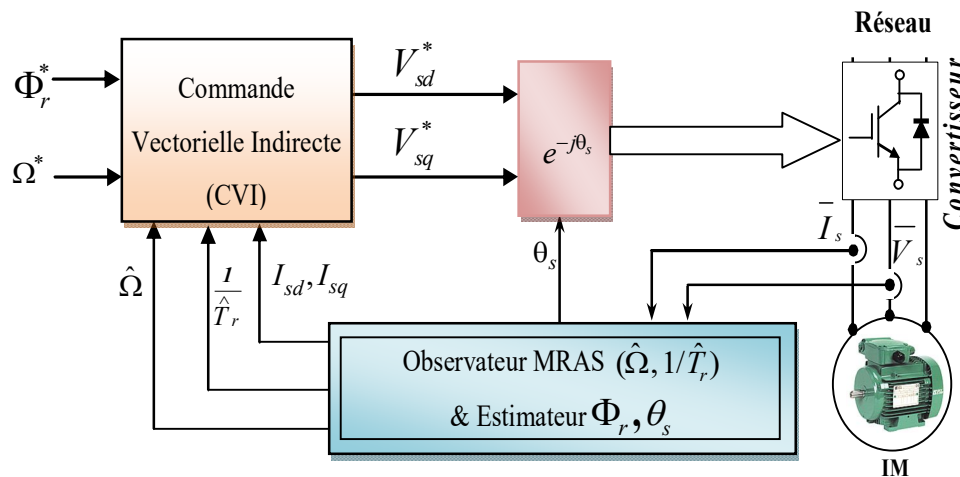


Fig.III.5 Schéma général du contrôleur flou proposé

III.3 Résultats de simulation

Afin de tester l'efficacité de l'observateur par MRAS flou proposé avec l'adaptation de la constante de temps rotorique on procède à la simulation suivante :

La condition initiale de vitesse du rotor a été mise à zéro tandis que les conditions initiales de flux du rotor ont été réglées sur $\Phi_{rq}(0) = 0$; $\Phi_{rd}(0) = I$. La référence pour la vitesse ainsi que le couple de charge appliqué sont indiqués sur la figure (III-6).

La figure (III -7) montre la référence, la vitesse réelle et estimée. Nous pouvons voir dans la figure (III-8) et (III-9) que l'erreur d'estimation de la vitesse (erreur entre la vitesse réelle et estimée) et l'erreur de vitesse de suivi de trajectoire (d'erreur entre la référence et la vitesse estimée) sont petites, même dans les régions proche de zéro, l'erreur converge rapidement vers zéro. Pour tester la

robustesse face aux variations du couple de charge à une référence de vitesse constante, une variation de 10 Nm (voir la figure (III-7)) de la charge est appliquée à $t = 5s$. Comme nous pouvons le voir, après de petites variations, les erreurs d'estimation et de suivi de trajectoire convergent vers zéro. Tous ces résultats confirment l'efficacité de notre observateur et du contrôle de la vitesse. Aussi, afin de confirmer l'orientation du flux, l'axe d et q sont présentés séparément dans la figure (III-10). Nous pouvons voir que sur l'axe q le flux est maintenu à une valeur nulle.

Une variation de la résistance du rotor qui augmente jusqu'à $2R_n$ figure ((III-6)). Dans les figures (III-12) et (III-13) la constante de temps du rotor suit ses références jusqu'à 7s où l'on peut voir une erreur de pic et qui montre que la technique d'estimation reste stable et permettent d'estimer $1/T_r$, avec précision. Les variations de la vitesse n'ont aucune effet sur l'estimation de $1/T_r$.

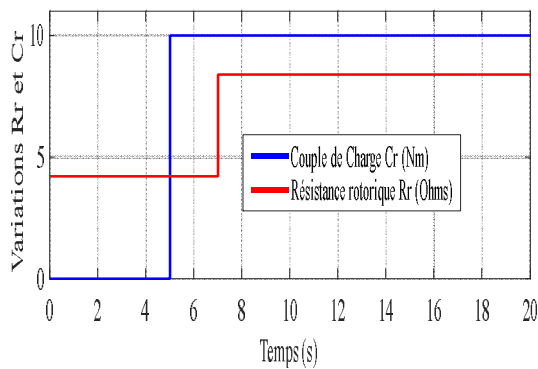


Fig.III.6 Variation de C_r et de R_r

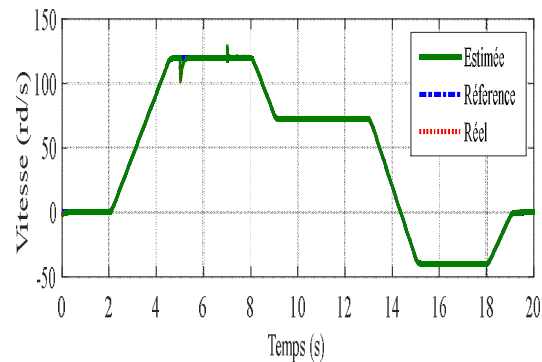


Fig.III.7 Vitesse rotorique

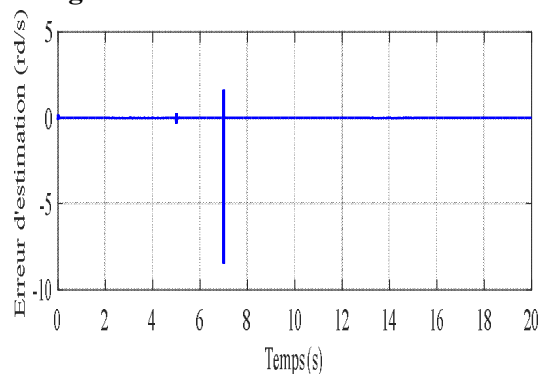


Fig.III.8 Erreur d'estimation de la vitesse

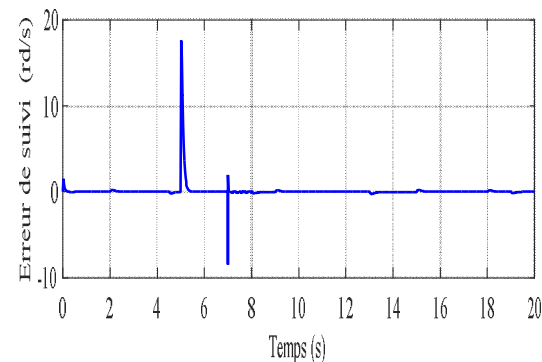


Fig.III.9 Erreur de vitesse de poursuite de la trajectoire

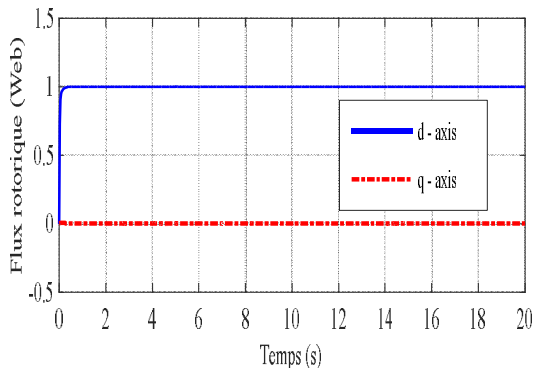


Fig.III.10 Flux rotorique

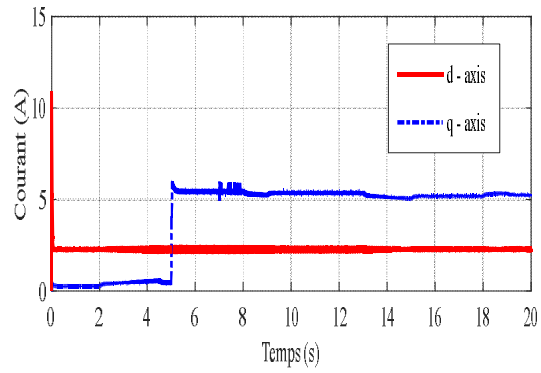


Fig.III.11 Courant Statorique Isd et Isq

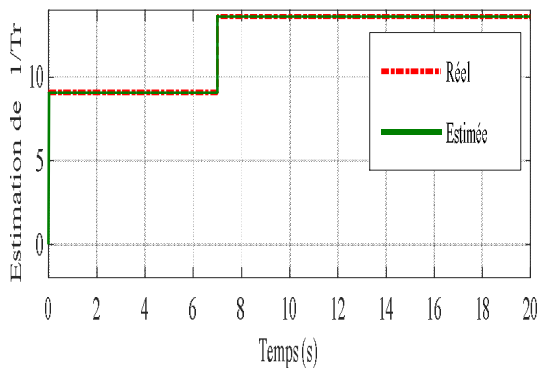


Fig.III.12 Inverse de la constante de temps rotorique.

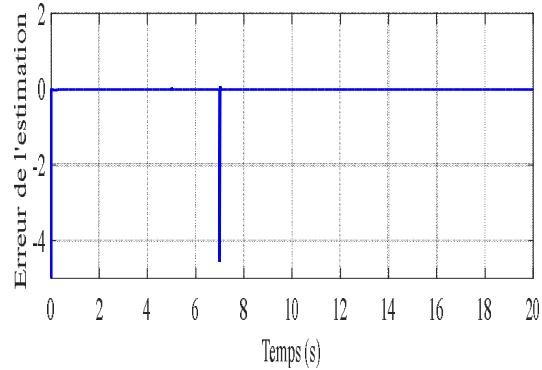


Fig.III.13 Erreur de l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique.

III.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons proposé un observateur MRAS de vitesse du rotor, afin d'améliorer les performances de la commande vectorielle sans capteur de la machine à induction, sa stabilité est démontrée en utilisant la fonction de Lyapunov. Les résultats de simulation pour différents profils de vitesse ont montré, d'une part, que le nouveau observateur MRAS a été en mesure d'estimer avec précision la vitesse réelle même dans les régions proche de zéro avec un suivi plus rapide des valeurs de référence avec moins de dépassement. D'une autre part, nous avons prouvé la robustesse de l'observateur proposé face aux variations du couple de charge et celle de la résistance du rotor ou il induit moins d'oscillation dans la constante de temps du rotor et la vitesse mécanique estimées.



Conclusion générale

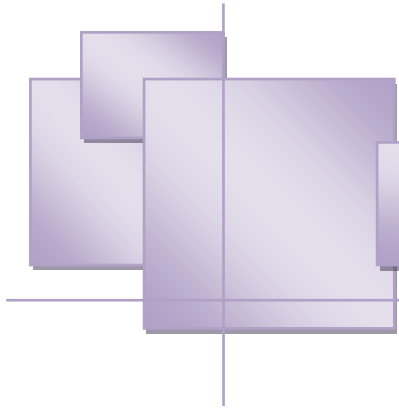


Promotion 2023


CONCLUSION GENERALE

Une bonne maîtrise d'un processus passe généralement par des informations fiables sur ce processus. Ensuite, la connaissance des états à chaque instant est indispensable, par exemple, la synthèse de contrôle, le diagnostic et la détection de défauts de processus industriels. Cependant, la plupart des processus industriels ont des comportements non linéaires, ce qui a incité les chercheurs à développer des observateurs non linéaires. Jusqu'à présent, il n'y a pas de méthode générale qui caractérise la syntaxe des observateurs non linéaires, plusieurs techniques d'estimation sans capteur de vitesse sont présentées dans la littérature. L'observateur MRAS est l'un des observateurs les plus utilisés pour l'estimation de la vitesse du moteur à induction mais présente un inconvénient majeur: ses faibles performances à basse vitesse et sa sensibilité à la variation de la résistance rotorique.

Dans ce contexte, nous avons proposé une méthode de commande adaptative basée sur l'approche MRAS. A travers les résultats obtenus, nous avons montré l'efficacité de notre approche dans la commande adaptative des machines à induction.



Bibliographies



Promotion 2023



Bibliographies



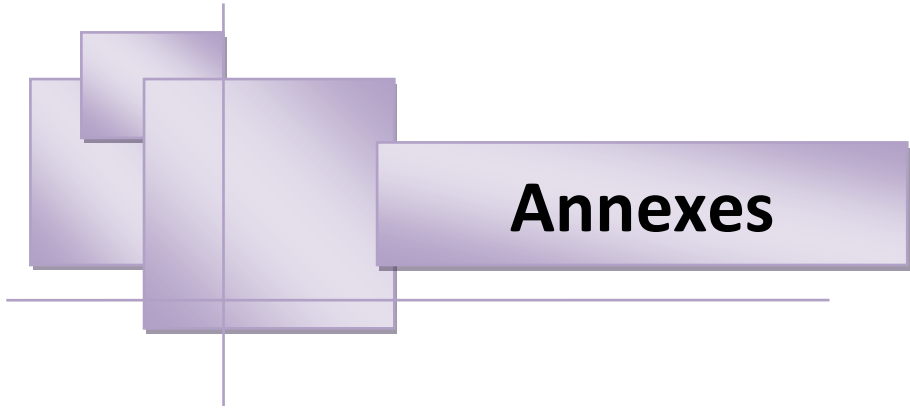
- [1] A.Khaldoun.,« Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté » , Thèse, de doctorat Université de Boumerdès, 2007.
- [2] K.Katia.,« contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine a induction sans transducteur rotatif » , Thèse, de doctorat Université de Batna, 2008.
- [3] F. Zidani, M. Nait-Said, M. Benbouzid, D. Diallo, and R. Abdessemed, "A Fuzzy Rotor Resistance Updating Scheme for an IFOC Induction Motor Drive," *IEEE Power Engineering Review*, vol. 21, no. 11, pp. 47-50, November 2001.
- [4] Y. Miloud and A. Draou, "Fuzzy logic based rotor resistance estimator of an indirect vector controlled induction motor drive," in *Proc. IEEE 28th AnnualConference of the Industrial Electronics Society*, 2002, pp. 961 - 966.
- [5] B. Karanayil, M. Rahman, and C. Grantham, "Stator and rotor resistance observers for induction motor drive using fuzzy logic and artificial neural networks," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 4, pp. 771-780, December 2005.
- [6] F. Peng and T. Fukao, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1234–1240, Sep./Oct. 1994.
- [7] V. Verma, C. Chakraborty, S. Maiti, Y. Hori , "Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive Using Single Current Sensor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28 , no. 4 , pp. 938 -950, 2013.
- [8] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification For Vector Control Of Induction Motors Without Rotational Transducers, " *C Conf. Rec. IEEE IAS Annual, Meeting*, 1989, pp. 493-499, 1989.

- [9] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, Sep./Oct. 1992.
- [10] D. Abdenmour, «Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associée à un Observateur Non Linéaire», Mémoire De Magister, Université De Batna,
- [11] HAKIMA CHERIF « Détection des défauts statorique et rotorique dans la machine asynchrone en utilisant l'analyse par FFT et ondelettes », Mémoire de Magistère, Université de Biskra, sep 2014.
- [12] O. Ondel « Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur machine asynchrone ». Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2006.
- [13] A. Khatir «Etude comparative des modèles des machines asynchrones utilisés en diagnostic des défauts», thèse de magister, Université Ferhat Abbas - Setif - UFAS (ALGERIE) 2009.
- [14] Ould Amrouche Arezki, Boualam Mohamed « Identification des paramètres d'un moteur asynchrone : Application au moteur du laboratoire», Mémoire de master académique, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2013.
- [15] M. Moussa Zerbo, «Identification des paramètres et commande vectorielle adaptative à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à cage», Thèse de Doctorat, Université du Québec à Trois-Rivières, Janvier 2008.
- [16] Benaidja Nouri, «Identification et commande de la machine asynchrone par les techniques du softcomputing», Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas – Setif, Septembre 2007.
- [17] M. Tarbouchi, «Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone, régime défluxé », Thèse présentée pour l'obtention du grade de (P.Hd), Université de Laval, Québec 1997.
- [18] M. Pinard, « Commande Électronique des moteurs électriques », éditions Dunos, Paris 2004.
- [19] A. Lahmar, « Implantation Expérimentale de la commande Robuste par un contrôleur H_∞ », Thèse de magister, Université de Batna, 2010.
- [20] C. Canudas de Wit, « Modélisation, control vectoriel et DTC: Commande des moteurs asynchrone », Edition Hermes Science Publications, Paris 2000.

- [21] B. L. Dokic and B. Branko, «Power Electronics Converters and Regulators», 3rd Editio. Springer, 2015.
- [22] Boukaroura Abdelkader, «Modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche bond-graph», Mémoire De MAGISTER, Université Ferhat Abbas-Setif, décembre 2009.
- [23] S. Mustapha, «contribution à l'étude des filtres actifs hybrides», thèse de doctorat, université de sétif 1. 2012.
- [24] G. Grellet et G. Clerc, « Actionneurs électriques : Principes, Modèles et commande », Edition Eyrolles, Paris, 1997.
- [25] C. Canudas de Wit, «Commande des moteurs asynchrones 2 – Optimisation discrétisation et observateurs», Edition HERMES Science Europe Ltd, Paris, 2000.
- [26] C. Canudas de Wit, « Commande des moteurs asynchrones 1 – Modélisation contrôle vectoriel et DTC », Edition HERMES Science Europe Ltd, Paris, 2000.
- [27] I. BENLALOUI, « Commande, Observation et Diagnostic d'un Système Non-linéaire : Application à la Machine Asynchrone en Présence de Défauts, » Thèse de doctorat, Univ. Batna, juin 2016.
- [28] S.Barkati, « Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone », Thèse de magister, ENP d'Alger, 1997
- [29] L .Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré Nancy, Janvier 1999.
- [30] Kheldoun, « Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté », Thèse de doctorat, Université de Boumerdès, 2007.
- [31] G.Lacroux, «Les actionneurs électriques pour la robotique et les servissements » Technique et documentation lavoisier, 1994.
- [32] R.Pena Eguiluz, «Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire. » Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 8 novembre 2002.
- [33] J. W. Finch and D. Giaouris, "Controlled AC Electrical Drives," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 1, pp. 1-11, February 2008.
- [34] J.Holtz, "Sensorless control of induction motor drives," Proc. of the IEEE, vol. 90, no. 8, pp. 1359-1394, August 2002.

- [35] J. Holtz and J. Quan, " Drift and parameter compensated flux estimator for persistent zero stator frequency operation of sensorless controlled induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 4, pp. 1052- 1 060, July/August 2003.
- [36] K. D. Hurst, T. G. Habetler, G. Griva, and F. Profumo, " Zero-speed tacholes 1M torque control: simply a matter of stator voltage integration," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 790-795, July/August 1998.
- [37] M. Rashed and A. F. Stronach, "A stable back-EMF MRAS-based sensorless low speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation," *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 151, no. 6, pp. 685-693, November 2004.
- [38] C. Caruana, G.M. Asher, M. Sumner, " Performance of high frequency signal injection techniques for zero-low-frequency vector control induction machines under sensorless conditions, " *IEEE Trans. Ind. Electron.* vol. 53, no. 1, pp. 225–238, 2006.
- [39] F. Peng and T. Fukao, " Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors, " *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1234–1240, Sep./Oct. 1994.
- [40] P. Vas, " Sensorless Vector and Direct Torque Control. " in New York: Oxford Univ. Press, 1998.
- [41] V. Verma, C. Chakraborty, S. Maiti, Y. Hori , " Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive Using Single Current Sensor ", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 4 , pp. 938 -950, 2013
- [42] C. Schauder, " Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers, " *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, Sep. /Oct. 1992.
- [43] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers, " *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, Sep. /Oct. 1992.
- [44] K. J. Astrom and B. Wittenmark, *Adaptive control*. Second ed., Reading, Mass.: Addison-Wesley, 1995.
- [45] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 5, pp. 1054-1061, September/October 1992.

- [46] F. Peng and T. Fukao, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1234- 1240, September/October 1994.
- [47] R. Blasco-Gimenez, G. M. Asher, M. Sumner, and K. J. Bradley, "Dynamic performance limitations for MRAS based sensorless induction motor drives. Part 1: Stability analysis for the closed loop drive," *IEE Proceedings Electric P Applications*, vol. 143, no. 2, pp. 113-122, March 1996.
- [48] Shauder, C., " Adaptive speed identification for control of induction motors without rotational transducers. " in *Proc.IEEE IAS Ann.Mtg.*, 1989, pp. 493-499.
- [49] Shoudao Huang, Yaonan Wang, Jian Gao, Jiantao Lu and Sihai Qiu "The Vector Control Based on MRAS Speed Sensorless induction Motor Drive" *Intelligent Control & Automation WCICA 2004* vol. 5 pp.4550-4553.
- [50] Zhefeng Li Zhigang Liu Liiun Diao Wenli Lin Gang Zhang "A Sensorless Vector Control of Induction Machines Based on Hybrid Model" *Industrial Electronics & Application ICIEA*, 2007, pp.1188-1192.
- [51] Marcello Montanari, Sergei Peresada, Andre Tilli, Alberto Tonielli "Speed Sensorless Control of Indution Motor based on Indiret Field-Orientation" *Indusry Application Conference*, 2000 vol.3 pp. 1858-1865.
- [52] G.Garcia soto, " Etude et mise en oeuvre d'estimations et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine a induction a cage commandée vectoriellement. " *Thèse de doctorat université. Paris XI, France*, 05 Oct 1998.
- [53] J.Holtz, "sensorless position control of induction motors –an emerging technology."in *Proc.IECON'98*, August31-sptember 4 1998, Aachen,Germany, pp. 11-112.
- [54] C.Ilas,A.Bettini,L.Ferraris,G.Griva,F.Profumo, "Comparision of differents schemes without shaft sensors for field oriented control drives. " in *Proc.IECON'94*, pp.1579-1588.



Annexes



Promotion 2023

Annexe 1

Paramètres du moteur à induction (mas)

A4.1 Valeurs nominales :

1.5kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.5 A; Cos ϕ : 0.82 ; 1430 tr/min ; 10 N.m .

A4.2 Paramètres électrique :

- Puissance électrique : $P = 1.5$ KW ;
- Résistance du stator : $R_s = 5.72$ Ω ;
- Résistance du rotor : $R_r = 4.2$ Ω ;
- Inductance du stator : $L_s = 0.462$ H ;
- Inductance du rotor : $L_r = 0.462$ H ;
- Inductance mutuelle : $M = 0.4402$ H ;

A4.3 Paramètres mécaniques:

- Moment d'inertie : $J = 0.0049$ kg.m² ;
- Coefficient de frottement : $f = 0.003$ SI .

A4.4 Paramètres électromagnétiques :

- $C_e = 10 Nm$ Couple électromagnétique