



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

Présenté par

SLIMANI Khalil

BOULAADJOUL Chahrazad

THEME

COMMANDE BACKSTEPPING DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Soutenu le 06/09/2020 devant la commission d'examen composée de :

Mr. BEDDIAF Yassine

MCB à l'Université de Khenchela Président

Mr. KHEMIS Abderrahmane

MCB à l'Université de Khenchela Encadreur

Mr. CHAIBA Azeddine

PROF à l'Université de Khenchela Examineur

Promotion 2019/2020



Remerciements

Mes remerciements vont tout premièrement à dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la puissance qu'il m'adonnée durant toutes ces années d'études. Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde reconnaissance, 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.

Sans oublier un grand remerciement à tous mes amis et camarades, ainsi que tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin dans la réalisation de mon mémoire.

DEDICACES

*Je dédie le fruit de mes études universitaires à ma très chère ma
mère et mes oncles Salim et Kada , en témoignage de ma
reconnaissance pour leur amour , soutien et encouragement. Je
n'oublierai jamais leurs patience et compréhension envers moi ,
et leurs aides qu'il n'ont portée pour faciliter la tâche. Que
dieu les gardes et protège.*

A ma chère sœur Itissem.

A ma tante Yasmine.

A mon encadreur respectueux Dr Khemis AbdRahmane.

*A mes amies que j'ai vécu avec elles des beaux moments au
cours de mon cursus à l'université : Afrah, Fatine sans oublier
, tous mes amies.*

A mes chères collègues.

Je dédie ce travail

Chahrazed



DEDICACES

Je dédie ce modeste travail à :

Mon très chère père que dieu bénisse son âme.

Ma très chère mère qui a contribué à ma réussite.

*Celui que je porte beaucoup de respect et d'estime ; mon
frère Yassine.*

Mes très chères sœurs ; Ahlam , Horya et Zina.

*Ma sœur Selma et son mari Massaoud et leurs enfants ;
Hadil et Mohamed Dhia.*

Ma binôme Chahrazed .

Mon encadreur respectueux Dr Khemis AbdRahmane.

*Mes meilleures amis (es) : wail , sif, Bachir, Yassin
.Nouredinne.*

Toute la promotion master commande électrique 2019/2020.

khalil



ملخص

تساهم هذه الدراسة في العمل في مجال التحكم في سرعة المحركات اللائزمانية باستخدام جميع قدرات المحرك و موجة بواسطة إستراتيجية جيدة لتغذيتها مسبوقة أولاً بتقنية التحكم الشعاعي للتدفق الموجه و الغير المباشر باستعمال منظم (PI). و في الأخير نناقش نظام التحكم بواسطة نمط الرجوع الى الخلف المرفق بالتدفق الدوار الموجه من اجل تحسين جودة المحرك تحت أنظمة التشغيل المختلفة.

كلمات المفاتيح

التحكم الشعاعي الغير المباشر, المحرك اللائزمني , نمط الرجوع إلى الخلف.

Résumé :

Ce projet contribue aux travaux dans le domaine de la commande en vitesse des moteurs asynchrones, en exploitant toute les capacités du moteur et son onduleur, par une bonne stratégie d'alimentation suivis d'abord de la technique de commande vectorielle a flux orienté indirecte en utilisant des régulateurs PI.

Enfin, en abordera la commande par Backstepping combinée au flux rotorique orienté, pour améliorer la performance du moteur sous différents régimes de fonctionnement.

Mots clés :

Commande Vectorielle indirecte (IFOC), Backstepping, Moteur Asynchrone.

Abstract:

This project contributes to work in the field of speed control of induction motors, using all the capabilities of the motor and inverter, with a good feeding strategy followed by the first technique oriented flux vector control has indirectly using PI controllers. Finally, discuss the Backstepping control combined rotor flux oriented to improve engine performance under different operating conditions.

Keywords :

Backstepping, Direct Field Control (IFOC), Induction Motor.



Table de matière



Promotion 2020

Table de Matière

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

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

CHAPITRE I: Modélisation De La Machine Asynchrone

INTRODUCTION	3
I GENERALITE SUR LES MACHINE ASYNCHRONE	4
I.1 DEFINITION	4
I.2 CONSTRUCTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	4
I.2.1 <i>Le stator</i>	4
I.2.2 <i>Le rotor</i>	5
I.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE	5
I.4 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE	6
I.4.1 <i>Hypothèses simplificatrices</i>	6
I.4.2 <i>Mise en équation de la machine asynchrone</i>	7
I.5 MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (D,Q)	9
I.5.1 <i>Transformation de PARK</i>	9
I.5.2 <i>Choix du référentiel</i>	10
I.6 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	11
I.7 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE :	12
I.7.1 <i>Modélisation du redresseur</i> :	13
I.7.2 <i>Modélisation du filtre</i> :	14
I.7.3 <i>Modélisation de l'onduleur triphasé</i> :	15
I.7.4 <i>Modulation par largeur d'impulsions</i> :	17
I.8 CONCLUSION	18

CHAPITRE II : Commande vectorielle de la machine asynchrone

INTRODUCTION	19
II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :.....	20
II.2 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC) :	20
II.3 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE:	22
II.3.1 Principe du découplage par compensation :.....	25
II.3.2 Calcul des régulateurs :.....	27
II.4 RESULTATS DE SIMULATION	30
II.4.1 Interprétation des résultats	31
II.5 CONCLUSION :	32

CHAPITRE III : Commande backstepping de la machine asynchrone

INTRODUCTION	33
III COMMANDE BACKSTEPPING	33
III.1 PRINCIPE	33
III.2 METHODE DE LYAPUNOV	34
III.2.1 Première méthode de Lyapunov	34
III.2.2 Deuxième méthode de Lyapunov.....	34
III.2.3 Méthode récursive de conception de Backstepping	35
III.3 APPLICATION DE LA COMMANDE BACKSTEPPING A LA MAS	39
1 ^{ère} étape : Calcul de la loi de commande virtuelle	41
2 ^{ème} étape : Calcul de la loi de commande	42
3 ^{ème} étape : Calcul de la loi de commande finale	43
III.4 RESULTATS DE SIMULATION	44
III.4.1 Interprétation des résultats	45
III.5 CONCLUSION	45
 CONCLUSION GENERALE	 46
BIBLIOGRAPHIES	47
Annexes	49



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:	CONSTRUCTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	4
FIG.I.2:	REPRESENTATION SCHEMATIQUE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE	7
FIG.I.3:	REPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE TRIPHASEE ET BIPHASEE EQUIVALENTE	10
FIG.I.4:	SCHEMA D'ENSEMBLE CONVERTISSEUR MACHINE	13
FIG.I.5:	CIRCUIT ELECTRIQUE DU REDRESSEUR TRIPHASE A DIODES	13
FIG.I.6:	FILTRE L-C	14
FIG.I.7:	SCHEMA ELECTRIQUE D'UN ONDULEUR TRIPHASE A TROIS BRAS ALIMENTANT LA MAS.....	15
FIG.I.8:	PRINCIPE DE LA MODULATION MLI TYPE SINUS-TRIANGLE.....	17
FIG.I.9:	ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE-ONDULEUR EN BOUCLE OUVERTE.....	18
FIG.II.1:	PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	21
FIG.II.2:	SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE	24
FIG.II.3:	RECONSTITUTION DES TENSIONS V_{ds}^* ET V_{qs}^*	26
FIG.II.4:	REPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE.....	26
FIG.II.5:	DECOUPLAGE PAR ADDITION DES TERMES DE COUPLAGE.....	27
FIG.II.6:	SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE COURANT	27
FIG.II.7:	SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE VITESSE	29
FIG.II.8:	SCHEMA DE LA COMMANDE DECOUPLEE PAR ORIENTATION DE FLUX	30
FIG.II.9:	PROFILES DE REFERENCE VITESSE-COUPLE.....	31
FIG.II.10:	RESULTATS DE SIMULATION DE LA REGULATION DE LA VITESSE AVEC COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (IFOC).....	31
FIG.III.1	SCHEMA D'IMPLANTATION GENERALE DE LA COMMANDE BACKSTEPPING	40
FIG.III.2	RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE BACKSTEPPING	45



Introduction générale



Promotion 2020

Introduction générale

La machine à induction assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché dans le domaine de la vitesse variable grâce à sa simplicité structurelle, sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle.

Les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles, pour cela, des commandes assez laborieuses ont été mises au point pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction par l'utilisation de repères appropriés. Elles sont appelées commandes vectorielles, celles-ci assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu.

Ainsi, le développement rapide de l'électronique de puissance et des microprocesseurs a fourni un moyen économique pour la mise en œuvre de ces techniques de contrôle. Par conséquent, un modèle précis qui représente bien la machine à induction est nécessaire pour permettre une conception correcte du système de contrôle et d'observation.

Dans ce mémoire, nous présentons d'abord la commande standard dite commande vectorielle à flux rotorique orienté. Dans le cadre de cette étude, nous nous limitons à présenter sa version indirecte qui nous servira de base de comparaison avec la commande backstepping notamment au niveau des performances et de robustesse.

Ce présent mémoire s'articule autour des chapitres suivants :

Le but du premier chapitre est la modélisation de l'association machine-onduleur, ainsi que son alimentation.

Le deuxième chapitre sera consacré à la synthèse de la commande vectorielle indirecte et directe, et la régulation de la vitesse en utilisant un régulateur PI.

Dans Le troisième chapitre nous présenterons les notions de base de la commande backstepping .

Enfin, une conclusion générale viendra faire le point sur notre travail et mettra en évidence les principaux résultats auxquels nous avons abouti.



Chapitre I



Promotion 2020

Introduction

La machine asynchrone de par ses avantages incontestés (simplicité de conception et d'entretien, faible coût, et surtout absence de l'ensemble balais-collecteur), est de loin la machine la plus utilisée en industrie, les chercheurs ne se lassent d'améliorer ses performances tant à la machine elle-même (MAS multi phases et à double étoile, MAS à double cage, et à cage profonde, MAS doublement alimentée, MAS utilisés en génératrices ...), qu'à sa commande, autant que permettent les progrès en matières de composants électroniques et matériaux industriels. Par contre le contrôle de la MAS se heurte à une grande complexité physique liée au couplage électromagnétique entre le stator et le rotor. La machine asynchrone a donc été utilisée essentiellement à vitesse constante.

La machine asynchrone est de nature triphasée mais sous certaines hypothèses simplificatrices, nous pouvons passer à une représentation diphasée équivalente, réduisant ainsi sa complexité du modèle .

Pour cela, l'étude des comportements statiques et dynamiques de la machine asynchrone exige une bonne modélisation mathématique, décrivant au mieux son comportement et ceci dans le but d'élaborer des lois de commande adéquates pour un tel système physique .

Toute fois le développement des systèmes utilisant les machines asynchrones fonctionnant à fréquence variable a été possible grâce d'une part, au développement des calculateurs puissants tel que les *DSP*, et les microcontrôleurs facilitant ainsi l'implantation d'algorithmes complexes temps réel dans les systèmes d'informatiques industriels actuels, et d'autre part aux semi-conducteurs de puissance de hautes performances qui constituent les convertisseurs statiques associés aux systèmes de commande. Les problèmes d'alimentations et de calculs étant réglés, de diverses commandes ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes permettant ainsi d'étendre la gamme de puissance d'utilisation de la *MAS* dans les commandes à vitesse variable et supplanté la machine à courant continu longtemps utilisée.

Les commandes les plus fréquentes sont la commande scalaire, la commande vectorielle, et la commande directe du couple.

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, du point de vue automatique, une modélisation de la machine asynchrone sous forme de modèle. On associe le moteur à un onduleur en vue de sa commande en tension. Le logiciel Matlab simule le comportement du moteur en régime statique et dynamique [1].

I Généralité sur les Machine Asynchrone

I.1 Définition

Le moteur asynchrone est le moteur à courant alternatif pour laquelle la vitesse de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation du champ tournant. le moteur qui nous intéresse dans ce mémoire est plus précisément le moteur à induction. il existe en effet théoriquement d'autres types de moteur asynchrones. **la** moteur à induction est **la** moteur asynchrone dont le circuit magnétique est associé à deux, ou plus de deux, circuits électriques se déplaçant l'un par rapport à l'autre et dans lequel l'énergie est transférée de la partie fixe à la partie mobile, ou inversement, par induction électromagnétique [2].

I.2 Construction de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part [3].

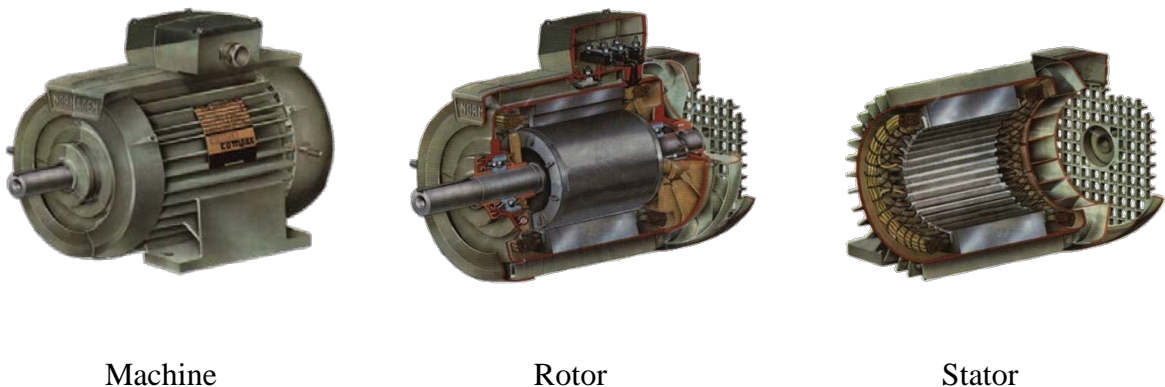


Fig.I.1: Construction de la machine asynchrone

I.2.1 Le stator

Le stator (l'inducteur) est un enroulement alimenté en tension alternative triphasée, et c'est la partie fixe du moteur. Les bobinages de sections appropriés sont répartis dans

ces derniers en forment un ensemble d'enroulements qui comporte autant de circuits qu'il ya des phases sur le réseau d'alimentation. Lorsqu'ils sont alimentés par un réseau triphasé, ces enroulements créent un champ tournant multipolaire. Le stator constituer un champ tournant dans l'entrefer de la machine [4].

I.2.2 Le rotor

Le rotor, également appelé l'induit n'est pas alimentée, Elle est placée à l'intérieur du stator. Elle est en court-circuit et peut être de deux types :

- **Bobiné**, muni d'un enroulement généralement triphasé connecté à des bagues isolées sur lesquelles frottent des ballais en charbon.
- **A cage d'écureuil**, formée d'un ensemble de barres conductrices reliées entre elles à chaque extrémité par des anneaux [4].

Les bobinages du stator et du rotor doivent avoir le même nombre de pôles mais leurs nombres de phases peuvent être différents.

I.3 Principe de fonctionnement du moteur 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 synchronise $\Omega_s = \omega_s / p$. 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.4 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

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.4.1 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone étant un système dynamique non linéaire, il est important et nécessaire d'avoir un modèle qui représente fidèlement son comportement au niveau des modes électriques, électromécanique et mécanique. Dans la littérature de la commande, le modèle de PARK est généralement choisi [6][7].

Afin de définir et simplifier le modèle de la machine asynchrone, certaines hypothèses simplificatrices sont à prendre en considération à savoir :

- Entrefer d'épaisseur uniforme.
- Effet des encoches négligé.
- Circuit magnétique non saturé et a une perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques ne sont pas prises en compte.
- Le bobinage triphasé et symétrique et la répartition de la force magnéto-trice dans l'entrefer est constante.

Parmi les conséquences de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques.

I.4.2 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.

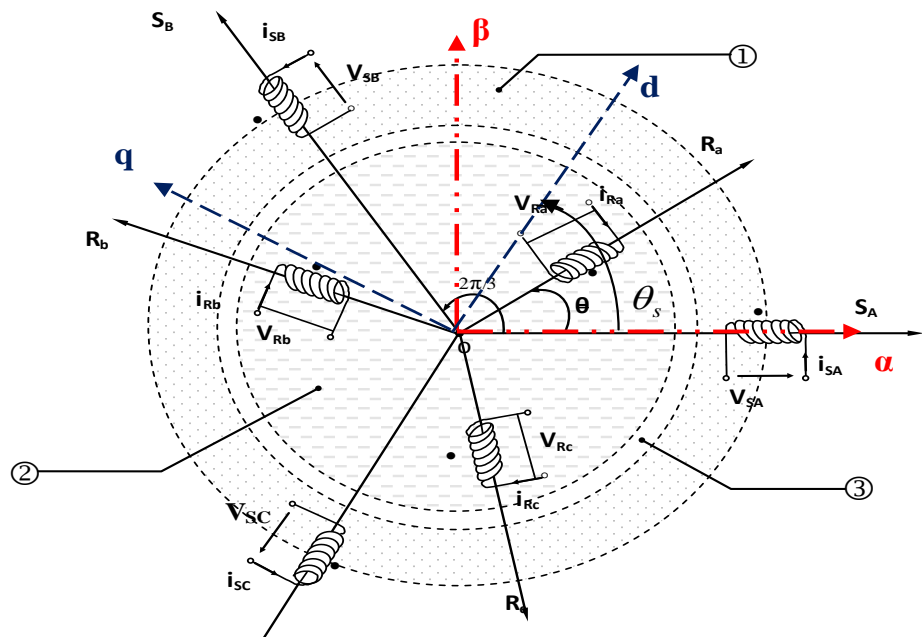


Fig.I.2: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

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 :

$$\begin{aligned}
[V_s] &= [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t, \quad [V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^t \\
[I_s] &= [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^t, \quad [I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^t \\
[\Phi_s] &= [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^t, \quad [\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^t \\
[R_s] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

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 :

$$\begin{aligned}
[M_{sr}] &= [M_{rs}]^t, \quad [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_s & l_r \end{bmatrix} \\
[M_{sr}] &= [M_{rs}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

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.5 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.5.1 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.3) représente le schéma du modèle de la machine asynchrone triphasée et son équivalent en biphasée issue de la transformation de Park.

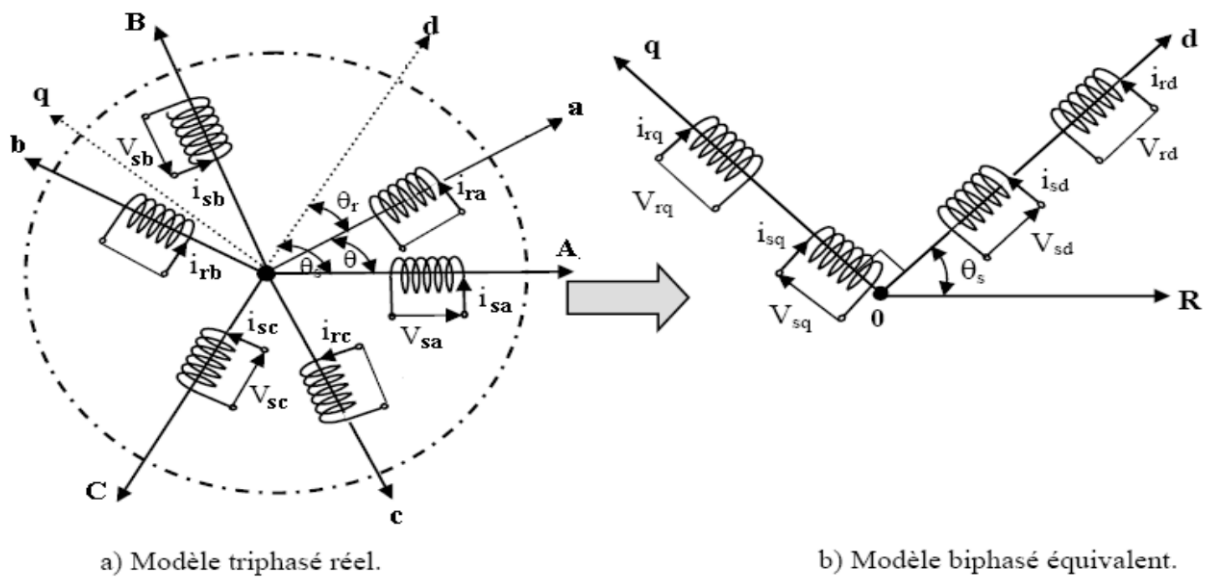


Fig.I.3: Représentation du modèle de la machine triphasée et biphasée équivalente

I.5.2 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.6 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.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.

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.4), est constitué de :

- Un redresseur non commandé, supposé parfait.
- Un filtre de type passe-bas.
- 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.

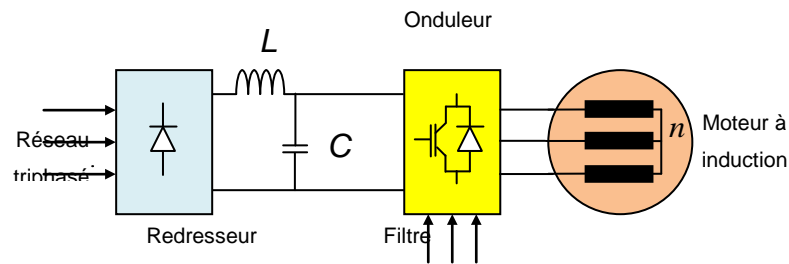


Fig.I.4: Schéma d'ensemble convertisseur machine

I.7.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est représenté par la figure (I.5), 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.

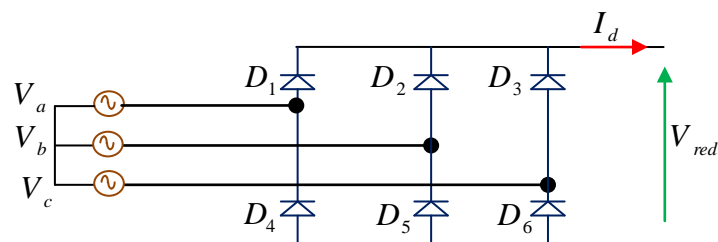


Fig.I.5: Circuit électrique du redresseur triphasé à diodes

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.5).

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.6) dans le but de lisser ces ondulations.

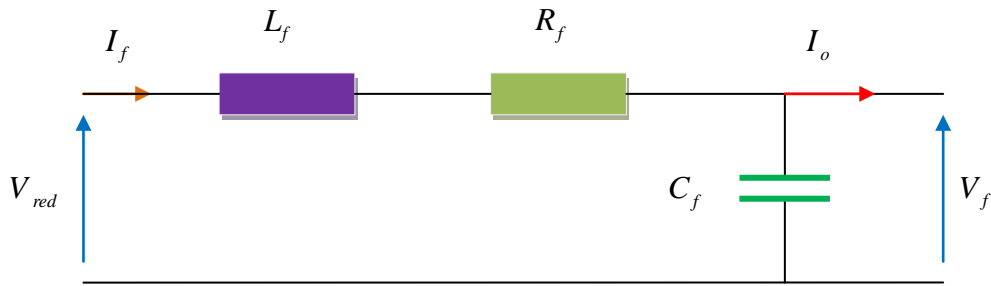


Fig.I.6: Filtre L-C

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

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

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

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

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

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

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.7) 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 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.

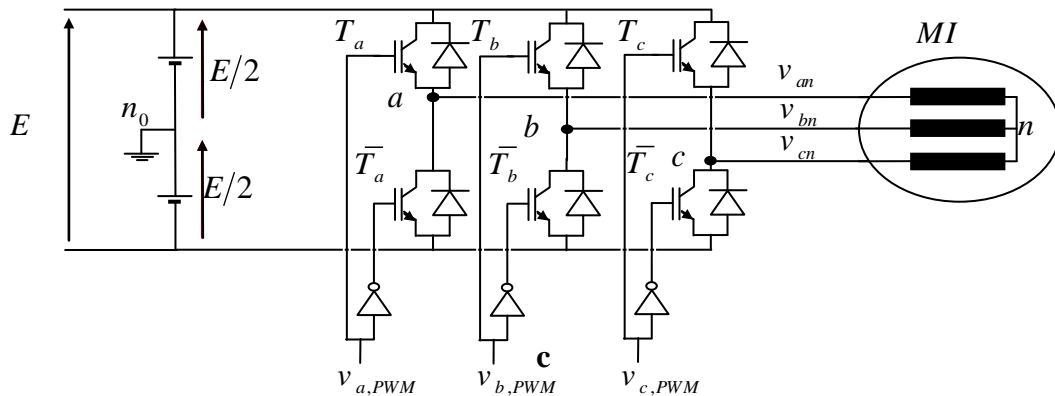


Fig.I.7: Schéma électrique d'un onduleur triphasé à trois bras alimentant la MAS

Pour modéliser l'onduleur de tension, on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateur de f.é.m égale à $E/2$ 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 :

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

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 :

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

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 :

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

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

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

Nous avons

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

Avec $i = a, b, c$

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

il vient alors

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

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

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

Le principe de la commande MLI est présenté sur la figure (I.8) :

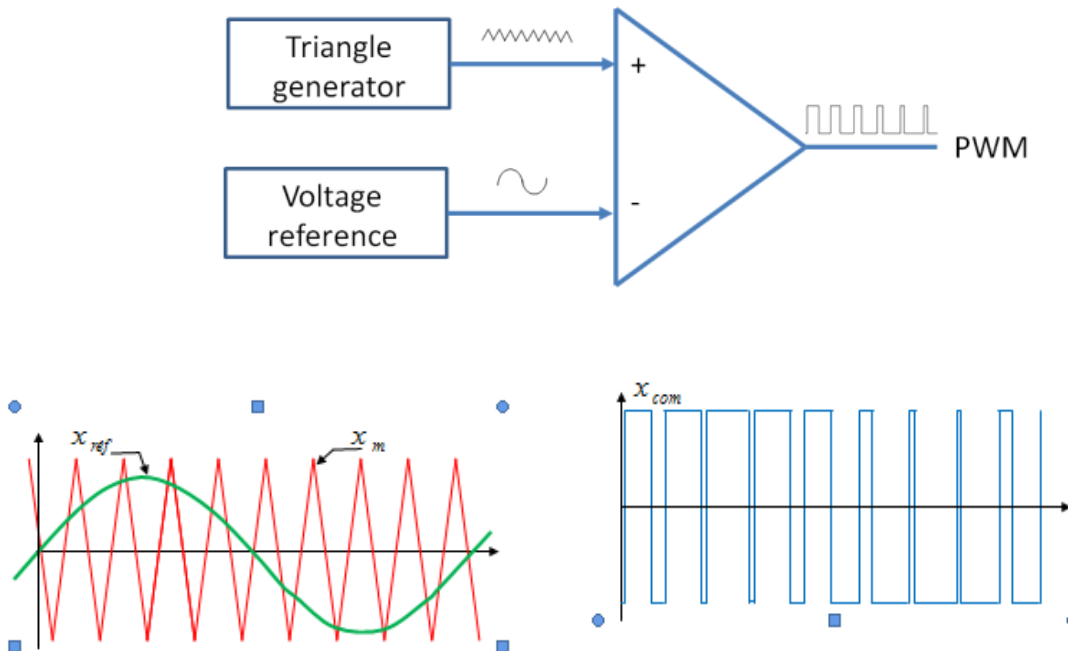


Fig.I.8: Principe de la modulation MLI type sinus-triangle

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 figure (I.11) présente l'algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte :

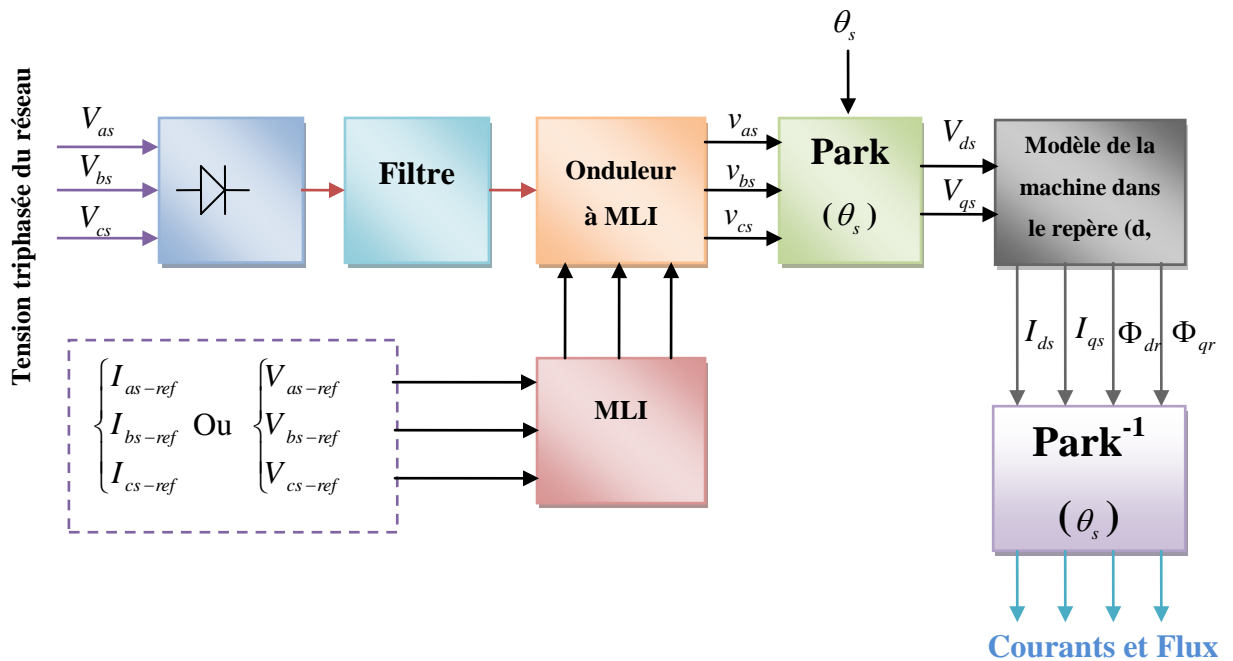


Fig.I.9: Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte

I.8 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 du stator.

Le modèle de la machine asynchrone montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et les flux rotoriques d'autre part. Alors il nous faut une commande qui nous permet de ramener le comportement de ce système non linéaire et couplé au comportement d'un système linéaire et découplé qui sera l'objectif du chapitre suivant.



Chapitre II



Promotion 2020

Introduction

A l'heure actuelle, le moteur asynchrone de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût détrône progressivement le moteur à courant continu même si ce dernier offre comme principale avantage d'être facilement commandé, le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment, le courant inducteur est producteur de flux et le courant induit est producteur de couple (on parle là d'un moteur à excitation séparée car dans le cas d'un moteur série ce découplage n'existe pas), ce qui maintient le flux à sa valeur nominale et le couple maximal à tout instant. Malheureusement, la présence des balais – collecteur a toujours été le point faible de ce moteur.

Cependant, lorsque les chercheurs ont voulu transférer l'expérience du contrôle de la machine à courant continu vers les machines asynchrones, de nombreuses difficultés sont apparues car le découplage qui existe dans la MCC n'existe plus dans la MAS. En régime transitoire, le comportement de la MAS est le résultat de la combinaison de nombreuses grandeurs qui ne sont plus continues et qui varient à des vitesses différentes. Ainsi dans un premier temps les différentes commandes scalaires (directe et indirecte) ont été réalisées et se sont avérées insuffisantes dans les applications où les performances statiques et dynamiques de l'entraînement doivent être garanties pour des cahiers de charge correspondant au fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple – vitesse.

En 1971, Mr. F. Blaschke a proposé une théorie appelée contrôle vectoriel, cette théorie permet de montrer que le couple électromagnétique est aussi le résultat du produit de grandeurs orthogonales comme dans la MCC. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro - électronique. En effet, elle nécessite des calculs des transformés de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique .

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

Par construction, la machine à courant continu produit un champ magnétique statorique toujours perpendiculaire au rotor, la position de ce dernier agissant sur la manière dont le stator est alimenté. La commande vectorielle cherche à reproduire cette configuration dans le cas des machines alternatives, qui sont globalement plus compactes et plus simples à construire.

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.

Le but de la commande vectorielle est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, en découplant la commande du couple et du flux. Grâce à cette nouvelle technique de commande et au développement des microprocesseurs qui répondent aux exigences demandées en terme de quantité de calcul traité et de rapidité, on arrive à obtenir des commandes de vitesse, ou de couple de la machine asynchrone avec des performances comparable à celles des machines 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 courants orthogonaux (I_{ds}, I_{qs}) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple Figure (II.1).

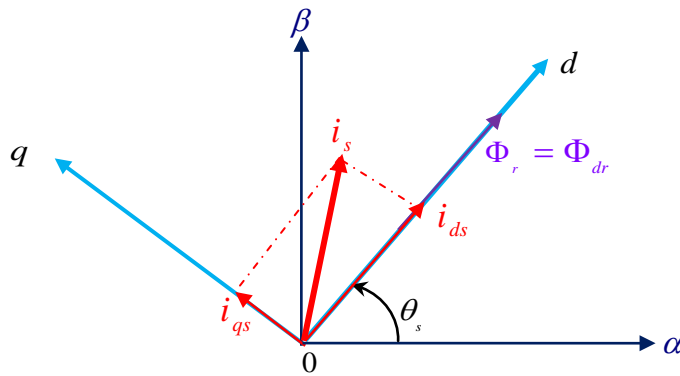


Fig.II.1: Principe de la commande vectorielle

Donc nous avons :

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

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.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 :

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

Le FOC (field oriented 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.

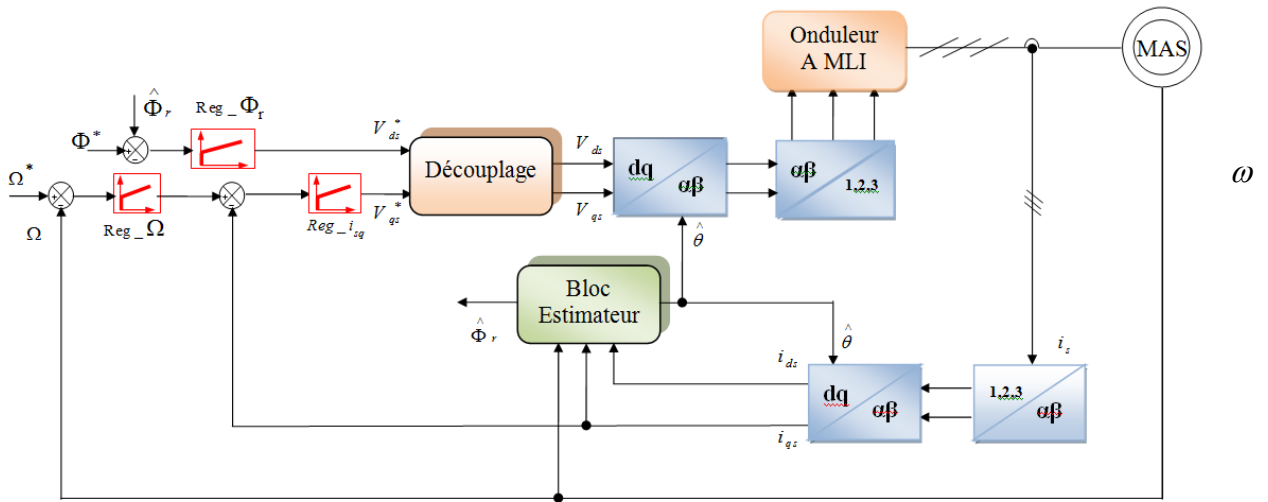


Fig.II.2: Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

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).

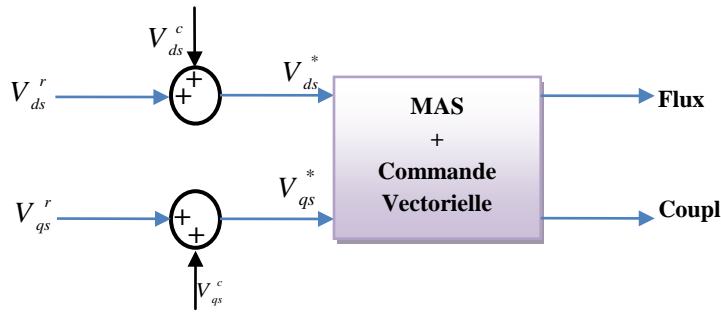


Fig.II.3: Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^*

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

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

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 $\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r$.

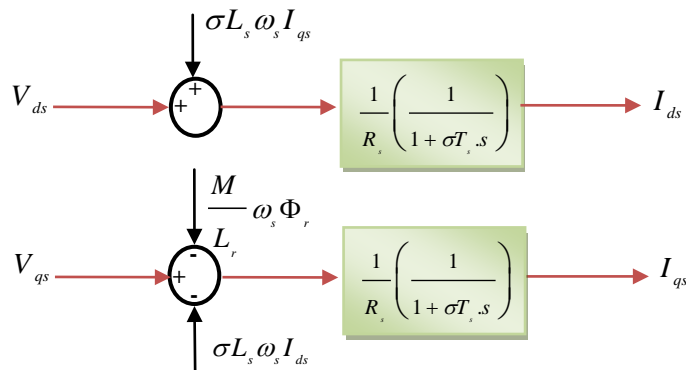


Fig.II.4: Représentation du Modèle de la machine

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

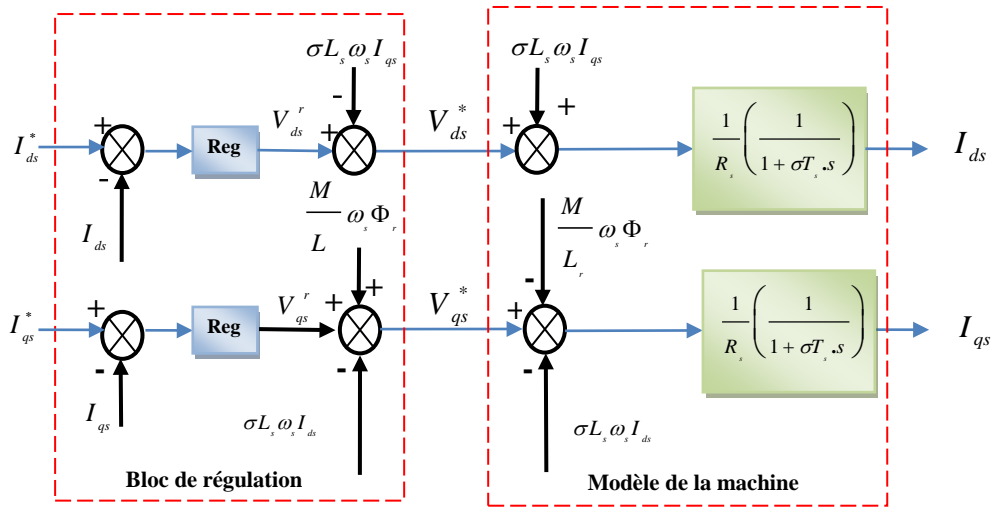


Fig.II.5: Découplage par addition des termes de couplage

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.

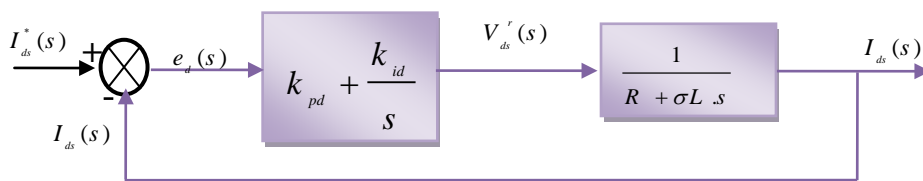


Fig.II.6: Schéma fonctionnel de régulation de courant

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 [16].

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 :

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

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.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 :

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

Avec : $\omega = p\Omega$

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

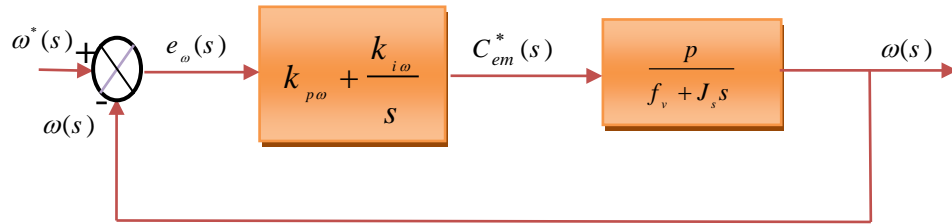


Fig.II.7: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

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

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

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 :

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

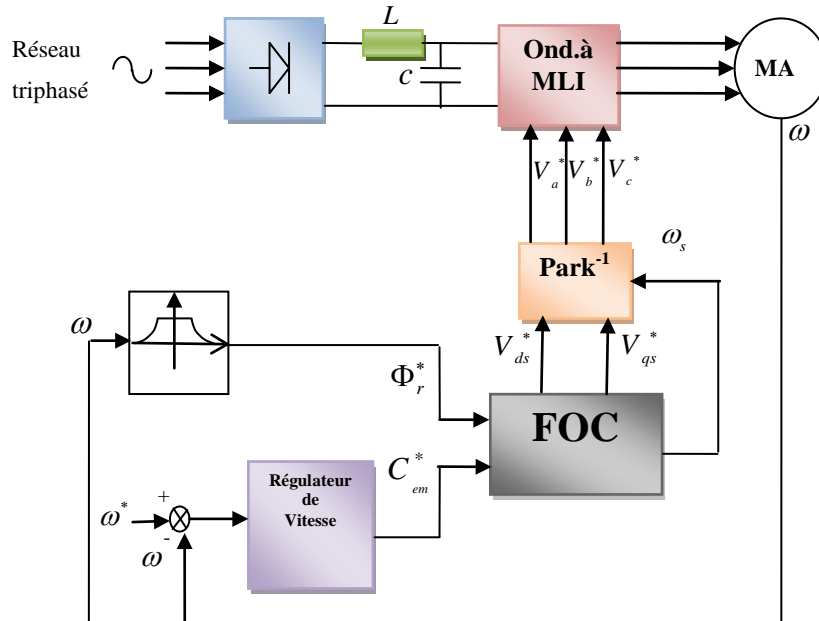


Fig.II.8: Schéma de la commande découplée par orientation de flux

II.4 Résultats de simulation

Pour montrer les performances et la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis la variation du couple de charge, des tests de simulation numériques ont été appliqués à une machine asynchrone à cage d'écureuil (MAS, « voir annexes ») dans les mêmes conditions de fonctionnements pour différents profil de vitesse.

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 (I.10) illustre le profile de référence de la vitesse et du couple. Après 6s du démarrage à vide, une charge de (5Nm) 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.

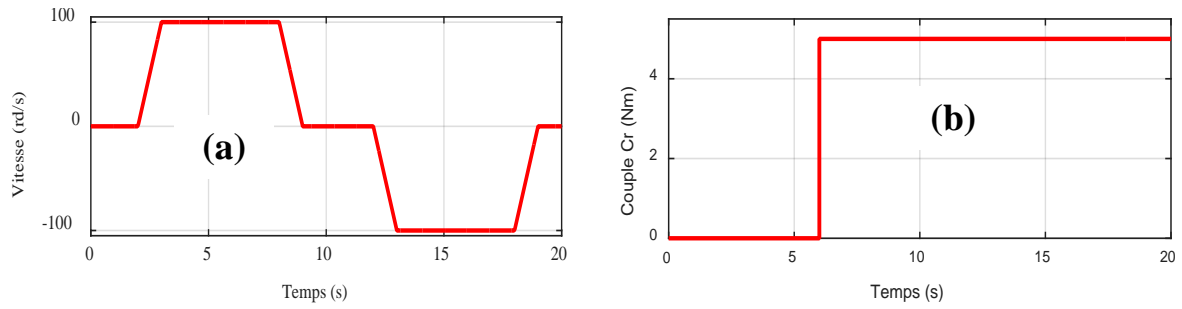


Fig.II.9: Profils de référence vitesse-Couple

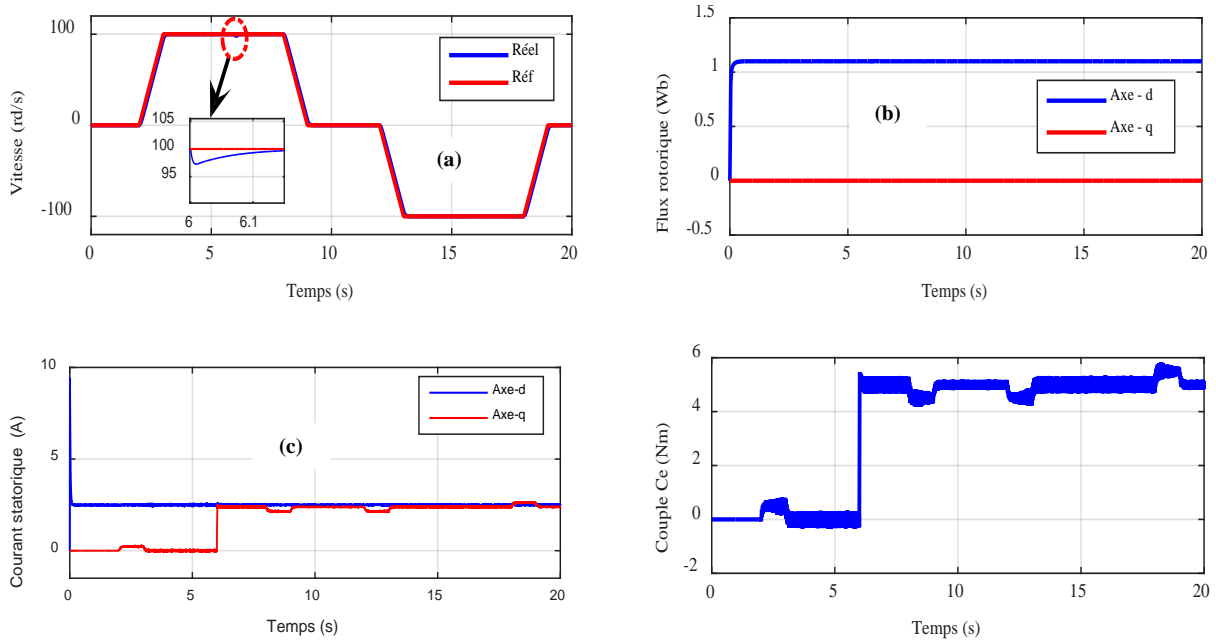


Fig.II.10: Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Avec commande vectorielle indirecte (IFOC)

II.4.1 Interprétation des résultats

La figure (II-10a) 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-10c) 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-10a), on remarque clairement un pic important dans la courbe de la vitesse suite à l’application d’un couple de charge égale à 5 N.m. Ce qui rend cette méthode peu robuste.

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.



Chapitre III



Promotion 2020

Introduction

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires.

La théorie de la commande non linéaire a été le sujet de développements intenses pendant les deux dernières décennies. Les techniques développées dans ce secteur sont appliquées à l'étape de la conception et à l'exécution des modèles de commande dans les systèmes non linéaires. Actuellement ces derniers sont devenus plus structurés et mieux développés. L'un des techniques les plus connues est la théorie de Backstepping. est une technique permettant de manière séquentielle et systématique de construire une fonction de Lyapunov stabilisante. Le backstepping se base sur la deuxième méthode de Lyapunov, dont il combine le choix de la fonction de contrôle de Lyapunov avec celui des lois de commande.

III Commande Backstepping

III.1 Principe

La plupart des systèmes physiques (procédés) qui nous entourent sont non linéaire. Bien souvent, ces non-linéarités sont faibles ou ne sont pas visibles sur la plage d'opération de ces procédés. Le souci constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises qui permettent de répondre sur une plus large plage d'opérations. C'est à ce moment que les non-linéarités se font sentir et rendent les outils d'analyse et/ou de synthèse des lois de commande, utilisé dans le domaine linéaire, caduques et absolument incapable de rendre compte de certains phénomènes [20].

C'est pourquoi, depuis quelques années, beaucoup de recherches ont été effectuée dans le domaine des systèmes non-linéaires. La Technique du backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine, son appellation est particulièrement justifiée par le processus récursif intrinsèque à la loi de commande. Cette technique offre une méthode systématique de synthèse des lois de commande des systèmes non linéaires tout en gardant les non linéarités de ces derniers, elle permet, de construire, d'une façon récursive, la commande et la fonction de Lyapunov pour un système non-linéaire triangulaire [21].

III.2 Méthode de Lyapunov

La commande des systèmes non-linéaires s'appuie sur deux approches de Lyapunov :

- La première méthode vise à linéariser le système à commander, afin de profiter des techniques des modèles linéaires. Cette linéarisation est réalisée, moyennant des approximations ou des transformations géométriques dans l'espace de phase. Le système linéarisé est ensuite traité avec la théorie des systèmes linéaires. Si on trouve que le système linéarisé est instable, le système non linéaire le sera nécessairement aussi.
- La deuxième méthode consiste à trouver une fonction de commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. Cette méthode est basée sur le concept d'énergie du système. De telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé. C'est la qu'on a introduit la technique du Backstepping qui permet de réduire cette complexité [22], [20], [23].

L'idée de base du Backstepping est de d'utiliser les méthodes Lyapunov qui constituent un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques, sans connaître explicitement les solutions des équations différentielles les décrivant.

III.2.1 Première méthode de Lyapunov

Dans la première méthode, appelée également méthode de linéarisation, il s'agit d'analyser la stabilité du système non linéaire au voisinage du point d'équilibre à travers une approximation linéaire. La mise en évidence de Cette méthode, permet l'utilisation des outils des systèmes de contrôle linéaire. Cette méthode est d'une importance limitée, car elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité global. De plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires. Si on trouve que le système linéarisé est instable, le système non linéaire le sera nécessairement aussi.

III.2.2 Deuxième méthode de Lyapunov

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Le principe de cette méthode consiste à analyser la stabilité du système, sans même résoudre les équations différentielles non linéaires qui le régissent. La stabilité dépend uniquement de l'étude des variations (signe de la dérivée) de l'énergie, ou d'une fonction qui lui est équivalente, le long de la trajectoire du système. L'étude de la stabilité d'un système caractérisé par un vecteur

d'état, consiste alors à chercher une fonction $V(x)$ (représentative de l'énergie) de signe défini, dont la dérivée dV/dt est semi-définie et de signe opposé dans le même domaine.

III.2.3 Méthode récursive de conception de Backstepping

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation d'état (III-1) suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2, \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3, \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u,\end{aligned}\tag{III-1}$$

Avec:

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathfrak{R}^n (n \geq 1) \text{ est l'état et } u \in \mathfrak{R} \text{ l'entrée de commande.}$$

Pour illustrer la procédure récursive de la méthode backstepping, on considère que la sortie du système $y = x_1$ désire suivre le signal de référence $y_{\text{réf}}$. Etant donné que le système est d'ordre n , la mise en œuvre s'effectue en n étapes.

1^{ère} étape : Calcul de la première commande virtuelle

On commence par la première équation du système (III.1), où x_2 sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire. On définit la première référence désirée du sous système x_1 qui doit suivre la référence définit $y_{\text{réf}}$ tel que :

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y_{\text{réf}}\tag{III-2}$$

La première variable d'erreur du sous système est définit par :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0\tag{III-3}$$

Ainsi sa dérivée est :

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \\ &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0\end{aligned}\tag{III-4}$$

Pour un tel système, nous construisons d'abord la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{III-5})$$

Sa dérivée temporelle est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \cdot \dot{e}_1 \\ &= e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] \end{aligned} \quad (\text{III-6})$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait \dot{V}_1 négative et assurerait la stabilité pour la dynamique de (III.4). Pour cela, prenons : $x_2 = \alpha_1$ telle que :

$$f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 \cdot e_1 \quad (\text{III-7})$$

Où $k_1 > 0$ est un paramètre de conception.

Ainsi, la loi de commande est donnée par l'équation suivante:

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-k_1 \cdot e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (\text{III-8})$$

Ce qui implique :

$$\dot{V}_1 = -k_1 \cdot e_1^2 \leq 0 \quad (\text{III-9})$$

α_1 sera la nouvelle référence désirée $x_{2\text{ref}}$

2^{ème} étape : Calcul de la deuxième commande virtuelle.

On considère les deux équations du système définie en (III-1)

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2, \\ \dot{x}_2 &= f_1(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3, \end{aligned}$$

Où la nouvelle référence désirée α_1 sera la variable de commande pour le sous-système précédent :

$$(x_2)_d = \alpha_1 \quad (\text{III-10})$$

La nouvelle variable d'erreur de régulation :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{III-11})$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 \\ &= f_1(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 \end{aligned} \quad (\text{III-12})$$

Pour le système (III.12), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) \quad (\text{III-13})$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \cdot \dot{e}_2 \\ &= -k_1 \cdot e_1^2 + e_2 \cdot [f_1(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned} \quad (\text{III-14})$$

Le choix de x_3 qui stabilisera la dynamique du système (III.12), et rendra (\dot{V}_2) négative est : $x_3 = \alpha_2$ telle que :

$$f_1(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 = -k_2 \cdot e_2 \quad (\text{III-15})$$

Où $k_2 > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système (III.12) sera donnée par :

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)} [-k_2 \cdot e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_1(x_1, x_2)] \quad (\text{III-16})$$

Avec :

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{g_0(x_1) [-k_1 \cdot \dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - [-k_1 \cdot e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \dot{g}_0(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad (\text{III-17})$$

Un tel choix implique que :

$$\dot{V}_2 = -k_1 \cdot e_1^2 - k_2 \cdot e_2^2 \leq 0 \quad (\text{III-18})$$

La n^{ième} étape : Calcul de la loi de commande finale

De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$(x_n)_d = \alpha_{n-1} \quad (\text{III-19})$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (\text{III-20})$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_n &= \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} \\ &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \end{aligned} \quad (\text{III-21})$$

Pour le système (III.21), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$\begin{aligned} V_n &= V_1 + V_2 + \dots + \frac{1}{2}e_n^2 \\ &= \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2 + \dots + e_n^2) \end{aligned} \quad (\text{III-22})$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &= \dot{V}_1 + \dots + e_n \cdot \dot{e}_n \\ &= -k_1 \cdot e_1^2 + \dots + e_n \cdot [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}] \end{aligned} \quad (\text{III-23})$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la vraie loi de commande u qui permet d'atteindre les objectifs de conception pour le système global qui contrairement aux lois x_1 qui sont des lois virtuelles. Un bon choix de celles-ci doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} = -k_n \cdot e_n \quad (\text{III-24})$$

Où $k_2 > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$\alpha_n = \frac{1}{g_1(x_1, \dots, x_n)} [-k_n \cdot e_n + \dot{\alpha}_{n-1} - f_1(x_1, \dots, x_n)] \quad (\text{III-25})$$

Ce qui garantit la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue :

$$\dot{V}_n = -k_1 \cdot e_1^2 - \dots - k_n \cdot e_n^2 \leq 0 \quad (\text{III-26})$$

Nous avons ainsi défini la méthodologie de la commande backstepping que nous allons mettre en application sur la machine asynchrone.

III.3 Application de la commande Backstepping à la MAS

Dans cette partie, nous présentons l'application de la commande backstepping à la machine asynchrone. Cette approche [24], [25] est conçue de telle façon à garder la même structure générale d'une commande vectorielle à flux orienté, comme le montre la figure (III.1) afin de garantir de bonnes performances tout en assurant une régulation et une limitation des courants.

L'application de la technique Backstepping au moteur asynchrone est basée sur les étapes suivantes :

- Calculons, pour un sous système, la première commande virtuelle à partir de l'erreur de poursuite e_{y_1} et la dynamique d'adaptation, qui va être utilisée au second étage comme signal de référence pour l'état suivant.
- Déterminons une fonction de Lyapunov de telle sorte que sa dérivée soit négative.
- Répétons l'opération jusqu'au $n^{\text{ème}}$ étage (ordre du système) qui nous permet de générer la commande qui garantit la stabilité globale du système et qui va lui être appliquée.

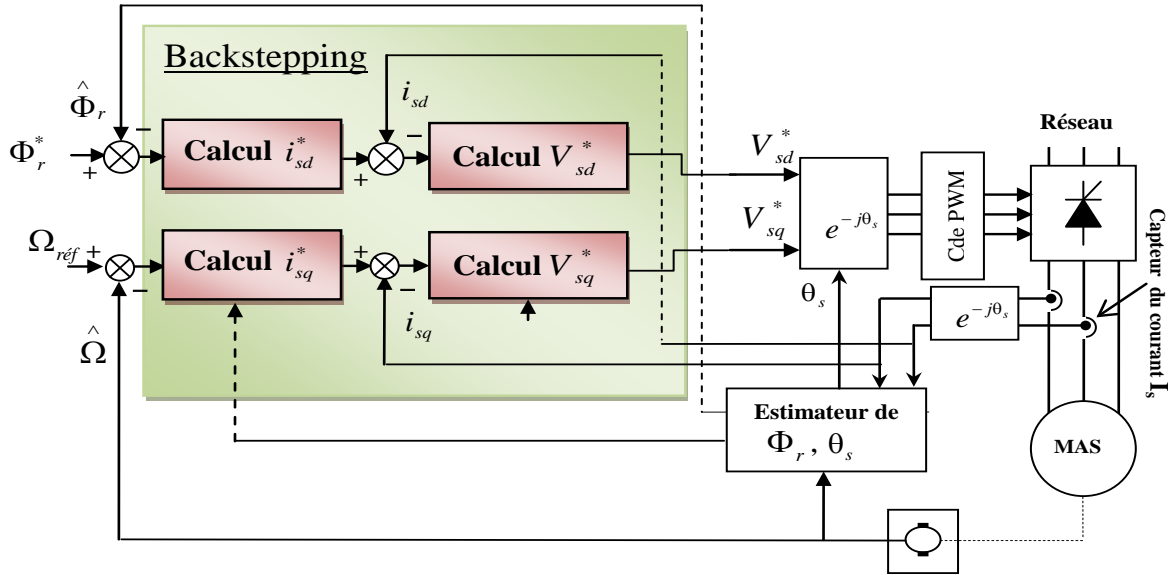


Fig.III.1 Schéma d'implantation générale de la commande Backstepping

Sous les hypothèses de la linéarité du circuit magnétique, et en négligeant les pertes fer, [18]. On réécrit le modèle du moteur à induction avec l'orientation du flux rotorique, comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{\lambda}{J} x_4 x_2 - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} x_1 \\ \dot{x}_2 = -\alpha x_2 + \alpha M x_3 \\ \dot{x}_3 = -\eta x_3 + \alpha \beta x_2 + p x_1 x_4 + \alpha M \frac{x_4^2}{x_2} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \dot{x}_4 = -\eta x_4 + \beta p x_1 x_2 - p x_1 x_4 - \alpha M \frac{x_4 x_3}{x_3} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \end{cases} \quad (\text{III-27})$$

Ou:

$$x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4]^T = [\Omega \quad \varphi_r \quad i_{ds} \quad i_{qs}]^T,$$

$$\alpha = T_r^{-1} = \frac{R_r}{L_r}, \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \lambda = \frac{pM}{L_r} \quad \eta = \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2}$$

Le modèle (III.27) est plus adapté à l'application de la commande Backstepping. Cette technique permet de calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction de Lyapunov soit définie positive et que sa dérivée soit toujours négative.

Cette méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. A chaque étape, du processus, une commande virtuelle est ainsi générée pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre. A la dernière étape, la loi de commande est trouvée, elle permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système.

1^{ère} étape : Calcul de la loi de commande virtuelle

L'objectif de cette étape est l'élimination des deux régulateurs de vitesse et de flux. On définit les erreurs e_1 et e_2 représentant respectivement l'erreur entre le vitesse réelle Ω et la vitesse de référence Ω^* et l'erreur entre le module de flux $\hat{\Phi}$ et son référence Φ^* .

$$\begin{cases} e_1 = x_1^* - x_1 \\ e_2 = x_2^* - x_2 \end{cases} \quad (\text{III-28})$$

A partir des équations (III-25) et (III-26), leurs équations dynamiques sont données par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{x}_1^* - \dot{x}_1 = \dot{x}_1^* - \frac{\lambda}{J} x_4 x_2 + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} x_1 \\ \dot{e}_2 = \dot{x}_2^* - \dot{x}_2 = \dot{x}_2^* + \alpha x_2 - \alpha M x_3 \end{cases} \quad (\text{III-29})$$

Du fait que nos objectifs exigent que les deux erreurs convergent vers zéro, et exigent aussi que le courant doit être régulé et limité, on peut satisfaire ces deux conditions en choisissant i_{qs} et i_{ds} comme commandes virtuelles dans les équations ci-dessus et les utiliser pour commander e_1, e_2 . Pour cela, la première fonction de Lyapunov V_1 qui représente en quelque sorte, l'énergie de l'erreur est choisie tel que :

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \quad (\text{III-30})$$

La dérivée de la fonction s'écrit à partir des équations (III-26) et (III-27) comme :

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_1 \left[k_1 e_1 + \dot{x}_1^* - \frac{\lambda}{J} x_4 x_2 + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} x_1 \right] + e_2 \left[k_2 e_2 + \dot{x}_2^* + \alpha x_2 - \alpha M x_3 \right] \quad (\text{III-31})\end{aligned}$$

Où k_1, k_2 sont des constantes positives déterminées par la dynamique du système en boucle fermée. Si les commandes virtuelles sont choisies comme :

$$\begin{cases} x_3^* = \frac{1}{\alpha M} (\dot{x}_2^* + \alpha x_2 + k_2 e_2) \\ x_4^* = \frac{J}{\lambda x_2} \left(\dot{x}_1^* + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} x_1 + k_1 e_1 \right) \end{cases} \quad (\text{III-32})$$

On obtient :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{III-33})$$

Par conséquence, les commandes virtuelles dans (III.32) sont choisies pour satisfaire les objectifs de régulation et aussi sont considérées comme des références pour l'étape suivante.

2^{ème} étape : Calcul de la loi de commande

Pour cette étape, nos nouveaux objectifs de régulation sont i_{qs} et i_{ds} . Pour cela, on définit les autres erreurs concernant les composantes du courant statorique et leurs références :

$$\begin{aligned} e_3 &= x_3^* - x_3 \\ &= \frac{1}{\alpha M} (\dot{x}_2^* + \alpha x_2 + k_2 e_2) - x_3 \\ e_4 &= x_4^* - x_4 \\ &= \frac{J}{\lambda x_2} \left(\dot{x}_1^* + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} x_1 + k_1 e_1 \right) - x_4 \end{aligned} \quad (\text{III-34})$$

Par conséquent, les équations d'erreurs (III.28) peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & 0 & \frac{\lambda x_2}{J} \\ 0 & -k_2 & \alpha M & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} \quad \text{Ou bien :} \quad \begin{aligned} \dot{e}_1 &= -k_1 e_1 + \frac{\lambda x_2}{J} e_4 \\ \dot{e}_2 &= -k_2 e_2 + \alpha M e_3 \end{aligned} \quad (\text{III-35})$$

Avec :

$$[e]^T = [e_1 \quad e_2 \quad e_3 \quad e_4]$$

Aussi, les équations dynamiques pour les signaux d'erreur e_3, e_4 peuvent être calculées par :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = \dot{x}_3^* - \dot{x}_3 = \dot{x}_3^* - \xi_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \dot{e}_4 = \dot{x}_4^* - \dot{x}_4 = \dot{x}_4^* - \xi_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \end{cases} \quad (\text{III-36})$$

Où les grandeurs ξ_1 et ξ_2 sont exprimées par :

$$\begin{cases} \xi_1 = -\eta x_3 + \alpha \beta x_2 + p x_1 x_4 + \alpha M \frac{x_4^2}{x_2} \\ \xi_2 = -\eta x_4 + \beta p x_1 x_2 - p x_1 x_3 - \alpha M \frac{x_4 x_3}{x_2} \end{cases} \quad (\text{III-37})$$

A ce stade, on étend la fonction Lyapunov dans (III.36) pour inclure les variables d'état e_3, e_4 :

$$V_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} e_4^2 > 0 \quad (\text{III-38})$$

Enfin la loi de commande sera déduite à partir du calcul de la dérivée de V_2 , soit :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 \left(\dot{x}_3^* - \xi_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} + \alpha M e_2 \right) + e_4 \left(\dot{x}_4^* - \xi_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} + \frac{\lambda x_2}{J} e_1 \right) \quad (\text{III-39})$$

3^{ème} étape : Calcul de la loi de commande finale

Afin de rendre la dérivée de la fonction complète du Lyapunov (III-39) définie négative, les tensions d'entrées de contrôle de l'axe d et l'axe q sont choisi comme suit:

$$\begin{aligned} V_{sd}^* &= \sigma L_s \left(\dot{x}_3^* - \xi_1 + \alpha M e_2 + k_3 e_3 \right) \\ V_{sq}^* &= \sigma L_s \left(\dot{x}_4^* - \xi_2 + \frac{\lambda x_2}{J} e_1 + k_4 e_4 \right) \end{aligned} \quad (\text{III-40})$$

Où k_3, k_4 sont des constantes positives.

Après cela, (III-36) peut être exprimé ainsi:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_3 \\ \dot{e}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\alpha M & -k_3 & 0 \\ -\frac{\lambda x_2}{J} & 0 & 0 & -k_4 \end{bmatrix} [e] \quad (\text{III-41})$$

Nous pouvons réorganiser les équations dynamiques de (III.35) et (III.41):

$$[\dot{e}] = A[e] = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & 0 & \frac{\lambda x_2}{J} \\ 0 & -k_2 & \alpha M & 0 \\ 0 & -\alpha M & -k_3 & 0 \\ -\frac{\lambda x_2}{J} & 0 & 0 & -k_4 \end{bmatrix} [e] \quad (\text{III-42})$$

Ce qui correspond bien à :

$$\dot{V}_I = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 \leq 0 \quad (\text{III-43})$$

La stabilité de la commande est obtenue si et seulement si la matrice A est hurwitzienne (avec des racines à parties réelles négatives) ce qui est vérifié par un bon choix des gains k_1, k_2, k_3, k_4 .

Les variables de références V_{ds}^* et V_{qs}^* nécessaire à la commande de la machine asynchrone sont définie à partir de la commande par Backstepping, tout en exigeant une stabilité de sous systèmes en cascade afin d'assurer une stabilité asymptotique du système globale.

III.4 Résultats de simulation

Afin de tester le comportement et l'efficacité de la commande backstepping avec orientation du flux rotorique, on procède aux mêmes tests mentionnés dans la commande vectorielle indirecte avec les mêmes profils de vitesse et de couple. Les paramètres du contrôleur Backstepping sont : $k_1 = 150, k_2 = 5000, k_3 = k_4 = 522000$.

La figure (III-2) montre les résultats de simulation de cette technique sous les mêmes conditions citées précédemment.

III.4.1 Interprétation des résultats

Les résultats obtenus ci-dessus (figure ((III.2)) montrent que les performances de cet algorithme de commande sont satisfaisantes ou on constate que la vitesse et le flux convergent rapidement vers leurs références.

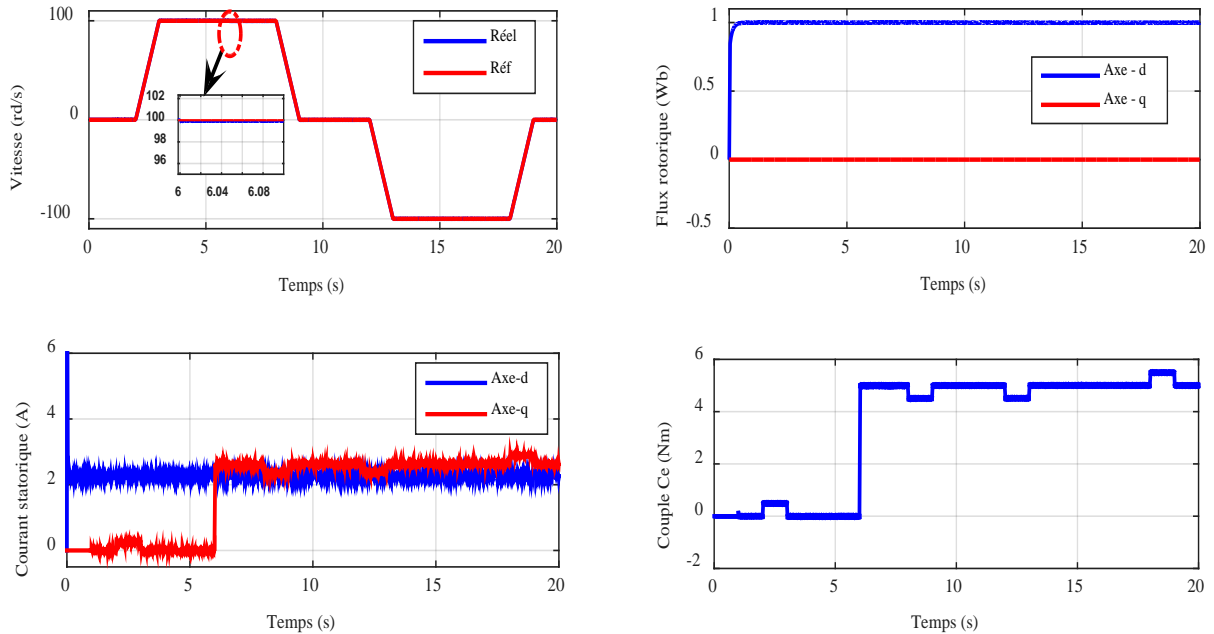


Fig.III.2 Résultats de simulation de la commande Backstepping

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la commande backstepping appliquée à la commande de la machine asynchrone. Les résultats de simulation obtenus en fin de ce chapitre montrent que la commande Backstepping est plus performante de point de vue robustesse et stabilité globale par rapport à la commande vectorielle IFOC.



Conclusion générale



Promotion 2020

Conclusion générale

A l'issue de ce travail, nous avons abordé deux types de commande appliquées à une machine asynchrone à savoir la commande vectorielle indirecte et la commande Backstepping

Les travaux présentés dans le premier chapitre de ce mémoire ont porté sur la modélisation de l'association de la machine-onduleur commandée par la technique de modulation de largeur d'impulsion(MLI).

Le deuxième chapitre est consacré à la synthèse de la commande vectorielle. Les résultats de simulation, montrent que l'utilisation des régulateurs classiques pour le réglage de la vitesse présente de bonnes performances, **cependant nous constatons une certaine sensibilité aux variations paramétriques.**

Dans le troisième chapitre on a présenté la synthèse de la commande Backstepping . Les résultats de simulation, montrent que l'utilisation des régulateurs classiques pour le réglage de la vitesse présente de bonnes performances, en termes de régulation, poursuite, et rejet de perturbation est qu'elle est plus performante de point de vue robustesse et stabilité globale par rapport à la commande vectorielle.



Bibliographies

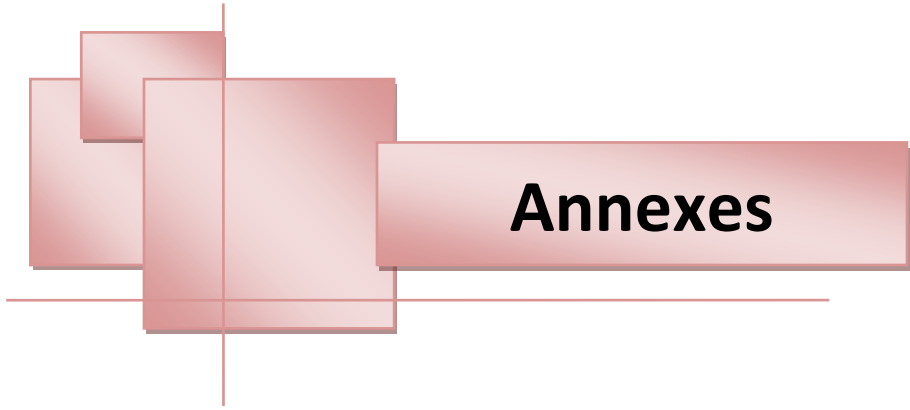


Promotion 2020

Bibliographies

- [1] Chatelin , J, « Machines électriques traité d'électricité .d'électronique et d'électrotechnique», tome 1 et 2,Dunod,1989
- [2] A.Chaiba, « Commande de la Machine Asynchrone a double alimentation par des techniques des l'intelligence artificielle », Magister en électrotechnique de l'université de Batna 2010
- [3] Mouad Oubidar.Sedik Bendaoud, « Machine synchrone/ asynchrone», projet de fin d'étude en ingénierie dans le cadre du programme en génie électromécanique Université du Québec.30 avril 2010 .
- [4] Bensetti Nour el Islam et Boukhachba Mimouna, « Commande par Backstepping de la Machine Asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux », mémoire master académique université Kasdi Merbah-Ouaragla 2017.
- [5] J.P Caron, J.P Hautier, « Modélisation de la machine asynchrone, Commande vectorielle », éditions techniques Paris 1995..
- [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] R.Abdessamed, M .Kadjoujdj, « Modélisation des machines électriques », Presses de L'Université de Batna 1997.
- [11] 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.
- [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] S.Chekroune, « *Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée* », Thèse de magister, ENSET d'Oran, 2009.
- [19] S.Barkati, « *Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone* », Thèse de magister, ENP d'Alger, 1997.
- [20] Azoui Nawel, « *Stratégies de commandes avancés pour le suivi de trajectoire* », Thèse de doctorat, Université Batna2 2014.
- [21] Zeghlache Samir, « *Commande non-linéaire d'un appareil de vol vertical* », Thèse de doctorat, Université M'sila 2014.
- [22] Benlaloui Idriss, « *commande, observation et diagnostic d'un système non-linéaire : application à la commande asynchrone en présence de défauts* », Thèse de doctorat, Université Batna2 2016.
- [23] Kendouci Khedidja, « *Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents* », Thèse de doctorat, Université Oran 2012.
- [24] Hualin Tan and Jie Chang, « *Field Orientation and Adaptative Backstepping for Induction Motor Contro* », Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, IEEE Industry Applications Conference, Vol. 4, pp. 2357 – 2363, Oct 3-7, 1999.
- [25] I. Benlaloui, S Drid, L Chrifi-Alaoui and D Benoudjit, « *Sensorless Speed Backstepping Control of Induction Motor Based on Sliding Mode Observer: Experimental Results* », 15th International conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering, STA'2014, December 21-23, 2013 , Hammamet, – Tunisia.



Annexes

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