

**République Algérienne Démocratique et Populaire Ministère de
l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A.MIRA-BEJAIA
Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique**



**جامعة بجاية
Tasdawit n Bgayet
Université de Béjaïa**

Mémoire de Fin de Cycle

En vue de l'obtention du diplôme de master en électrotechnique

Option : Commande des systèmes électrique

Thème

**Contrôle direct du couple de la
machine asynchrone double étoile**

Présenter par :

BELKHERRAZ Hanane

CHENNA Amina

Dirigé par :
Mr OUARI Kamel

Promotion : 2016/2017

Remerciements

Après avoir rendu grâce à dieu, nous ne saurions au terme de ce travail nous empêcher d'adresser notre profonde gratitude à tous ceux qui ont eu la bonté et la patience de satisfaire notre curiosité et qui ont apporté leur contribution à l'aboutissement de ce présent travail.

Nous tenons à remercier particulièrement :

notre promoteur de mémoire « Mr k.OUARI »

Pour son bon encadrement, sa disponibilité, ses conseils fructueux qu'il n'a cessé de nous prodiguer et ses remarques pertinentes pour la pérennité de cet écrit.

Notre attention se porte aussi sur « Mr Azib »

qui n'a épargné ni temps ni efforts pour nous aider et répondre à nos questions.

Nous remercions par la même occasion, notre cher ami « Benmeziane Djamel » pour son soutien et son aide.

Nous tenons aussi à remercier profondément tous les enseignants du département de génie électrique qui nous ont donné de leurs savoir et nous ont soutenu tout au long de notre parcours universitaire.

Que les membres de jury trouvent aussi nos hautes considérations pour avoir accepté d'évaluer notre travail dont leurs jugements nous seraient certainement d'un grand profit.

Nous ne pourrions clore ces remerciements aux membres de nos familles respectivement pour l'inestimable soutien et encouragement qu'on toujours reçu de leurs parts.

Dédicace

A mes très chers parents qui m'ont donné un magnifique modèle de labeur et de persévérance. J'espère que vous retrouverez dans ce travail toute ma reconnaissance dont votre patience et sacrifices s'inscrivent à chaque page de ce document. Puisse dieu, vous procurez santé, bonheur et longue vie.

*A mes très chers frères **Nabil, Mohamed et Fayçal.***

*A mes chers sœurs **Nawel et Lynda.***

En témoignage de mon affection fraternelle, de ma profonde tendresse et reconnaissance, je vous souhaite une vie pleine de bonheur et de succès.

*A mes belles sœurs **Nabila, Assia, Samia et Ghania.***

*A mes beaux frères **Samir et Naim.***

A ma belle mère.

*A mes adorables neveux **Khaled, Amar et Idris.***

*A mes très charmantes nièces **Sérine, Nourhane et Tasnime.***

*A mon fiancé et mon futur mari **Ali** qui a partagé avec moi les moments d'inquiétude.*

Je te remercie énormément pour la compréhension et la patience dont tu as fait preuve durant la préparation de ce mémoire.

A mes grands-parents, que dieu procure paix à leurs âme.

A mes tantes et oncles.

*A toutes mes cousins et cousines, en particulier **Yanis et Feriel.***

*A mes amis en particulier **Hafsa.***

*A mon binôme **Amina**, pour sa patience et sa compréhension tout au long de ce projet et à toute sa famille.*

B.Hanane

Dédicace

A mes très chers parents qui m'ont donné un magnifique modèle de labeur et de persévérance. J'espère que vous retrouverez dans ce travail toute ma reconnaissance dont votre patience et sacrifices s'inscrivent à chaque page de ce document. Puisse dieu, vous procurez santé, bonheur et longue vie.

*A mes très chers frères **Rabah** et **Ghanou**.*

*A ma chers sœurs **Amel**.*

En témoignage de mon affection fraternelle, de ma profonde tendresse et reconnaissance, je vous souhaite une vie pleine de bonheur et de succès.

*A ma belles sœur **Yassmina**.*

*A mon beau frère **Yasine**.*

*A mes très charmantes nièces **Ines** et **Ania**.*

A mes grands-parents, Puisse dieu, vous procurez santé, bonheur et longue vie.

A mes tantes et oncles.

*A toutes mes cousins et cousines, en particulier **Houssam**, **Fairouz** et **Selina**.*

*A mes amis en particulier **Fawzi**.*

*A mon binôme **Hanane**, pour sa patience et sa compréhension tout au long de ce projet et à toute sa famille.*

C.Amina

Sommaire

Nomenclature

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale..... 01

Chapitre I : Généralités sur les machines asynchrones

Introduction.....	03
I.1 Historique.....	04
I.2 Les travaux réalisés sur la machine asynchrone double étoile.....	05
I.3 Structure de la machine multiphasée.....	07
I.4 Caractéristiques des machines multiphasées.....	08
I.4.1 Machines multiphasées de type 1.....	08
I.4.2 Machines multiphasées de type 2.....	08
I.5 Applications des machines multiphasées.....	11
I.6 Avantages des machines multiphasées.....	12
I.6.1 Segmentation de puissance.....	12
I.6.2 La fiabilité.....	12
I.6.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.....	12
I.6.4 Elimination d'harmoniques d'espaces.....	13
I.7 Inconvénients des machines multiphasées.....	13
I.8 Les stratégies de commande d'une machine asynchrone double étoile.....	13
I.8.1 La commande vectorielle.....	15
I.8.2 Commande par mode glissant à la machine asynchrone double étoile.....	18
I.8.3 Commande directe du couple (DTC)	18
Conclusion.....	20

Chapitre II : Modélisation et simulation de la machine asynchrone double étoile

Introduction.....	21
II.1 Modélisation de la Machine asynchrone double étoile.....	21
II.1.2 Description de la MASDE.....	21
II.1.3 Hypothèses simplificatrices.....	22
II.1.4 Modèle générale de la machine asynchrone double étoile.....	22
II.1.5 Equations des tensions.....	24
II.1.6 Equations des flux.....	24
II.1.7 Equation mécanique.....	26
II.1.8 couple électromagnétique.....	26
II.2 Transformation de base de Park.....	27
II.2.1 Application de transformation de Park à la MASDE.....	28
II.2.2 Equation des tensions.....	29
II.2.3 Equation de flux.....	30

II.2.4 Expression du couple électromagnétique.....	31
II.3 Modèle de la machine.....	33
II.4 Simulation Numérique.....	36
II.4.1 Interprétations des résultats.....	37
II.4.2 Description du système d'alimentation.....	37
II.4.3 Modélisation du redresseur triphasé.....	38
II.4.4 Stratégie de commande.....	40
II.4.5 Résultats de simulation.....	41
II.4.6 Interprétations des résultats.....	42
Conclusion.....	43

Chapitre III : la commande par DTC de la machine asynchrone double étoile

Introduction.....	44
III.1 Principe de la Commande Directe Du couple.....	44
III.2 Caractéristiques principale de la commande directe du couple.....	44
III.3 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé.....	45
III.4 Contrôle du flux statorique.....	46
III.5 Contrôle du couple.....	47
III.6 Sélection du vecteur tension.....	47
III.7 Estimation du flux.....	49
III.8 Estimation du couple électromagnétique.....	50
III.9 Correcteur de flux.....	50
III.10 Correcteur de couple.....	51
III.10.1 Correcteur du couple à deux niveaux.....	52
III.10.2 Le correcteur du couple à trois niveaux.....	52
III.12 Elaboration de la table de commande.....	53
III.13 Régulation de vitesse.....	54
III.14 Structure générale de la DTC appliquée à la MASDE.....	56
III.15 Résultats de simulation de la commande par DTC de la MASDE.....	57
III.15.1 Tests de robustesse	58
Conclusion	64
Conclusion générale.....	65

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1 : Transformation de la structure en série ou en parallèle (mécaniquement) à la structure double-étoile	7
Figure I.2 : Composants principaux d'un véhicule hybride électrique	11
Figure I.3: Système de conversion de l'énergie éolienne basé sur une machine asynchrone à double stator	11
Figure I.4 : Classification générale des méthodes de contrôle de la machine asynchrone	15
Figure I.5: Analogie avec la machine à courant continu à excitation séparée	16
Figure I.6 : commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la MASDE	17
Figure I.7 : Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE	17
Figure I.8 : Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant	18
Figure I.9 : Structure générale du contrôle direct du couple DTC	19

Chapitre II

Figure II.1 : Représentation des enroulements de la MASDE	21
Figure II.2: Passage du système abc au système dq0	27
Figure II.3 : Représentation des axes en transformation de Park	28
Figure II.4 : Résultats de simulation de la MASDE pour l'alimentation directe	36
Figure II.5 : structure générale de l'alimentation de la MASDE	38
Figure II.6 : Schéma de principe de l'onduleur triphasé	39
Figure II.7 : résultats de simulation de l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.	41

Chapitre III

Figure III.1. Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension à deux niveaux.	45
Figure III.2: Schéma de l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) .	47
Figure III.3 : Sélection du vecteur tension selon la zone	48
Figure III.4: Contrôle du flux à partir d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux	51
Figure III.5 : sélection des tensions V_i pour contrôler le flux statorique	51
Figure III.6 : Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux	53
Figure III.7 : schéma fonctionnel de régulation de vitesse	55
Figure III.8 : représente la structure générale du contrôle direct du couple de la MASDE	57
Figure III.9: Vitesse W_r (rad/s)	58

Liste des figures

Figure III.10 : Erreur de vitesse	58
Figure III.11 : Couple électromagnétique (N.m)	59
Figure III.12 : Erreur du Couple	59
Figure III.13 : Courants statoriques (A)	59
Figure III.14 : Flux alpha, beta (Web)	60
Figure III.15 : Cercle de flux	60
Figure III.16: vitesse ω_r (rad/s)	61
Figure III.17 : Erreur de vitesse.	61
Figure III.18 : Couple électromagnétique	62
Figure III.19 : Erreur du couple	62
Figure III.20 : Courant en fonction du temps	62
Figure III.21 : Flux en fonction du temps	63
Figure III.22 : Cercle de flux	63

Liste des tableaux

Tableau I.1 : machines dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois types 1	9
Tableau I.2 : machines dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair type 2	10
Tableau III.1 : Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tensions nuls)	54
Tableau III.2 : Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tensions non nuls)	54
Tableau III.3. Relation entre ω_n , $\tau_{r5\%}$ et ε	55

Liste des symboles

Abbréviations

- MASDE**: Machine Asynchrone Double Etoile.
- FOC**: Field Oriented Control.
- DFOC**: Direct Field Oriented Control.
- IFOC**: :Indirect Field Oriented Control
- DTC** : Direct Torque Control.
- PI** : Proportionnel – Intégrale.
- MAS** : Machine Asynchrone.
- DSP**: Processeur de Signal Numérique.
- F.E.M** : La Force Electromotrice.
- MLI** : Modulation par Largeur Impulsion.
- GTO**: Thyristor blocable par la gâchette (**Gate Turn-Off Thyristor**)

Nomenclature

- q_α : Nombre de phases statorique.
- S_1 : grandeurs relatives à la première étoile (stator 1).
- S_2 : grandeurs relatives à la deuxième étoile (stator 2).
- A_{s1}, B_{s1}, C_{s1} : Les phases de la première étoile.
- A_{s2}, B_{s2}, C_{s2} : Les phases de la deuxième étoile.
- A_r, B_r, C_r : Les phases rotoriques.
- α : L'angle de décalage entre les deux étoiles.
- θ_m : Exprime la position du rotor (phase A_r) par rapport à l'étoile 1 (phase A_{s1}).
- θ_2 : Exprime la position du rotor par rapport à l'étoile 2.
- θ_0 : Position initiale du rotor par rapport à l'étoile 1.
- $[V_{s1}]$: Vecteur de tension statorique de l'étoile 1.
- $[V_{s2}]$: Vecteur de tension statorique de l'étoile 2.
- $[V_r]$: Vecteur de tension rotorique.

Liste des symboles

$[\mathbf{I}_{s1}]$: Vecteur du courant statorique de l'étoile 1.

$[\mathbf{I}_{s2}]$: Vecteur du courant statorique de l'étoile 2.

$[\mathbf{I}_r]$: Vecteur du courant statorique de l'étoile 1.

$[\boldsymbol{\varphi}_{s1}]$: Vecteur de flux statorique de l'étoile 1.

$[\boldsymbol{\varphi}_{s2}]$: Vecteur de flux statorique de l'étoile 2.

$[\boldsymbol{\varphi}_r]$: Vecteur de flux rotorique.

\mathbf{R}_{s1} : Résistance d'une phase statorique de l'étoile 1.

\mathbf{R}_{s2} : Résistance d'une phase statorique de l'étoile 2.

\mathbf{R}_r : Résistance d'une phase du rotor.

$\mathbf{L}_{s1,s1}$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$\mathbf{L}_{s2,s2}$: Matrice inductance de l'étoile 2.

$\mathbf{M}_{s1,s2}$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et étoile 2.

$\mathbf{M}_{s1,r}$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et rotor.

$\mathbf{M}_{s2,s1}$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et étoile 1.

$\mathbf{M}_{s2,r}$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

$\mathbf{M}_{r,s1}$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.

$\mathbf{M}_{r,s2}$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

$\mathbf{L}_{r,r}$: Matrice inductance de rotor.

\mathbf{L}_{s1} : L'inductance propre de l'étoile 1.

\mathbf{L}_{s2} : L'inductance propre de l'étoile 2.

\mathbf{L}_r : L'inductance propre d'une phase du rotor.

\mathbf{L}_{ms} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

\mathbf{L}_{mr} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

\mathbf{M}_{sr} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

\mathbf{J} : Moment d'inertie de la machine.

\mathbf{C}_{em} : Couple électromagnétique.

Liste des symboles

C_r : Couple résistant (couple de la charge).

K_f : Coefficient de frottement.

Ω_m : Vitesse angulaire de rotation.

θ : Déphasage entre les axes O_d et O_A .

x_d : La composante direct.

x_q : La composante quadratique.

x_o : La composante homopolaire.

θ_{s1} : L'angle constitué par les axes $O_{A_{s1}}$, O_d .

$\theta_{s1} - \theta_{s2}$: L'angle constitué par les axes $O_{A_{s2}}$, O_d .

$\theta_r = \theta_{s1} - \theta_{r1}$: L'angle constitué par les axes O_{A_r} , O_d .

$\frac{d}{dt}\theta_{s1} = \omega$: vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport à l'étoile 1.

$\frac{d}{dt}\theta_r = \omega_r$: vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor.

L_m : L'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.

$L_{s1} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 1.

$L_{s2} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 2.

$L_r + L_m$: l'inductance propre cyclique du rotor.

C_{em} : couple électromagnétique développé.

P : le nombre de paire de pôles de la machine.

$T_{s1} = \frac{L_{s1}}{R_{s1}}$: Constante de temps statoriques de la première étoile.

$T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}}$: Constante de temps statoriques de la deuxième étoile.

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

d, q : Axes du référentiel de park.

$[A(\theta)]$: Matrice de transformation de park.

O_A, O_B, O_C : Axes liés aux enroulements triphasés.

Liste des symboles

m : L'indice de modulation.

r : coefficient de réglage en tension.

V_p : Porteuse triangulaire.

V_{pm} : Amplitude de la porteuse.

f_{ref} : Fréquence de référence.

f_p : Fréquence de la porteuse.

K_p, k_i : Paramètre du régulateur.

$\varphi_s(\mathbf{k})$: Vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.

$\varphi_s(\mathbf{k} + \mathbf{1})$: Vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta\varphi_s$: Variation du vecteur flux statorique .

δ : L'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

K : Constante dépendant des paramètres de la machine.

φ_r : Le vecteur du flux rotorique.

φ_s^* :Le flux de référence.

ε_φ : La largeur d'hystérésis du correcteur.

C_{em}^* : La référence de couple.

ε_c : Bande d'hystérésis du correcteur.

f : Frottements.

P_{abs} : Puissance absorbé par la machine.

P_{em} : Puissance électromagnétique.

ω_{gl} : La pulsation électrique de glissement.

φ_{md} : Flux magnétisant directe.

φ_{mq} : Flux magnétisant quadratique.

K : Gain statique.

ω_n : Pulsation propre.

ε : Coefficient d'amortissement.

***INTRODUCTION
GENERALE***

Introduction générale

Les premières machines à courant alternatif comme les réseaux de distribution de l'énergie électrique, étaient autrefois diphasé. Mais la version triphasée s'est rapidement imposé comme machine d'entraînement principale pendant une très longue période. Permettant ainsi d'éliminer certains problèmes posés par les harmoniques et d'obtenir des machines globalement plus performantes. [1]

Cette omniprésence du moteur à courant alternatif est due essentiellement à l'évolution technologique des convertisseurs statiques de puissance capable de délivrer des fréquences réglables cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelque MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi conducteurs et de leur faible fréquences de commutation. [1]

Afin d'assurer une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale par exemple, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau des convertisseurs. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, on utilisant des machines multiphasées (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois), alimentés par un onduleur ayant autant de bras que de phases.

Un des exemples les plus courant des machines polyphasées est la machine asynchrone double étoile (MASDE). Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques, les deux étoiles, se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé.

La commande vectorielle proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celle des entraînements à courant continu. La commande est en générale un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique de couple peut être très rapide. Depuis, cette méthode est à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines.

Cependant la commande vectorielle nécessite la connaissance plus ou moins précise des paramètres de la machine, ceci est à l'origine des études d'identification des paramètres. De plus, dans cette structure, la position rotorique doit être connue. Les capteurs de position sont coûteux et diminuent la fiabilité du système. Deux thèmes de recherche ont alors démarré pour résoudre ces problèmes. Dans un premier thème on s'efforce de diminuer le coût et d'augmenter la fiabilité des capteurs de position. Dans un second thème, on s'intéresse : [2]

- Soit aux méthodes d'estimation de la position du rotor à partir des informations électriques accessibles et nécessaires pour la commande.
- Soit à des modifications de la méthode de commande de manière que la commande n'ait pas besoin de position du rotor.

Le Contrôle Direct du Couple proposé par Depenbrock et Takahashi est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel proposé précédemment. Cette réalisation n'a pas besoin de capteur de position et la résistance statorique de la machine est le seul paramètre nécessaire pour l'estimation du flux et du couple.

L'étude est menée sur une machine asynchrone double étoile, celle-ci est alimentée par un onduleur de tension, et piloter à l'aide d'une DTC qui se base sur celle implantée pour les machines asynchrones triphasées.

Dans ce mémoire qui présente la synthèse de notre travail dans trois chapitres :

Au premier chapitre, on entamera ce travail par un état de l'art des machines polyphasées, on précisant les avantages qu'elles offrent par rapport à la machine asynchrone. Précisément la machine asynchrone double étoile et les différentes commandes appliqué à celle-ci.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons un modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs à MLI et la simulation de ce modèle sous l'environnement **MATLAB/SIMULINK**.

Au dernier chapitre on appliquera la commande DTC à notre machine (MASDE) avec une simulation.

Enfin, le travail sera clôturé par une conclusion générale.

CHAPITRE 1

Généralités sur les machines multiphasées

Introduction

La tendance actuelle vers le tous électriques dans plusieurs domaines d'application spécifiques, tel que la propulsion électrique des navires, traction électriques et hybrides des véhicules de transport et la notion de plus électriques des avions, nécessite des machines de puissance importante. [3]

La machine asynchrone est la plus répandue vue son faible coût, sa fiabilité et sa robustesse. L'idée de fractionner la puissance par augmentation du nombre de phase, qui permet de répartir les contraintes de commutation sur plusieurs composants de l'onduleur, a donné un intérêt particulier aux machines électriques à nombre de phase élevé. L'emploi de structure multi niveaux permet alors la réduction des tensions commutées qui offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages.

Toutefois le développement des systèmes utilisant les machines asynchrones fonctionnant à fréquence variable a été possible grâce d'une part, au développement des calculateurs numériques tel que les DSP, et les microcontrôleurs facilitant l'implantation d'algorithmes complexes en temps réel, et d'autre part aux semi-conducteurs de puissance de hautes performances qui constituent les convertisseurs statiques associés. [4]

Les problèmes d'alimentations et de calculs étant réglés, de diverses commandes ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes permettant ainsi d'étendre la gamme de puissance d'utilisation de la MAS dans les commandes à vitesse variable et supplanté la machine à courant continu longtemps utilisée. Les commandes les plus fréquentes sont la commande scalaire, la commande vectorielle, et la commande directe du couple. [4]

I.1 Historique [5]

En 1822, Peter Barlow construit ce qui peut être considéré comme le premier moteur électrique de l'histoire : la « roue de Barlow » qui est un simple disque métallique découpé en étoile et dont les extrémités plongent dans un godet contenant du mercure qui assure le passage du courant.

En 1832, Le premier commutateur utilisable expérimentalement a été inventé par William Sturgeon.

En 1834, Le premier moteur à courant continu fabriqué avec l'intention d'être commercialisé a été inventé par Thomas Davenport, puis breveté en 1837 .Ces moteurs n'ont pas connu de développement industriel à cause du coût des batteries à l'époque.

En 1869, l'inventeur belge Zénobe Gramme rend possible la réalisation des génératrices à courant continu en imaginant le collecteur. Il améliore les premières versions archaïques d'alternateurs (1867) et devient célèbre en retrouvant le principe de l'induit en anneau de Pacinotti.

En 1871, il présentera à l'Académie des sciences de Paris la première génératrice industrielle de courant continu, que l'on appela machine de Gramme.

En 1873, Hippolyte Fontaine, partenaire de Zénobe Gramme, réalise la première application industrielle de la transmission électrique des forces. Tout en démontrant à l'occasion de l'exposition de Vienne, la réversibilité de la machine de Gramme.

En 1886, Le physicien Nikola Tesla dépose un brevet de « machine électrique-dynamo » (publié en 1887).

En 1887, le physicien Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone (publié en 1888), puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets. Pendant la même période Galileo Ferraris publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888.

En 1889, Michail Ossipowitsch Doliwo-Dobrowolski, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891.

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator,

avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte Puissance. [1]

I.2 Les travaux réalisés sur la machine asynchrone double étoile

Le développement des convertisseurs de l'électronique de puissance a donné naissance à la multiplication de nombre de phases statoriques des machines asynchrones. Ceci contribue à l'augmentation de puissance des machines utilisées en fréquence variable tout en gardant une taille raisonnable pour les onduleurs.

R.PLANIAPPAN, J.VITHAYATHIL et S.K.DATTA [6], ont étudié l'alimentation d'une machine asynchrone simple étoile par l'association en parallèle de deux onduleurs de courant à 120° dont les commandes sont décalée de 30°.

R.H NELSON et P.C.KRAUSE [7], ont contribué à l'évolution de la méthode d'analyse des machines asynchrones multiphasées avec un déplacement angulaire quelconque entre les primaires. Les résultats de simulation, montrent le comportement de la machine double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à 120° pour divers valeurs de l'angle séparant les deux primaires.

T.M.JAHNS [8], Il a montré l'amélioration de la fiabilité obtenue lorsque la machine asynchrone multiphasée était alimentée par autant de convertisseurs indépendants que de phases. Il a étudié le fonctionnement dégradé qui survient quand un convertisseur était en panne.

En 1980 un modèle à deux axes de la machine asynchrone double étoile a été établi par T.A.LIPO [9]. Ce modèle est traduit par un schéma équivalent monophasé qui prend en compte le couplage supplémentaire, entre les phases statoriques, provoqué par le flux de fuite dans les encoches.

L.H.WALKER [10], a amélioré son étude à l'ensemble constitué de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de courant à thyristors. Les chercheurs ont conclu que cet ensemble est plus performant que la machine simple étoile associée au même type d'onduleur particulièrement pour les vitesses élevées.

Une autre approche de la machine multiphasée a été élaborée par E.A.KLINGSHIRN [11,12], qui consiste à utiliser les composantes symétriques pour déterminer les schémas équivalents différents pour chaque rang d'harmonique. K.GOPAKUMAR, S.SATHIAKUMAR, S.K.BISWAS et J.VITHAYATHIL [13], ont prouvé que le bobinage

double étoile permet de réduire les couples harmonique en s'appuyant sur la forme d'onde des forces magnétomotrice. Après avoir fait un diagnostic sur les contraintes en tension sur les thyristors et les diodes de l'onduleur, ils ont développé une méthode pour modifier les connexions internes d'une machine simple étoile de façon à la transformer en double étoile.

En 1984, M.A.ABBAS, R.CHRISTEN et T.M.JAHNS [14], ont étudié le régime permanent de la machine double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à thyristors à 120°. Ils ont conclu que les harmoniques de tension de rang 5 et 7 ne produisent pas de F.M.M mais provoquent des courants harmoniques important dans les stators.

Un an plus tard, E.A.KLINGSHI [15], s'est basé sur une méthode d'opposition qui consiste à mettre un filtre harmonique pour éliminer les courants harmonique de rang 5 et 7.

G.GIERSE et W.SCHUERMAN [16], ont présenté un mode de commande MLI des onduleurs de tension connecté à la machine double étoile par l'intermédiaire du filtre d'harmonique qui à été proposé par E.A.KLINGSHIRN.

En 2003, S.WILLIAMSON et A.C.SMITH [17], prennent un regard de haut niveau sur les machines à induction multiphasées, afin d'examiner les aspects qui ne sont pas spécifiques à la conception. Ils ont montré que l'utilisation de trois phases permet de diminué les pertes statoriques dans le cuivre jusqu'à 8.5%.

En 2006 J.M.APSLEY, S.WILLIAMSON, A.C.SMITH et M.BARNES [18], ont fait une comparaison analytique et expérimentale de la performance des machines à induction multiphasées en fonction du nombre de phases fournie. La méthode de l'analyse harmonique complexe généralisée est utilisée pour modéliser la machine polyphasée, y compris le calcul des couples. Ce modèle général est validé avec des résultats expérimentaux. La machine d'essai utilise un cadre moteur standard, qui avait été modifié pour amener chaque bobine à un panneau de brassage. Avec 12 bobines par pôle, la machine a été testée en fonctionnement 3, 4, 6 et 12 phases. Les résultats montrent des réductions modérées des pertes du stator.

Le 31 octobre 2015 American Journal of Electrical Power and Energy Systems a publié un article sur les travaux réalisés par AKPAMA EKO JAMES, LINUS ANITH et OGBONNAYA OKORO [19], qui montre que La machine à induction multiphase offre de nombreux avantages par rapport à l'induction classique à trois phases. Parmi les différents types, la machine à induction à six phases est la plus commune, en raison de la souplesse dans la conversion de trois phases à six phases.

I.3 Structure de la machine multiphasée

Comme la machine asynchrone triphasée classique, les machines multiphasées comportent deux parties :

Une partie immobile en forme cylindrique creux appelée stator qui se trouve dans une carcasse formant la partie extérieure de la machine, elle contient des enroulements couplés aux réseaux électriques ou au convertisseur statique. Une partie tournante à la forme cylindrique calée sur un arbre est appelée rotor. Elle est formée par des enroulements raccordés sur eux mêmes. [20]

Si nous prenons l'exemple de deux machines identiques, la connexion de ces deux machines peuvent être en série ou en parallèle ou indépendante. Le système multi-moteur avec une connexion mécanique en parallèle ou en série est souvent problématique pour les applications embarquées dans lesquelles l'encombrement d'un système est limité. Nous présentons sur la figure ci-dessous un exemple d'une machine double-étoile. Cela revient à intégrer les deux machines en série ou en parallèle dans un seul encombrement, qui forme une machine unique mais avec deux étoiles indépendantes. Avec cette configuration, le système est beaucoup plus compact. [21]

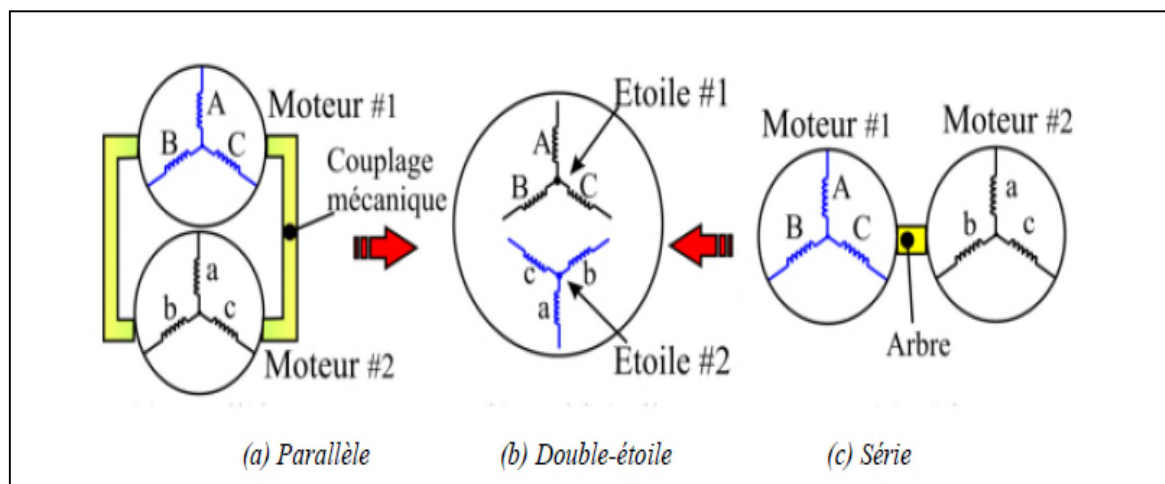


Figure I.1 : Transformation de la structure en série ou en parallèle (mécaniquement) à la structure double-étoile. [21]

I.4 Caractéristiques des machines multiphasées [11]

Le concept de la machine multiphasée ne se diffère à celui de la machine triphasé qu'au nombre de phases et le décalage entre deux phases consécutives. Généralement la machine multiphasée est connue par deux types.

I.4.1 Machines multiphasées de type 1 [1]

Dans ce type de machines qui sont appelées aussi machines multi-étoile, le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en η étoiles triphasées :

$$q = 3 n \quad (n = 1, 2, 3, 4, 5 \dots) \quad (\text{I.1})$$

Pour un nombre donné de phases, il est possible d'avoir plusieurs configurations suivant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes.

En revanche, dans la machine multi-étoile, il existe plusieurs configurations possibles α entre deux phases adjacentes de différente étoile, pour se repérer on introduit le nombre de phases équivalent:

$$q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad (\text{I.2})$$

I.4.2 Machines multiphasées de type 2 [1]

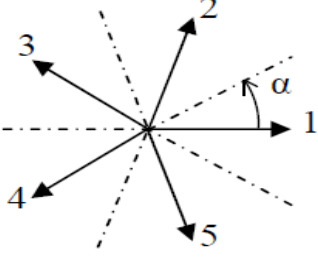
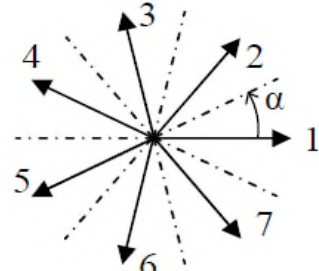
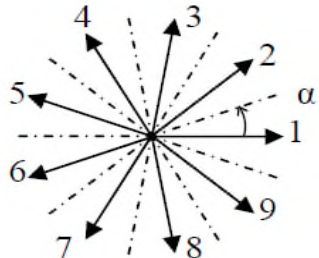
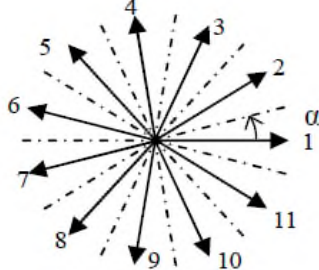
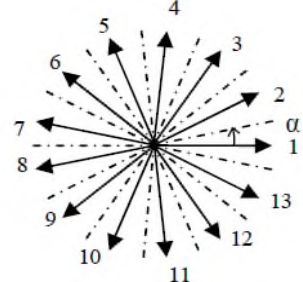
Dans ce type de machines, le nombre de phases statoriques q est un nombre impair, les q phases sont alors régulièrement décalée de: $\frac{2\pi}{q}$

$$\text{On a donc toujours : } q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad (\text{I.3})$$

Tableau I.1 : machines dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois types 1[1]

Nombre De phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	

Tableau I.2 : machines dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair type 2[1]

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α) Degré	Représentation des axes des bobines
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

I.5 Applications des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées. L'une des premières applications de motorisation électrique concerne la propulsion des navires de croisière. Ces moteurs sont accompagnés de convertisseurs de puissance associés et de la commande qui peut être basée sur le contrôle direct du couple (DTC), du contrôle de flux orienté (FOC), etc. [22]

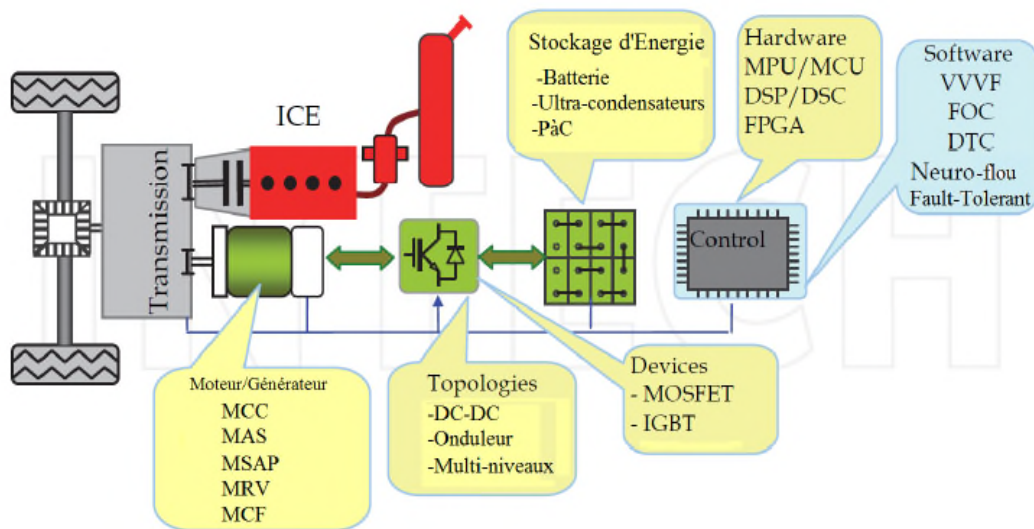


Figure I.2 : Composants principaux d'un véhicule hybride électrique.

Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne.

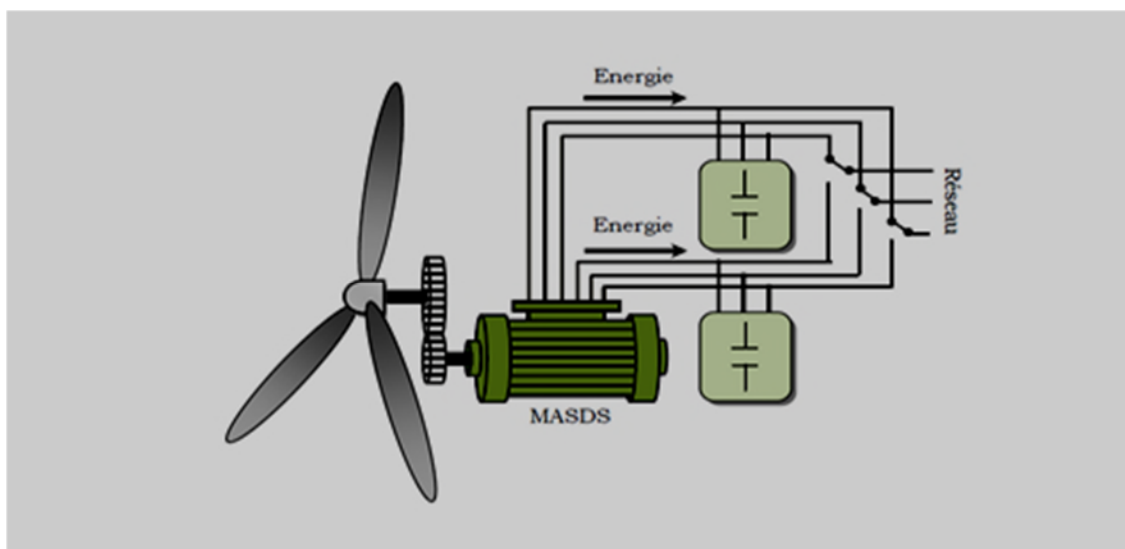


Figure I.3: Système de conversion de l'énergie éolienne basé sur une machine asynchrone à double stator. [23]

I.6 Avantages des machines multiphasées [1,24]

I.6.1 Segmentation de puissance

Par l'augmentation de nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. En effet, dans un système de commande de machines multiphasées, nous avons plus que trois enroulements logés dans le même stator de la machine électrique, et le courant par phase dans la machine est de ce fait réduit. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur pouvant fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple, ce qui permet potentiellement la réduction du bruit et des vibrations émis par la machine.

I.6.2 La fiabilité

Le régime dégradé engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commander la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Une grande tolérance aux pannes pour les machines multiphasées. En effet, contrairement au système à trois phases, la perte d'une phase dans le système multi-phases n'empêche pas la machine de démarrer et de fonctionner.

I.6.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

L'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamentale est principalement créée par des harmoniques cinq et sept de temps, ces harmoniques existent dans la machine triphasée par contre dans la machine double étoile, ils sont naturellement éliminés.

De manière générale, les couples harmoniques existents dans une machine multiphasée sont ceux de rang $h=2q_{\alpha}i$ ($i=1, 2, 3..$). Cette propriété des machines multiphasées à éliminer les harmoniques de couple de rang faible est aussi un avantage certain. Pratiquement, une machine multiphasée aura toujours moins de pertes rotoriques qu'une machine triphasée.

I.6.4 Elimination d'harmoniques d'espaces

Plus la valeur de q_α est grande, plus les rangs des premiers harmoniques d'espace existants sont élevés. Ces derniers sont ceux de rang dix-sept et dix-neuf pour la machine à neuf phases par exemple. On peut ainsi éliminer les harmoniques cinq et sept.

Il n'est donc pas forcément besoin de bobiner ces machines de manière à réduire ces harmoniques cinq et sept, comme il est généralement nécessaire de faire pour les machines triphasées. Cette possibilité d'éliminer des harmoniques d'espace est un réel avantage des machines multiphasées.

I.7 Inconvénients des machines multiphasées

Même si les machines polyphasées offrent certains bénéfices par rapport aux structures classiques triphasées, il n'empêche que leur utilisation nécessite certaines précautions particulières. En prenant l'exemple d'une machine sept-phases, il est possible d'augmenter le couple en exploitant les harmoniques de force électromotrice (f.e.m) 3 et 5 par l'alimentation de la machine avec des courants contenant ces harmoniques. Cependant, il est aussi possible de dégrader les performances (en termes de couple maximal ou d'ondulations de couple) par une mauvaise gestion de ces mêmes harmoniques. [25]

Une autre contrainte quant à l'utilisation des machines multiphasées apparaît, quand il s'agit de l'augmentation du nombre de connexions dû à l'augmentation du nombre de phases. Ceci pourrait augmenter la probabilité qu'un défaut apparaisse. Egalement, le coût de l'ensemble du système pourrait être plus élevé dans ce cas. Cependant, ceci n'est pas toujours vrai, surtout quand il s'agit de composants d'électronique de puissance à calibre plus faible et donc à coût plus faible que ceux d'un onduleur triphasé. [26]

I.8 Les stratégies de commande d'une machine asynchrone double étoile

Les machines polyphasées constituent un potentiel évident en raison de leurs fiabilités et leurs possibilités de fonctionnement en régime dégradé. Mais sa commande reste compliquée comparant avec la machine à courant continu car son modèle mathématique est complexe (non linéaire). [1]

En effet, la commande scalaire est la première commande qui a été introduite dans l'industrie. Cette technique est très répandue pour sa simplicité et son coût réduit. De nombreux variateurs équipés de ce mode de contrôle sont utilisés dans le pompage, climatisation, ventilation. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont

ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux besoins industriels. [27, 28, 29]

La commande vectorielle (FOC) qui est une évolution de la commande scalaire. Tout en maintenant ses performances en régimes transitoires, constituent actuellement un domaine de recherche intéressant. Sa plage s'étend des petites puissances jusqu'aux entraînements de grand puissance. [4]

Un bon fonctionnement de la commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile, nécessite une information fiable provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs mécanique (vitesse de rotation, position angulaire).

Par ailleurs, les capteurs mécanique de vitesse sont généralement couteux, fragiles et affectent la fiabilité de cette commande. Cependant, la commande sans capteurs de vitesse doit avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celle que nous aurions eues avec capteur mécanique.

La grande différence entre ces deux stratégies de commande, réside dans le fait que pour un contrôle vectoriel les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément. La dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance paramétrique.

Mais cette évolution de réglage et l'augmentation des performances en dynamique, se payent chères. Le fait qui a conduit d'autres chercheurs à trouver des commandes aussi performantes et moins coûteuses, ces efforts ont été récompensés par l'introduction de la commande directe du couple(DTC), conçue essentiellement pour concurrencer sa précédente, elle a fait ses preuves mais qui n'était pas sans inconvénients. [4]

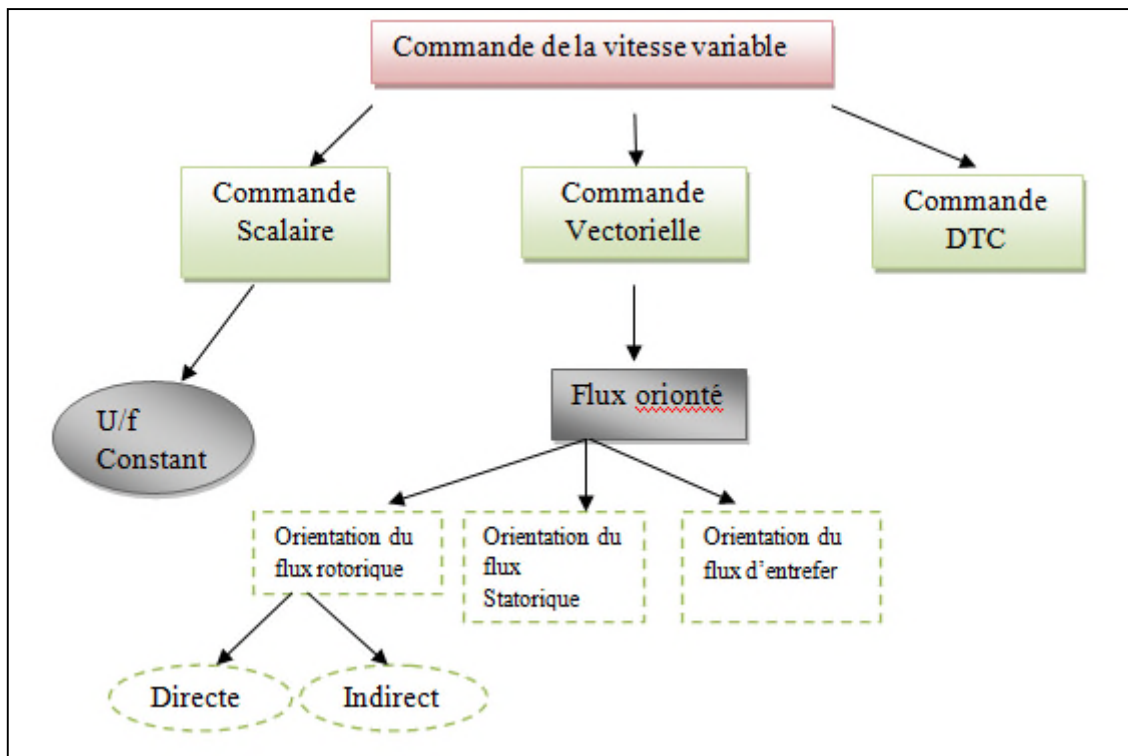


Figure I.4 : Classification générale des méthodes de contrôle de la machine asynchrone. [30]

I.8.1 La commande vectorielle

La commande vectorielle d'une machine asynchrone a été développée par BLASCHKE en 1972. Cependant elle n'a pu être utilisée réellement qu'avec les avancées en microélectronique. Sa technique consiste d'orienter les vecteurs flux suivant l'un des axes du repère (d,q), afin de rendre son comportement similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. [31]

La commande d'une machine à courant continu repose sur le fait de piloter deux courants continus. Par contre, le cas d'une machine asynchrone double étoile est beaucoup plus complexe car il faut piloter cinq grandeurs, quatre courants (direct et en quadrature) ou quatre tensions statoriques (direct et en quadrature) et la fréquence de ces signaux. [32]

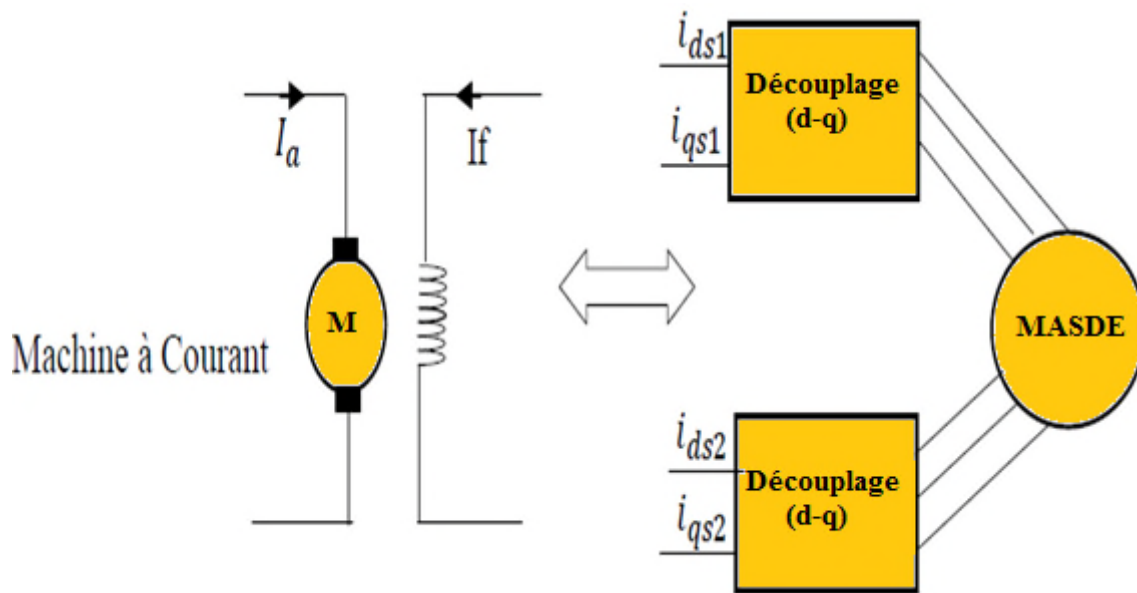


Figure I.5: Analogie avec la machine à courant continu à excitation séparée

Dans la littérature, nous trouvons plusieurs types d'orientation du flux, à savoir :

- flux rotorique ;
- flux statorique ;
- flux d'entrefer ;

Un exemple de la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

Cette méthode réside dans la détermination de la position et de l'amplitude du flux rotorique (θ_s, φ_r). Ces deux grandeurs ne sont pas facilement mesurables. Alors que la connaissance de ces deux grandeurs sont indispensables pour maintenir et contrôler le régime dynamique de la machine, deux méthodes peuvent être citées, à savoir :

1. La méthode directe (DFOC : Direct Field Oriented Control) ;
2. La méthode indirecte (IFOC: Indirect Field Oriented Control) ;

Cette commande adopte une méthode de compensation, son rôle est d'annuler les termes de couplage. Elle consiste à faire une régulation des courants en négligeant ces derniers. Ainsi, nous pouvons envisager les deux schémas de principe de la régulation (en boucle ouverte) de la MASDE par :

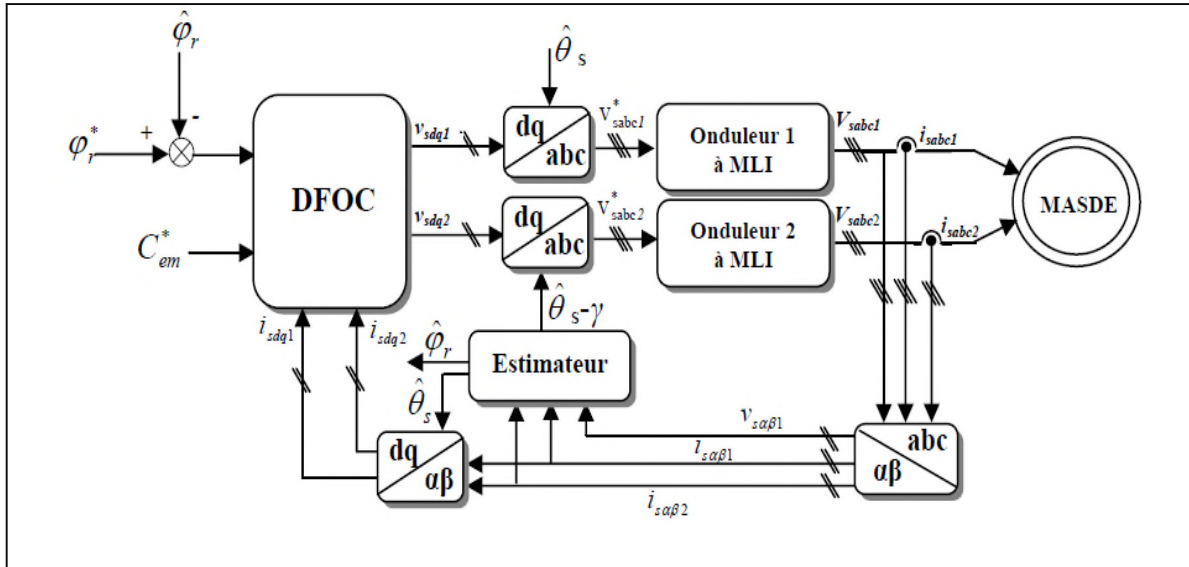


Figure I.6 : commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la MASDE.

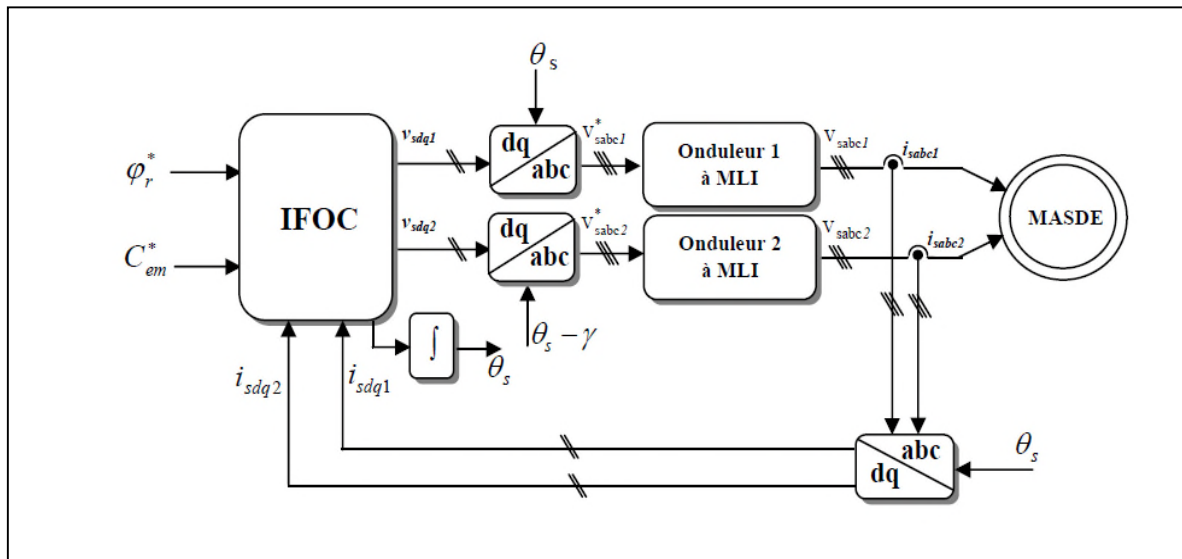


Figure I.7 : Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE.

Il est intéressant de mentionner que cette commande a été exploitée par **Bouamra Dhia Elhak et Beddi Nasser [33]**. Leurs études sur l'application de la méthode directe avec une alimentation de la machine par un onduleur de tension à commande MLI. Ils ont conclu que cette méthode présente une implantation facile par la supposition de l'établissement du flux en régime permanent à la valeur désirée, en plus absence du capteur de flux.

I.8.2 Commande par mode glissant à la machine asynchrone double étoile [34]

Ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode glissant des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches de commande du système non linéaire.

La conception de cette méthode repose sur trois étapes principales :

- Choix de surface ;
- Etablissement des conditions d'existence de convergence ;
- Détermination de la loi de commande ;

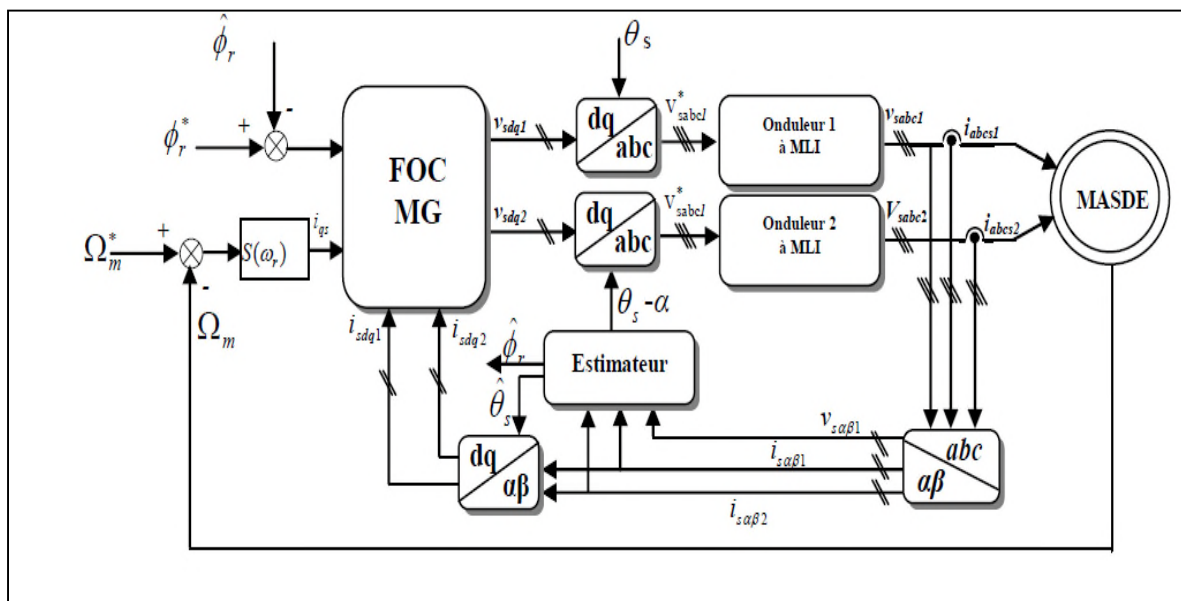


Figure I.8 : Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant.

Parmi ceux qui ont exploité cette commande on trouve **Hocine Amimeur**, [35]. Il a constaté que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI. Car, les régulateurs par mode glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique. Un rejet quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite.

I.8.3 Commande directe du couple (DTC) [4,36]

L'apparition de la technique de commande directe du couple en 1985 par TAKAHASCHI, a ouvert un nouvel horizon dans le domaine de la commande. Cette dernière était la solution pour la commande de la machine à induction, ayant pour but d'avoir une réponse précise et

rapide du couple. Son principe repose sur le fait de contrôler le couple et le flux de la machine directement. Cela est réalisé à travers des comparateurs à hystérésis qui comparent les valeurs de référence avec celles estimées. Ensuite, Commander les états de l'onduleur afin de diminuer les erreurs du couple et du flux dans les limites de la bande d'hystérésis. Avec la DTC, on n'a pas besoin d'un tachymètre ni d'un encodeur de position pour assurer le retour d'information de la vitesse ou de position, ce qui conduit à une réponse dynamique beaucoup plus intéressante comparée avec la FOC.

L.BENALIA, A. CHAGHI et R. ABDESSEMED [37], ont appliqué une stratégie de contrôle pour une machine à induction double étoile basée sur le contrôle direct du couple (DTC) à l'aide d'un régulateur PI. Les résultats de simulation montrent que la DTC avec un régulateur PI présentent de très bonnes performances du point de vue de la robustesse. Cette commande avec un régulateur PI offre également une bonne dynamique et une très bonne précision. Cependant, lorsque la résistance statorique change la robustesse devient faible.

La structure générale de contrôle de la MASDE est représentée par la Figure I.9.

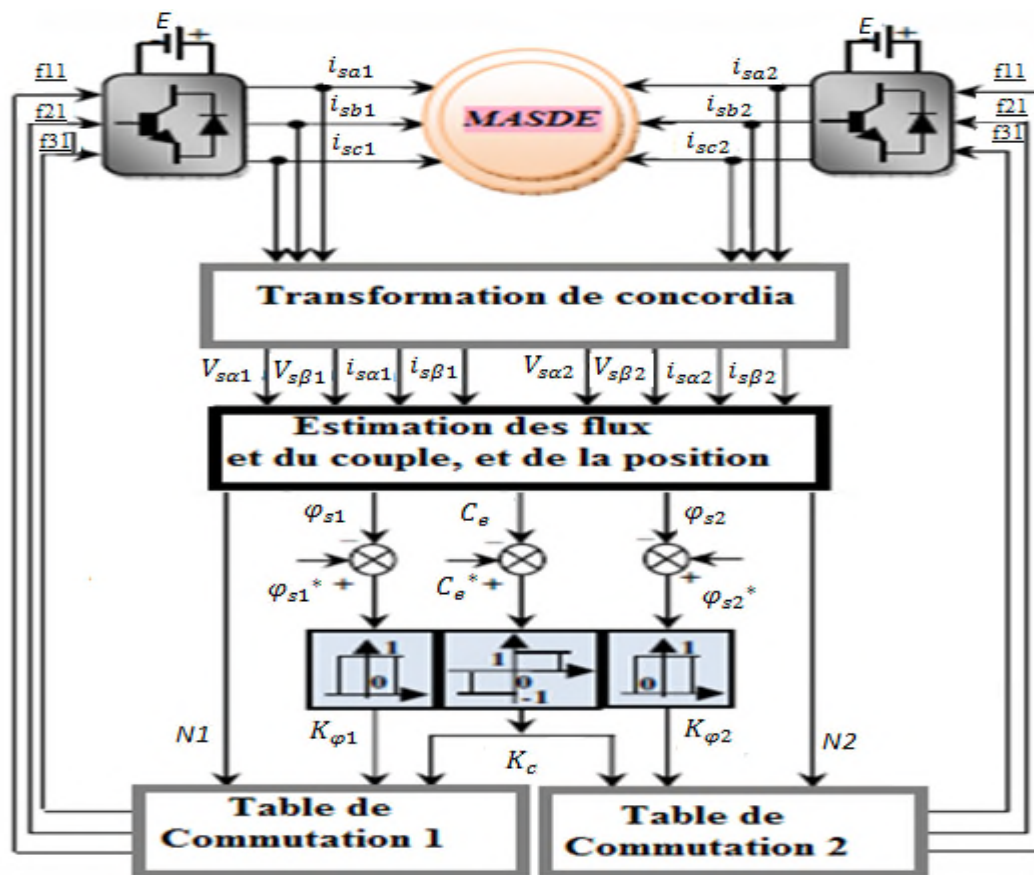


Figure I.9 : Structure générale du contrôle direct du couple DTC

Conclusion

Dans ce premier chapitre, on a pu en parler :

Premièrement, sur l'état de l'art de la machine multiphasées et spécifiquement de la machine asynchrone double étoile (MASDE), et les avantages qu'elle pourrait apporter.

Deuxièmement, sur la structure générale de la machine et de son couplage.

Et enfin sur les différentes stratégies de commandes appliqués sur la machine asynchrone double étoile et précisément sur le contrôle directe du couple (DTC).

CHAPITRE JJ

Modélisation et simulation de la machine asynchrone double étoile

Introduction :

La représentation des processus physiques par des modèles mathématiques est une étape très importante dans l'asservissement des systèmes. En effet, afin d'élaborer une structure de commande, il est important de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques du processus. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de commande.

La machine asynchrone double étoile (MASDE) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau...etc.

L'objet de ce chapitre est de présenter les différentes étapes permettant d'aboutir un modèle diphasé de la machine asynchrone double étoile et d'étudier son comportement.

II.1 Modélisation de la Machine asynchrone double étoile

II.1.2 Description de la MASDE :

La machine asynchrone double étoile comporte dans le stator deux systèmes de bobinage triphasés décalé entre eux d'un angle électrique α (dans cette modélisation on prend $\alpha = 30^\circ$) et un rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil. Pour simplifier l'étude, nous considérons les circuits électriques du rotor comme équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit.

La Figure (II.1) donne la position des axes d'enroulement des neuf phases constituant la machine. Six phases pour le stator et trois phases pour le rotor.

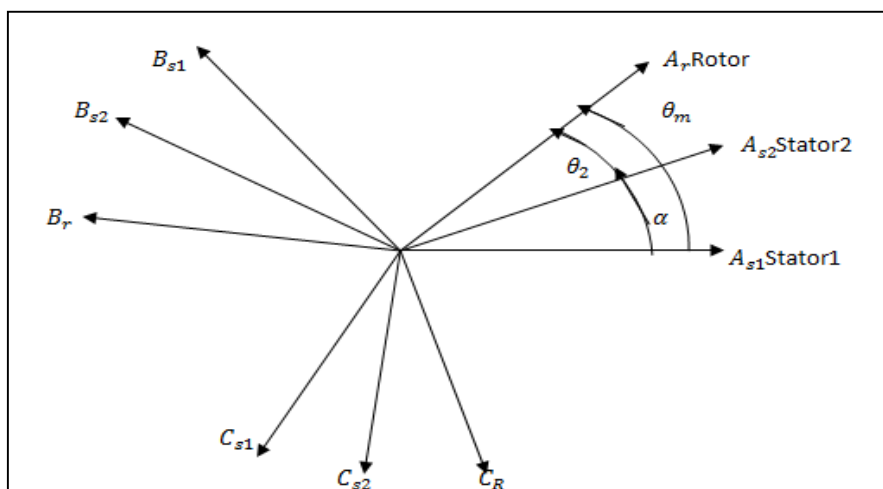


Figure II.1 : Représentation des enroulements de la MASDE

On notera par :

S_1 : grandeurs relatives à la première étoile (stator 1).

S_2 : grandeurs relatives à la deuxième étoile (stator 2).

A_{s1}, B_{s1}, C_{s1} : Les phases de la première étoile.

A_{s2}, B_{s2}, C_{s2} : Les phases de la deuxième étoile.

A_r, B_r, C_r : Les phases rotoriques.

α : L'angle de décalage entre les deux étoiles.

θ_m : Exprime la position du rotor (phase A_r) par rapport à l'étoile 1 (phase A_{s1}).

θ_2 : Exprime la position du rotor par rapport à l'étoile 2.

Ces angles sont définis par les équations suivantes :

$$\theta_m = \Omega_m t + \theta_0 \quad (\text{II. 1})$$

$$\theta_2 = \theta_m - \alpha \quad (\text{II. 2})$$

Avec :

Ω_m : La vitesse mécanique du rotor.

θ_0 : La position initiale du rotor par rapport à l'étoile 1.

II.1.3 Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [38, 39] :

- la F.M.M créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.

II.1.4 Modèle générale de la machine asynchrone double étoile

La combinaison de la loi d'ohm et de la loi de Lenz permet d'écrire les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} [V_{s1}] \\ [V_{s2}] \\ [V_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{s1}] & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & [R_{s2}] & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [\varphi_{s1}] \\ [\varphi_{s2}] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Les vecteurs tensions, courant, et flux du modèle générale sont exprimés comme suit :

$$[V_{s1}] = \begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de tension statorique de l'étoile 1.}$$

$$[V_{s2}] = \begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de tension statorique de l'étoile 2.}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de tension rotorique.}$$

$$[I_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} : \text{Vecteur du courant statorique de l'étoile1.}$$

$$[I_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix} : \text{Vecteur du courant statorique de l'étoile2.}$$

$$[I_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} : \text{Vecteur du courant rotorique.}$$

$$[\varphi_{s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as1} \\ \varphi_{bs1} \\ \varphi_{cs1} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de flux statorique de l'étoile 1.}$$

$$[\varphi_{s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as2} \\ \varphi_{bs2} \\ \varphi_{cs2} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de flux statorique de l'étoile 2.}$$

$$[\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de flux rotorique.}$$

On pose :

$$R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1} \quad \text{et} \quad R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2}$$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}.$$

$[R_{s1}]$: Résistance d'une phase statorique de l'étoile 1.

$[R_{s2}]$: Résistance d'une phase statorique de l'étoile 2.

$[R_r]$: Résistance d'une phase du rotor .

$$0_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} : \text{La matrice nulle d'ordre 3.}$$

II.1.5 Equations des tensions :

$$\text{Pour l'étoile 1 : } [V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s1}] \quad (\text{II. 4})$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } [V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s2}] \quad (\text{II. 5})$$

$$\text{Pour rotor : } [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \quad (\text{II. 6})$$

II.1.6 Equations des flux:

Sachant que la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables, les flux stotriques et rotoriques sont exprimés comme suit:

$$[\varphi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [M_{s1,s2}][I_{s2}] + [M_{s1,r}][I_r] \quad (\text{II. 7})$$

$$[\varphi_{s2}] = [M_{s2,s1}][I_{s1}] + [L_{s2,s2}][I_{s2}] + [M_{s2,r}][I_r] \quad (\text{II. 8})$$

$$[\varphi_r] = [M_{r,s1}][I_{s1}] + [M_{r,s2}][I_{s2}] + [L_{r,r}][I_r] \quad (\text{II. 9})$$

Avec :

$[L_{s1,s1}]$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2,s2}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

$[M_{s1,s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et étoile 2.

$[M_{s1,r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et rotor.

$[M_{s2,s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et étoile 1.

$[M_{s2,r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

$[M_{r,s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.

$[M_{r,s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

$[L_{r,r}]$: Matrice inductance de rotor.

Les sous matrices des inductances dans les équations (II.7), (II.8), (II.9) sont exprimées comme suit :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & L_{s1} + L_{ms} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 10})$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & L_{s2} + L_{ms} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 11})$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & \frac{-L_{mr}}{2} & \frac{-L_{mr}}{2} \\ \frac{-L_{mr}}{2} & L_r + L_{mr} & \frac{-L_{mr}}{2} \\ \frac{-L_{mr}}{2} & \frac{-L_{mr}}{2} & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 12})$$

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 13})$$

$$[M_{s1,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 14})$$

$$[M_{s2,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 15})$$

$$[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T; [M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T; [M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T.$$

Avec :

L_{s1} : L'inductance propre de l'étoile 1;

L_{s2} : L'inductance propre de l'étoile 2;

L_r : L'inductance propre d'une phase du rotor ;

L_{ms} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique ;

L_{mr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique ;

M_{sr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

D'où le modèle générale de la machine asynchrone double étoile est équivalent à ce système d'équation suivant (II.16) :

$$\begin{bmatrix} [V_{s1}] \\ [V_{s2}] \\ [V_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{s1}] & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & [R_{s2}] & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \end{pmatrix} \quad (\text{II. 16})$$

II.1.7 Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes :

$$\frac{d}{dt} \Omega_m = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_f \Omega_m) \quad (\text{II. 17})$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \Omega_m \quad (\text{II. 18})$$

Avec :

J : Le moment d'inertie de la machine ;

C_{em} : Le couple électromagnétique ;

C_r : Le couple résistant (couple de la charge) ;

K_f : Le coefficient de frottement ;

Ω_m : Vitesse angulaire de rotation.

II.1.8 couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par la dérivation de la co-énergie :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_{s1}]^T \\ [I_{s2}]^T \\ [I_r]^T \end{bmatrix} \left\{ \frac{\delta}{\delta \theta_m} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II. 19})$$

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes $[M_{s1,r}]$ et $[M_{s2,r}]$ dépendent de θ_m ce qui donne une expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation (II.19).

$$C_{em} = [I_{s1}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_m} \{ [M_{s1,r}] [I_r] \} + [I_{s2}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_m} \{ [M_{s2,r}] [I_r] \} \quad (II.20)$$

Les systèmes d'équations formant le modèle générale de la machine asynchrone double étoile (II.14), sont à coefficients variables car la matrice des inductances mutuelles contient des termes qui sont fonction de θ donc fonction du temps. Ce qui rend sa résolution complexe et difficile. Pour remédier à ce problème, on fait appel à la transformation de Park pour avoir un système d'équations différentielles à coefficients constants.

II.2 Transformation de base de Park [40]

La transformation de Park est définie comme la substitution de trois enroulements immobiles, dont les axes magnétiques (OA OB OC) sont décalés dans l'espace de 120° et alimentés par un système de courant triphasé, par deux enroulements orthogonaux (Od Oq), mobiles et alimentés par des courants constants. Dans les deux cas de figure on aura un champ magnétique tournant.

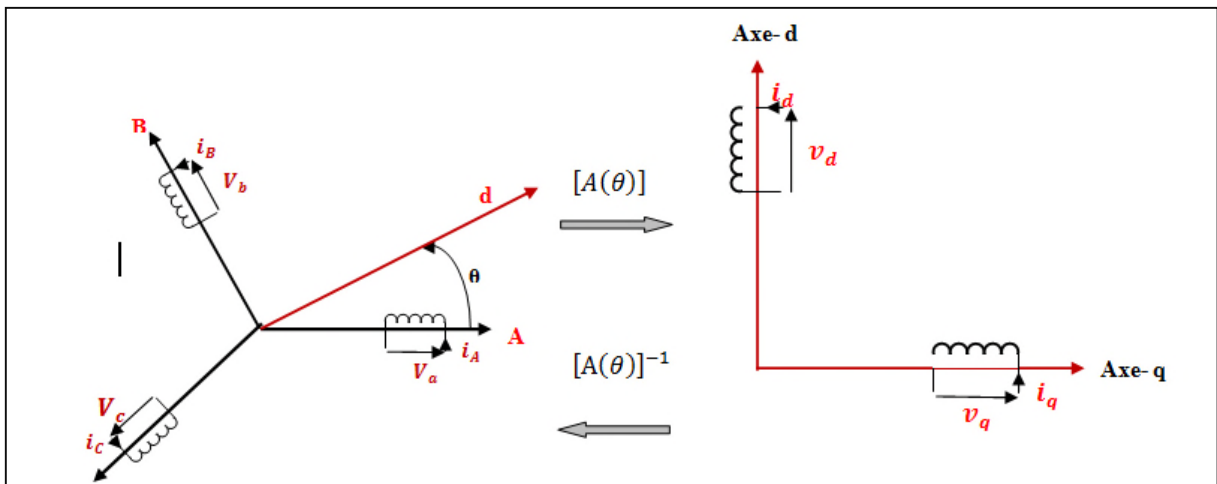


Figure II.2: Passage du système abc au système dqo

θ : est le déphasage entre les axes Od et OA

La transformée de Park (abc vers dqo) est définie comme suit:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [A(\theta)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (II.21)$$

La transformée de Park inverse (dqo vers abc) est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [A(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (\text{II. 22})$$

Où :

x_d : est la composante direct ;

x_q : est la composante quadratique ;

x_o : est la composante homopolaire (elle est nulle si le système abc est équilibré) ;

$A(\theta)$: est la matrice de transformation de Park donnée par :

$$[A(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 23})$$

Et la transformation inverse de Park est donnée par :

$$[A(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 24})$$

II.2.1 Application de la transformation de Park à la MASDE :

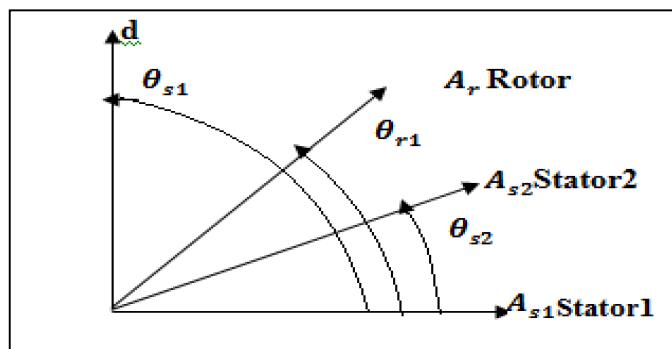


Figure II.3 : Représentation des axes en transformation de Park.

Avec :

θ_{s1} : L'angle constitué par les axes \mathbf{OA}_{s1} , \mathbf{Od} .

$\theta_{s1} - \theta_{s2}$: L'angle constitué par les axes \mathbf{OA}_{s2} , \mathbf{Od} .

$\theta_r = \theta_{s1} - \theta_{r1}$: L'angle constitué par les axes \mathbf{OA}_r , \mathbf{Od} (Fig. (II. 3))

$\frac{d}{dt}\theta_{s1} = \omega$: la vitesse de rotation du repère (\mathbf{d}, \mathbf{q}) par rapport à l'étoile 1.

$\frac{d}{dt}\theta_r = \omega_r$: la vitesse de rotation du repère (\mathbf{d}, \mathbf{q}) par rapport au rotor.

II.2.2 Equation des tensions

Pour l'étoile 1 :

$$[A(\theta_{s1})][v_{s1}] = [A(\theta_{s1})][R_{s1}][i_{s1}] + [A(\theta_{s1})] \frac{d}{dt} [\phi_{s1}] \quad (\text{II. 25})$$

On obtient :

$$[v_{dq0}]_{s1} = [R_{s1}][i_{dq0}]_{s1} + \frac{d}{dt} [\phi_{dq0}]_{s1} + [A(\theta_{s1})] \frac{d}{dt} [A(\theta_{s1})]^{-1} \cdot [\phi_{dq0}]_{s1} \quad (\text{II. 26})$$

On calcule séparément le terme :

$$[A(\theta_{s1})] \frac{d}{dt} [A(\theta_{s1})]^{-1} = \frac{d\theta_{s1}}{dt} [A(\theta_{s1})] \frac{d}{d\theta_{s1}} [A(\theta_{s1})]^{-1} = \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 27})$$

Finalement on abouti à:

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 28})$$

Pour l'étoile 2 et le rotor on reprend le même procède juste l'angle de la matrice de transformation qui change on aura :

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d(\theta_{s1} - \theta_{s2})}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 29})$$

Pour le rotor:

Le rotor étant en court-circuit on aura alors : $V_{ar} = V_{br} = V_{cr} = 0$.

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d(\theta_r)}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 30})$$

Sous forme d'équations on aura :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds1} - \omega\varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs1} + \omega\varphi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds2} - \omega\varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs2} + \omega\varphi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\varphi_{dr} - (\omega - \omega_r)\varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\varphi_{qr} + (\omega - \omega_r)\varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II. 31})$$

II.2.3 Equation de flux

On applique les mêmes étapes de la transformé de Park pour les équations des flux et on aura :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{ds2} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{II. 32})$$

On a :

$$\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{mr} = \frac{3}{2}M_{rs} = L_m \quad (\text{II. 33})$$

L_m : L'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.

Les systèmes d'équations (II.32) sont réécrits comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II. 34})$$

Avec:

$L_{s1} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 1 ;

$L_{s2} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 2;

$L_r + L_m$: l'inductance propre cyclique du rotor.

II.2.4 Expression du couple électromagnétique

Lors de changement du repère, il faut trouver l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère. Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. Cette dernière est pour la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante :

$$P_{abc} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \quad (\text{II. 35})$$

Ce qui donne :

$$P_{abs} = V_{as1}i_{as1} + V_{bs1}i_{bs1} + V_{cs1}i_{cs1} + V_{as2}i_{as2} + V_{bs2}i_{bs2} + V_{cs2}i_{cs2} \quad (\text{II. 36})$$

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire alors :

$$P_{abs} = V_{ds1}i_{ds1} + V_{qs1}i_{qs1} + V_{ds2}i_{ds2} + V_{qs2}i_{qs2} \quad (\text{II. 37})$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans le système d'équations (II. 37) par leurs expressions dans l'équation (II. 31), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$\begin{aligned}
P_{\text{abs}} &= \underbrace{R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2}_{\text{terme1}} \\
&+ \underbrace{\frac{d\varphi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt}i_{qs2}}_{\text{terme2}} \\
&+ \omega \underbrace{(\varphi_{ds1}i_{qs1} - \varphi_{qs1}i_{ds1} + \varphi_{ds2}i_{qs2} - \varphi_{qs2}i_{ds2})}_{\text{terme3}} \quad (\text{II. 38})
\end{aligned}$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- Le premier terme est identifiable aux pertes Joules ;
- Le second terme correspond à la variation de la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- Le troisième terme représente la puissance électrique transférée du stator vers le rotor ;

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme universelle :

$$P_{\text{em}} = \Omega_s C_{\text{em}} \quad (\text{II. 39})$$

Avec :

Ω_s : La vitesse de rotation mécanique du rotor.

C_{em} : Le couple électromagnétique développé.

On a dans l'expression de la puissance absorbée (II. 38) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_{\text{em}} = \omega (\varphi_{ds1}i_{qs1} - \varphi_{qs1}i_{ds1} + \varphi_{ds2}i_{qs2} - \varphi_{qs2}i_{ds2}) \quad (\text{II. 40})$$

D'après l'équation (II. 40) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{\text{em}} = P (\varphi_{ds1}i_{qs1} + \varphi_{ds2}i_{qs2} - \varphi_{qs1}i_{ds1} - \varphi_{qs2}i_{ds2}) \quad (\text{II. 41})$$

Avec : P est le nombre de paire de pôles de la machine.

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) :

- Référentiel lié au stator ;
- Référentiel lié au rotor ;
- Référentiel lié au champ tournant.

II.3 Modèle de la machine [41]

Dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant, où les axes (d, q) sont immobile par rapport au champ électromagnétique créé par les deux étoile du stator ($\omega = \omega_s$), son but repose sur le fait de pouvoir appliquer une commande de vitesse et du couple .puisque les grandeurs est de forme continue, et donc qui adéquat à notre étude

Dans ce cas le modèle de la machine devient :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds1} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs1} + \omega_s\varphi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds2} - \omega_s\varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs2} + \omega_s\varphi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt}\varphi_{dr} - (\omega_s - \omega_r)\varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\varphi_{qr} + (\omega_s - \omega_r)\varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II. 42})$$

Dans l'équation (II. 42), on remplace les courants par les flux. Le flux magnétisant φ_m est la somme des deux flux magnétisants direct φ_{md} et quadratique φ_{mq} d'où :

$$\varphi_m = \sqrt{\varphi_{md}^2 + \varphi_{mq}^2} \quad (\text{II. 43})$$

Les deux expressions des flux magnétisants en fonction des courants statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{aligned} \varphi_{md} &= L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{mq} &= L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{aligned} \quad (\text{II. 44})$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (II. 44) dans le système d'équations (II.34), on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \varphi_{md} \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \varphi_{mq} \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \varphi_{md} \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \varphi_{mq} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + \varphi_{md} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + \varphi_{mq} \end{cases} \quad (\text{II. 45})$$

A partir de l'équation (II.45) on tire :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds1} = \frac{(\varphi_{ds1} - \varphi_{md})}{L_{s1}} \\ i_{qs1} = \frac{(\varphi_{qs1} - \varphi_{mq})}{L_{s1}} \\ i_{ds2} = \frac{(\varphi_{ds2} - \varphi_{md})}{L_{s2}} \\ i_{qs2} = \frac{(\varphi_{qs2} - \varphi_{mq})}{L_{s2}} \\ i_{dr} = \frac{(\varphi_{dr} - \varphi_{md})}{L_r} \\ i_{qr} = \frac{(\varphi_{dr} - \varphi_{mq})}{L_r} \end{array} \right. \quad (\text{II. 46})$$

En remplaçant les courants du système d'équations (II.46) par leur expression dans le système d'équations (II.42), on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\varphi_{ds1} - \varphi_{md}) + \omega_s \varphi_{qs1} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\varphi_{qs1} - \varphi_{mq}) + \omega_s \varphi_{ds1} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\varphi_{ds2} - \varphi_{md}) + \omega_s \varphi_{qs2} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\varphi_{qs2} - \varphi_{mq}) + \omega_s \varphi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} (\varphi_{dr} - \varphi_{md}) + \omega_{gl} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = -\frac{R_r}{L_r} (\varphi_{qr} - \varphi_{mq}) + \omega_{gl} \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{II. 47})$$

Avec : $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$

A partir de l'équation (II.34), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} \varphi_{md} &= L_a (\varphi_{ds1} / \varphi_{ds2} / L_{s2} + \varphi_{dr} / L_r) \\ \varphi_{mq} &= L_a (\varphi_{qs1} / \varphi_{qs2} / L_{s2} + \varphi_{qr} / L_r) \end{aligned} \quad (\text{II. 48})$$

Ou:

$$L_a = \frac{1}{(1/L_{s1}) + (1/L_{s2}) + (1/L_r) + (1/L_m)} \quad (\text{II. 49})$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques en remplaçant (II.34) dans de (II.41), on obtient :

$$C_{em} = pL_m[(i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}] \quad (II.50)$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (II.34). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (II.51)$$

Les courants rotoriques sont:

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [(\varphi_{dr} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2}))] \\ i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [(\varphi_{qr} - L_m(i_{qs1} + i_{qs2}))] \end{cases} \quad (II.52)$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (II.50), on aura :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\varphi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\varphi_{qr}] \quad (II.53)$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants φ_{md} et φ_{mq} dans (II.47) et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} = V_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} \varphi_{ds1} + \omega_s \varphi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}} \varphi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s1}L_r} \varphi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} = V_{qs1} - \omega_s \varphi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} \varphi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}} \varphi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s1}L_r} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} = V_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} \varphi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} \varphi_{ds2} + \omega_s \varphi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_r} \varphi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} = V_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} \varphi_{qs1} - \omega_s \varphi_{ds2} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} \varphi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_r} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \varphi_{ds1} + \frac{L_a}{T_r L_{s2}} \varphi_{ds2} + \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \varphi_{dr} + \omega_{gl} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \varphi_{qs1} + \frac{L_a}{T_r L_{s2}} \varphi_{qs2} - \omega_{gl} \varphi_{dr} + \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \varphi_{qr} \end{cases} \quad (II.54)$$

Avec:

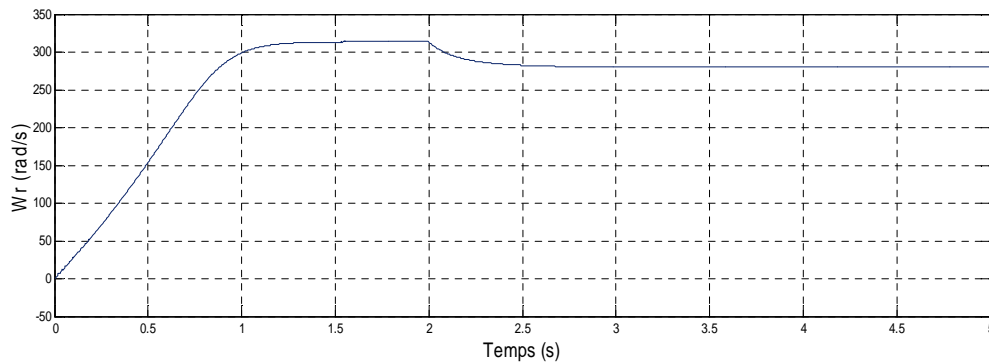
$$T_{s1} = \frac{L_{s1}}{R_{s1}} : \text{Constante de temps statorique de la première étoile ;}$$

$$T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}} : \text{Constante de temps statorique de la deuxième étoile ;}$$

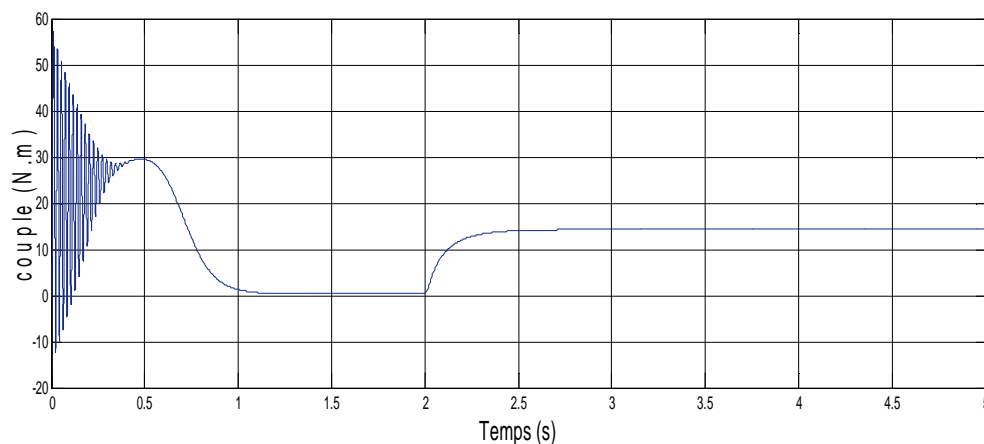
$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

II-4 Simulation Numérique

La résolution numérique des équations différentielles (II.17), (II.53) et (II.54) est réalisé à l'aide d'une programmation sous l'environnement MATLAB. L'étude des performances de la machine alimentée directement par un réseau triphasé est faite pour deux cas (à vide et en charge). Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile, lors d'un démarrage à vide et avec application d'une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ à partir de l'instant $t=2\text{s}$. Cette dernière correspond au fonctionnement nominal de la machine.



a- Vitesse W_r (rad/s)



a- Couple électromagnétique C_{em} (N.m)

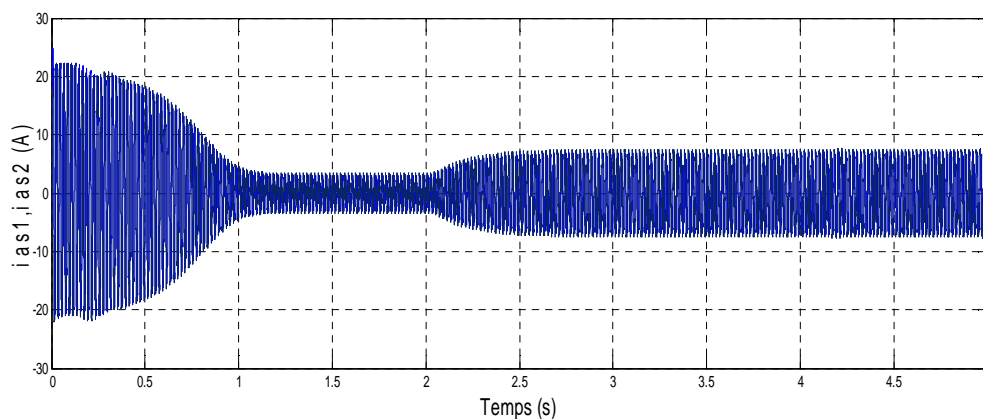
c- Courants statoriques i_{as1} , i_{as2} (A)

Figure II.4 : Résultats de simulation de la MASDE pour l'alimentation directe.

II.4.1 Interprétations des résultats

D'après les résultats on remarque que la vitesse de rotation se stabilise presque à 314 rad/s après un régime transitoire d'environ 1s. En appliquant une charge à l'instant $t = 2$ s on constate que la vitesse de rotation chute jusqu'à la valeur $N = 288.14$ rad/s vitesse nominale (figure II.4 (a)).

Le couple électromagnétique présente au démarrage, un pic de 57 N.m et des oscillations, après ce régime le couple compense les pertes par frottement, la machine produit un couple de 0.31 N.m. Lors de l'application de la charge, on remarque que le couple atteint une valeur de 14.28 N.m (figure II.4 (b)).

Les courants statoriques i_{as1} et i_{as2} ont une forme sinusoïdale et de même amplitude (Les deux étoiles de stator ont les mêmes paramètres $R_{s1} = R_{s2}$ etc.). Dans le régime Transitoire, la machine consomme des courants très importants, leur amplitude atteint la valeur crête de 25A. Après le régime transitoire, les courants statoriques diminuent pour atteindre la valeur crête de 1.3A d'amplitude. Et après avoir appliqué la charge, on constate que le courant augmente et atteint une valeur crête de 5.6 A (figure II.4 (c)).

II.4.2 Description du système d'alimentation

Pour élaborer la tension triphasée qui attaque la machine, on fait appel aux convertisseurs statiques, délivrant ainsi des tensions à amplitude et fréquences réglable à partir d'un réseau standard 220/380V-50Hz. L'existence des deux enroulements statorique nécessite une

alimentation par deux onduleurs de tension dont la commande de la MLI est décalée d'un angle α .

La structure générale de l'alimentation de la MASDE est représentée sur la figure (II.5)

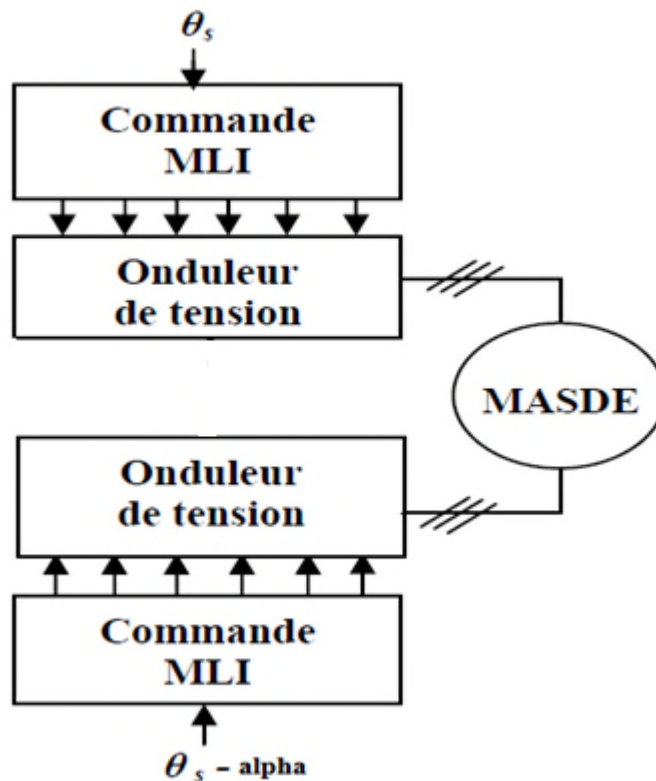


Figure II.5 : structure générale de l'alimentation de la MASDE

II.4.3 Modélisation du onduleur triphasé

Les onduleurs deviennent de plus en plus importants dans le domaine de l'électronique de puissance. Les entraînements électriques à vitesse variable font également de plus en plus appel aux onduleurs. L'onduleur de tension représente aujourd'hui "la brique de base" dans les systèmes d'interface avec le réseau. Il permet entre autres de contrôler les puissances (Active et Réactive) échangées avec le réseau. Il peut être utilisé en mode onduleur ou en mode redresseur mais la modélisation reste la même.

Pour les puissances élevées, on utilise les transistors ou les thyristors GTO, surtout dans le domaine des entraînements électriques à vitesse variable, pour les puissances moins élevées on utilise les transistors à commutation. Pour alimenter la MASDE, on utilise deux onduleurs triphasés symétriques (Fig. II.6). Pour modéliser l'onduleur (Fig. II.6), 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'autres parts, 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).

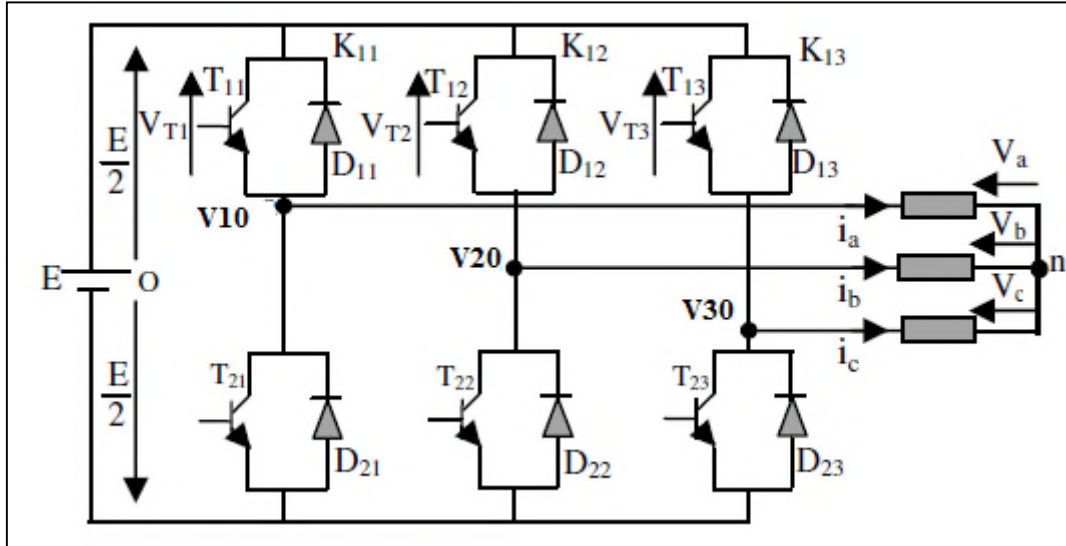


Figure II.6 : Schéma de principe de l'onduleur triphasé. [41]

Chaque interrupteur (transistor + diode) (Fig. II.6), (K_{ij} $i=1, 2$ ou 3 $j=1$ ou 2), supposé idéal.

On peut établir les relations :

$$\begin{cases} v_{10} - v_a + v_b - v_{20} = 0 \\ v_{10} - v_a + v_c - v_{30} = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 55})$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2v_{10} - 2v_a + v_b + v_c - v_{20} - v_{30} = 0 \quad (\text{II. 56})$$

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

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (\text{II. 57})$$

Dans (II. 56), on peut remplacer $v_b + v_c$ par $-v_a$ et on tire.

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{1}{3}(2v_{10} - v_{20} - v_{30}) \\ v_b &= \frac{1}{3}(-v_{10} + 2v_{20} - v_{30}) \\ v_c &= \frac{1}{3}(-v_{10} - v_{20} + 2v_{30}) \end{aligned} \quad (\text{II. 58})$$

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs K_{ij} les tensions de branche v_{j0} peuvent être égales à E ou à 0 . On introduit d'autres variables f_{11} , f_{21} et f_{31} qui prennent 1 (Fermée) ou 0 (bloquée) pour les interrupteurs K_{i1} respectivement. L'équation (II. 58) peut être réécrite comme suit:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 59})$$

II.4.4 Stratégie de commande

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et d'une tension de modulation triangulaire.

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

$$\text{Pour l'onduleur1 } v_{ks1\text{ref}} = v_m \sin\left[2\pi ft - \frac{2(j-1)\pi}{3}\right] \quad (\text{II. 60})$$

$$\text{Pour l'onduleur2 } v_{ks2\text{ref}} = v_m \sin\left[2\pi ft - \frac{2(j-1)\pi}{3} - \alpha\right] \quad (\text{II. 61})$$

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

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$v_p(t) = \begin{cases} v_{pm} \left[4 \frac{t}{T_p} - 1\right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ v_{pm} \left[-4 \frac{t}{T_p} + 1\right] & \text{si } 0 < t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II. 62})$$

La commande MLI de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres suivants :

L'indice de modulation "m" : est égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f_m}$).

Le coefficient de réglage en tension "r" : est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{v_m}{v_{pm}}$).

La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de références avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

Pour l'onduleur 1

$$\text{Si } v_{as1ref} \geq v_p(t) \quad f_{11} = 1 \quad \text{sinon } f_{11} = 0 \quad (\text{II. 63})$$

$$\text{Si } v_{bs1ref} \geq v_p(t) \quad f_{21} = 1 \quad \text{sinon } f_{21} = 0 \quad (\text{II. 64})$$

$$\text{Si } v_{cs1ref} \geq v_p(t) \quad f_{31} = 1 \quad \text{sinon } f_{31} = 0 \quad (\text{II. 65})$$

Pour l'onduleur 2

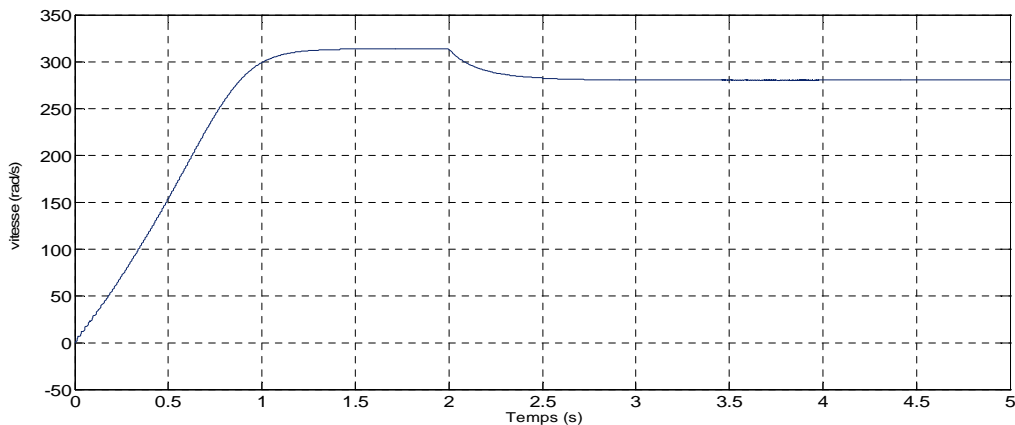
$$\text{Si } v_{as2ref} \geq v_p(t) \quad f_{12} = 1 \quad \text{sinon } f_{12} = 0$$

$$\text{Si } v_{bs2ref} \geq v_p(t) \quad f_{22} = 1 \quad \text{sinon } f_{22} = 0 \quad (\text{II. 66})$$

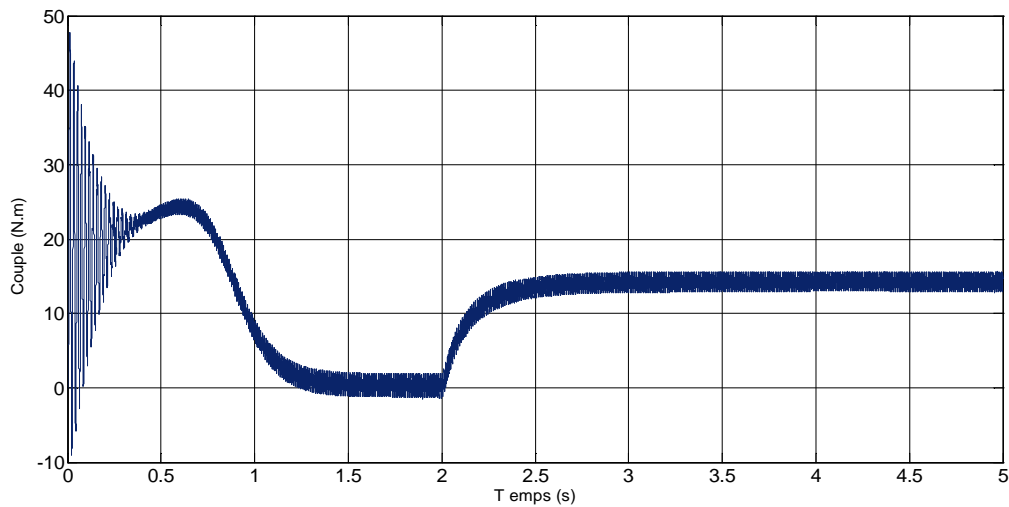
$$\text{Si } v_{cs2ref} \geq v_p(t) \quad f_{32} = 1 \quad \text{sinon } f_{32} = 0$$

II.4.5 Résultats de simulation

La simulation numérique est effectuée pour l'indice de modulation $m = 21$ et le coefficient de réglage en tension $r = 0,8$. Le Fonctionnement en charge avec $C_r = 14 \text{ N.m}$ à $t=2\text{s}$.



a-Vitesse W_r (rad/s)



b- Couple électromagnétique(N.m)

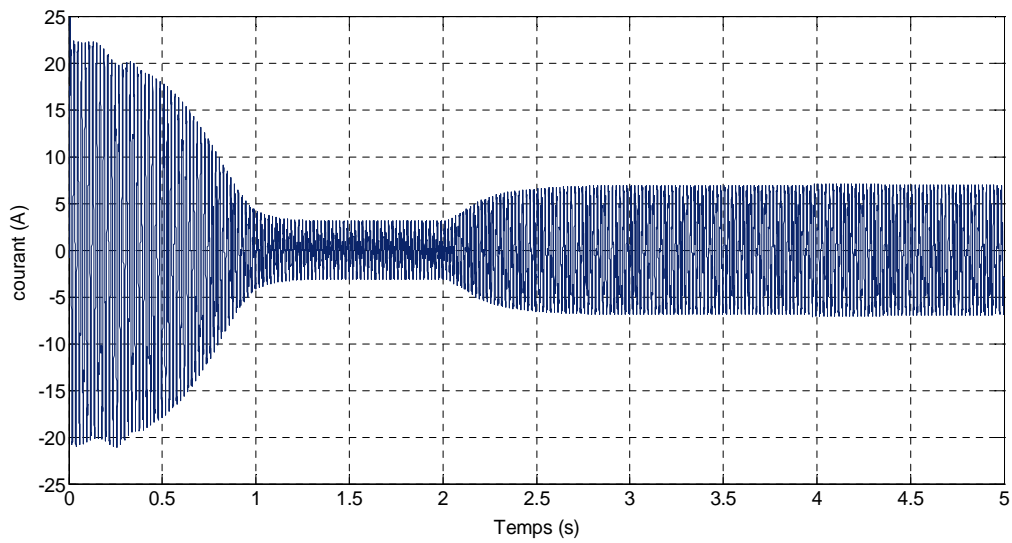
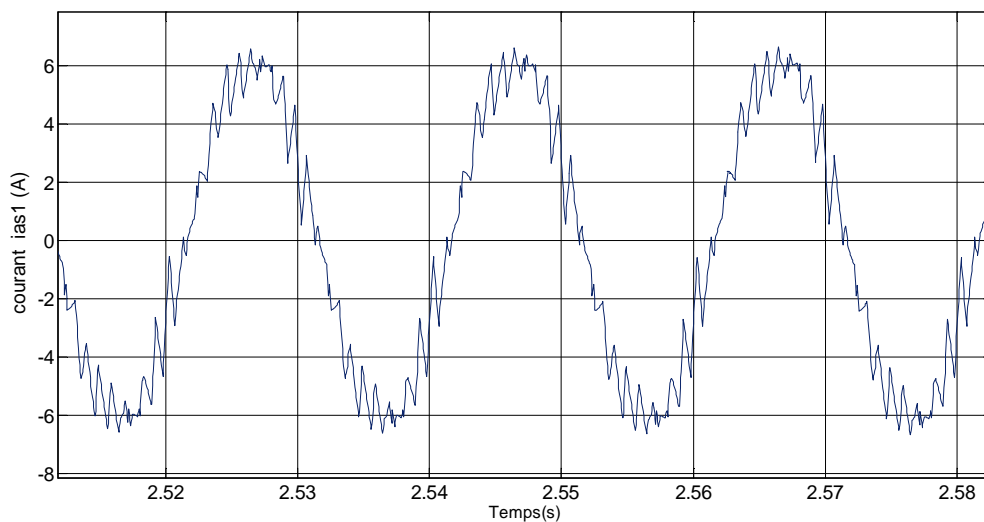
c- Courant i_{as1} (A)d- Zoom de courant i_{as1}

Figure II.7 : Résultats de simulation de l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.

II.4.6 Interprétations des résultats

Les résultats de simulation de la (figure II.7) montrent la présence de très fortes ondulations au niveau du couple électromagnétique (Figure II.7(b)) et aussi des courants (Figure II.7(d)), qui se justifie par la présence des harmoniques due aux onduleurs de tension.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone triphasée à double étoile en mode moteur. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique, dont la complexité est réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices formant un système à coefficients variables, qui rend la résolution du système complexe. L'une des solutions présentées précédemment était la transformée de Park qui nous a permis d'avoir un système à coefficients constants.

Notre modélisation est faite sur le référentiel lié champ tournant. puisque, les deux axes (d,q) sont immobile par rapport au champ électromagnétique créé par les deux étoile ($\omega = \omega_s$). En outre, il est utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, ...ect.

Chapitre III

La commande directe du couple d'une MASDE

Introduction :

Le contrôle direct de couple (CDC) ou DTC venu du terme anglais de 'Direct Troque Control', cette commande a été introduite il y a plus d'une vingtaine d'année par Takahashi et Depenbroak, pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétrique, dans les quelles le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans faire recours à des capteurs mécaniques. les valeurs instantanées du vecteur tension, sont choisis à partir d'une table de commutation qui remplace le générateur de MLI des structures classique du contrôle par onduleur de tension à MLI. Cette technique de commande présente de majeurs avantages par rapport aux techniques classiques, qui se résume notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse de couple et l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres rotoriques, l'absence de transformations de Park. [2,42]

Dans ce chapitre, on propose une commande par DTC de la machine asynchrone double étoile, cette commande est ensuite simulée.

III.1 Principe de la Commande Directe Du couple [36]

La commande directe du couple de la machine asynchrone double étoile consiste à déterminer directement la séquence de commande à appliquer à un onduleur de tension. Dans le cas générale le choix se base sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont le rôle est de contrôler l'état du système. A savoir ici l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique .L'état de ces grandeurs permet de déduire le vecteur tension statorique à appliquer à la machine asynchrone double étoile pour maintenir au mieux le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis.

III.2 Caractéristiques principaux de la commande directe du couple :

Cette technique de commande possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, et une plage de fonctionnement sans capteurs mécanique. Parmi les caractéristiques générale de cette commande on trouve : [43]

- La commande directe du couple se fait à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.

- L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.
- La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis.
- La référence de commutation de l'onduleur dépend aussi de la largeur des bandes à hystérésis. [44]

III.3 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé : [36]

Les interrupteurs de l'onduleur de tension, voir (Figure III.1), doivent être commandés de manière à maintenir le flux et le couple de la machine.

Le vecteur de la tension statorique peut V_s s'écrire sous la forme :

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{III. 1})$$

Où S_a, S_b, S_c représentent l'état logique des 3 interrupteurs de l'onduleur.

La figure (III.1), montre la représentation dans le plan complexe des 8 positions du vecteur V_s , dont deux correspondent au vecteur nul, générés par un onduleur de tension à deux niveaux.

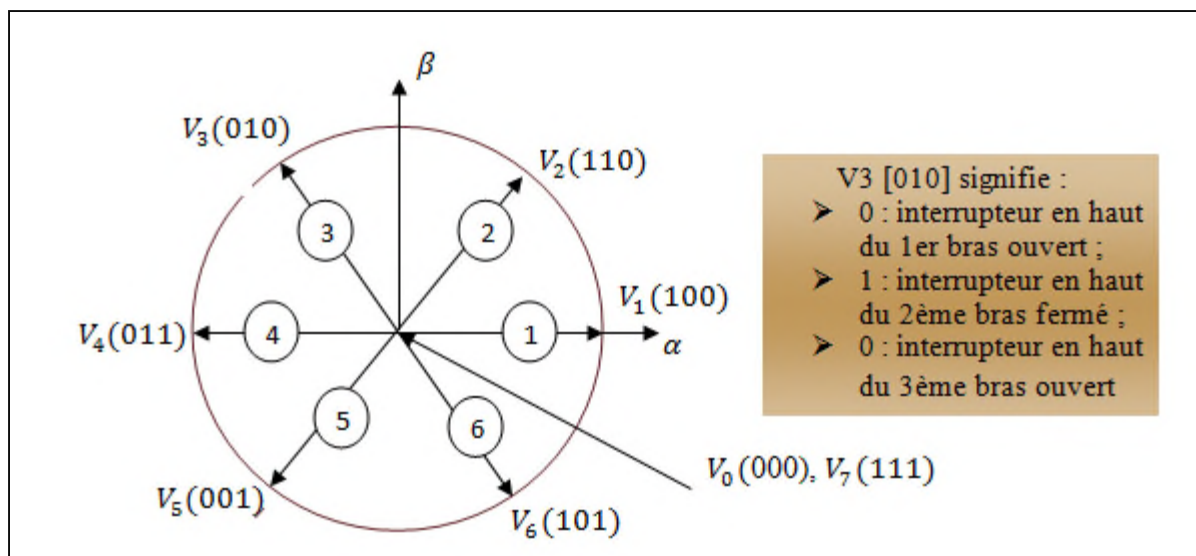


Figure III.1. Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension à deux niveaux

III.4 Contrôle du flux statorique :

On se place dans le repère fixe (α, β) lié aux stators de la machine, Le flux statorique de la machine asynchrone double étoile est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (\text{III. 2})$$

A partir de l'équation(III.2) on obtient :

$$\varphi_s = \varphi_s(0) + \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{III. 3})$$

Où : $\varphi_s(0)$ est le vecteur flux à l'instant $t=0$.

Dans cette étude nous allons considérer le terme $R_s I_s$ négligeable devant le vecteur de tension V_s ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée [45]. Et la trajectoire de φ_s suit la direction de vecteur tension de sortie du convertisseur V_s . Si V_s est un vecteur de tension non nul, l'extrémité du vecteur φ_s suit la direction de V_s qui est fixé à l'intérieur d'un intervalle de commutation. [46,47]

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué à la MASDE reste constant, on peut écrire alors :

$$\varphi_s(k+1) \approx \varphi_s(k) + V_s \cdot T_e \quad (\text{III. 4})$$

A partir de l'équation précédente on trouve :

$$\Delta\varphi_s \approx V_s \cdot T_e \quad (\text{III. 5})$$

Avec :

$\varphi_s(k)$: C'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;

$\varphi_s(k+1)$: C'est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;

$\Delta\varphi_s$: C'est la variation du vecteur flux statorique $(\varphi_s(k+1) - \varphi_s(k))$;

Pour une période d'échantillonnage constante, $\Delta\varphi_s$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator de la MASDE, la figure(III.2) montre l'évolution du vecteur flux statorique dans le plan (α, β) .

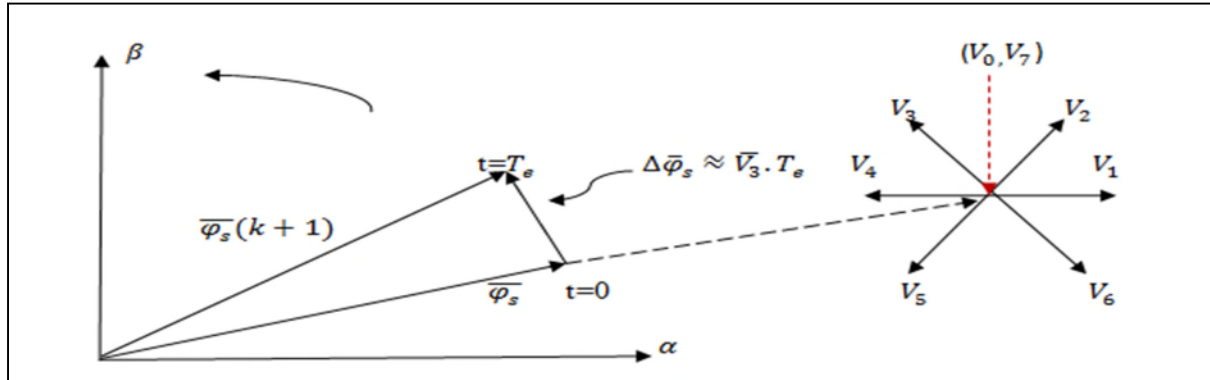


Figure III.2: Schéma de l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) .

III.5 Contrôle du couple

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante :

$$C_{em} = k \cdot |\varphi_s| \cdot |\varphi_r| \cdot \sin \delta \quad (III.6)$$

Tel que : $\delta = \theta_s - \theta_r$ et $k = \frac{p}{L_q}$

Avec :

δ : Est l'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

K : Est une constante dépendant des paramètres de la machine.

φ_r : Est le vecteur du flux rotorique.

D'une manière générale trois points fondamentaux sont à envisager :

- l'action d'un vecteur ne sera pas le même sur le couple et sur le flux statorique. En effet cette action dépend de la position du flux au moment de l'application de vecteur tension ;
- l'action d'un même vecteur dépend aussi du sens de rotation de la machine ;
- la rapidité de l'augmentation ou de la diminution du flux ou du couple dépend aussi de la tension appliquée ;

III.6 Sélection du vecteur tension [2,42]

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité de vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit toujours être perpendiculaire

au vecteur flux. Mais comme on a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur fixe souhaitée.

Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de V_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux. Mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

On délimite généralement l'espace d'évolution de φ_s dans le référentiel fixe (stator), en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des vecteurs tensions non nuls. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes.

Lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone numérotée i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} , ont la composante de flux la plus importante. En plus leurs effets sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi, ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls, ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure (III.3).

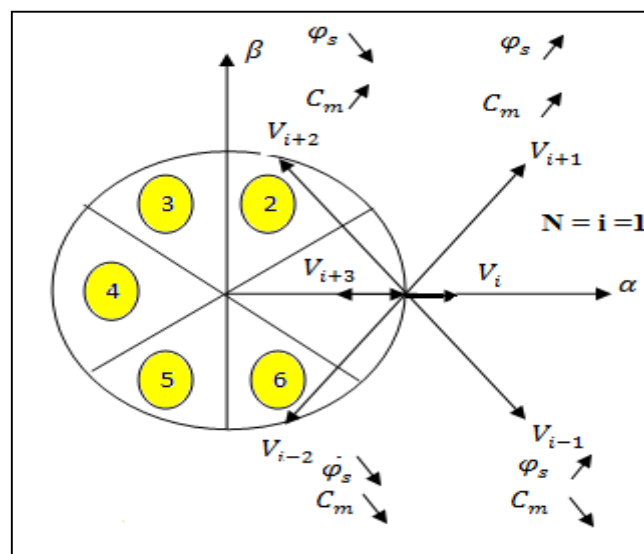


Figure III.3 : Sélection du vecteur tension selon la zone $N=1$

- Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.

- Si V_0 ou V_7 est sélectionné, alors le vecteur flux s'arrête et le couple décroît et la vitesse est positive. et croît si la vitesse est négative.

III.7 Estimation du flux [48]

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine.

A partir de l'équation

$$\varphi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{III. 7})$$

On obtient les composantes α et β du vecteur φ_s :

$$\varphi_s = \varphi_{s\alpha k} + j\varphi_{s\beta k} \quad (\text{III. 8})$$

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha k} = \int_0^t (V_{s\alpha k} - R_s I_{s\alpha k}) dt \\ \varphi_{s\beta k} = \int_0^t (V_{s\beta k} - R_s I_{s\beta k}) dt \end{cases} \quad (\text{III. 9})$$

Avec : $k=1,2$

Les tensions sont exprimées à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 , et des états de commande ($S_a, S_b; S_c$), après l'application de la transformation de CONCORDIA sur les tensions d'entrée V_{an}, V_{bn} et V_{cn} on aura :

$$V_s = V_{s\alpha k} + jV_{s\beta k} \quad (\text{III. 10})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha k} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_0 \cdot \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta k} = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot U_0 \cdot (S_b + S_c) \end{cases} \quad (\text{III. 11})$$

De même pour les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir des courants réels I_{sa}, I_{sb} et I_{sc} ($I_{sa} + I_{sb} + I_{sc} = 0$) par application de la transformation de CONCORDIA :

$$I_s = I_{s\alpha k} + jI_{s\beta k} \quad (\text{III. 12})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha k} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_{sa} \\ I_{s\beta k} = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot (2I_{sa} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III. 13})$$

Le module de flux statorique

$$\varphi_s = \sqrt{((\varphi_{s\alpha 1} + \varphi_{s\alpha 2})^2) + ((\varphi_{s\beta 1} + \varphi_{s\beta 2})^2)} \quad (\text{III. 14})$$

L'angle θ_s entre le référentiel statorique et le vecteur φ_s est égal à :

$$\theta_s = \text{Arctg} \frac{\varphi_{s\alpha 1} + \varphi_{s\alpha 2}}{\varphi_{s\beta 1} + \varphi_{s\beta 2}} \quad (\text{III. 15})$$

III.8 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants statorique mesurés, et qui peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_{em} = p[\varphi_{\alpha 1} \cdot i_{\beta 1} + \varphi_{\alpha 2} \cdot i_{\beta 2} - \varphi_{\beta 1} \cdot i_{\alpha 1} + \varphi_{\beta 2} \cdot i_{\alpha 2}] \quad (\text{III. 16})$$

III.9 Correcteur de flux [49]

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur φ_s dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III.4). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de φ_s , afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne K_φ indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($K_\varphi = 1$) ou diminuée ($K_\varphi = 0$) de façon à maintenir :

$$|\varphi_s^* - \widehat{\varphi}_s| \leq \varepsilon_\varphi \quad (\text{III. 17})$$

Avec

φ_s^* : Le flux de référence.

ε_φ : La largeur d'hystérésis du correcteur.

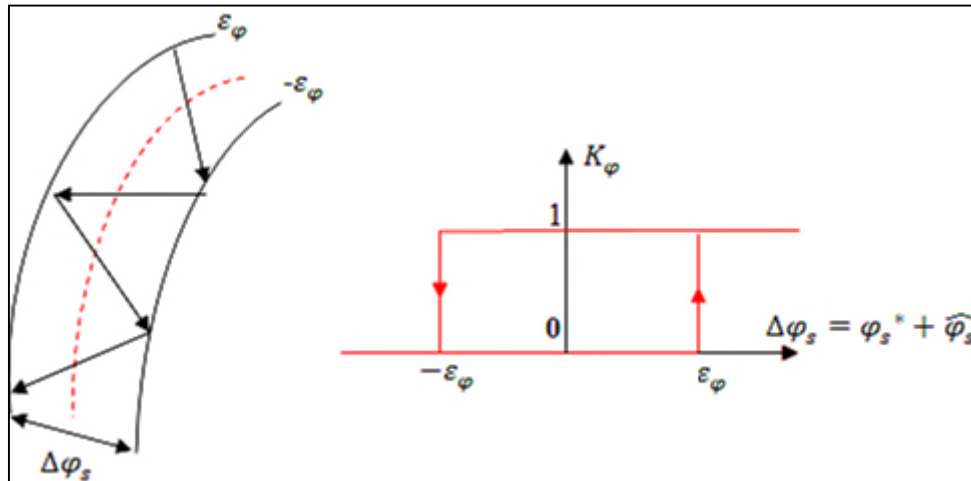


Figure III.4: Contrôle du flux à partir d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux

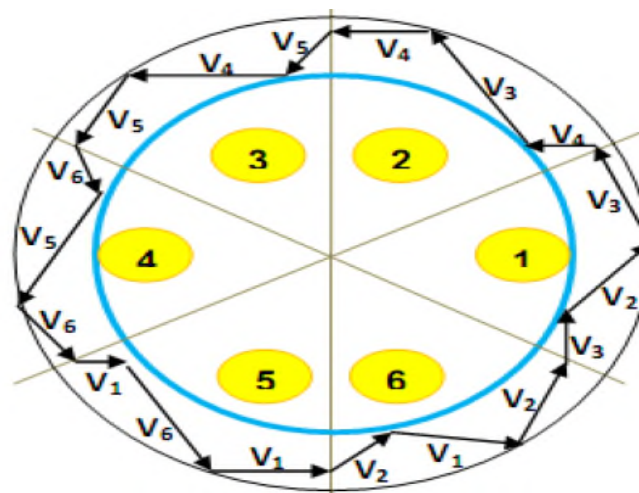


Figure III.5 : sélection des tensions V_i pour contrôler le flux statorique

III.10 Correcteur de couple [50]

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites :

$$|C_{em}^* - \widehat{C}_{em}| \leq \varepsilon_c \quad (III. 18)$$

Avec :

C_{em}^* : La référence de couple et ε_c la bande d'hystérésis du correcteur.

Si on s'interdit d'utiliser les vecteurs tensions nuls pour faire varier le couple, on peut envisager pour le couple un correcteur de la même forme que celui du flux. Mais on a vu que le couple peut croître ou décroître en appliquant les vecteurs tensions nuls. L'avantage d'utiliser le vecteur nul est que grâce aux changements moins rapide de couple on diminue le

nombre de commutations. En plus la nature du vecteur nul appliqué peut être choisie de manière à réduire encore plus le nombre de commutations.

En regardant les vecteurs tensions, on constate que pour appliquer V_{i-1} après V_{i+1} ou vice versa, il faut une commutation dans deux bras différents. Cette réalité est aussi valable pour appliquer V_{i-2} après V_{i+2} et vice versa. Mais il y a toujours un vecteur tension nul qu'on peut appliquer après un vecteur non-nul avec une seule commutation.

$$V_{i+1} \Leftrightarrow V_{i-1} : \text{Deux commutations ;}$$

$$V_{i+2} \Leftrightarrow V_{i-2} : \text{Deux commutations ;}$$

$$V_1, V_3, V_5 \Leftrightarrow V_0 : \text{Une commutation ;}$$

$$V_2, V_4, V_6 \Leftrightarrow V_7 : \text{Une commutation ;}$$

III.10.1 Correcteur du couple à deux niveaux [51]

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de φ_s . N'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seul les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} , peuvent être sélectionnés pour faire évaluer le flux φ_s . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les secteurs N_i , on s'aperçoit que pour chaque secteur i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

III.10.2 Le correcteur du couple à trois niveaux [2]

Le comparateur à trois niveaux permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. Ainsi le comparateur à trois niveaux confère à la commande la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans modification de la structure de commande. Ce dernier est modélisé par l'algorithme (III.19), tel que k_c représente l'état de sortie du correcteur, et ε_c la limite de la bande d'hystérésis voir (figure III.6).

Avec :

$k_c = 1$ signifie que le couple est inférieur à la limite de la bande et il faut donc l'augmenter.

$k_c = -1$ signifie que le couple est supérieur à la limite de la bande et il faut le diminuer.

$k_c = 0$ signifie que le couple est à l'intérieur de la bande et il faut donc le maintenir.

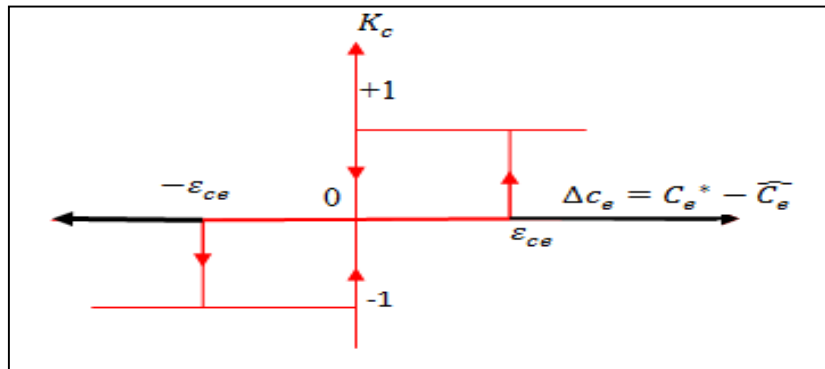


Figure III.6 : Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux

On peut écrire alors : [42]

Si	$\Delta C_e > \varepsilon_c$		alors	$K_c = 1$	
Si	$0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_c$	et	$\frac{d\Delta C_e}{dt} > 0$	alors	$K_c = 0$
Si	$0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_c$	et	$\frac{d\Delta C_e}{dt} < 0$	alors	$K_c = 1$
Si	$\Delta C_e < -\varepsilon_c$		alors	$K_c = -1$	(III. 19)
Si	$-\varepsilon_c \leq \Delta C_e \leq 0$	et	$\frac{d\Delta C_e}{dt} > 0$	alors	$K_c = 0$
Si	$-\varepsilon_c \leq \Delta C_e \leq 0$	et	$\frac{d\Delta C_e}{dt} < 0$	alors	$K_c = -1$

III.12 Elaboration de la table de commande [52]

La sélection du vecteur tension à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux, dans les limites des deux bandes à hystérésis. En se basant sur les erreurs du flux $\Delta\varphi_s$ et du couple électromagnétique ΔC_{em} , on définit l'état des variables k_φ et k_c , et à base de ces derniers et selon le secteur du vecteur de flux statorique $N_i = (1, \dots, 6)$, on élabore les deux tables de vérité qui sont présentées sous les formes suivantes :

Tableau III.1 : Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tensions nuls) [36]

Flux	couple	N=1	N=2	N =3	N =4	N =5	N=6	Correcteur	
$K_{\phi}=0$	$K_c=1$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	deux niveaux	Trois niveaux
	$K_c=0$	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇		
	$K_c=-1$	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄		
$K_{\phi}=1$	$K_c=1$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	deux niveaux	Trois niveaux
	$K_c=0$	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀		
	$K_c=-1$	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅		

Tableau III.2 : Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tensions non nuls) [36]

Flux	couple	N=1	N=2	N =3	N =4	N =5	N=6	Correcteur	
$K_{\phi}=0$	$K_c=1$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	deux niveaux	Trois niveaux
	$K_c=0$	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃		
	$K_c=-1$	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄		
$K_{\phi}=1$	$K_c=1$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	deux niveaux	Trois niveaux
	$K_c=0$	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆		
	$K_c=-1$	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅		

III.13 Régulation de vitesse : [53]

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \Rightarrow \Omega = \frac{C_{em} - C_r}{J s + f} \quad (\text{III. 20})$$

Avec :

J : Moment d'inertie.

f: Frottements.

Le schéma fonctionnel simplifié du système de contrôle avec le régulateur PI est donné par la Figure (III.7).

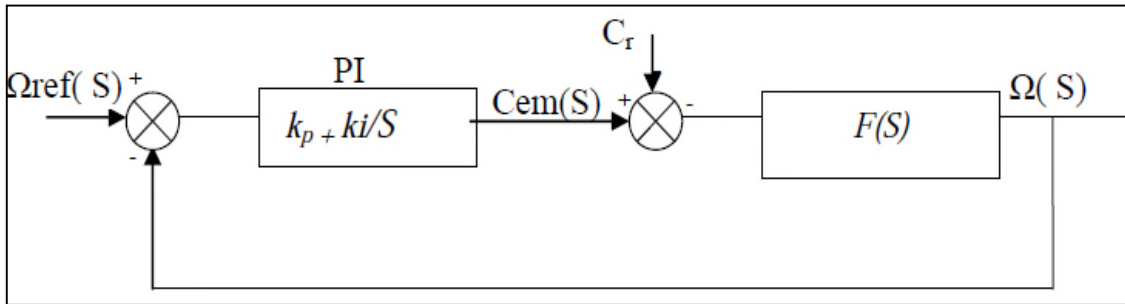


Figure III.7 : schéma fonctionnel de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$\Omega = \frac{1}{JS + f} \left(\frac{K_p s + K_i}{s} \right) (\Omega_e - \Omega_r) - \frac{1}{JS + f} C_r \tag{III. 21}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\Omega = \frac{K_p s + K_i}{JS + (K_p + f)s + K_i} \Omega_{ref} - \frac{K_p s + K_i}{JS^2 + (K_p + f)s + K_i} C_r \tag{III. 22}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique.

$$\frac{1}{1 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \tag{III. 23}$$

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{2\varepsilon}{\omega_n} = \frac{K_p + f}{K_i} \end{cases} \tag{III. 24}$$

La table suivante donne des valeurs du coefficient d'amortissement ε et les valeurs de la pulsation propre ω_n correspondante et le temps de réponse $\tau_{r5\%}$:

ε	$\omega_n \tau_{r5\%}$
0.4	7.7
0.5	7.3
0.6	5.2
0.7	3
1	4.75

Tableau III.3. Relation entre ω_n , $\tau_{r5\%}$ et ε

Si on prend

$$\begin{cases} \varepsilon = 0.7 \\ \omega_n \tau_{r5\%} = 3 \end{cases}$$

Après simplification on aura :

$$K_i = J \left(\frac{3}{\tau_r} \right)^2 \quad (\text{III. 25})$$

$$K_p = J \left(\frac{6}{\tau_r} \right) \varepsilon - f \Rightarrow K_p = J \left(\frac{6}{\tau_r} \right) - f \quad (\text{III. 26})$$

Ou bien :

$$\tau = \frac{K_p}{K_i} \Rightarrow K_p = \tau K_i \quad (\text{III. 27})$$

Il est bien connu que la régulation de vitesse des machines asynchrone avec des régulateurs PI, ne permet pas d'obtenir de très bonnes performances, lorsque la consigne de vitesse varie considérablement (dépassement important de la réponse de vitesse). En effet, lors d'une variation importante de la consigne de vitesse. Le régulateur PI se trouve devant un écart, ce qui provoque une forte action proportionnelle du correcteur qui se traduit par un dépassement de la vitesse du moteur.

Une première solution pour remédier à ce problème consiste à adoucir la consigne de vitesse, c'est-à-dire, filtrer la vitesse de consigne par l'introduction d'un filtre de fonction de transfert du deuxième ordre :

$$H(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\varepsilon\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{III. 28})$$

Où :

K : Gain statique.

ω_n : Pulsation propre.

ε : Coefficient d'amortissement.

III.14 Structure générale de la DTC appliquée à la MASDE

La figure (III.8) représente les éléments essentiels d'un système de contrôle direct du Couple des machines asynchrones (MASDE). Le choix du vecteur V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage (T_e). L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir des courants statoriques nécessite la connaissance du vecteur tension imposé. L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de commutation, permettant de définir le choix du vecteur V_s sans avoir recours à la position du rotor qui nécessite généralement un capteur de vitesse. Cette dernière, en combinaison avec les comparateurs à hystérésis, représente la table de commutation qui remplace le générateur MLI des structures classiques du contrôle par onduleur de tension. Cette partie du diagramme

comprend un contrôleur de vitesse, qui consiste en un comparateur entre vitesse de consigne et vitesse réelle, qui injecte l'erreur dans un régulateur PI, qui à son tour transmet une référence au contrôleur du couple, et qui est pour rôle d'annuler l'erreur statique et de réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système.

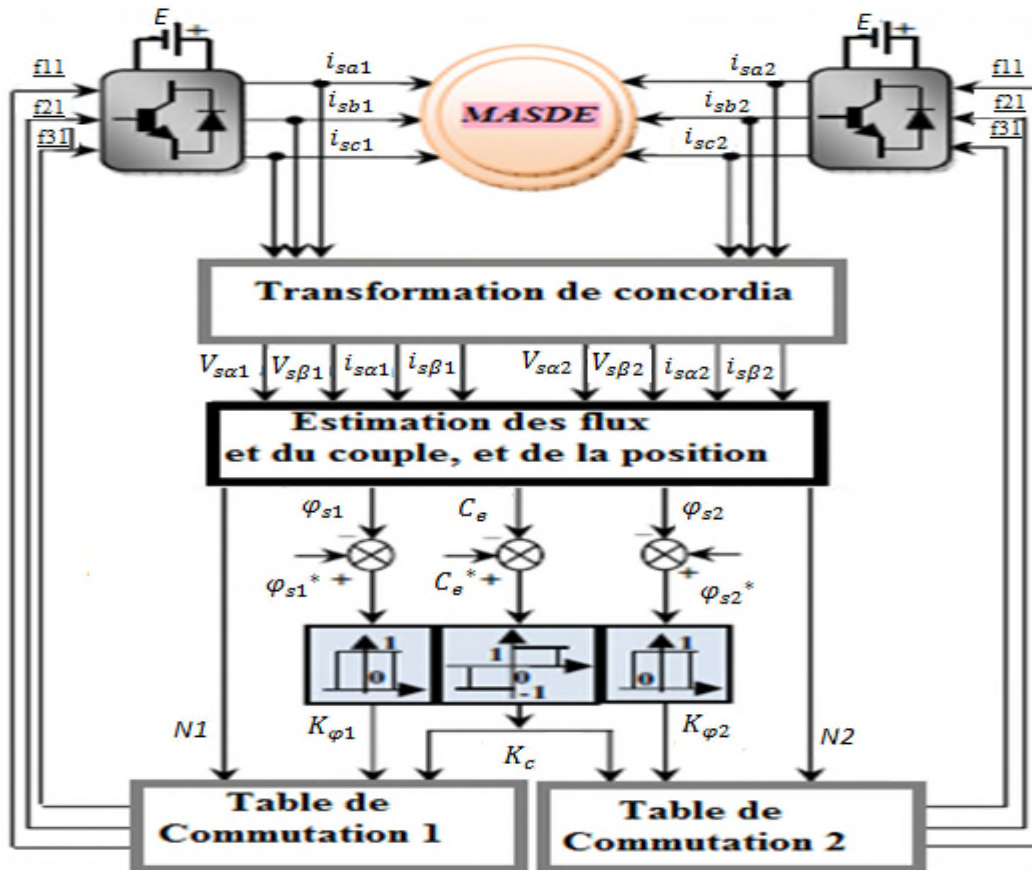


Figure III.8: représente la structure générale du contrôle direct du couple de la MASDE.

III.15 Résultats de simulation de la commande par DTC de la MASDE

On présente dans ce qui suit des résultats de simulation de la régulation de vitesse de la MASDE.

La commande par DTC est appliquée à un modèle du MASDE. Les deux enroulements statoriques sont alimentés séparément par deux onduleurs qui sont commandés par la technique DTC en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI, et avec l'utilisation d'un comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.

La simulation est simulée dans les conditions suivantes :

- La bande d'hystérésis du comparateur du couple est dans ce cas fixée à $\pm 0.02N.m.$, et celle du comparateur de flux à $\pm 0.02 Web.$

- Flux de référence égale 0.7 Web.

Pour bien juger cette commande, deux tests sont effectués telle que :

- Variation de charge.
- Variation de sens de rotation de vitesse.

III.15.1 Tests de robustesse

Premier test : variation de charge

Les figures suivantes représentent l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension contrôlés par la commande directe du couple. À $t=3$ s on applique un couple de charge de 5 N.m. à 4.5s on applique la moitié du couple de charge précédant.

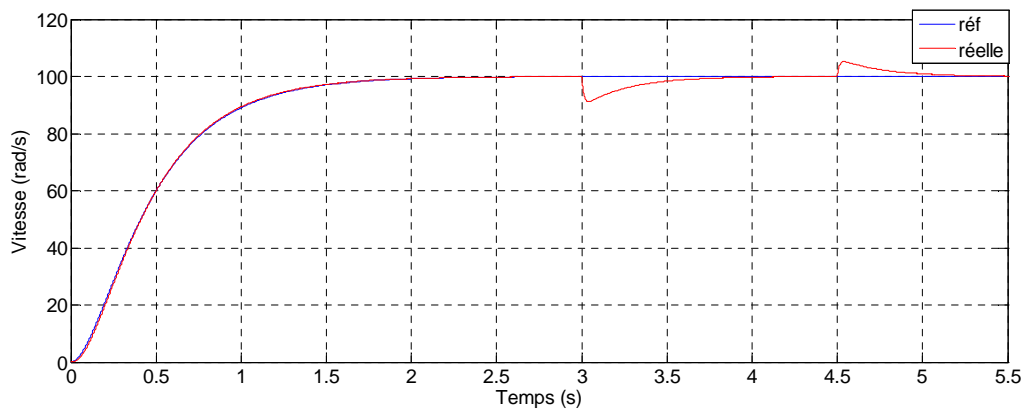


Figure III.9: Vitesse W_r (rad/s)

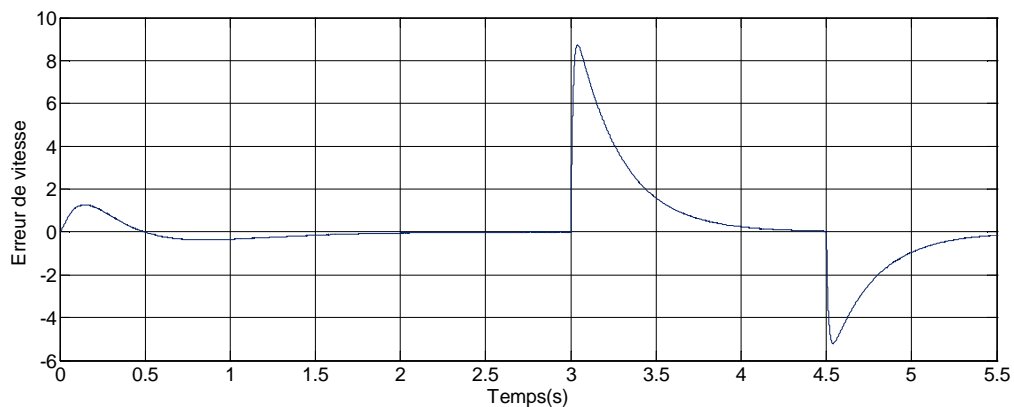


Figure III.10 : Erreur de vitesse

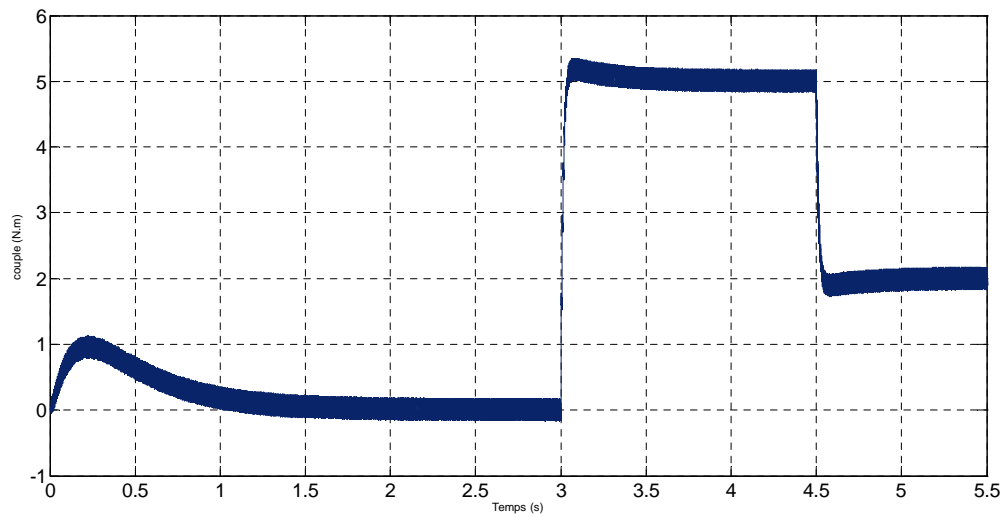


Figure III.11 : Couple électromagnétique (N.m)

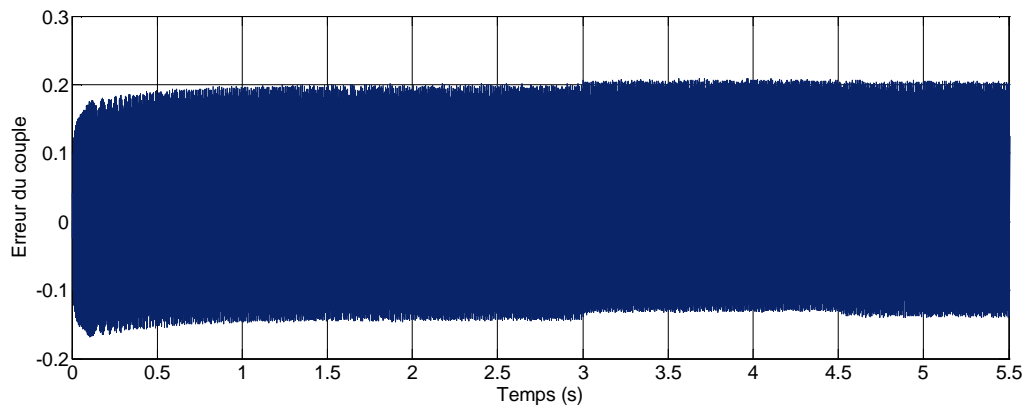


Figure III.12 : Erreur du Couple

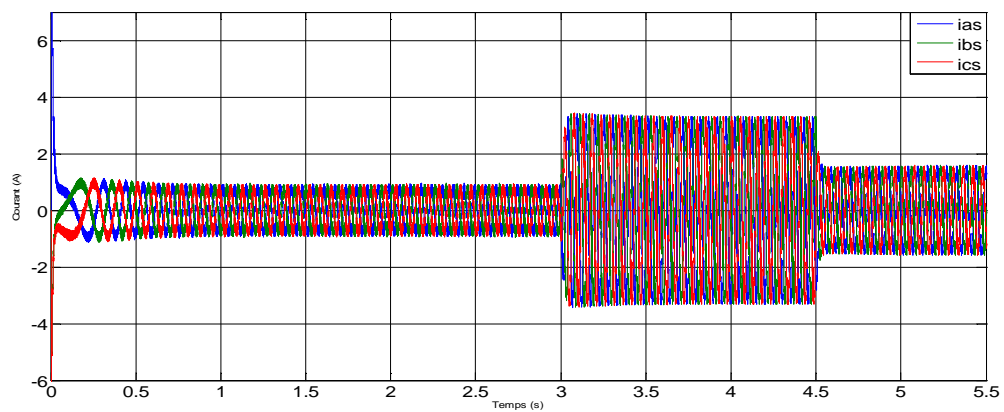


Figure III.13 : Courants statoriques (A)

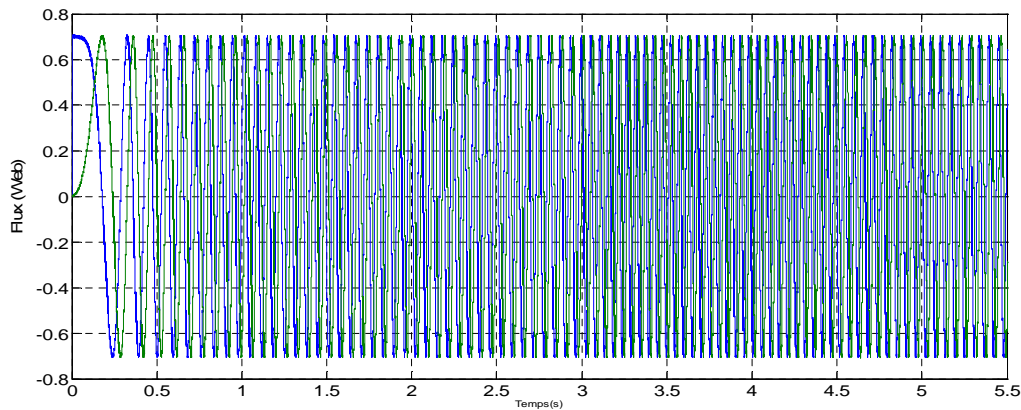


Figure III.14 : Flux alpha ,beta (Web)

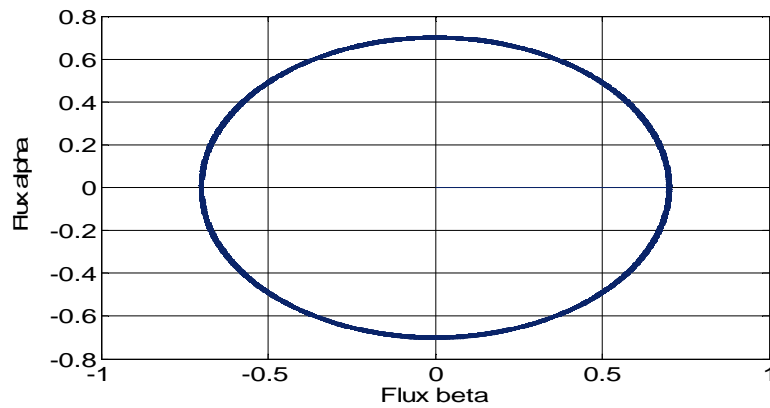


Figure III.15 : Cercle de flux

Interprétation des résultats

On voit bien qu'il y a une réponse du couple entre les instants $t=0s$ et $t=1.8s$. Par la suite au début du régime permanent à $t=2s$, le moteur étant à vide, le couple se stabilise à une valeur due aux frottements (proche de zéro).

D'après les résultats de simulation, on voit que le couple électromagnétique suit la consigne (Figure III.11). Et la vitesse aussi le suit avec une petite erreur lors de l'application de la charge (Figure III.9). Ainsi les amplitudes des courants statoriques varient en fonction du couple (Figure III.13).

Les deux composantes du flux $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ sont en quadrature ($\varphi_{s\alpha}$ est cos sinusoïdale, $\varphi_{s\beta}$ est sinusoïdale)

La trajectoire du flux décrit un cercle dans le plan (α, β) , le module du flux garde la même valeur, il n'est pas affecté par la variation du couple de charge.

Deuxième test : Changement de sens de rotation

Dans cet essai on fait un changement de sens de rotation de 100 à -100 à $t=5.5s$ suivie des applications des charges de 5N.m à l'instant $t=3s$ et une charge de -5N.m à $t=12s$.

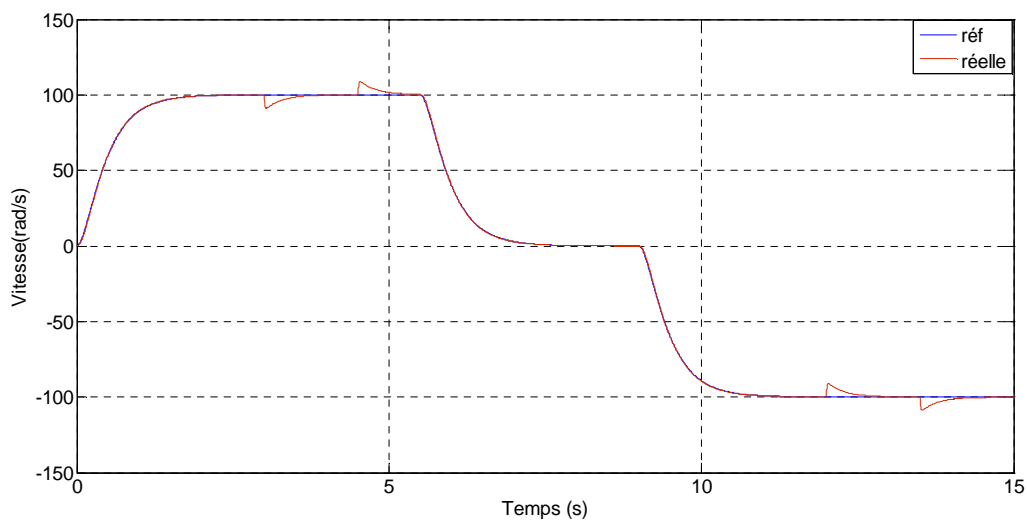


Figure III.16: vitesse W_r (rad/s)

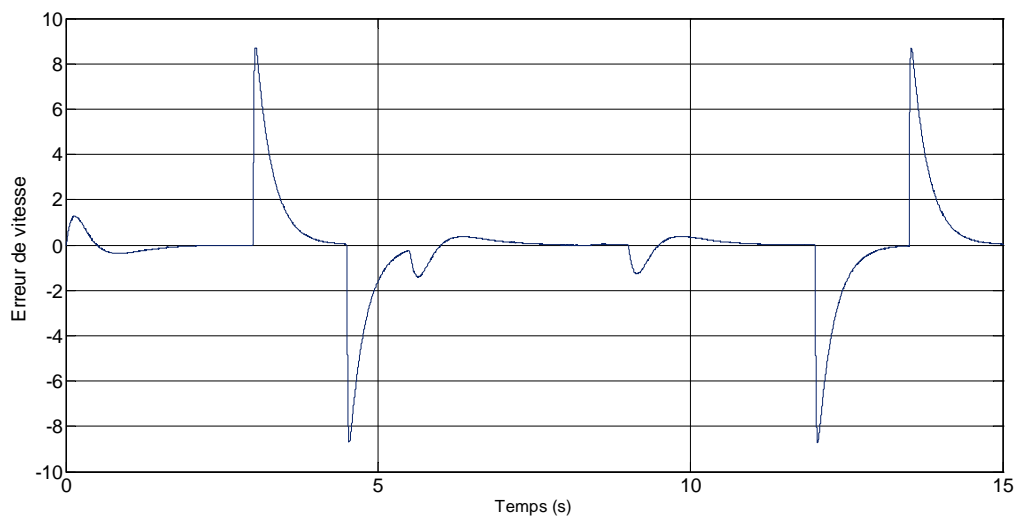


Figure III.17 : Erreur de vitesse.

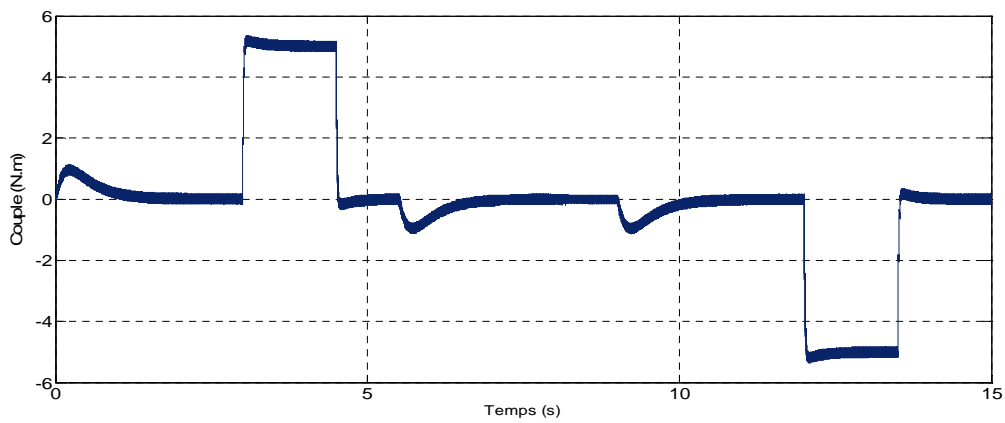


Figure III.18 : Couple électromagnétique

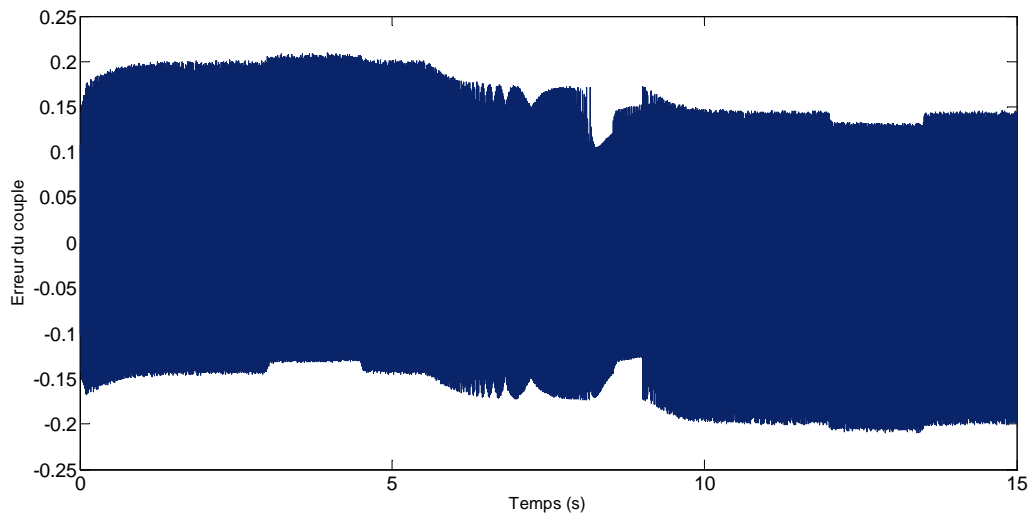


Figure III.19 : Erreur du couple

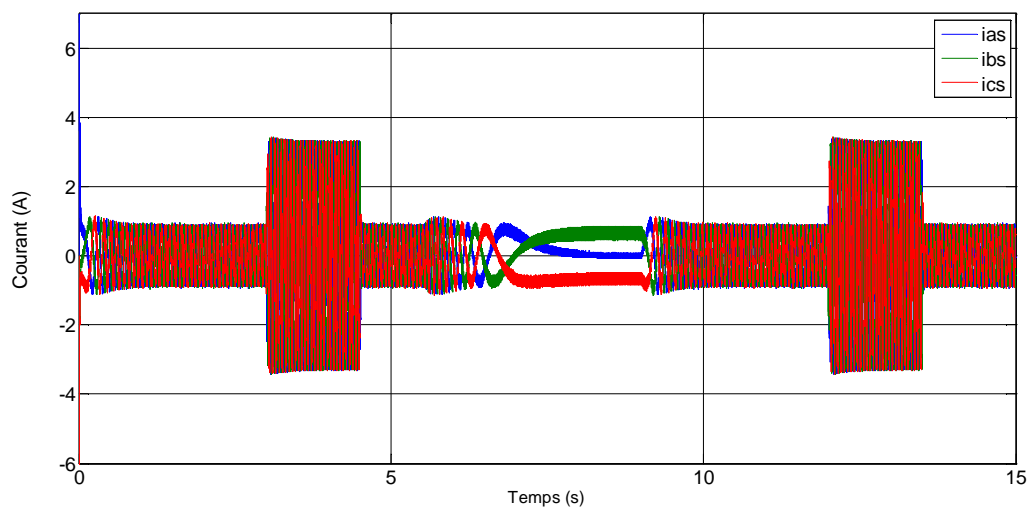


Figure III.20 : Courant en fonction du temps

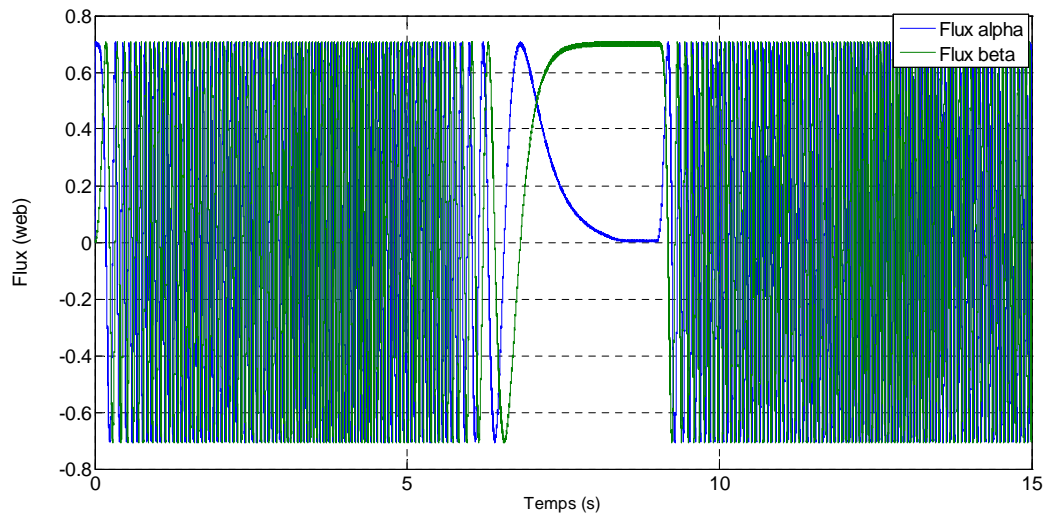


Figure III.21 : Flux en fonction du temps

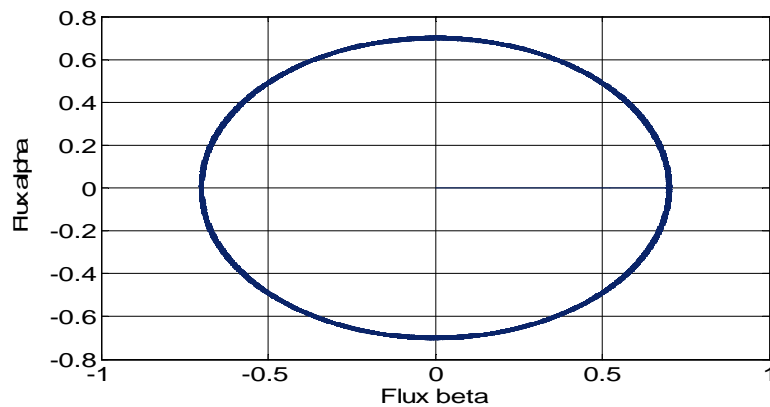


Figure III.22 : Cercle de flux

Interprétation des résultats

A l'inversion de sens de rotation de vitesse, on remarque sur les figures précédentes, que la poursuite en vitesse s'effectue avec un rejet de perturbation lors de l'application de la charge, avec une erreur indiquée sur la Figure (III.17). De même pour le couple, Figure (III.19). Les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent à l'inversion de vitesse. Pour Le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement.

Conclusion

Ce chapitre était consacré à la commande par DTC de la MASDE, Les grandeurs flux statorique et couple électromagnétique sont calculés uniquement à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteur mécanique.

Cette commande avec un régulateur PI offre une meilleure dynamique et une bonne précision ou elle présente un temps de réponse en couple et en vitesse réduit. Mais aussi l'avantage d'être robuste vis-à-vis des deux essais effectués. Par contre, cette stratégie présente l'inconvénient majeur de l'absence de maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur.

Conclusion générale

Dans ce travail :

Nous nous sommes tout d'abord intéressés aux machines multiphasées afin de présenter leurs caractéristiques, nous avons vu que le fait de multiplier le nombre de phase statoriques conduit à éliminer certaines interactions entre harmoniques. Cela nous a permis d'introduire la MASDE, et de montrer ces avantages, notamment l'élimination des harmoniques d'espaces de rang cinq et sept et du couple harmonique de rang six.

Une part de nos efforts était consacrée à la modélisation. Nous avons établie un modèle mathématique, dont la complexité est réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices formant un système à coefficients variables, qui rend la résolution du système complexe. L'une des solutions présentées est la transformée de Park qui nous a permis d'avoir un système à coefficients constants. L'étude était menée avec un décalage angulaire 30° entre les deux étoiles, cette machine était alimentée par deux onduleurs de tension de commande MLI, qui produisent des harmoniques de couple, mais restent faibles par rapport aux machines conventionnelles triphasées.

La stratégie de commande directe du couple énoncée par Takahashi est un moyen simple à mettre en œuvre et efficace pour piloter une machine asynchrone. Les grandeurs flux statorique et couple électromagnétique sont calculés uniquement à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteur mécanique. De plus, cette commande ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore nettement les grandeurs contrôlées. De même, il n'est pas nécessaire de connaître la position angulaire du rotor car seule la position du flux statorique est utilisée. La DTC présente un temps de réponse en couple et en vitesse réduit, et qui présente aussi l'avantage d'être robuste vis-à-vis les variations des paramètres et la possibilité d'imposer directement l'amplitude des ondulations du couple et du flux.

Par contre, la DTC a un inconvénient majeur de l'absence de maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur.

ANNEXES

Annexes

Annexes

- A. Paramètres de la machine asynchrone a double étoile MASDE.
- B. Description de l'onduleur triphasé.
- C. transformation de Clark.

Annexes

Annexe « A »

A-Paramètre de la machine asynchrone double étoile « MASDE »

Puissance nominale	$p_n=4,5\text{kw}$
Tension nominale	$V_n=220\text{V}$
Courant nominale	$I_n=6,5\text{A}$
Nombre de paires de pôles	$p=1$
Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1}=3,72\Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2}=3,72\Omega$
Résistance rotorique	$R_r=2,12\Omega$
Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1}=0,022\text{H}$
Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2}=0,022\text{H}$
Inductance rotorique	$L_r=0,006\text{H}$
Inductance mutuelle	$L_m=0,3672\text{H}$
Moment d'inertie	$J=0,0625\text{ kg. m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f=0,001\text{Nms/rd}$
Fréquence nominale	$f=50\text{Hz}$
La vitesse nominale	$N=3000\text{tr/min}$

Annexe « B »

B- Description de l'onduleur triphasé :

La Figure (B.1) montre le schéma électrique simplifié d'un onduleur de tension classique alimentant une charge triphasée supposée équilibrée, connectée en étoile et sans retour de neutre. La commande de chaque demi-pont est décalée par rapport à celle du demi-pont qui suit en conduction par un tiers de période.

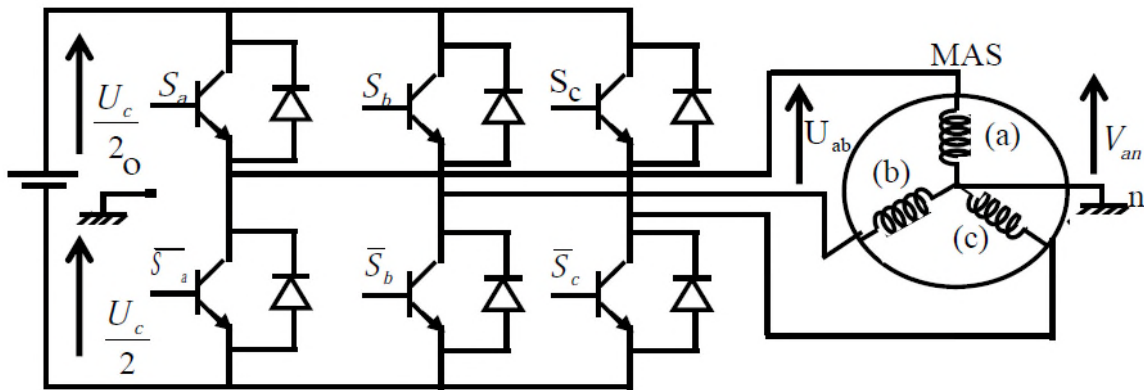


Figure B.1. Onduleur triphasé en pont et sa charge.

Le vecteur tension V_s appliqué à la machine est délivré par un onduleur de tension triphasé dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits est représenté par trois grandeurs booléennes de commande $S_i = (i=a,b,c)$

Telles que:

$S_i=1$: interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.

$S_i=0$: interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

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

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

$$\begin{cases} V_{an} = V_{n1} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = V_{n2} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = V_{n3} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases}$$

Annexes

Avec

$$\begin{cases} U_{ab} = (V_{ao} - V_{bo}) \\ U_{bc} = (V_{bo} - V_{co}) \\ U_{ca} = (V_{co} - V_{ao}) \end{cases} \quad \text{B. 2}$$

Ce qui nous permettons d'écrire :

$$\begin{cases} V_a = V_{n1} = \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_b = V_{n2} = \frac{1}{3}(-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}) \\ V_c = V_{n3} = \frac{1}{3}(-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}) \end{cases} \quad \text{B. 3}$$

Or, les tensions délivrées par les demi ponts sont données par :

$$V_{co} = \begin{cases} \frac{U_c}{2} \text{ si } S_3 \text{ est fermé} \\ -\frac{U_c}{2} \text{ si } \bar{S}_3 \text{ est fermé} \end{cases} \quad V_{bo} = \begin{cases} \frac{U_c}{2} \text{ si } S_2 \text{ est fermé} \\ -\frac{U_c}{2} \text{ si } \bar{S}_2 \text{ est fermé} \end{cases} \quad V_{ao} = \begin{cases} \frac{U_c}{2} \text{ si } S_1 \text{ est fermé} \\ -\frac{U_c}{2} \text{ si } \bar{S}_1 \text{ est fermé} \end{cases}$$

Pour les tensions simples par rapport au point neutre (o), on a :

$$V_{io} = S_i U_c - \frac{U_c}{2} \quad \text{B. 4}$$

Soit en utilisant la forme vectorielle des tensions on a :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{ao} + aV_{bo} + a^2V_{co}) \quad \text{B. 5}$$

Avec :

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

On voit que :

$$V_{so} = V_a + V_b + V_c ; V_s = V_{so}$$

Avec :

V_{so} : C'est le vecteur tension par rapport au point milieu de la tension d'onduleur.

V_s : C'est le vecteur tension par rapport au neutre de la machine.

En utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut

Annexes

S'écrire sous la forme:

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{ao} + aV_{bo} + a^2V_{co}) \quad \text{B. 6}$$

Et :

$$V_s = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} U_c e^{j(K-1)\pi} & \text{pour } k = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & \text{pour } K = 0 \text{ et } 7 \end{cases}$$

Dans le cas où la charge est un moteur asynchrone symétrique les tensions des phases appliquées par l'onduleur au stator du moteur sont soumises à la contrainte suivante :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad \text{B. 7}$$

Les équations des tensions écrites en fonction des états des interrupteurs sont données par les formules suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} U_c \\ V_{bn} = \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} U_c \\ V_{cn} = \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} U_c \end{cases} \quad \text{B. 8}$$

La représentation vectorielle de cette équation peut être exprimée par :

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a + S_b e^{\frac{j2\pi}{3}} + S_c e^{\frac{j4\pi}{3}} \right] \quad \text{B. 9}$$

Annexes

Annexe « C »

Passage du triphasé vers le repère $\alpha - \beta$

La transformation d'un repère triphasé à un repère diphasé $\alpha - \beta$ est donné par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad C.1$$

le coefficient K est arbitraire, usuellement 2 valeurs sont prise $K = \frac{2}{3}$ et $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$

Si $K = \frac{2}{3} \Rightarrow$ Les amplitudes des tensions et des courants sont conservée mais ce coefficient n'est pas conservatif pour la puissance.

Si $K = \sqrt{\frac{2}{3}} \Rightarrow$ Les amplitudes des tensions et des courants sont multipliées par un facteur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ par contre ce coefficient est conservatif ce coefficient n'est pas conservatif pour la puissance.