

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE
N° : ELM-248.



DOMAINE : SCIENCES ET
TECHNOLOGIES
FILIERE : GENIE ELECTRIQUE
OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par : CHOUITER ELAMINE
BENARIB ABDENNOUR

Intitulé

Contrôle Direct du Couple basé sur la Logique Floue d'une
Machine Asynchrone Double Etoile

Soutenu devant le jury composé de:

Mr. ZOUGGAR El Oualid	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Mr. BERRABAH Fouad	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
Mr. ROUABHI Riad	Université Mo hamed Boudiaf - M'sila	Examineur

Année universitaire : 2017 / 2018

Remerciement

Nous disons merci

Au الله le tout puissant le très Miséricordieux, qui nous a donné

La force de faire ce Modeste travail.

Merci pour nos aimables familles.

*Nous tenons, tout d'abord à adresser nos plus profonds et
sincères remerciement A notre cher professeur Mr
«BERRABAH FOUAD » pour son encadrement, sa patience
et son aide jusqu'à l'achèvement de ce travail.*

*Merci pour nos professeurs particulièrement Mr hellali
lallouni Mr khodja djalala Eddine Mr Moussa Oussama Mr
Mazouz Aboubaker Essediqq.*

Merci pour les membres de jury

Merci pour tous ce qui nous ont tendus la main d'aide.

*Un Remerciement spécial au département gène électrique
particulièrement les étudiants de la 2ème
année Master électromécanique.*

*Nous remercions vivement toutes les personnes qui ont
contribué*

de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

Dédicace

A mes parents qui m'ont élevé entre chaleur et tendresse ;

A tous mes chères soeurs et mes chères frères;

A tout ma famille ;

A tous mes amis;

A mon binôme ABDENNOUR BENARIB ;

Spécialement à Mr BERRABAH FOUAD et Mr HELLALI LALLOUANI

Pour tous ce qui ont fait pour que je puisse les honorer;

A toute la promotion 2017-2018 du département de génie électrique ;

Je dédie ce modeste travail.

Elamíne.

Dédicace

A mes parents qui m'ont élevé entre chaleur et tendresse ;

A tous mes chères soeurs et mes chères frères;

A mon épouse et ma fille maram;

A tout ma famille;

A tous mes amis;

A mon binôme CHOITER ELAMINE

Spécialement à Mr BERRABAH FOUAD et Mr HELLALI LALLOUANI

Pour tous ce qui ont fait pour que je puisse les honorer;

A toute la promotion 2017-2018 du département de génie électrique;

Je dédie ce modeste travail.

Abdenmour

Table des matières

Liste des figures	I
Liste des tableaux.....	III
Introduction générale.....	1
Chapitre I État de l’art de la MASDE	
I.1. Introduction.....	2
I.2. Classification des machines électriques.....	2
I.3. Caractéristiques des machines multiphasées	3
I.3.1. Machines multiphasées de type 1 :	4
I.3.2. Machines multi-phasées de type 2	4
I.4 Principe de fonctionnement de la MASDE.....	4
I.5. Applications des machines multi phases	5
I.6. Avantages des machines multiphasées	6
I.7. Inconvénients des machines multiphasées.....	6
I.8. Conclusion	6
Chapitre II Modélisation de la Machine ASynchrone Double Etoile MASDE	
II.1. Introduction :	7
II.2. Description du moteur asynchrone à double étoile	7
II.2.1. Hypothèses Simplificatrices	8
II.2.2. Équations générales de la machine :.....	8
II.2.2.1. Equations électriques.....	8
II.2.2.2. Equations magnétiques.....	10
II.2.2.3. Equations mécaniques	11
II.3.Choix du référentiel.....	11
II.3.1. Référentiel lié au stator « α, β »	11
II.3.2. Référentiel lié au rotor « x, y ».....	11

II.3.3. Référentiel lié au champ tournant « d, q »	12
II.4. Modèle triphasé de la MASDE sur les axes réels	12
II.5. Modèle biphasé.....	12
II.6. Application de la transformation de Park :.....	13
II.6.1. Équations des tensions	14
II.6.2. Équations flux	14
II.6.3. Équation mécanique	15
II.7. Mise sous forme d'équation d'état	17
II.8. Alimentation de la MASDE par onduleur de tension a commande MLI.....	20
II.8.1. Modélisation de l'onduleur de tension commande MLI	20
II.8.2. Stratégie de commande MLI	22
II.9. Résultats de simulation.....	23
II.10. Conclusion.....	30
Chapitre III Commande DTC et DTCF de la MASDE	
III.1. Introduction	31
III.2. Principe de la commande directe du couple (DTC).....	31
III.2.1. Stratégie de commande directe de couple et de flux.....	32
III.3.Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé	32
III.3.1. Principe contrôle de flux statorique et de couple électromagnétique	35
III.3.1.1. Contrôle du flux statorique	35
III.3.1.2. Contrôle du couple électromagnétique.....	36
III.4. Description de la structure de contrôle.....	37
III.4.1. Sélection de la vectrice tension	37
III.4.2. Estimateurs.....	39
III.4.2.1. Estimation du flux statorique	39
III.4.2.2. Estimation du couple électromagnétique	40
III.5. Élaboration des contrôleurs de flux et du couple.....	40

III.5.1. contrôleurs de flux à deux niveaux	40
III.5.2. Contrôleurs de flux et du couple	41
III.5.2.1. Élaboration du contrôleur du couple	41
III.6. Élaboration des tables de commutation.....	42
III.6.1. Élaboration de la table de commutation avec séquences nulles.....	42
III.6.2. Table de commande du flux.....	43
III.6.3. Table de commande du couple.....	43
III.6.4. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles	43
III.7. Principe de la logique floue	45
III.7.1 Principe d'un régulateur flou	46
III.7.1.1 Fuzzification des entrées	46
III.7.1.2 Base des règles	47
III.7.1.3 La défuzzification	48
III.7.2. Application la commande DTC floue sur la MASDE	49
III.8. Résultat de simulation.....	50
III.8.1 Test de robustesse	50
III.8.1.a Test de la variation de la charge	50
III.8.1.b Test de la variation de la vitesse	52
III.8.1.c Test de la variation de la résistance statorique	53
III.8.2. Comparaison entre les résultats de simulation.....	54
III.9. Conclusion :	55
Conclusion générale.....	56
Notations.....	57
Références bibliographiques.....	59

Liste des figures

Chapitre I : Les machines multi-phases

Figure (I.1)	: Modes de fonctionnement suivant le glissement.....	05
Figure (I.2)	: Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6phases.....	05

Chapitre II : Modélisation et simulation de la MASDE

Figure (II.1)	: Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MASDE.	12
Figure (II.2)	: représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.....	13
Figure (II.3)	: Représentation de l'onduleur de tension MLI.....	21
Figure (II.4)	: Représentation d'une paire (transistor, diode) par un interrupteur.....	21
Figure (II.5)	: Association de la MASDE avec les deux onduleurs MLI.....	23
Figure (II.6)	: principe du technique sinus triangulaire	24
Figure (II.7)	: schéma bloc de la MADES alimentée par deux onduleurs de tension MLI...	24
Figure (II.8)	: Performances de la conduite de la MASDE fonctionnement à vide.....	26
Figure (II.9)	: Performances de la conduite de la MASDE en charge.....	30

Chapitre III : Commande DTC et DTFC de la MASDE

Figure (III.1)	: Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	34
Figure (III.2)	: Application d'un vecteur tension statorique	35
Figure (III.3)	: Trajectoire du flux statorique.....	36
Figure (III.4)	: Choix du vecteur tension.....	38

Figure (III.5)	: Correcteur à deux niveaux du flux à hystérésis et sélection des vecteurs correspondants.....	41
Figure (III.6)	: Correcteur du couple à trois niveaux.....	42
Figure (III.7)	: Représentation du schéma global de la commande directe de couple de la MASDE.....	45
Figure (III.8)	: Structure interne d'un Régulateur de la logique floue.....	46
Figure (III.9)	: Fuzzification avec fonctions d'appartenance.....	47
Figure (III.10)	: Principe des déférant méthode de fuzzification.....	48
Figure (III.11)	: Schéma bloc d'un régulateur floue (FLC).....	49
Figure (III.12)	: Teste de la variation de la charge.....	51
Figure (III.13)	: Teste de la variation de la vitesse.....	53
Figure (III.14)	: Teste de la variation de la résistance statorique.....	54

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre III : Commande DTC et DTCF de la MASDE

Tableau (III.1)	: Table de vérité d'un onduleur triphasé.....	34
Tableau (III.2)	: Table de commutation généralisée.....	42
Tableau (III.3)	: Table de commande du flux.....	43
Tableau (III.4)	: Table de commande du couple.....	43
Tableau (III.5)	: Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension nuls.....	44
Tableau (III.6)	: Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions non nuls.....	44
Tableau (III.7)	: Table de calcul de la variation de la régulateur du floue.....	48



***Introduction
générale***

Introduction générale :

Les machines électriques sont plus présentes tant dans notre quotidien en terme d'utilisation domestique que dans un très grand nombre de procédés industriels ; mais également la manutention, les services de tractions électriques (trains, tramways, véhicules électriques, navires, etc. génération d'énergie (les éoliennes) ainsi qu'à tous les domaines de l'industrie. Les machines électriques polyphasées (six phases) sont très utilisées au niveau des applications spéciales pour leurs caractéristiques de souplesse et de confort, la faible maintenance, la robustesse, la flexibilité de la commande et leurs capacités d'évolution. Les avancées technologiques de l'électronique de puissance et de la microélectronique ont rendu les machines électriques faciles à commander et ont encore élargi leur champ d'utilisation [01].

Les machines multi-phases sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels les compresseurs, les moulins du ciment, etc. [04].

Dans le domaine de la commande, différentes approches sont utilisées. Il est possible de choisir des structures de commande beaucoup plus évoluée à la MASDE permettra d'obtenir des meilleurs performances. Il s'agit de la commandes directe de couple (DTC) et directe de couple floue (DTCF).

L'OBJECTIFS DE LA MEMOIRE :

L'objectif principal de cette thèse est La modélisation et la simulation de la MASDE, qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. Plusieurs outils (spécialisés ou non) de simulation sont utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance ou de la commande des machines électriques : MATLAB, SIMULINK...etc.

La difficulté de simulation du moteur asynchrone double étoile provient de sa structure fortement non-linéaire, le modèle contient plusieurs blocs non linéaires,

Pour ce faire, le travail est réparti en trois chapitres, on va commencer par un état de l'art sur les machines multi-phases dans le premier chapitre. Le second chapitre est consacré à la modélisation de la MASDE. Après une description de la machine, nous développons en premier lieu un modèle biphasé basé sur la transformation de Park de la MASDE et sa alimentation, eu second lieu la commande DTC appliqué sur la MASDE est présent les résultats de simulation, Le troisième chapitre sera consacré à l'étude du système floue et sa structure après application sur la PI-FLOUE dans la commande DTC et présenté les résultats de simulation dans les différents tests robustesses à la fin étude comparative entre les méthodes de control. Nous terminerons avec une conclusion générale et quelques perspectives de notre travail.

I.1. Introduction :

Dans ce chapitre nous allons présenter l'état de l'art de la contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par, en regroupant l'ensemble des articles ou contenus d'ouvrages, que nous avons choisis de sélectionner pour commencer notre étude. A chaque fois, nous tacherons de présenter dans quelle configuration de commande l'auteur s'est placé et quelle a été sa thématique de recherche. Les machines électriques polyphasées (six phases) sont très utilisées au niveau des applications spéciales pour leurs caractéristiques de souplesse et de confort, de faible maintenance, de robustesse, de diversité des machines électriques, de flexibilité de la commande et de leurs capacités d'évolution. Dans les articles [49],[50],[51]. Les auteurs explorent le sujet de la machine asynchrone double étoile ou ils développent un modèle mathématique d'une machine asynchrone hexaphasée double étoile et une commande vectorielle associée s'appuyant sur une décomposition d'un espace de dimension 6 en trois sous espaces propres orthogonaux. Les auteurs en déduisent que le couple de la machine asynchrone double étoile est uniquement due aux interactions flux/courant dans un plan classiquement appelé (d,q) comme c'est le cas pour les machines triphasées. Dans [02] l'auteur présenté la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE. Un aperçu sur le principe de la commande vectorielle ainsi qu'un rappel sur ses différentes méthodes. Par la suite, nous passons tout d'abord à l'application de la méthode indirecte avec l'alimentation de la machine par onduleurs de tension à commande M.L.I.

A travers cet état de l'art,

Nous avons balayé un grand nombre d'études et de travaux effectués sur la commande de la machine asynchrone par DTC en utilisant la logique floue. La richesse et la variété des sujets traités justifient l'intérêt croissant pour ces techniques de commande dans divers champs d'applications.

I.2. Classification des machines électriques :

La classification des machines peut se faire de plusieurs manières :

- Selon la façon d'alimenter ou de délivrer le courant/ tension.
- Selon la construction.

Selon le type d'alimentation

- Machines à Courant Continu.

- Machines à courant continu soit série, parallèle ou compound.
- Machines à courant alternatif.
- Machines synchrones.
- Machines asynchrones.

Selon leur construction.

- Machines asynchrones.
- Machines sans collecteur.
- Machine synchrone à aimants permanents.
- Machines avec collecteur.
- Machines à courant continu.
- Machines synchrones.

De plus, les machines multiphasées (dont le nombre de phases est supérieurs à trois) sont apparues dans les années 1920 pour la segmentation de puissances des alternateurs, dont les caractéristiques sont présentées ci-dessous [14]

I.3. Les caractéristiques des machines multi phases :

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statoriques) qui est ou nom multiple de trois on distingue deux types de "machines multi phases de type 1" sont appelées "les machines multi phases" et "machines multi phases de type 2 ". De plus, on considère rarement les ou le nombre de phases est un nombre pair sauf si celui-ci est un multiple de trois [03].

On peut avoir plusieurs configurations possible dans une machines à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes .C-à-est dire le décalage entre les étoile, pour pouvoir différencier entre les configurations possibles, on peut introduire un autre terme : le nombre de phases équivalent, il est définit comme suit :

$$npha = \frac{\pi}{\alpha} \quad (I.1)$$

Par exemple : une machine double étoile hixa phases (6 phases) et le décalage angulaire entre les étoiles $\alpha = \frac{\pi}{6}$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine ayant même nombre de phase mais leurs étoile sont décalées de $\frac{\pi}{3}$.

I.3.1. Les machine multi phases de type1 :

Dans ce type de machines le nombre de phases statoriques est un multiple de trois, on puisse les grouper en η étoile triphasées [03] :

$$n_{ph} = 3\eta \quad (\eta=1, 2, 3, \dots) \quad (I.2)$$

I.3.2. Les machines multiples de type2 :

Les machines multiples de type2 dont le nombre de phases statorique (n_{ph}) impaire

$$n_{ph} = 2\eta + 1 \quad (\eta=1, 2, 3, \dots) \quad (I.3)$$

Pour le décalage angulaire α entre deux bobines adjacents, les phases sont décalées

$$\text{régulièrement de } 2\alpha = \frac{2\pi}{n_{ph}}. \text{ Alors on a : } n_{ph} \alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad (I.4)$$

I.4. Principe de fonctionnement de la machine multi-phases :

On prend comme exemple le principe de fonctionnement de la machine double étoile [05]

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle α). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques « f_s » c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme « w_s ». Elle définit comme suite [06] :

$$w_s = \frac{f}{p} \left(\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right) \quad (I.5)$$

Ces deux Champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse « w_r » inférieure à celle du synchronisme ($w_r < w_s$) ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative :

$$w = w_s - w_r \quad (I.6)$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport:

$$g = \frac{w}{w_s} = \frac{w_s - w_r}{w_s} \quad (I.7)$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement :

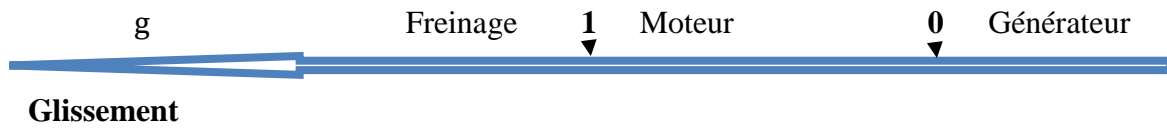


Figure (I.1) : Modes de fonctionnement suivant le glissement.

I.5. Applications des machines multi phases :

Les éoliennes à vitesse fixe sont couplées au réseau via les GAS, certains constructeurs utilisent un autre un système de conversion d'énergie éolienne basé sur la GASDE qu'afin d'améliorer le rendement. Ainsi, le bruit engendré par l'éolienne est alors plus faible pour les petites vitesses, la présence d'une deuxième étoile rend la conception de la machine particulière et augmente le cout et le diamètre de façon non négligeable, ce qui représente une augmentation du poids et de l'encombrement de l'ensemble [04].

* Une étoile de forte puissance à un grand nombre de paires de pôles pour les petites vitesses de vent [07].

* Une étoile de faible puissance à un faible nombre de paires de pôles permettant de fonctionner aux vitesses de vent élevées [07].

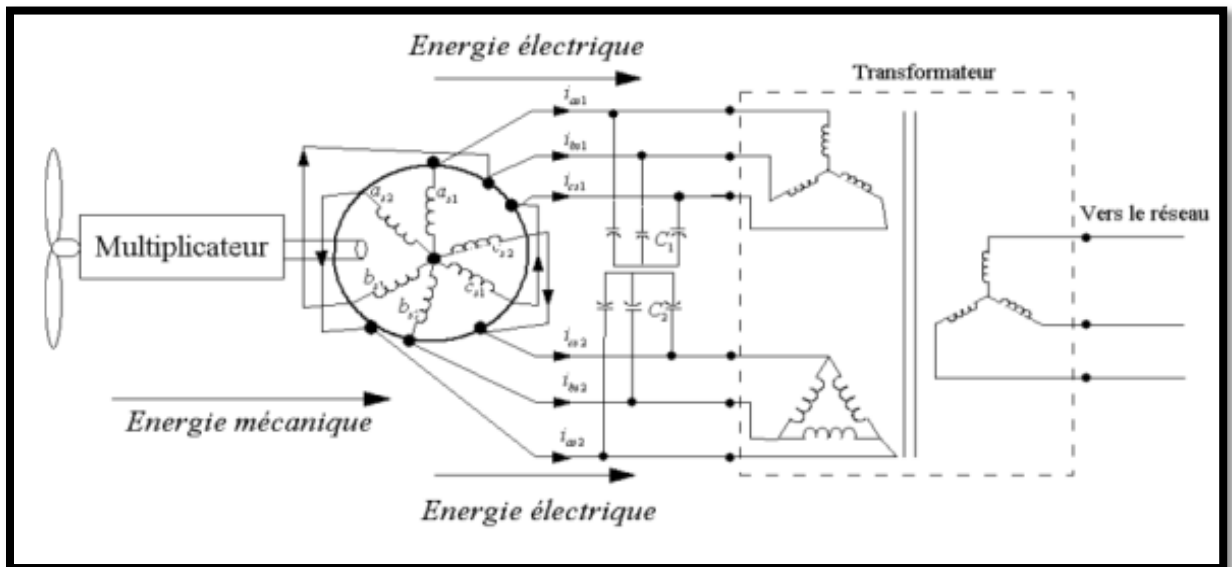


Figure (I.2) : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.

I.6. Avantages des Machines Multi phases :

Les machines multi phases ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines multi phases. En effet, les variateurs multi phases présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées [03].

- * Segmentation de puissance.
- * Amélioration de la fiabilité.
- * Réduction des courants harmoniques.
- * Amélioration du facteur de puissance.
- * Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

I.7. Inconvénients des machines multi phases :

Cependant, la machine asynchrone présente des inconvénients tels que [07] :

- * Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine.
- * La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande.
- * L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.

I.8. Conclusion :

Ce chapitre a été consacré aux machines multi phases et ce qu'elles pourraient apporter de plus que les machines triphasées. On s'intéresse aux machines les plus courantes, les machines double étoile (MASDE) et vu ses avantages, il est très intéressant de pouvoir étudier cette dernière en fonctionnement (moteur). Par la suite nous passons tout d'abord à la modélisation de la MASDE alimentant par deux onduleur.

II.1. Introduction :

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations en général très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE rendent son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté.

Après la description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorisée relâchée; cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statiques et rétorques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature) [15], nous étudierons dans un premier temps la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées (réseau électrique), nous passerons ensuite à l'alimentation de cette dernière par onduleurs de tension à commande MLI. Dans les deux cas, l'étude sera menée avec un décalage angulaire $\alpha = 30^\circ$. Enfin, des résultats de simulations seront présentés et commentés.

II.2. Description du moteur asynchrone à double étoile :

Le moteur asynchrone triphasé à double étoile est une machine qui comporte deux bobinages statoriques fixes et un bobinage rotorique mobile. Les deux stators sont décalés entre eux d'un angle $\alpha = 30^\circ$, chacun est composé de trois enroulements identiques. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal $\frac{2\pi}{3}$ dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique [3].

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé de courant équilibré, d'où la création d'un champ tournant glissant dans l'entrefer.

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{II.1})$$

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de paires de pôles identique à celui du stator. La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage d'écureuil constituée des barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques).

Ce choix permet d'obtenir des machines robustes, faciles d'emploi et nécessitent un entretien limité. Le rotor tourne à une vitesse différente de ω_s , pour cette raison, la cage rotorique

devient le siège d'un système des forces électromotrices triphasées engendrant elle-même trois courants rotoriques. Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestant par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

Le rapport $g = \frac{w_s - w}{w_s}$: est appelé glissement du rotor par rapport aux champs tournant stator.

II.2.1. Hypothèses simplificatrices :

Avant de commencer la modélisation de la machine, on considère quelques hypothèses simplificatrices pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la machine à étudier. Le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses suivantes [6]:

- * L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- * Nous admettons de plus que la f.e.m créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition spatiale sinusoïdale.
- * Machine de construction symétrique.
- * La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault négligeables.
- * Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau [10] [11].
- * L'inductance de fuit mutuelle commune aux deux circuits (étoile 1 et 2) est négligeable.
- * On considère que la machine fonctionne en régime équilibré.

II.2.2. Équations générales de la MASDE :

II.2.2.1. Equations électriques :

Les équations des tensions de la machine à double étoile représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux [3].

Pour étoile 1:

$$\begin{cases} v_{as1} = R_{as1}I_{as1} + \frac{d\phi_{as1}}{dt} \\ v_{bs1} = R_{bs1}I_{bs1} + \frac{d\phi_{bs1}}{dt} \\ v_{cs1} = R_{cs1}I_{cs1} + \frac{d\phi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II .2})$$

Pour étoile 2 :

$$\begin{cases} v_{as2} = R_{as2}I_{as2} + \frac{d\Phi_{as2}}{dt} \\ v_{bs2} = R_{bs2}I_{bs2} + \frac{d\Phi_{bs2}}{dt} \\ v_{cs2} = R_{cs2}I_{cs2} + \frac{d\Phi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (II.3)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_{ar}I_{ar} + \frac{d\Phi_{ar}}{dt} \\ 0 = R_{br}I_{br} + \frac{d\Phi_{br}}{dt} \\ 0 = R_{cr}I_{cr} + \frac{d\Phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (II.4)$$

Sous forme matricielle on a :

$$\text{Pour étoile 1 : } [v_{abc}, s1] = [R_{s1}] [I_{abc}, s1] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}, s1]$$

$$\text{Pour étoile 2 : } [v_{abc}, s2] = [R_{s2}] [I_{abc}, s2] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}, s2] \quad (II.5)$$

$$\text{Pour le rotor : } [v_{abc}, r] = [R_r] [I_{abc}, r] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}, r]$$

$$R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1} \quad R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}$$

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

$$[I_{abc}, s1] = \begin{bmatrix} I_{as1} \\ I_{bs1} \\ I_{cs1} \end{bmatrix}; [I_{abc}, s2] = \begin{bmatrix} I_{as2} \\ I_{bs2} \\ I_{cs2} \end{bmatrix}; [I_{abc}, r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}.$$

$$[\Phi_{abc}, s1] = \begin{bmatrix} \Phi_{as1} \\ \Phi_{bs1} \\ \Phi_{cs1} \end{bmatrix}; [\Phi_{abc}, s2] = \begin{bmatrix} \Phi_{as2} \\ \Phi_{bs2} \\ \Phi_{cs2} \end{bmatrix}; [\Phi_{abc}, r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}.$$

$[I_{abc}, s1]$ $[I_{abc}, s2]$ $[I_{abc}, r]$: Matrices des courants statoriques de l'étoile 1, 2 et des courants rotoriques.

$[v_{abc}, s1]$, $[v_{abc}, s2]$, $[v_{abc}, r]$: Matrices des tensions statoriques de l'étoile 1, 2 et distensions rotoriques.

$[\Phi_{abc}, s1]$, $[\Phi_{abc}, s2]$, $[\Phi_{abc}, r]$: Matrices des flux statoriques de l'étoile 1, 2 et des flux rotoriques.

II.2.2.2. Equations magnétiques :

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par les équations suivantes [08], [09]:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{abc}, s1] \\ [\Phi_{abc}, s2] \\ [\Phi_{abc}, r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1}, s1] & [L_{s1}, s2] & [L_{s1}, r] \\ [L_{s2}, s1] & [L_{s2}, s2] & [L_{s2}, r] \\ [L_r, s1] & [L_r, s2] & [L_r, r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire:

$$[L_{s1}, s1] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & (L_{bs1} + L_{ms}) & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$[L_{s2}, s2] = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ [L_{s2}, s1] & (L_{bs2} + L_{ms}) & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$[L_r, r] = \begin{bmatrix} (L_{ar} + L_{ms}) & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & (L_{br} + L_{ms}) & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & (L_{cr} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$[L_{s2}, s2] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$[L_{s1}, r] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$[L_s, r] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

$$[L_{s2}, s1] = [L_{s1}, s2]^t; [L_r, s1] = [L_{s1}, r]^t; [L_r, s2] = [L_{s2}, r]^t$$

$L_{as1} = L_{bs1} = L_{cs1} = L_{s1}$: Inductance propre du 1^{er} stator.

$L_{as2} = L_{bs2} = L_{cs2} = L_{s2}$: Inductance propre du 2^{eme} stator.

$L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_r$: Inductance propre du rotor.

L_{ms} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

L_{mr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

L_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.

II.2.2.3. Equations mécaniques :

L'équation mécanique de la machine s'écrit [12] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega \quad (\text{II.13})$$

Avec:

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

k_f : Coefficient de frottement.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$c_{em} = \frac{p}{2} \left[[I_{abc}, s1] \frac{d}{d\theta} [L_{S1}, r][I_{abc}, r]^t + [I_{abc}, s2] \frac{d}{d\theta} [L_{S2}, r][I_{abc}, r]^t \right] \quad (\text{II.14})$$

II.3.Choix du référentiel :

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 [11] [16].

Trois types de référentiels sont intéressants en pratique, le choix du référentiel fait selon le problème à étudier [17].

II.3.1. Référentiel lié au stator « α, β » :

Dans ce référentiel, les axes (α, β) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{\text{coor}} = 0$). Dans ce cas, la phase A_{S1} et α coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage de machine à courant alternatif.

II.3.2. Référentiel lié au rotor « x, y » :

Dans ce référentiel, les axes (x, y) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_s donc ($\omega_{\text{coor}} = \omega_r$).

L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires les machines alternatives synchrone et asynchrone.

II.3.3. Référentiel lié au champ tournant « d, q » :

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobile par rapport au champ tournant créé par les deux étoiles du stator ($\omega_{\text{coor}} = \omega_s$). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but pouvoir appliquer une commande. Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel.

II.4. Modèle triphasé de la MASDE sur les axes réels :

La représentation schématique de la machine asynchrone à double étoile dans l'espace électrique est donnée sur la figure suivante :

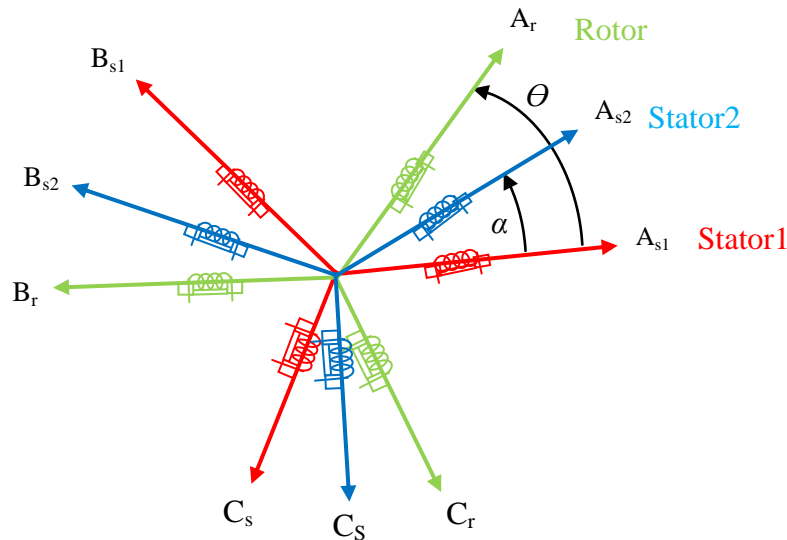


Figure (II.1): Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MASDE.

II.5. Modèle biphasé :

La transformation de Park [13] est basée sur la transformation d'un système triphasé à trois axes (a,b,c) à un système équivalent biphasé à deux axes (d, q) et inversement, avec la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices [12].

La matrice de Park en générale:

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

La matrice de Park pour l'étoile 1 :

$$[P_{ps1}(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

La matrice de Park pour l'étoile 2 :

$$[P_{ps2}(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

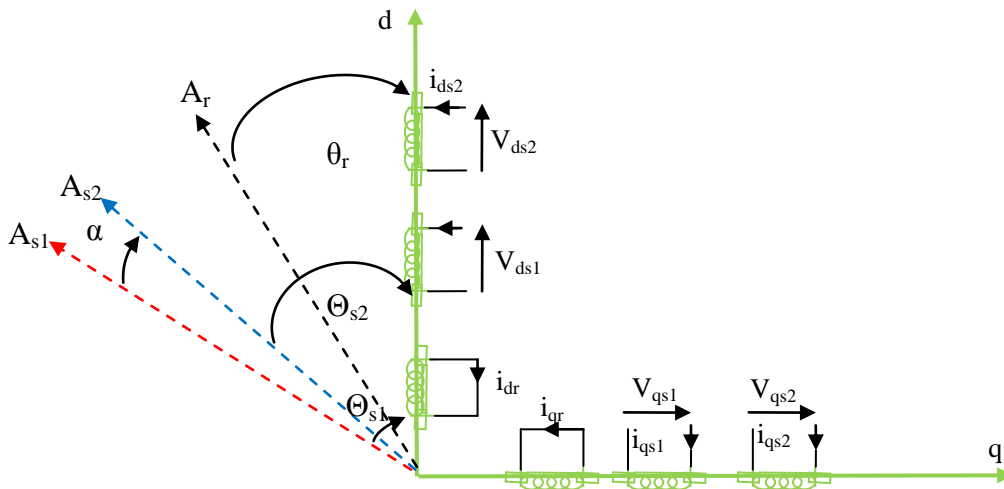
La matrice de Park pour le rotor :

$$[P_{ps1}(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

La matrice inverse de Park : $[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dq0}]$.

Sachant que : $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$.

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$



Figure(II.2) : représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.

II.6. Application de la transformation de Park :

On choisit le référentiel lié au champ tournant et On applique la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

II.6.1. Equations des tensions :

On applique la transformation de Park sur le système des équations (II.2), (II.3) et (II.4) on obtient :

Pour le stator 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{0s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{0s1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{0s1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{0s1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Pour le stator 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{0s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{S2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{0s2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{0s2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{0s2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Pour le rotor : Le rotor étant en court-circuit :

$$V_{ar} = 0, V_{br} = 0, V_{cr} = 0.$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{0r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{0r} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{0r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \omega_s, \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\alpha)}{dt} = \omega_s, \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\theta)}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{gl}$$

Sous forme d'équation :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds2} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \Phi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

II.6.2. Equations des flux :

On applique la transformation de Park sur le système d'équations (II.6), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} - \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} - \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s1}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} - \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s1}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} - \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} - \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} - \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs2} \end{array} \right. \quad (II.24)$$

On pose : $\frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m$.

L_d : Inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (II.24) est écrite comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (II.25)$$

Avec:

$L_{s1} + L_d$: Inductance propre cyclique du stator 1.

$L_{s2} + L_d$: Inductance propre cyclique du stator 2.

$L_r + L_d$: Inductance propre cyclique du rotor.

II.6.3. Equation mécanique :

Le calcul d'expression du couple instantané, nécessite la détermination de la puissance instantanée.

La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double stator est donnée par l'expression suivante:

$$p_e = [v_s]^t [i_s] = v_{as1} i_{as1} + v_{bs1} i_{bs1} + v_{cs1} i_{cs1} + v_{as2} i_{as2} + v_{bs2} i_{bs2} + v_{cs2} i_{cs2} \quad (II.26)$$

Comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire:

$$p_e = v_{ds1} i_{ds1} + v_{qs1} i_{qs1} + v_{ds2} i_{ds2} + v_{qs2} i_{qs2} \quad (II.27)$$

En introduisant le système d'équation (II.23) dans l'expression de la puissance instantanée (II.27) on obtient :

$$\begin{aligned}
 p_e = [& R_{s1} i_{ds1}^2 + R_{s2} i_{ds2}^2 + R_{s1} i_{qs1}^2 + R_{s2} i_{qs2}^2 \quad + \longrightarrow \quad \text{premier terme} \\
 w_s (& \Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} + \Phi_{qs1} i_{ds1} + \Phi_{qs2} i_{ds2}) + \longrightarrow \quad \text{second terme} \quad (II.28) \\
 \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + & \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} i_{qs2}] \cdot \longrightarrow \quad \text{Troisième terme}
 \end{aligned}$$

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 puissance électromagnétique emmagasinée ;
- * Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables) ;

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

$$p_e = w_s (\Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} + \Phi_{qs1} i_{ds1} + \Phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (II.29)$$

$$C_{em} = p (\Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} + \Phi_{qs1} i_{ds1} + \Phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (II.30)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions

Des flux statoriques et en remplaçant (II.25) dans (II.30), on obtient :

$$C_{em} = p L_m ((i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}) \quad (II.31)$$

Le couple électromagnétique peut être déduit à partir du flux rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_d (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_d (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (II.32)$$

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_r + L_m} - \frac{L_d}{L_r + L_d} (i_{ds1} + i_{ds2}) \\ i_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_r + L_m} - \frac{L_d}{L_r + L_d} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (II.33)$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (II.17), on obtient [12] :

$$C_{em} = p \frac{L_d}{L_r + L_m} ((i_{qs1} + i_{qs2})\Phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\Phi_{qr}) \quad (II.34)$$

Le couple électromagnétique dans le repère de Park doit être multiplié par 3/2 :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_d}{L_r + L_m} ((i_{qs1} + i_{qs2})\Phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\Phi_{qr})$$

Enfin l'équation mécanique de la machine peut s'écrire comme suite :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega \quad (II.35)$$

II.7. Mise sous forme d'équation d'état :

Le flux magnétisant Φ_m est la somme des deux flux Φ_{md} et Φ_{mq} , d'où :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (\text{II.36})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + W_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) - W_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + W_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) - W_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = 0 - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rd} - \Phi_{md}) + W_{gl} \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = 0 - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rq} - \Phi_{mq}) - W_{gl} \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{II.37})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{md} = L_d (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{mq} = L_d (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (\text{II.38})$$

A partir de l'équation (II.38) et (II.25) on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{mq}}{L_r} \end{array} \right. \quad (\text{II.39})$$

En remplaçant (II.39) dans (II.23), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + W_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) - W_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + W_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) - W_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = 0 - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rd} - \Phi_{md}) + W_{gl} \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = 0 - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rq} - \Phi_{mq}) - W_{gl} \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{II.40})$$

A partir de l'équation (II.25) on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_a \left[\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right] \\ \Phi_{mq} = L_a \left[\frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right] \end{cases} \quad (II.41)$$

Avec:

Nous mettons le système d'équations (II.40) sous forme d'un système d'équation d'état.

$$\dot{x} = AX + BU$$

Avec :

A : matrice d'évolution du système.

X : vecteur d'état.

B : vecteur de commande.

U : vecteur d'entrée.

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} ; U = \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs1} \\ v_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix}$$

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{R_{S1}La}{L_{S1}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & \frac{R_{S1}La}{L_{S1}L_{S2}} & \omega S & 0 & \frac{R_{S1}La}{L_rL_{S1}} & 0 \\ \frac{R_{S2}La}{L_{S1}L_{S2}} & \frac{R_{S2}La}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & 0 & \omega S & \frac{R_{S2}La}{L_rL_{S2}} & 0 \\ -\omega S & 0 & \frac{R_{S2}La}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & \frac{R_{S1}La}{L_rL_{S1}} & 0 & \frac{R_{S2}La}{L_rL_{S2}} \\ 0 & -\omega S & \frac{R_{S2}La}{L_{S1}L_{S2}} & \frac{R_{S2}La}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & 0 & \frac{R_{S2}La}{L_rL_{S2}} \\ \frac{R_rLa}{L_rL_{S1}} & \frac{R_rLa}{L_rL_{S1}} & 0 & 0 & \frac{R_rLa}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega g_l \\ 0 & 0 & \frac{R_rLa}{L_rL_{S1}} & \frac{R_rLa}{L_rL_{S2}} & -\omega g_l & \frac{R_sLa}{L_r^2} - \frac{R_s}{L_r} \end{bmatrix}$$

- $T_{S1} = \frac{R_{S1}}{L_{S1}}$: constante de temps statorique de la première étoile ;
- $T_{S2} = \frac{R_{S2}}{L_{S2}}$: constante de temps statorique de la deuxième étoile ;
- $T_r = \frac{R_r}{L_r}$: constante de temps rotorique ;

La matrice A être décomposée comme suit :

$$A = [A11] + [A12] \omega_s + [A13] \omega_{gl}$$

$$[A11] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [A12] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[A13] = \begin{bmatrix} \frac{R_{S1}La}{L_{S1}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & \frac{R_{S1}La}{L_{S1}L_{S2}} & 0 & 0 & \frac{R_{S1}La}{L_rL_{S1}} & 0 \\ \frac{R_{S2}La}{L_{S1}L_{S2}} & \frac{R_{S2}La}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & 0 & 0 & \frac{R_{S2}La}{L_rL_{S2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_{S2}La}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & \frac{R_{S1}La}{L_rL_{S1}} & 0 & \frac{R_{S2}La}{L_rL_{S2}} \\ 0 & 0 & \frac{R_{S2}La}{L_{S1}L_{S2}} & \frac{R_{S2}La}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & 0 & \frac{R_{S2}La}{L_rL_{S2}} \\ \frac{R_rLa}{L_rL_{S1}} & \frac{R_rLa}{L_rL_{S1}} & 0 & 0 & \frac{R_rLa}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_rLa}{L_rL_{S1}} & \frac{R_rLa}{L_rL_{S2}} & 0 & \frac{R_sLa}{L_r^2} - \frac{R_s}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$[\Phi] = [H] * [I]$$

Avec:

$$[H] = \begin{bmatrix} L_{S1} + L_m & L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ L_m & L_{S1} + L_m & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{S2} + L_m & L_m & 0 & L_m \\ 0 & 0 & L_m & L_{S2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & L_m & 0 & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m & L_m & 0 & L_r + L_m \end{bmatrix}$$

II.8. Alimentation de la MASDE :

L'onduleur en tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternative. cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie et aujourd'hui, L'onduleur utilisé est constitué de transistors commandés par la technique de modulation de largeur d'Impulsion (MLI), dont le principe consiste à imposer aux bornes de la machine, des tensions, hachées à fréquence fixée, de manière à ce que le fondamental de la tension soit le plus proche possible des tensions de référence Plusieurs techniques de Modulation de largeur d'impulsion permettent de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur (sinusoïdale triangulaire, optimisée, calculée, avec injection d'harmoniques homopolaires, modulation vectorielle) La fonction MLI joue le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur de vitesse et la machine électrique associée. Cette fonction agit sur l'onduleur de tension de la partie puissance du variateur et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système [18].

II.8.1. Modélisation de l'onduleur de tension :

Le réglage de la vitesse du rotor de la MASDE se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée [19].

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement s'exprime par les séquences imposées aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions (MLI) des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine [19].

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque paire transistor-diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur (demi-bras), commandé à l'ouverture et à la fermeture et chaque demi-bras possède son complémentaire.

La figure (II.3) représente la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.

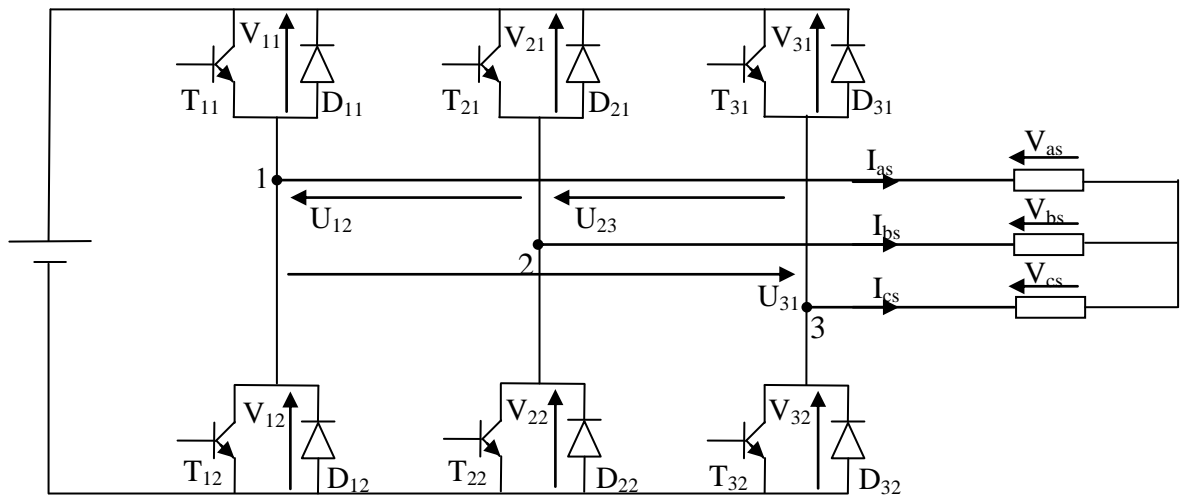


Figure (II .3): Représentation de l'onduleur de tension MLI.

Chaque paire (transistor, diode) peut être représentée par un interrupteur, comme suit :

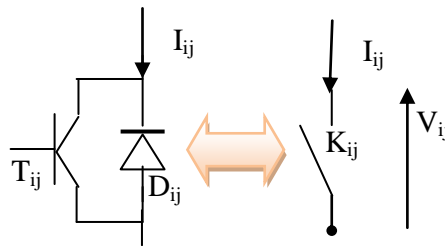


Figure (II.4) : Représentation d'une paire (transistor, diode) par un interrupteur.

Pour simplifier l'étude supposant que [20] [21] :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteur est négligeable (supposés idéalisés).

Fonction de connexion ;

Chaque interrupteur K_{ij} ($i \in \{1, 2,3\}$, $j \in \{1,2\}$), supposé idéalisé introduit une fonction de connexion f_{ij} ; le courant I_{ij} qui le traverse et la tension à ses bornes s'écrivent respectivement :

$$I_{ij} = f_{ij} I \quad \text{Et} \quad V_{ij} = (1 - f_{ij}) E$$

Avec $f_{ij} = 0$ interrupteur ouvert $f_{ij} = 1$ Interrupteur fermé.

V_{ij} : Tension commutée.

I_{ij} : Courant commuté.

I : courant de la phase i ; $i \in \{I_{as}, I_{bs}, I_{cs}\}$.

Chaque cellule est formée de deux interrupteurs ; comme la conduction est considérée toujours continue, à un instant donné un seul de ces interrupteurs est fermé de sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre leurs fonctions de connexion soit :

$$f_{i1} + f_{i2} = 1 \quad (\text{II.42})$$

L'expression des tensions composées est donnée par

$$\begin{cases} U_{12} = V_{as} - V_{bs} = V_{21} - V_{11} \\ U_{23} = V_{bs} - V_{cs} = V_{31} - V_{21} \\ U_{31} = V_{cs} - V_{as} = V_{11} - V_{31} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

En introduisant les fonctions de connexion relatives à chacun d'entre eux, il devient :

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

Il, en découle :

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

II.8.2. Stratégie de commande MLI :

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire [12].

Les six signaux de références sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{\text{ref}1c} = V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - \frac{2(c-1)\pi}{3}) \\ V_{\text{ref}2c} = V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - \frac{2(c-1)\pi}{3} - \alpha) \end{cases} ; c=1, 2, 3 \quad (\text{II.46})$$

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- ◆ L'indice de modulation "m" égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$).
- ◆ Le coefficient de réglage en tension "r" 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 référence avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

Pour l'onduleur N°1

$$\begin{aligned}
 \text{si } V_{ref1} \geq V_{p(t)} \quad f_{11} &= 1 & \text{si non} \quad f_{11} &= 0 \\
 \text{si } V_{ref2} \geq V_{p(t)} \quad f_{12} &= 1 & \text{si non} \quad f_{12} &= 0 \\
 \text{si } V_{ref3} \geq V_{p(t)} \quad f_{13} &= 1 & \text{si non} \quad f_{13} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{II.48}$$

Pour l'onduleur N°2

$$\begin{aligned}
 \text{si } V_{ref1} \geq V_{p(t)} \quad f_{11} &= 1 & \text{si non} \quad f_{11} &= 0 \\
 \text{si } V_{ref2} \geq V_{p(t)} \quad f_{12} &= 1 & \text{si non} \quad f_{12} &= 0 \\
 \text{si } V_{ref3} \geq V_{p(t)} \quad f_{13} &= 1 & \text{si non} \quad f_{13} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{II.49}$$

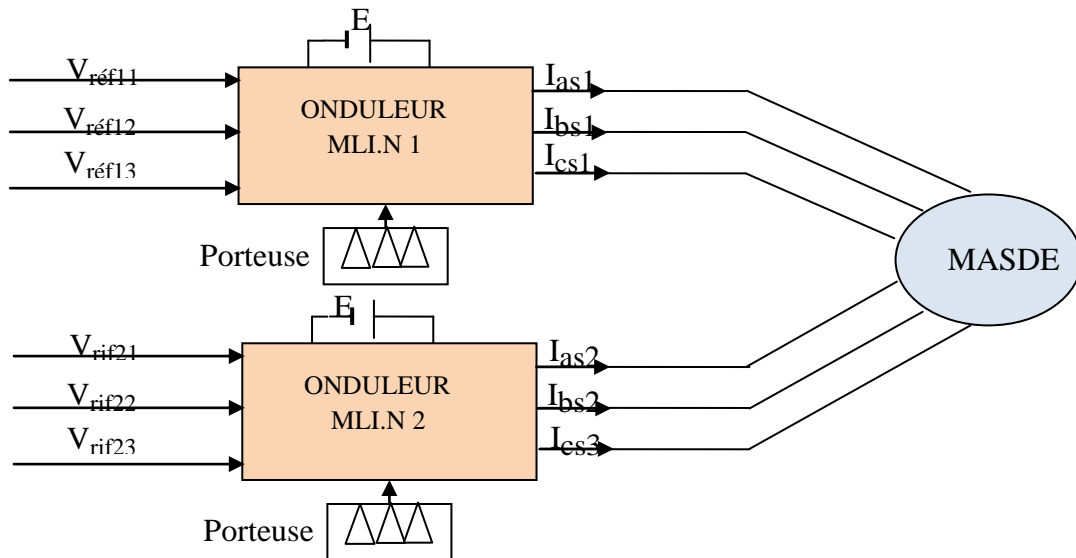


Figure (II.5): Association de la MASDE avec les deux onduleurs MLI.

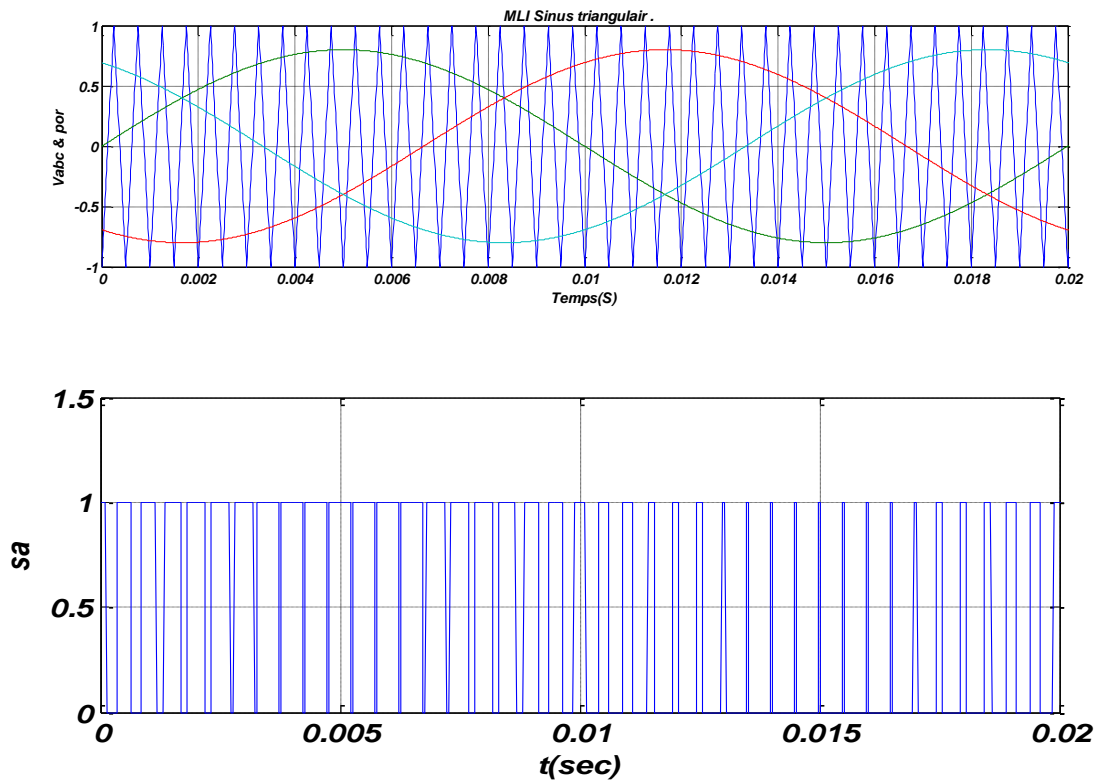


Figure (II.6) : principe du technique sinus triangulaire.

La structure générale de l'association deux onduleurs-machine asynchrone double étoile est représenté par la figure suivante :

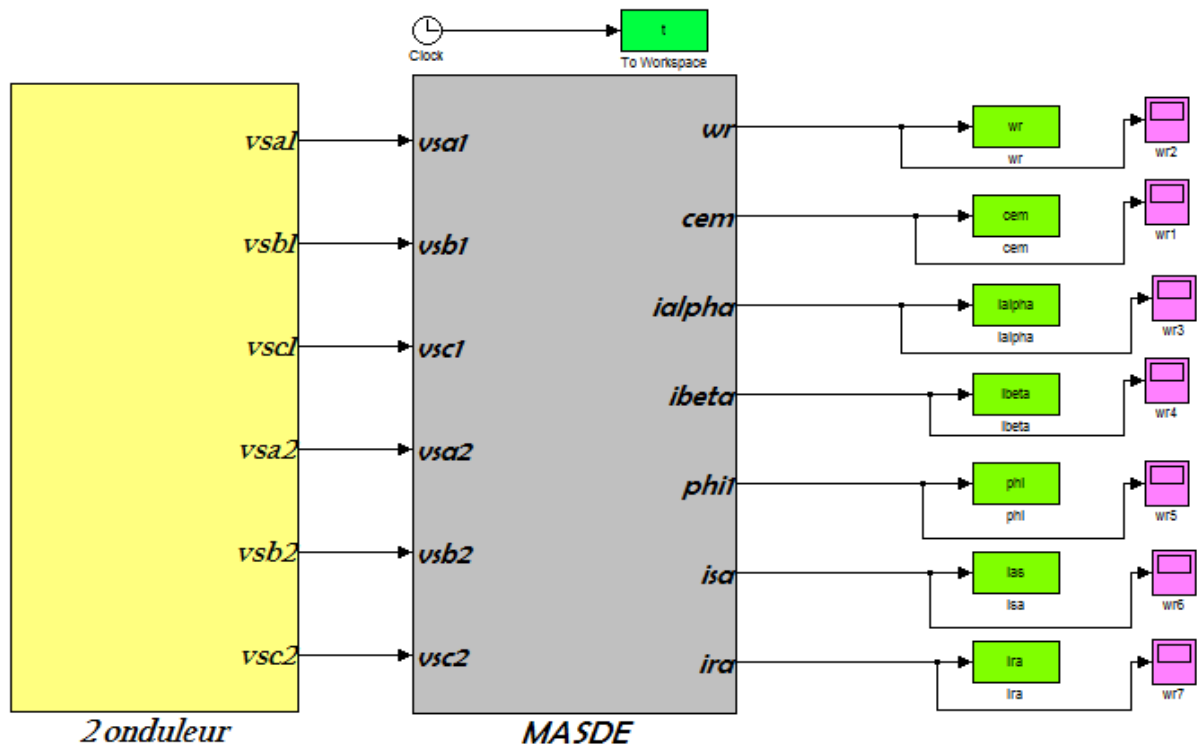
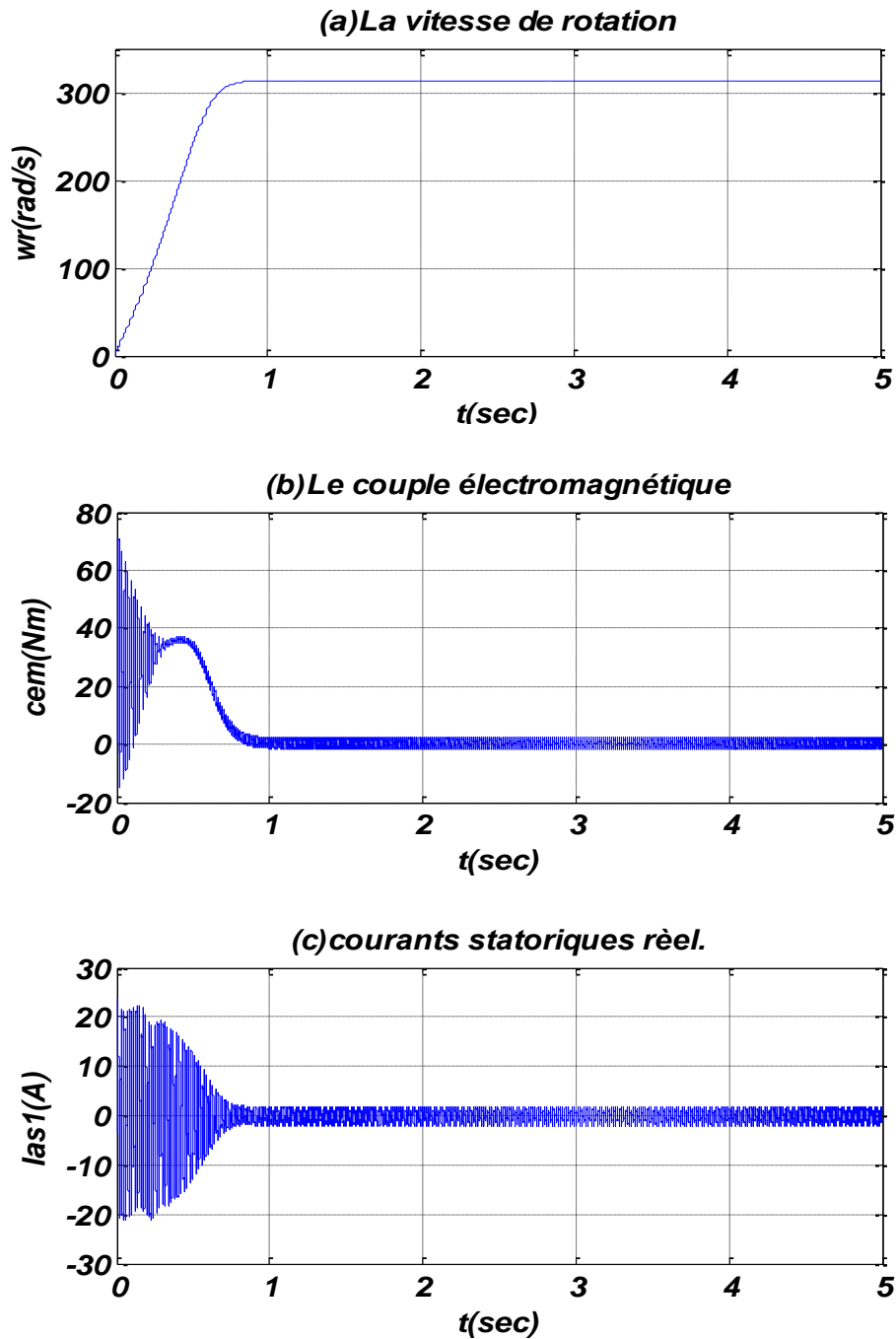


Figure (II.7) : schéma bloc de la MADE alimentée par deux onduleurs de tensions MLI.

II.9. Résultats de simulation :

Fonctionnement à vide ;

Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'un démarrage à vide



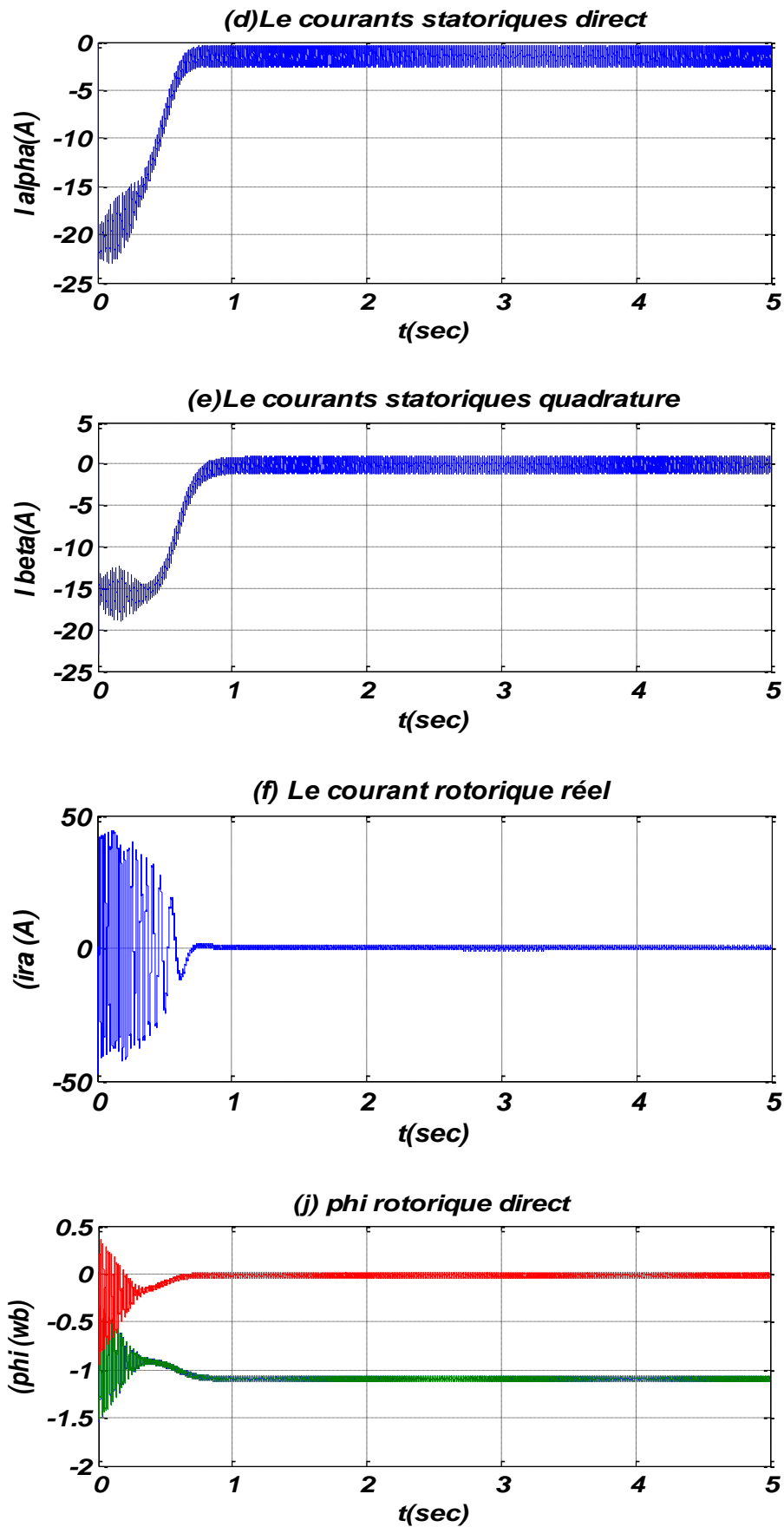


Figure (II.8) : Performances de la conduite de la MASDE Fonctionnement à vide.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse figure (II.8.(a)), augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 313.45 rd/s très proche de celle du synchronisme à $t=0.9$ s début du régime permanent.

Le couple électromagnétique figure II.8.(b), au début atteint sa valeur maximale de 70.2N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.46 s où il rejoint 37.75N.m, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à $t= 1$ s sa valeur minimale de 0.3 N.m, qui est due aux frottements.

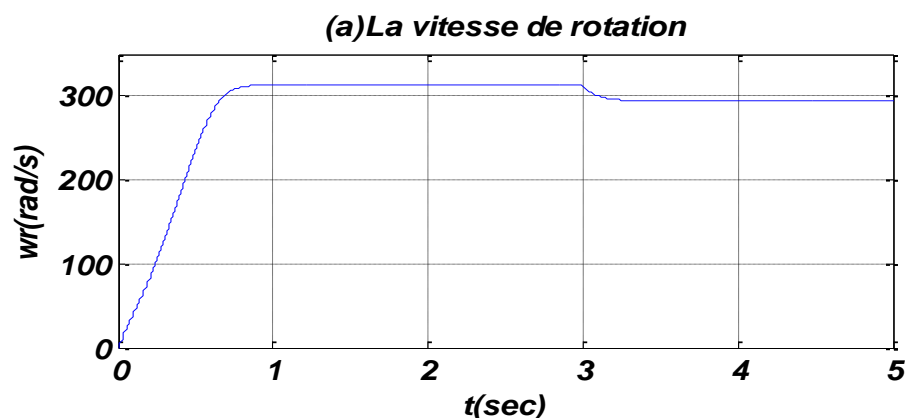
L'évolution des flux rotoriques figure (II.8.j) est presque identique à celle du couple électromagnétique, en fin du régime transitoire, les flux selon les deux axes ($\alpha.\beta$) se stabilisent respectivement à -0.96 Wb et à -0.008 Wb (tend vers une valeur nulle).

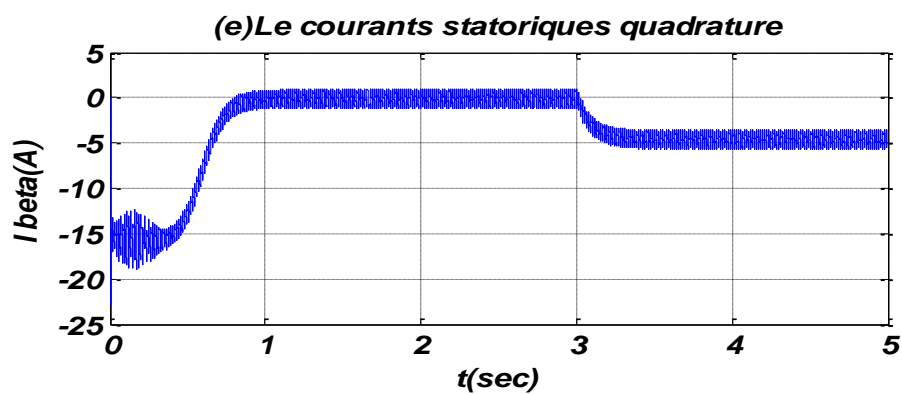
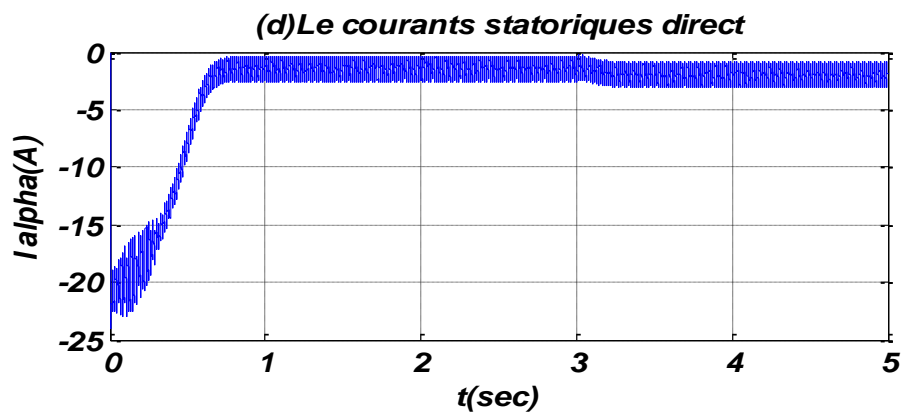
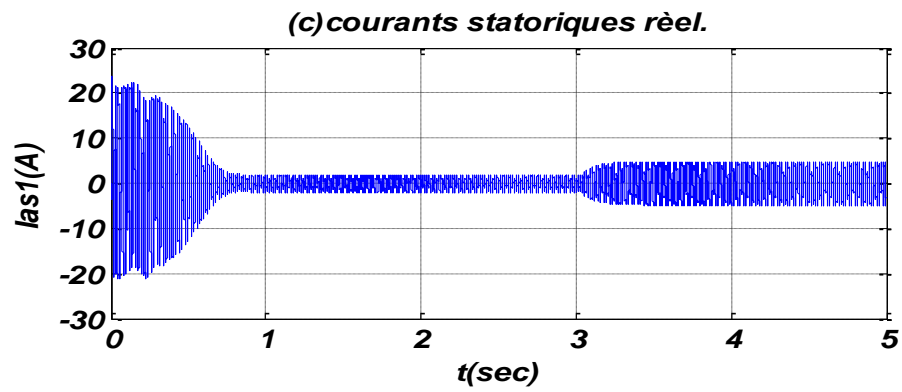
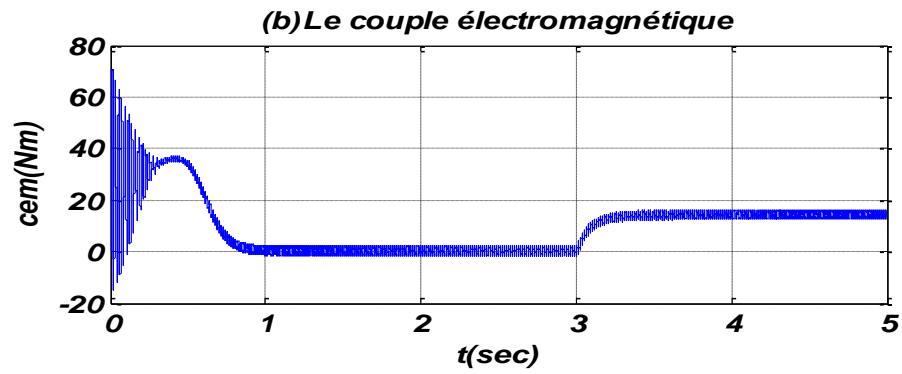
Les courants statoriques (étoiles1) figurent (II.8.d) et figure (II.8.e) suivant les axes directs et en quadrature, évoluent d'une façon à peu près analogue à l'évolution de la vitesse.

On remarque de faibles oscillations au niveau de ces derniers durant approximativement 0.7s. Les courants statoriques (étoiles 1) figure (II.8.c) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 ou 5 fois le courant nominal, Leurs valeurs sont de l'ordre de 23 A pour permettre au couple électromagnétique de variation l'inertie de la machine, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante au régime permanent.

Fonctionnement en charge ;

Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'une application d'un couple résistant $C_r=14$ à l'instant $t=3$ s.





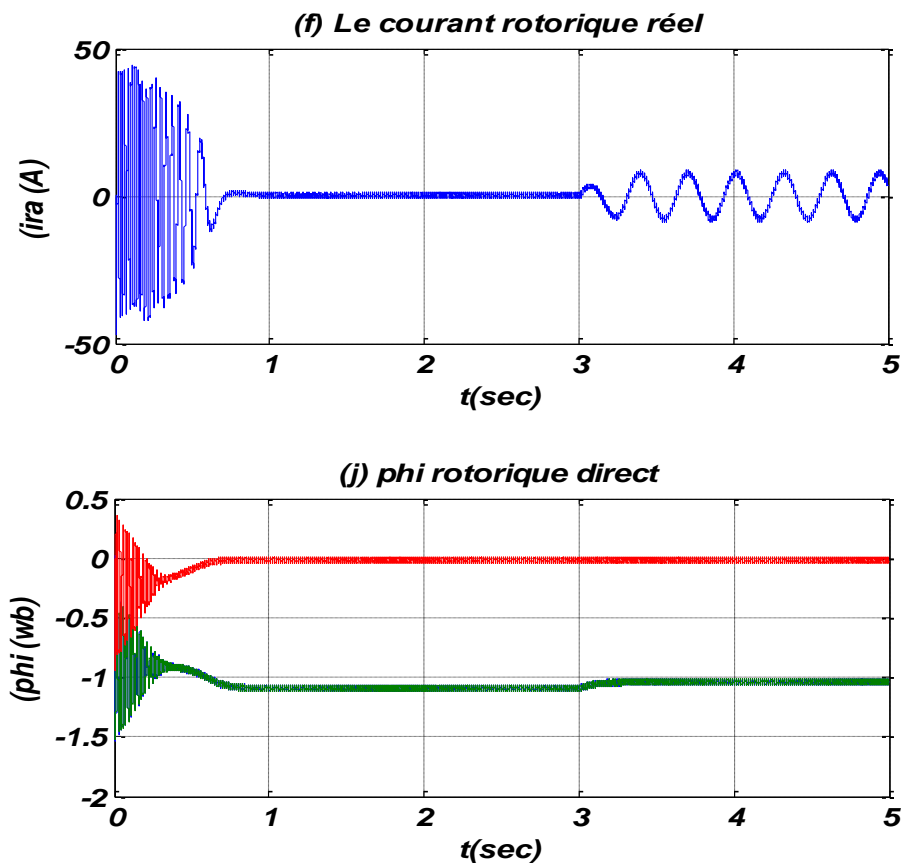


Figure (II. 9): Performances de la conduite de la MASDE en charge.

En appliquant la charge $C_r = 14\text{N.m}$ à partir de l'instant $t=3\text{s}$, on constate que la vitesse figure(II.9.a) et les courants selon (α, β) diminuent et se stabilisent respectivement à 295rd/s , $I_{\alpha 1} = I_{\alpha 2} = 4.42(\text{A})$, et $I_{\beta 1} = I_{\beta 2} = 5.1(\text{A})$.

Par contre, le couple électromagnétique fait une augmentation figure (II.9.b) se stabilise à $C_{em}=14\text{ N.m}$ au couple de charge, les flux rotoriques selon (α, β) figure (II.9.j) $\Phi_{dr} = -0.86\text{wb}$, $\Phi_{qr} = 0.154\text{wb}$ et les courants statoriques figure (II.9.c) $i_{as1} = i_{as2} = 14.45\text{A}$.

II.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone double étoile. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Afin de simplifier le modèle de la machine asynchrone double étoile, nous avons utilisé la transformation de Park. Ainsi, le système d'équation d'état de la machine a été réduit où nous l'avons validé à travers une simulation numérique.

L'étude des caractéristiques de la MASDE directement alimentée par des sources sinusoïdales à vide et en charge, puis par des onduleurs de tensions à commande MLI sinusoïdale triangle en charge a été présentée avec les résultats des simulations.

L'objectif du chapitre suivant est la commande directe du couple (DTC) de la MASDE qui permettra d'avoir un contrôle indépendant du couple et de flux.

III.1.Introduction :

Le contrôle direct du couple, venu du terme anglais " Direct Torque Control (DTC)", des machines asynchrones proposé par *Takachachi* et *Depenbrok* est apparue dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques [22],[23].la commande par la DTC est utilisé un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statoriques du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur de tension imposé par l'onduleur [22].

La logique floue est une nouvelle méthode de réglage qui a été introduite à large échelle au Japon. Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh de l'université de Californie de Berkeley. Dans ce contexte, on présentera dans la première partie de ce chapitre un aperçu général sur l'historique de la logique floue, le domaine d'application et la théorie de logique floue et ses principes de base, dans la deuxième partie on montrera la description de la commande par logique floue avec ses différentes étapes de fuzzification, inférence et défuzzification et on appliquera cette commande pour le réglage de vitesse du MASDE à flux rotorique orienté. Les performances de ce réglage seront montrées par des résultats de simulation, et les tests de robustesse seront aussi effectués [46].

III.2.Principe de la commande directe du couple (DTC) :

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir de l'utilisation des valeurs mesures pour le calcul du flux et du couple.

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne. Pour connaître l'état électromagnétique du moteur afin de déterminer la commande des interrupteurs de l'onduleur, il faut disposer d'un modèle approprié de la machine. A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants statoriques, le modèle donne à chaque instant [25] :

- Le flux statorique réel de la machine,
- Le couple réel qu'elle développe,
- Sa vitesse de rotation.

La mesure de la vitesse de l'arbre n'est pas nécessaire, ce qui donne un grand avantage pour cette méthode.

Le flux et le couple calculés sont comparés par des valeurs de référence pour déterminer les instants de commande des interrupteurs.

D'ordinaire on cherche à maintenir le flux constant

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [26]:

- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.
- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

III.2.1. Stratégie de commande directe de couple et de flux :

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui basée sur l'algorithme suivant [27]:

- 1)- Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e .
- 2)- Pour chaque coupe d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de machine asynchrone à double étoile.
- 3)- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- 4)- On estime le couple électromagnétique du MASDE, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- 5)- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique.

III.3.Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension

triphase :

Dans le plan complexe constitué des axes (α, β) , le vecteur de tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes

du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur de tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante [28]:

$$\bar{v}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} [V_a + V_b \exp(j\frac{2\pi}{3}) + V_c \exp(j\frac{4\pi}{3})] \quad (\text{III. 1})$$

V_a, V_b, V_c : est le vecteur de tensions simple à la sortie de l'onduleur.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, est représenté par trois grandeurs booléennes de commande.

F_j ($j = 1,2,3$) Telle que :

$F_j = 1$ Si l'interrupteur du haut est fermé et du bas est ouvert

$F_j = 0$ Si l'interrupteur du haut est ouvert et celui de bas est fermé

Les tensions d'alimentation V_A, V_B et V_C sont estimées en fonction de la tension continu E et des états de commutation des bras de l'onduleur (F_a, F_b, F_c). Donc les tensions d'alimentations de la MASDE sont déterminées comme suit :

$$\begin{cases} U_a = \frac{E}{3}(F_1 - F_2 - F_3) \\ U_b = \frac{E}{3}(-F_1 + F_2 - F_3) \\ U_c = \frac{E}{3}(-F_1 - F_2 + F_3) \end{cases} \quad (\text{III. 2})$$

Par conséquent, en utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, la vectrice tension peut s'écrire sous la forme [29]:

$$\bar{v}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E [F_1 + F_2 \exp(j\frac{2\pi}{3}) + F_3 \exp(j\frac{4\pi}{3})] \quad (\text{III. 3})$$

Avec :

E : Tension du bus continu.

(F_1, F_2, F_3) : Etats de commutation de bras de l'onduleur.

La table de vérité de la commande peut être résumée dans le tableau suivant:

Vecteur	F_a	F_b	F_c	V_a	V_b	V_c	V_s
v_0	0	0	0	0	0	0	0
v_1	1	0	0	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$\sqrt{2/3} E$
v_2	1	1	0	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\frac{\pi}{3})}$
v_3	0	1	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\frac{2\pi}{3})}$
v_4	0	1	1	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\pi)}$
v_5	0	0	1	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\frac{4\pi}{3})}$
v_6	1	0	1	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\frac{5\pi}{3})}$
v_7	1	1	1	0	0	0	0

Tableau (III.1): Table de vérité d'un onduleur triphasé.

La figure (III.1) montre la représentation dans le plan complexe des huit positions du vecteur \vec{V}_s dont deux correspondent au vecteur nul, générés par un onduleur de tension à deux niveaux

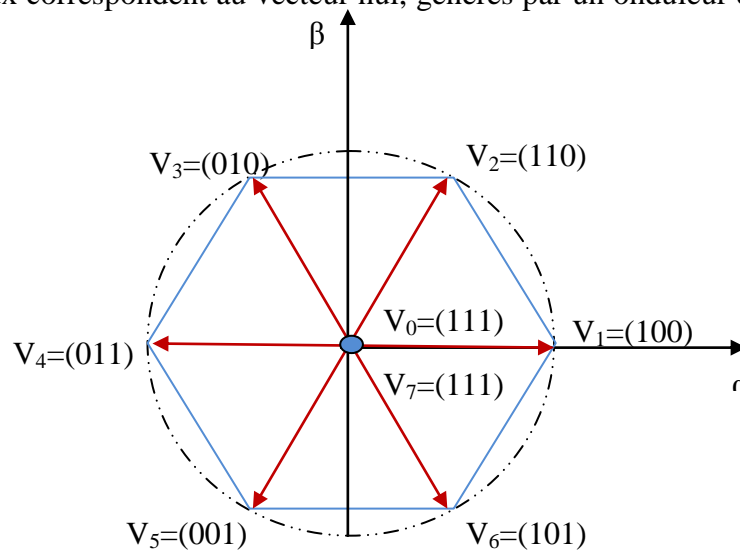


Figure (III.1): Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.

III.3.1 Principe contrôle de flux statorique et de couple électromagnétique :

III.3.1.1 Contrôle du flux statorique :

L'expression de flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante [30]:

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}}{dt} \quad (\text{III.4})$$

Le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante:

$$\bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (\text{III.5})$$

Si la chute de la tension dû à la résistance du stator est négligée (pour les grandes vitesses), le flux statorique dépendra seulement du vecteur de tension de sortie de l'onduleur, l'expression du flux deviendras : [31]

$$\bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{v}_s) dt \quad (\text{III.6})$$

Pendant une période d'échantillonnage T_e , soit un intervalle de temps $[0, T_e]$.

On applique un vecteur de tension non nul à la machine, on aura l'équation (III.7), [32]:

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s(T_e) \approx \bar{\Phi}_s(0) + \bar{v}_s T_e \\ \Delta \bar{\Phi}_s \approx \bar{v}_s T_e \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

$\bar{\Phi}_s$: La variation du vecteur flux statorique

T_e : La période d'échantillonnage.

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui de la vectrice tension imposée par l'onduleur de tension à la machine. [33]

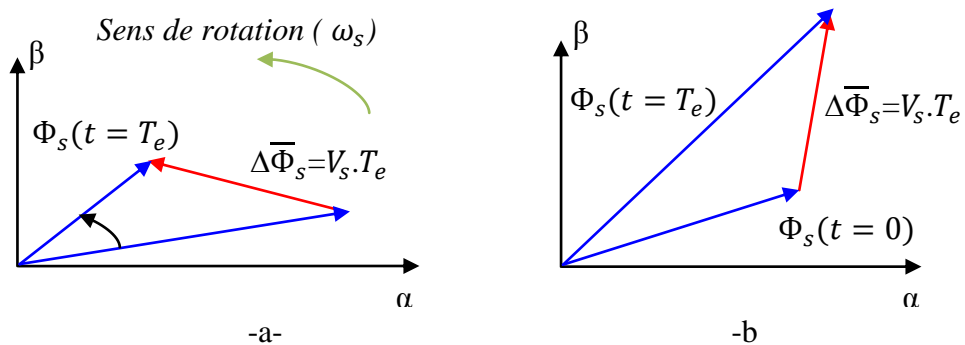


Figure (III. 2) : Application du vecteur tension statorique : [(a) permet de diminuer le module du flux statorique, (b) permet d'augmenter le module du flux statorique].

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vectrices tensions fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique figure (III. 2.a) et (figure (III. 2.b)). Ainsi, selon le choix de vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage T_e , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la figure III.3 qui prend pour exemple une machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence [33].

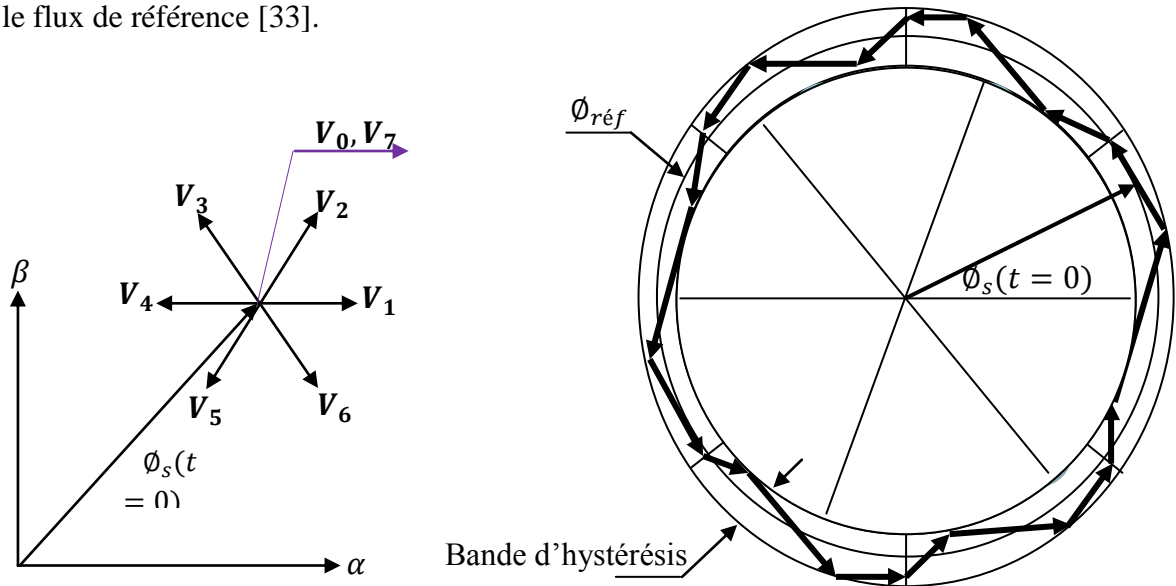


Figure (III. 3): trajectoire du flux statorique

III.3.1.2 Contrôle du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivant [35] [34]:

$$c_{em} = k(\overline{\Phi}_s \overline{\Phi}_r) = k \|\overline{\Phi}_s\| \|\overline{\Phi}_r\| \sin(\gamma) \quad (\text{III.8})$$

$$\text{Tel que: } k = \frac{3pM_{sr}}{2\delta M_s M_r}$$

Avec :

$\overline{\Phi}_s$: Le vecteur de flux statoriques.

$\overline{\Phi}_r$: Le vecteur de flux rotorique ramené au stator.

γ : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

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

$M_{sr} = L$ l'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\Phi}_s$ et $\overline{\Phi}_r$ et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\Phi}_s$ (à partir de \overline{v}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\overline{\Phi}_s$ et le couple électromagnétique de façon découplée.

III.4. Description de la structure de contrôle :

III.4.1. Sélection de la vectrice tension :

Le choix de la vectrice tension V_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\overline{\Phi}_s$ de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution $\overline{\Phi}_s$ de dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles, [26][36][37]. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes.

Lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté ($i=1,2, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants, [36][38]:

Si \overline{V}_{i+1} est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.

Si \overline{V}_{i+2} est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croit.

Si \overline{V}_{i-1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux croit et celle du couple décroît.

Si \overline{V}_{i-2} est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.

Si \overline{V}_0 ou Si \overline{V}_7 sont sélectionnées, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croit si la vitesse est négative [32] [26][37],

Le rôle de la vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure (III.4)

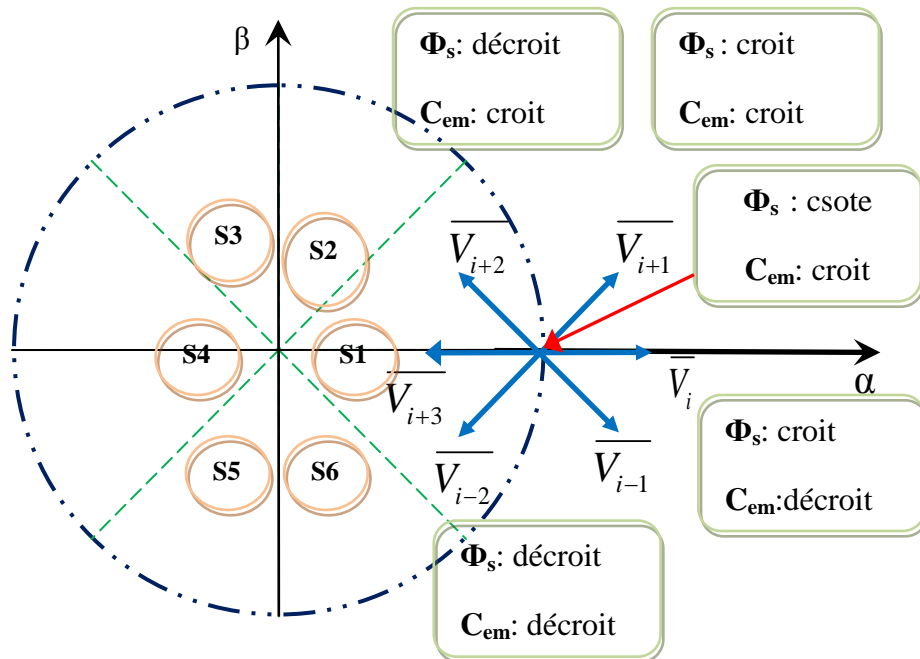


Figure (III.4): Choix du vecteur tension.

Le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone i

Au début de la zone i , les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} sont perpendiculaires à $\bar{\Phi}_s$, d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversée. Alors aux vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\Phi}_s$ au début de la zone i alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire. Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone i , les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de $\bar{\Phi}_s$ dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone [32][39].

Le vecteur de tension statorique \bar{V}_s à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur $\bar{\Phi}_s$ [32] [40].

III.4.2 Estimateurs :

III.4.2.1. Estimation du flux statorique :

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante [32].

$$\Phi_s = \Phi_{\alpha s} + j\Phi_{\beta s} \quad (\text{III.9})$$

Alors le module de flux s'écrit :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{\alpha s}^2 + \Phi_{\beta s}^2} \quad (\text{III.10})$$

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{\alpha s}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{\beta s}) dt \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux $\bar{\Phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\bar{\Phi}_{s\alpha}$ et $\bar{\Phi}_{s\beta}$.

L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est égale :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\bar{\Phi}_{s\beta}}{\bar{\Phi}_{s\alpha}} \quad (\text{III.12})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur cette dernière est négligeable. [41][27]

Les composantes $I_{\alpha s}$ et $I_{\beta s}$ du vecteur courant sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés I_{as} I_{bs} I_{cs} . [28] Soit :

$$I_s = I_{\alpha s} + j I_{\beta s} \quad (\text{III.13})$$

$$\begin{cases} I_{\alpha s} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{\beta s} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \right] \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Les composantes du vecteur tension sont reconstituées à partir de la tension continue par les relations suivantes :

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \quad (\text{III.15})$$

$$V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} V_{dc} (S_b - S_c) \quad (\text{III.16})$$

III.4.2.2 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 [42][43] :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{III.17})$$

III.5.Élaboration des contrôleurs de flux et du couple :

III.5.1 contrôleurs de flux à deux niveaux :

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur Φ_s dans une couronne circulaire comme le montre la Figure (III.6).

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 $cflx$ indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($cflx=1$) ou diminuée ($cflx=0$) de façon à maintenir [26] [37]

$$|\bar{\Phi}_{sref} - \bar{\Phi}_s| \leq \Delta\Phi'_s \quad (\text{III.18})$$

Avec :

$\bar{\Phi}_{sref}$: La consigne de flux

$\Delta\Phi'_s$: L'écart d'hystérésis du contrôleur.

$\bar{\Phi}_s$: Flux estimé.

- $cflx = 0$ \Rightarrow la module de flux statorique doit être diminuée.
- $cflx = 1$ \Rightarrow la module de flux statorique doit être augmentée.

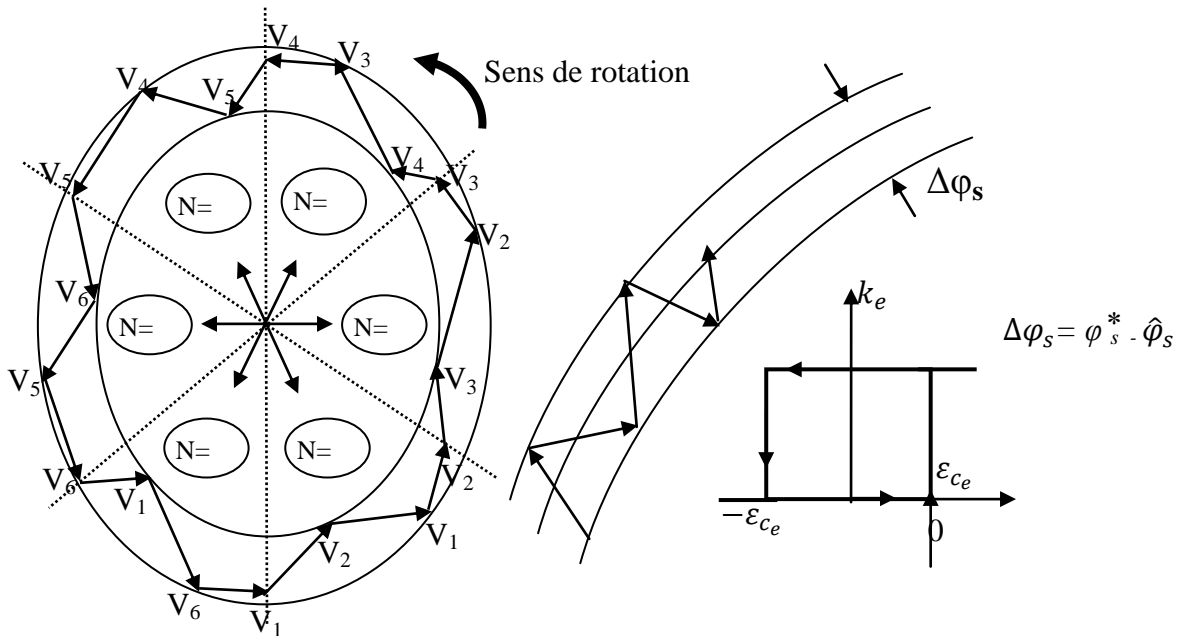


Figure (III.5): Correcteur à deux niveaux du flux à hystérésis et sélection des vecteurs correspondants.

III.5.2 Contrôleurs de flux et du couple :

III.5.2.1. Élaboration du contrôleur du couple :

Le contrôleur du couple va maintenir le couple électromagnétique dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence. La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux statorique Figure (III.6), il présente l'avantage de la simplicité d'implémentation, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation; donc pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant, le contrôleur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable logique booléenne $ccpl$ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($ccpl=1$) pour une consigne positive et ($ccpl=-1$) pour une consigne négative) ou diminuée ($ccpl=0$). La Figure(III.7) montre ce type de correcteur. [36][38]

$$|\bar{C}_{emref} - \bar{C}_{em}| = \Delta C'_s \quad (III.19)$$

Avec :

\bar{C}_{emref} : le couple de référence.

$\Delta C'_s$: L'écart d'hystérésis du contrôleur de couple.

\bar{C}_{em} : Couple électromagnétique estimé.

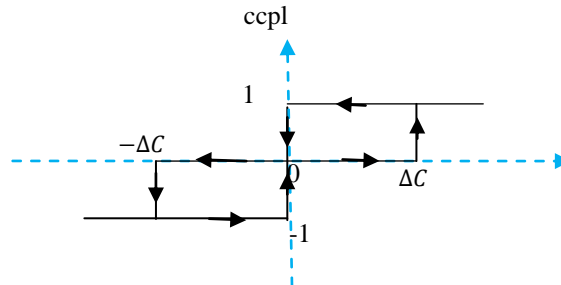


Figure (III.6): Correcteur du couple à trois niveaux.

III.6. Élaboration des tables de commutation :

III.6.1. Élaboration de la table de commutation avec séquences nulles :

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux $\Delta\Phi_s$ et du couple ΔC_{em} et selon la position du vecteur de flux statorique N (1,..., 6). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\Phi_s$ et ΔC_{em} suivant la logique de comportement du flux et couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [20] [44],

Le tableau (III.2) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

	Augmentation	Diminution
$\bar{\Phi}_s$	\bar{V}_{i-1}, \bar{V}_i et \bar{V}_{i+1}	$\bar{V}_{i-2}, \bar{V}_{i-2}$ et \bar{V}_{i+3}
\bar{C}_{em}	\bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2}	\bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i-2}

Tableau (III.2): Table de commutation généralisée.

III.6.2. Table de commande du flux :

La table de commande du flux résume Tableau (III.3), de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur [32].

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\ \bar{\Phi}_S\ \nearrow$	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$
$\ \bar{\Phi}_S\ \searrow$	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$

Tableau (III.3) : Table de commande du flux.

III.6.3. Table de commande du couple :

La table de commande du couple montre les séquences de tensions actives à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple. Nous verrons que les séquences de tension nulle contribuent à augmenter ou diminuer le couple selon le point de fonctionnement, (Tableau III.4)

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{em} \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_{em} \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Tableau (III.4): table de commande du couple.

III.6.4. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles:

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension active et la deuxième avec vecteurs tension nuls, (Tableau III. 5 ,6):

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur	
Cflx=0	Ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux	
	Ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7		
	Ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux	
Cflx=1	Ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux	
	Ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0		
	Ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux	

Tableau (III.5): Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension nuls.

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur	
Cflx=0	Ccpl= 1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux	
	Ccpl= 0	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3		
	Ccpl= -1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux	
Cflx=1	Ccpl= 1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux	
	Ccpl= 0	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6		
	Ccpl= -1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux	

Tableau (III.6) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions non nuls.

La figure (III.7) représente le schéma global de la commande directe de couple de la MASDE. Il y a deux boucles de correction l'une pour le couple et l'autre pour le flux. Les

valeurs de références du couple et du flux sont comparées aux valeurs réelles correspondantes. Les erreurs obtenues sont introduits dans des correcteurs d'hystérésis, qui donnent des variables logiques avec la position du module de flux statorique. Ils sont utilisés pour déterminer les vecteurs de tensions correspondants à la commande [32].

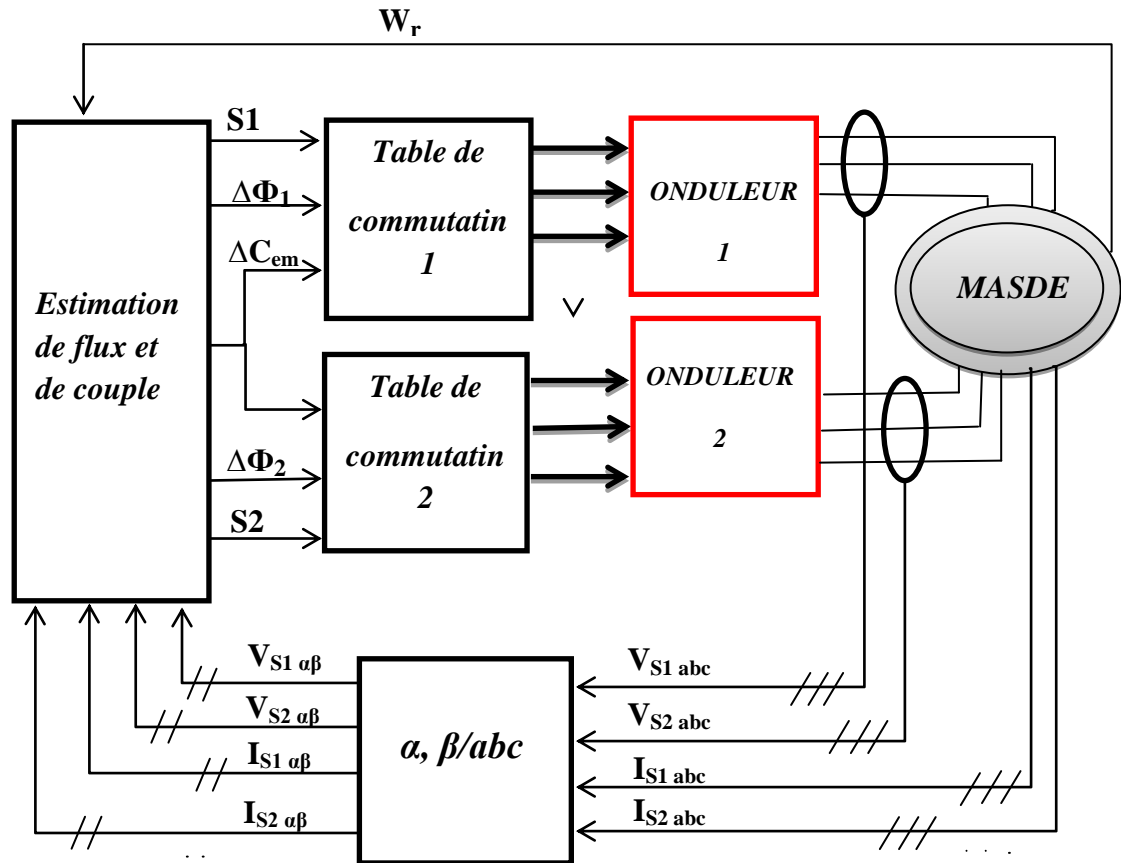


Figure (III. 7) : Représentation du schéma global de la commande directe de couple de la MASDE.

III.7.Principe de la logique floue :

La logique floue traduit le raisonnement humain basé sur des données imprécises ou incomplètes c'est une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeur intermédiaires « vrai » ou « faux » avec certains degrés. La formulation mathématique de la logique floue donne naissance à une théorie dite théorie des ensembles flous. Cette théorie n'est qu'une extension de la théorie classique des ensembles, sauf que la logique floue est caractérisée par la notion des valeurs intermédiaires, d'où la nécessité de mettre en évidence certaines notions de cette théorie. La logique floue permet de traiter des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel [45].

III.7.1 Principe d'un régulateur flou :

Contrairement aux techniques de réglage classique, le réglage par la logique floue n'utilise pas des formules ou des relations mathématiques bien déterminées ou précises. Mais, il manipule des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs flous ET, OU, ALORS,...etc, appliquées à des variables linguistiques.

On peut distinguer trois parties principales constituant la structure d'un régulateur floue:

- une interface de fuzzification,
- un mécanisme d'inférence,
- et une interface de Défuzzification.

La figure (III.8) représente, à titre d'illustration la structure d'un régulateur flou à deux entrées et une sortie : ou x_1 et x_2 représentent les variables d'entrée, et x_r celle de sortie ou la commande.

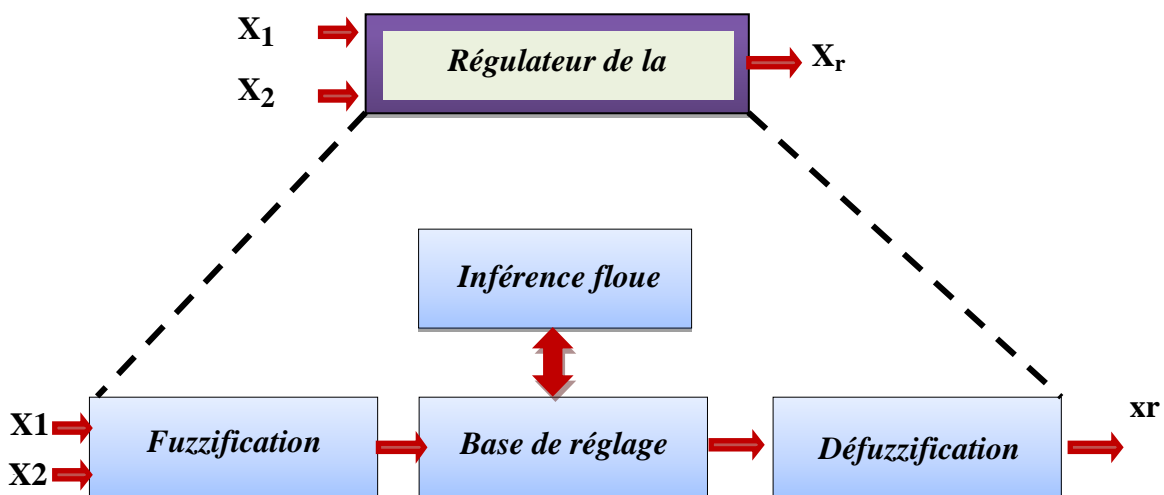


Figure (III.8): Structure interne d'un Régulateur de la logique floue.

III.7.2.1. Fuzzification des entrées :

L'objectif de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée en variables floues, c'est-à-dire en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour ces différentes variables d'entrée. Les grandeurs physiques d'entrée X sont réduites à des grandeurs normalisées x dans une plage de variation, souvent $[-1 \ 1]$, appelée univers de discours, qui peut être soit discret, soit continu. Bien souvent, cette univers de discours est borné, en appliquant une limitation sur la valeur numérique de $x \leq 1$, pour pallier le problème des grandes variations de X . Les gains de normalisation caractérisent des facteurs d'échelles d'entrée x et X .

Dans le cas d'un univers de discours continu, le nombre de valeur linguistique (négative petite, négative moyenne, positive grande,.....), représenté par des fonctions d'appartenance, pour une variable x_1 peut varier (par exemple trois, cinq ou sept). Un exemple de fuzzification continue est illustré figure (III.9) pour une seule variable de x , avec les fonctions d'appartenance triangulaire ; les valeurs linguistique correspondantes sont caractérisées par des symboles tel que :

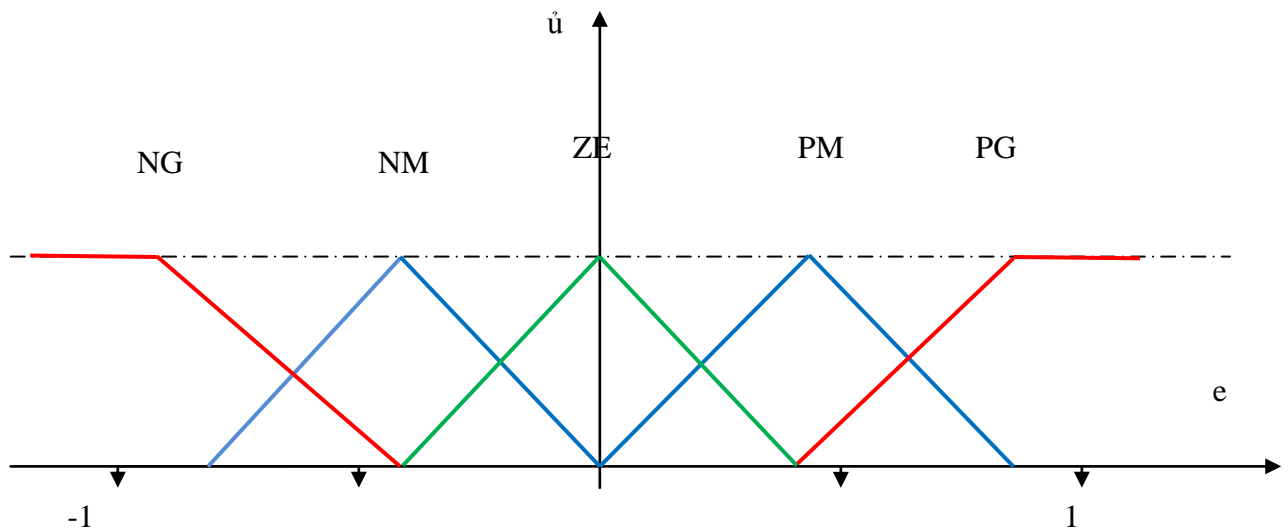
NG: négative grande.

NM: négative moyenne.

ZE: zéro environ.

PM: positive moyenne.

PG: positive grande.



Figure(III.9): Fuzzification avec fonctions d'appartenance.

III.7.2.2. Base des règles :

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [47]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie. A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède cinq ensembles flous, ce qui donne un ensemble de vingt-cinq règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

du		e				
		NG	NP	EZ	PP	PG
de	NG	NG	NG	NP	NP	EZ
	NP	NG	NP	NP	EZ	PP
	EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
	PP	NP	EZ	PP	PP	PG
	PG	EZ	PP	PP	PG	PG

Tableau III.7 : Table de calcul de la variation de la régulateur du floue.

III.7.2.3. La défuzzification :

La dernière étape du contrôle, appelée défuzzification consiste à définir précisément quelle doit être l'action sur le processus. En effet, le procédé ne peut pas interpréter des ordres du type « Petit » ou « Grand », etc..., on doit lui envoyer une valeur physique.

Les méthodes d'inférences fournissent une fonction d'appartenance résultante μ_R pour la variable de sortie x_R . L'opération de défuzzification permet de calculer à partir de cette dernière la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus. On doit souvent prévoir un traitement de signal de sortie et sa conversion numérique - analogique. Le choix d'une méthode de défuzzification est un point très délicat lors de l'élaboration d'une technique de contrôle en logique floue. Celui-ci conditionnera en effet grandement l'évolution dynamique de la commande. On distingue trois méthodes différentes figure (III.10): celle du maximum, celle de la moyenne des maxima et celle du centre de gravité (ou centroïde). Il est toutefois reconnu que la méthode de centre de gravité donne les meilleurs résultats [48]

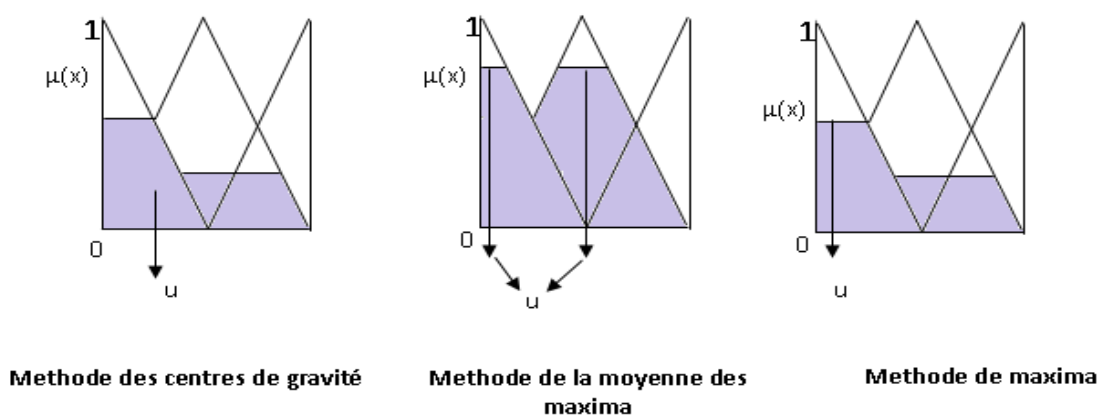


Figure (III.10) : Principe des différentes méthodes de défuzzification.

III.7.3 .Application la commande DTC floue sur la MASDE :

La commande directe du couple est appliquée à un modèle de la MASDE. Les deux enroulements statorique sont alimentés séparément par deux onduleurs de tension à deux niveaux qui sont commandés par la technique DTC, et en présence de la boucle de réglage de la vitesse, en utilisant un comparateur du couple à hystérésis à trois niveaux, avec les vecteurs de tension nuls .

Les simulations sont effectuées pour et un flux statorique de référence égale le flux nominale :

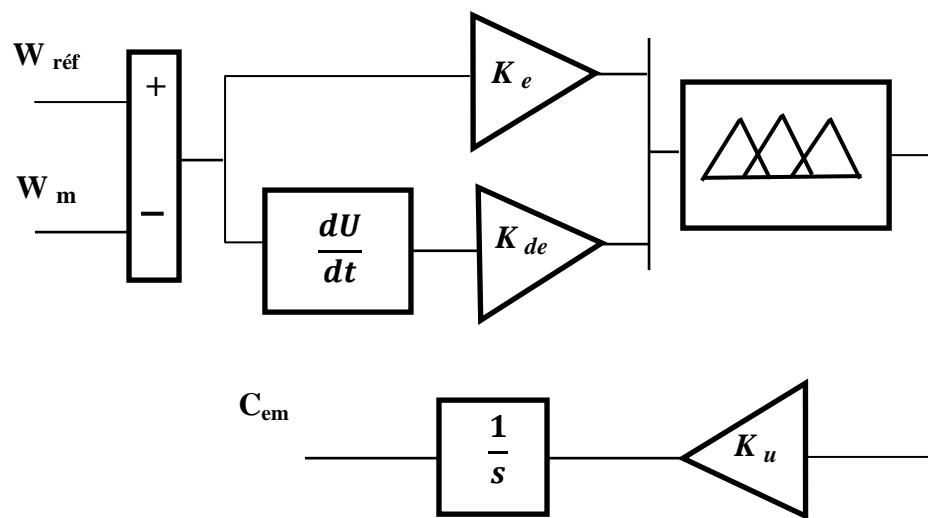


Figure (III.11): Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC)

Illustration sur le régulateur de vitesse ;

Dans le cas de la régulation de vitesse, on a besoin habituellement de l'erreur

($e = w_{rref} - w_r$) et de la dérivée d'erreur (de) et parfois de l'intégration d'erreur :

$$(e = w_{rref} - w_r) \quad (III.20)$$

La sortie du régulateur de vitesse est la valeur de référence dans le schéma de la commande d'une machine électrique. Si cette sortie est directement appliquée au processus, le contrôleur est alors appelé contrôleur flou figure (III.11) et on peut écrire :

$$w_r = F_{UZZY}(e, de) \quad (III.21)$$

III.8. Résultat de simulation :

III.8.1. Test de robustesse :

Après l'utilisation de la commande DTC Floue sur notre modèle de la MASDE et pour but de faire une comparaison de l'évolution des caractéristiques de la MASDE lors de l'application de la DTC classique, en a suivis les tests suivants:

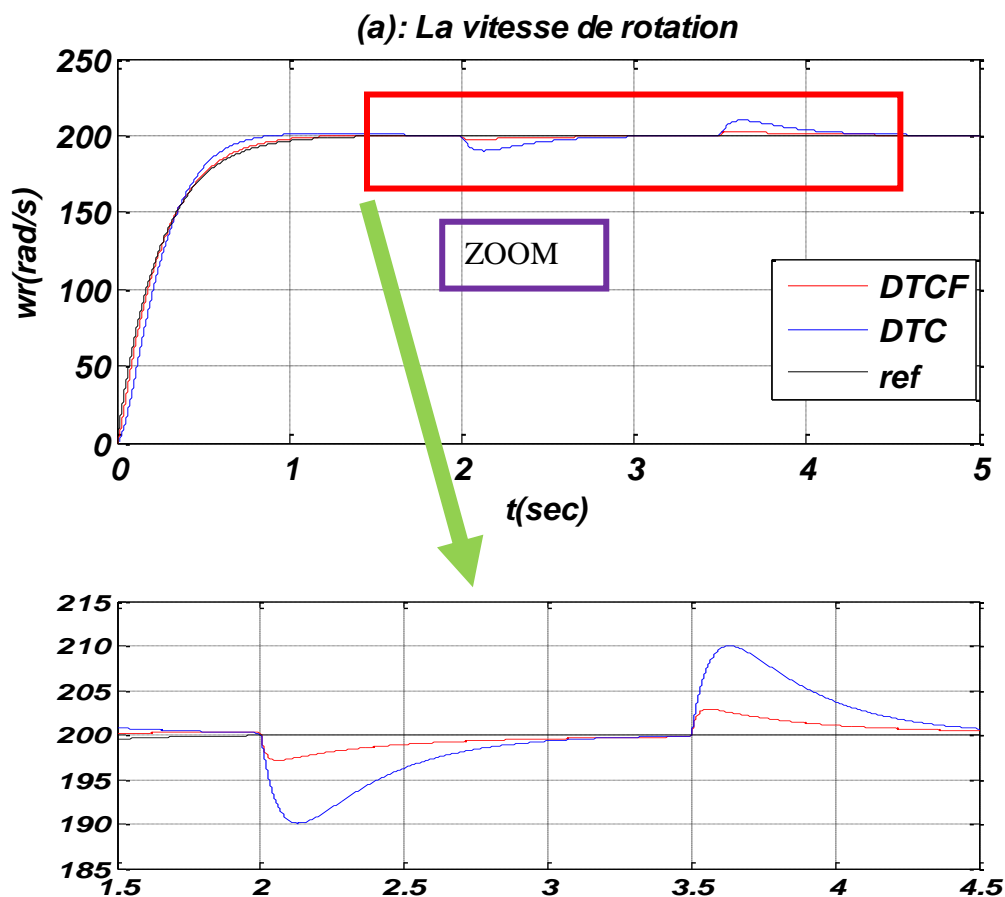
Teste 1 : variation de la charge entre [2 ; 3.5] sec.

Teste 2 : Diminution de la vitesse entre [2 ; 3.5] sec.

Teste 3 : variation de la résistance statorique.

III.8.1.a. Test de la variation de la charge :

Pour le test de la variation de la charge, on applique une charge de 14Nm à $t = 2$ sec et on élimine ce dernier à $t = 3.5$ sec après un démarrage à vide, en imposant la vitesse de référence $W_{ref} = 200$ (rd/s). Les résultats des simulations de la vitesse, du couple électromagnétique et du courant statorique réel sont représentés par la Figure (III.12)



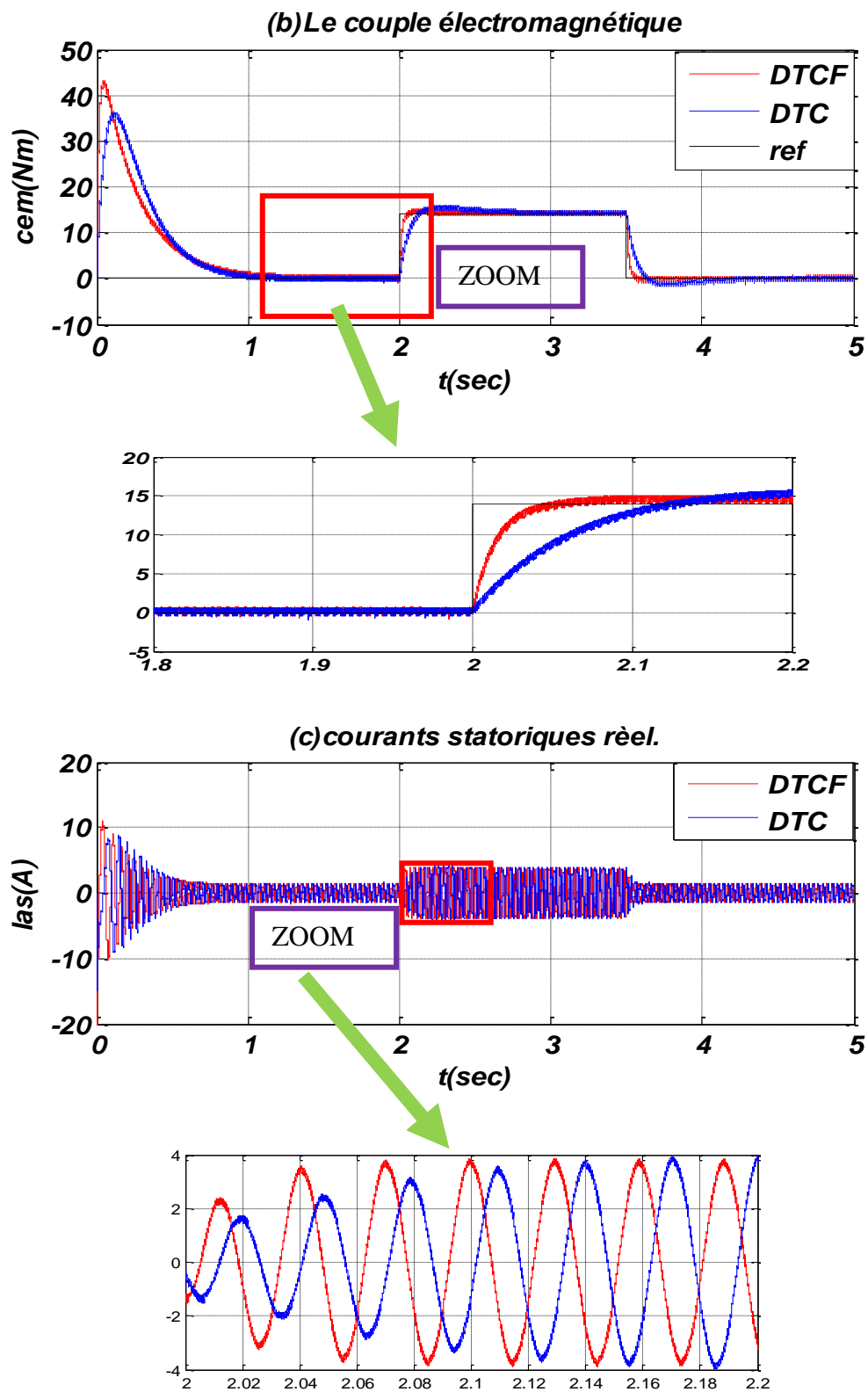
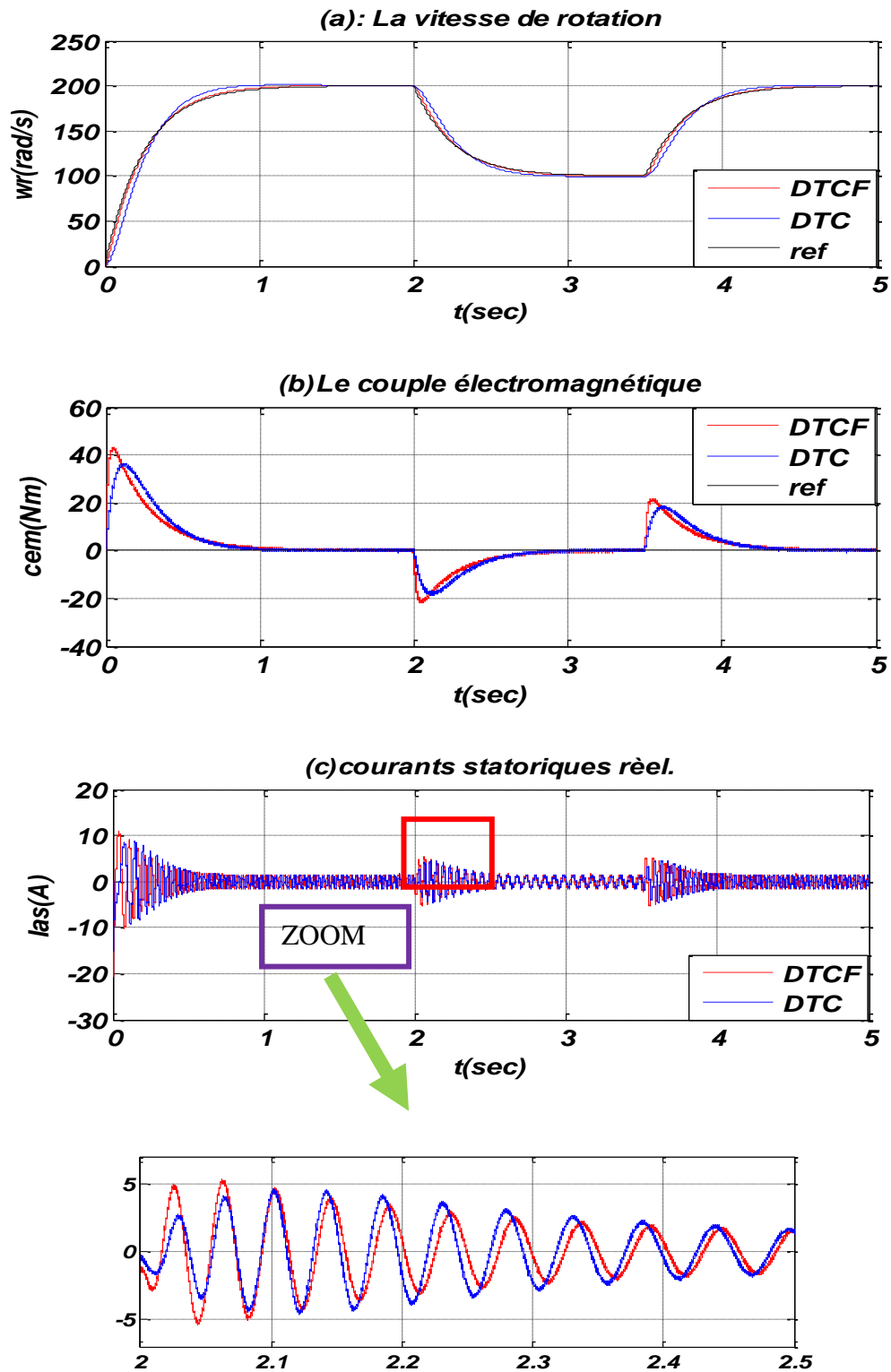


Figure (III.12): DTC et DTF-FLOUE pour la variation de la charge.

III.8.2.b .Test de la variation de la vitesse :

Pour le test de la diminution de la vitesse sur la MASDE, on introduit un changement de consigne de vitesse (200 rad/sec) à (100 rad/sec), à l'instant $t = 2$ sec, et à l'instant $t = 3.5$ sec on introduit un autre changement de consigne de (100 rad/sec) à (200 rad/sec), Les différents résultats des simulations sont représentés par Figure (III.13)



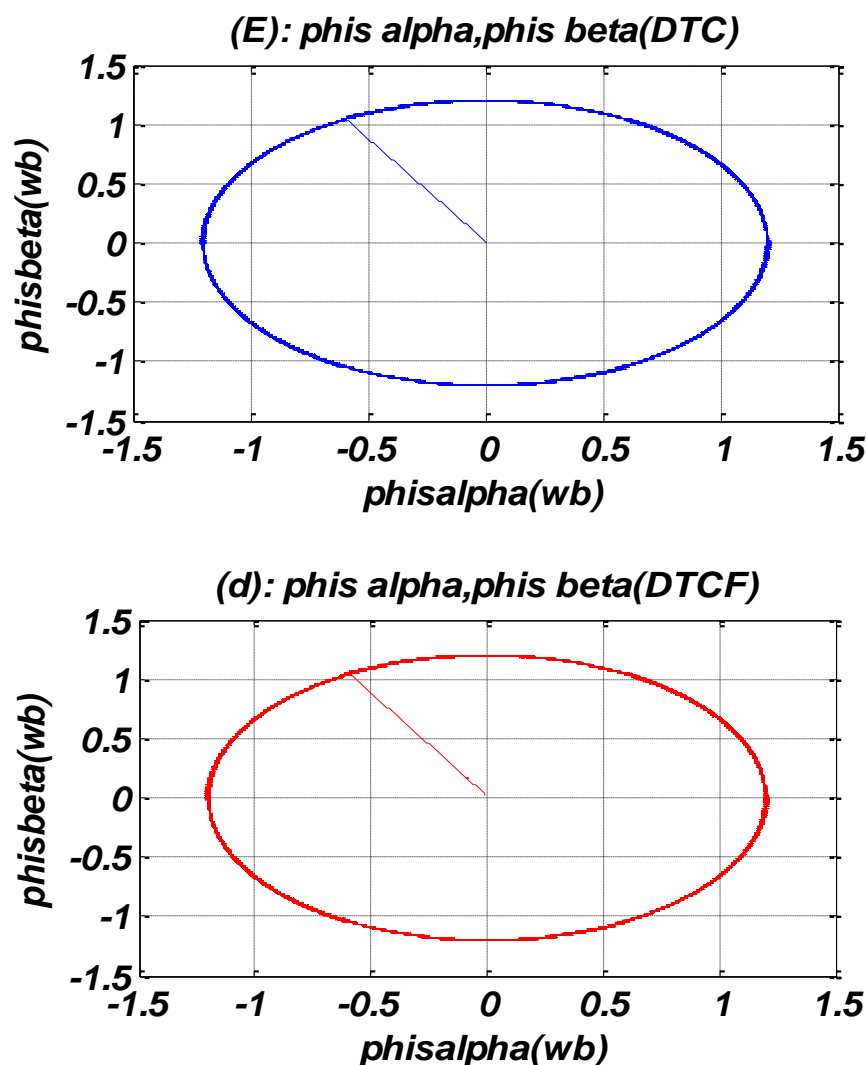
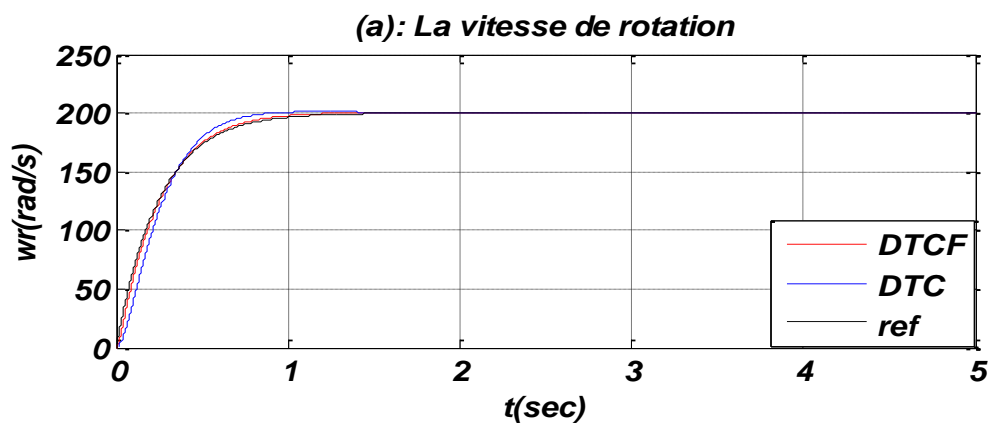


Figure (III.13): DTC et DTF-FLOUE pour la diminution de la vitesse.

III.8.2.c. Test de variation de la résistance statorique :

Comment les deux tests précédent cette fois on a varié la résistance statorique de 150% de la résistance nominale, Les résultats de simulation est représentés par la Figure (III.14)



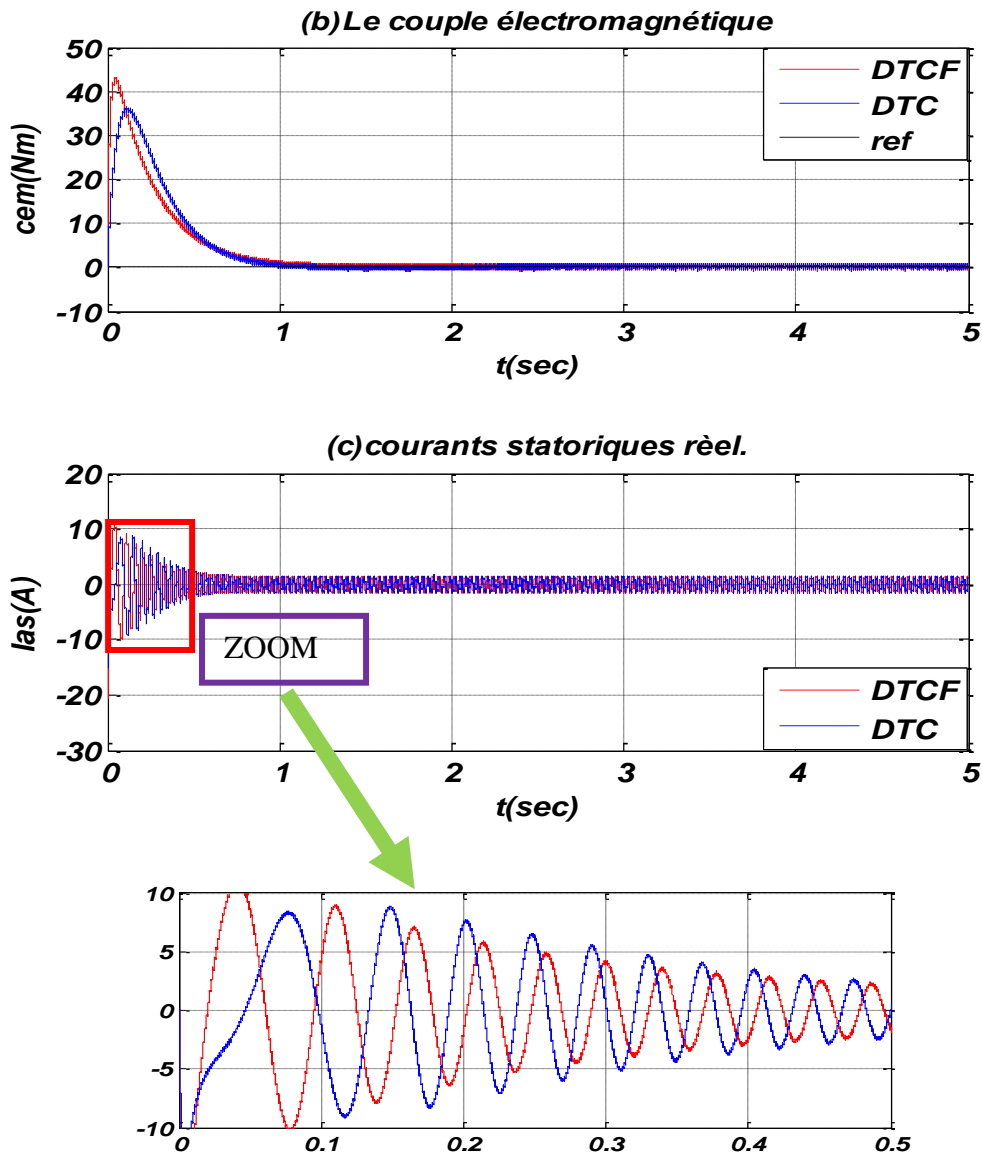


Figure (III.14): DTC et DTF-FLOUE pour la variation de la résistance statorique.

III.8.2. Comparaison entre les résultats de simulation :

D'après les résultats de simulation obtenus par les deux techniques de commande : le contrôle direct du couple (DTC classique) et le contrôle directe floue (DTC Floue) on constate :

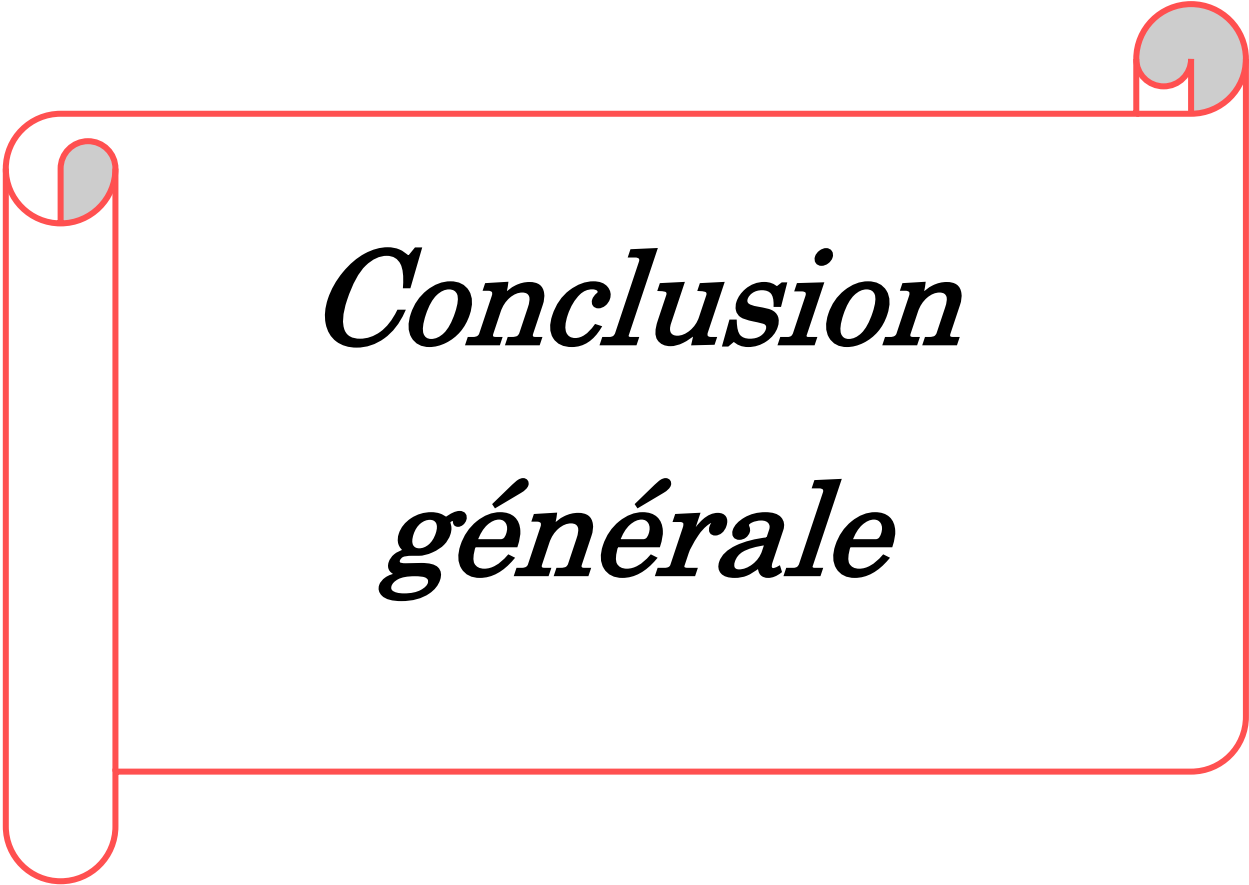
- Le rejet de perturbation par la DTC floue est plus rapide que celui de la DTC classique
- La réponse du système par la DTC floue est plus rapide que celle de la DTC classique
- Les deux techniques de commande sont insensibles à la variation paramétrique de la machine.
- La DTC floue présente un couple de démarrage (42Nm) plus grand que celui de la DTC classique (37.5Nm).

III.9. Conclusion :

Ce chapitre a été scindé en deux parties, dans la première on a présenté la technique de commande DTC classique et la commande DTC-FLOUE de côté structure générale.

La deuxième partie de ce chapitre est consacré les différents résultats de simulations de la commande DTC classique et la commande DTC Floue de la machine asynchrone double étoile (MASDE) pour les trois tests, D'après l'étude comparative entre les deux techniques de commande.

Comme résumé, on peut conclure qu'en général le contrôle direct du couple est une commande robuste soit en utilisant un régulateur de vitesse PI, soit en utilisant un régulateur flou, sauf que la DTC floue apporte quelques améliorations du point de vue de la rapidité du rejet de perturbation et aussi une meilleure poursuite à la référence.

A decorative red border that forms a scroll shape, with rounded corners and a vertical strip on the left side. The text is centered within this scroll.

Conclusion
générale

Conclusion générale :

Le travail sous le l'élaboration cadre de notre mémoire de fin d'étude est consacré à la contrôle directe du couple basée sur la logique floue de la machine asynchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs de tension. Nous avons mis en évidence les principes fondamentaux des machines multiphasées. L'exemple type de ces machines est la machine asynchrone double étoile qui présente un bon compromis technico-économique.

Nous avons commencé par l'étude de la modélisation de la MASDE à partir des équations mathématiques dans le repère diphasé en utilisant la transformation de Park, pour obtenir un modèle simple qui traduit finalement le fonctionnement de la MASDE. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'effet de l'application de la charge.

Après, commande floue avec sa possibilité de contrôle de MASDE sans nécessité de leur modélisation complète, et puis on a présenté le principe de la logique floue et les domaines d'application, ainsi que, avant de faire une application sur le contrôle direct du couple de la machine asynchrone double étoile pour régler la vitesse. Les résultats de simulation obtenus montrent l'amélioration des performances dynamiques et la robustesse de ce régulateur vis-à-vis de la variation paramétrique Actuellement Et plus de ça en va conclue l'amélioration de réglage de la vitesse, nous avons opté pour une autre technique de commande dite contrôle directe du couple flou (DTC-FLOUE). Dans cette partie le régulateur classique PI est remplacé par un régulateur flou.

Actuellement, dans le domaine des grandes puissances, la MASDE est la machine multi phases la plus courante, sans doute pour des raisons telles que:

- Segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur-machine de forte puissance.
- Améliorer les performances des machines alimentées par des onduleurs multi niveaux.
- Améliorer la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régime dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes).

Comme perspectives à ce travail, il convient de proposer :

- L'utilisation des onduleurs multi niveaux ;
- L'application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la commande adaptative, mode glissement...etc.
- Utilisation du régulateur PI FLOUE Type 2.

Notations

MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile.
MCC	Machine à courant continu.
v	Tension.
i	Courant.
s_1, s_2, r	Indices correspondants au stator 1, stator 2 et au rotor.
a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}	Indices correspondants au trois phases du 1 stator.
a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}	Indices correspondants aux trois phases du 2 stator.
a_r, b_r, c_r	Indices correspondants aux trois phases du rotor.
R_{s1}, R_{s1}, R_r	Résistances statoriques et rotoriques.
L_{s1}, L_{s1}, L_r	Inductance propre d'une phase statorique et rotorique.
L_{ms}	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
L_{sr}	Inductance mutuelle entre phases statoriques
L_{mr}	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$np\alpha$	Nombre de phase.
J	Moment d'inertie.
Ω_m	Vitesse mécanique de la machine.
w_s	Pulsation électrique statorique.
w_r	Pulsation électrique rotorique.
P	Nombre de paires de pôles de la machine.
w	Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au rotor.
d, q	Axes longitudinal et en quadrature du repère de Park.
C_r	Couple résistant.
C_{em}	Couple électromécanique.
C_{ref}	Couple électromagnétique de référence
\bar{C}_{em}	Couple électromagnétique estimé.
k_f	Coefficient de frottement
$\Phi_{s1}, \Phi_{s2}, \Phi_r$	Flux statorique et rotorique.

Φ_m ,	Flux magnétisant
$\overline{\Phi}_S$	Flux estimé
f_s	Fréquence statorique.
g	Glissement.
MLI	La Modulation de la Largeur d'Impulsion.
PI	Proportionnel - Intégrale
DTC	Direct Torque Contrôle (la commande directe de couple).
RLF	Régulateur Logique Flou

Les paramètres de machine asynchrone double étoile

Puissance nominale	$P_n = 4,5 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n = 220\text{V}$
Courant nominal	$I_n = 6,5 \text{ A}$
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	$K_f = 0,001 \text{ N. m. s/rad}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$p = 1$
La vitesse nominale	$N = 3000\text{tr/min}$

Bibliographie

- [1] **H.A.Toliat ,T.A.Lipo, J.C.While**, « Analysis of Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications-part2 (Motor Designed performance »IEEE Transactions on Energy Conversion ,Vol.6,No.4 ,pp.685-692 Dec1991.
- [2] **DJABOREBBI Amina** «Etude et commande d'un machine asynchrone double étoile» UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA Année Universitaire 2012 /2013.
- [3] **D. Hadiouche**, «contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile modélisation, alimentation et structure» Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1., soutenue 20 décembre 2001.
- [4] **E. Merabet**«Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile» Mémoire de Magister, l'Université de Batna 2008.
- [5] **L.Benalia**«commande en tension des moteurs à induction a doublé alimente» Thèse doctorat, l'Université de Batna 2010.
- [6] **D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug** « Modelling of a double-star induction motor with an arbitrary shift angle between its three phase windings» EPE-PEMC 2000, Kosice.
- [7] **H.AMIMEUR**«Contribution à laCommande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement» mémoire d'ingénieur, Université de BATNA 2008.
- [8] **Z. Oudjebour, E. M. Berkouk, N. Sami, S. Belgasmi, S. Arezki, I. Messaif**, «Indirect spacevector control fa doubles tar induction machine» fedbytwofive levelsNPC VSI," International Conférence on Electric Machine, ICEM'04, Poland,2004.
- [9] **E.Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur, F. Hamoudi, L.Abdelhamid**, « Influencede la charge sur une génératrice asynchrone double étoile(GASDE) » International Conférence on Renewable Energy ICRE'07, University of Bejaia,pp. 63–68 (CDROM), 25–27 November 2007.
- [10] **P.Vida I** « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone a doublé alimentation» Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse France, Décembre 2004.

-
- [11] **R. Abdessemed, M. Kadjoudj** « Modélisation des machines électriques » Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [12] **Rachide Abdessamade** « Modélisation et simulation des machines électriques ».
- [13] **V. Pant, G. K. Singh, S. N. Singh** « Modeling of a multi-phase induction machine under fault condition » IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99. pp. 92–97, Hong Kong, July 1999.
- [14] **D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug** « Space-vector PWM techniques for dual three phase AC machine : analysis, performance evaluation, and DSP implementation » IEEE Trans on Indus Appl., vol. 42, no. 4, pp. 1112–1122, July/August 2006.
- [15] **G. Crellet, G. Clerc**, « Actionneurs électriques », Editions, Eyrolles, Paris, France, 197.
- [16] **G. K. Singh** « Multi-phase induction machine drive research—a survey Electric Power System Research », pp. 139—47, vol. 61, 2002.
- [17] **M. Bouziane** « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes. 2014.
- [18] **A. Adel**, « Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable », Mémoire Présenté en vue de l'obtention du diplôme de Magister, Université d'Annaba, 2010.
- [19] **Bouguerra Zahira**, « Commande de la machine asynchrone double étoile » mémoire de master en automatique », Univ de M'sila, 2012.
- [20] **R. Sadouni, A. Meroufel**, « Performances comparative study of field oriented control (FOC) and direct torque control (DTC) of dual three phase induction motor (DTPIM) », International journal of circuits, systems and signal processing, Issue 2, Volume 6, 2012.
- [21] **H. Khoudmi, Massoum. A, Meroufel. A**, « Dual star induction motor drive: Modelling, Supplying and control », International journal of electrical and power engineering 5(1):28-34, 2011, ISSN: 1990-7958, Medwell journal, 2011.
- [22] **A. Rahal et M.F Edjiri**, « Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur, université Msila 2004.
- [23] **H. Bennadji, C. Hamida et R. Haoumdi**, « Contrôle directe de couple de la Machine induction », Thèse licence LMD, centre université d'Eloued 2009.

-
- [24] **T. Bakhti et S. Bendaas**, « commande par DTC d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif », Thèse d'ingénieur, université de Batna 2008.
- [25] **B. Omar fethi**, « Application des techniques de l'intelligence artificielle (LF-RN) pour le contrôle direct du couple d'une MAS alimentée par des onduleurs multi niveaux.
- [26] **R.Toufouti**, «Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone», thèse de doctorat, UnivMentouri de Constantine, 2008.
- [27] **H. Mohammed Ilyes**, « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant », Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de Magister, Université de Biskra, 2011.
- [28] **N. Khalil**, « Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue », Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de L'Université Mentouri de Constantine, 2006.
- [29] **Y.DAILI**, « Contrôle de la Fréquence de Commutation des Hystérésis Utilisés dans les Commandes d'une Machine à Induction», mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Novembre 2007.
- [30] **C. Carloss de Wit**, « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC », Edition Hermes Sciences Europe, 2000.
- [31] **A.M.ARCKER**, « Contrôle direct du couple électromagnétique des machines asynchrones de grande puissance», Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Février 1999.
- [32] **L. Benalia**, « Commande en tension des moteurs à inductions double alimentés », thèse de doctorat, Université de Batna 2010.
- [33] **Rezgui S.E**, «Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink temps réel», mémoire de magistère en électrotechnique, Univ Mentouri de Constantine, 2009.
- [34] **A.CHEBABHI ; N.E.ROUABAH ; E.GUERBAI**, « Application des techniques de l'intelligence artificielle pour le contrôle direct du couple d'une MAS», Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2009.

- [35] **B. Omar fethi**, « Application des techniques de l'intelligence artificielle (LF-RN) pour le contrôle direct du couple d'une MAS alimentée par des onduleurs multi niveaux », Mémoire de Magister En vue d'obtention du diplôme de magister en Électrotechnique, USTO – 2013.
- [36] **A.Albacha, M.T.Lamchich, M.Charkaoui** «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement» Physical and Chemical News ISSN 1114-3800PP, 2006.
- [37] **A. Benzaïoua** « Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée» Thèse de Doctorat en Sciences, Université du Québec à Chicoutimi. 2014.
- [38] **M.Hadef** «Contrôle direct du couple des machines asynchrone avec et sans capteurs mécaniques» Thèse de magistère, Bejaia. Novembre 2002.
- [39] **B. FATIMA** « Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone : "Application au diagnostic des défauts statoriques" » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Constantine 1. 2014.
- [40] **M. Bouziane** « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes.2014.
- [41] **Z. Boubaker**, « Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans. Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire », Ingénieur d'État en Électrotechnique de l'Université de Batna, 2008.
- [42] **R.ZAIMEDDINE**, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux», Thèse de Doctorat de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, juillet 2000.
- [43] **K. Merouani, A. Kheloui.** « Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par PC ». Conférence Internationale ICEE, 2000.
- [44] **Y. Djeriri** « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes. 2015.
- [45] **MERABET Elkhier& BELAYALI Abbas** «commande par logique floue d'une machine asynchrone a double stator», université mohamed boudiaf de m'sila année universitaire : 2004 / 2005.

- [46] **LAGGOUN YUCEF** « Commande d'une machine asynchrone double étoile par logique floue» Mémoire MASTER ACADEMIQUE UNIVERSITE DE KASDI MERBAH OURGLA 2016/2017Y.
- [47] **Y.Elbia** « Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté » Mémoire de magister en électrotechnique, option commande électrique. Université de, Batna, 2009.
- [48] **A.GAID ; N.HAOUARI** « Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur de l'Université Djilali Liabes de Sidi Bel Abbes, Algérie, Juin 2007.
- [49] **Y.Zhao**, « Vector Space Decomposition Modelling and Control of Multiphase Induction Machines, » *Phd .D.Dissertation, University of Wisconsin, Madison 1995.*
- [50] **Y.Zhao, T.A.Lipo**, « Space Vector PWM Control of Dual Three-Phase Induction Machine Using Space Vector Decomposition, » *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.31, no.5, pp.1100-1109, Sep/Oct.1995.
- [51] **Y.Zhao, T.A.Lipo**, « Modelling and Control of Multi-Machine Induction Machine with Structural Unbalance, » *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol.11, No.3, pp. 578-584, Sept. 1991.

THEME

Contrôle Direct du Couple basée sur la Logique Floue d'une Machine Asynchrone Double Etoile

Proposé et dirigé par :

Mr BERRABAH FOUAD

Mr HELLAL LALLOUANI

Réalisé par :

- Mr CHOUITER ELAMINE

- Mr BENARIB ABDENNOUR

Résumé :

Ce mémoire présente une étude du contrôle direct du couple d'une machine asynchrone double étoile par la logique floue. Le système d'alimentation de cette machine comporte deux onduleurs. Après avoir présenté la modélisation de la machine, nous avons abordé la commande DTC de la MASDE. Nous nous sommes intéressés au régulateur PI classique et à l'impact de son remplacement par d'autres régulateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle tels que les régulateurs flou, les quel surpassent les limites des techniques classiques et possèdent des caractéristiques essentielles pour l'amélioration des performances de la commande proposée. Les résultats de simulations par Matlab et les tests de robustesse seront présentés.

Mots clés:

Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE), Régulateur PI, Régulateur PI-FLOUE, Onduleur à Deux Niveaux, Contrôle Direct du Couple (DTC).

ملخص:

الهدف من هذه المذكرة هو دراسة التحكم المباشر للعزم في الماكنة الكهربائية اللامتزامنة ثنائية النجمة عن طريق معدل للسرعة يعتمد علي تقنية المنطق الغامض. يحتوي نظام التغذية علي مومجين, بعدما قدمنا نبذة حول الماكنة اللامتزامنة ثنائية النجمة. قمنا باجاد الصيغة الرياضية للماكنة وذلك لتسهيل تطبيق التحكم المباشر للعزم وبعد استعمال معدل السرعة الكلاسيكي لاحظنا عدم كفاءته في المجال الديناميكي المؤقت في مختلف حالات تغيرات وسائط الماكنة. لجانا الي استخدام معدل السرعة الذي يعتمد علي الذكاء الاصطناعي (المنطق الغامض). هذه التقنية الاخيرة جلبت تحسينات كبيرة ومعتبرة في التحكم في هذه الماكنة وقد عرضنا نتائج المحاكاة المفصلة لكل تقنية لمقارنتها بالتقنية الاخرى.

كلمات مفتاحية:

ماكنة لامتزامنة ثنائية النجمة, معدل غامض, موج جهد ثلاثي الاطوار, معدل كلاسيكي, التحكم المباشر للعزم.

