

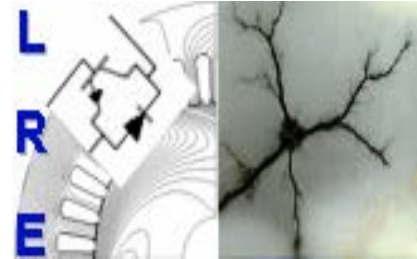
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de
Master en Electrotechnique

Intitulé

**Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile par
deux onduleurs à trois niveaux**

Présenté par
Ismail GUEZEI

Sous la direction de **Pr.M.O.MAHMOUDI** et **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

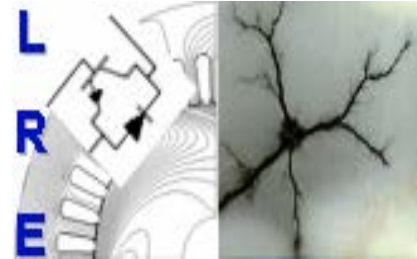
ENP 2017

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



Département d'ELECTROTECHNIQUE
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de
Master en Electrotechnique

Intitulé

Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile par deux onduleurs à trois niveaux

Présenté par
Ismail GUEZEI

Sous la direction de **Pr.M.O.MAHMOUDI** et **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 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 المحولين ثلاثي المستوى للتحكم في سرعة المحرك بواسطة التحكم الشعاعي غير المباشر, باستعمال منظمات PI للتيار و منظم IP للسرعة.

كلمات مفتاحية: محرك غير متزامن مزدوج الساكن, محول ثلاثي المستوى, التحكم الشعاعي

Abstract

The work presented in this report focuses on vector control of a double star asynchronous machine powered by two three level inverters controlled by the PWM control strategy. We started by modeled 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 DSIM.

Key words: Dual star asynchronous machine, three level inverter, 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 à trois 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 à trois niveaux de structure NPC, 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 également ce travail :

*A mes très chers **Parents** :*

Pour tout l'amour dont vous m'avez entouré, pour tout ce que vous avez fait pour moi. Que dieu, le tout puissant, vous préserve et vous procure santé et longue vie afin que je puisse à mon tour vous combler.

A tout membre de ma grande famille;

Ma grande mère

Mes frères;

Mes sœurs;

Mes très chères neveux et nièces;

Sans oublier mes chères amies (Abdelfattah, Laid, Abbas, Messaoud...)

*A tous les amis (es) d'études ceux d'électrotechnique promotion 2017
(Nadhir, Fouad, Salah, Mohammed, Imad)*

Tables des matières

Liste des figures

Notation

Introduction générale 9

Chapitre 1 : Alimentation de la machine asynchrone double étoile

1.1. Introduction..... 12

1.2. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux 12

1.2.1. Structure générale de l'onduleur à trois niveaux12

1.2.2. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux de type NPC14

1.2.3. Commande complémentaire14

1.2.4. Fonctions de connexion15

1.2.5. Modélisation des valeurs instantanées15

1.3. Modulation sinusoïdale à deux porteuses 17

1.4. Alimentation de la machine asynchrone double étoile 18

1.5. Comparaison avec l'onduleur à deux niveaux 19

1.6. Interprétation 20

1.7. Conclusion 20

Chapitre 2 : Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile

2.1. Introduction..... 22

2.2. Principe de la commande vectorielle..... 22

2.3. Choix du référentiel 23

2.4.. Commande vectorielle de la MASDE par orientation du flux rotorique 24

2.5. Méthodes de la Commande Vectorielle 25

2.5.1. Méthode directe (DFOC Direct Field Oriented Control)25

2.5.2. Méthode indirect (IFOC Indirect Field Oriented Control)25

2.5.3. Découplage par compensation29

2.5.4. Calcul des régulateurs30

2.6. Simulation et interprétation des résultats 31

2.7 Conclusion 34

Conclusion générale..... 35

Bibliographie 36

Annexe A.....37

Annexe B.....38

Liste des figures

<i>Figure 1.1. Structure Générale de l'onduleur à trois niveaux.....</i>	<i>13</i>
<i>Figure 1.2. MLI triangulo_sinusoidal à deux porteuses et tension à la sortie de l'onduleur à trois niveaux</i>	<i>17</i>
<i>Figure 1.3. Performances de la machine asynchrone double étoile alimentée par un onduleur à trois niveaux</i>	<i>18</i>
<i>Figure 1.4. La tension d'alimentation d'un onduleur à trois niveaux et ceci à deux niveaux.....</i>	<i>19</i>
<i>Figure 1.5. Les ondulations du courant et du couple électromagnétique de la MASDE alimenté par un onduleur à trois niveaux et ceci à deux niveaux.....</i>	<i>20</i>
<i>Figure 2.1 Analogie de la commande de la MASDE avec celle de la MCC.....</i>	<i>23</i>
<i>Figure 2.2 Orientation du flux rotorique</i>	<i>24</i>
<i>Figure 2.3 Schéma synoptique de la commande à flux orienté (FOC).....</i>	<i>26</i>
<i>Figure 2.4 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE</i>	<i>29</i>
<i>Figure 2.5 Représentation schématique du bloc de découplage IFOC avec compensation.....</i>	<i>30</i>
<i>Figure 2.6 La commande vectorielle de la MASDE.....</i>	<i>31</i>
<i>Figure 2.7 Performances de l'application de la commande vectorielle indirecte à la chine synchrone double étoile.....</i>	<i>33</i>

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
ω_s	Vitesse angulaire électrique statorique	rd/s
ω_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

DC Source continue

E La tension continue

MLI Modulation de Largeur d'Impulsions

MCC Machine à Courant Continu

F.O.C Field Oriented Control

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 de 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.

De ce fait, on commence aujourd'hui à noter un intérêt grandissant des communautés scientifiques et industrielles à propos de l'augmentation du nombre de phases des machines électriques. Ce phénomène est essentiellement observé pour trois types d'applications spécifiques : la propulsion électrique dans la Marine, l'Aéronautique, et plus récemment l'automobile, avec les nouvelles technologies de véhicule électriques et hybrides. On peut en effet assez facilement justifier pour ces types d'applications, qui réclament des performances de plus en plus élevées, sous le poids de contraintes très fortes, que le nombre de phases devienne un véritable paramètre de conception. Les bénéfices que peut apporter une structure polyphasée par rapport à une structure triphasée équivalente sont variés. [2]

Malgré ces avantages, 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.

Grâce aux progrès récents dans la technologie des composants de puissance à semi-conducteur, les onduleurs multiniveaux constituent désormais la configuration standard dans la commande des moteurs à courant alternatif de moyennes et de fortes puissances. L'adoption de ce type d'onduleurs dans les installations industrielles a été motivée par des avantages dont l'amélioration du facteur de puissance et la réduction des ondulations du courant et du couple. L'utilisation des onduleurs multiniveaux permet de générer des tensions très proches de la sinusoïde. Les onduleurs à deux et à trois niveaux sont bien adoptés surtout pour les moteurs à moyenne puissance. 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).

Ce mémoire est scindé en deux chapitres et une conclusion.

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de l'onduleur à trois niveaux structure NPC, aussi la comparaison entre les caractéristiques de la MASDE alimentée par un onduleur à deux niveaux et à trois niveaux.

Dans le second chapitre, en vue de découpler la commande de la MASDE, une commande vectorielle indirecte avec orientation du flux rotorique sera présentée en utilisant des régulateurs de courants de type PI et un régulateur PI pour la régulation de la vitesse.

Et on finisse par une conclusion générale.

Chapitre 1 :
Alimentation de la machine asynchrone
double étoile

1.1. Introduction

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsions. [3]

Grâce aux progrès récents dans la technologie des composants de puissance à semi-conducteur, les onduleurs multiniveaux constituent désormais la configuration standard dans la commande des moteurs à courant alternatif de moyennes et de fortes puissances. L'adoption de ce type d'onduleurs dans les installations industrielles a été motivée par des avantages dont l'amélioration du facteur de puissance et la réduction des ondulations. L'utilisation des onduleurs multiniveaux permet de générer des tensions très proches de la sinusoïde. Les onduleurs à deux et à trois niveaux sont bien adoptés surtout pour les moteurs à moyenne puissance.

Dans les applications de fortes puissances, la structure des onduleurs à trois niveaux est plus adaptée, par rapport à la structure classique, du fait que les tensions et courants de sortie présentent un taux d'harmoniques nettement inférieur. La tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux et la fréquence de hachage est plus basse. [4]

Dans cette mémoire, nous présentons, dans la première partie, la structure ainsi que la modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC (Neutral Point clamping).

Ensuite, dans la deuxième partie, nous présenterons l'application de la commande vectorielle indirecte de la MASDE via l'onduleur à trois niveaux.

1.2. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux

1.2.1. Structure générale de l'onduleur à trois niveaux

L'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC est une nouvelle structure de conversion d'énergie utilisée pour alimenter, des moteurs à courants alternatives de forte puissance, en tension variable en amplitude et en fréquence.

La structure NPC de l'onduleur à trois niveaux se compose de trois bras symétriques constitués chacun de quatre interrupteurs en série, plus deux diodes permettant l'obtention du zéro de la tension V_{km} . Chaque interrupteur est composé d'un interrupteur bi-commandables et une diode montée en tête bêche. Cette structure d'onduleur multiniveaux est appelée Onduleur de tension à diode de bouclage, elle a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur. [4]

L'onduleur NPC à trois est illustré dans la figure 1.1. Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice E . A l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage C_1 et C_2 de même capacité, on obtient deux sources

secondaires de tension continue délivrant chacune une tension de valeur $E/2$, étant connectés entre eux en un point neutre noté o . Ces capacités sont identiques de manière à éviter le déséquilibre de charge ($C_1 = C_2$ c'est-à-dire $U_{c1} = U_{c2}$).

Le point o est connecté avec les deux diodes médianes.

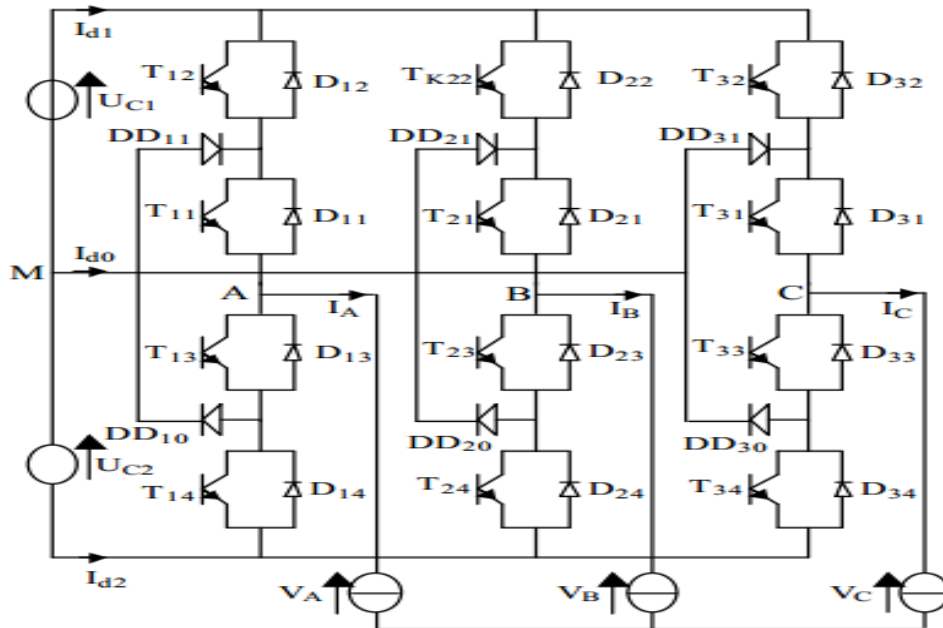


Figure 1.1. Structure Générale de l'onduleur à trois niveaux

Pour la génération de trois niveaux de tension, la topologie NPC présente plusieurs avantages par rapport à la topologie d'onduleur à deux niveaux.

- les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source continue.
- La forme d'onde de trois niveaux résulte dans une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux.
- l'onduleur NPC à trois niveaux fonctionne avec un facteur de puissance élevé.

Par contre, cette topologie présente plusieurs difficultés techniques dans les cas de grande puissance tel que :

- Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capable de supporter le courant de la pleine charge.
- Différents calibres pour les appareils de commutation sont nécessaires en raison de leur conduction cyclique. [5]

1.2.2. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

Les méthodes de modulation utilisée dans les onduleurs multiniveaux peuvent être classées en fonction de la fréquence de commutation. La méthode la plus populaire dans les applications industrielles est celle à MLI à porteuse triangulaire.

Dans notre mémoire on a utilisé la Commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI) triangulo_sinusoidal à deux porteuse qui consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans le temps.

L'évolution temporelle du rapport cyclique de chaque interrupteur est alors déterminée par un signal modulant que l'on choisit en général sinusoïdal. Les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant. Chaque interrupteur commute à une fréquence imposée par celle de la porteuse.

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de :

- La commande externe B_{ks} (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur Bidirectionnel T_{ks}).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras.

Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes des sources continues et par conséquent le risque de distorsion des condensateurs et des composants semi-conducteurs par surintensité et qui peut engendrer la distinction par surtension des interrupteurs lors d'ouvertures simultanée de ces dernier, on adopte la solution classique suivante : On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur. [6]

1.2.3. Commande complémentaire

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable à trois niveaux, on adopte la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (1.1)$$

Cette commande permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possible pour un bras ($U_{c1}, 0, -U_{c2}$) avec $U_{c1} = U_{c2} = E/2$.

C'est cette commande qui va être adopté pour la modélisation de l'onduleur à trois niveaux.

1.2.4. Fonctions de connexion

La fonction de connexion F_{ks} traduit l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur.

Chaque interrupteur K_{ks} supposé idéal introduit une fonction de connexion F_{ks} tel que :

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } K_{ks} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si l'interrupteur } K_{ks} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

Ainsi les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (1.2)$$

Relation entre les fonctions des demi-bras

On définit la fonction de connexion du demi-bras qu'on notera F_{KM}^b avec K : numéro du bras, M= 1 pour le demi-bras du haut et M = 0 pour le demi-bras du bas.

Pour un bras K, les fonctions de connexions des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{k1}F_{k2} \\ F_{K0}^b = F_{k3}F_{k4} \end{cases} \quad (1.3)$$

1.2.5. Modélisation des valeurs instantanées

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé avec une charge triphasé équilibrée.

- Tension simple aux bornes de chaque phase de la charge : V_a, V_b, V_c

- Tension entre le point milieu « i » de chaque bras de l'onduleur et le point neutre « o » de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{ao}, V_{bo}, V_{co}

- Charge triphasée équilibrée couplée en étoile.

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu M, s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = F_{11}F_{12}U_{c1} - F_{13}F_{14}U_{c2} \\ V_{bo} = F_{21}F_{22}U_{c1} - F_{23}F_{24}U_{c2} \\ V_{co} = F_{31}F_{32}U_{c1} - F_{33}F_{34}U_{c2} \end{cases} \quad (1.4)$$

Puisque $U_{c1} = U_{c2} = E/2$ on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{ao} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14}) \frac{E}{2} \\ V_{bo} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24}) \frac{E}{2} \\ V_{co} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34}) \frac{E}{2} \end{cases} \quad (1.5)$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, les fonctions de connexions des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}F_{14} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23}F_{24} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33}F_{34} \end{cases} \quad (1.6)$$

En traduisant ces fonctions de connexions des demis bras dans le système (1.5) on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{ao} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \frac{E}{2} \\ V_{bo} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \frac{E}{2} \\ V_{co} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \frac{E}{2} \end{cases} \quad (1.7)$$

Tensions de sorties

Le système d'équation (1.7) nous permet d'avoir les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux qui s'expriment en fonction des deux tensions d'entrées U_{c1} et U_{c2}

On peut considérer l'onduleur à trois niveaux comme étant l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux et chaque bras de l'un de ces onduleurs sera un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

Dans ces conditions, nous pourrions définir le modèle liant les fonctions des demi-bras et les tensions aux bornes de la charge V_a, V_b, V_c

Tensions composées

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions demi-bras comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ac} = V_{ao} - V_{co} \end{cases} \quad (1.8)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ac} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \frac{E}{2} \quad (1.9)$$

Tensions simples

Les tensions simples de sorties de l'onduleur se déduisent en fonction des potentiels des neuds par rapport au point milieu par la relation suivante : $V_a + V_b + V_c = 0$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \frac{E}{2} \quad (1.10)$$

1.3. Modulation sinusoïdale à deux porteuses

Cette stratégie est basée, dans son principe, sur la modulation sinusoïdale naturelle. Pour un onduleur à trois niveaux, elle recommande l'utilisation de deux signaux triangulaires de même fréquence f_p et de même amplitude V_p . Ces signaux triangulaires sont comparés, pour chaque phase avec un signal de référence d'amplitude V_m et de fréquence f . C'est la modulation sinusoïdale à double triangle (figure 1.2).

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation « m » défini comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence ($m = \frac{f_p}{f}$)
- Le taux de modulation ou coefficient de réglage de tension $r = \frac{V_m}{V_p}$

La figure 1.2 représente le principe de la modulation sinusoïdale à double triangle. Deux porteuses sont utilisées, avec trois signaux de référence, pour générer la commande de chaque phase.

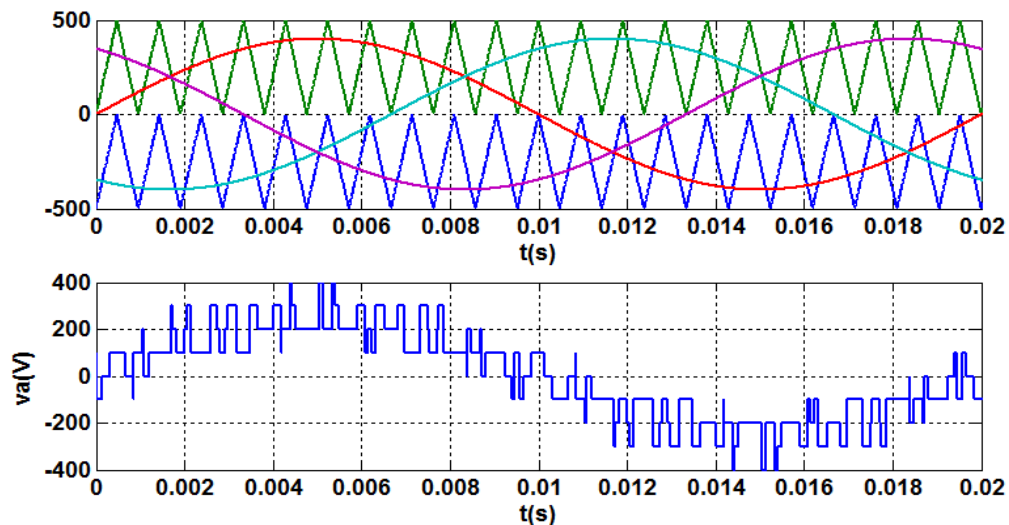


Figure 1.2. MLI triangulo_sinusoïdal à deux porteuses et tension à la sortie de l'onduleur à trois niveaux

1.4. Alimentation de la machine asynchrone double étoile

On alimente la machine asynchrone double étoile par l'onduleur à trois niveaux et on compare les résultats obtenus avec celles d'un onduleur à deux niveaux.

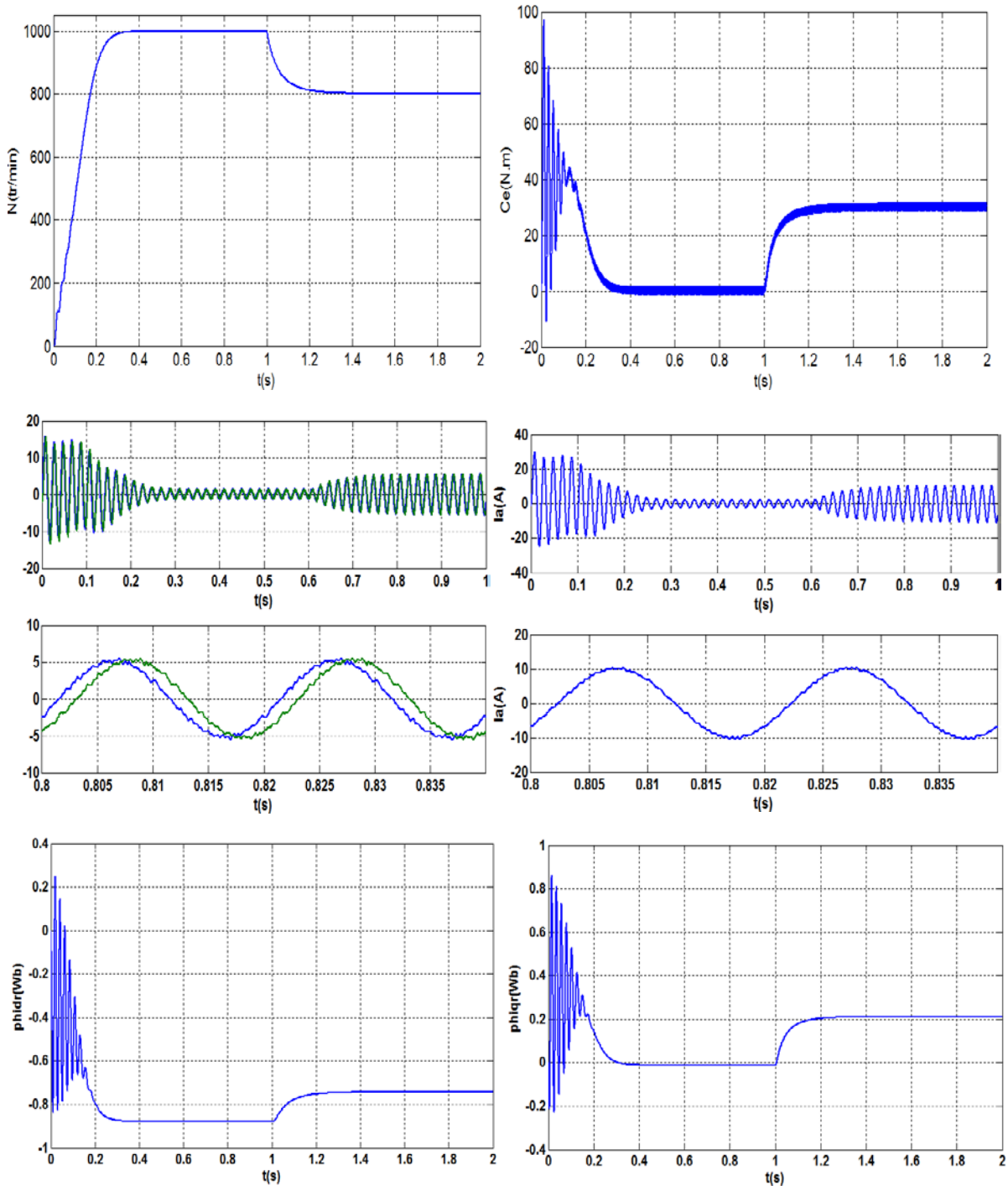


Figure 1.3. Performances de la machine asynchrone double étoile alimentée par un onduleur à trois niveaux

Interprétations des résultats

Nous procédons à la simulation du démarrage de la machine MASDE alimentée par un système de tensions sinusoïdales à fréquence variable (deux onduleurs commandés avec la stratégie MLI à trois niveaux).

Lors de démarrage la vitesse de rotation atteint 999 tr/min après un temps de $t=0.35s$ et se stabilise autour de cette valeur. Le courant absorbé par la machine atteint une valeur de crête de 28A correspond au courant de démarrage qui est autour de $4.I_n$ puis il se stabilise à la valeur 3A ($42\%I_n$).

Le couple électromagnétique varie d'abord d'une façon brusque au démarrage de la machine dépassant les 95Nm ceci pour vaincre l'inertie de la machine, ensuite se stabilise en régime permanent établi après 0.35s autour de zéro vue qu'il n'y a pas de charge seuls les frottements propres de la machine (très faibles).

A l'instant $t=1s$ on applique un couple de charge $C_r = 30 N.m$, le couple électromagnétique de la machine compense cette valeur. La vitesse diminue à 800 tr/min sans revenir à la vitesse initiale. Le courant total consommé par la machine a une allure sinusoïdale et augmente à une valeur efficace égale au courant nominal (7A) de la machine.

1.5. Comparaison avec l'onduleur à deux niveaux

La comparaison entre les deux stratégies de commande (l'onduleur à trois niveaux et ceci à deux niveaux) se montre à travers les figures de la tension, couple et courant.

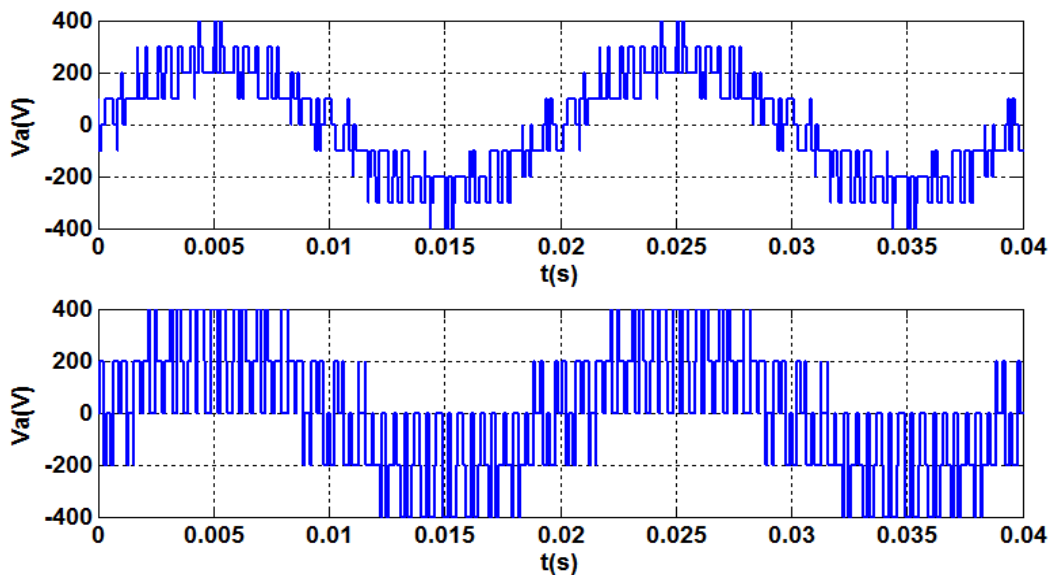


Figure 1.4. La tension d'alimentation d'un onduleur à trois niveaux et ceci à deux niveaux

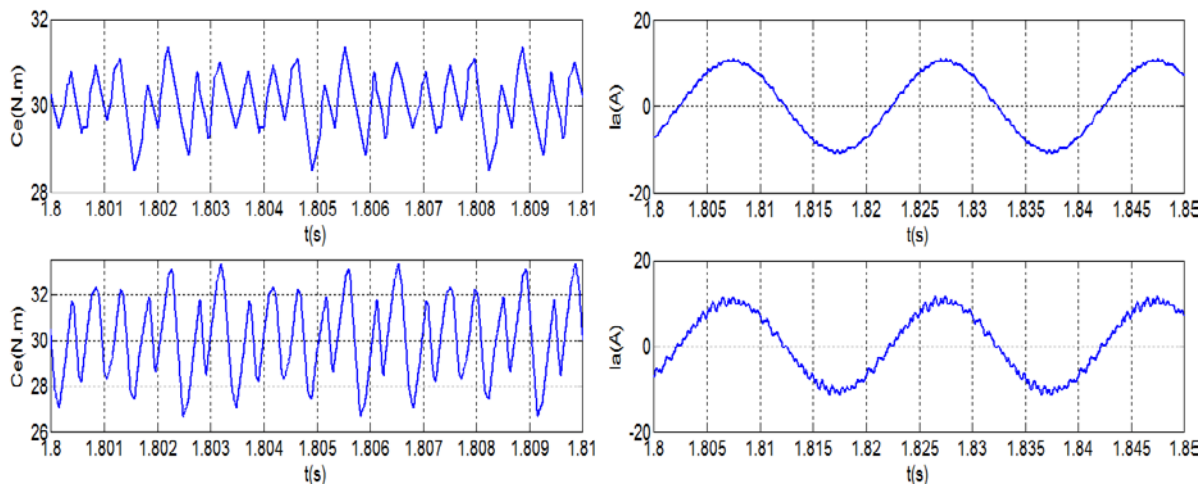


Figure 1.5. Les ondulations du courant et du couple électromagnétique de la MASDE alimenté par un onduleur à trois niveaux et ceci à deux niveaux

1.6. Interprétation

Toutes les simulations ont été faites en appliquant un couple résistif de 30 N.m.

On remarque que le couple oscille autour de 30 N.m pour les deux types d'alimentation. Seulement le couple électromagnétique de la MASDE alimentée par l'onduleur à trois niveaux est moins oscillant avec un taux d'ondulation de 4% par contre celui de deux niveaux a un taux d'ondulation de 10%.

Aussi pour le courant de l'onduleur à trois niveaux est plus proche d'une sinusoïde et contient moins d'ondulations, par contre l'onduleur à deux niveaux génère des ondulations au niveau du courant.

1.7. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la modélisation et la commande d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC. La modélisation de l'onduleur a permis de montrer que ce dernier est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux. Cette caractéristique nous a permis d'extrapoler les modèles déjà élaborés pour ces derniers.

L'alimentation de la MASDE par l'onduleur à trois niveaux a donné de bons résultats en termes de minimisation des ondulations du couple et du courant et ouvre un champ intéressant quant à l'utilisation de ce type d'onduleur dans les domaines de fortes puissances tels que la traction électrique.

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 des machines asynchrones 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. [7,11]

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blaschke 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 allons appliquer la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sur la MASDE. 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, et nous irons enfin présenter les caractéristiques de l'application de la commande vectorielle indirecte sur la MASDE alimentée par deux onduleurs de tensions à trois niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale.

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. [8,13]

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). Cette orientation permet de

transformer l'expression du couple électromagnétique de la MASDE à une forme similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée.

Le but de ce découplage est d'assimiler le comportement de la MASDE à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée

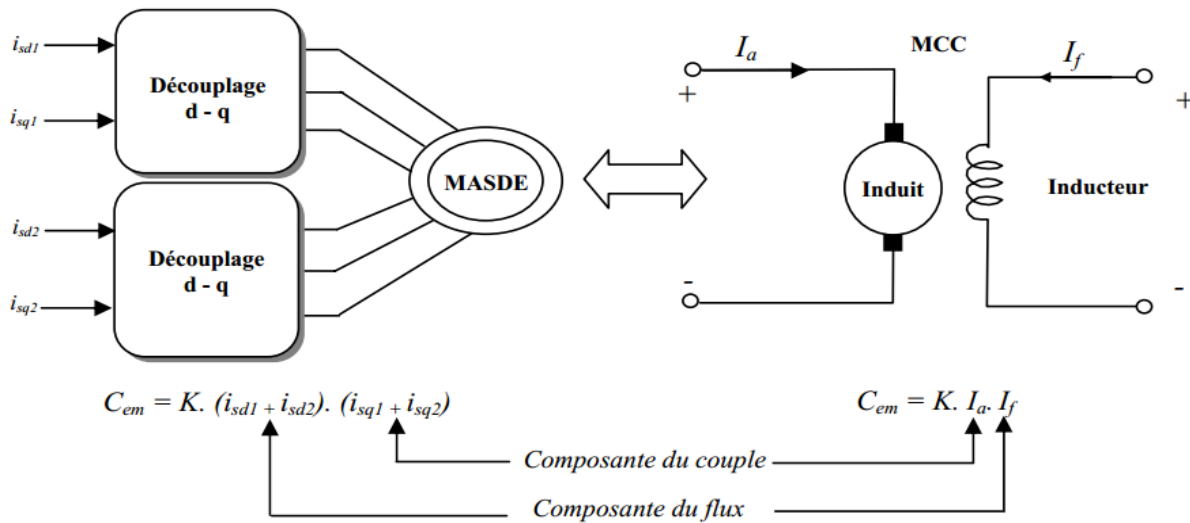


Figure 2.1 Analogie de la commande de la MASDE avec celle de la MCC

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 :

$$C_{em} = K\Phi I_a = K'I_f I_a \quad (2.1)$$

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. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régimes permanent, il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

2.4.. 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 2.2. La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car donnent des meilleurs résultats par rapport aux autres méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer.

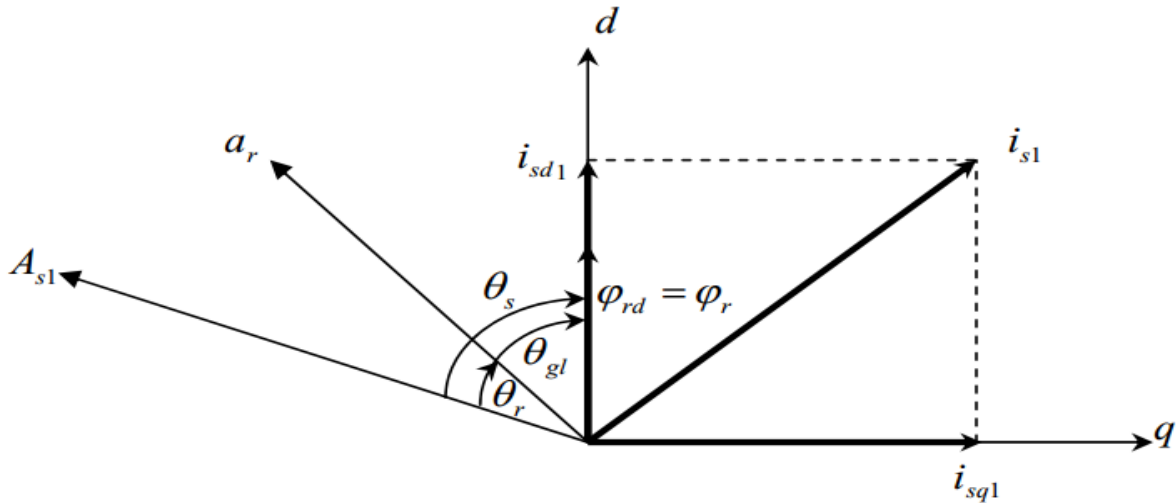


Figure 2.2 Orientation du flux rotorique

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:

$$C_{em} = \frac{p L_m}{L_m + L_r} ((i_{qs1} + i_{qs2}) \Phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \Phi_{qr}) \tag{2.2}$$

Avec $\Phi_{qr} = 0$ et $\Phi_{dr} = \Phi_r$

L'expression (2.5) devient : $C_{em} = \frac{p L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \Phi_{dr}$ (2.3)

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

L'expression de couple électromagnétique (2.3) devient $C_{em} = K * \Phi_r * i_{qs}$ (2.4)

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 premier chapitre on a :

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} = R_r i_{dr} + S \phi_r \quad (*)$$

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

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 (*) :

$$\varphi_r = \frac{L_m}{1+K''_S} i_{ds} \quad (2.5)$$

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

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. [8,14]

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.

2.5. Méthodes de la Commande Vectorielle

2.5.1. 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.

2.5.2. 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) (Field oriented control) 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.2.3 représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté sans réglage de vitesse.

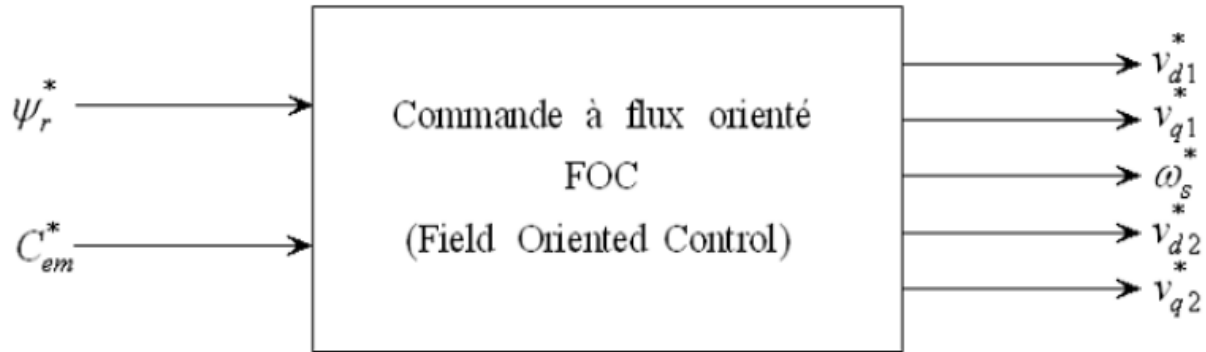


Figure 2.3 Schéma synoptique de la commande à flux orienté (FOC)

En partant du modèle de la MASDE

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_{gl}\varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_{gl}\varphi_{dr} \end{cases} \quad (2.6)$$

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

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_r}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_{gl}\varphi_r \end{cases} \quad (2.7)$$

Avec

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) = 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

Par conséquent

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r + L_m} [\varphi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (2.9)$$

En remplaçant (2.9) dans (2.8), on trouve:

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m \left[i_{ds1} + i_{ds2} + \frac{1}{L_r + L_m} (\varphi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})) \right] \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m \left[i_{qs1} + i_{qs2} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \right] \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m \left[i_{ds1} + i_{ds2} + \frac{1}{L_r + L_m} (\varphi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})) \right] \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m \left[i_{qs1} + i_{qs2} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \right] \end{cases} \quad (2.10)$$

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

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = (L_{s1} + L_m(1 - \alpha))i_{ds1} + L_m(1 - \alpha)i_{ds2} + \alpha\varphi_r^* \\ \varphi_{qs1} = (L_{s1} + L_m(1 - \alpha))i_{qs1} + L_m(1 - \alpha)i_{qs2} \\ \varphi_{ds2} = (L_{s2} + L_m(1 - \alpha))i_{ds2} + L_m(1 - \alpha)i_{ds1} + \alpha\varphi_r^* \\ \varphi_{qs2} = (L_{s2} + L_m(1 - \alpha))i_{qs2} + L_m(1 - \alpha)i_{qs1} \end{cases} \quad (2.11)$$

Si $\varphi_r^* = \text{constant} = (\varphi_n)$, De (2.7) on a :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_r^*}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_{gl} \varphi_r^* \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_{dr} = 0 \\ i_{qr} = (\omega_{gl} \varphi_r^*) / R_r \end{cases} \quad (2.12)$$

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

$$\begin{cases} \varphi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \\ i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (2.13)$$

De (2.12) et (2.13)

$$i_{qr} = (\omega_{gl} \varphi_r^*) / R_r = -\frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (2.14)$$

De (5.11) on peut déduire aussi

$$\begin{cases} i_{ds2} = \frac{\varphi_r^*}{L_m} - i_{ds1} \\ i_{qs2} = -\frac{\omega_{gl}\varphi_r^*}{R_r} \frac{L_r+L_m}{L_m} - i_{qs1} \end{cases} \quad (2.15)$$

On remplace les équations (2.15) dans le système (2.7) et après simplification on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}Si_{ds1} - w_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r w_{gl}^*\varphi_r^*) \\ V_{qs1}^* = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}Si_{qs1} + w_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ V_{ds2}^* = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}Si_{ds2} - w_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r w_{gl}^*\varphi_r^*) \\ V_{qs2}^* = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}Si_{qs2} + w_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (2.16)$$

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

De (5.17):

$$w_{gl}^* = -\frac{L_m R_r}{L_r+L_m} \frac{1}{\varphi_r^*} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (2.17)$$

L'expression de couple nous donne :

$$C_{em}^* = \frac{p L_m}{L_m+L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_r^* \quad \Rightarrow \quad i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{L_m+L_r}{p L_m} \frac{C_{em}^*}{\varphi_r^*} \quad (2.18)$$

De plus de (2.13) on a :

$$\varphi_r^* = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad \Rightarrow \quad i_{ds1} + i_{ds2} = \frac{\varphi_r^*}{L_m} \quad (2.19)$$

Le système 2.4 et 2.5 montrent qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique et sur le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes i_{ds} et i_{qs} avec :

$$\begin{cases} i_{ds} = i_{ds1} + i_{ds2} \\ i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2} \end{cases} \quad (2.20)$$

$$\begin{cases} i_{qs1} = i_{qs2} = \frac{L_m+L_r}{2p L_m} \frac{C_{em}^*}{\varphi_r^*} \\ i_{ds1} = i_{ds2} = \frac{\varphi_r^*}{2L_m} \\ w_s^* = w_{gl}^* + \omega_r = \omega_r - \frac{2L_m R_r}{L_r+L_m} \frac{1}{\varphi_r^*} i_{qs1} \end{cases}$$

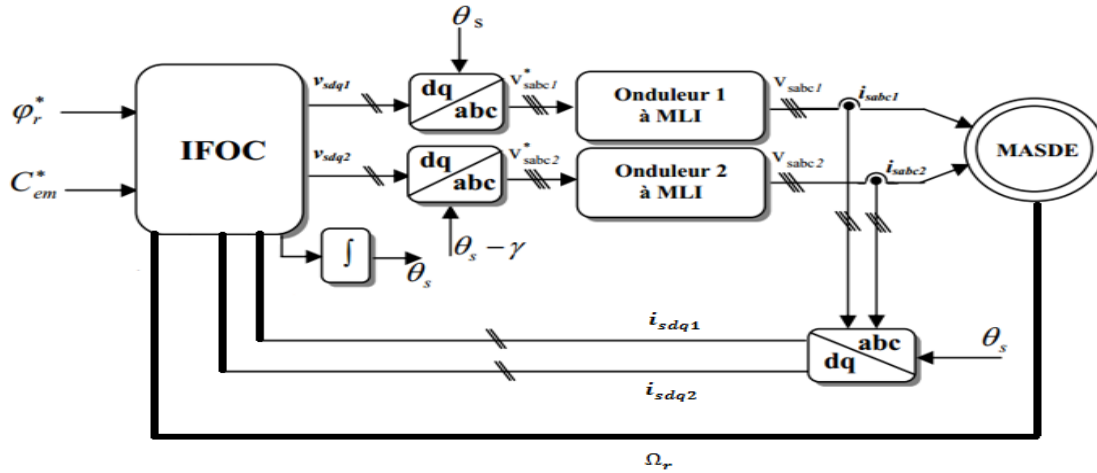


Figure 2.4 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE

D’après le système d’équation (2.16) 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 indépendant. 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. [9,15]

2.5.3. 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_{ds11} , V_{qs11} , V_{ds21} et V_{qs21} qui n’affectent que sur i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds2} et i_{qs2} respectivement avec :

$$\begin{cases} V_{ds11} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}Si_{ds1} \\ V_{qs11} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}Si_{qs1} \\ V_{ds21} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}Si_{ds2} \\ V_{qs21} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}Si_{qs2} \end{cases} \quad (2.23)$$

V_{ds11} , V_{qs11} , V_{ds21} et V_{qs21} les tensions découplées.

L'expression (2.16) devient :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = V_{ds1l} + V_{ds1c} \\ V_{qs1}^* = V_{qs1l} + V_{qs1c} \\ V_{ds2}^* = V_{ds2l} + V_{ds2c} \\ V_{qs2}^* = V_{qs2l} + V_{qs2c} \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} V_{ds1c} = -w_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r w_{g1}^* \phi_r^*) \\ V_{qs1c} = w_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*) \\ V_{ds2c} = -w_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r w_{g1}^* \phi_r^*) \\ V_{qs2c} = w_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*) \end{cases}$$

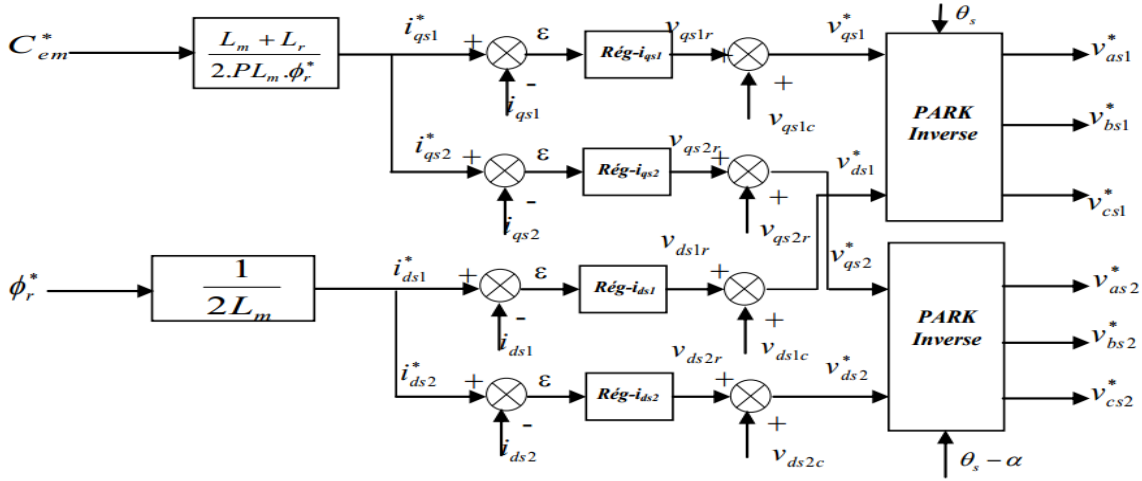


Figure 2.5 Représentation schématique du bloc de découplage IFOC avec compensation

2.5.4. 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.

2.5.5 Le bloc de défluxage

Plusieurs applications exigent un fonctionnement à vitesse supérieure à celle 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 (5.24) lorsque la vitesse de rotation dépasse Ω_{rn} .

$$\phi_{rn}^* = \begin{cases} \phi_{rn} & |\Omega_r| \leq \Omega_{rn} \\ \frac{\Omega_{rn}}{\Omega_r} * \phi_r & |\Omega_r| > \Omega_{rn} \end{cases} \quad (5.24)$$

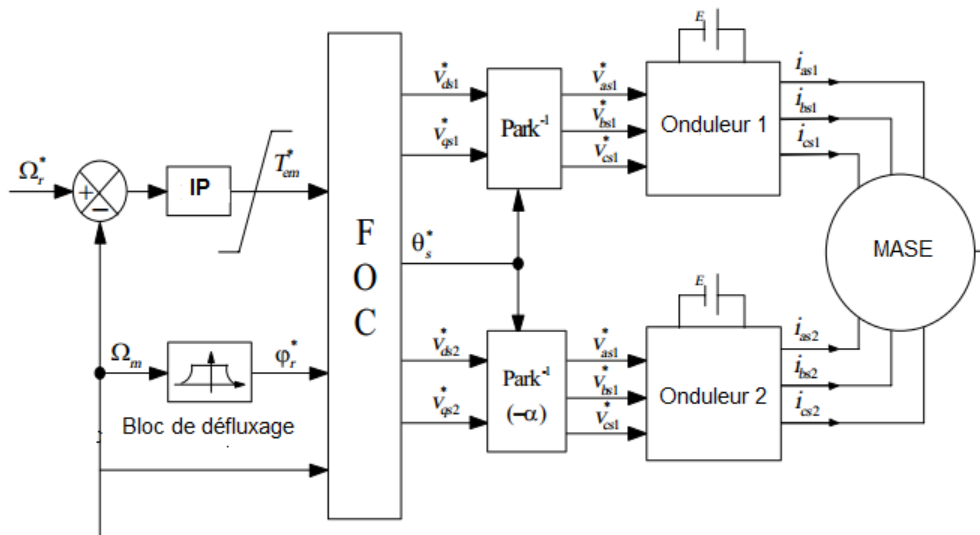


Figure 2.6 La commande vectorielle de la MASDE

2.6. 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.

Le processus de la simulation :

- [0-0.5s] : Un démarrage à vide de la MASDE avec une vitesse de référence positive de 1000tr/min.
- [0.5s-1s] : à l'instant $t=0.5s$ on applique un couple de charge positif de 30 N.m (fonctionnement moteur).
- [1s-1.5s] : à l'instant $t=1s$ 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.
- [1.5s-2s] : à l'instant $t=1.5s$ 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} et le courant total absorbé par la machine.
- ✓ Le flux rotorique direct et en quadrature.

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, les courants statoriques des deux étoiles augmente à une valeur égale au courant nominale de la machine et ont des allures sinusoïdales.

Une réponse 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) démarrage 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 prend la valeur de référence $\Phi_{ref} = 0.8 \text{ Wb}$. 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.

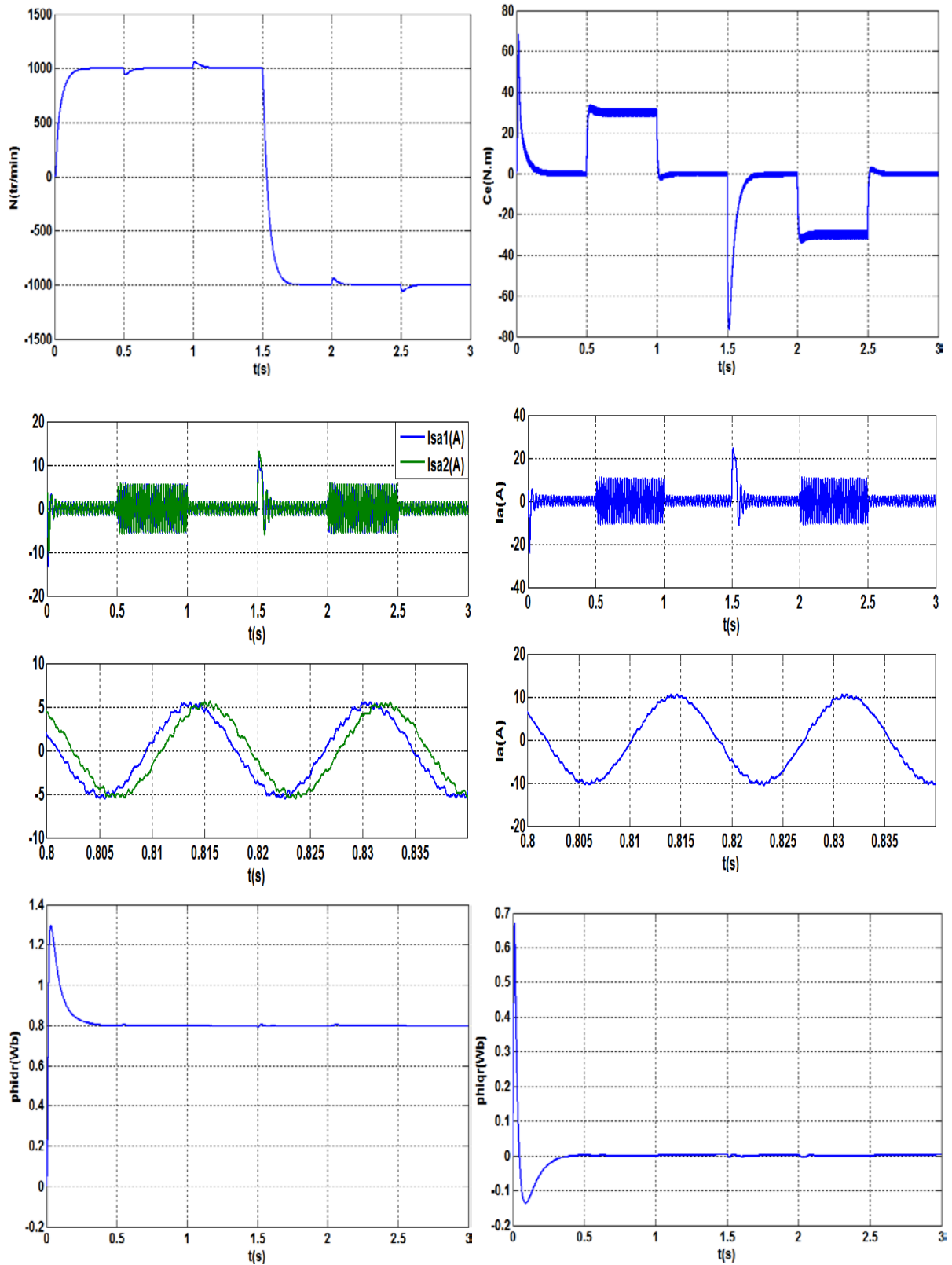


Figure 2.7 Caractéristiques de l'application de la commande vectorielle indirecte à la chine synchrone double étoile

2.7 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 le couple de la machine asynchrone double étoile à une machine à courant continu; le couple et le flux sont alors commandés séparément.

Conclusion générale

Dans le travail présenté, nous nous sommes intéressé à la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone double étoile alimentée via deux onduleurs de tension à trois niveaux de structure NPC commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuse.

Le premier chapitre présente la modélisation de l'onduleur à trois niveaux de structure NPC, aussi les avantages et les inconvénients de ces onduleurs par rapport à l'onduleur à deux niveaux. L'alimentation de la MASDE avec cet onduleur a réduit considérablement les ondulations du couple et des courants.

Dans le second chapitre, on a 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, le couple devient 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] Marlin.T.E «Process control designing processes and control systems for dynamic performance » Mc Graw-Hill, 1995
- [3] E.M. Berkouk, « Contribution à la Conduite des Machines Asynchrones Monophasées et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects. Application aux Gradateurs et Onduleurs Multiniveaux », Thèse de Doctorat, C.N.A.M, Paris 1995
- [4] G. Segulier and F. Labrique, « Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance », Tome 4: La Conversion Continu-Alternatif', Edition Lavoisier, Technologie & Documentation, 1989
- [5] T. Cunyngham, « Cascade multilevel inverters for large hybride-Electric vehicle applications with varaint DC sources », Thèse de Master, Université de Tennessee, 2011
- [6] Takafumi Maruyama , Masayochi Kumano , Masahiro Ashiya, «A New Asynchronous PWM Method for a Three Level Inverter », IEEE , pp.366-371,1991
- [7] 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
- [8] Hocine Amimeur Mémoire Magister en Electrotechnique « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement » 28 /05 / 2008.
- [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 ». ENP Alger, 13 / 10 / 2010
- [10] G BUCHE « commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/Simulink » PFE Grenoble2001
- [11] J.P. Caron, J.P. Hautier « Modélisation et commande de la machine asynchrone »Editions Technique- Paris, 1995
- [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] M. B. Michael , John K. Pedersen, Frede Blaabjerg, « Field-oriented control of an induction motor using random pulsewidth modulation», IEEE Trans on Indus Appl., vol. 37, no. 6, pp. 1777–1785, November/December 2001
- [14] B. Robyns « Commandes numériques évoluées d'actionneurs à courant alternatif » Thèse de Doctorat, Université Catholique de Louvain, Déc 1993
- [15] Y. Y. Ho. Edward, C.S. Paresh, «Decoupling control of induction motor drives », IEEE Trans on Indu Elec., vol. 35, no. 2, pp.253-262, May 1998

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)	19.3
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