

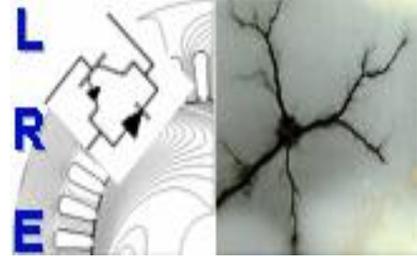
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de

Master en Electrotechnique

Intitulé

**Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone double étoile et
Etude de l'influence du décalage de la tension d'alimentation**

Présenté par
Nadhir BOUCENNA

Sous la direction de Pr.M.O.MAHMOUDI
Pr.S.Mekhtoub

Soutenu publiquement le 18 juin 2017

Membres du Jury

Président : O.Touhami, Professeur à l'ENP
Rapporteurs : M.O.MAHMOUDI, Professeur à l'ENP
S.Mekhtoub, Professeur à l'ENP
Examineur : A.Hellal, Professeur à l'ENP

ENP 2017

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) - Ecole Nationale Polytechnique (ENP)
10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

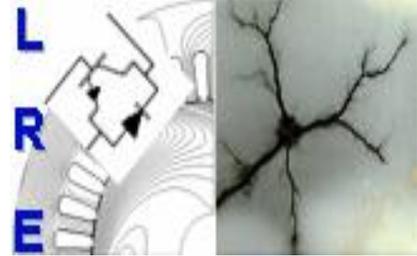
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de

Master en Electrotechnique

Intitulé

**Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone double étoile et
Etude de l'influence du décalage de la tension d'alimentation**

Présenté par
Nadhir BOUCENNA

Sous la direction de Pr.M.O.MAHMOUDI
Pr.S.Mekhtoub

Soutenu publiquement le 18 juin 2017

Membres du Jury

Président : O.Touhami, Professeur à l'ENP
Rapporteurs : M.O.MAHMOUDI, Professeur à l'ENP
S.Mekhtoub, Professeur à l'ENP
Examineur : A.Hellal, Professeur à l'ENP

ENP 2017

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) - Ecole Nationale Polytechnique (ENP)
10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

ملخص

يتركز العمل المقدم في هذه المذكرة على التحكم الشعاعي للمحرك غير المتزامن مزدوج الساكن الذي يتم تغذيته من قبل اثنين من المحولات اللذان تسيطر عليهما استراتيجيات تعديل نبض العرض (MLI). بدأنا بوضع نموذج للمحرك والمحولين للتحكم في سرعة المحرك بواسطة التحكم الشعاعي غير المباشر, باستعمال منظمات PI للتيار و منظم IP للسرعة.

كلمات مفتاحية: محرك غير المتزامن مزدوج الساكن, خوارزمية التحسين, التحكم الشعاعي.

Abstract

The work presented in this report focuses on the vector control of a double star asynchronous machine powered by two inverters controlled by the triangulo-sinusoidal MLI control strategy. We started by modeled the MASDE as well as the two power inverters in order to be able to apply, at the end, the indirect field oriented control, using PI regulators for the currents and an IP speed regulators, for the MASDE.

Key words: Dual star asynchronous machine, Optimization algorithm, vector control.

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire est porté sur la commande vectorielle d'une machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la stratégie de commande MLI triangulo-sinusoidal. Nous avons commencé la modélisation de deux onduleurs d'alimentation pour pouvoir appliquer à la fin la commande par orientation du flux rotorique, en utilisant des régulateurs PI pour les courants et un régulateurs IP pour la vitesse, à la MASDE.

Mots clés : Machine asynchrone double étoile, onduleur tension à deux niveaux de, commande vectorielle.

Remerciement

Je remercie, avant tout, mon Dieu de m'avoir donné la force et le courage pour réaliser ce travail.

Ce présent travail a été réalisé au sein du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ENP). Ces quelques remerciements témoignent de la reconnaissance que je porte à chacune de ces personnes.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements et ma profonde gratitude à mes promoteurs Monsieur **M.O. MAHMOUDI** et Monsieur **S.MEKHTOB** Professeurs à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour avoir dirigé ce travail, pour leurs encouragements et pour les conseils qu'ils ont apportés pour l'achèvement de ce mémoire.

Je remercie amplement tous les membres de jury qui ont accepté de juger ce travail et d'y apporter leur caution :

Monsieur, **O.TOUHAMI**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, qui nous fait le grand honneur d'accepter la présidence du jury.

Monsieur, **A.HALLEL**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour l'honneur qu'il nous fait en acceptant de participer à ce jury.

Je tiens également à remercier Monsieur **M. MESSINI** pour son aide, sa patience et sa disponibilité durant tout le long de notre travail.

Je souhaite également remercier tous les enseignants ayant assurés mes cours pendant mes années d'études.

Dédicace

Je dédie ce travail à :

A la mémoire de mon frère que dieu lui accueillera dans son vaste paradis.

Celle qui m'a élevé, m'a nourrit, m'a bien éduqué, m'a donné surtout de l'amour et sans elle je ne pourrai jamais atteindre ce niveau, à ma Mère, merci merci.

Celui qui m'a Toujours soutenu et aidé dans toute ma vie mon Père.

Ma grande sœur Meriem pour son aide et son soutien tout au long de mon cursus.

Mes deux petites sœur Yousra et Roukya.

A mes très chers cousins, oncles.

Et une spéciale dédicace à mes chers amis Ahmed et Mohamed.

A la plus belle famille que j'ai connaît dans ma vie celle de HALLISS.

A mon ami et mon binôme GUEZEI Ismail pour son aide, sa patience, et ses rigolades surtout.

Enfin, je dédie ce travail à toute ma famille, mes collègues et mes amis.

Tables des matières

Liste des figures	
Liste des tableaux	
Notation	
Introduction générale	8
Chapitre 1 Alimentation de la machine asynchrone double étoile	
1.1 Introduction.....	10
1.2. Modélisation de l'onduleur.....	10
1.3. Stratégie de commande MLI triangulo-sinusoidale.....	11
1.4. Association de la MASDE à deux onduleurs de tension.....	12
1.5. Résultats de simulation.....	13
1.6 Le choix de l'angle de déphasage entre les deux onduleurs.....	15
1.7. Conclusion.....	17
Chapitre 2 Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile	
2.1 Introduction.....	19
2.2. Principe de la commande vectorielle.....	19
2.4. Les différents modèles mathématiques d'orientation du flux.....	19
2.5. Commande vectorielle de la MASDE par orientation du flux rotorique.....	19
2.6. Méthodes de la Commande Vectorielle.....	22
2.6.1. Méthode directe (DFOC Direct Field Oriented Control).....	22
2.6.2. Méthode indirect (IFOC Indirect Field Oriented Control).....	22
2.6.3. Découplage par compensation.....	25
2.7. Calcul des régulateurs.....	26
2.7.1. Conception de régulateur PI.....	26
2.7.2. Conception de régulateur IP.....	27
2.7.3 Comparaison entre les deux régulateurs.....	27
2.8. Le bloc de défluxage.....	28
2.9. Simulation et interprétation des résultats.....	29
2.10. Conclusion.....	32
Conclusion générale	33
Bibliographie	34
Annexe A	35
Annexe B	36

Liste de figures

Figure 1.1. Schéma de principe de l'onduleur triphasé.....	10
Figure 1.2. Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.....	12
Figure 1.3. MLI triangulo-sinusoidale($r=0.8$, $m=21$) et tension d'une phase de la MASDE.....	13
Figure 1.4. La machine asynchrone double étoile alimentée par un système de deux onduleurs.....	14
Figure 1.5. Le couple électromagnétique de la machine asynchrone double étoile en régime permanent pour $\delta=0^\circ$, 30° , 45° et 60°	15
Figure 1.6. Les courants statoriques de la machine asynchrone double étoile en régime permanent pour $\delta=0^\circ$, 30° , 45° et 60°	16
Figure 2.7. Analogie de la commande de la MASDE avec celle de la MCC.....	19
Figure 2.8. Orientation du flux rotorique.....	20
Figure 2.9. Schéma synoptique de la commande à flux orienté (FOC).....	22
Figure 2.10. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE.....	24
Figure 2.11. Représentation schématique du bloc de découplage IFOC avec compensation.....	26
Figure 2.12. Régulateur PI.....	26
Figure 2.13. Schéma fonctionnel d'un régulateur IP.....	27
Figure 2.14. Comparaison entre les performances d'un régulateur de vitesse PI et IP.....	28
Figure 2.9. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE.....	29
Figure 2.10. La commande vectorielle indirecte de la MASDE et ses performances.....	31

Liste des tableaux

Tableau 1.1. Comportement de la MASDE pour différent angle de décalage de deux onduleurs... ..	16
--	----

Notation

Symbole	Désignation	Unité
V_{ao}, V_{bo}, V_{co}	Les tensions simples entre les bornes du moteur et le point milieu	V
U_{c1}, U_{c2}	Les tensions d'entrées	V
V_m	La valeur crête de la modulante	V
V_{pm}	La valeur crête de la porteuse	V
f	Fréquence	Hertz
f_p	Fréquence de la porteuse	Hertz
V_m	La valeur crête de la modulante	V
m	L'indice de modulation	
$\varphi_{s1}, \varphi_{s2}$	Flux statorique	Wb
φ_r	Flux rotorique	Wb
φ_{rd}	Flux rotorique selon l'axe d	Wb
φ_{rq}	Flux rotorique selon l'axe q	Wb
T_r	Constant de temps	s
C_{em}	Couple électromagnétique	N.m
R_{s1}, R_{s2}	Résistances de l'enroulement statoriques 1 & 2	Ω
R_r	Résistance de l'enroulement rotorique	Ω
L_{s1}, L_{s2}	Inductances propres de fuites statoriques 1 & 2	H
L_r	Inductance propre de fuite rotorique	H
i_{ds}, i_{qs}	Courant statorique directe et quadrature	A
i_{dr}, i_{qr}	Courant rotorique directe et quadrature	A
V_{ds}, V_{qs}	Tensions statorique directe et quadrature	V
V_{dr}, V_{qr}	Tensions rotorique directe et quadrature	V
$\varphi_{ds}, \varphi_{qs}$	Flux statorique directe et quadrature	Wb
$\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$	Flux rotorique directe et quadrature	Wb
w_s	Vitesse angulaire électrique statorique	rd/s
w_r	Vitesse angulaire électrique rotorique	rd/s
w_{gl}	Vitesse angulaire électrique de glissement	rd/s
*(exposant)	Conjugué d'un vecteur	
s	opérateur de Laplace	
t	Temps	s

MASDE Machine Asynchrone Double Etoile

NPC Neutral Point Clamped

E La tension continue

MLI Modulation de Largeur d'Impulsions

DC Source continue, Les autres abréviations et symboles utilisés sont définis dans le texte.

Introduction générale :

Les moteurs électriques sont de nos jours les récepteurs les plus nombreux dans les industries et les installations tertiaires. Leur fonction, de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique, leur donne une importance économique toute particulière qui fait qu'aucun concepteur d'installation ou de machine, aucun installateur et aucun exploitant ne peut les ignorer. Parmi tous les types de moteurs existants, les moteurs asynchrones triphasés notamment à cage sont les plus utilisés dans l'industrie et au-delà d'une certaine puissance dans les applications du bâtiment tertiaire. [1]

En forte puissance, les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation et donc les performances. Pour permettre l'utilisation des composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phases ou des machines multiphasées.

Les machines polyphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages. En effet, la multiplication du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple, permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer plus facilement. Enfin, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut.

la commande de ce type de machine présente un inconvénient majeur, par rapport à la machine à courant continu, due au fort couplage de son modèle mathématique. L'un des exemples les plus courants de machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE).

La commande de la machine asynchrone double étoile est semblable à celle de la machine asynchrone triphasé mais avec un nombre de grandeurs à régler plus grand. La commande vectorielle rend la commande d'une telle machine similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Cette commande avancée nécessite une alimentation capable de délivrer une tension la plus sinusoïdale possible et à fréquence et amplitude variable. Dans les applications industrielles, on utilise généralement les onduleurs pilotés par les techniques de la modulation de largeur d'impulsions (MLI) ou PWM (pulse Width modulation). Ces méthodes consistent à déterminer les angles de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

Ce mémoire est scindé en deux chapitres.

Le premier chapitre, nous présentons l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension commandées par la stratégie de commande MLI triangle-sinusoïdal où on explique le principe de fonctionnement de cette stratégie. Nous montrons aussi l'influence de l'angle de décalage entre ces deux onduleurs alimentant la machine.

Dans le deuxième chapitre, et en vue de découpler la commande de la MASDE, une commande vectorielle indirecte avec orientation du flux rotorique sera présentée. Différents résultats de simulation seront montrés et commentés à la fin de l'étude de cette commande.

Et on finira par une conclusion générale.

Chapitre 1
Alimentation de la machine asynchrone
double étoile

1.1 Introduction

Les développements dans le domaine de l'électronique de puissance, soit au niveau des éléments semi-conducteurs, soit au niveau des convertisseurs statiques, permettent la réalisation des organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables. Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action sur la fréquence de la tension (ou le courant) statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension variable en fréquence et en amplitude. [1]

L'alimentation à fréquence variable de la machine se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu- alternatif. La source d'entrée peut être une source de courant ou une source de tension. A la sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude et la fréquence des tensions statoriques (ou des courants statoriques).

Le réglage de la vitesse des machines asynchrones est réalisé avec succès par des convertisseurs statiques de fréquence opérant une double conversion en passant par l'intermédiaire du courant continu. L'onduleur de tension qui assure l'alimentation de la machine est très utilisé dans ce domaine et en particulier s'il est commandé par modulation de largeur d'impulsions (MLI).

Dans ce chapitre, nous présentons l'alimentation de la MASDE via deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoidale.

1.2. Modélisation de l'onduleur

Les onduleurs deviennent de plus en plus importants dans le domaine de l'électronique de puissance. Les entrainements électriques à vitesse variable font également de plus en plus appel aux onduleurs. L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation. Pour les puissances élevées, on utilise les transistors ou les thyristors GTO surtout dans le domaine des entrainements électriques à vitesse variable ; pour les puissances moins élevées on utilise les transistors à commutation. [2]

Pour alimenter la MASDE, on utilise deux onduleurs triphasés symétriques (Figure 4.1). Pour modéliser l'onduleur, on doit distinguer d'une part les tensions de branches V_{10} , V_{20} et V_{30} mesurées par rapport à la borne (-) de la tension continue E , la tension d'entrée de l'onduleur. D'autre part, il y a les tensions de phases V_a , V_b et V_c mesurées par rapport au neutre N . Ces dernières sont formées par une charge triphasée symétrique, (les enroulements statoriques étoile 1 de la MASDE par exemple) [3].

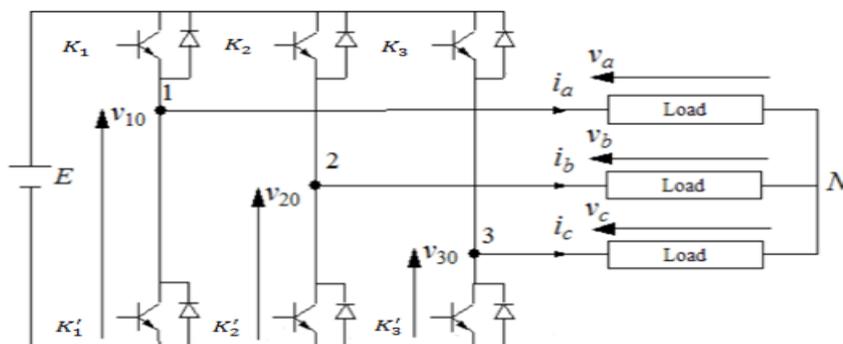


Figure 1.1. Schéma de principe de l'onduleur triphasé

Chaque interrupteur (transistor + diode) est supposé idéal.

On peut établir les relations :

$$\begin{cases} V_{10} - V_a + V_b - V_{20} = 0 \\ V_{10} - V_a + V_c - V_{30} = 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2V_{10} - 2V_a + V_b + V_c - V_{20} - V_{30} = 0 \quad (4.2)$$

Dans une charge triphasée symétrique avec le point neutre la somme des courants i_a , i_b et i_c doit être nulle. Même chose pour les tensions des phases. Il existe donc la condition :

$$V_a + V_b + V_c = 0.$$

Dans (4.2), on peut remplacer $V_b + V_c$ par $-V_a$ et on tire.

$$\begin{cases} V_a = 1/3(2V_{10} - V_{20} - V_{30}) \\ V_b = 1/3(-V_{10} + 2V_{20} - V_{30}) \\ V_c = 1/3(-V_{10} - V_{20} + 2V_{30}) \end{cases} \quad (4.3)$$

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs K , les tensions de branche V_{jo} peuvent être égales à E ou à 0 . L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras pour chaque onduleur une fonction logique F_i ($i=1, 2, 3, 4, 5, 6$).

$$F_i = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ est fermé et } K'_i \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } K_i \text{ est ouvert et } K'_i \text{ est fermé} \end{cases}$$

L'équation (4.2) peut être réécrite comme suit : De même de pour le deuxième onduleur :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} V_d \\ V_e \\ V_f \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_4 \\ F_5 \\ F_6 \end{bmatrix}$$

1.3. Stratégie de commande MLI triangulo-sinusoidale

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion).

La MLI triangulo-sinusoidale est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

Les six signaux des références pour les deux onduleurs sont donnés par les équations suivantes [4] :

$$\begin{cases} V_{Ks1ref} = V_m \sin \left[2\pi ft - \frac{2(j-1)\pi}{3} \right] & \text{pour l'onduleur 1} \\ V_{Ks2ref} = V_m \sin \left[2\pi ft - \frac{2(j-1)\pi}{3} - \delta \right] & \text{pour l'onduleur 2} \end{cases}$$

Avec : $k = a, b$ ou c , $j = 1, 2$ ou 3 .

δ : l'angle de décalage entre les deux onduleurs.

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \frac{t}{T_p} - 1 \right], & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right], & \frac{T_p}{2} < t \leq T_p \end{cases}$$

La commande MLI de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres suivants : **L'indice de modulation « m »** égal au rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de référence (f).

Le coefficient de réglage en tension « r » est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de de la porteuse ($r = \frac{V_m}{V_{pm}}$). Pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

$$\text{Si } \begin{cases} V_{as1ref} \geq V_p(t) & F_1 = 1 & \text{sinon } F_1 = 0 \\ V_{bs1ref} \geq V_p(t) & F_2 = 1 & \text{sinon } F_2 = 0 \\ V_{cs1ref} \geq V_p(t) & F_3 = 1 & \text{sinon } F_3 = 0 \end{cases}$$

Pour l'onduleur n°2:

$$\text{Si } \begin{cases} V_{as2ref} \geq V_p(t) & F_4 = 1 & \text{sinon } F_4 = 0 \\ V_{bs2ref} \geq V_p(t) & F_5 = 1 & \text{sinon } F_5 = 0 \\ V_{cs2ref} \geq V_p(t) & F_6 = 1 & \text{sinon } F_6 = 0 \end{cases}$$

1.4. Association de la MASDE à deux onduleurs de tension

La (Figure.4.2) représente l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI, les tensions de référence sont purement sinusoïdales.

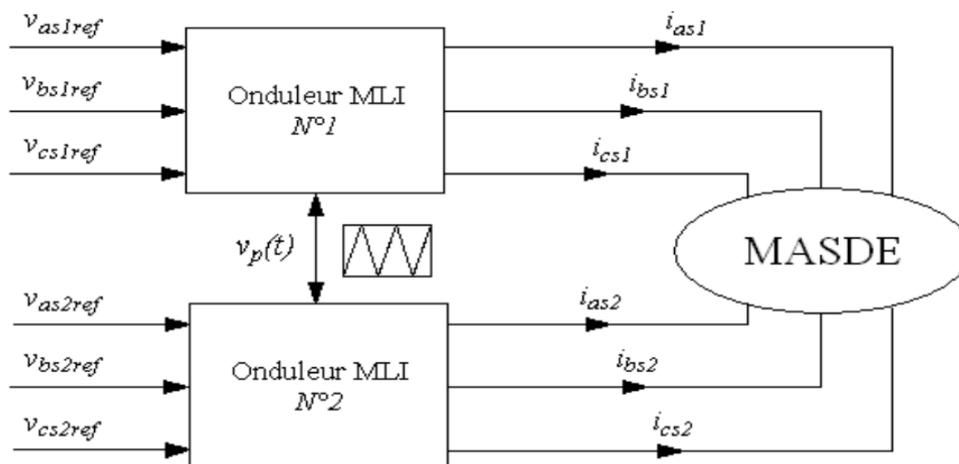


Figure 1.2. Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension

1.5. Résultats de simulation

Les figures ci-dessous représente les performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension décalé entre eux de $\delta=30^\circ$ commandé par la stratégie M.L.I triangulo-sinusoidale avec $r=0.8$ et $m=21$, suivi de l'application d'un couple de charge $C_r = 30 \text{ N.m}$ à l'instant $t=1\text{s}$.

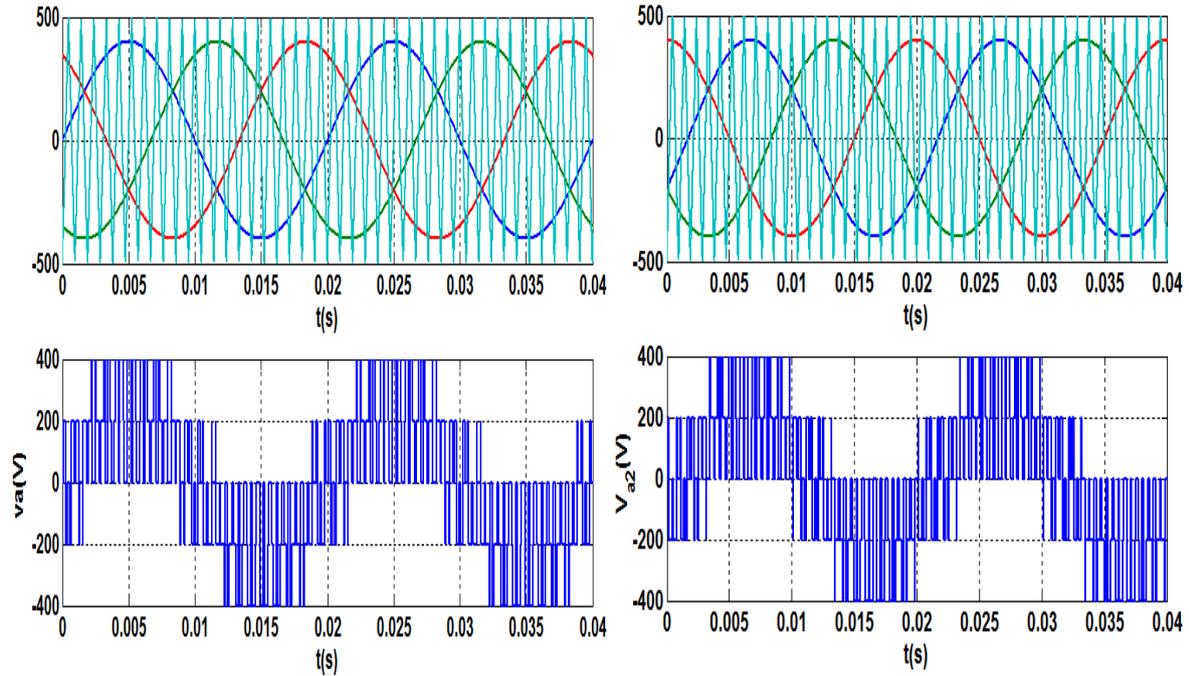


Figure 1.3. MLI triangulo-sinusoidale($r=0.8$, $m=21$) et tension d'une phase de la MASDE

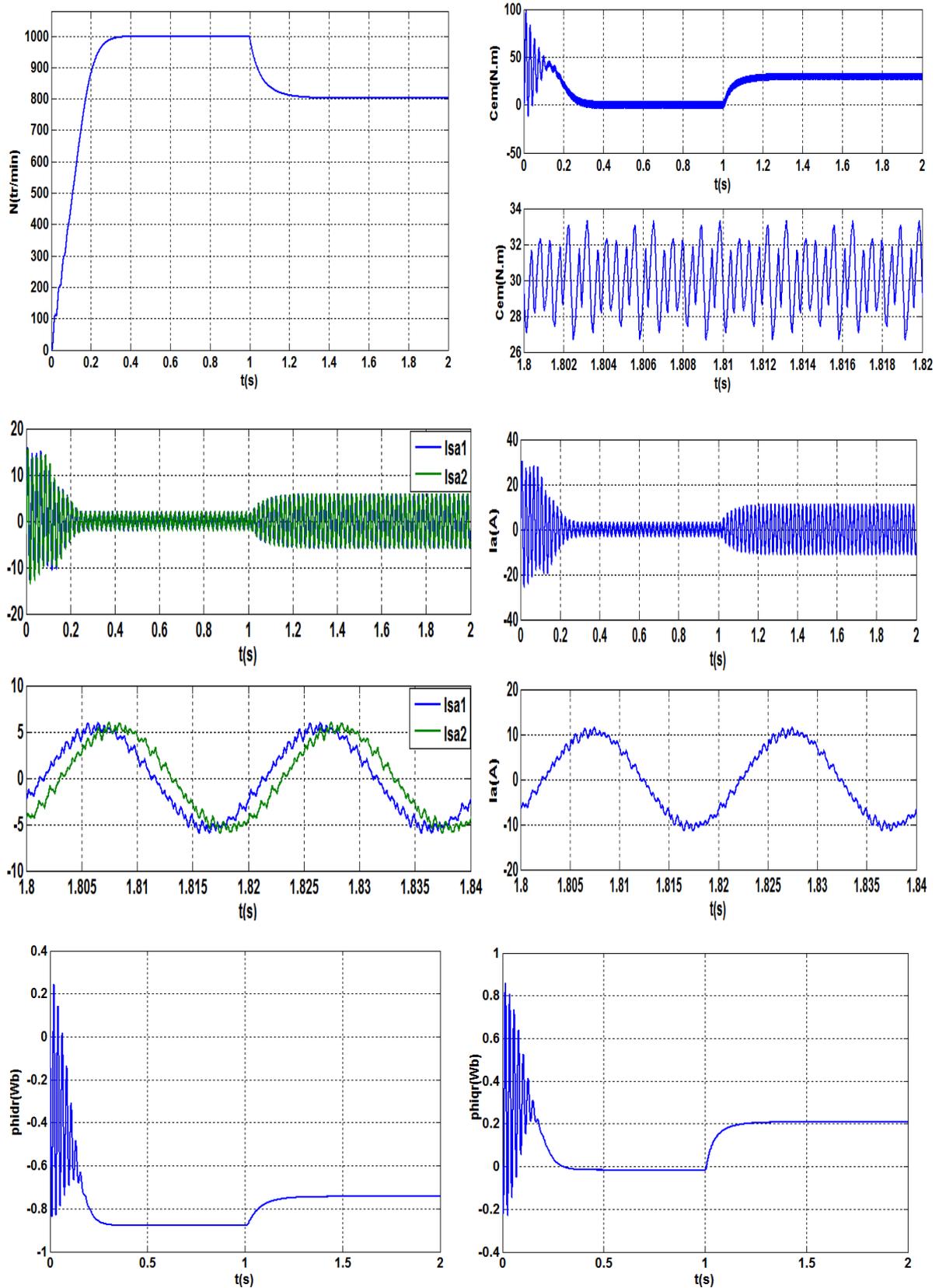


Figure 1.4. La machine asynchrone double étoile alimentée par un système de deux onduleurs de tension deux niveaux (Démarrage à vide et insertion du couple nominal)

Interprétations des résultats

Nous procédons à la simulation du démarrage de la machine MASDE alimentée par deux onduleurs commandés avec la stratégie MLI triangulo-sinusoidal.

Lors de démarrage la vitesse de rotation atteint 999 tr/min après un temps de $t=0.35$ et se stabilise autour de cette valeur. Le courant absorbé par la machine atteint une valeur de crête de 30A correspond à $4.3I_n$, se stabilise autour de 3A ($42\%I_n$) à vide. Le couple électromagnétique atteint une valeur de crête environ (100 N.m) au démarrage et ceci pour vaincre l'inertie de la machine, ensuite il se stabilise autour de zéro vue qu'il n'y a pas de charge seuls les frottements propres de la machine (faibles). A l'instant $t=1s$ on applique un couple de charge $C_r = C_n = 30$ N. m.

Le couple électromagnétique compense cette valeur et se stabilise autour d'elle. La vitesse diminue à 800 tr/min sans revenir à la vitesse initiale. Le courant total consommé par la machine augmente à une valeur efficace égale au courant nominal (7A) de la machine et a une allure sinusoïdale.

Les résultats de la simulation présentent l'apparence des harmoniques au niveau des courants statoriques et du couple électromagnétique. Ces harmoniques sont dus à la présence des onduleurs de tension alimentant la machine.

1.6 Le choix de l'angle de déphasage entre les deux onduleurs

Précédemment, on a pris un angle de déphasage $\delta=30^\circ$ entre les deux onduleurs alimentant la MASDE qu'est égale à l'angle de déphasage physique des deux étoiles. Pour étudier l'influence de l'angle de déphasage entre les deux onduleurs sur le comportement de la MASDE, on a choisi quatre angles différents : $\delta=0^\circ$, $\delta=30^\circ$, $\delta=45^\circ$, et $\delta=60^\circ$. Toutes les simulations ont été faites en appliquant un couple résistif de 30 N.m.

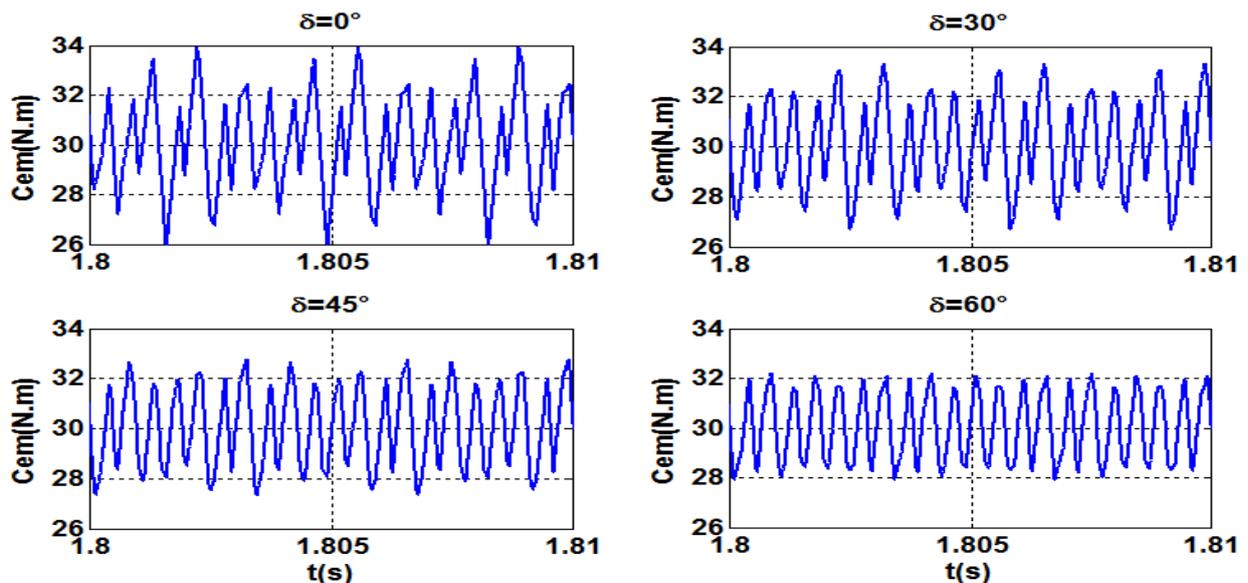


Figure 1.5. Le couple électromagnétique de la machine asynchrone double étoile en régime permanent pour $\delta=0^\circ$, 30° , 45° et 60°

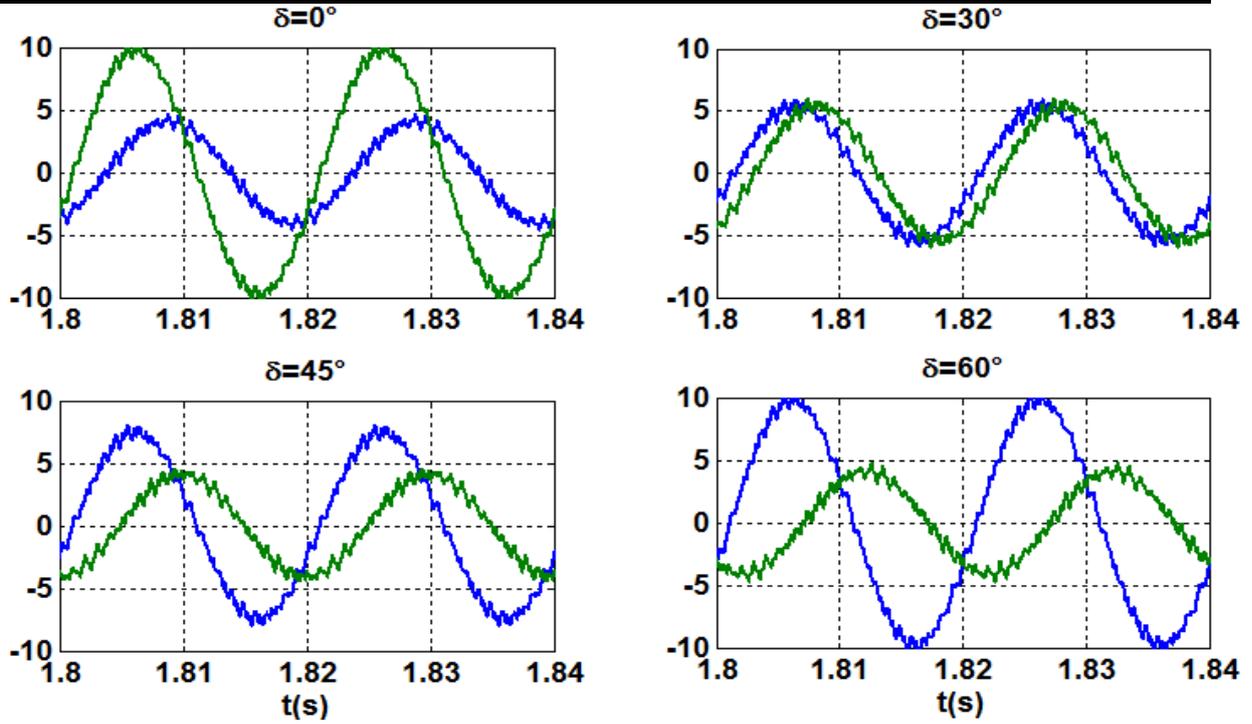


Figure 1.6. Les courants statoriques de la machine asynchrone double étoile en régime permanent pour $\delta=0^\circ$, 30° , 45° et 60°

Comparaison

δ	0°	30°	45°	60°
$\Delta\Gamma_{em}(\%)$	27	20	17	13
$I_{sa1}(A_{eff})$	3.5	3.5	5.3	7
$I_{sa2}(A_{eff})$	7	3.5	3.2	3.2
Segmentation de la puissance	Non	Oui	Non	Non

Tableau 1.1. Comportement de la MASDE pour différent angle de décalage de deux onduleur

Les courbes de simulation représentées dans les figures précédentes décrivent le comportement de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoidal ($m=21$) avec des angles de décalage de l'alimentation $\delta=0$, $\pi/6$, $\pi/4$ et $\pi/3$. Ainsi pour l'angle $\pi/6$, les ondulations du couple sont assez faibles, sans apparition de battement du couple et avec une segmentation équitable de la puissance. Pour les autres angles, bien que les ondulations du couple soient les plus faibles pour $\delta= \pi/3$, la puissance n'est pas segmentée équitablement.

1.7. Conclusion

Le taux d'ondulation élevé du couple électromagnétique en régime permanent constitue un facteur qui affecte les performances de la machine induisant des échauffements supplémentaires et des bruits néfastes pour la machine. Le choix de l'angle de décalage δ des tensions alimentant la deuxième étoile est très important dans le comportement de la machine en régime dynamique et statique. Dans ce chapitre nous avons vu l'influence du changement de l'angle de déphasage δ entre les deux onduleurs sur le comportement de la machine asynchrone double étoile construit avec un décalage entre les enroulements des deux étoiles statoriques de $\alpha=30^\circ$ et nous avons pu montrer que les meilleures performances sont celles donné par la configuration $\delta=30^\circ$ où les ondulations du couple sont assez faibles, sans apparition de battement du couple et avec une segmentation équitable de la puissance.

Les résultats de simulation de l'alimentation de la machine asynchrone double étoile via deux onduleurs de tension montrent la nécessité de réguler la vitesse de rotation de la machine indépendamment de la charge appliquée. Le dernier chapitre sera consacré à la régulation de la vitesse par la commande vectorielle.

Chapitre 2

Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile

2.1 Introduction

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Grâce au découplage naturel du flux et du couple, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation en (Puissance et vitesse). L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif et en particulier la machine asynchrone. Toutefois le fort couplage entre le couple et le flux de la machine asynchrone rend la commande de cette dernière très délicate. Au cours de ces dernières années, des méthodes ont été mise au point, permettant d'assurer le découplage entre les commandes du flux et du couple de la machine asynchrone.

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blashcke en 1972. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancées en microélectronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où le nom de « méthode du flux orienté ». Dans le présent chapitre, nous étudions la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sur la MASDE alimentée par deux onduleurs de tensions. Cependant, nous présentons au premier lieu un rappel sur le principe et les différentes méthodes de la commande vectorielle, nous donnons ensuite l'application de ces dernières sur la MASDE. [5]

2.2. Principe de la commande vectorielle

La difficulté pour commander une MASDE réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables interne de la machine comme le flux, le couple, la vitesse et la position. La commande vectorielle ou découplée élimine le problème de couplage entre les deux axes direct et en quadrature, son principe est basé sur le choix d'un repère de référence lié au flux qu'on désire orienter. Par conséquent, elle dissocie le vecteur courant statorique en deux composantes dans le repère tournant, l'une sur l'axe direct pour contrôler le flux orienté de la machine et l'autre calée sur l'axe en quadrature, pour contrôler le couple électromagnétique. Lors de la modélisation de la MASDE dans un référentiel lié au champ tournant, le référentiel d-q, les champs statoriques, rotoriques et l'entrefer de la machine tournent à la même vitesse. L'orientation de l'un de ces trois champs suivant l'axe d du référentiel constitue le principe de base de la commande par orientation du flux (commande vectorielle). [6,7]

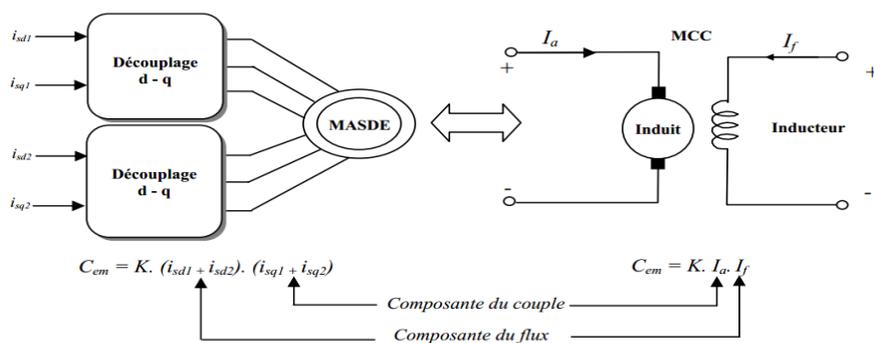


Figure 2.1. Analogie de la commande de la MASDE avec celle de la MCC

La commande d'une machine à courant continu est effectuée simplement en pilotant deux courants continus. Par contre, dans le cas d'une MASDE la commande est beaucoup plus difficile car il faut piloter cinq grandeurs, quatre courants (direct et quadrature) ou quatre tensions statoriques (direct et quadrature) et la fréquence de ces signaux.

L'expression du couple électromagnétique de la MCC est donné par :

$$C_{em} = K\Phi I_a = K' I_f I_a \quad (5.1)$$

Φ : flux imposé par le courant d'excitation I_f ;

I_a : Courant d'induit ; K, K' : constantes.

2.3. Choix du référentiel

Pour réaliser le contrôle vectoriel, il faut que le repère (d, q) et le flux aient la même vitesse de rotation. Il apparaît donc judicieux de choisir un référentiel lié au champ tournant. En outre l'utilisation ce référentiel permis d'avoir des grandeurs constantes en régimes permanent, ce qui rend la régulation plus aisé.

2.4. Les différents modèles mathématiques d'orientation du flux

Dans le modèle de la machine asynchrone représenté par les équations biphasées, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction désiré du flux (rotorique, statorique ou magnétisant). [8]

Il existe trois types d'orientation du flux :

- Orientation du flux rotorique : $\Phi_{dr} = \Phi_r, \Phi_{qr} = 0$ (5.2)

- Orientation du flux statorique : $\Phi_{ds1} + \Phi_{ds2} = \Phi_{ds}, \Phi_{qs1} + \Phi_{qs2} = 0$ (5.3)

- Orientation du flux magnétisant : $\Phi_{md1} + \Phi_{md2} = \Phi_{md}, \Phi_{mq1} + \Phi_{mq2} = 0$ (5.4)

2.5. Commande vectorielle de la MASDE par orientation du flux rotorique

Consiste à aligner le flux rotorique sur la l'axe direct du repère de Parck comme il est montré sur la figure 5.2. La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent des meilleurs résultats par rapport aux autres méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer.

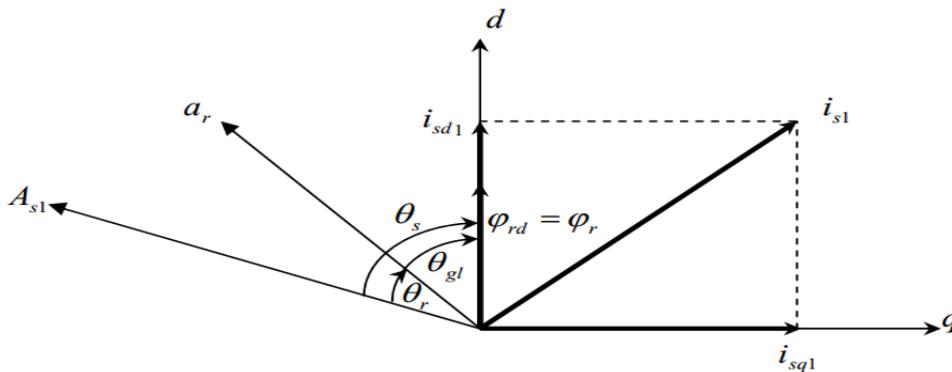


Figure 2.2. Orientation du flux rotorique

Si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant ; l'expression du couple électromagnétique de la MASDE qu'est la suivante:

$$C_{em} = \frac{p L_m}{L_m + L_r} ((i_{qs1} + i_{qs2}) \Phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \Phi_{qr}) \quad (5.5)$$

Comme $\Phi_{qr} = 0$ et $\Phi_{dr} = \Phi_r$ (5.5) devient :

$$C_{em} = \frac{p L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \Phi_{dr} \quad (5.6)$$

On pose : $i_{qs1} + i_{qs2} = i_{qs}$ Et $\frac{p L_m}{L_m + L_r} = K$

L'expression du couple électromagnétique (5.5) devient

$$C_{em} = K \Phi_r i_{qs} \quad (5.7)$$

On doit vérifier aussi que le flux Φ_r et le courant i_{qs} sont indépendants. D'après les équations de Parck qu'on a vu au troisième chapitre (3.25) on a :

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - w_{gl} \varphi_{qr} = R_r i_{dr} + S \varphi_r \quad (*)$$

$$\varphi_r = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) = (L_r + L_m) i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2})$$

On pose $i_{ds1} + i_{ds2} = i_{ds}$

$$\varphi_r = (L_r + L_m) i_{dr} + L_m i_{ds}$$

$$\text{Donc : } i_{dr} = \frac{1}{(L_r + L_m)} (\varphi_r - L_m i_{ds}) \quad (**)$$

On remplace (**) dans (*) :

$$\varphi_r = \frac{L_m}{1 + K'' S} i_{ds} \quad (5.8)$$

$$\text{Avec } K'' = \frac{(L_r + L_m)}{R_r}$$

Comme $\varphi_r = f(i_{ds})$, on peut dire φ_r et i_{qs} sont indépendant.

Les deux objectifs de la commande sont :

- Contrôler le flux rotorique φ_r qui dépend seulement de la composante du courant i_{ds} .
- Contrôler la composante du courant i_{qs} pour imposer le couple électromagnétique.

Nous pouvons remarquer que seule la composante directe du courant statorique i_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple électromagnétique ne dépend que de la composante quadrature du courant statorique i_{qs} si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi est réalisée la décomposition du courant statorique en deux termes i_{ds} et i_{qs} correspondant respectivement au flux et au couple [9]. On déduit donc que le fonctionnement de la MASDE, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

2.6. Méthodes de la Commande Vectorielle

2.6.1. Méthode directe (DFOC Direct Field Oriented Control)

Elle consiste à déterminer la position θ_s et le module du flux Φ_r . Afin d'accéder au flux rotorique, pour cela deux procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide d'un capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.
- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine. [10]

2.6.2. Méthode indirect (IFOC Indirect Field Oriented Control)

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. On considère donc le flux et le couple électromagnétique comme références de commande. Le découplage entre le flux et le couple est assuré par un bloc qui s'appelle (F.O.C) ou bloc de contrôle du flux orienté. Dans ce travail, la commande vectorielle indirecte est adoptée. Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et par orientation du flux rotorique. La figure.5.3 représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté sans réglage de vitesse. [11]

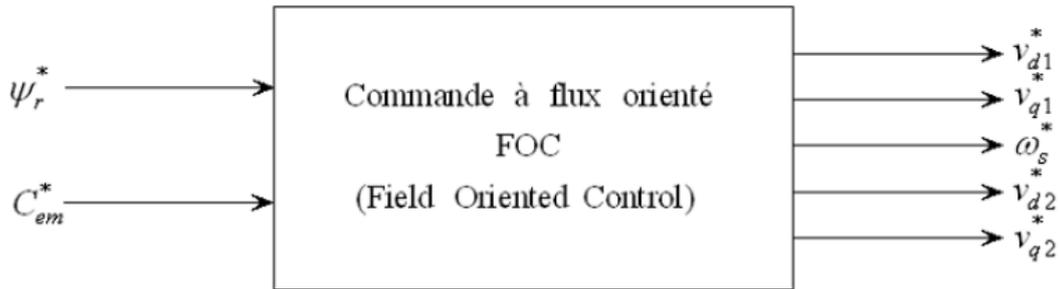


Figure 2.3. Schéma synoptique de la commande à flux orienté (FOC)

En partant du système (3.1) du troisième chapitre

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_{g1}\varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_{g1}\varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (5.9)$$

Et on posant ($\varphi_{dr} = \varphi_r$) et $\varphi_{qr} = 0$), on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_r}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_{gl}\varphi_r \end{cases} \quad (5.10)$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) = 0 \end{cases} \quad (5.11)$$

Par conséquent :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r+L_m} [\varphi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r+L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (5.12)$$

En remplaçant (5.12) dans (5.11), on trouve:

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m \left[i_{ds1} + i_{ds2} + \frac{1}{L_r+L_m} (\varphi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})) \right] \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m \left[i_{qs1} + i_{qs2} - \frac{L_m}{L_m+L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \right] \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m \left[i_{ds1} + i_{ds2} + \frac{1}{L_r+L_m} (\varphi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})) \right] \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m \left[i_{qs1} + i_{qs2} - \frac{L_m}{L_m+L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \right] \end{cases} \quad (5.13)$$

On pose $\alpha = \frac{L_m}{L_m+L_r}$ On obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = (L_{s1} + L_m(1 - \alpha))i_{ds1} + L_m(1 - \alpha)i_{ds2} + \alpha\varphi_r^* \\ \varphi_{qs1} = (L_{s1} + L_m(1 - \alpha))i_{qs1} + L_m(1 - \alpha)i_{qs2} \\ \varphi_{ds2} = (L_{s2} + L_m(1 - \alpha))i_{ds2} + L_m(1 - \alpha)i_{ds1} + \alpha\varphi_r^* \\ \varphi_{qs2} = (L_{s2} + L_m(1 - \alpha))i_{qs2} + L_m(1 - \alpha)i_{qs1} \end{cases} \quad (5.14)$$

Si $\varphi_r^* = \text{constant} = (\varphi_n)$, De (5.10) on a :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_r^*}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_{gl}\varphi_r^* \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_{dr} = 0 \\ i_{qr} = (\omega_{gl}\varphi_r^*)/R_r \end{cases} \quad (5.15)$$

D'autre part de (5.11) on peut déduire :

$$\begin{cases} \varphi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \\ i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r + L_m}(i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (5.16)$$

De (5.15) et (5.16)

$$i_{qr} = -(\omega_{gl}\varphi_r^*)/R_r = -\frac{L_m}{L_r + L_m}(i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (5.17)$$

De (5.11) on peut déduire aussi :

$$\begin{cases} i_{ds2} = \frac{\varphi_r^*}{L_m} - i_{ds1} \\ i_{qs2} = -\frac{\omega_{gl}\varphi_r^*}{R_r} \frac{L_r + L_m}{L_m} - i_{qs1} \end{cases} \quad (5.18)$$

On remplace les équations (5.18) dans le système (5.10) :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + (L_{s1} + L_m(1 - \alpha))\frac{d(i_{ds1})}{dt} - L_m(1 - \alpha)\frac{d(i_{ds1})}{dt} - \omega_s((L_{s1} + L_m(1 - \alpha))i_{qs1} \\ \quad + L_m(1 - \alpha)(-\frac{\omega_{gl}\varphi_r^*}{R_r} \frac{L_r + L_m}{L_m} - i_{qs1})) \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + (L_{s1} + L_m(1 - \alpha))\frac{d(i_{qs1})}{dt} - L_m(1 - \alpha)\frac{d(i_{qs1})}{dt} + \omega_s((L_{s1} + L_m(1 - \alpha))i_{ds1} \\ \quad + L_m(1 - \alpha)(\frac{\varphi_r^*}{L_m} - i_{ds1}) + \alpha\varphi_r^*) \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + (L_{s2} + L_m(1 - \alpha))\frac{d(i_{ds2})}{dt} - L_m(1 - \alpha)\frac{d(i_{ds2})}{dt} - \omega_s((L_{s2} + L_m(1 - \alpha))i_{qs2} \\ \quad + L_m(1 - \alpha)(-\frac{\omega_{gl}\varphi_r^*}{R_r} \frac{L_r + L_m}{L_m} - i_{qs2})) \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + (L_{s2} + L_m(1 - \alpha))\frac{d(i_{qs2})}{dt} - L_m(1 - \alpha)\frac{d(i_{qs2})}{dt} + \omega_s((L_{s2} + L_m(1 - \alpha))i_{ds2} \\ \quad + L_m(1 - \alpha)(\frac{\varphi_r^*}{L_m} - i_{ds2}) + \alpha\varphi_r^*) \end{array} \right.$$

Après simplification on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}Si_{ds1} - w_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r w_{gl}^* \varphi_r^*) \\ V_{qs1}^* = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}Si_{qs1} + w_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ V_{ds2}^* = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}Si_{ds2} - w_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r w_{gl}^* \varphi_r^*) \\ V_{qs2}^* = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}Si_{qs2} + w_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (5.19)$$

Avec $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ et $w_{gl}^* = w_s^* - \omega_r$

De (5.6), (5.16) et (5.17) on a:

$$\begin{cases} \varphi_r^* = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \\ C_{em}^* = \frac{p L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_r^* \\ w_{gl}^* = \frac{L_m}{L_r + L_m} \frac{R_r}{\varphi_r^*} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_{ds1} + i_{ds2} = \frac{\varphi_r^*}{L_m} \\ i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{L_m + L_r}{p L_m} \frac{C_{em}^*}{\varphi_r^*} \\ w_s^* = p\Omega + \frac{L_m}{L_r + L_m} \frac{R_r}{\varphi_r^*} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (5.20)$$

Les deux enroulements statoriques sont identiques, donc les puissances fournies par les deux systèmes d'enroulements sont égales d'où :

$$\begin{cases} i_{ds1}^* = i_{ds2}^* = \frac{\varphi_r^*}{2L_m} \\ i_{qs1}^* = i_{qs2}^* = \frac{L_r + L_m}{2pL_m \varphi_r^*} C_{em}^* \\ w_s^* = p\Omega + \frac{2L_m}{L_r + L_m} \frac{R_r}{\varphi_r^*} i_{qs1}^* \end{cases} \quad (5.21)$$

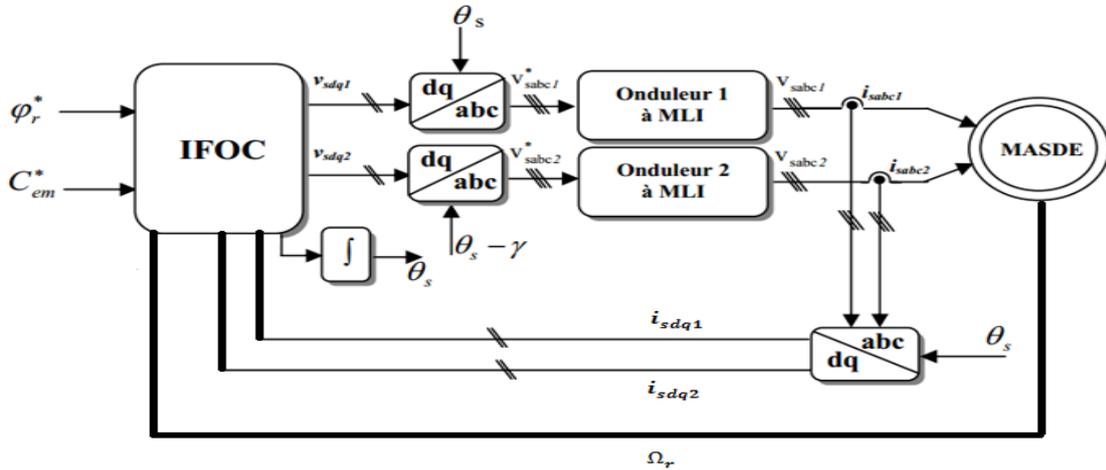


Figure 2.4. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE (boucle ouverte)

D'après le système d'équation (5.19) les composantes des tensions directes (respectivement quadrature) influent aux même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures. Il est intéressant de faire un découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendants. L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie de régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs. Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état et découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découplage. [12]

2.6.3. Découplage par compensation

Cette méthode consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplages qui seront rajoutées à la sortie des correcteurs de courant pour obtenir les tensions de références nécessaire pour le réglage.

Pour cela on doit définir des nouvelles variables V_{ds1r} , V_{qs1r} , V_{ds2r} et V_{qs2r} qui n'affectent que sur i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds2} et i_{qs2} respectivement avec :

$$\begin{cases} V_{ds1r} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}Si_{ds1} \\ V_{qs1r} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}Si_{qs1} \\ V_{ds2r} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}Si_{ds2} \\ V_{qs2r} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}Si_{qs2} \end{cases} \quad (5.22)$$

V_{ds1r} , V_{qs1r} , V_{ds2r} et V_{qs2r} les tensions découplées.

L'expression (5.19) devient:

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = V_{ds1r} + V_{ds1c} \\ V_{qs1}^* = V_{qs1r} + V_{qs1c} \\ V_{ds2}^* = V_{ds2r} + V_{ds2c} \\ V_{qs2}^* = V_{qs2r} + V_{qs2c} \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} V_{ds1c} = -w_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r w_{gl} \phi_r^*) \\ V_{qs1c} = w_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*) \\ V_{ds2c} = -w_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r w_{gl} \phi_r^*) \\ V_{qs2c} = w_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*) \end{cases}$$

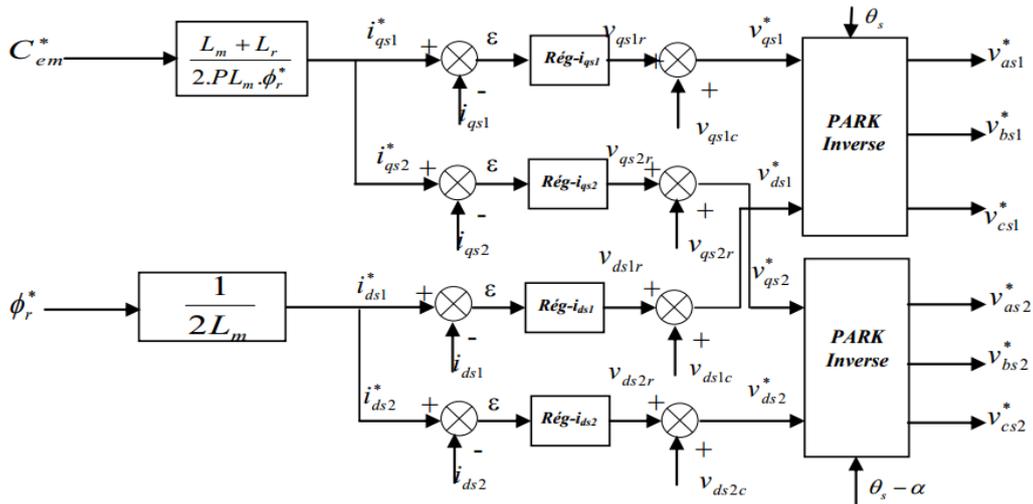


Figure 2.5. Représentation schématique du bloc de découplage IFOC avec compensation

2.7. Calcul des régulateurs

Pour l'obtention des performances exigées par le système de commande on ajoute à ce dernier des organes extérieurs appelés régulateurs. La qualité de régulation est assurée par ces derniers en fonction des lois de régulations qui relient mathématiquement leurs grandeurs de sortie et d'entrée. Dans notre travail on a utilisé des régulateurs des courants i_{ds} et i_{qs} de type PI, et un régulateur de vitesse de type IP.

2.7.1. Conception de régulateur PI

Soit $Y^*(t)$ le signal de référence à poursuivre, et $Y(t)$ le signal de sortie de système à contrôler.

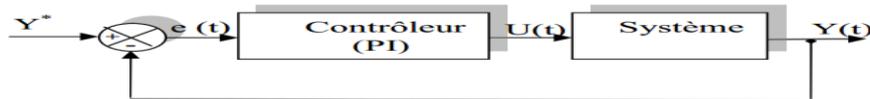


Figure 2.6. Régulateur PI

La loi de commande est : $U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)$

Action proportionnelle

Si K_p est grand, la correction est rapide mais il y a risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.

Si K_p est petit, il y a moins de risque d'oscillations mais la correction est lente. Donc c'est un compromis entre la rapidité et l'oscillation de la réponse.

Action intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

Caractéristiques des régulateurs

Les trois enjeux de la régulation :

a-Stabilité : Un système bouclé doit être stable. Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

b- précision : En régulation, la précision est obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

c- Rapidité : En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de la réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

2.7.2. Conception de régulateur IP

Ces régulateurs sont analogues aux régulateurs PI seulement que les actions intégrales et proportionnelles sont mises en parallèle, contrairement au régulateurs PI où ces actions sont mises en série. Dans ce régulateur seul le signal d'erreur est intégré et la partie proportionnelle est appliquée au signal de sortie.

Il est prouvé qu'un régulateur IP est équivalent à un régulateur PI doté d'un filtre de premier ordre à l'entrée, ce qui réduit considérablement les dépassements. [13,14]

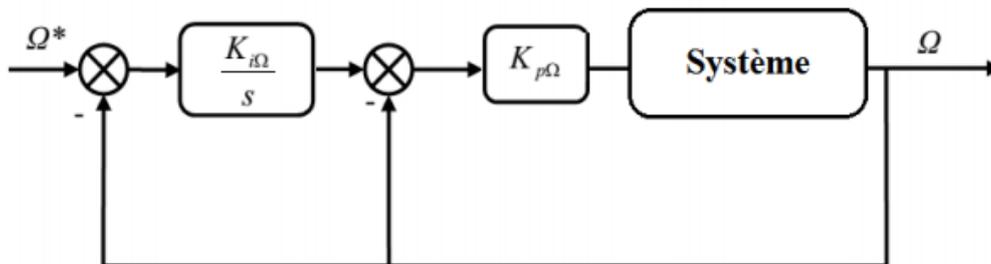


Figure 2.7. Schéma fonctionnel d'un régulateur IP

2.7.3 Comparaison entre les deux régulateurs

La figure 5.8 représente l'évolution de la régulation (commande vectorielle indirecte) de la vitesse de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux, à la suite de l'application d'un couple de charge nominale 30 N.m, dans le cas du :

- ✓ Régulateur PI classique.
- ✓ Régulateur IP.

Nous constatons une amélioration au niveau du rejet de perturbation ceci s'effectue rapidement avec une légère diminution et un rapide rétablissement de la vitesse dans le cas du régulateur IP par rapport au régulateur PI. [13, 14,15]

Ainsi, la réponse à l'échelon de vitesse dans le cas du régulateur IP ne représente aucun dépassement de la consigne ce qui n'est pas le cas pour le régulateur PI.

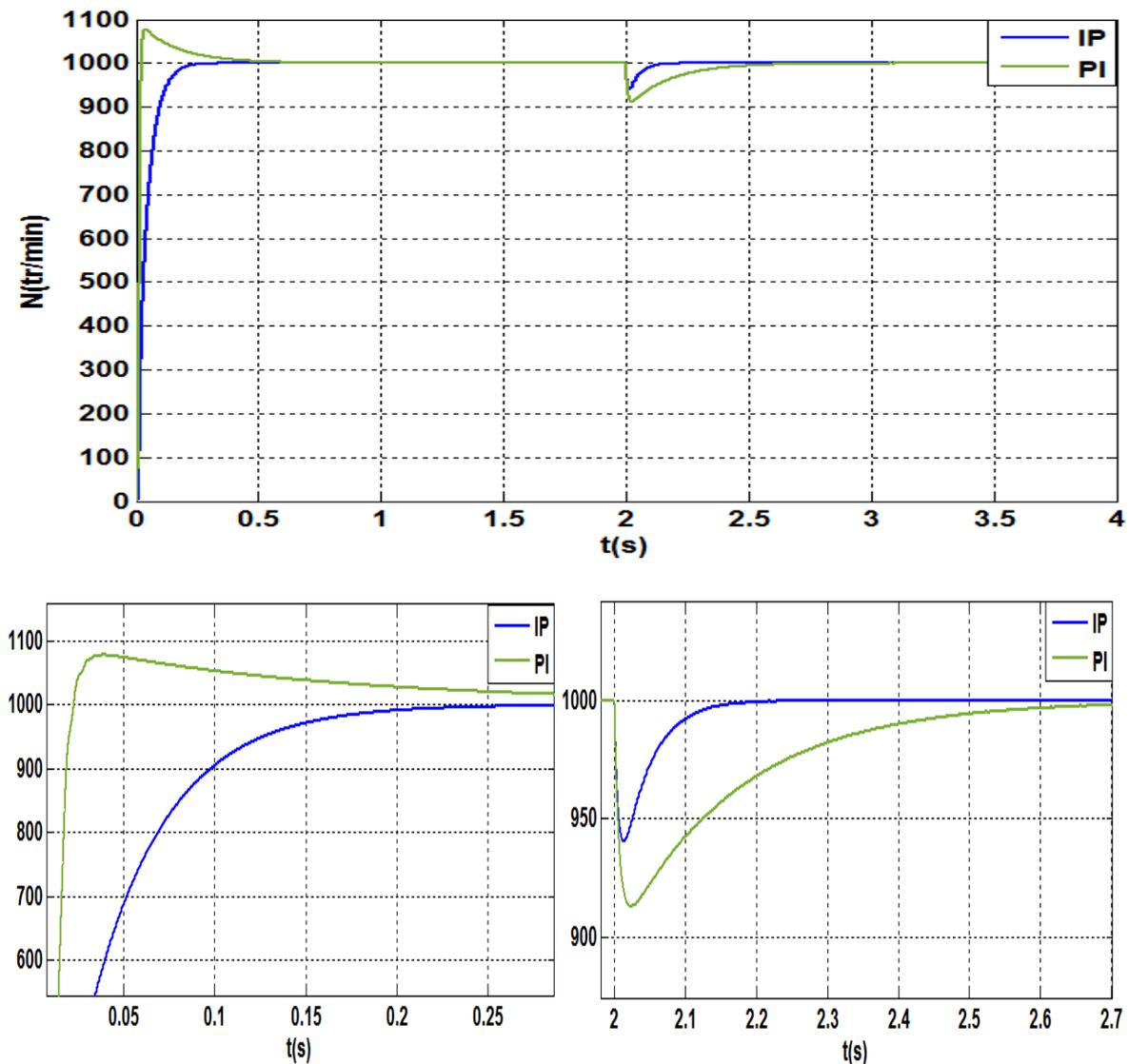


Figure 2.8. Comparaison entre les performances d'un régulateur de vitesse PI et IP

2.8. Le bloc de défluxage

Plusieurs applications exigent un fonctionnement à vitesse supérieure à celle de nominale (exemple le TGV). Pour assurer un tel fonctionnement dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant une machine asynchrone double étoile ; le bloc de défluxage permet de réduire le flux (qu'est inversement proportionnel à la vitesse de la machine) à l'entrée du bloc FOC pour maintenir le principe de la commande vectorielle et ainsi que la tension de sortie de l'onduleur ne dépasse pas sa valeur nominale. Donc le principe de défluxage est de maintenir le flux rotorique égale à sa valeur nominale φ_{rn} lors du fonctionnement à vitesse inférieure ou égale à la vitesse de rotation nominale Ω_{rn} et on le faisant diminuer selon l'expression (5.23) lorsque la vitesse de rotation dépasse Ω_{rn} .

$$\varphi_{rn}^* = \begin{cases} \varphi_{rn} & |\Omega_r| \leq \Omega_{rn} \\ \frac{\Omega_{rn}}{\Omega_r} \varphi_r & |\Omega_r| > \Omega_{rn} \end{cases} \quad (5.23)$$

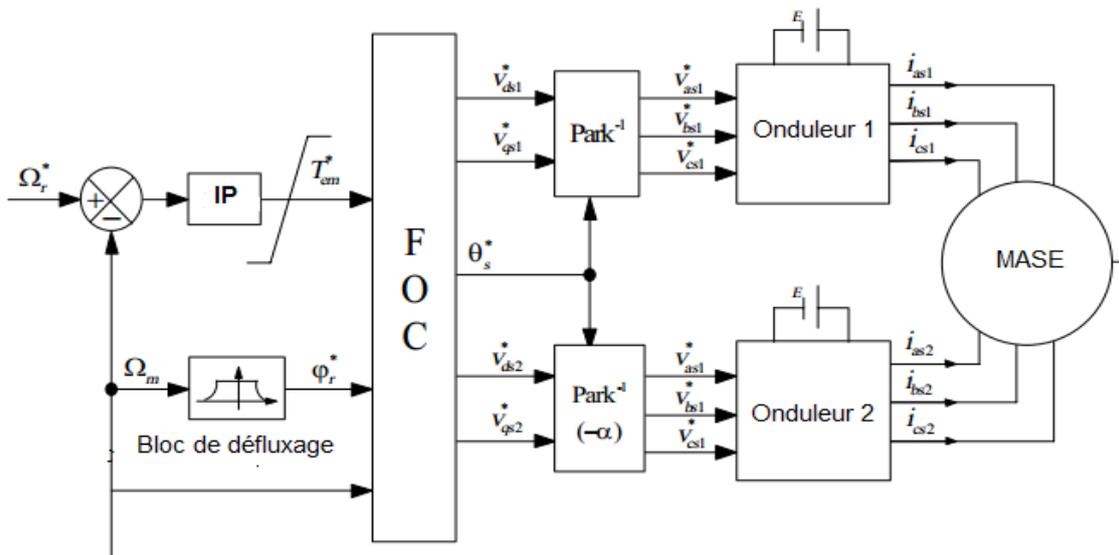


Figure 2.9. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE

2.9. Simulation et interprétation des résultats

Les figures ces dessous représentent la simulation de l'application de la commande vectorielle à flux rotorique orienté sur la MASDE avec un réglage de vitesse par la méthode indirecte lors d'un fonctionnement moteur.

Le processus de la simulation :

- [0-1s] : Un démarrage à vide de la MASDE avec une vitesse de référence positive de 1000tr/min.
- [1s-1.5s] : à l'instant t=1s on applique un couple de charge positif de 30 N.m (fonctionnement moteur).

- [1.5s-2s] : à l'instant $t=1.5s$ et afin de pouvoir inverser la vitesse de la machine à vide on applique à la machine un couple négatif de -30 N.m ce qui nous donne un fonctionnement à vide.
- [2s-2.5s] : à l'instant $t=2s$ on inverse la vitesse de la machine de 1000 tr/min à -1000 tr/min .
- [2.5s-3s] : à l'instant $t=2.5s$ on applique un couple négatif à la machine de -30 N.m (fonctionnement moteur).
- [3s-3.5s] : à l'instant $t=3s$ et afin de retourner au fonctionnement à vide on applique un couple positif de 30 N.m .

Les grandeurs à visualiser sont : La vitesse de rotation, le couple électromagnétique, les courants des deux étoiles i_{as1} et i_{as2} , le flux rotorique direct et en quadrature, le courant total absorbé par la machine.

Interprétation

Au démarrage la vitesse du rotor suit parfaitement sa consigne 1000 tr/min après un temps de $t=0.35s$ sans dépassement. Le couple électromagnétique atteint une valeur de 72 N.m au moment de démarrage et lorsque la vitesse de rotation atteint la valeur de référence le couple se stabilise autour de zéro vu qu'il n'y a pas de charge seuls les frottements propres de la machine (faibles).

Au moment de l'application d'un couple résistif (égale au couple nominale 30 N.m) Le couple électromagnétique de la machine récompense toujours la valeur du couple résistif. La vitesse diminue légèrement puis revient à sa valeur de référence dans un temps de $0.2s$, le courant statorique de la phase A des deux étoiles augmente à une valeur efficace $3.5A$ et ont des allures sinusoïdales.

Une réaction négative du couple électromagnétique est observée au moment de l'inversion de sens de rotation ; puis il revient à la valeur de référence. Aussi pour les courants statoriques et rotoriques la présence d'un pique de courant puis ils reviennent à ses valeurs avant de l'inversion de vitesse.

Un appel de courant statorique des deux étoiles atteint $28A$ (4 fois le courant nominal) au régime transitoire (démarrage et inversion de vitesse) puis ils se stabilisent à une valeur de $3A$ à vide (42% le courant nominal), en présence de la charge (charge nominal 30 N.m), le courant atteint une valeur de $10A$ de crête ce qui correspond bien à la valeur efficace du courant nominal de la machine qu'est $7A$. L'allure de courant est sinusoïdale avec des harmoniques qui sont dus aux deux onduleurs de tenions.

Le flux rotorique directe suit la valeur de référence en régime établi indépendamment de la charge appliquée. Lors de l'application d'un couple résistif ou l'inversion de vitesse il y a une petite variation puis il revient toujours à la valeur de référence.

Le flux rotorique en quadrature demeure toujours fixe à la valeur nulle avec des variations au moment de l'application d'un couple résistif ou l'inversion de vitesse.

Donc nous pouvons dire que l'orientation du flux rotorique est pratiquement insensible aux variations du couple électromagnétique. Ceci confirme la capacité de la commande vectorielle à découplé le flux de la machine et son couple électromagnétique.

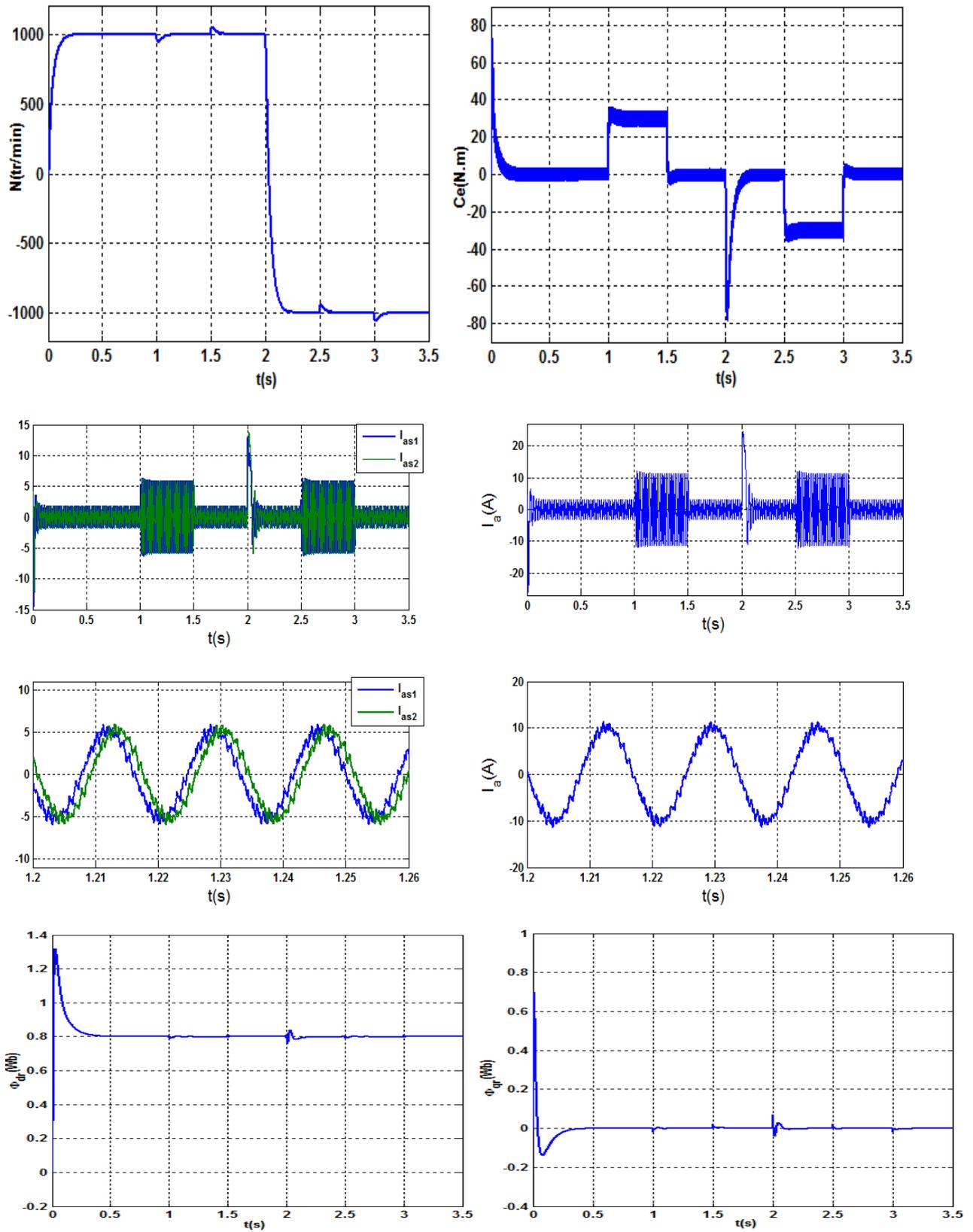


Figure 5.10. La commande vectorielle indirecte de la MASDE et ses performances

2.10. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec la méthode de régulation de vitesse indirecte appliqué à la MASDE, qui nécessite seulement la connaissance de la position de flux à l'aide de la mesure de la vitesse mécanique par un capteur de vitesse et en utilisant les relations mathématiques qui relient la pulsation mécanique, la pulsation statorique et celle de glissement. L'utilisation de la commande vectorielle nous a permis d'assimiler la machine asynchrone double étoile à une machine à courant continu à excitation séparée; le couple et le flux sont alors commandés séparément.

Pendant le régime transitoire de la machine (démarrage ou l'inversion de vitesse), il y a apparition des pics de courants très gênant pour le bon fonctionnement de la machine. Donc il est recommandé d'utiliser des régulateurs équipés d'un limiteur de courant.

On a pu montrer qu'avec un régulateur IP dans la boucle de réglage de la vitesse, le rejet de perturbation au niveau de vitesse est meilleur qu'avec un régulateur PI et le découplage persiste toujours.

Conclusion générale

Dans le travail présenté, nous nous sommes intéressé à l'alimentation et la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone double étoile alimentée via deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale.

Le premier chapitre a été consacré à l'alimentation de MASDE par deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale. Par la suite nous avons simulé l'ensemble onduleurs-MASDE sur MATLAB, et les résultats obtenus montre bien le fort couplage entre le flux et le couple. L'étude de l'alimentation de la MASDE nous a permis de mettre en évidence l'influence du changement de l'angle de déphasage entre les deux onduleurs en régime permanent.

Dans le second chapitre, nous avons assuré le découplage entre le flux et le couple par l'application de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté afin de pouvoir contrôler la vitesse de la MASDE. Cette technique permet de découpler la commande du flux et celle du couple, semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Les résultats obtenus montrent le bon suivi des grandeurs de références dans le régime permanent et un parfait découplage entre le couple et le flux.

Bibliographie

- [1] M. O. Mahmoudi « La Commande De La Machine Asynchrone Alimentée En Tension». Thèse doctorat à école nationale polytechnique, Alger, 1999.
- [2] BOUSSIALA Boubakr Mémoire de Magister en Automatique « Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux « Application sur la Machine Heptaphasée ». ANP Alger, 13 / 10 / 2010.
- [3] HICHEM MOULOUD GAOUA et SCDDIK BENHAMMAD Projet de fin d'études « Machine asynchrone à double étoile Modélisation, Alimentation et Commande» ENP, Juin 2002.
- [4] M. O. Mahmoudi « Machine asynchrone à double étoile, Modélisation, Alimentation et commande »
- [5] Hocine Amimeur Mémoire Magister en Electrotechnique " Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement " 28 /05 / 2008.
- [6] DAHMANE Kamal Mémoire de Magister en Automatique « Contribution à la Modélisation et à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Alimentée par Convertisseurs Matriciels » 27 novembre 2004
- [7] G BUCHE « commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/Simulink » PFE Grenoble2001
- [8] Khoudir Marouani "contribution à la commande d'un entraînement électrique à base de moteur asynchrone double étoile ". These DE. Doctorat. Ecole Militaire polytechnique France 17 juin 2010.
- [9] BOUSSIALA Boubakr Mémoire de Magister en Automatique « Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux « Application sur la Machine Heptaphasée ». ANP Alger, 13 / 10 / 2010.
- [10] El hadj BOUNADJA Mémoire de Magister en Electrotechnique « Commande vectorielle sans capteur d'une machine asynchrone double étoile » le 26/04/2008.
- [11] L.M.MGHEZZI « Identification paramétrique linéaire de la machine asynchrone triphasée » thèse de magister en électrotechnique : ENP le 19/02/2002.
- [12] M. Pietrzak-david, Bernard de Fornel, « Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle », SEE Journée d'études Lille., pp. 1–19, Lille, Décembre 1992
- [13] S. Rezgui « Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink Et Temps Réel ». Mémoire De Magister, Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [14] Lotfi 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 Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [15] M. O. Mahmoudi « Comparaison entre les régulateurs IP et IP pour la commande vectorielle direct de la machine asynchrone »

Annexe A

Régulateurs des courants (PI)

Les régulateurs des courants sont tous calculés avec MATLAB et donnés dans le Tableaux suivant :

Régulateur de courant I_{ds}/I_{qs}	
K_{pi}	50000
K_{ii}	5

Tableau A.1. Paramètres des régulateurs de courants

Régulateur de vitesse (IP)

L'expression de la vitesse est donné par :

$$\Omega = \frac{K_e K_{p\Omega} K_{i\Omega}}{Js^2 + (K_e K_{p\Omega} + F)s + K_e K_{p\Omega} K_{i\Omega}} \Omega_{ref} - \frac{s}{Js^2 + (K_e K_{p\Omega} + F)s + K_e K_{p\Omega} K_{i\Omega}} \Gamma_r$$

Mettant le système sous la forme canonique :

$$\frac{1}{\frac{s^2}{w_n^2} + \frac{2\xi\Omega}{w_n}s + 1}$$

On aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{J}{K_e} (2\xi w_n - \frac{F}{J}) \\ K_{i\Omega} = \frac{J}{K_e} \frac{w_n^2}{K_{p\Omega}} \end{cases} \quad \text{Avec } K_e = \frac{2PL_m \Phi_{ref}}{L_r + L_m}$$

Pour mettre en évidence la rapidité des boucles internes des composantes du courant par rapport aux boucles externes du flux et de vitesse, ainsi la machine a le temps de se magnétiser et d'atteindre donc la référence du flux, on pose les paramètres du régulateur comme suis :

Régulateur de vitesse	
$K_{p\Omega}$	0.45
$K_{i\Omega}$	6

Tableau A.2. Paramètres du régulateur de vitesse IP

Annexe B

Quantité	Symbol(unité)	Valeur
La Puissance nominale	P_n (kW)	3
La vitesse nominale	N_n (tr/min)	955
Le courant nominal	I_n (A)	7
Le couple nominal	Γ_n (N.m)	30
Le rendement	%	80
Le facteur de puissance	$\cos(\Phi)$	0.75
Le courant de démarrage	I_d (A)	4. I_n
Le couple de démarrage	Γ_d (N.m)	100
Le moment d'inertie	J (kg.m ²)	0.02

Tableau B.1. Les caractéristiques électromécaniques de la MASDE

Paramètre	Valeur
$R_{s1} = R_{s2}$ (Ω)	3.8
$L_{s1}=L_{s2}$ (mH)	19.321
M (mH)	300
L_r (mH)	12
R_r (Ω)	3.7
P	3
F	0.001

Tableau B.2. Les paramètres électriques et mécaniques de la MASDE