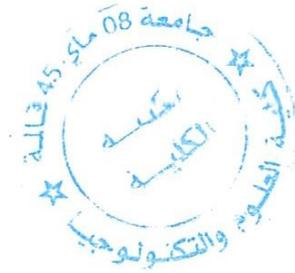


République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrotechnique et Automatique

689



**Mémoire de fin d'étude
pour l'obtention du diplôme de Master Académique**

Domaine : Sciences et Techniques
Filière : Génie électrique
Spécialité : commande des machines électriques

Modélisation et commande d'une machine asynchrone

Présenté par : Attab Izzeddine

Sous la direction de : Mr.Moussaoui.A

JUIN 2011





REMERCIMENTS

Avant tout on tient nos remerciements à notre dieu tout puissant de nous avoir donné la foi, la force et le courage.

A travers ce modeste travail, nous tenons à remercier vivement notre promoteur

« Mr. MOUSSAOUI ABDAL KARIM » pour l'intéressante documentation qu'il a mise à notre disposition, pour ses conseils précieux et pour toutes les commodités et aisances qu'il nous a apportées durant notre étude et réalisation de ce projet.

Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi aux messieurs le président et les membres de jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer notre travail.

Nous exprimons également notre gratitude à tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré à notre formation depuis notre premier cycle d'étude jusqu'à la fin de notre cycle universitaire.

Sans omettre bien sur de remercier profondément à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation du présent travail.

Elabb Bzeddine

DEDICACE

*Je remercie « ALLAH » le tout puissant qui m'a donné
la foi et la force de mener ce travail à son terme.*

*Je remercie notre encadreur « Moussaoui A » pour son
aide, ses encouragements.*

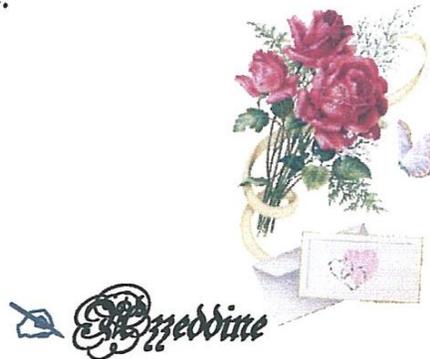
*A ma mère qui a sacrifié toute sa vie pour nous et a
mon père pour son soutien.*

A mes grands-parents que dieu les garde.

A mes oncles et mes matent à qui je dois ma réussite.

*Et a tous mes frères qui ont contribué à la force qui
m'a amené jusqu'à ici.*

*A tous mes amis tous ceux qui m'ont aidé de près ou de
loin. même qu'il soit un mot d'encouragement et de
gentillesse.*



Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire propose l'étude de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée en tension. Après présentation du modèle de Park de la machine asynchrone, l'alimentation est assurée par ensemble en cascade : redresseur-filtre-onduleur.

La commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique sur l'axe d,q a été exploitée pour améliorer les performances en boucle fermée. Une simulation est enfin effectuée pour valider le choix des paramètres et tester les performances de la commande vectorielle directe.

Mots Clés : machine à induction, modélisation, commande vectorielle, régulation, onduleur.

Sommaire

Remerciement	i
Dédicaces.....	ii
Résumé.....	v
Sommaire.....	vii
Notations.....	vi
Introduction générale	1
Chapitre I : modélisation de la machine asynchrone	
Introduction	4
I.1. Description du Modèle de La Machine Asynchrone.....	4
I.2. Hypothèses simplificatrices	4
I.3. Equation générale de la machine non saturée	6
I.4. Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée	8
I.5. Equations mécaniques	13
I.6. Définition des différents référentiels	13
I.6.1. Référentiel fixe par rapport au stator	13
I.6.1.1. Arrangement des équations	13
I.6.2. Référentiel fixe par rapport au rotor	17
I.6.2.1. Arrangement des équations	18
I.6.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant	21
I.6.3.1. Arrangement des équations	22
I.8 Conclusion	25
Chapitre II : modélisation de l'alimentation de la MAS	
Introduction	26
II.1. association machine asynchrone-onduleur	26
II.2 Principe de fonctionnement	27
II.3 Modélisation du redresseur	28
II.4 Modélisation du filtre	29
II. 5 Modélisation de l'onduleur	30

II.6. Commande par modulation de la largeur d'impulsion	33
II.8 Conclusion	34

Chapitre III : Commande par orientation du flux rotorique

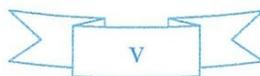
Introduction.....	35
III.1 La commande par orientation du flux	36
III.1.1 description	36
III.1.2 principe de la commande	36
III.1.3 Orientation de flux rotorique.....	36
III.2 découplage entrée - sortie	39
III.2.1 découplage par compensation	40
III.3 structure de commande vectorielle a flux rotorique orienté	42
III.3.1 commande vectorielle directe	42
III.3.2 Bloc de défluxage	43
III.4 Régulation	44
III.4.1 Description	44
III.4.2 régulateur du courant (I_{ds})	44
III.4.3 Régulateur du flux	45
III.4.4 régulateur de courant I_{qs}	46
III.4.5 Régulateur de vitesse	48
III.5 Conclusion	49

Chapitre IV : Simulation de la machine asynchrone

Introduction	50
IV.1 Présentation des résultats de simulation	50
IV.2 Simulation avec la variation de la charge	50
IV. 3 Simulation avec inversion de la vitesse de rotation	52
IV.4 Conclusion	54
Conclusion générale	55

Bibliographie

ANNEXE



NOTATIONS

r	grandeur rotor ou de repère rotor (R)
s	grandeur stator ou de repère stator (S)
d	Axe d du repère tournant (d, q)
q	Axe q du repère tournant (d, q)
A,b,c	Indices correspondants aux trois phases
Φ	flux
Φ_r	flux rotorique
Φ_s	flux statorique
Φ_m	flux magnétique
V_{ds}	tension statorique instantanée dans l'axe d
V_{qs}	tension statorique instantanée dans l'axe q
I_{ds}	courant statorique instantanée dans l'axe d
I_{qs}	courant statorique instantanée dans l'axe q
f	fréquence de réseau
θ	position du rotor
f	coefficient de frottement
σ	coefficient de dispersion
ω_s	pulsation statorique
Ω	vitesse de rotation mécanique
C_e	Couple électromagnétique
C_r	couple résistant
$s=d/dt$	opérateur de laplace
R_s	Résistance statorique
R_r	Résistance rotorique
L_s	inductance cyclique statorique
L_r	inductance cyclique rotorique
M	inductance magnétisante
P	nombre de pair de pôle
T_r	constante de temps rotorique
T_s	constante de temps statorique
J	moment d'inertie
ξ	coefficient d'amortissement
Ω_{nom}	Vitesse de rotation nominale
Φ_{rnom}	Flux rotorique nominale
MLI	Modalisation de largeur impulsion
MAS	Machine asynchrone

Introduction générale

La plupart des processus industriels font largement appel à des machines pour assurer l'entraînement. En fonction des applications, ces machines sont de divers types et les performances exigées sont largement variables. Par conséquent, ces machines doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. La machines à courant continu répond très bien à ces exigences. Cela s'explique par le découplage naturel entre le flux et le couple. Néanmoins, la présence du collecteur limite la puissance et/ou la vitesse et exige une maintenance régulière.

C'est pourquoi, de nos jours, on se tourne de plus en plus vers les machines synchrones à aimants permanents et les machines à induction (machines asynchrones). La machine à induction est particulièrement robuste et de faible coût, ce qui justifie son utilisation massive dans le domaine industriel. En général, la commande de la machine asynchrone se divise en deux classes :

- ❖ Commande de faible coût et faible performance (commande scalaire).

La commande scalaire est la plus simple et la plus répandue dans la majorité des applications industrielles. Le contrôle scalaire ne permet pas d'avoir une bonne précision dans la réponse de la vitesse et du couple suite à la simplicité de sa structure qui tient compte uniquement du régime permanent. Le flux statorique et le couple ne sont pas directement commandés et les paramètres de la machine doivent être correctement identifiés. La précision de la vitesse est faible et la réponse dynamique est lente.

- ❖ Commande à haute performance comme la commande vectorielle par orientation de flux rotorique qui assure une dynamique élevée. La commande vectorielle permet aux entraînements à courants alternatifs d'avoir un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique du couple peut être très rapide.

Cette méthode est à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines comme la robotique, les machines outils, la traction électrique, etc.

Comme le modèle de la machine asynchrone correspond à un système multivariable, un contrôle performant de la vitesse ou de la position de cette machine et donc de son couple,

demande le contrôle simultané de plusieurs variables. Par conséquent, il est nécessaire de réaliser artificiellement un découplage entre le flux et le couple. Parmi les différentes approches développées en vue de réaliser ce découplage, la technique de contrôle vectoriel est celle qui donne de meilleures performances [5]. Pour avoir des réponses à dynamique élevée et un contrôle fin du couple, la machine doit être alimentée par des courants sinusoïdaux. Ceci peut être réalisé à l'aide d'un onduleur de tension contrôlé en courant, où on utilise les techniques à hystérésis. Cependant, certaines de ces techniques délivrent des fréquences de commutation élevées et des dépassements de la bande à hystérésis. La commande vectorielle en tension contrôlée en courant permet d'avoir une dynamique proche de celle des entraînements à courant continu. L'installation d'un codeur incrémental pour mesurer la vitesse et/ou la position rotorique entraîne un surcoût qui peut être plus important que celui de la machine pour les faibles puissances. Il faut de plus, prévoir une place supplémentaire pour l'installation du codeur, chose qui n'est pas toujours souhaitable ou possible. La fiabilité du système diminue à cause de ce dispositif fragile qui requiert un soin particulier pour lui-même et pour sa connectique. C'est à partir de cette constatation que l'idée d'éliminer le codeur incrémental est née et que les recherches sur la commande sans capteur de la machine asynchrone ont commencé. Plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour atteindre ce but. Une grande partie des méthodes proposées est basée sur des observateurs qui dépendent du modèle de la machine asynchrone. Cependant, cette structure nécessite la connaissance plus ou moins précise des paramètres de la machine.

Le mémoire est structuré en 04 chapitres :

► Dans le premier chapitre, il est donné des éléments sur la modélisation mathématique de la machine généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente. Et après un choix convenable du référentiel, il est déduit le modèle de machine asynchrone alimentée en tension.

► Dans le deuxième chapitre, il est considéré la modélisation de l'alimentation de la machines asynchrone. Parmi les différentes lois de modulations, on a adopté la modulation triangulo-sinusoïdale.

► Le troisième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par l'algorithme de régulation numérique standard PI.

► Le quatrième chapitre regroupe les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe en tension.

► Enfin, il est donné une conclusion générale comportant une synthèse du travail effectué.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

Introduction

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de définir par un modèle mathématique. C'est ce qu'on appelle modélisation; Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants.

A cet effet, nous avons pris comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente. Et après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle de machine asynchrone alimentée en tension.

I.1. Description du modèle de la machine asynchrone

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à $(2\pi/3)$

I.2. Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier la modélisation de la machine, on va admettre les hypothèses simplificatrices suivantes [1] [2] :

- ✓ entrefer constant ;
- ✓ effet des encoches négligé ;
- ✓ distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- ✓ circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- ✓ pertes ferromagnétiques négligeables ;
- ✓ l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est Pas prise en compte ;

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

- ✓ l'additivité des flux ;
- ✓ la constance des inductances propres ;
- ✓ la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

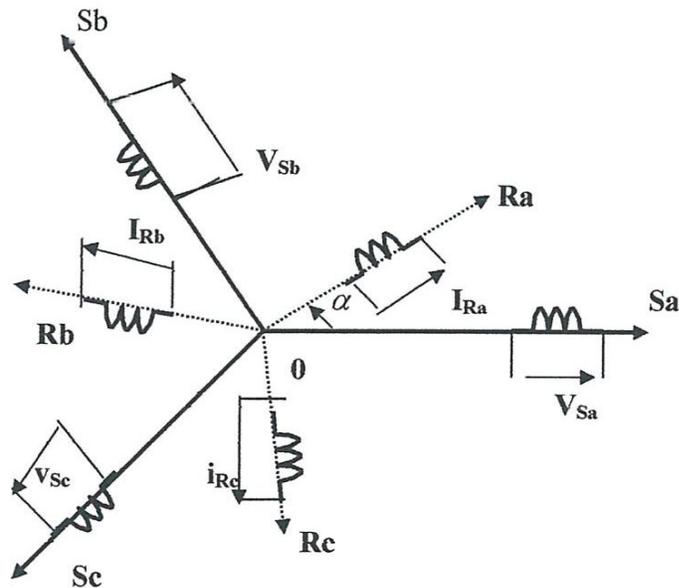


Figure (I.1) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée

La machine est représentée à la figure (I.1) par ces six enroulements dans l'espace électrique, l'angle (α) repère l'axe de la phase rotorique de référence (Ra) par rapport à l'axe fixe de la phase statorique de références (Sa). Les flux sont comptés positivement selon les axes des phases.

I.3. Equation générale de la machine non saturée:

D'après les lois de Lenz et Faraday on déduit les équations électriques de la machine :

$$V = R I + \frac{d\Phi}{dt} \quad (I.1)$$

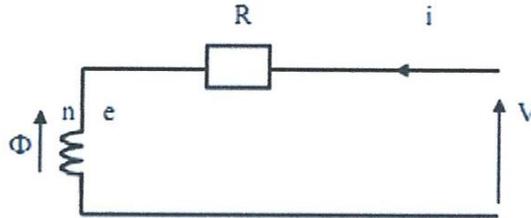


Figure (I.2) : modèle d'une phase avec f.e.m.

On déduit pour l'ensemble des phases Statoriques :

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (I.2)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Et pour les phases rotoriques :

$$[V_r] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (I.4)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Une matrice des inductances $[L(\alpha)]$ établit la relation entre les flux et les courants; elle comporte 36 coefficients non nuls dont la moitié dépend du temps, par l'intermédiaire de α (position du rotor).

Soit:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & I_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & I_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & I_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & I_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & I_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$$\text{Où } \begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\alpha) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\alpha - 2\pi/3) \end{cases}$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous matrices d'inductances :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & m_s & m_s \\ m_s & L_s & m_s \\ m_s & m_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & m_r & m_r \\ m_r & L_r & m_r \\ m_r & m_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$[Msr] = [Msr]^t = Msr \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi) & \cos(\alpha - 2\pi) \\ \cos(\alpha - 2\pi) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi) \\ \cos(\alpha + 2\pi) & \cos(\alpha - 2\pi) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Finalement les tensions statoriques et rotoriques seront écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \\ [V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}]^t [I_{sabc}] + [L_r][I_{rabc}] \} \end{cases} \quad (I.11)$$

I.4. Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée

La transformation de Park consiste à transformer un système triphasé (abc) en un système biphasé équivalent (dq), comme le montre la **figure I.3**

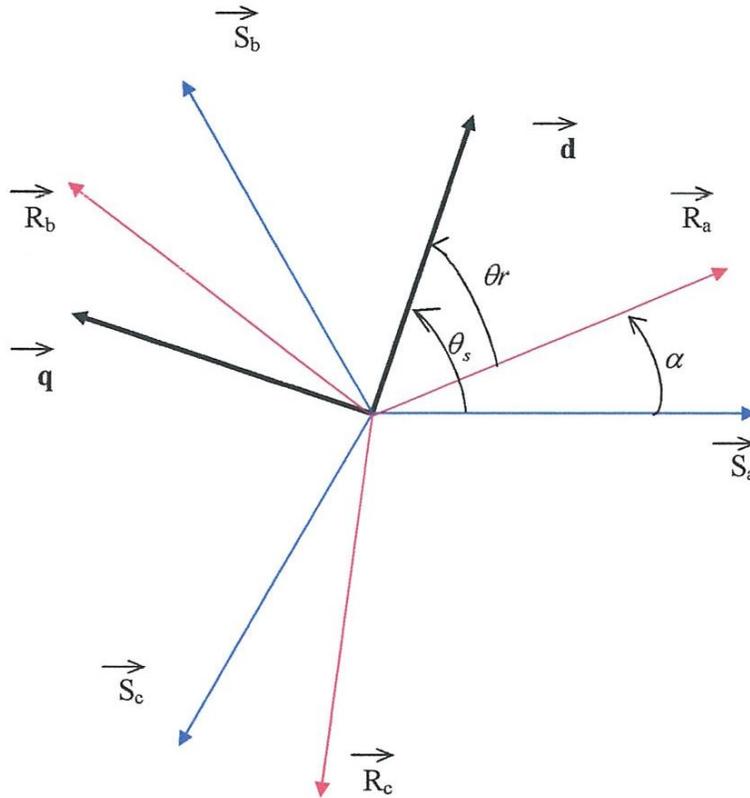


Figure I.3 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

On a :

$$[V_{abc}] = [R][I_{abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abc}] \quad (\text{I.12})$$

$$R = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

La transformation linéaire $[p]$ est appliquée à l'équation précédente

$$[p]^{-1}[V_{dqo}] = [R][p]^{-1}[I_{dqo}] + \frac{d}{dt}([p]^{-1}[\Phi_{dqo}]) \quad (\text{I.14})$$

Avec :

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

Cette matrice est orthogonale, c'est-à-dire $[p(\theta)]^t = [p(\theta)]^{-1}$. La transformation de Park peut être appliquée sur les tensions, les courants et les flux.

En multipliant (I.14) par $[p]$:

$$[V_{dqo}] = [R][I_{dqo}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}] + [p] \left(\frac{d}{dt} [p]^{-1} \right) [\Phi_{dqo}] \quad (\text{I. 16})$$

On démontre que :

$$[p] \left(\frac{d}{dt} [p]^{-1} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{I. 17})$$

On obtient finalement le système des équations de Park, qui constitue ainsi un modèle électrique dynamique pour l'enroulement diphasé équivalent :

$$\begin{cases} V_d = rI_d + \left(\frac{d\Phi_d}{dt} \right) - \left(\frac{d\theta}{dt} \right) \Phi_q \\ V_q = rI_q + \left(\frac{d\Phi_q}{dt} \right) + \left(\frac{d\theta}{dt} \right) \Phi_d \\ V_o = rI_o + \left(\frac{d\Phi_o}{dt} \right) \end{cases} \quad (\text{I. 18})$$

Pour la réduction de la matrice des inductances les transformations proposées établissent les relations entre les flux d'axe d, q, o et les flux d'axes a, b, c

$$[\Phi_{sdqo}] = [p(\theta_s)][\Phi_{sabc}] \text{ et } [\Phi_{rdqo}] = [p(\theta_r)][\Phi_{rabc}] \quad (\text{I. 19})$$

En développant les expressions des flux, elles deviennent :

a- au stator :

$$[\Phi_{sdqo}] = [p(\theta_s)] [[L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}]] \quad (I.20)$$

Soit:

$$[\Phi_{sdqo}] = [p(\theta_s)][L_s] [p(\theta_s)]^{-1}[I_{sdqo}] + [p(\theta_s)][M_{sr}][p(\theta_s)]^{-1}[I_{rdqo}] \quad (I.21)$$

a- au rotor :

$$[\Phi_{rdqo}] = [p(\theta_r)] [[M_{sr}][I_{sabc}] + [L_r][I_{rabc}]] \quad (I.22)$$

Soit:

$$[\Phi_{rdqo}] = [p(\theta_r)][M_{sr}] [p(\theta_s)]^{-1}[I_{sdqo}] + [p(\theta_r)][L_r][p(\theta_r)]^{-1}[I_{rdqo}] \quad (I.23)$$

Après le calcul, on trouve :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{os} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & l_s - 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r - 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{os} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{or} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

$L_s = l_s - M_s$: Inductances cycliques statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductances cycliques rotorique.

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

Le mode habituel d'alimentation du stator et la structure des enroulements rotoriques conférant la nullité aux sommes des courants statoriques et de courants rotoriques, les composantes d'indice (0) sont nulles.

Dans ces conditions de fonctionnement en mode non dégradé, les flux d'axes d et q sont simplement définis par les trois paramètres constants L_s, L_r, M et reliés aux courants par la relation (I.25) :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

La substitution des enroulements fictifs Sd, Sq, Rd, Rq , aux enroulements triphasés permet, par interprétation de leur représentation à la figure (I.4), une écriture rapide de l'équation (I.25).

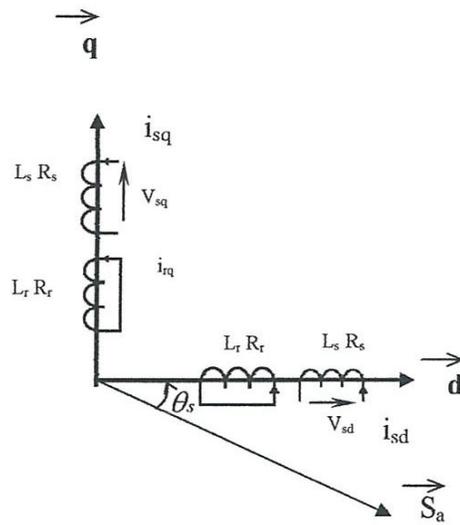


Figure (I.4) : Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q

Les équations de Park des tensions, statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} \end{aligned} \quad (I.26)$$

$$\begin{aligned} V_{dr} &= R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} &= R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{dr} = 0 \end{aligned}$$

Dans le repère de Park (d,q) tournant à la vitesse angulaire $W_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ l'équation (I.26) devient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - W_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + W_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (I.27)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (W_s - W) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (W_s - W) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.28)$$

Avec les flux :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \quad (I.29)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (I.30)$$

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance.

I.5. Equations mécaniques

L'équation du couple et celle du mouvement s'écrivent [3][4]:

$$C_e = PM[I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}] \quad (I.31)$$

$$\frac{J}{p} \frac{dW}{dt} = C_e - C_r - \frac{f}{p} W \quad (I.32)$$

I.6. Définition des différents référentiels :

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axes d, q qui dépendent généralement des objectifs de l'application.

I.6.1. Référentiel fixe par rapport au stator :

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = 0 \quad ; \quad \theta_r = -\theta$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt}$$

$$W_s = 0 \quad ; \quad W_r = -W$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \quad (I.33)$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - W \Phi_{qr}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + W \Phi_{dr}$$

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation. D'une manière générale, il est choisi pour étudier le régime transitoire du rotor .

I.6.1.1. Arrangement des équations [6]

avec $(I_{ds}, I_{qs}, I_{dr}, I_{qr})$

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} [L_s I_{ds} + M I_{dr}] \quad (I.34)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} [L_s I_{qs} + M I_{qr}] \quad (I.35)$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} [L_r I_{dr} + M I_{ds}] + W [L_r I_{qr} + M I_{qs}] \quad (I.36)$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} [L_r I_{qr} + M I_{qs}] - W [L_r I_{dr} + M I_{ds}] \quad (I.37)$$

Pour l'équation (I.34)

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{dI_{dr}}{dt}$$

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} I_{ds} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{dr}}{dt} + \frac{V_{ds}}{L_s} \quad (I.38)$$

A partir de l'équation (I.36) on trouve

$$\frac{dI_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} I_{dr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{ds}}{dt} - W I_{qr} - \frac{M}{L_r} W I_{qs} \quad (I.39)$$

On remplace cette expression dans (I.38)

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} I_{ds} - \frac{M}{L_s} \left[-\frac{R_r}{L_r} I_{dr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{ds}}{dt} - W I_{qr} - \frac{M}{L_r} W I_{qs} \right] + \frac{V_{ds}}{L_s} \quad (I.40)$$

$$\frac{dI_{ds}}{dt} \left[1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right] = -\frac{R_s}{L_s} I_{ds} + \frac{M R_r}{L_s L_r} I_{dr} + \frac{M^2}{L_s L_r} W I_{qs} + \frac{M}{L_s} W I_{qs} + \frac{V_{ds}}{L_s} \quad (I.41)$$

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

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

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad : \text{ Constante de temps statorique}$$

Donc :

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{T_s \sigma} I_{ds} + \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} W I_{qs} + \frac{M}{L_s L_r \sigma} I_{dr} + \frac{M}{L_s \sigma} W I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_s \sigma} \quad (\text{I. 42})$$

Pour l'équation (I.35)

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \frac{dI_{qr}}{dt}$$

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} I_{qs} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{qr}}{dt} + \frac{V_{qs}}{L_s} \quad (\text{I. 43})$$

A partir de l'équation (I.37), on trouve

$$\frac{dI_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} I_{qr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{qs}}{dt} + W I_{dr} + \frac{M}{L_r} W I_{ds} \quad (\text{I. 44})$$

On remplace cette expression dans (I.43)

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} I_{qs} - \frac{M}{L_s} \left[\frac{R_r}{L_r} I_{qr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{qs}}{dt} + W I_{dr} + \frac{M}{L_r} W I_{ds} \right] + \frac{V_{qs}}{L_s} \quad (\text{I. 45})$$

$$\frac{dI_{qs}}{dt} \left[1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right] = -\frac{M^2}{L_s L_r} W I_{ds} - \frac{M}{L_s} W I_{dr} - \frac{R_s}{L_s} I_{qs} + \frac{M R_r}{L_s L_r} I_{qr} + \frac{V_{qs}}{L_s} \quad (\text{I. 46})$$

Donc :

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{M^2}{L_s L_r \sigma} W I_{ds} - \frac{1}{T_s \sigma} I_{qs} - \frac{M}{L_s \sigma} W I_{dr} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{qr} + \frac{V_{qs}}{L_s \sigma} \quad (\text{I. 47})$$

Pour l'équation (I.36)

$$0 = R_r I_{dr} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \frac{dI_{ds}}{dt} + L_r W I_{qr} + M W I_{qs} \quad (I.48)$$

$$\frac{dI_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} I_{dr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{ds}}{dt} - W I_{qr} - \frac{M}{L_r} W I_{qs} \quad (I.49)$$

A partir de l'équation (I.34), on trouve

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} I_{ds} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{dr}}{dt} + \frac{V_{ds}}{L_s} \quad (I.50)$$

On substitue cette expression dans (I.49)

$$\frac{dI_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} I_{dr} - \frac{M}{L_r} \left[-\frac{R_s}{L_s} I_{ds} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{dr}}{dt} + \frac{V_{ds}}{L_s} \right] - W I_{qr} - \frac{M}{L_r} W I_{qs} \quad (I.51)$$

$$\frac{dI_{dr}}{dt} \left[1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right] = -\frac{R_r}{L_r} I_{dr} + \frac{M R_s}{L_s L_r} I_{ds} - \frac{M}{L_s L_r} V_{ds} - W I_{qr} - \frac{M}{L_r} W I_{qs} \quad (I.52)$$

Donc :

$$\frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{ds} - \frac{M}{L_r \sigma} W I_{qs} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{dr} - \frac{1}{\sigma} W I_{qr} - \frac{M}{L_r L_s \sigma} V_{ds} \quad (I.53)$$

Pour l'équation (I.37)

$$0 = R_r I_{qr} + L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \frac{dI_{qs}}{dt} - L_r W I_{dr} - M W I_{ds} \quad (I.54)$$

$$\frac{dI_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} I_{qr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{qs}}{dt} + W I_{dr} + \frac{M}{L_r} W I_{ds} \quad (I.55)$$

A partir de l'équation (I.35), on trouve

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} I_{qs} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{qr}}{dt} + \frac{V_{qs}}{L_s} \quad (I.56)$$

On remplace cette expression dans (I.55)

$$\frac{dI_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} I_{qr} - \frac{M}{L_r} \left[-\frac{R_s}{L_s} I_{qs} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{qr}}{dt} + \frac{V_{qs}}{L_s} \right] + W I_{dr} + \frac{M}{L_r} W I_{ds} \quad (I.57)$$

$$\frac{dI_{qr}}{dt} \left[1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right] = \frac{M}{L_r} W I_{ds} + \frac{M R_s}{L_s L_r} I_{qs} + W I_{dr} - \frac{R_r}{L_r} I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r} V_{qs} \quad (I.58)$$

Donc:

$$\frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{M}{L_r \sigma} W I_{ds} + \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{qs} + \frac{1}{\sigma} W I_{dr} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{qs} \quad (I.59)$$

Après arrangement des équations, on aboutit à :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{T_s \sigma} I_{ds} + \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} W I_{qs} + \frac{M}{L_s L_r \sigma} I_{dr} + \frac{M}{L_s \sigma} W I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_s \sigma} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{M^2}{L_s L_r \sigma} W I_{ds} - \frac{1}{T_s \sigma} I_{qs} - \frac{M}{L_s \sigma} W I_{dr} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{qr} + \frac{V_{qs}}{L_s \sigma} \\ \frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{ds} - \frac{M}{L_r \sigma} W I_{qs} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{dr} - \frac{1}{\sigma} W I_{qr} - \frac{M}{L_r L_s \sigma} V_{ds} \\ \frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{M}{L_r \sigma} W I_{ds} + \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{qs} + \frac{1}{\sigma} W I_{dr} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{qs} \end{array} \right. \quad (I.60)$$

I.6.2. Référentiel fixe par rapport au rotor :

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = \theta \quad ; \quad \theta_r = 0$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$W_r = 0 \quad ; \quad W_s = W$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - W_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + W_s \Phi_{ds} \end{aligned} \quad (I.61)$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt}$$

Ce référentiel est choisi de préférence en vue d'étudier des variations des grandeurs statoriques .

I.6.2.1. Arrangement des équations : avec $(I_{ds}, I_{qs}, I_{dr}, I_{qr})$

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} [L_s I_{ds} + M I_{dr}] - W [L_s I_{qs} + M I_{qr}] \quad (I.62)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} [L_s I_{qs} + M I_{qr}] + W [L_s I_{ds} + M I_{dr}] \quad (I.63)$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} [L_r I_{dr} + M I_{ds}] \quad (I.64)$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} [L_r I_{qr} + M I_{qs}] \quad (I.65)$$

Pour l'équation (I.62)

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{dI_{dr}}{dt} - L_s W I_{qs} - M W I_{qr} \quad (I.66)$$

A partir de l'équation (I.64), on trouve

$$\frac{dI_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} I_{dr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{ds}}{dt} \quad (I.67)$$

On remplace cette expression dans (I.66)

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \left[-\frac{R_r}{L_r} I_{dr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{ds}}{dt} \right] - L_s W I_{qs} - M W I_{qr} \quad (I.68)$$

$$\left[L_s - \frac{M^2}{L_r} \right] \frac{dI_{ds}}{dt} = V_{ds} - R_s I_{ds} + \frac{MR_r}{L_r} I_{dr} + L_s W I_{qs} + M W I_{qr} \quad (I.69)$$

Donc:

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{T_s \sigma} I_{ds} + \frac{1}{\sigma} W I_{qs} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{dr} + \frac{M}{L_s \sigma} W I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_s \sigma} \quad (I.70)$$

Pour l'équation (I.63)

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \frac{dI_{qr}}{dt} + L_s W I_{ds} + M W I_{dr} \quad (I.71)$$

A partir de l'équation (I.65), on trouve

$$\frac{dI_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} I_{qr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{qs}}{dt} \quad (I.72)$$

On remplace cette expression dans (I.71)

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \left[-\frac{R_r}{L_r} I_{qr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{qs}}{dt} \right] + L_s W I_{ds} + M W I_{dr} \quad (I.73)$$

$$\frac{dI_{qs}}{dt} \left[L_s - \frac{M^2}{L_r} \right] = V_{qs} - R_s I_{qs} + \frac{MR_r}{L_r} I_{qr} - L_s W I_{ds} - M W I_{dr} \quad (I.74)$$

Donc :

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} W I_{ds} - \frac{1}{T_s \sigma} I_{qs} - \frac{M}{L_s \sigma} W I_{dr} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{qr} + \frac{V_{qs}}{L_s \sigma} \quad (I.75)$$

Pour l'équation (I.64)

$$0 = R_r I_{dr} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \frac{dI_{ds}}{dt} \quad (I.76)$$

A partir de l'équation (I.62), on trouve

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{V_{ds}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} I_{ds} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{dr}}{dt} + W I_{qs} + \frac{M}{L_s} W I_{qr} \quad (I.77)$$

On remplace cette expression dans (I.76)

$$0 = R_r I_{dr} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \left[\frac{V_{ds}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} I_{ds} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{dr}}{dt} + W I_{qs} + \frac{M}{L_s} W I_{qr} \right] \quad (I.78)$$

$$\frac{dI_{dr}}{dt} \left[L_r - \frac{M^2}{L_s} \right] = -R_r I_{dr} - \frac{M}{L_s} V_{ds} + \frac{MR_s}{L_s} I_{ds} - M W I_{qs} - \frac{M^2}{L_s} W I_{qr} \quad (I.79)$$

Donc:

$$\frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{ds} - \frac{M}{L_r \sigma} W I_{qs} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{dr} - \frac{M^2}{L_r L_s \sigma} W I_{qr} - \frac{M}{L_r L_s \sigma} V_{ds} \quad (I.80)$$

Pour l'équation (I.65)

$$0 = R_r I_{qr} + L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \frac{dI_{qs}}{dt} \quad (I.81)$$

A partir de l'équation (I.63), on trouve

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{V_{qs}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} I_{qs} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{qr}}{dt} - W I_{ds} - \frac{M}{L_s} W I_{dr} \quad (I.82)$$

On remplace cette expression dans (I.81)

$$0 = R_r I_{qr} + L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \left[\frac{V_{qs}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} I_{qs} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{qr}}{dt} - W I_{ds} - \frac{M}{L_s} W I_{dr} \right] \quad (I.83)$$

$$\frac{dI_{qr}}{dt} \left[L_r - \frac{M^2}{L_s} \right] = -R_r I_{qr} - \frac{M}{L_s} V_{qs} + \frac{MR_s}{L_s} I_{qs} + M W I_{ds} + \frac{M^2}{L_s} W I_{dr} \quad (I.84)$$

Donc:

$$\frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{M}{L_r \sigma} W I_{ds} + \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{qs} + \frac{M^2}{L_r L_s \sigma} W I_{dr} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{qr} - \frac{M}{L_r L_s \sigma} V_{qs} \quad (I.85)$$

Après arrangement des équations, on aboutit à :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{T_s \sigma} I_{ds} + \frac{1}{\sigma} W I_{qs} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{dr} + \frac{M}{L_s \sigma} W I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_s \sigma} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} W I_{ds} - \frac{1}{T_s \sigma} I_{qs} - \frac{M}{L_s \sigma} W I_{dr} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{qr} + \frac{V_{qs}}{L_s \sigma} \\ \frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{ds} - \frac{M}{L_r \sigma} W I_{qs} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{dr} - \frac{M^2}{L_r L_s \sigma} W I_{qr} - \frac{M}{L_r L_s \sigma} V_{ds} \\ \frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{M}{L_r \sigma} W I_{ds} + \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{qs} + \frac{M^2}{L_r L_s \sigma} W I_{dr} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{qr} - \frac{M}{L_r L_s \sigma} V_{qs} \end{array} \right. \quad (I.86)$$

1.6.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant :

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = W_s \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = W_s - W = W_r$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - W_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + W_s \Phi_{ds} \\ 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - W_r \Phi_{qr} \\ 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + W_r \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (I.87)$$

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

I.6.3.1. Arrangement des équations : avec $(I_{ds}, I_{qs}, I_{dr}, I_{qr})$

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} [L_s I_{ds} + M I_{dr}] - W_s [L_s I_{qs} + M I_{qr}] \quad (I.88)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} [L_s I_{qs} + M I_{qr}] + W_s [L_s I_{ds} + M I_{dr}] \quad (I.89)$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} [L_r I_{dr} + M I_{ds}] - W_r [L_r I_{qr} + M I_{qs}] \quad (I.90)$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} [L_r I_{qr} + M I_{qs}] + W_r [L_r I_{dr} + M I_{ds}] \quad (I.91)$$

Pour l'équation (I.88)

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{dI_{dr}}{dt} - L_s W_s I_{qs} - M W_s I_{qr} \quad (I.92)$$

A partir de l'équation (I.90), on trouve

$$\frac{dI_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} I_{dr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{ds}}{dt} + W_r I_{qr} + \frac{M}{L_r} W_r I_{qs} \quad (I.93)$$

On remplace cette expression dans (I.92)

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \left[-\frac{R_r}{L_r} I_{dr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{ds}}{dt} + W_r I_{qr} + \frac{M}{L_r} W_r I_{qs} \right] - L_s W_s I_{qs} - M W_s I_{qr} \quad (I.94)$$

$$\frac{dI_{ds}}{dt} \left[L_s - \frac{M^2}{L_r} \right] = V_{ds} - R_s I_{ds} + \frac{MR_r}{L_r} I_{dr} + M [W_s - W_r] I_{qr} + \left[W_s L_s - \frac{M^2}{L_r} W_r \right] \quad (I.95)$$

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{T_s \sigma} I_{ds} + \left(\frac{W_s}{\sigma} - \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} W_r \right) I_{qs} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{dr} + \frac{M}{L_s \sigma} W I_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{ds} \quad (I.96)$$

Donc:

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{T_s \sigma} I_{ds} + \left(W_r + \frac{1}{\sigma} W \right) I_{qs} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{dr} + \frac{M}{L_s \sigma} W I_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{ds} \quad (I.97)$$

Pour l'équation (I.89)

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \frac{dI_{qr}}{dt} + L_s W_s I_{ds} + M W_s I_{dr} \quad (I.98)$$

A partir de l'équation (I.91), on trouve

$$\frac{dI_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} I_{qr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{qs}}{dt} - W_r I_{dr} - \frac{M}{L_r} W_r I_{ds} \quad (I.99)$$

On remplace cette expression dans (I.98)

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \left[-\frac{R_r}{L_r} I_{qr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{qs}}{dt} - W_r I_{dr} - \frac{M}{L_r} W_r I_{ds} \right] + L_s W_s I_{ds} + M W_s I_{dr} \quad (I.100)$$

$$\frac{dI_{qs}}{dt} \left[L_s - \frac{M^2}{L_r} \right] = V_{qs} - R_s I_{qs} + \frac{M}{T_r} I_{qr} + M W_r I_{dr} - M W_s I_{dr} + \frac{M^2}{L_r} W_r I_{ds} - L_s W_s I_{ds} \quad (I.101)$$

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = \left(\frac{M^2}{L_r L_s \sigma} W_r - \frac{W_s}{\sigma} \right) I_{ds} - \frac{1}{T_s \sigma} I_{qs} - \frac{M}{L_s \sigma} W I_{dr} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{qs} \quad (I.102)$$

Donc:

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = - \left(W_r + \frac{1}{\sigma} W \right) I_{ds} - \frac{1}{T_s \sigma} I_{qs} - \frac{M}{L_s \sigma} W I_{dr} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{qs} \quad (I.103)$$

Pour l'équation (I.90)

$$0 = R_r I_{dr} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \frac{dI_{ds}}{dt} - L_r W_r I_{qr} - M W_r I_{qs} \quad (I.104)$$

A partir de l'équation (I.88), on trouve

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{V_{ds}}{L_s} - \frac{1}{T_s} I_{ds} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{dr}}{dt} + W_s I_{qs} + \frac{dI_{dr}}{dt} W_s I_{qr} \quad (I.105)$$

On remplace cette expression dans (I.104)

$$0 = R_r I_{dr} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \left[\frac{V_{ds}}{L_s} - \frac{1}{T_s} I_{ds} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{dr}}{dt} + W_s I_{qs} + \frac{dI_{dr}}{dt} W_s I_{qr} \right] - L_r W_r I_{qr} - M W_r I_{qs} \quad (\text{I.106})$$

$$\frac{dI_{dr}}{dt} \left[L_r - \frac{M^2}{L_s} \right] = \frac{M^2}{T_s} I_{ds} - M W I_{qs} - R_r I_{dr} + \left(L_r W_r - \frac{M^2}{L_s} W_s \right) I_{qr} - \frac{M}{L_s} V_{ds} \quad (\text{I.107})$$

$$\frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{ds} - \frac{M}{L_r \sigma} W I_{qs} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{dr} + \left(\frac{W_r}{\sigma} - \frac{M^2}{L_r L_s \sigma} W_s \right) I_{qr} - \frac{M}{L_r L_s \sigma} V_{ds} \quad (\text{I.108})$$

Donc:

$$\frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{ds} - \frac{M}{L_r \sigma} W I_{qs} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{dr} + W_r - \frac{M^2}{L_r L_s \sigma} W I_{qr} - \frac{M}{L_r L_s \sigma} V_{ds} \quad (\text{I.109})$$

Pour l'équation (I.91)

$$0 = R_r I_{qr} + L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \frac{dI_{qs}}{dt} + L_r W_r I_{dr} + M W_r I_{ds} \quad (\text{I.110})$$

A partir de l'équation (I.89) on trouve

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{V_{qs}}{L_s} - \frac{1}{T_s} I_{qs} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{qr}}{dt} - W_s I_{ds} - \frac{M}{L_s} W_s I_{dr} \quad (\text{I.111})$$

On remplace cette expression dans (I.110)

$$0 = R_r I_{qr} + L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \left[\frac{V_{qs}}{L_s} - \frac{1}{T_s} I_{qs} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{qr}}{dt} - W_s I_{ds} - \frac{M}{L_s} W_s I_{dr} \right] + L_r W_r I_{dr} + M W_r I_{ds} \quad (\text{I.112})$$

$$\frac{dI_{qr}}{dt} \left[L_r - \frac{M^2}{L_s} \right] = -R_r I_{qr} - \frac{M}{L_s} V_{qs} + \frac{M^2}{T_s} I_{qs} + M W_s I_{ds} - M W_r I_{ds} + \frac{M^2}{L_s} W_s I_{dr} - L_r W_r I_{dr} \quad (I.113)$$

$$\frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{M}{L_r \sigma} W I_{ds} + \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{qs} + \left(\frac{M^2}{L_r L_s \sigma} W_s - \frac{W_r}{\sigma} \right) I_{dr} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{qr} - \frac{M}{L_r L_s \sigma} V_{qs} \quad (I.114)$$

Donc:

$$\frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{M}{L_r \sigma} W I_{ds} + \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{qs} + \left(-W_r + \frac{M^2}{L_r L_s \sigma} W \right) I_{dr} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{qr} - \frac{M}{L_r L_s \sigma} V_{qs} \quad (I.115)$$

Après arrangement des équations, on aboutit à:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{T_s \sigma} I_{ds} + \left(W_r + \frac{1}{\sigma} W \right) I_{qs} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{dr} + \frac{M}{L_s \sigma} W I_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\left(W_r + \frac{1}{\sigma} W \right) I_{ds} - \frac{1}{T_s \sigma} I_{qs} - \frac{M}{L_s \sigma} W I_{dr} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{qs} \\ \frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{ds} - \frac{M}{L_r \sigma} W I_{qs} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{dr} + \left(W_r - \frac{M^2}{L_r L_s \sigma} W \right) I_{qr} - \frac{M}{L_r L_s \sigma} V_{ds} \\ \frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{M}{L_r \sigma} W I_{ds} + \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{qs} + \left(-W_r + \frac{M^2}{L_r L_s \sigma} W \right) I_{dr} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{qr} - \frac{M}{L_r L_s \sigma} V_{qs} \end{array} \right. \quad (I.116)$$

I.8 CONCLUSION

Ce premier chapitre nous a permis de présenter la modélisation de la machine asynchrone en tenant compte des hypothèses simplificatrices.

Il est remarqué dans ce chapitre le couplage existant entre les variables internes et les variables externes de la machine ce qui montre la complexité des lois de contrôle de cette machine. Ce qui va être considéré ultérieurement.

Chapitre II

*Modélisation de l'alimentation
de la MAS*

Introduction

Le contrôle de vitesse des machines électriques triphasées nécessite des grandeurs d'alimentation variables (tension et fréquence), donc ces machines doivent être alimentées par des sources adéquates, elles mêmes pilotées de façon judicieuse, il y a donc une étape fondamentale dans la commande des machines : la commande du convertisseur statique qui est dans le cas de notre travail un onduleur de tension.

Les systèmes à courants alternatifs triphasés posent des problèmes spécifiques quand les applications exigent des performances dynamiques élevées, donc des stratégies de modulation des convertisseurs deviennent nécessaires. Nous nous appuyons le plus souvent sur les méthodes de pilotage en modulation de largeur d'impulsions (MLI).

II.1. association machine asynchrone-onduleur [4] [5]

Généralement l'alimentation de la machine est assurée par un convertisseur statique, qui est capable de délivrer une fréquence et une tension de sortie variable, qui sont à l'origine de la variation de la vitesse des machines à cage, en effectuant une double conversion en passant par le courant continu.

Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et la technique «MLI», on peut réaliser des convertisseurs statiques permettant d'imposer le profil de la tension et du courant aux bornes du moteur par le contrôle direct des signaux de commande des interrupteurs.

Effectivement la technique MLI par un découpage approprié de la tension continue autorise le réglage de la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence ainsi que le contrôle de son contenu harmonique, afin d'optimiser le fonctionnement du moteur en évitant les oscillations du couple et de la vitesse. Parmi les différentes lois de modulations, on a adopté la modulation triangulo-sinusoïdale. Cette technique consiste en l'obtention des signaux de commandes par la comparaison d'une onde sinusoïdale dite modulante qui est l'image de la tension de sortie souhaitée à un signal triangulaire ou porteuse de fréquence multiple à celle de référence. Le choix du facteur de

multiplication découle d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement du convertisseur. La variation de l'amplitude de la tension de sortie de l'onduleur est obtenue en agissant sur le rapport de l'amplitude de la modulante à celle de porteuse à tension d'entrée constante, ce rapport est réglable de zéro à une valeur maximale correspondante au fonctionnement nominale du moteur.

II.2 Principe de fonctionnement

La tension continue à l'entrée de l'onduleur est obtenue à partir d'un redresseur à diode, alimentée par des tensions sinusoïdales triphasées décalées de 120° et un filtre pour éliminer les hautes fréquences où l'onduleur se comporte comme un commutateur de tension en appliquant alternativement sur chaque borne du moteur, les polarités positives et négatives de la source.

Sachant que les ordres de commutation des interrupteurs sont obtenus par une comparaison des signaux sinusoïdaux à même signal triangulaire.

La figure (II.1) illustre le schéma synoptique d'une MAS à vitesse variable et de son alimentation.

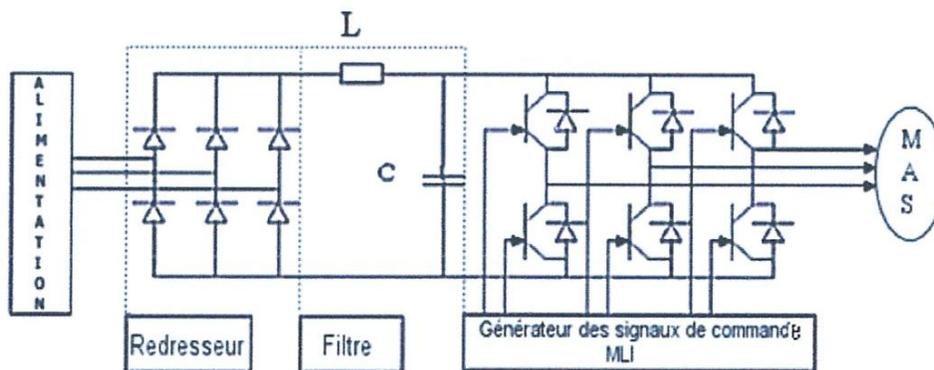


Figure : II.1 Schéma de l'association machine asynchrone-convertisseur statique .

II.3 Modélisation du redresseur

Un redresseur est un convertisseur statique alternatif-continu, la tension obtenue par redressement n'est pas parfaitement continue, elle contient des ondulations.

On suppose que les diodes se comportent comme des interrupteurs parfaits, la valeur moyenne de la tension redressée par [5] [7]:

$$U_{moy} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} V_m \left[\sin(\omega t) - \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] d\omega t \quad (\text{II. 1})$$

D'où :

$$U_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (\text{II. 2})$$

Ce type de redresseur comporte trois diodes à cathode commune (D1, D2 et D3) assurant l'aller du courant I_d , et trois diodes à anode commune (D'1, D'2 et D'3) assurant le retour du courant I_d . Il est schématisé par la figure (II.2)[7].

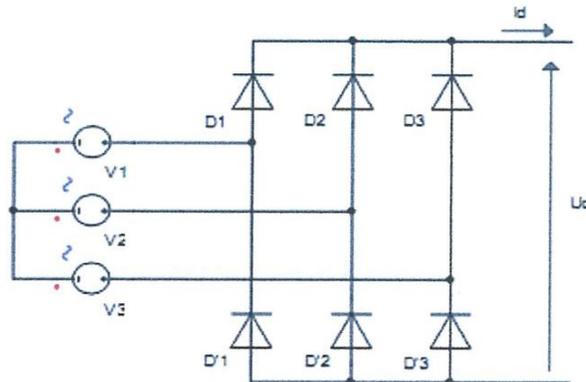


Figure II.2 Redresseur triphasé à diodes double alternance

Si l'effet de l'empiètement anodique est négligé, la valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par:

$$U_d(t) = \max[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] - \min[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] \quad (\text{II. 3})$$

En alimentant le redresseur par trois tensions triphasées équilibrées $V_1(t)$, $V_2(t)$, $V_3(t)$ telles que :

$$\begin{cases} V_1(t) = \sqrt{2} V \cos (wt) \\ V_2(t) = \sqrt{2} V \cos \left(wt - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_3(t) = \sqrt{2} V \cos \left(wt + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

La tension redressée aura la forme schématisée par la figure (II.3).

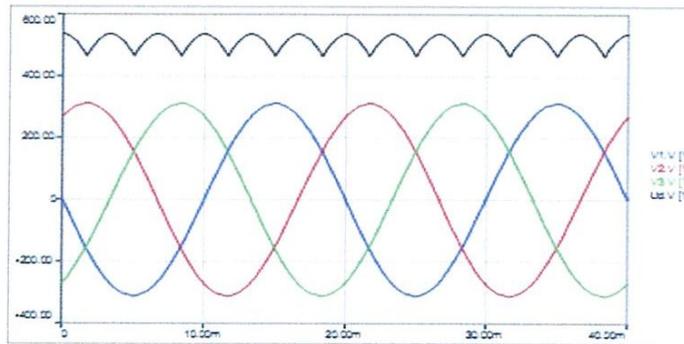


Figure II.3 : Forme de la tension redressée

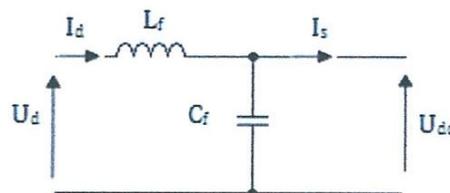
La valeur moyenne de cette tension redressée est donnée par :

$$U_d(t) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V \cong 2.34 V \quad (\text{II.5})$$

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

II.4 Modélisation du filtre

Le filtre est du type passe-bas, dont le rôle est d'atténuer les ondulations provoquées par le fonctionnement de l'onduleur. On utilise un filtre passe bas (LC), L_f par la figure (II.4)



figure(II.4) : Filtre passe bas (LC)

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

$$\begin{cases} U_d(t) = L_f \frac{dI_d}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (\text{II. 5})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{1}{(L_f C_f s^2 + 1)} \quad (\text{II. 6})$$

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

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{II. 7})$$

On choisit $f_c < 2f$ pour éliminer les harmoniques d'ordre 2 et avec $f = 6f$

f : fréquence du réseau électrique.

II. 5 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique continu-alternatif, il est constitué de six interrupteurs pouvant être des transistors de type GTO et IGBT, Pour assurer la continuité des courant alternatifs i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} les interrupteurs K_{11} et K_{12} , K_{21} , K_{22} , K_{31} et K_{32} , doit être contrôlés de manière complémentaire.

Les tensions de sortie de l'onduleur U_{an_0} , U_{bn_0} et U_{cn_0} sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée n_0 . Pour qu'elles soient identiques à $1/3$ de période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de $1/3$ de période sur le précédent [3]. Les différentes formes d'onde et les intervalles de conduction des interrupteurs sont présents sur la figure (II.2)

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

$$U_{ab} = U_{an_0} - U_{bn_0}, U_{bc} = U_{bn_0} - U_{cn_0}, U_{ca} = U_{cn_0} - U_{an_0}$$

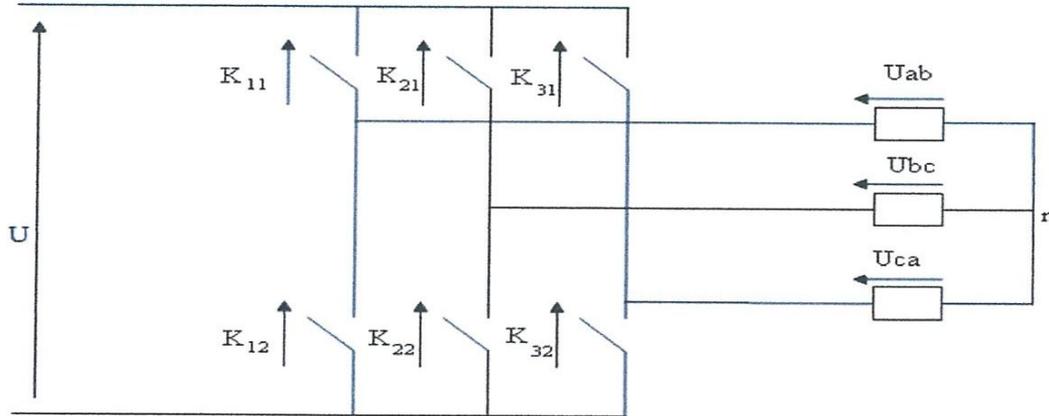


Figure. II.2: La représentation par des interrupteurs

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}] \\ U_{bn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\ U_{cn} = \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II. 8})$$

A partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension de neutre de la charge par rapport au point de référence n_0

$$\begin{cases} U_{an_0} = U_{an} + U_{nn_0} \\ U_{bn_0} = U_{bn} + U_{nn_0} \\ U_{cn_0} = U_{cn} + U_{nn_0} \end{cases} \quad (\text{II. 9})$$

Dont on peut déduire :

$$U_{nn_0} = \frac{1}{3} [U_{an_0} + U_{bn_0} + U_{cn_0}] \quad (\text{II. 10})$$

En remplaçant (II.9) dans (II.10), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{an_0} - \frac{1}{3}U_{bn_0} - \frac{1}{3}U_{cn_0} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{an_0} + \frac{2}{3}U_{bn_0} - \frac{1}{3}U_{cn_0} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{an_0} - \frac{1}{3}U_{bn_0} + \frac{2}{3}U_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

La forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & 2/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{an_0} \\ U_{bn_0} \\ U_{cn_0} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} U_{an_0} \\ U_{bn_0} \\ U_{cn_0} \end{bmatrix} = \frac{U}{2} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix}$$

Où S_1, S_2 et S_3 représentent respectivement les états logiques des interrupteurs K_{11}, K_{21}, K_{31}

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

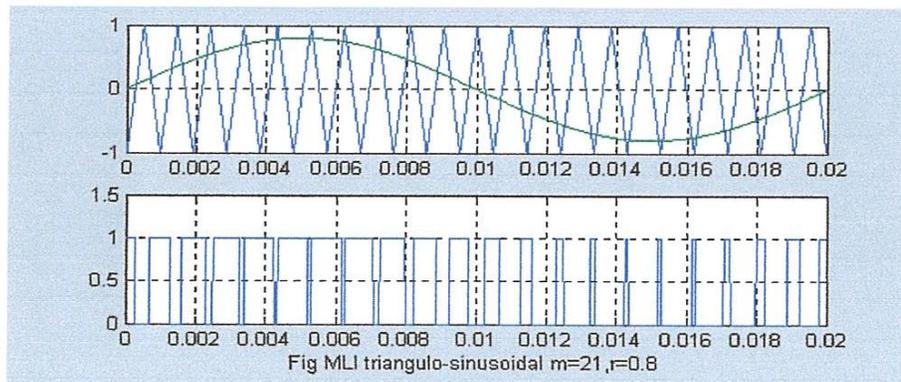


Figure II.3 : Représentation du signal de commande d'un interrupteur par (MLI)

II.6. Commande par modulation de la largeur d'impulsion

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques représentent les tensions ou les courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de la largeur d'impulsion (M.L.I.) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe ; en général une tension continue par l'intermédiaire d'un convertisseur. Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de la fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement.

La méthode de contrôle par M. L. I. à partir d'une source de tension continue constante consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit plus proche de la référence de tension sinusoïdale.

La multiplication du nombre des impulsions présente deux avantages importants, à savoir [9] :

- Elle repousse vers des fréquences les plus élevées les harmoniques de la tension, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la sortie.

II.7. Stratégies des MLI (stratégies triangulo-sinusoïdale)

Fondamentalement, les méthodes de modulation de largeur d'impulsion ont comme principe l'échantillonnage du signal contenant l'information devant être transmise, et qui se nomme « signal modulant ». Cette information est ensuite convertie en une série d'impulsions dont la largeur est définie en fonction de l'amplitude du signal modulant aux instants d'échantillonnage. Quatre catégories de MLI ont été développées .

- ✓ Les modulations sinus-triangulaire effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire. Comme il est montré dans la figure (II. 3).
- ✓ Les modulations précalculées pour lesquelles les angles de commutations sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes de spectre fréquentiel.

- ✓ Les modulations postcalculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutations sont calculés en lignes.

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre on s'est intéressé à l'alimentation de la Machine asynchrone (redresseur, filtre, l'onduleur) et les techniques de commande MLI y afférents. Cette partie est nécessaire pour la commande de la machine asynchrone.

Chapitre III

Commande par orientation du flux rotorique

III.1 La commande par orientation du flux

III.1.1 description

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant statorique et le couple par l'autre composante de ce même courant [3].

III.1.2 principe de la commande

Le référentiel de travail pour la commande est celui lié au champ tournant tel que l'axe "d" du repère biphasé coïncide avec la direction désirée du flux qui peut être rotorique, statorique ou d'entrefer. Ainsi il est possible d'orienter les différents flux de la machine comme suit.

-flux rotorique : $\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$

-flux statorique : $\Phi_{ds} = \Phi_s$ et $\Phi_{qs} = 0$

-flux d'entre fer : $\Phi_{dm} = \Phi_m$ et $\Phi_{qm} = 0$

III.1.3 Orientation de flux rotorique

Le référentiel lié au flux rotorique est choisi pour obtenir des fonctionnements de la machine asynchrone comparables à ceux de la machine à courant continu [3] Dans tout ce qui suit, l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

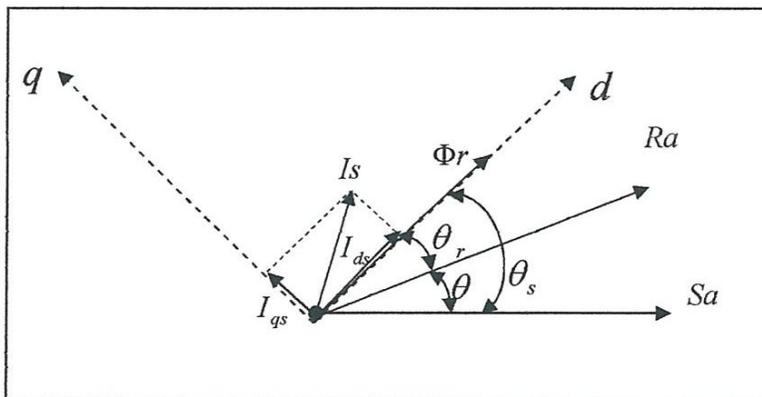


Figure (III-2): orientation du flux rotorique

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique alors :

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

➤ **Le flux rotorique devient**

A partir de $\Phi_{dr} = \Phi_r = L_r I_{dr} + M I_{ds}$

Et
$$V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_r}{dt}$$

On obtient :
$$\Phi_r = -T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + M I_{ds}$$

Après l'application de Transformation de Laplace, on trouve :

$$\Phi_r = \frac{M}{1+T_r s} I_{ds} \quad (III.2)$$

L'équation (III.2) signifie que le modèle de la MAS est dans le repère synchrone a flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante du courant directe I_{ds} moyennement d'un premier ordre avec la constante de temps T_r

➤ **Le couple devient**

$$C_e = p \frac{3M}{2L_r} \Phi_r I_{qs} \quad (III.3)$$

Évidemment en posant $K = p \frac{3M}{2L_r}$, l'équation (III.3) devient : $C_e = K \Phi_r I_{qs}$ qui est une équation similaire à celle d'une machine à courant continu, d'autant plus si $\Phi_r = cte$, alors le couple C_e devient directement contrôlable linéairement par I_{qs}

➤ **La pulsation de glissement devient :**

A partir de :
$$V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + W_r \Phi_{dr}$$

Et:
$$\Phi_{qr} = L_s I_{qr} + M I_{qs}$$

On obtient :

$$W_r = \frac{M}{\Phi_r T_r} I_{qs} \quad (III.4)$$

L'équation (III.4) signifie que si le flux est établi à sa valeur de référence, éventuellement par un contrôle linéaire, alors la pulsation de glissements W_r devient proportionnelle à la composante I_{qs} , qui est naturellement une composante image du couple donnée par (III.3).

• D'après les équations (III.2) et (III.3), nous pouvons contrôler indépendamment le flux Φ_r et le couple C_e en agissant respectivement sur les composantes I_{ds} et I_{qs} du courant statorique.

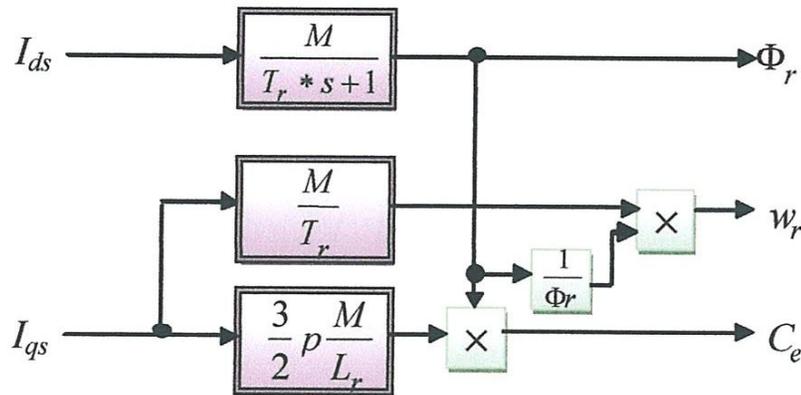
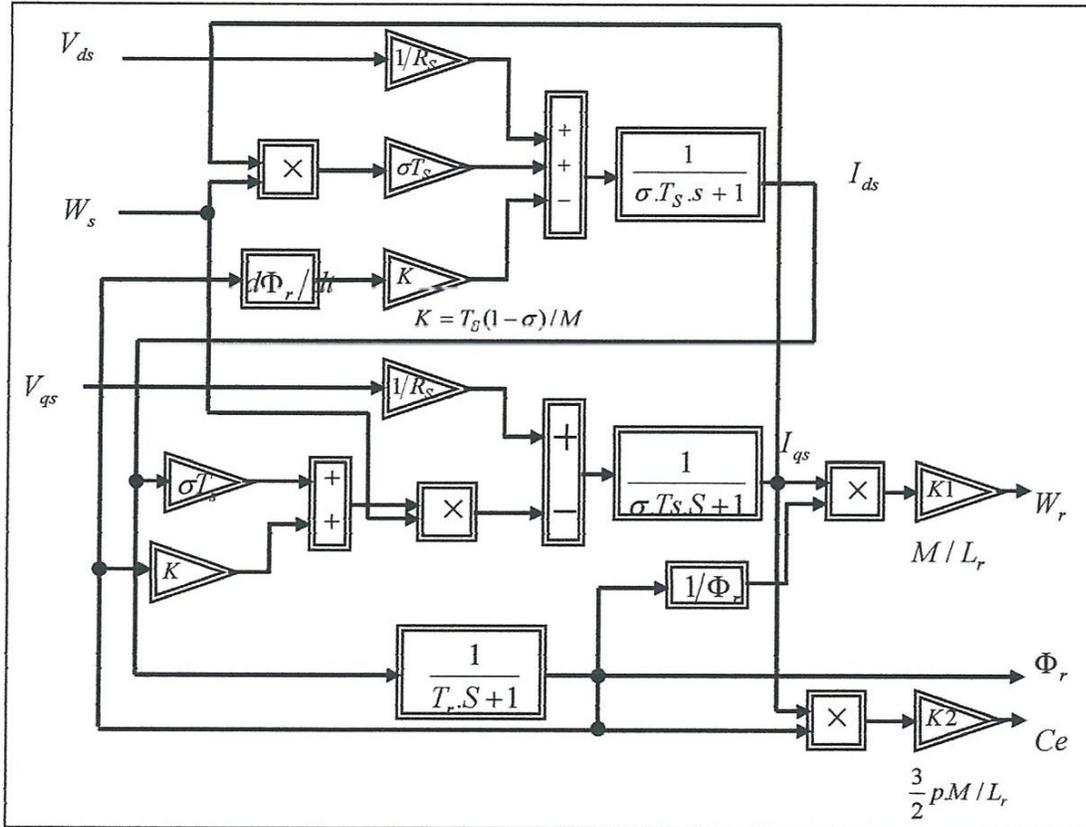


Figure III.3 : bloc de découplage par orientation du flux rotorique

$\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$, on obtient les équations correspondant au modèle de commande de la machine alimentée en tension par orientation du flux rotorique suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma T_s \frac{dI_{ds}}{dt} I_{ds} = \frac{V_{ds}}{R_s} + \sigma T_s W_s I_{qs} - \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ \sigma T_s \frac{dI_{qs}}{dt} I_{qs} = \frac{V_{qs}}{R_s} - \sigma T_s W_s I_{ds} + \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \Phi_r \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M I_{ds} \\ W_r = \frac{M I_{qs}}{T_r \Phi_r} \\ C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{qs} \\ \frac{J}{p} \frac{dW}{dt} = C_e - C_r - \frac{f}{p} W \end{array} \right. \quad (\text{III.5})$$

Le schéma bloc de cette structure de commande est représenté par le montage de la figure (III.4)



Figure(III.4): structure de la commande par orientation du flux rotorique

III.2 découplage entrée - sortie

A Partir du système des équations (III.5), on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{ds} - W_s \sigma L_s I_{qs} - \frac{M}{L_r^2} R_r \Phi_r \\ V_{qs} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{qs} - W_s \sigma L_s I_{ds} - \frac{M}{L_r} W \Phi_r \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle mais elles ont l'inconvénient suivant :

L'équation (III.6) montre que les tensions V_{ds} et V_{qs} influent à la fois sur I_{ds} et I_{qs} . donc sur le flux et le couple (couplage entre les actions sur les axes **d** et **q**).

Il est donc nécessaire de réaliser un découplage entre V_{ds} et V_{qs} qui permet de contrôler de manière indépendante (le couple par la composant I_{qs} et le flux rotorique par le composant I_{ds}). Par les techniques de découplage, on distingue : le découplage utilisant un régulateur, le découplage par retour d'état, le découplage par compensation.

III.3 découplage par compensation

Cela revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1} telle que V_{ds1} n'agisse que sur I_{ds} et V_{qs1} sur I_{qs} . Nous présentons V_{ds1} et V_{qs1} comme suit :

A partir de système des équations (III.6), on pose

$$V_{ds} = V_{ds1} - f_{emd} \quad \text{Et} \quad V_{qs} = V_{qs1} - f_{emq}$$

$$\text{Avec: } \begin{cases} f_{emd} = W_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{M}{L_r^2} R_r \Phi_r \\ f_{emq} = -W_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{M}{L_r} W_s \Phi_r + \frac{M^2}{L_r} W_s \Phi_r + \frac{M^2}{L_r T_r} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III. 7})$$

Et

$$\begin{cases} V_{ds1} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{ds} \\ V_{qs1} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III. 8})$$

Le système (III.8) peut être représenté sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$M = \begin{bmatrix} \frac{L_r T_r}{R_s L_r T_r + M^2 + \sigma L_s L_r T_r S} & 0 \\ 0 & \frac{L_r T_r}{R_s L_r T_r + M^2 + \sigma L_s L_r T_r S} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 9})$$

Les tensions V_{ds} et V_{qs} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds1} et V_{qs1} pour réaliser un découplage entier entre les axe d, q

f_{emd} Et f_{emq} : des f.e.m des perturbations partiellement liées aux courants et introduisant le couplage non linéaire.

La structure du bloc de découplage est représentée par la figure suivante :

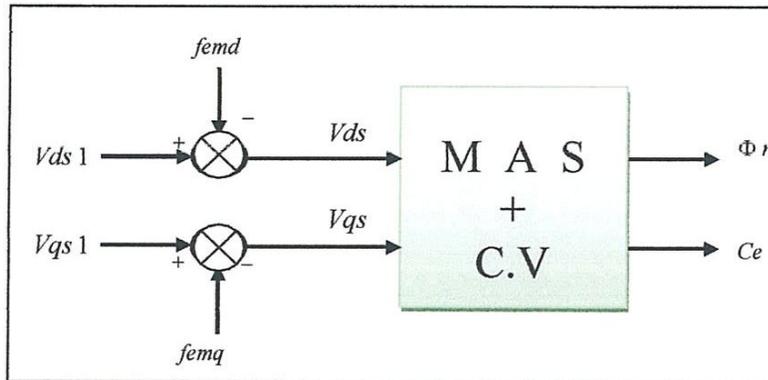


Figure (III.5) : bloc de découplage

La figure (III.6) donne le schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique avec un découplage entrée sortie.

La pulsation statorique de rotation du flux rotorique W_s est calculée en additionnant la pulsation rotorique W et la pulsation de glissement W_r .

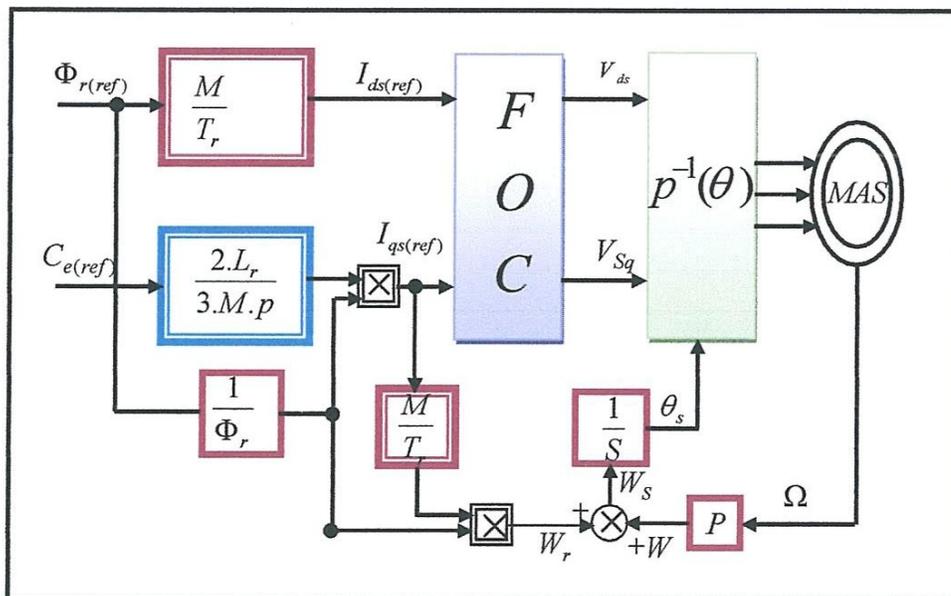


Figure (III.6) : commande par orientation du flux avec découplage entrée sortie

III.4 structure de commande vectorielle à flux rotorique orienté

Tous les travaux de recherches effectués sur la commande vectorielle utilisent deux principales méthodes:

"méthode directe" et "méthode indirecte".

Méthode directe: cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doivent être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Les inconvénients majeurs de cette méthode, est La non fiabilité de la mesure du flux, et le coût de production élevé (capteur+filtre)

Méthode indirecte: dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique et on n'a donc pas besoin de capteur de flux.

Si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées ceci nécessite la présence d'un capteur de position du rotor cette commande indirecte est plus simple que la commande directe mais les résultats obtenus sont de performance plus faibles l'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température surtout la constante de temps rotorique T_r .

Dans ce mémoire nous appliquons la commande vectorielle directe à la machine asynchrone.

III.4.1 commande vectorielle directe

Pour déterminer la position et la norme du flux (contrôler par contre réaction), il faut utiliser les capteurs à effet HALL placés sur les dents de stator (ceci nécessite des moteur spéciaux), ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables (adaptatifs).

Le montage qu'on a illustré par la figure (III.8), explique le principe de la commande vectorielle directe d'une machine asynchrone alimentée en tension.

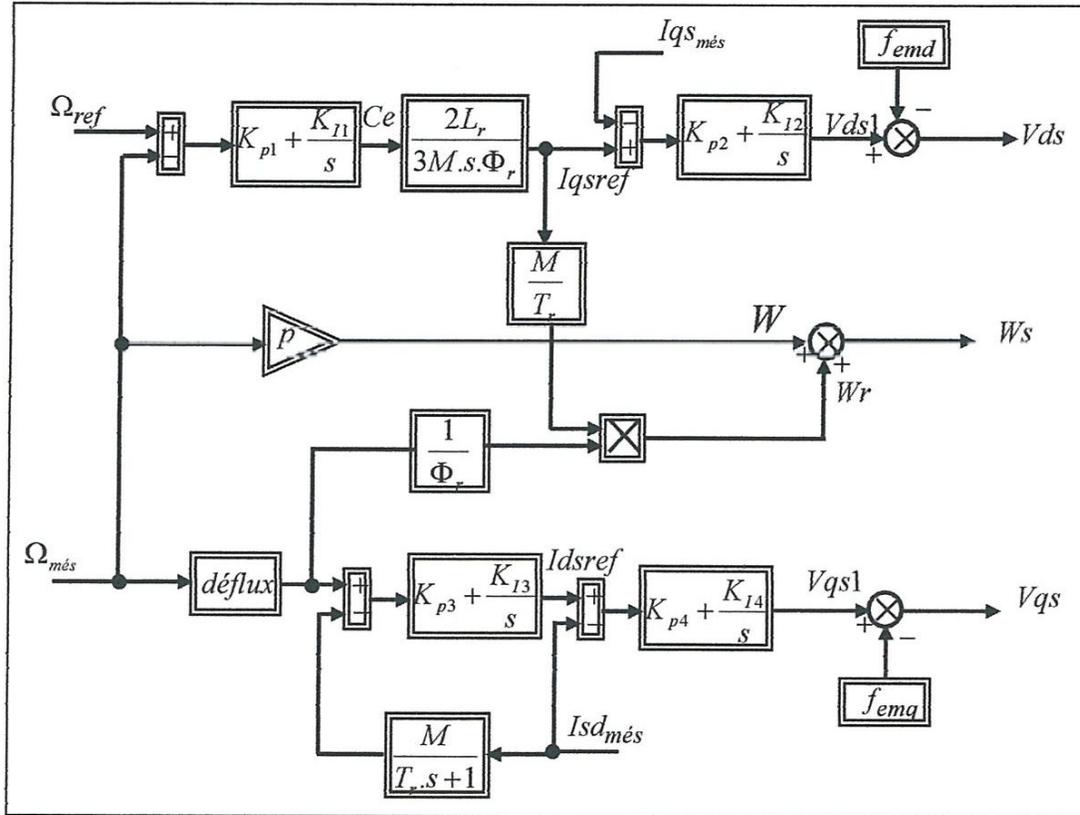


Figure (II-8) : schéma bloc de la commande vectorielle directe

III.4.2 Bloc de défluxage

Les opérations à toutes les vitesses caractérisant le fonctionnement du moteur asynchrone sont réalisées par un bloc de défluxage qui est défini par la fonction non linéaire suivante :

- En sous-vitesse:

$$\Phi_r = \Phi_{rnom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega| \leq \Omega_{nom} \quad (\text{III.10})$$

- En sur-vitesse :

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{nom} \Phi_{rnom}}{\Omega} \quad \text{Pour} \quad |\Omega| > \Omega_{nom} \quad (\text{III. 11})$$

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{rnom} : Flux rotorique nominale.

III.5 Régulation

III.5.1 Description

Pour les réglages industriels, beaucoup de techniques de réglage sont utilisées, comme le réglage standard, le réglage d'état, le réglage par mode de glissement et le réglage en cascade, etc. Dans le cas de notre étude nous représentons le réglage standard avec de régulateur **PI** qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue (stabilité, précision, rapidité).

III.5.2 régulateur du courant (I_{ds})

A partir de la matrice de transfert M (III.9), on peut écrire la fonction de transfert qui relie I_{ds1} et V_{ds1} par:

$$\frac{I_{ds}}{V_{ds}} = \frac{K_e}{1 + \sigma L_s K_e s} \quad (\text{III.12})$$

Avec :

$$K_e = \frac{L_r T_r}{R_s L_r T_r + M^2}$$

Le schéma bloc pour la régulation du courant avec un régulateur **PI** est donné par la figure (III.9).

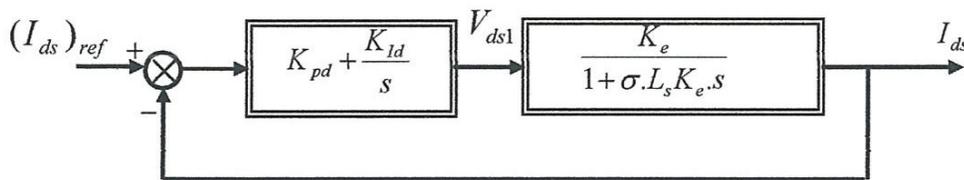


Figure (III.9) Le schéma bloc pour la régulation du courant

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc :

$$FTBO_d = K_{Id} \frac{\left(\frac{K_{pd}}{K_{Id}}\right) s + 1}{s} \frac{K_e}{1 + \sigma L_s K_e s} \quad (\text{III.13})$$

En utilisant la méthode de compensation des pôles

$$\left(\frac{K_{pd}}{K_{Id}} = \sigma L_s K_e \right)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_d = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{Id}K_e} s} \quad (\text{III. 14})$$

Nous obtenons alors une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps

$$\tau_d = \frac{1}{K_{Id}K_e}$$

Les paramètres du régulateur sont alors :

$$\begin{cases} K_{Id} = \frac{1}{\tau_d K_e} \\ K_{pd} = K_I \sigma L_s K_e \end{cases} \quad (\text{III. 15})$$

III.5.3 Régulateur du flux

Le schéma bloc pour la régulation du flux est donné par la figure (III.10):

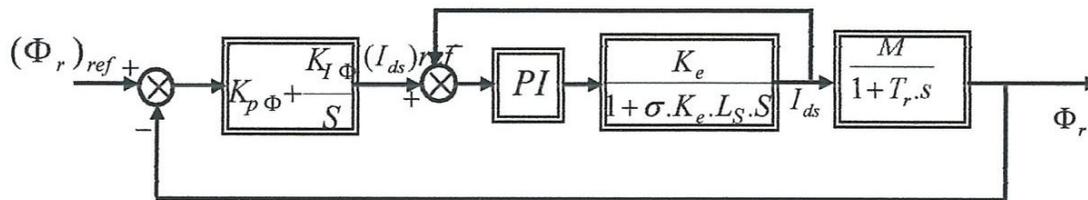


Figure (III.10) : Le schéma bloc pour la régulation du flux

Considérant le courant I_{ds} est parfaitement régulé, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO_{\Phi} = K_{I\Phi} \frac{\left(\frac{K_{p\Phi}}{K_{I\Phi}} \right) s + 1}{s} \frac{M}{1 + \sigma T_r s} \quad (\text{III. 16})$$

Après la compensation des pôles par la condition :

$$T_r = \left(\frac{K_{p\Phi}}{K_{I\Phi}} \right)$$

Nous Obtenons la $FTBF_{\Phi}$ comme suit:

$$FTBF_{\Phi} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{I\Phi} M} s} \quad (\text{III. 17})$$

Avec:

$$\tau_{\Phi} = \frac{1}{K_{I\Phi} M}$$

Avec les temps de réponse : $t_{rep\Phi} = 15 t_{rep d}$

Les paramètres du régulateur sont alors :

$$\begin{cases} K_{I\Phi} = \frac{1}{\tau_{\Phi} M} \\ K_{p\Phi} = K_{I\Phi} T_r \end{cases} \quad (\text{III. 18})$$

III.5.4 régulateur de courant I_{qs}

A partir de la matrice de transfert M (III.9), on peut écrire la fonction de transfert qui relie I_{ds1} et V_{ds1} par:

$$\frac{I_{qs}}{V_{qs}} = \frac{K_e}{1 + \sigma L_s K_e s} \quad (\text{III. 19})$$

Avec :

$$K_e = \frac{L_r T_r}{R_s L_r T_r + M^2}$$

Le schéma bloc pour la régulation du courant avec un régulateur **PI** est donné par la figure (III.11).

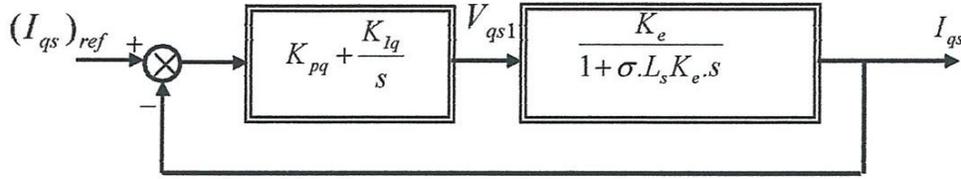


Figure (III.11) : Le schéma bloc pour la régulation du courant

En utilisant la méthode de compensation des pôles

$$\left(\frac{K_{pq}}{K_{Iq}} = \sigma L_s K_e \right)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_q = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{Iq} K_e} s} \quad (III. 20)$$

Alors nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps

$$\tau_q = \frac{1}{K_{Iq} K_e}$$

Les paramètres du régulateur sont alors :

$$\begin{cases} K_{Iq} = \frac{1}{\tau_q K_e} \\ K_{pq} = K_{Iq} \sigma L_s K_e \end{cases} \quad (III. 21)$$

III.5.5 Régulateur de vitesse

Le Schéma bloc pour la régulation de la vitesse est donné par la figure (III.12):

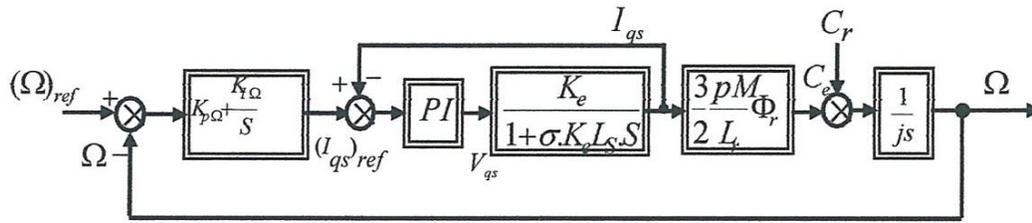


Figure (III.12) Le Schéma bloc pour la régulation de la vitesse

On considère que le courant I_{qs} est parfaitement régulé et $C_r=0$, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{\frac{K_{I\Omega}(\tau's + 1)}{J s^2}}{1 + K_I \frac{(\tau's + 1)}{J s^2}} \quad (III.22)$$

Avec:
$$\tau' = \frac{K_{p\Omega}}{K_{I\Omega}}$$

Encore :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\frac{K_I(\tau's+1)}{J}}{s^2 + \frac{K\tau'}{J}s + \frac{K}{J}} \quad (III.23)$$

On compare l'équation caractéristique de la fonction de transfert (III.23) avec la forme standard du second ordre, on trouve que

$$\frac{K_{I\Omega}}{J} = W_n^2 \quad \text{Et} \quad \frac{K_{p\Omega}}{J} = 2 \xi W_n$$

Avec : ξ : coefficient d'amortissement , W_n : pulsation du système .

Pour un coefficient d'amortissement ξ et une pulsation W_n donnée, on obtient:

$$\begin{cases} K_{I\Omega} = W_n^2 J \\ K_{p\Omega} = 2\xi W_n J \end{cases} \quad (III.24)$$

On utilise le filtre $\frac{1}{1+\tau s}$ pour éliminer le dépassement dans la vitesse Ω

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Cette commande assure le découplage nécessaire permettant de séparer la commande du flux et celle du couple. De plus, on a montré comment calculer les différents régulateurs du montage de commande.

Chapitre IV

Simulation de la machine asynchrone

Introduction

La simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique est effectuée à l'aide du langage « **MATLAB** », en utilisant les paramètres de l'annexe C.

IV.1 Présentation des résultats de simulation

Afin de montrer les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe en tension. Nous avons simulé le système dans différents cas de fonctionnement tels que la variation de la charge et l'inversion du sens de rotation de la machine.

IV.2 Simulation avec la variation de la charge

Ce test est représenté par la figure (IV.1) où on applique un couple résistant de (20 N.m) entre $t_1=0.5s$ et $t_2=0.8s$. On constate également que la vitesse (100 rad/s) et suit sa nouvelle référence avec des perturbations dans la reconstruction de flux rotorique. Ce qui est n'est pas le cas en ouvert (voir figure IV.2)

On remarque également que le couple électromagnétique en charge suit parfaitement sa référence. Les deux courbes de flux prennent la valeur 1 et restent toujours constantes quelque soit les variations appliquées. Les courbes des courants présentent des oscillations lors de régime transitoire, mais elles restent dans les marges admissibles.

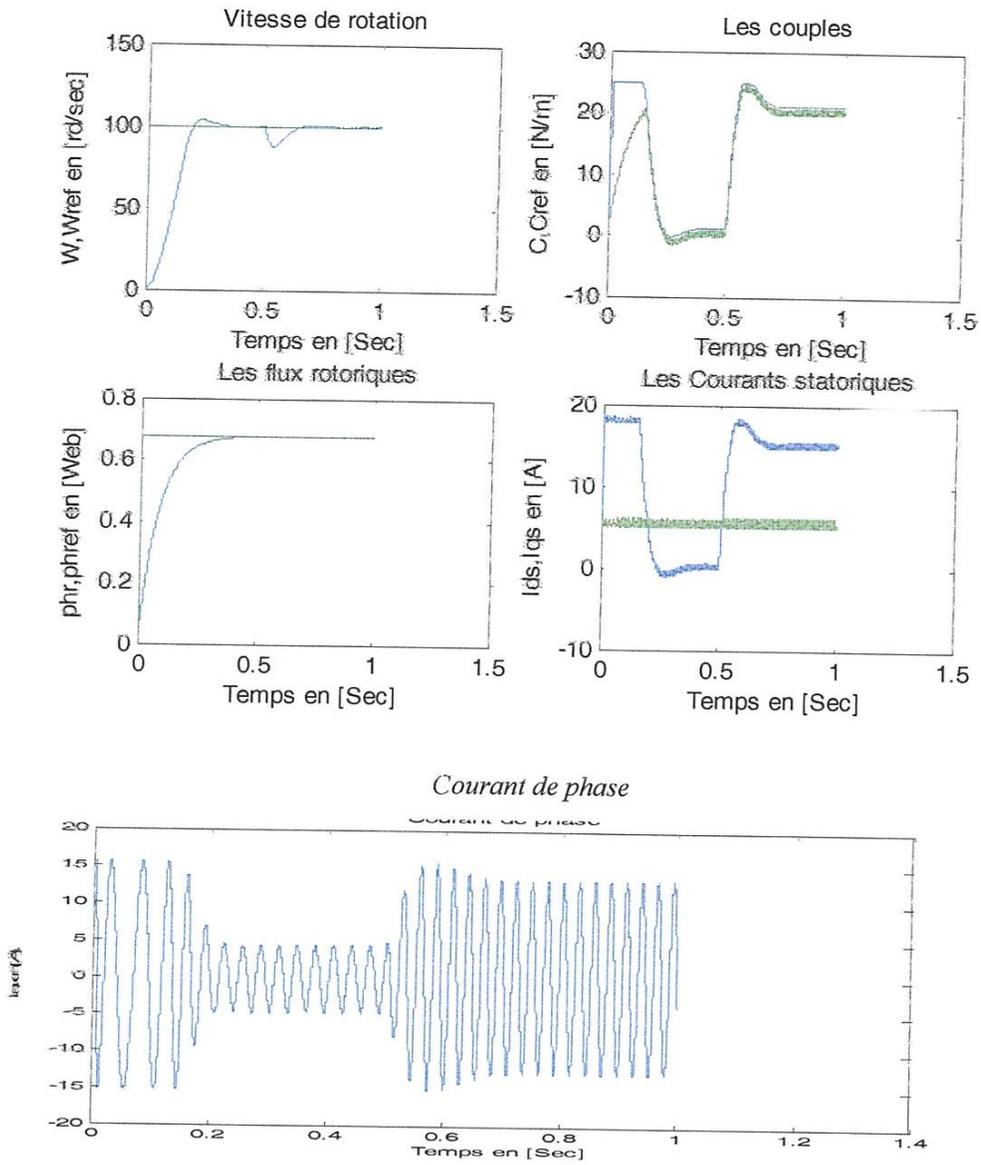
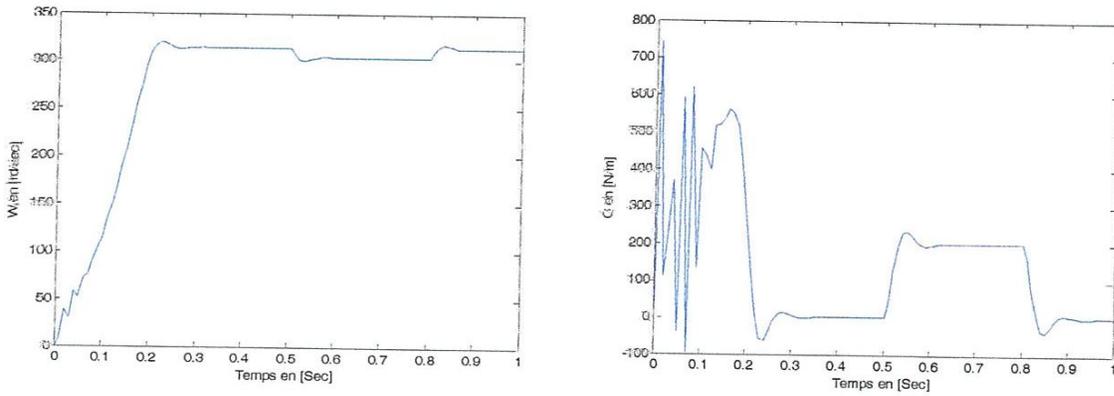


Figure (IV.1) : Simulation en boucle fermé avec la variation de la charge



Courant de phase

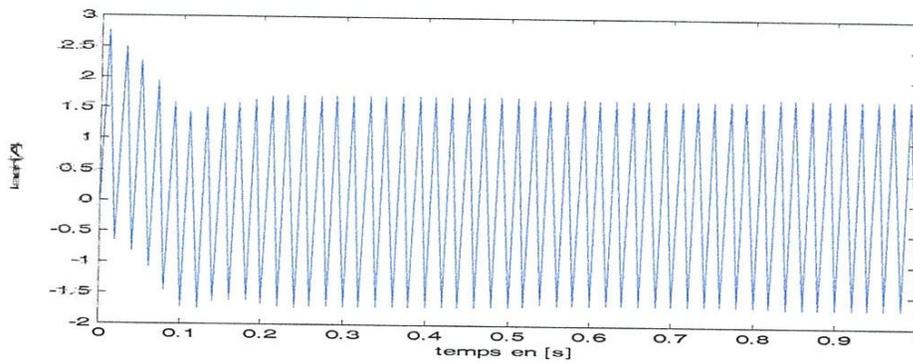


Figure (IV.2) : Simulation en boucle ouvert avec la variation de la charge

IV. 3 simulation avec inversion de la vitesse de rotation

Suivant ce test de l'inversion du sens de rotation de la machine (de 100 rad/s à -100 rad/s) avec une charge nulle, les résultats montre que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse et une erreur nulle.

Le couple suit la valeur de charge imposée avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre. Le couplage entre le flux et le couple est intact lors de ce test.

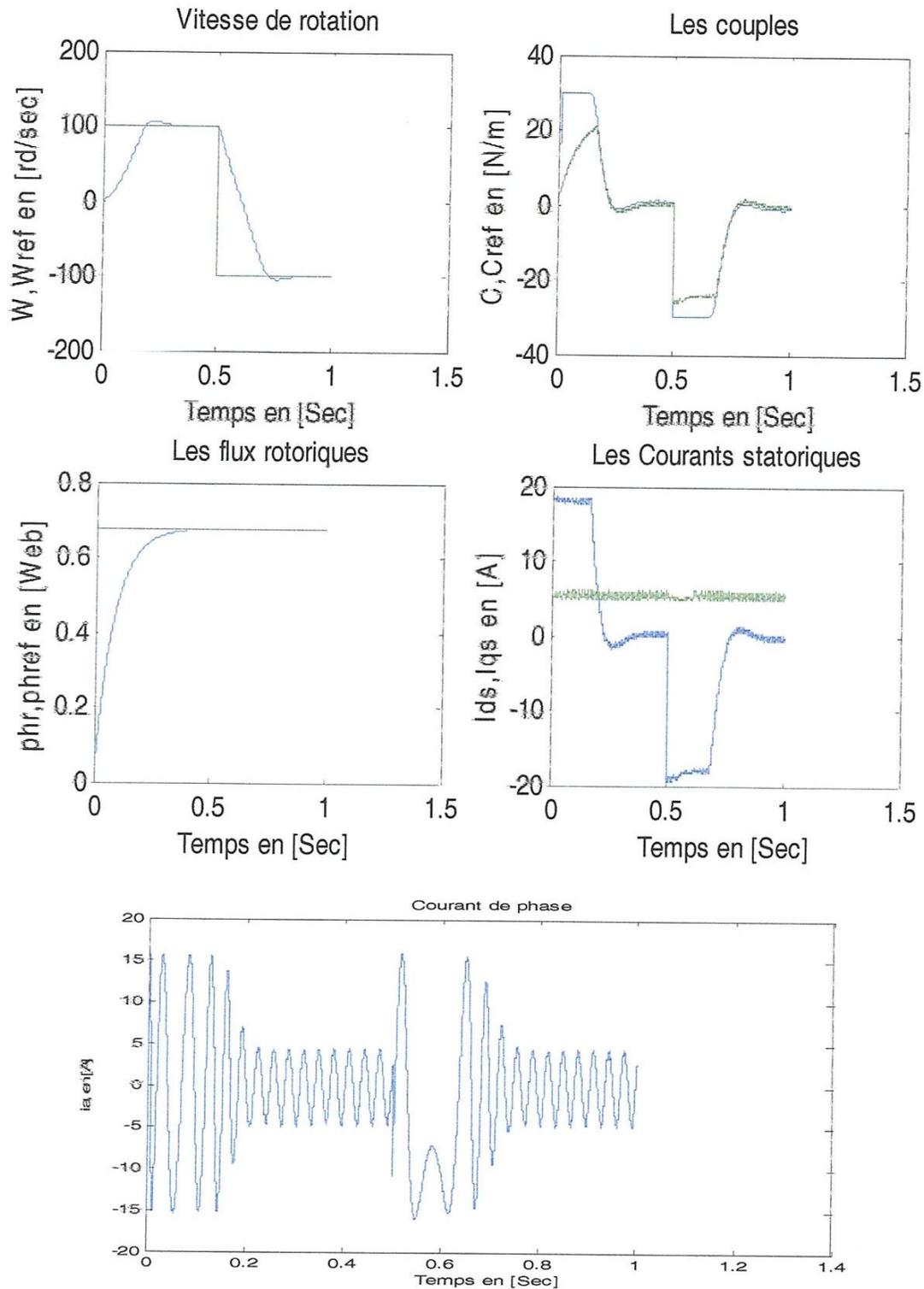


Figure (IV.3) : simulation avec l'inversion de vitesse

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectuée la simulation de la commande vectorielle direct de la machine asynchrone en tenant compte de deux tests (la variation de la charge est l'inversion du sens de rotation) il est montré, que les performances en boucle fermée sont nettement meilleures relativement au courtage de la machine en boucle ouverte, ce qui justifie l'utilisation de cette technique de commande.

Conclusion générale

Le travail présenté propose la synthèse d'une commande vectorielle directe du moteur asynchrone triphasé (moteur à induction) commandé en tension basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. Il est montré que cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase. De même, il est montré à travers les travaux de simulation que la commande réalisée est une commande performante vis-à-vis la variation de la charge et l'inversion du sens de rotation.

Bibliographie

- [1] Caron, J. P.; Hautier, J. P., Modélisation et commande de la machine asynchrone, Ed Technip,
- [2] Carlos Candas de Wit; Commande des moteurs asynchrones V1: Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Hermes Science, 2000.
- [3] Baghli, L.; 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 Henri Poincaré, Janvier 1999.
- [4] Chekroun, S ; commande neuro-floue sans capteur De vitesse d'une machine asynchrone Triphasée, mémoire de Magister ; École Normale Supérieurs d'Enseignement Technique -ORAN-, 2009.
- [5] Dr A. Meroufel ; Contrôle de la machine asynchrone, cours ; Université Djillali Liabès –Sidi Bel-Abbès, Année : 2008/2009.
- [6] Boughaba, A ; Contribution à l'étude du contrôle d'une machine à induction :analyse d'algorithme de la commande vectorielle., thèse de magister, Université de Batna, 1998.
- [7] Belhadef,R ; Boutaya,B ;Commande Vectorielle et par Logique Floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur , mémoire D'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique,2008.
- [8] dass,C ;benbouali,A ;commande vectorielle d'une machine asynchrone, Mémoire d'ingénieur, ecole militaire polytechnique, UER. electrotechnique, 1999.
- [9] Achouri,R ; Hidouche,M ; Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone , Mémoire d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique, Electrotechnique, juin 2007.

Annexe

ANNEXE A

```
clc
clear;
%=====
%  Commande vectorielle d'une machine asynchrone      %
%      par la méthode directe                        %
%=====
%=====
%      Déclaration des paramètres                    %
%=====
P=2;%Nombre de poles.
Rs=2.4;%Resistances du stator.
Rr=1.452;%Resistance du rotor.
Ls=0.121;%Inductance du stator.
Lr=0.121;%Inductance du rotor.
M=0.1198;%Inductance mutuelle entre stator et rotor.
Tr=Lr/Rr;%Raport entre inductance et resistance du rotor Lr/Rr.
J=0.013*2;%L'inertie.
F=0.002;%Frottement.
T=1e-4%Frequence d'échantillonnage.
T0=1e-3;%Frequence d'échantillonnage de filtre.
ki1=20.8;
kp1=1.04;
kp2=8.34;
ki2=818.02;
delta=0.4;%Bande d'hystérisis.
Wm=152;%Vitesse nominale.
EE=380;%Tension d'alimentation.
E=EE/ sqrt (2);
phrm=0.678;% Flux rotorique nominale.
%z=1-((M.^2)/(Lr*Ls));
```

```
%M=L.s-M^2/Lr;
%=====
%      Initialisation des grandeures      %
%=====
W(1)=0;C(1)=0;Cref(1)=0;teta(1)=0;e(1)=100;Ws(1)=0;Wsl(1)=0;
Idsref(1)=0;Iqsref(1)=0;Ids(1)=0;Iqs(1)=0;Idr(1)=0;Iqr(1)=0;
vds(1)=0;vqs(1)=0;PHdr(1)=0;PHqr(1)=0;PHds(1)=0;PHqs(1)=0;phr(1)=0.01;

%=====boucles et formules=====

for k=1:10000;
    home,k

    % Inversion de sens de rotation .

    if k<=5000
        Wref(k+1)=100;Cr(k)=0;
    else Wref(k+1)=-100;Cr(k)=0;%Couple résistant.

    end

    % calcul d'erreur .

    e(k+1)=Wref(k+1)-W(k);

    % calcul du couple de référence .

    Cref(k+1)=Cref(k)+kp1*(e(k+1)-e(k))+T*ki1*e(k);
    Cref(k+1)=max(Cref(k+1),-30);
    Cref(k+1)=min(Cref(k+1),30);
```

% calcul de flux rotorique de référence .

```
if abs(W(k)) <= Wm
    phref(k+1)=phrm;
else
    phref(k+1)=phrm*Wm/abs(W(k));
end
phr(k+1)=(T*M/Tr)*Idsref(k)-(T/Tr)*phr(k)+phr(k);
e1(k+1)=phref(k+1)-phr(k+1);
```

% calcul du Ids de référence .

```
Idsref(k+1)=Idsref(k)+kp2*(e1(k+1)-e1(k))+T*ki2*e1(k);
Idsref(k+1)=max(Idsref(k+1),-5.66);
Idsref(k+1)=min(Idsref(k+1),5.66);
```

% calcul Iqs de référence .

```
Iqsref(k+1)=(Lr/(P*M))*(Cref(k+1)/phr(k+1));
Iqsref(k+1)=max(Iqsref(k+1),-18.66);
Iqsref(k+1)=min(Iqsref(k+1),18.66);
```

% calcul de la vitesse de rotation .

```
W(k+1)=(T/J)*(C(k)-Cr(k)-F*W(k))+W(k);
```

% calcul de la vitesse de glissement .

```
Wsl(k+1)=(M/Tr)*Iqsref(k+1)/phr(k+1);
```

% calcul de la vitesse angulaire électrique statorique .

$$W_s(k+1) = W_{sl}(k+1) + P * W(k+1);$$

% calcul des courants de phase de référence .

$$teta(k+1) = teta(k) + (T * W_s(k));$$

$$i_{aref}(k+1) = \sqrt{2/3} * (I_{dsref}(k+1) * \cos(teta(k+1)) - I_{qsref}(k+1) * \sin(teta(k+1)));$$

$$i_{bref}(k+1) = \sqrt{2/3} * (I_{dsref}(k+1) * \cos(teta(k+1) - (2 * \pi / 3)) - I_{qsref}(k+1) * \sin(teta(k+1) - (2 * \pi / 3)));$$

$$i_{cref}(k+1) = \sqrt{2/3} * (I_{dsref}(k+1) * \cos(teta(k+1) + (2 * \pi / 3)) - I_{qsref}(k+1) * \sin(teta(k+1) + (2 * \pi / 3)));$$

% calcul des flux rotoriques dans le repère d-q .

$$PH_{dr}(k+1) = T * ((-R_r/L_r) * PH_{dr}(k) + (R_r * M/L_r) * I_{dsref}(k) + W_{sl}(k) * PH_{qr}(k)) + PH_{dr}(k);$$

$$PH_{qr}(k+1) = T * ((-R_r/L_r) * PH_{qr}(k) + (R_r * M/L_r) * I_{qsref}(k) - W_{sl}(k) * PH_{dr}(k)) + PH_{qr}(k);$$

$$PH_r(k+1) = \sqrt{(PH_{dr}(k+1)^2 + (PH_{qr}(k+1))^2)};$$

% calcul des courants rotoriques dans le repère d-q .

$$I_{dr}(k+1) = (1/R_r) * (W_{sl}(k) * PH_{qr}(k) - (PH_{dr}(k+1) - PH_{dr}(k)) / T);$$

$$I_{qr}(k+1) = (1/R_r) * (-W_{sl}(k) * PH_{dr}(k) - (PH_{qr}(k+1) - PH_{qr}(k)) / T);$$

% calcul des flux statoriques dans le repère d-q .

$$PH_{ds}(k+1) = (L_s/L_r) * PH_{dr}(k+1) + (M - (L_s * L_r / M)) * I_{dr}(k+1);$$

$$PH_{qs}(k+1) = (L_s/L_r) * PH_{qr}(k+1) + (M - (L_s * L_r / M)) * I_{qr}(k+1);$$

% calcul des courants statoriques dans le repère d-q .

$$I_{ds}(k+1) = (T/L_s) * (v_{ds}(k) - R_s * I_{ds}(k) + W_s(k) * PH_{qs}(k) - M * ((I_{dr}(k+1) - I_{dr}(k)) / T)) + I_{ds}(k);$$

$$I_{qs}(k+1) = (T/L_s) * (v_{qs}(k) - R_s * I_{qs}(k) - W_s(k) * PH_{ds}(k) - M * ((I_{qr}(k+1) - I_{qr}(k)) / T)) + I_{qs}(k);$$

%calcul des courants de phase réels.

```
ia(k+1)=sqrt(2/3)*(Ids(k+1)*cos(teta(k+1))-Iqs(k+1)*sin(teta(k+1)));
ib(k+1)=sqrt(2/3)*(Ids(k+1)*cos(teta(k+1)-(2*pi/3))-Iqs(k+1)*sin(teta(k+1)-(2*pi/3)));
ic(k+1)=sqrt(2/3)*(Ids(k+1)*cos(teta(k+1)+(2*pi/3))-Iqs(k+1)*sin(teta(k+1)+(2*pi/3)));
```

% Tensions de commande l'onduleur .

```
era(k+1)=iarc1(k+1)-ia(k+1),
erb(k+1)=ibref(k+1)-ib(k+1);
erc(k+1)=icref(k+1)-ic(k+1);
if era(k+1)> delta
    Sca=1;
else
    Sca=-1;
end;
if erb(k+1)> delta
    Scb=1;
else
    Scb=-1;
end;
if erc(k+1)> delta
    Scc=1;
else
    Scc=-1;
end;
vao(k+1)=Sca*E;
vbo(k+1)=Scb*E;
vco(k+1)=Scc*E;
```

% Les Tensions de phase réelles.

$$va(k+1)=((2/3)*vao(k+1))-((1/3)*vbo(k+1))-((1/3)*vco(k+1));$$

$$vb(k+1)=((2/3)*vbo(k+1))-((1/3)*vao(k+1))-((1/3)*vco(k+1));$$

$$vc(k+1)=((2/3)*vco(k+1))-((1/3)*vbo(k+1))-((1/3)*vao(k+1));$$

% Les Tensions par rapport des axes d-q.

$$vds(k+1)=\text{sqrt}(2/3)*(va(k+1)*\cos(\text{teta}(k+1))+vb(k+1)*\cos(\text{teta}(k+1)-(2*\text{pi}/3)))+vc(k+1)*\cos(\text{teta}(k+1)+(2*\text{pi}/3)));$$

$$vqs(k+1)=\text{sqrt}(2/3)*(-va(k+1)*\sin(\text{teta}(k+1))-vb(k+1)*\sin(\text{teta}(k+1)-(2*\text{pi}/3)))-vc(k+1)*\sin(\text{teta}(k+1)+(2*\text{pi}/3)));$$

%calcul du couple électromagnétique .

$$C(k+1)=(P*M/Lr)*\text{phr}(k+1)*Iqs(k+1);$$

%calcul des courants des réels du rotor .

$$iar(k+1)=\text{sqrt}(2/3)*(Idr(k+1)*\cos(\text{teta}(k+1))-Iqr(k+1)*\sin(\text{teta}(k+1)));$$

$$ior(k+1)=\text{sqrt}(2/3)*(Idr(k+1)*\cos(\text{teta}(k+1)-(2*\text{pi}/3))-Iqr(k+1)*\sin(\text{teta}(k+1)-(2*\text{pi}/3)));$$

$$icr(k+1)=\text{sqrt}(2/3)*(Idr(k+1)*\cos(\text{teta}(k+1)+(2*\text{pi}/3))-Iqr(k+1)*\sin(\text{teta}(k+1)+(2*\text{pi}/3)));$$

end

```
%===== %  
%      Plot des resultats      %  
%===== %  
k=1:10001;  
t=k*T;  
subplot(2,2,1),plot(t,W,t,Wref);  
title('Vitesse de rotation');  
ylabel('W,Wref en [rd/sec]');  
xlabel('Temps en [Sec]');  
subplot(2,2,2),plot(t,Cref,t,C);  
title('Les couples');  
ylabel('C,Cref en [N/m]');  
xlabel('Temps en [Sec]');  
subplot(2,2,3),plot(t,phr,t,phref);  
title('Les flux rotoriques');  
ylabel('phr,phref en [Web]');  
xlabel('Temps en [Sec]');  
subplot(2,2,4),plot(t,Iqs,t,Ids);  
title('Les Courants statoriques');  
ylabel('Ids,Iqs en [A]');  
xlabel('Temps en [Sec]');  
figure(2)  
plot(t,ia);  
title('Courant de phase');  
ylabel('ia, en [A]');  
xlabel('Temps en [Sec]');
```

ANNEXE B

Algorithme de réglage proportionnel intégral (PI)**Relation de base :**

$$U(K) = K_p e(K) + K_i \sum_{i=0}^K e(i)$$

$$U(K) = K_p e(K) + K_i \sum_{i=0}^{K-1} e(i) + K_i e(K)$$

$$U(K) = (K_p + K_i) e(K) + K_i \sum_{i=0}^{K-1} e(i)$$

On introduit une variable auxiliaire $x(K-1)$

$$x(K-1) = K_i \sum_{i=0}^{K-1} e(i)$$

la relation de base redevient alors

$$U(K) = x(K-1) + (K_p + K_i) e(K)$$

Algorithme de commande

$$U := x + (K_p + K_i) * e ;$$

Sortir(U)

Mis à goure de X

$$x := x + K_i * e ;$$

Avec à l'instant $t=0$

$$X(0)=0$$

ANNEXE B

Algorithme de réglage proportionnel intégral (PI)**Relation de base :**

$$U(K) = K_p e(K) + K_i \sum_{i=0}^K e(i)$$

$$U(K) = K_p e(K) + K_i \sum_{i=0}^{K-1} e(i) + K_i e(K)$$

$$U(K) = (K_p + K_i) e(K) + K_i \sum_{i=0}^{K-1} e(i)$$

On introduit une variable auxiliaire $x(K-1)$

$$x(K-1) = K_i \sum_{i=0}^{K-1} e(i)$$

la relation de base redevient alors

$$U(K) = x(K-1) + (K_p + K_i) e(K)$$

Algorithme de commande

$$U := x + (K_p + K_i) * e ;$$

Sortir(U)

Mis à jour de X

$$x := x + K_i * e ;$$

Avec à l'instant $t=0$

$$X(0)=0$$

ANNEXE C

Paramètre de la machine asynchrone

$P=2$	Nombre de pôles.
$R_s=2.4 [\Omega]$	Resistance du stator.
$R_r=1.452 [\Omega]$	Resistance du rotor
$L_s=0.121 [H]$	Inductance du stator
$L_r=0.121 [H]$	Inductance du rotor
$M=0.1198 [H]$	Inductance mutuelle entre stator et rotor
$J=0.026 [Kg.m^2]$	L'inertie
$F=0.002 [SI]$	Frottement
$\omega_m=152 [rad/s]$	Vitesse nominale