



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 : Commande Electrique

Présenté par

AMRANE ROUMAISSA

LAICHE SOUMIA

THEME

*Commande sans Capteur de vitesse de
Moteur à Induction
(Observateur Luenberger)*

Soutenu le /....../..... devant la commission d'examen composée de :

Dr.....	à l'Université de Khenchela	Président
Dr. KHEMIS Abderrahmane	MCB	à l'Université de Khenchela	Encadreur
Dr.....	à l'Université de Khenchela	Examineur

Promotion 2019/2020



Remerciements



Avant tout nous remercions d'abord ALLAH qui m'a donné la force, la volonté et la connaissance pour accomplir ce projet.

Mes vifs remerciements pour mon encadreur Monsieur Khemis abderrahmane, qui a consacré à l'encadrement de mon travail un temps et une disponibilité d'esprit considérables. Son rôle, ses critiques constructives, ses précieux conseils et ses propositions m'ont permis de mener à bien mon mémoire de fin d'étude.

Je tiens à remercier tous les membres du jury d'avoir accepté d'examiner mon projet de fin d'étude, ainsi que pour avoir consacré une partie de leurs temps précieux pour le lire et le corriger.

Je remercie tous les enseignants, qui m'ont donnés tout leur savoir pendant tout mon cycle universitaire.

Nous remercions notre famille surtout nos très chers parents pour le soutien financier et moral.

Sans oublier un grand remerciement à tous mes amis et camarades de promotion pour les années passées ensemble, dans les meilleurs moments comme dans les pires, ainsi que tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin dans la réalisation de mon mémoire.

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail :

À la flamme qui illumine ma vie, qui a tant souffert pour me voir arriver à mon but.

À ma chère Mère Habiba et à mon Père Ebdelmadjid qui me guide vers le pas de la réussite et du savoir, aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai Toujours pour vous. Ce travail est le fruit de tes sacrifices que tu as consentis pour mon éducation et ma formation le long de ces années.

À mon professeur Dr Ebderrahmane khemiss.

À mes frères Omar et Oussama

À mes sœurs zineb, souma, mouna et chifaa

Au deux fleurs de ma vie louay et roudayna

À mon binôme soumia

À toutes mes chères amies awatif, khawla, amina

*À toutes mes camarades surtout les étudiants de master 2
commande électrique*

Merci infiniment

Romaissa

Dédicace

Avec joie, fierté et respect, Je dédie ce mémoire :

*À mon très cher père **MOHAMED***

*Et particulièrement à ma très chère maman **FATIHA** qui était toujours là
pour moi*

*À mon cher **BaBa***

*À ma chère sœur **CHAHRA ZAD** et mes frère **WALID ; KHALED ; HAMZA et
ROFA***

*À mes cousines **MONA ; AMEL et RAHMA***

*À toute la famille **LAICHE***

*À ma cher binôme **ROUMISSA***

*À mes amies proches **FULLA ; AWATEF ; AMINA ; Khawla ; FAHIM***

*Et un grand merci à mon professeurs **ABDERRAHMANE KHMIS***

*Sans oublier tous les professeurs que ce soit du primaire, du moyen, du
secondaire Ou de l'enseignement universitaire.*

SOUMIA LAICHE



Table de matière



Promotion 2020

Table de Matière

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

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

CHAPITRE I: Modélisation De La Machine Asynchrone

INTRODUCTION	3
I.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	3
I.2 MODEL DE LA MACHINE ASYNCHRONE	4
<i>I.2.1 Hypothèses simplificatrices.....</i>	<i>4</i>
<i>I.2.2 Mise en équation de la machine asynchrone.....</i>	<i>4</i>
I.3 MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (d,q)	7
<i>I.3.1 Transformation de PARK.....</i>	<i>7</i>
<i>I.3.2 Choix du référentiel.....</i>	<i>8</i>
I.4 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	9
I.5 SIMULATION DU MODELE	10
I.6 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	14
<i>I.6.1 Modélisation du redresseur</i>	<i>14</i>
<i>I.6.2 Modélisation du filtre</i>	<i>16</i>
<i>I.6.3 Modélisation de l'onduleur triphasé.....</i>	<i>17</i>
I.7 CONCLUSION.....	22

CHAPITRE II : Commande vectorielle de la machine asynchrone

INTRODUCTION	23
II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :	23
II.2 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC) :	24
II.3 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE:	26
<i>II.3.1 Principe du découplage par compensation :.....</i>	<i>28</i>
<i>II.3.2 Calcul des régulateurs :.....</i>	<i>30</i>
II.4 RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS	34

II.5	CONCLUSION :	37
------	--------------	----

CHAPITRE III : Commande vectorielle indirecte sans capteur de vitesse

INTRODUCTION	39	
III.1	OBSERVATEUR	39
III.2	OBSERVATEUR DETERMINISTE (LUENBERGER)	40
III.2.1	Détermination de la matrice de gain K	40
III.2.2	Représentation d'état de l'observateur de Luenberger	42
III.2.3	Constitution de l'observateur adaptatif	43
III.3	SCHEMAS DE SIMULATION ET RESULTATS	45
III.4	CONCLUSION	48
CONCLUSION GENERALE	49	
BIBLIOGRAPHIES	51	
Annexe	53	



Notations et symboles



Promotion 2020

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.



Liste des figures



Promotion 2020

Liste des figures

FIG.I.1:	REPRESENTATION SCHEMATIQUE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE	5
FIG.I.2:	REPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE TRIPHASEE ET BIPHASEE EQUIVALENTE	5
FIG.I.3:	SCHEMA BLOC GLOBAL DE SIMULATION DE LA M.AS. ALIMENTEE EN TENSION.....	5
FIG.I.4:	REPOSE DE LA MACHINE EN FONCTIONNEMENT A VIDE $C_r = 0$	12
FIG.I.5:	REPOSE DE LA MACHINE AVEC APPLICATION D'UNE CHARGE $C_r = 10 N.m$ A $t = 0.6s$	13
FIG.I.6:	SCHEMA D'ENSEMBLE CONVERTISSEUR MACHINE	14
FIG.I.7:	CIRCUIT ELECTRIQUE DU REDRESSEUR TRIPHASE A DIODES	15
FIG.I.8:	TENSION DE RESEAU ET LA TENSION A LA SORTIE DU REDRESSEUR	16
FIG.I.9:	FILTRE L-C	16
FIG.I.10:	RESULTATS DE SIMULATION DE L'ENSEMBLE REDRESSEUR-FILTRE.....	17
FIG.I.11:	SCHEMA ELECTRIQUE D'UN ONDULEUR TRIPHASE A TROIS BRAS ALIMENTANT LA MAS.....	18
FIG.I.12:	PRINCIPE DE LA MODULATION MLI TYPE SINUS-TRIANGLE	20
FIG.I.13:	MODULATION MLI SINUS-TRIANGLE.....	21
FIG.I.14:	ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE-ONDULEUR EN BOUCLE OUVERTE.....	21
FIG.II.1:	PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	24
FIG.II.2:	SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE	27
FIG.II.3:	RECONSTITUTION DES TENSIONS V_{ds}^* ET V_{qs}^*	29
FIG.II.4:	REPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE	30
FIG.II.5:	DECOUPLAGE PAR ADDITION DES TERMES DE COUPLAGE	30
FIG.II.6:	SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE COURANT.....	31
FIG.II.7:	SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE VITESSE	32
FIG.II.8:	SCHEMA GLOBAL DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	33
FIG.II.9:	RESULTATS DE SIMULATION DE LA REGULATION DE LA VITESSE AVEC COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE	35
FIG.II.10:	PROFIL DE REFERENCE DU VARIATION DE LA RESISTANCE (RS)	35
FIG.II.11:	RESULTATS DE SIMULATION DE LA REGULATION DE LA VITESSE POUR $R_s = +50\%R_{SN}$	36
FIG.II.12:	PROFIL DE LA VARIATION DE L'INVERSE DE LA CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE $1/T_r$	36

FIG.II.13:	RESULTATS DE SIMULATION DE LA REGULATION DE LA VITESSE POUR $1/TR=50\%$ $1/TRN$	37
FIG.III.1	SCHEMA DE PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR	40
FIG.III.2	SCHEMA DE PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR ADAPTATIF.....	45
FIG.III.3	REGULATION DE VITESSE PAR LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (CVI) SANS CAPTEUR DE VITESSE.....	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
FIG.III.4	PROFILS DE REFERENCES VITESSE –COUPLE.....	46
FIG.III.5	RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR DE VITESSE BASEE SUR OBSERVATEUR ADAPTATIF.....	47
FIG.III.6	PROFILS DE REFERENCES VITESSE –COUPLE.....	47
FIG.III.7	RESULTATS DE SIMULATION AUX BASSES VITESSES DE LA COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR DE VITESSE BASEE SUR OBSERVATEUR ADAPTATIF.....	48



Introduction générale



Promotion 2020

Introduction générale

Problématique

Pourquoi on parle de la commande sans capteur (sensorless) ?

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur Asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit, donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure et de ce fait sa commande pose un problème théorique pour les automaticiens [1].

Les qualités de la MAS justifient le regain d'intérêt de l'industrie vis à vis de ce type de machine. De plus, les développements récents de l'électronique de puissance et de commande permettent aux moteurs asynchrones d'avoir les mêmes performances que celles des machines à courant continu [2].

Afin d'asservir la vitesse de la charge dans la commande vectorielle, il faut mesurer celle-ci par l'intermédiaire d'un capteur mécanique. D'autre part, seules les variables statoriques sont mesurées et comme les états incluent les variables rotoriques, la mesure du flux rotorique ou de vitesse n'est pas chose facile car au delà du fait que le coût du capteur est assez élevé, ils sont sensibles à la variation de la température, nécessite une place pour le montage du moteur [3]. Donc, afin de conserver les qualités de la MAS il serait plus commode d'éliminer ces capteurs.

Objectif du travail

Le travail présenté à pour but d'étudié deux approches :

La première consiste en une commande vectorielle indirecte permettant d'assurer un découplage entre le flux et le couple d'une part tout en introduisant des capteurs mécaniques compliqués et coûteux d'une autre part.

La seconde nécessite l'élimination de ces capteurs et leur remplacement par des observateurs.

Structure du mémoire

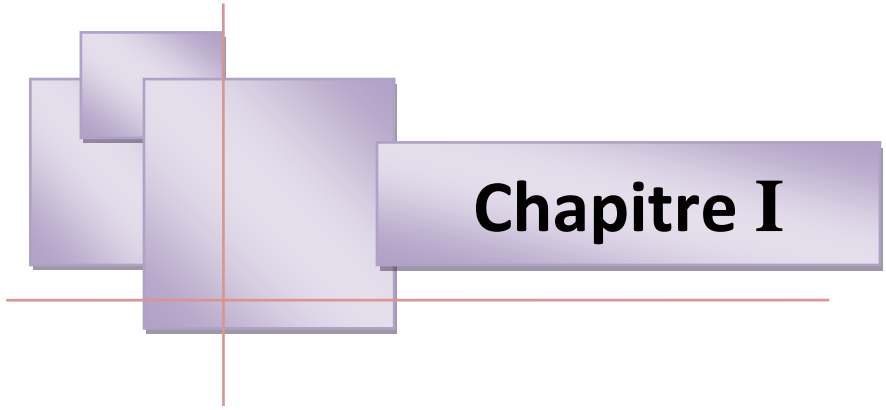
Notre présent mémoire est constitué de trois chapitres ::

Dans le premier Chapitre, nous présentons une modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant les transformations de Park. Ensuite, nous abordons l'étude de l'association convertisseur machine dans laquelle nous modélisons la MAS associée à un onduleur de tension commandé en tension.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle indirecte à flux orienté. Celle-ci a pour but de remédier au problème de couplage qui rend la machine difficilement commandable. des tests de robustesse sont présentés en fin de chapitre.

Le troisième chapitre traite la commande sans capteur de vitesse pour but l'étude de la CVI associée à un observateur de Luenberger pour estimer la vitesse de rotation via un mécanisme d'adaptation basée sur la théorie de Lyapunov.

Une conclusion générale permettra de rassembler un certain nombre de remarques nécessaires à l'amélioration de ce travail. On terminera par des suggestions et perspectives sur les projections de ce travail.



Chapitre I

Introduction

Le système d'entraînement de la machine asynchrone (MAS) intègre l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. De ce fait, une modélisation de la machine asynchrone, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place du fonctionnement de la commande, est nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement.

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, du point de vue automatique, une modélisation de la machine asynchrone sous forme de modèle d'état. Généralement, ce modèle est défini dans un référentiel biphasé (tournant) d'axes (d, q) . Ce référentiel est défini à partir du référentiel triphasé naturel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adaptées [4].

I.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La MAS est une machine à courant alternatif appelée aussi machine à induction caractérisée par le fait que son rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ tournant à l'entrefer.

L'application adéquate d'une tension de pulsation ω_s aux enroulements statoriques d'une machine asynchrone, crée un champ magnétique tournant. Ce champ tourne mécaniquement à la vitesse de synchronisme $\Omega_s = \omega_s / p$. Le rotor de la machine tourne à une vitesse mécanique Ω inférieure à la vitesse de synchronisme ($\Omega < \Omega_s$). Le rotor perçoit donc un champ glissant à la vitesse relative $\Omega_{gl} = \Omega_s - \Omega$.

Puisque :

$$\Omega_{gl} = \Omega_s - \Omega \Rightarrow \omega_{gl} = \omega_s - \omega \quad (\text{I.1})$$

Alors, $\omega + \omega_{gl} = \omega_s$, et donc :

$$\omega_{gl} = g\omega_s \quad (\text{I.2})$$

avec

$$\Omega_s = \omega_s / p, \quad \omega_{gl} = p\Omega_{gl} \quad \text{et} \quad \omega = p\Omega$$

I.2 MODEL DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Modéliser consiste à mettre en équations les différents paramètres d'un système. A l'issue de cette opération on se trouve au problème suivant : plus le modèle se rapproche de la réalité, plus il devient complexe et demande des moyens de calcul très importants, par contre si le système est simplifié, les calculs deviennent faciles mais on s'éloigne de la réalité. Un choix judicieux consiste à idéaliser la machine et par conséquent garder les phénomènes les plus importants et négliger les phénomènes secondaires. Il est donc important que le modèle soit utilisable aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique. Pour ce faire nous devons avoir recours à des hypothèses simplificatrices sur les quelles se basera notre étude [5].

I.2.1 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone étant un système dynamique non linéaire, il est nécessaire de disposer d'un model représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électrique, électromécanique et mécanique. Dans la littérature de la commande, le modèle de PARK est généralement choisi. En effet, c'est une solution qui tient compte des hypothèses simplificatrices intrinsèques au système [6][7]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- Le circuit magnétique non saturé et a une perméabilité constante.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température tout en négligeant l'effet de peau et les pertes fer.
- Le bobinage triphasé et symétrique et la répartition de la force magnétomotrice dans l'entrefer est sinusoïdale.

I.2.2 Mise en équation de la machine asynchrone

La machine asynchrone est présentée schématiquement par la figure (I.1). Elle est munie de six enroulements [8]

- Trois enroulements (A, B, C) fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Trois enroulements (a, b, c) identiques décalés dans l'espace de 120° , ces enroulements sont en court-circuit avec une tension nulle à leurs bornes.

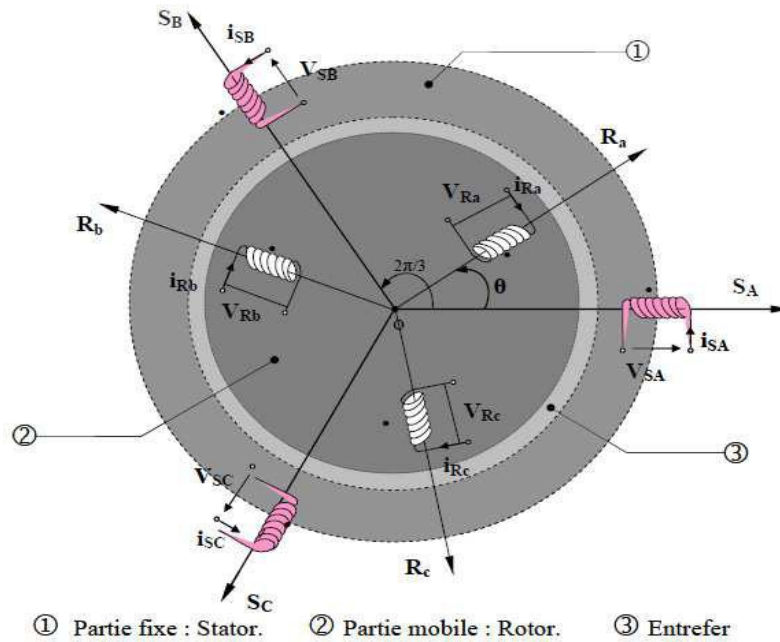


Fig.I.1: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

✓ **Équations électriques**

La loi de Faraday permet d'écrire globalement :

$$V = RI + \frac{d}{dt}\Phi \tag{I.3}$$

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

$$V_s = R_s [I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \tag{I.4}$$

$$V_r = R_r [I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \tag{I.5}$$

avec :

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

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

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

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

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

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

✓ 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 :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{cases} \quad (I.6)$$

avec :

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

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

Les équations (I.4), (I.5) et (I.6) conduisent au modèle asynchrone triphasé suivant :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \quad (I.7)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_{rr}][I_{rabc}] \} \quad (I.8)$$

✓ Équation mécanique

La relation fondamentale de la dynamique permet d'écrire :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \quad (I.9)$$

La résolution analytique du système d'équations (I.7), (I.8) et (I.9) 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 [9].

I.3 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.7) et (I.8) 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 [10].

I.3.1 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 :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta_{obs}) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

avec

$$P(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{obs} & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

La transformation inverse est donnée par

$$P^{-1}(\theta_{obs}) = P^t(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & -\sin \theta_{obs} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

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.2) représente le schéma du modèle de la machine asynchrone triphasée et son équivalent en biphasée issue de la transformation de Park.

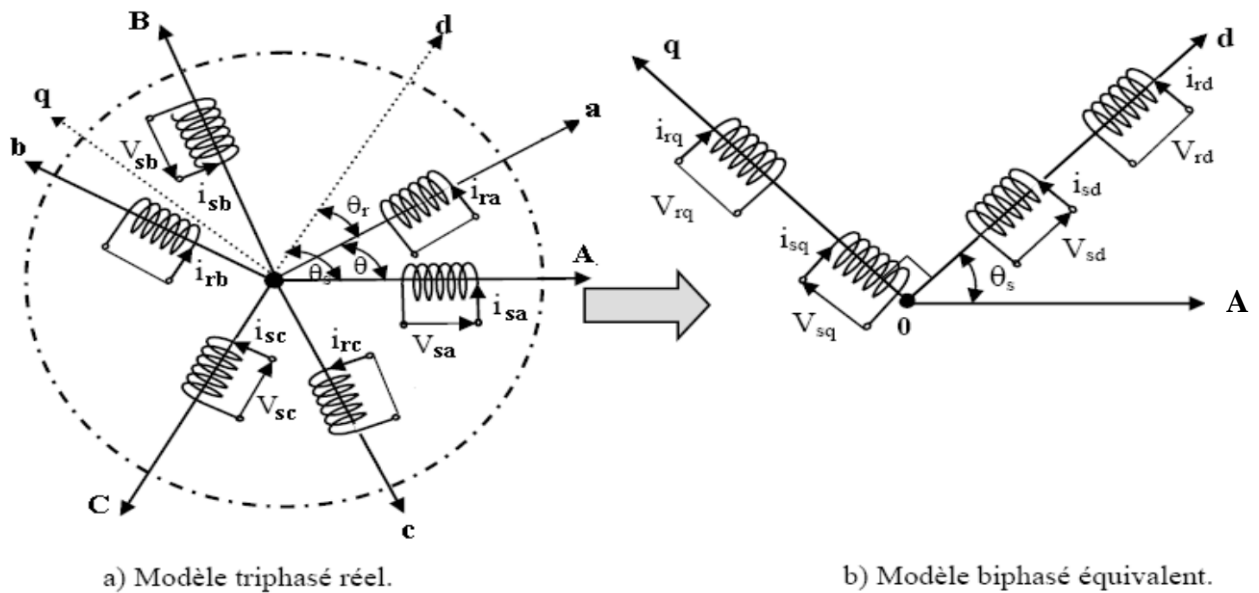


Fig.I.2: Représentation du modèle de la machine triphasée et biphasée équivalente

I.3.2 Choix du référentiel

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 :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_{gl}) = \omega_s - \omega_{gl} \quad (\text{I.13})$$

I.4 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 [5] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

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

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

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 :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (\text{I.16})$$

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

$$C_{em} = pM (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (\text{I.18})$$

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

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 modèle 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 donnés 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 :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p \Omega) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - p \Omega) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (I.20)$$

avec l'équation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - f_v \Omega - C_r) \quad (I.21)$$

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.5 SIMULATION DU MODELE

A partir du modèle d'état des équations (I.20) et (I.21), 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.3) présente le schéma bloc de simulation de la machine asynchrone, montrant en détail le passage entre les grandeurs réelles et les grandeurs biphasés.

✓ A vide ($C_r = 0$), figure (I.4)

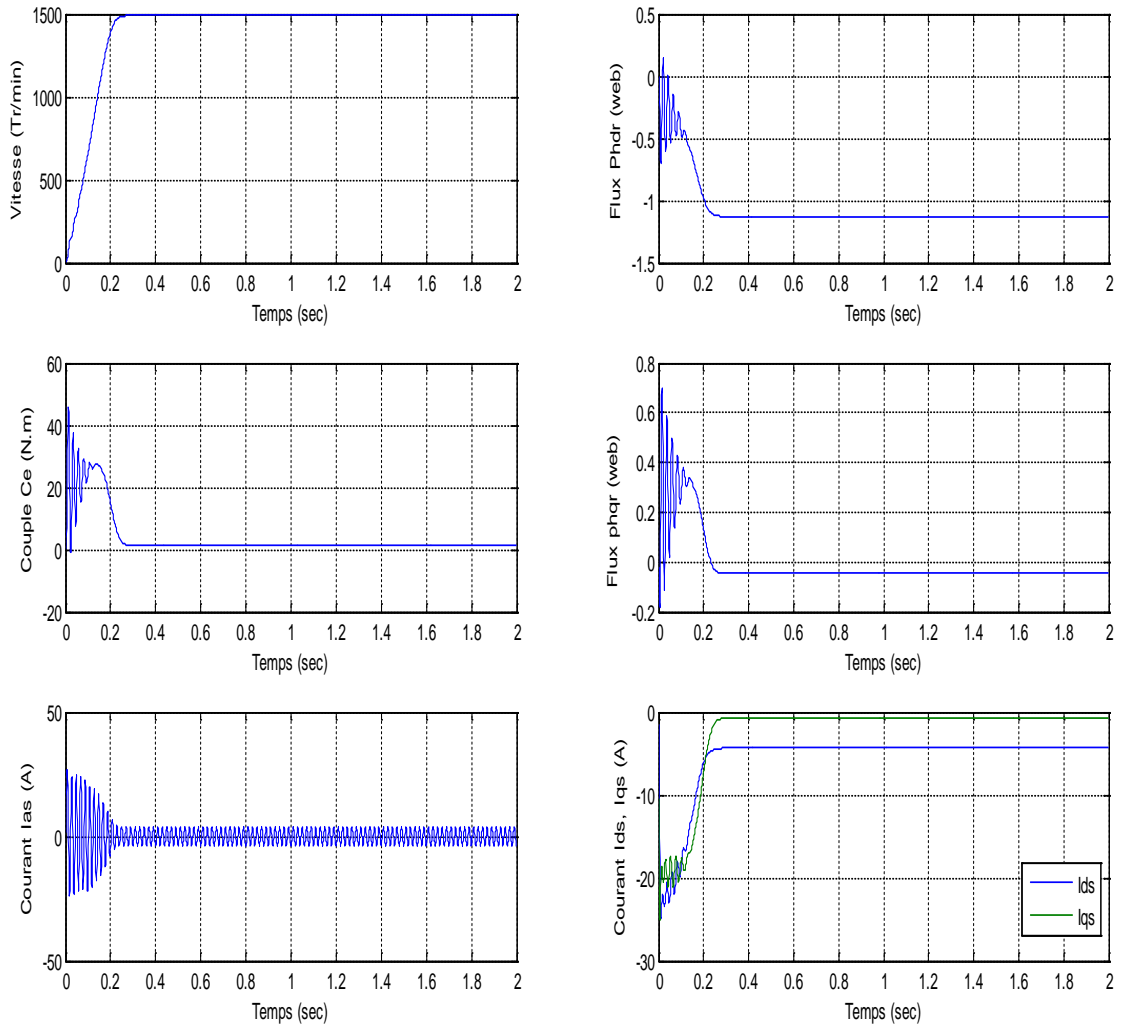


Fig.I.4: Réponse de la machine en fonctionnement à vide $C_r = 0$

On remarque que la courbe de vitesse augmente d'une manière presque linéaire jusqu'à ce qu'elle atteigne la valeur 1500 tr/min pendant un temps de 0.25 s. 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 ($C_r = 10 \text{ Nm}$), figure (I.5)

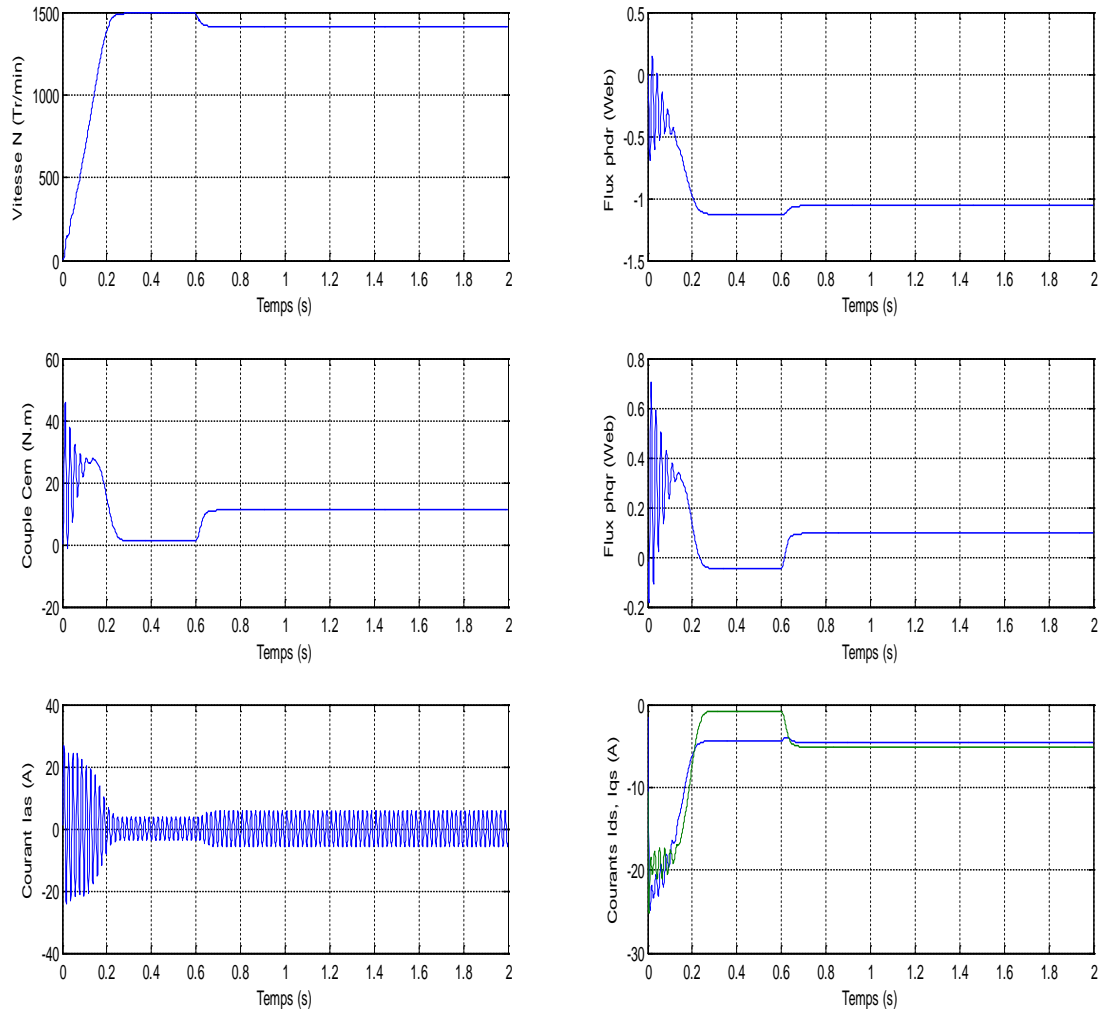


Fig.I.5: Réponse de la machine avec application d'une charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 0.6 \text{ s}$

On introduit maintenant un couple de charge $C_r = 10 \text{ Nm}$ à $t = 0.6 \text{ s}$, 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 et une diminution du flux rotorique 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.6 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Afin de rendre possible 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. Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et à l'utilisation de la technique MLI (Modulation par largeur d'impulsion), les convertisseurs statiques permettent par un contrôle adéquat des signaux de commande des interrupteurs, d'imposer la tension et le courant aux bornes du moteur [11].

Les signaux de commande peuvent être des tensions (technique triangulo-sinusoidale) ou des courants (technique de contrôle des courants par hystérésis).

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur la figure (I.6), est constitué :

- d'un redresseur non commandé, supposé parfait.
- d'un filtre de type passe-bas.
- d'un onduleur de tension qui permet de produire à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables.

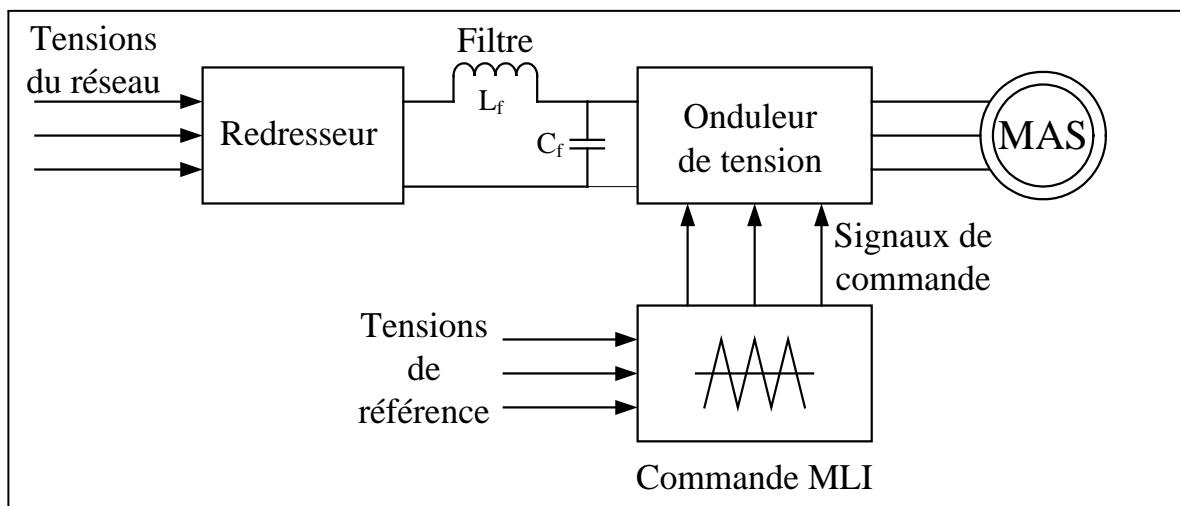


Fig.I.6: Schéma d'ensemble convertisseur machine

I.6.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est représenté par la figure (I.7), c'est un pont de Graetz à six diodes qui convertit 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.

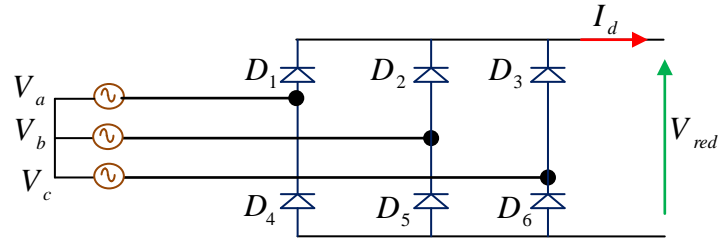


Fig.I.7: Circuit électrique du redresseur triphasé à diodes

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

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t) \\ V_b = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.22)$$

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

Le système de tension triphasé (V_a, V_b, V_c) ainsi que la tension redressée V_{red} sont représentés par la figure (I.8).

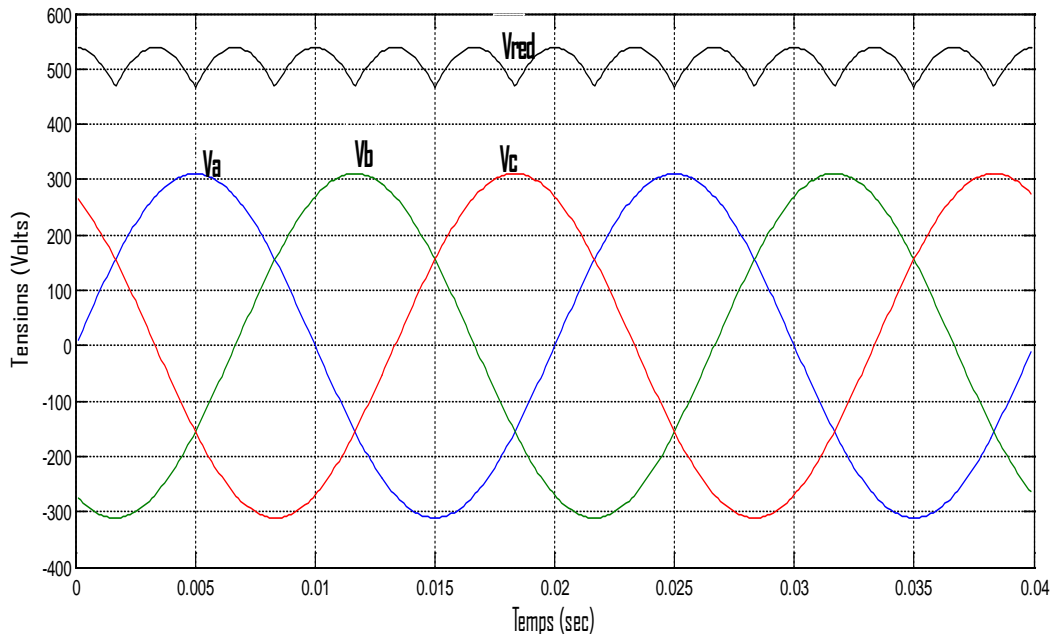


Fig.I.8: Tension de réseau et la tension à la sortie du redresseur

I.6.2 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.9)) dans le but de lisser ces ondulations.

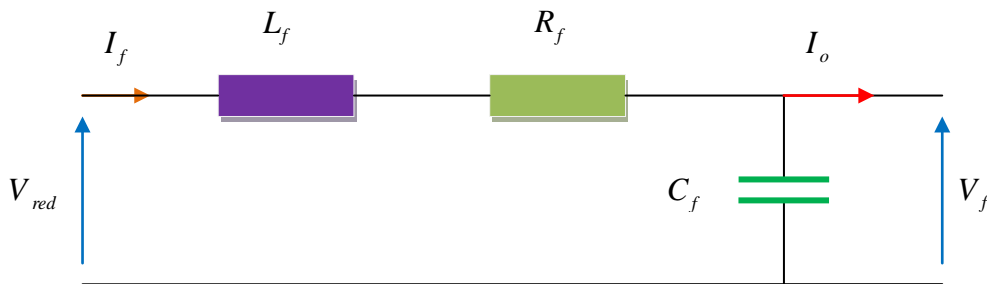


Fig.I.9: Filtre L-C

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

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_f}{dt} + R_f I_f + V_f \\ V_f = \frac{1}{C_f} \int (I_f - I_o) dt \end{cases} \tag{I.23}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{V_f}{V_{red}} = \frac{1}{L_f \cdot C_f \cdot s^2 + R_f \cdot C_f \cdot s + 1} \quad (\text{I.24})$$

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

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{I.25})$$

L'opération de filtrage a été réalisée avec les paramètres $R_f = 1\Omega$, $L_f = 0.002H$ et $C_f = 0.006F$. Les résultats de simulation sont présentés sur la figure (I.10).

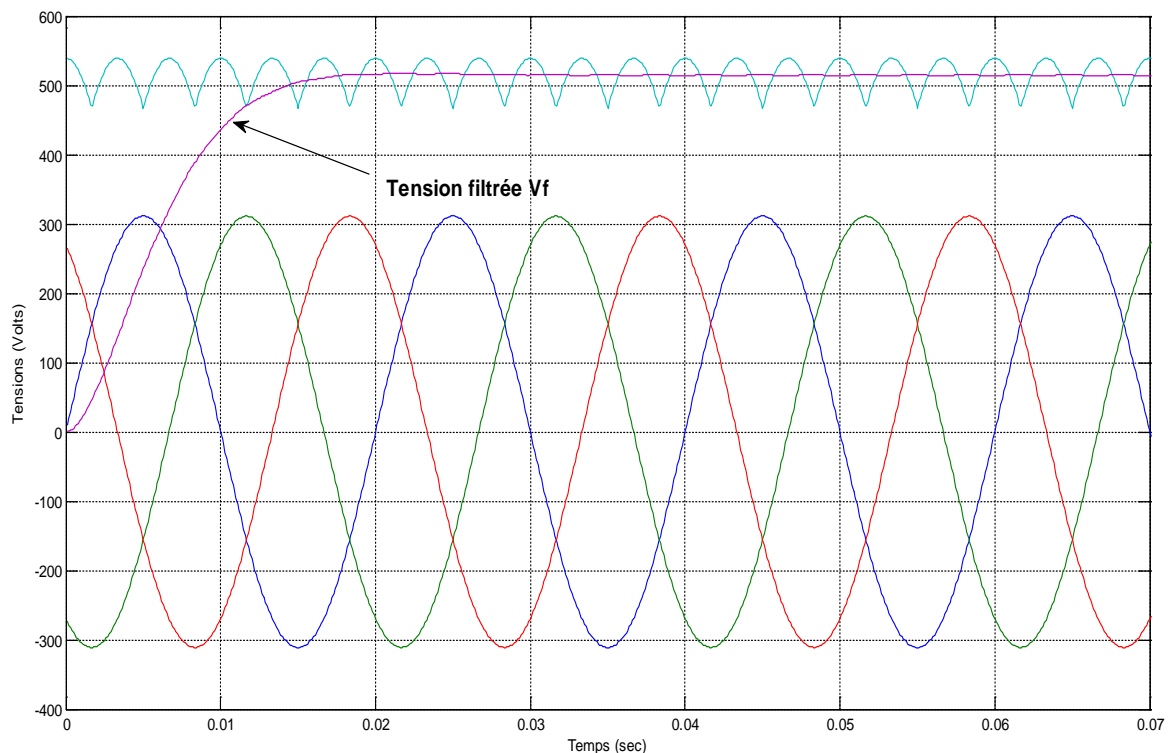


Fig.I.10: Résultats de simulation de l'ensemble Redresseur-Filtre

I.6.3 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.11) présente un système mettant en œuvre une machine asynchrone alimentée par un onduleur de type M.L.I.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances.

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.

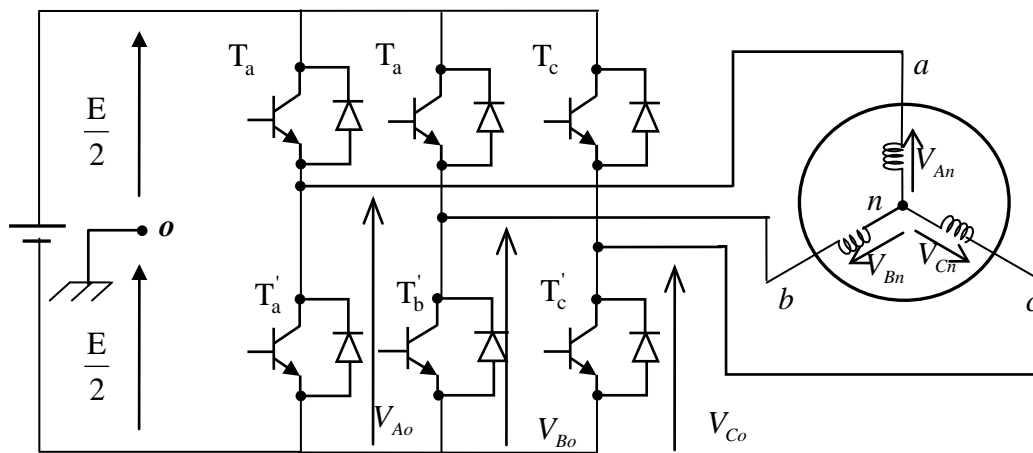


Fig.I.11: Schéma électrique d'un onduleur triphasé à trois bras alimentant la MAS

Pour modéliser l'onduleur de tension de la figure I.11, on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateur de f.é.m égale à $E/2$ connectés à un point milieu noté "O".

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_i' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

Si $S_i = 1$, T_i est passant et T_i' est ouvert ;

Si $S_i = 0$, T_i est ouvert et T_i' est passant ;

avec $i = a, b, c$

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

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

où "O" représente le point milieu fictif à l'entrée continu (figure I.11), 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 :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

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 :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{I.28})$$

En remplaçant l'équation (I.28) dans le système d'équations (I.27), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

nous avons

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

avec $i = a, b, c$

$$\begin{cases} S_i = 1 & V_{io} = \frac{E}{2} \\ S_i = 0 & V_{io} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

il vient alors

$$\begin{cases} V_{ao} = (S_a - 1/2)E \\ V_{bo} = (S_b - 1/2)E \\ V_{co} = (S_c - 1/2)E \end{cases} \quad (\text{I. 31})$$

En remplaçant l'équation (I.29) dans l'équation (I.31), on obtient le modèle de l'onduleur comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I. 32})$$

Le principe de la commande MLI est présenté sur la figure (I.12) :

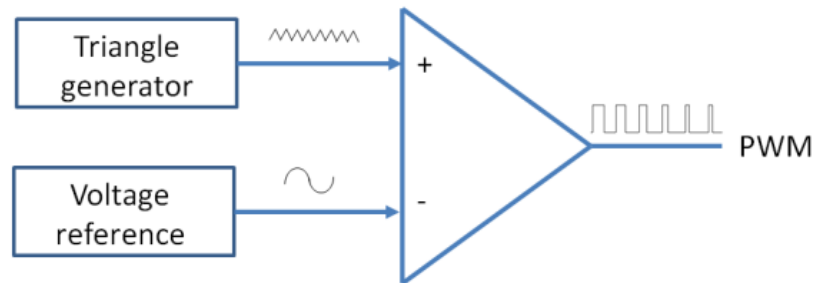


Fig.I.12: Principe de la modulation MLI type sinus-triangle

I.7.4. Modulation par largeur d'impulsions

Le principe général de la modulation consiste à représenter une information sous une forme différente de la forme originale. Dans la littérature plusieurs types de modulations peuvent être rencontrés. Dans notre cas, on s'intéresse essentiellement à la modulation dite MLI (Modulation par largeur d'Impulsions) ou PWM en anglais (Pulse Width Modulation).

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 . La sortie du comparateur permet d'obtenir un signal MLI comme le montre la figure (I.13).

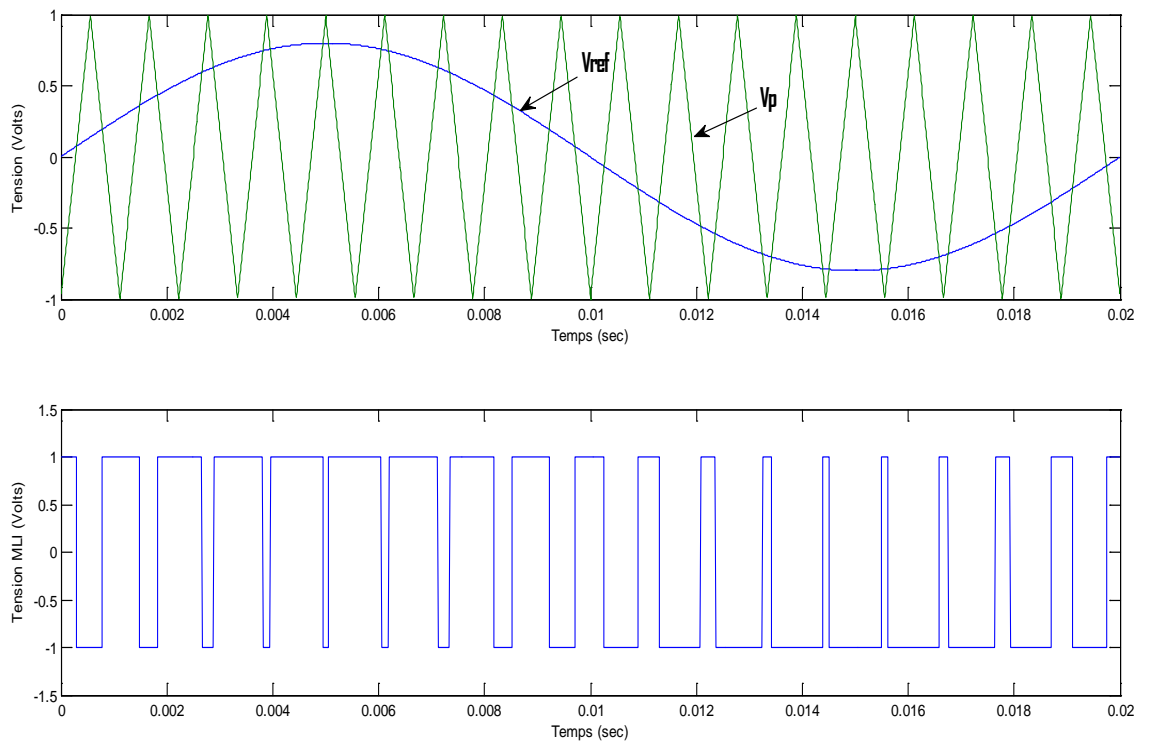


Fig.I.13: Modulation MLI sinus-triangle

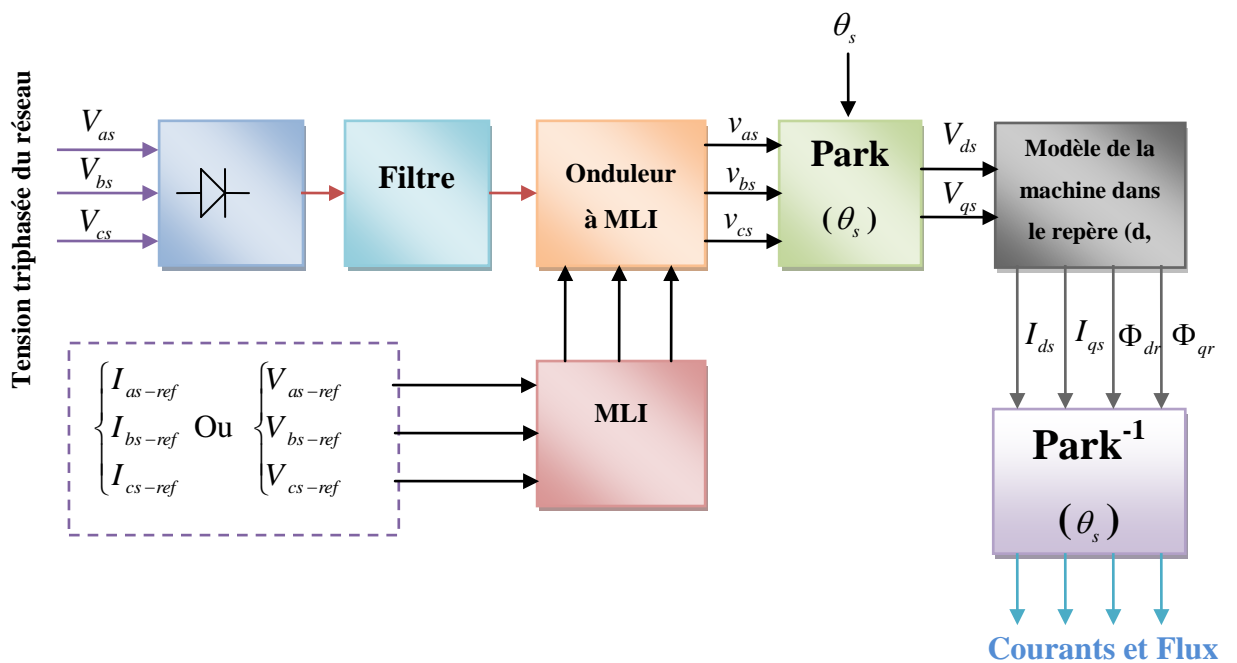


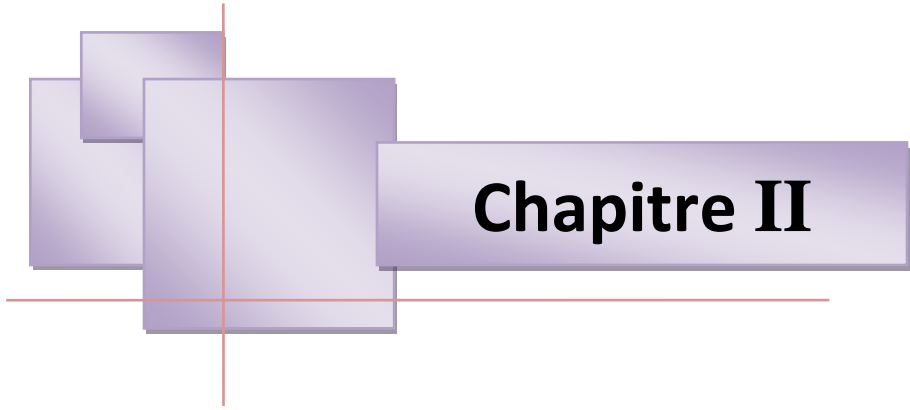
Fig.I.14: Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte

I.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande. Le modèle triphasé obtenu sous certaines hypothèses simplificatrices se réduit en modèle biphasé à l'aide de la transformation de Park. Le choix des variables d'état dépend de l'objectif de la commande ou de l'observation. Le modèle d'état obtenu est linéaire dans les états électromagnétiques (flux et courants). Un modèle réduit est obtenu en négligeant la dynamique u stator.

L'onduleur est commandé par la technique de modulation des largeurs d'impulsions (MLI) basée sur la stratégie de commande en courant.

Après avoir réalisé la modélisation de l'association machine asynchrone – convertisseur statique (onduleur de tension à deux niveaux), et nous avons constaté que la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînements à vitesse variable, c'est pourquoi on aura particulier le deuxième chapitre pour la technique de commande vectorielle afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique.



Chapitre II

Introduction

Proposé en 1971 par BLASHCHKE et HASS, la commande vectorielle, aussi appelée commande à flux orienté (Field Oriented Control en anglais), est une méthode de commande des variateurs de vitesse électrique dans laquelle les courants statoriques triphasés d'un moteur électrique à courants alternatifs sont transformés en deux composantes orthogonales qui peuvent être considérée comme étant des vecteurs. Le premier vecteur permet le réglage du flux magnétique du moteur, tandis que la seconde règle le couple. Ils sont alors découplés et le fonctionnement devient alors similaire à celui d'un moteur à courant continu. Le calculateur calcule alors à partir de la consigne de vitesse du moteur, le flux et le couple nécessaire, desquels on déduit les courants requis. Typiquement, un régulateur PI sert à maintenir le courant à la valeur demandée

Dans le présent chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (de l'anglais, Field Oriented Control ou FOC) sur le moteur à induction. Cependant, nous présenterons au premier lieu un rappel sur le principe de la commande vectorielle, puis l'application de cette commande sur la machine asynchrone [12].

II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :

Dans une machine à courant continu à excitation séparée, le champ inducteur et le courant induit (couple) sont naturellement découplé (orthogonaux). Ce qui donne aux machines à courant continu des performances remarquables en commande. Au contraire de la machine asynchrone qui présente un fort couplage entre toutes ses grandeurs électromagnétiques.

La commande par orientation du flux consiste à régler par une composante du courant et le couple par l'autre composante, pour cela, il faut choisir un système d'axe (d,q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

L'objectif de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique et statique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu

La commande vectorielle peut être directe ou indirecte. Dans le cas de la commande directe la position et l'amplitude du flux rotorique sont calculés à partir des grandeurs

estimées ou (rarement) mesurées, cependant un capteur de flux implanté au niveau de la machine, augmente l'encombrement de cette dernière et la rend moins pratique dans certaines applications. En revanche, dans la commande indirecte la position du flux rotorique est estimée à l'aide de la combinaison de l'angle de glissement calculée et de la position de la vitesse rotorique mesurée [13].

L'inconvénient de ces deux méthodes est la sensibilité aux variations des paramètres de la machine.

II.2 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC) :

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple.

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 [14].

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 la quelle deux courant (I_{ds}, I_{qs}) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple Figure (II.1).

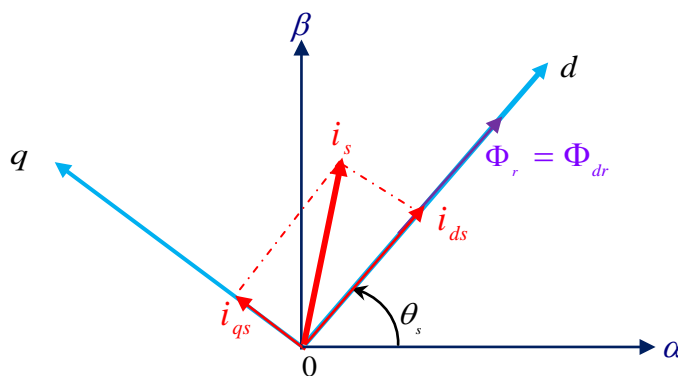


Fig.II.1: Principe de la commande vectorielle

Donc nous avons :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

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

$$C_{em} = k \cdot I_{ds} \cdot I_{qs} \quad (\text{II.2})$$

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.3 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.2).

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 :

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

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 :

$$\begin{cases} I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \\ I_{qs}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{pM \Phi_r^*} \\ \omega_s = \omega + \frac{MR_r I_{qs}^*}{L_r \Phi_r^*} \\ V_{ds}^* = R_s I_{ds}^* - \omega_s \sigma L_s I_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s I_{qs}^* - \omega_s \sigma L_s I_{ds}^* + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r^* \end{cases} \quad (II.7)$$

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.

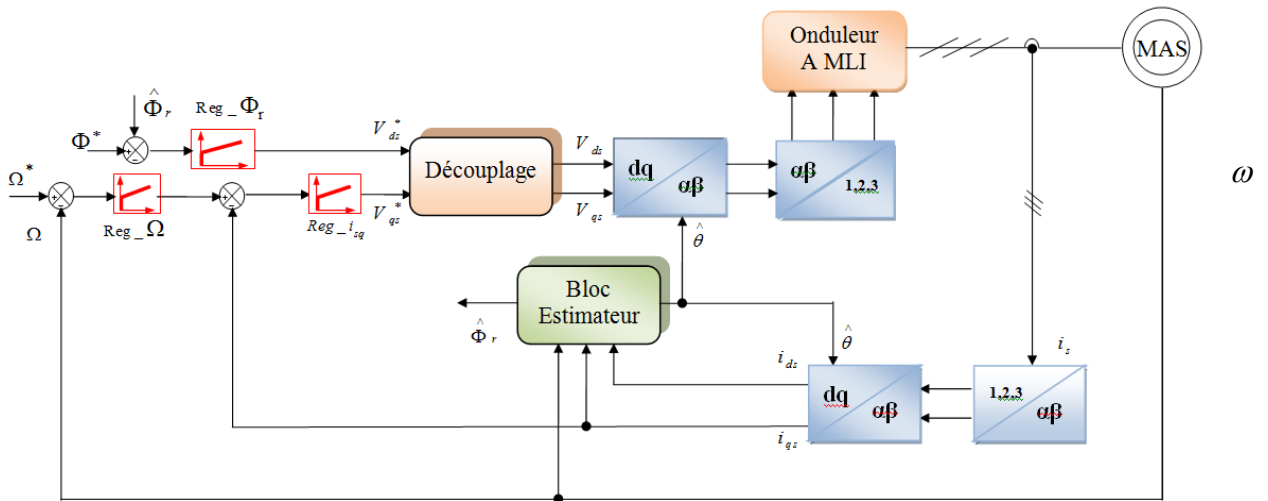


Fig.II.2: Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

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 [15].

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} [16][17].

II.3.1 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.3).

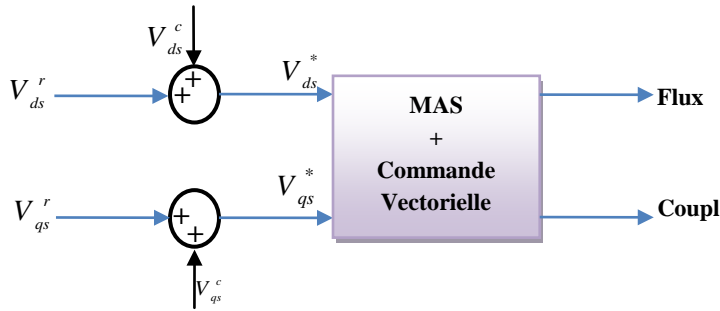


Fig.II.3: Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^*

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

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

On peut donc, représenter le modèle de la machine par le schéma bloc de la Figure (II.4). où nous schématisons en clair les termes de couplage $\omega_s \sigma L_s I_{qs}$, $\omega_s \sigma L_s I_{ds}$ et $\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r$.

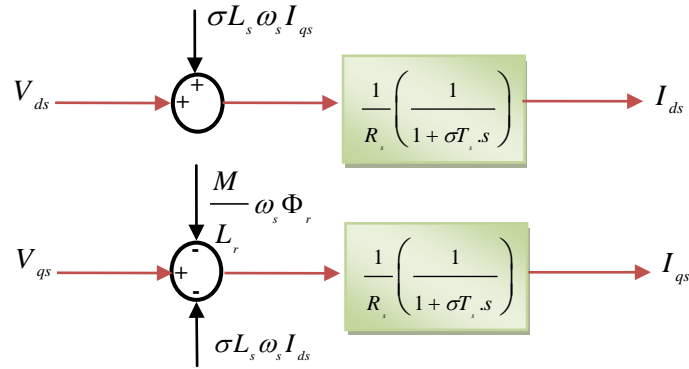


Fig.II.4: Représentation du Modèle de la machine

L'ensemble modèle de la machine et sa régulation par découplage est représenté dans la Figure (II.5).

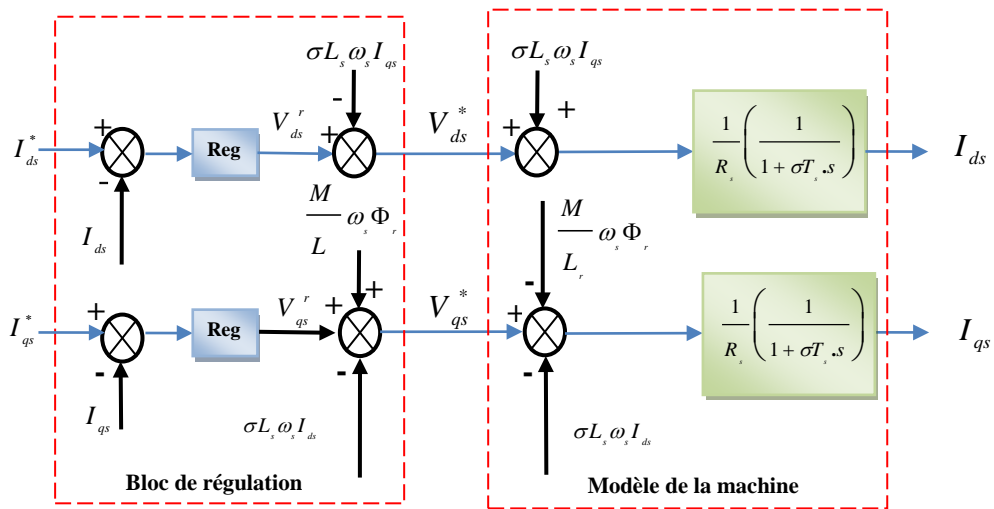


Fig.II.5: Découplage par addition des termes de couplage

II.3.2 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 $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$ [18].

II.3.2.1 Régulation du courant :

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

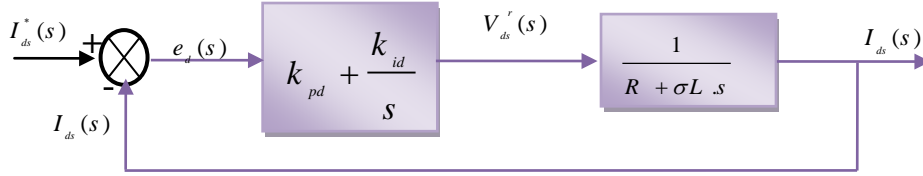


Fig.II.6: Schéma fonctionnel de régulation de courant

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 [17].

Le régulateur de courant direct permet de définir la tension V_{ds}^r , nécessaire pour maintenir le flux de référence [19].

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

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

L'expression du courant de référence est :

$$I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \tag{II.13}$$

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

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

Le polynôme caractéristique est :

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

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

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

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

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

II.3.2.2 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 :

$$\frac{\omega(s)}{C_{em}(s)} = \frac{p}{f_v + J_s s} \tag{II.18}$$

Avec : $\omega = p\Omega$

En associant à cette fonction un régulateur PI, on obtient la structure donnée dans la Figure (II.7).

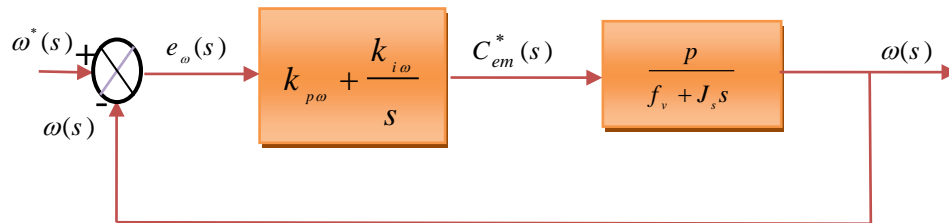


Fig.II.7: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

La fonction du transfert en boucle fermée de la Figure (II.7).est donnée par :

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

Le polynôme caractéristique est :

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

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

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

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

$$\begin{cases} k_{i\omega} = \frac{2 \cdot J \cdot \rho^2}{p} \\ k_{p\omega} = \frac{2 \cdot \rho \cdot J - f_v}{p} \end{cases} \tag{II.22}$$

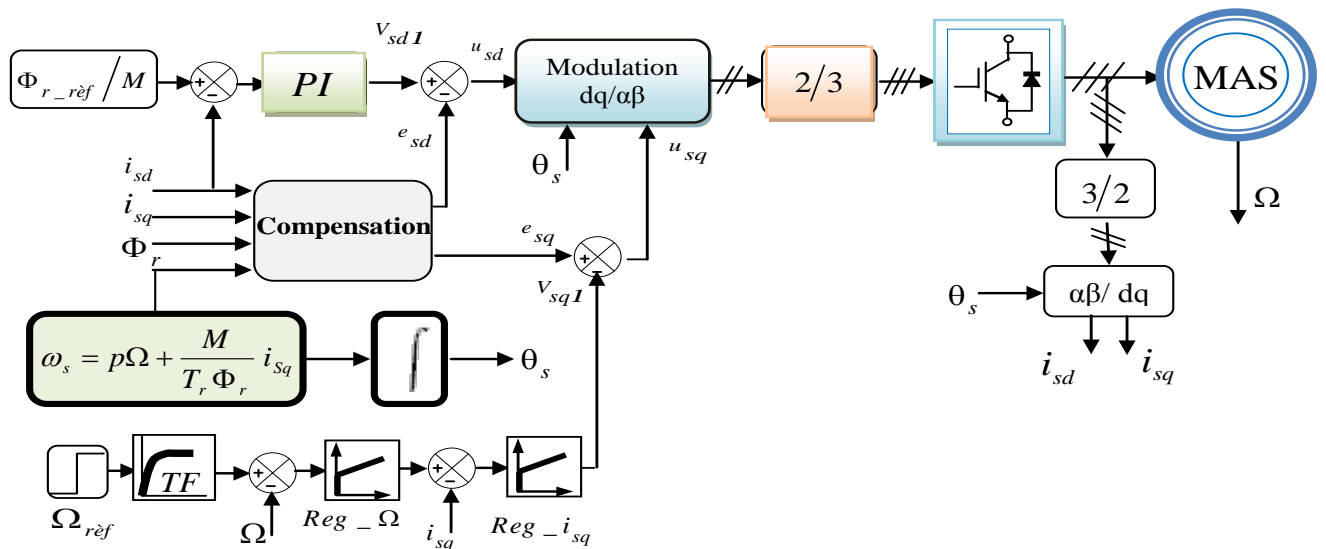


Fig.II.8: Schéma global de la commande vectorielle

II.4 Résultats de simulation et interprétations

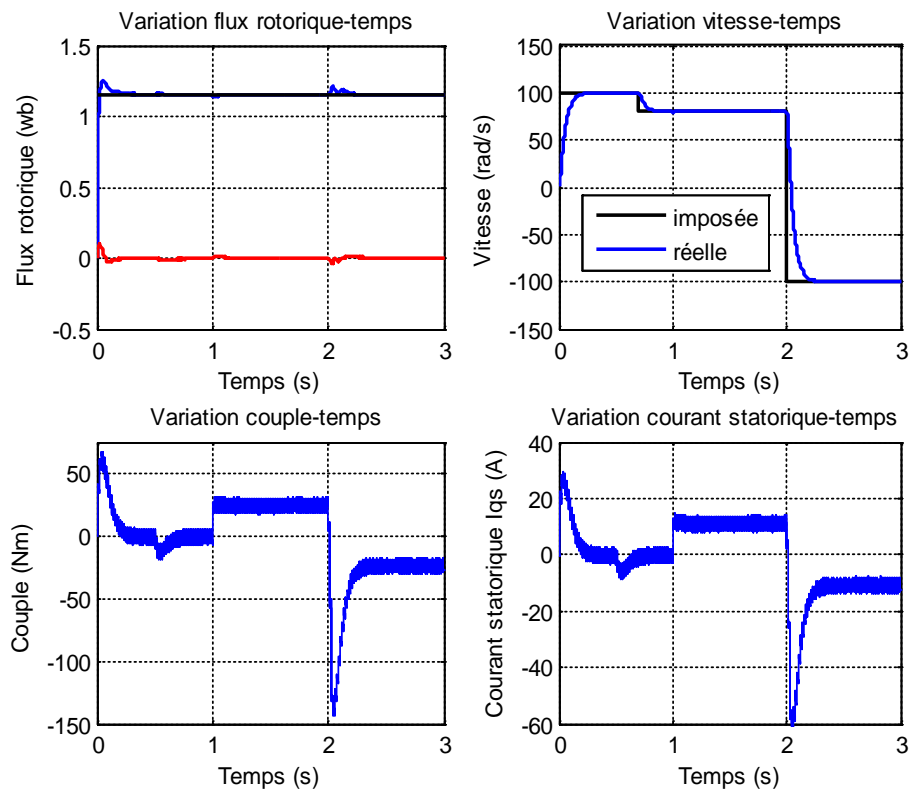
Pour illustrer le fonctionnement de la commande de la machine alimentée par un onduleur de tension commandé en tension; les résultats de simulation de démarrage à vide, en charge et inversion du sens de rotation sont présentés sur la figure (II.9).

- **Test en charge et avec inversion de vitesse**

Après 1s du démarrage à vide du moteur à 100 rad/s, une charge de 25Nm est appliquée pendant toute la durée de la simulation, après (0.7) s la vitesse est réduite à 80rad/s. Un test d'inversion du sens de rotation est réalisé à 2s à (-100 rad/s).

Le flux rotorique s'est installé à partir de l'instant initial et orienté sur l'axe (d) puisque la composante sur l'axe q est nulle. La vitesse suit sa référence avec précision grâce à l'action de régulateur.

La composante de courant I_{ds} image du flux rotorique est très peu perturbée pendant la phase d'inversion de sens de rotation ce qui montre l'efficacité de découplage. La composante de courant I_{qs} est une image du couple. Le couple est ondulé autour de la valeur de (25Nm).



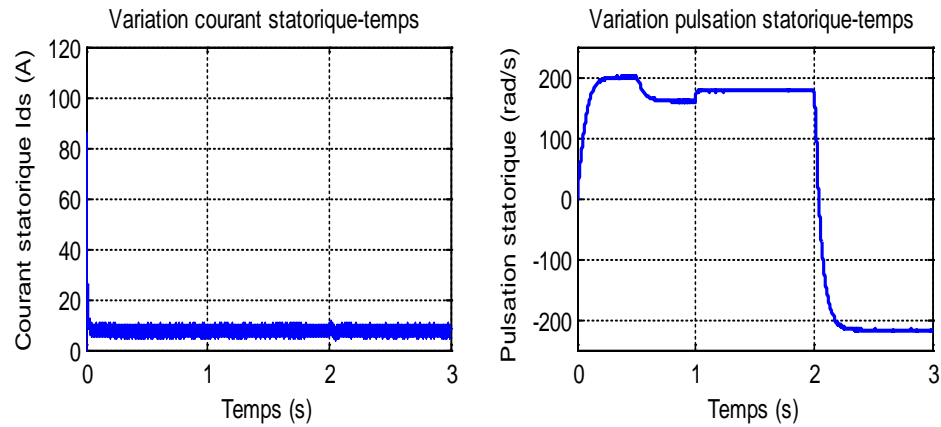


Fig.II.9: Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Avec commande vectorielle indirecte

Néanmoins, La commande vectorielle est caractérisé par sa sensibilité aux variations des paramètres de la machine (changement de la température et de la saturation de la machine). Un ajustement des ces paramètres par des structures bouclées est nécessaire pour éviter une dégradation des performances de la commande vectorielle [18].

- **Evaluation de L'influence des variations paramétrique en régime dynamique**

Afin de montrer l'influence de variation des paramètres sur la commande on réalise les tests de simulations suivantes.

- **Résistance statorique (Rs) :**

La figure II.10 représente le profil de la variation brusque de la résistance statorique (Rs). A noter qu'après (1s) une variation paramétrique a été produite avec 50% d'augmentation sur la résistance statorique.

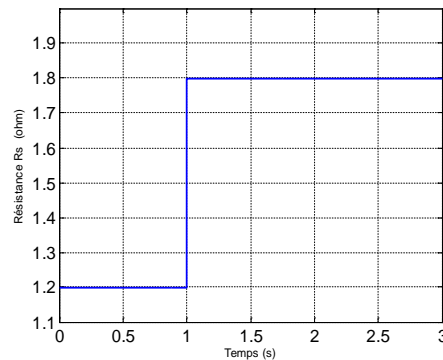


Fig.II.10: Profil de référence du variation de la résistance (Rs)

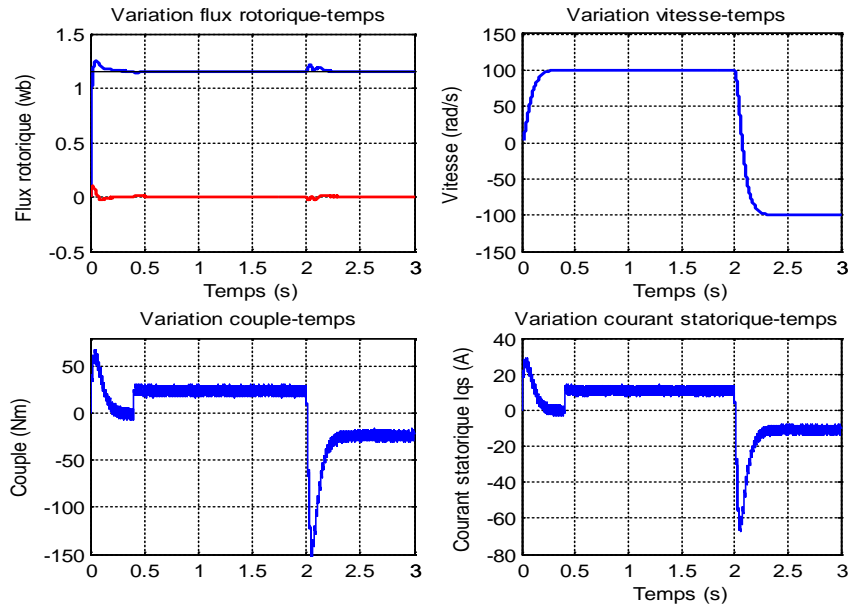


Fig.II.11: Résultats de simulation de la régulation de la vitesse pour $R_s=+50\%R_{sn}$

Sur la figure II.11 est représenté en simulation les résultats avec variation de la résistance statorique. On peut constater que la résistance statorique à très peu d'influence sur le découplage et de temps de réponse.

➤ **Constante de temps du rotor**

La figure II.12 représente le profil de la variation de l'inverse de la constante de temps rotorique $1/T_r$. On notera que après (1s) une variation paramétrique a été produite avec 50% 'augmentation sur l'inverse de la constante de temps rotorique.

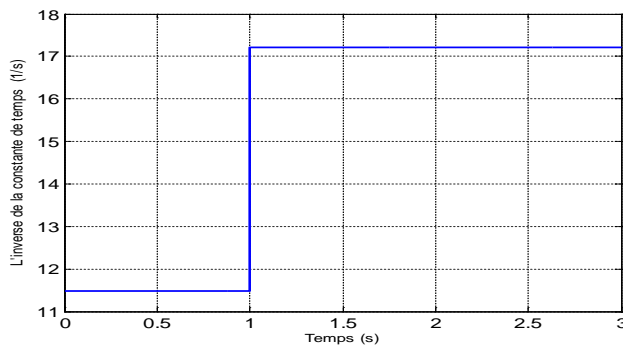


Fig.II.12: Profil de la variation de l'inverse de la constante de temps rotorique $1/T_r$

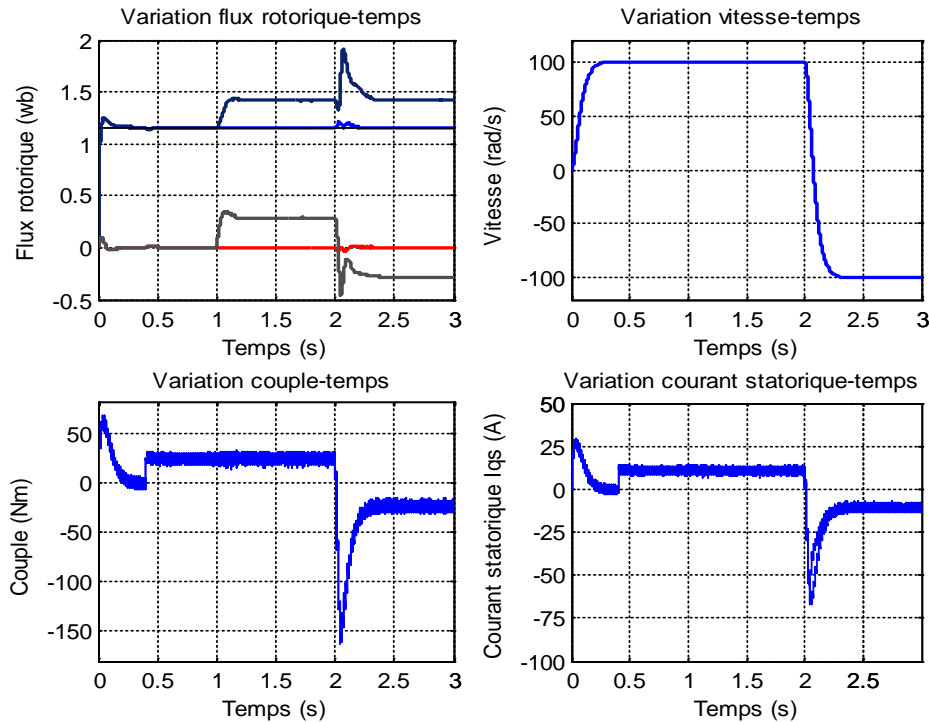


Fig.II.13: Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Pour $1/T_r=50\%$ $1/T_{rn}$

D'après les résultats de simulation on remarque que la sensibilité est très grande par rapport à ce paramètre le flux rotorique n'est pas vraiment orienté sur l'axe d (perte de découplage entre le flux et le couple). Un changement de la constante de temps rotorique conduit à une erreur sur l'amplitude et la phase du vecteur flux.

Le flux n'est plus maintenu constant avec un couplage entre le flux et le couple qui diffère alors temporairement de la valeur de référence. Une adaptation de ce paramètre est nécessaire pour éviter une dégradation du contrôle vectoriel (voir figure II.13).

II.5 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, la commande vectorielle ainsi que ses lois ont été étudiées et appliquées à la machine asynchrone. Le principe fondamental de cette commande était le découplage entre le couple et le flux. Les résultats de simulation que nous avons donnés sont relatifs à la commande vectorielle indirecte. Ils montrent clairement la réalisation du découplage. Par ailleurs, le réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur (PI) donne des résultats acceptables.

Le chapitre suivant sera dédié à présenter la commande sans capteur de vitesse pour la machine asynchrone.



Chapitre III



Promotion 2020

Introduction

Le bon fonctionnement d'un mécanisme de commande des processus nécessite un retour informations fiable. Ces informations peuvent parvenir à travers des capteurs. Dans le cas de la commande des machines électriques les capteurs peuvent être électriques (courants, tensions, flux) ou mécanique (couple électromagnétique, vitesse de rotation, position angulaire).

Cependant, l'emploi des capteurs implique un surcoût et une augmentation de la complexité de l'installation, d'où la réduction du nombre de capteurs voir leurs suppression pourrait devenir indispensable. En effet, la solution de la commande sans capteur de vitesse ou de position est introduite par soucis de fiabilité et de réduction des coûts.

Dans ce qui suit, nous exposerons une explication sur l'observateur et l'observation, ensuite, nous donnerons un bref aperçu sur la théorie générale de l'observateur de Luenberger pour reconstituer la vitesse rotorique de la machine asynchrone. Finalement, nous illustrerons par des tests de simulation présente des oscillations

III.1 Observateur

- Un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système.
- L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles du moteur asynchrone à partir des mesures accessibles et mesurables du système.
- Si le système à observer est déterministe on parle d'observateur (observateur de Luenberger) et lorsque le système est stochastique on parle de filtre (filtre de Kalman).

III.2 Observateur déterministe (Luenberger)

L'observateur Luenberger constitue un estimateur en boucle ouvert décrit par l'équation caractéristique du système à observer et par une boucle de correction avec une matrice de gain K pour corriger l'erreur sur l'estimation.

La figure (III.1) illustre la structure d'un observateur de Luenberger.

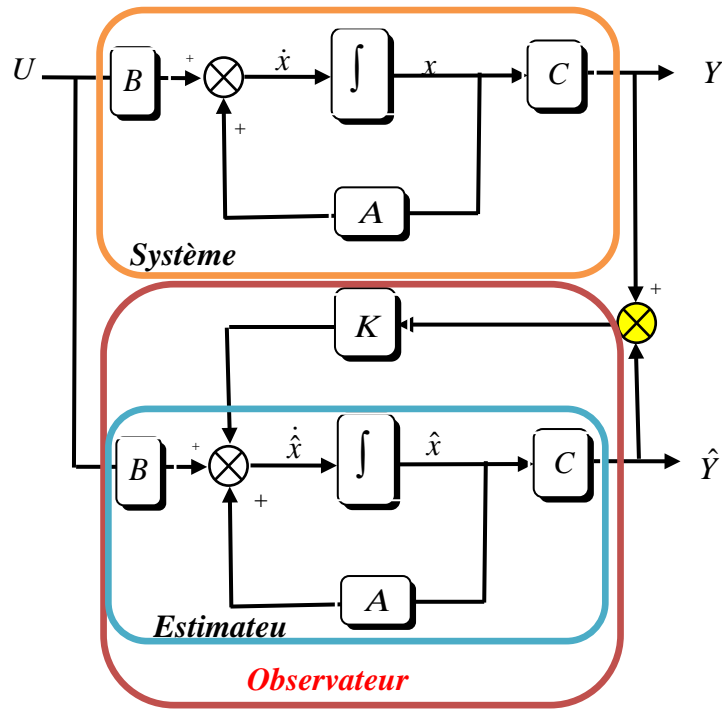


Fig.III.1 Schéma de principe d'un observateur

La mise en équation de l'observateur conduit à :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\varepsilon \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (III.1)$$

Tel que : $\varepsilon = Y - \hat{Y}$ (III.2)

III.2.1 Détermination de la matrice de gain K

En remplaçant l'équation (III.1) dans (III.2) on obtient :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A_0\hat{X} + BU + KY \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (III.3)$$

Avec : $A_0 = A - KC$

A_0 : détermine la dynamique de l'observateur, elle est en fonction de la matrice de gain K .

Le choix de repère (α, β) lié au stator permet d'avoir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité d'observateur [19].

Donc :

Le modèle de la machine peut être exprimé par :

$$\begin{cases} \dot{X} = A(\omega) + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (III.4)$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad V_s = U = [V_{\alpha s} \quad V_{\beta s}]^T \quad Y = [I_{\alpha s} \quad I_{\beta s}]^T \quad (III.5)$$

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_2 & a_3\omega \\ -a_3\omega & a_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} a_4 & 0 \\ 0 & a_4 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_5 & -\omega \\ \omega & a_5 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.6)$$

En plus :

$$\begin{aligned} a_1 &= -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & a_2 &= \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} & a_5 &= \frac{-1}{T_r} \\ a_3 &= \frac{1-\sigma}{\sigma M} & a_4 &= \frac{M}{T_r} & & \end{aligned} \quad (III.7)$$

La matrice $A(\omega)$ est une fonction de la vitesse. Elle est constituée de quatre sous matrices antisymétriques. Cette caractéristique sera retenue pour la matrice $A_0(\omega)$, ce qui impose une certaine structure à la matrice K [20] [21]. Elle peut s'écrire :

$$K = \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

K1, K2, K3, K4 sont données par :

$$\begin{cases} K_1 = (k-1)(a_1 + a_5) \\ K_2 = (k-1)\Omega \\ K_3 = \left(\frac{1-k^2}{a_3}\right)\left(\frac{a_3}{T_r} - a_1\right) + \left(\frac{k-1}{a_3}\right)\left(\frac{1}{T_r} - a_1\right) \\ K_4 = -\left(\frac{k-1}{a_3}\right)\Omega \end{cases} \quad (III.9)$$

Le choix de la valeur de k permet d'avoir une dynamique d'observations plus rapide que celle du système.

III.2.2 Représentation d'état de l'observateur de Luenberger

Le rôle d'un observateur consiste à reconstruire la grandeur inaccessible ou non mesurable du système \hat{X} , à partir de la connaissance des entrées et des sorties mesurables.

Soit :

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{I}_{s\alpha} & \hat{I}_{\beta s} & \hat{\Phi}_{\alpha r} & \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix}^T \text{ Le vecteur d'état estimé.}$$

D'après l'équation (III.1) l'observateur est représenté sous forme d'état comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{I}}_{\alpha s} \\ \dot{\hat{I}}_{\beta s} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{\alpha r} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3\omega \\ 0 & a_1 & -a_3\omega & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -\omega \\ 0 & a_4 & \omega & a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{\alpha s} \\ \hat{I}_{\beta s} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/\sigma L_s & 0 \\ 0 & 1/\sigma L_s \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} - \hat{I}_{\alpha s} \\ I_{\beta s} - \hat{I}_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

Alors il vient :

$$\dot{\hat{X}} = A(\omega)\hat{X} + BU + K(I_s - \hat{I}_s) \quad (III.11)$$

Avec :

$$(I_s - \hat{I}_s) = \begin{bmatrix} I_{\alpha s} - \hat{I}_{\alpha s} & I_{\beta s} - \hat{I}_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (III.12)$$

III.2.3 Constitution de l'observateur adaptatif

Maintenant on suppose que la vitesse ω est un paramètre constant inconnu. On cherche une loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse [20] [22].

L'équation de l'observateur s'écrit :

$$\dot{\hat{X}} = A(\hat{\omega})\hat{X} + BU + K(I_s - \hat{I}_s) \quad (III.13)$$

L'équation de modèle :

$$\dot{X} = AX + BU \quad \text{en plus} \quad \varepsilon = X - \hat{X} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{i_{\beta s}} & \varepsilon_{i_{\beta s}} & \varepsilon_{\Phi_{\omega}} & \varepsilon_{\Phi_{\beta r}} \end{bmatrix}^T \quad (III.14)$$

La dynamique de l'équation d'état de l'erreur est :

$$\dot{\varepsilon} = \dot{\hat{X}} - \dot{X} \quad (III.15)$$

Après calcul on aboutit à :

$$\dot{\varepsilon} = (A - KC)\hat{X} + (\Delta A)\hat{X} \quad (III.16)$$

Avec :

$$\Delta A = A(\omega) - A(\hat{\omega}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3 \Delta \omega \\ 0 & 0 & -a_3 \Delta \omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\Delta \omega \\ 0 & 0 & \Delta \omega & 0 \end{bmatrix} \quad (III.17)$$

Et : $\Delta \omega = \omega - \hat{\omega}$

L'expression (III.16) possède un terme non linéaire $(\Delta A)\hat{X}$. La stabilité de l'erreur sera étudiée, en utilisant le théorème de Lyapunov.

On considère la fonction de Lyapunov candidate :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + (\Delta \omega)^2 / \lambda \quad (III.18)$$

Alors :

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

Après calcul on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T \left[(A - KC)^T + (A - KC) \right] \varepsilon - 2\varepsilon^T \Delta A \hat{X} + \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d}{dt} (\Delta \omega) \quad (III.20)$$

Avec :

$$\varepsilon^T \Delta A \hat{X} = a_3 \Delta \omega (\varepsilon_{i_{\alpha s}} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{i_{\beta s}} \hat{\Phi}_{\alpha r}) - \Delta \omega (\varepsilon_{\Phi_{r\alpha}} \hat{\Phi}_{r\beta} - \varepsilon_{\Phi_{r\beta}} \hat{\Phi}_{r\alpha})$$

Le développement de $(\varepsilon_{\Phi_{r\alpha}} \hat{\Phi}_{r\beta} - \varepsilon_{\Phi_{r\beta}} \hat{\Phi}_{r\alpha})$ égale à zéro.

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (III.20) doit être définie négative.

Le choix de la matrice de gain K permet d'avoir :

$$\varepsilon^T [(A - KC)^T + (A - KC)] \varepsilon \leq 0$$

Alors le deuxième terme de (III.20) doit être nul :

$$2a_3 \Delta \omega (\varepsilon_{I_{\alpha s}} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{I_{\beta s}} \hat{\Phi}_{\alpha r}) - \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d}{dt} (\Delta \omega) = 0 \quad (III.21)$$

D'où

$$2a_3 \Delta \omega (\varepsilon_{I_{\alpha s}} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{I_{\beta s}} \hat{\Phi}_{\alpha r}) = \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d}{dt} (\Delta \omega) \quad (III.22)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{I_{\alpha s}} \\ \varepsilon_{I_{\beta s}} \\ \varepsilon_{\Phi_{\alpha r}} \\ \varepsilon_{\Phi_{\beta r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\alpha s} - \hat{I}_{\alpha s} \\ I_{\beta s} - \hat{I}_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix}$$

La loi d'adaptation de la vitesse est donnée par :

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \varepsilon_{I_{\alpha s}} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{I_{\beta s}} \hat{\Phi}_{\alpha r} \quad (III.23)$$

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

Avec :
$$K_{\omega} = \lambda \frac{1 - \sigma}{\sigma M}$$

Pour activer l'estimateur de la vitesse on remplace l'intégrale par un Régulateur PI :

$$\hat{\omega} = K_p (\varepsilon_{I_{\alpha s}} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{I_{\beta s}} \hat{\Phi}_{\alpha r}) + K_i \int (\varepsilon_{I_{\alpha s}} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{I_{\beta s}} \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (III.25)$$

K_p et K_i qui sont des constantes positive.

La figure (III.2) montre le schéma de principe de l'observateur adaptatif.

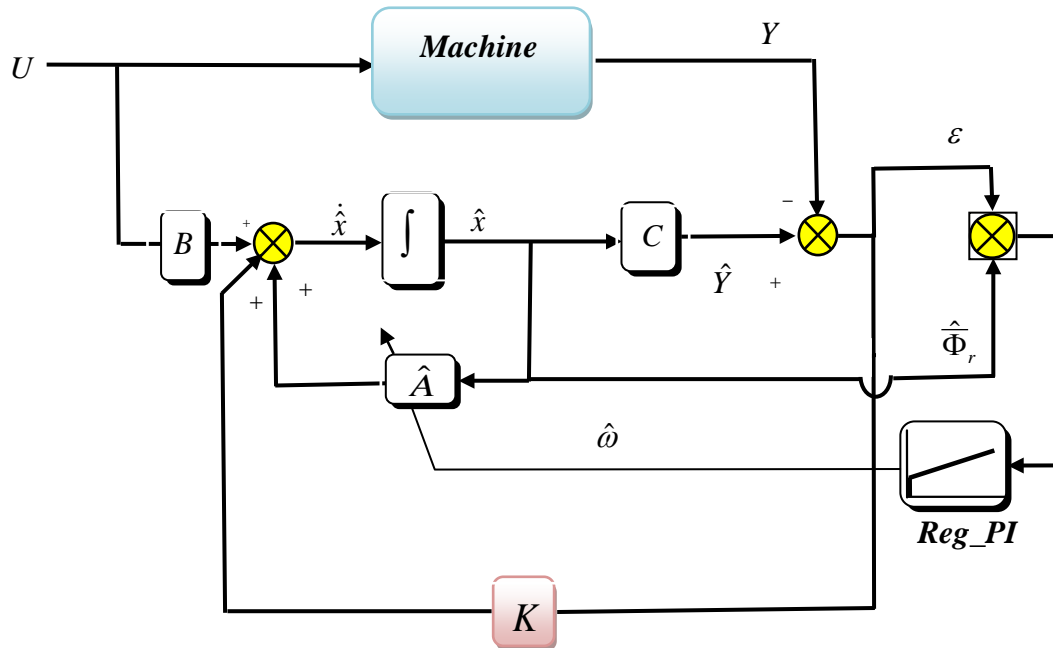


Fig.III.2 Schéma de principe d'un observateur adaptatif

III.3 Schémas de simulation et Résultats

Afin de tester les performances statiques et dynamiques des techniques présentées précédemment d'estimation de vitesse, nous devons apporter quelques modifications au schéma décrit sur la figure (II.6) du deuxième chapitre.

Nous remplacerons la vitesse mesurée par la vitesse estimée.

La relation (II.15) devient alors :

$$\hat{\theta}_s = \int (p\hat{\Omega} + \frac{MI_{qs}^*}{T_r \Phi_r^*}) dt \tag{III.26}$$

La figure (III.3) illustré donc le schéma de principe de la commande vectorielle sans capteur de vitesse.

A partir des résultats de simulation de la figure (III.5) on constate que le flux et la vitesse estimés par l'observateur adaptatif suivent l'évolution du flux et vitesse réel du moteur et les erreurs d'estimations tendent vers zéro. Donc, cet observateur présente de bonnes performances du point de vue précision.

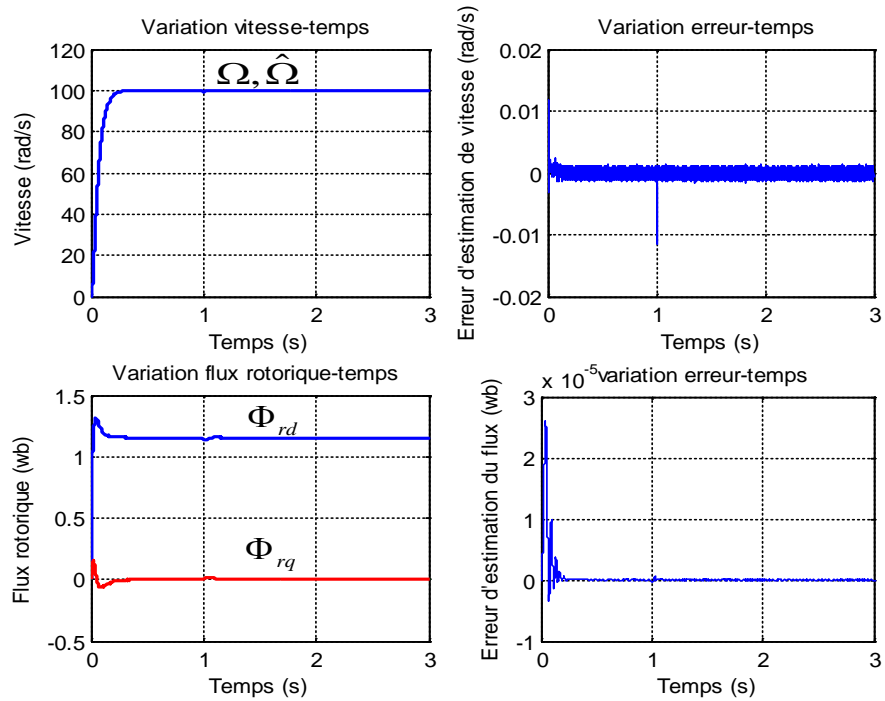


Fig.III.5 Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur observateur adaptatif

La figure (III.6) représente les profils de références de la vitesse et de couple. Après 1s du démarrage à vide du moteur à (100 rad/s) une charge de 25 Nm est appliquée, afin de tester la robustesse aux bases, on réduit la vitesse de référence à (5rad/s).

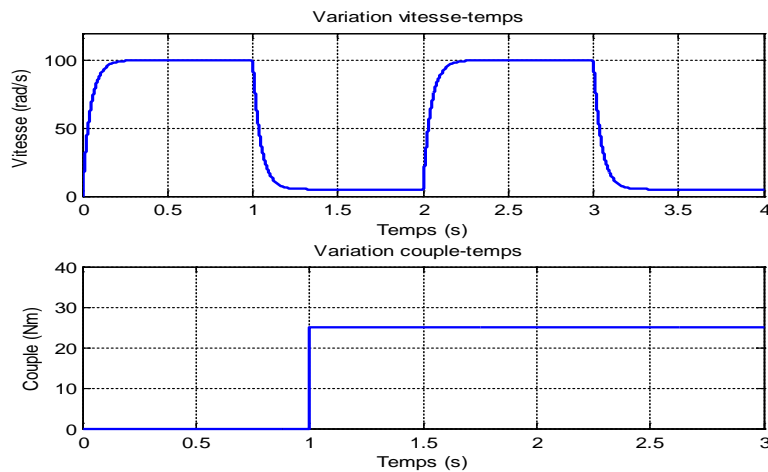


Fig.III.6 Profils de références vitesse –couple

La Figure (III.7) représente les résultats de simulation des tests de robustesse aux basses vitesses de la commande vectorielle indirecte utilisant l'observateur de Luenberger.

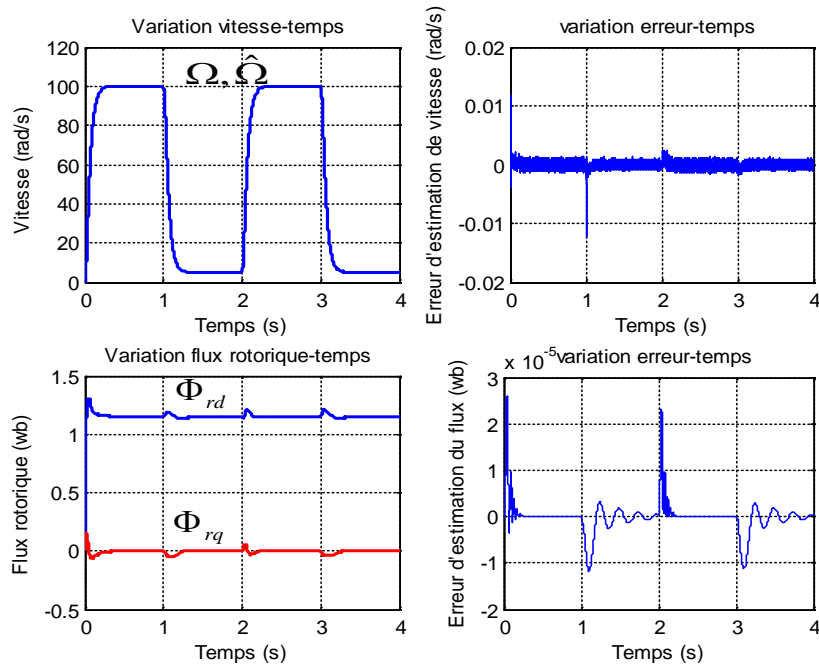


Fig.III.7 Résultats de simulation aux basses vitesses de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur observateur adaptatif

A titre comparatif, Les résultats dans les deux cas montrent l'obtention des performances satisfaisantes selon les profils des références proposées.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, le principe de l'observateur d'état Luenberger (déterministe) à été traité, cette technique est exploitée dans une commande vectorielle sans capteur de vitesse. Les résultats de la simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse sont satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement global. Concernant le fonctionnement à bases vitesses, on remarque que la technique d'estimation présentée reste robuste et stable et permet d'estimer même à très basses vitesses.



Conclusion générale



Promotion 2020

Conclusion générale

La machine asynchrone a des paramètres qui varient. Elle subit des perturbations extérieures comme la variation de la charge. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs ou mécaniques qui sont des éléments coûteux et fragiles. Donc, l'idée de base de cette mémoire a été élaborée suivant les raisons précitées.

L'objectif principal de cette mémoire est de synthétiser des algorithmes robustes pour une commande vectorielle indirecte, efficace et à structure minimale. On a recours pour cela à l'application de la théorie des observateurs pour la commande de la MAS.

L'étude des comportements dynamiques et statiques de la MAS exige une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement. Cette étude a été faite dans le premier chapitre. On ne peut pas parler de commande de la machine sans qu'on cite le convertisseur qui lui est associé. Pour cette raison, on a abordé dans le même chapitre la modélisation de l'alimentation et de l'association convertisseur machine.

Dans le deuxième chapitre, on a assuré le découplage entre le flux et le couple par une commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté. Ce découplage est prouvé par une série de simulations de la MAS associée à la CVI. Les tests de robustesse ont prouvé que la CVI permet de faire fonctionner la machine avec moins performances dynamiques et statiques. Les résultats sont acceptables mais un inconvénient réside dans la présence du capteur de vitesse.

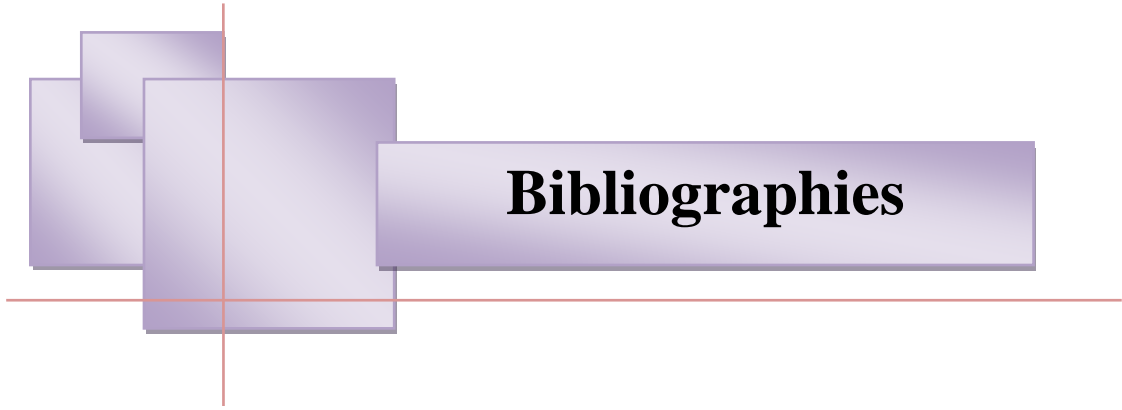
Pour résoudre ce problème, on a abouti dans le troisième chapitre à l'étude d'une CVI basée sur l'introduction d'un observateur de luenberger afin d'estimer la vitesse de rotation via un mécanisme d'adaptation basée sur la théorie de Lyapunov. On a détaillé le principe de fonctionnement de ce dernier. On a conclu que notre commande est plus robuste et efficace et que notre Observateur permet d'estimer la vitesse de rotation par un choix adéquat d'une fonction de Lyapunov.

Les performances statique et dynamique de notre commande sont illustrées par des résultats de simulation. A travers les erreurs d'observation, on remarque une convergence rapide des erreurs vers zéro ainsi qu'une bonne poursuite des consignes de cet observateur. **Suggestions et Perspectives**

Dans ce mémoire, nous sommes conscients de n'avoir étudié que certains points d'un sujet d'étude très vaste qui nécessitera une investigation plus poussée. Dans ce constat, on peut envisager de nombreuses suites à partir de ce travail :

- L'application des régulateurs par mode glissant afin d'obtenir des améliorations notables.

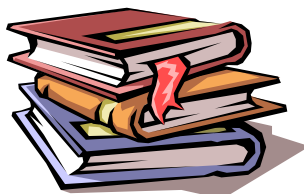
- L'application des régulateurs de l'intelligence artificielle au lieu des régulateurs classiques pour augmenter les performances de la CVI.
- L'étude de la CVI basée sur un observateur du flux avec un mécanisme d'adaptation de la vitesse de rotation, résistance statorique et rotorique en temps réel.



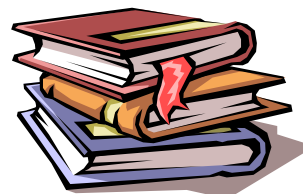
Bibliographies



Promotion 2020

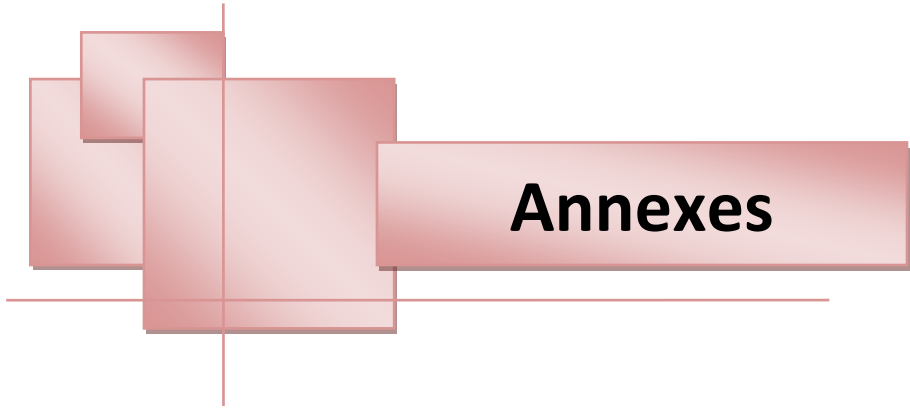


Bibliographies



- [1] F.Morand, « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones. » Thèse de doctorat École doctorale de Lyon, 07 janvier 2005.
- [2] H.Razik,« Commande des Systèmes Maîtrise IUP GEII Opt SYSET Module UV 12. »Version V1.22, October 2003.
- [3] A.Benchaib, « Application des Modes de Glissement pour la Commande en Temps réel de la Machine Asynchrone. » Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes 14 Décembre 1998.
- [4] C. Canudas de wit, " Modélisation control vectoriel et DTC-Commode des Moteurs asynchrone 1," Hermis science publications Paris 2000
- [5] ZAIEM Mohamed Elkebir et NAAMI Hibât Alrahmen "Etude comparative entre la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et la commande directe du couple classique appliquées à la MAS"mémoire d'ingenieur, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA.
- [6] M. Pinard, « Commande Électronique des moteurs électriques », éditions Dunos, Paris 2004.
- [7] J.P Lois, « Modélisation des machines électriques en vue de leur commande », Lavoisier, Paris 2004.
- [8] 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.
- [9] S.Khelfa, « Commande vectorielle d'une machine à induction ; impact de la saturation de la machine et modulation du convertisseur », Thèse de magister, Université de Batna, 2001.

- [10] J. P. Caron, J. P. Hautier "Modélisation et commande de la Machine Asynchrone" Edition Technip 1995 ISBN 2-7108-0683-5.
- [11] J.P Caron, J.P Hautier, « Modélisation de la machine asynchrone, Commande vectorielle », éditions techniques Paris 1995.
- [12] Chafik dass, ali ben bouali, « *commande vectorielle d'une machine asynchrone* », Mémoire d'ingénieur ; école militaire polytechnique, UER. Electrotechnique ,1999.
- [13] B.TAREK, « Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.
- [14] CHekima Djamel, « commande d'un moteur asynchrone par logique floue », mémoire d'ingénieur, université d'EL-Oued 2014.
- [15] S.Barkati, « Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone », Thèse de magister, ENP d'Alger, 1997
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] G.Lacroux, « Les actionneurs électriques pour la robotique et les servissements » Technique et documentation lavoisier, 1994
- [19] 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.
- [20] M.Jeh and Jan, A.Melkebeek, « Speed -sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer. » IEEE transactions of industry appl, Vol .36, no 3, pp. 778-785, Mai- Juin 2000.
- [21] A.Benchaib, « Application des Modes de Glissement pour la Commande en Temps réel de la Machine Asynchrone. » Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes 14 Décembre 1998.
- [22] H.Kubota, Y.Kataoka, H.Ohta, K.Matsus , « Sensorless vector controlled induction machine drives with fast stator voltage offset compensation. » IEEE Power Electronics, 1999.



Annexes

Annexe

Paramètres de la MAS utilisée dans la simulation

Valeurs nominales : 0.9 kW ; 220/380 V-50 Hz ; 4.9/2.8 A ; $\text{Cos}\varphi$: 0.84 ; 1400 tr/min ;

Paramètres:

R_s (Résistance du stator)	=	12.75 Ω
R_r (Résistance du rotor)	=	5.1498 Ω
L_s (Inductance du stator)	=	0.4991 H
L_r (Inductance de rotor)	=	0.4331 H
M (Inductance mutuelle)	=	0.4331 H

Constantes mécaniques:

J (Inertie de rotor)	=	0.0035 $\text{kg}\cdot\text{m}^2$
f (Coefficient de frottement)	=	0.001 $\text{Nm}\cdot\text{s}/\text{rd}$.