

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

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Numéro de série :

Numéro d'inscription:

Thèse

Présentée pour obtenir le diplôme de
DOCTORAT En SCIENCES

Spécialité: Génie Electrique

Option: Génie Electrique

Présentée par

REGHIOUI HASSEN

Ingénieur d'État en Électrotechnique de l'Université de Biskra

Magistère en Électrotechnique de l'Université de Biskra

Thème

**Amélioration des Performances de la Commande d'une
Machine Asynchrone Double Etoile Par des Techniques
Avancées**

Devant le jury composé :

Benguesmia Hani	MCA	Université de M'Sila	Président
BELHAMDI Saad	Professeur	Université de M'Sila	Rapporteur
Khettab Khatir	MCA	Université de M'Sila	Examinateur
TALHAOUI Hichem	MCA	Université B-B-A	Examinateur
Bensafia Yassine	MCA	Université de Bouïra	Examinateur
SAOUDI Kamel	MCA	Université de Bouïra	Examinateur

2021/2022

TABLE DES MATIERES

Abréviations et nomenclatures

Liste des symboles

Introduction Général 01

CHAPITRE I

ETAT DE L'ART ET MODELISATION DE MOTEUR ASYNCHRON DOUBLE ETOILE

I.1 Introduction	06
I.2 Etat de l'art	06
I.3 Modélisation de la machine 'MASDE'	08
I.4 Les équations du MASDE " α , β "	15
I.5 Résultat de simulation du modèle du moteur asynchrone double étoile	19
I.6 Alimentation de la MASDE par onduleur de tension à deux niveaux	20
I.7 Alimentation du MASDE par onduleur de tension à trois niveaux	25
I.8 Résultats de la simulation et interprétation	28
I.9 Conclusion	30

CHAPITRE DEUX

AMELIORATION DE LA COMMANDE DTC APPLIQUEE AU MASDE

I.1 Introduction	31
I.2 Principe du DTC	31
II.3 Modèle du moteur à induction à double stator	32
II.4 Structure du commande directe du couple appliqué au MASDE	33
II.5 Détermination du secteur d'évolution du vecteur flux statorique	35
II.6 Elaboration du vecteur de commande	35
II.7 Structure générale du contrôle direct de couple	37
II.8 Résultats de simulation et interprétation	37

II.9 Amélioration des performances de la DTC	38
II.10 Amélioration de la commande DTC pilotée par des techniques intelligentes contrôle direct du couple à l'aide de la logique floue (FDTC)	39
II.11 Application de la commande DTC par Logique Floue (FDTC)	39
II.12 Conclusion	42

CHAPITRE TROIS

COMMANDE DTC PAR MODE GLISSANT D'ORDRE DEUX APPLIQUEE AU MOTEUR ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

III.1 Introduction	64
III.2 Principe de la commande par mode glissement du système à structure variable	65
III.3 Commande DTC par Mode Glissant d'ordre un	67
III.4 Commande DTC par Mode Glissant d'ordre deux (CMGSO)	75
III.5 contrôle Hybride mode glissant de deuxième ordre avec Logique floue	85
III.6 Conclusion	85

CHAPITRE QUATRE

Etude comparative

IV.1 Introduction	86
IV.2 Comparaison les commandes d'améliorations	86
IV.3 Comparaison les commandes des technologies modernes	88
IV.4 Conclusion	91
<i>Conclusion Général</i>	92
<i>Annexes</i>	
<i>Références Bibliographies</i>	
Résumé	

<i>MASDE</i>	: <i>Moteur Asynchrone double étoile</i>
<i>DTC</i>	: <i>Direct Torque Control</i>
<i>MLI</i>	: <i>Modulation de Largeur d'Impulsion</i>
<i>SVM</i>	: <i>Space Vector Modulation</i>
<i>PI</i>	: <i>Correcteur Proportionnel Intégral</i>
<i>FLC</i>	: <i>Fuzzy Logic Control</i>
<i>CMG</i>	: <i>Commande Mode Glissant</i>
<i>CMGSO</i>	: <i>Contrôle Mode Glissant Second Ordre</i>
<i>FMGSO</i>	: <i>Flou Mode Glissant Second Ordre</i>

$[L_{s1s1}], [L_{s2s2}], [L_{rr}]$: les matrices d'inductance statorique et rotorique.
$[M_{s1r}], [M_{s2r}]$: La matrice des inductances mutuelles
L_{s1}, L_{s2}, L_r	: les inductances propres
L_{ms}, L_{mr}, M_{sr}	: Valeur maximale des inductances mutuelles.
L_m	: inductance mutuelle cyclique
σ	: Coefficient de dispersion de Blondel
T_{s1}, T_{s2}, T_r	: Constantes de temps statorique (1 ^{er} étoile et 2 ^{ème} étoile) et rotorique
f_s	: Fréquence d'alimentation
A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}	: trois phases du stator 1
A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}	: trois phases du stator 2
A_r, B_r, C_r	: trois phases du rotor
X_a, X_b, X_c	: Axe réel triphasé
α	: L'angle de décalage physique entre les deux système de bobines du stator
θ_{r1}	: L'angle électrique entre l'axes statoriques1 et l'axes rotoriques
θ_{r2}	: L'angle électrique entre l'axes statoriques2 et l'axes rotoriques
θ_r	: L'angle du rotor entre l'axes rotoriques et l' axes de référentiel biphasé
θ_a	: L'angle entre l'axes statoriques et l'axes de référentiel biphasé
δ	: L'angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor
$[V_{s1abc}], [V_{s2abc}]$: Vecteur de tension statorique l'étoile 1 et l'étoile 2.
$V_{s1d}, V_{s1q}, V_{s2d}, V_{s2q}$: Tension statorique dans le repère (d, q)
I_{s1}, I_{s2}, I_r	: Courant statorique et rotorique
$I_{s1a}, I_{s1b}, I_{s1c}$ et $I_{s2a}, I_{s2b}, I_{s2c}$: Courant statorique phase a, b, ou c

I_{s1d}, I_{s1q} et I_{s2d}, I_{s2q}	: Courant statorique dans le repère (d, q)
$I_{s1\alpha}, I_{s1\beta}$ et $I_{s2\alpha}, I_{s2\beta}$: Courant statorique dans le repère (α, β)
$\Phi_{s1,2 abc}$: Flux statorique phase a, b, c
Φ_{s1d}, Φ_{s1q} et Φ_{s2d}, Φ_{s2q}	: Flux statorique sur l'axe (d, q)
$\Phi_{s1\alpha}, \Phi_{s1\beta}$ et $\Phi_{s2\alpha}, \Phi_{s2\beta}$: Flux statorique sur l'axe (α, β)
ω_{gl}	: Pulsation mécanique du champ tournant $(\omega_s - \omega_r)$
ω_a	: Vitesse angulaire de rotation du système d'axe biphasé par rapport aux systèmes d'axe triphasé.
S_a, S_b, S_c	: Les grandeurs booléennes de commande
θ_i	: Secteur angulaire
N_i	: Numéro du Secteur
T_e	: Période d'échantillonnage
$\varepsilon_{\phi s_1}, \varepsilon_{\phi s_2}$: La bande d'hystérésis du comparateur de flux1 et 2
ε_{C_e}	: La bande d'hystérésis du comparateur de couple
Dcl_{1k}, Dcl_{2k}	: Les diodes de clamp
T_{ik}	: Les transistors de l'onduleur
S_{ik}	: Commande de base d'un transistor T_{ik}
F_{k1}^b, F_{k0}^b	: Fonction de connexion du demi-bras (haut et bas)
V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}	: Tension simple entre les phase $(A, B$ ou $C)$ et le point milieu (M)
T_m	: Période de modulation ou période de commutation de l'onduleur.
T_i, T_{i+1}	: Temps d'application des vecteurs adjacents
$T_{aon}, T_{bon}, T_{con}$: Temps relatives d'application du vecteur $V_{s_réf}$ (rapports cycliques)
$f(x,t), B(x,t)$: Les fonctions non linéaire
$S(x)$: Variable de glissement
S	: Surface de glissement
n	: Degré du système
x	: Variable à réguler
$x_{réf}$: Valeur désirée

$e(x)$: L'écart entre la variable à régler et sa référence
λ_x	: Constante positive
$u(t)$: Vecteur de commande
u_n et $u_{\acute{e}q}$: Commande discontinue et commande équivalent

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale :

La recherche et le développement dans le domaine des moteurs électriques et les systèmes d'entraînement semblent être sans fin. Dans la commande des moteurs électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de la commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance [Kiy20].

Cela permet le développement de nouveaux types de moteurs électriques avec des contrôles et des algorithmes nouveaux. Du point de vue de l'utilisateur de la puissance, la consommation électrique croissante et les applications électriques à grande puissance ont posé des problèmes au niveau de système convertisseur-moteur [Zeg18].

les semi-conducteurs constituant les convertisseurs statiques subissent des contraintes importantes en tension et en courant, ce qui limite leur fréquence de découpage, D'autre part, les bobinages du moteur doivent être conçus de manière à pouvoir supporter des tensions élevées [Zhi20].

De ce fait, il est devenu nécessaire de rechercher et développer afin d'obtenir une nouvelle topologie répondant à cette exigence. Il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, la segmentation de la puissance est une solution appropriée lors de l'utilisation de moteur asynchrone multi phasées où le nombre de phases est supérieur à trois, Par conséquent, il est très avantageux d'appliquer une stratégie de contrôle qui conserve ces avantages, alimentées par un ou plusieurs convertisseurs ; par rapport aux entraînements triphasés classiques [Ren14].

En raison de sa simplicité de construction, de ses bonnes performances, de sa robustesse, de sa fiabilité, de sa facilité d'entretien et de son faible coût[Reg19][Hoa15], le moteur à double étoile (*MASDE*) peut apporter une solution en particulier pour différents domaines de l'industrie nécessitant une puissance élevée tels que les véhicules hybrides électriques, la traction des locomotives et la propulsion des navires et d'autres applications qui nécessitent des conditions de sécurité telles que pompes, ventilateurs, compresseurs, treuils de mine[Lal18a][Rah18]. Cependant, ce moteur présente des difficultés au niveau de contrôle car elle possède un système non linéaire, à une dynamique rapide et des paramètres varie dans le temps [Naj19a]. Ces contraintes nécessitent des algorithmes de contrôle plus poussés pour commander le couple et le flux de cette machine en temps réel. À cet égard, plusieurs

solutions ont été développées. Comme il a été suggéré plusieurs stratégies pour contrôler la littérature pour atteindre cet objectif. Au milieu des années 1980, une stratégie de contrôle connue sous le nom de Direct Torque Control ou DTC est apparue en concurrence avec les commandes conventionnelles. Cette commande a été introduite par *TAKAHASHI* [Tak86] et *M. DEPENBROCK* [Dep88]. Le contrôle direct du couple (DTC) offre de nombreux avantages, tels que la simplicité, la réponse rapide et une moindre sensibilité aux paramètres de la machine [Amm20b]. Cette technique de contrôle ne nécessite pas de transformations de Park, est un schéma simple et puissant pour les entraînements de machines à asynchrone double étoile à vitesse variable qui fournit un contrôle de couple et de flux statorique haute performance [Pan16]. Cependant, la DTC présente des inconvénients majeurs à savoir : (i) des bruits acoustiques et des vibrations mécaniques indésirables se produisent, qui génèrent une détérioration des performances de la machine, causée par des ondulations élevées du flux et du couple électromagnétique, causées par l'utilisation des contrôleurs d'hystérésis. (ii) La qualité de la puissance de sortie s'est détériorée en raison des pertes de commutation et des distorsions de courant, et cela est dû à la fréquence de commutation variable. (iii) L'existence de problèmes à basse vitesse, dus à la négligence de la résistance statorique [Naj19b][Lay17b]. Afin de réduire le flux de couple et les ondulations et d'améliorer les performances du DTC, certaines techniques pouvant résoudre les problèmes rencontrés et améliorer les performances du DTC sont envisagées. Généralement, il existe plusieurs techniques pour réduire les ondulations de couple. Améliorer les performances du DTC classique consiste à utiliser la topologie de l'onduleur à trois niveaux de NPC au lieu de deux niveaux. L'adoption des installations industrielles s'appuient sur ce type d'onduleur a été motivée par des avantages tels que la réduction des harmoniques, la filtration est réduite, le facteur de puissance est amélioré et le système d'entraînement soit la haute efficacité. L'utilisation des onduleurs multi-niveaux permet de générer des tensions très proches de la sinusoïde. Les moteurs à moyenne puissance sont bien adoptés des transformateurs à deux et à trois niveaux [Hei19].

Pour améliorer les performances de la DTC, il existe une autre technique qui est la très répandue est l'utilisation de la DTC-SVM utilisant la MLI vectorielle dans la commande de l'onduleur, Son utilisation est basée sur deux des régulateurs PI au lieu des régulateurs à hystérésis. Afin d'améliorer les performances DTC et de surmonter les problèmes cités, une stratégie de commande intelligente basée sur la logique floue pour la commande DTC d'une machine à asynchrone à double étoile (*MASDE*) est proposée. En raison des avantages des techniques d'intelligence artificielle comme la logique floue, le réseau de neurones, le neuro-

fuzzy, etc. En effet, la commande floue est un moyen de contrôler un système sans avoir besoin de connaître son modèle mathématique du système. Il est connu que la commande floue fonctionne également pour les systèmes multidimensionnels non linéaires complexes [Jee20]. Parmi les différents algorithmes intelligents, la logique floue est la plus simple, qui ne nécessite pas d'analyse mathématique intensive [Hab20]. À cette fin, combine les avantages de base du contrôle DTC et de la logique floue dans une stratégie de contrôle, nommée Contrôle de couple direct flou (FDTC).

La DTC basé sur SVM repose généralement sur des contrôleurs linéaires proportionnels-intégraux (PI), ces régulateurs souffrent d'une sensibilité aux variations des paramètres du moteur. Les contrôleurs linéaires ne peuvent pas être suffisants pour faire face à un degré d'incertitude élevé comme le couplage non linéaire des perturbations externes de la machine ou la variation des paramètres. Ainsi, la dynamique et la stabilité du système seront affectées, et Pour assurer la robustesse et les bonnes performances du contrôle direct de couple à l'aide d'un contrôleur PI. Les techniques (*DTC_CMG*) basées sur le mode glissant ont été proposées en incorporant la technique de modulation vectorielle continue dans l'espace (*SVM*) au lieu de la méthode de vecteur de commutation classique pour le moteur à induction [Zai19][Hor20]. Qui est l'une des stratégies robustes et non linéaires largement utilisées dans le domaine du moteurs électriques. Cette technique se caractérise par de bonnes performances dynamiques puisqu'elle oblige la trajectoire du système à se déplacer le long de la surface de glissement selon une loi de commande. Les avantages les plus puissants de cette technique incluent une grande robustesse contre diverses incertitudes du système, une réponse dynamique rapide et une simplicité de mise en œuvre [Ghe19]. Cependant, il y a un gros défaut dans la mise en œuvre de la méthode CMG traditionnelle (premier ordre) et on l'appelle le phénomène de chattering causé par la partie discontinue de la commande [Had20], les chemins d'état les font osciller rapidement autour de la surface de glissement en raison du mouvement à haute fréquence. L'efficacité du système peut se détériorer à cause de ce phénomène, ou pire encore, Les pièces mécaniques du système peuvent également être endommagées. a principale cause du phénomène de broutage a été identifiée comme la présence de parasites non modélisés dans le dispositif de commutation [Irf20][Sar21]. Actuellement, pour ce défaut, il y a des solutions majeures sont les observateurs asymptotiques et le contrôle du mode glissant d'ordre élevé. Le contrôle de mode de glissement de second ordre (*CMGSO*) conserve les principaux avantages des modes de glissement standard et présente l'avantage supplémentaire de pouvoir être utilisé pour supprimer l'effet de chattering. Une autre solution peut être utilisée et est de stratégie d'intelligence artificielle telles que la logique floue (*FLC*) est utilisée pour améliorer

les performances de la technique (CMG)[Aru20][Zhe19], un contrôleur de mode glissant flou (FMGSO) a été conçu pour le contrôle de machines à double étoile (MASDE). Le contrôleur de mode glissant du second ordre et logique flou sont combinés pour commander (DTC-FMGSO)[Far21][Sha20]. proposé en accélérant efficacement la réponse du système, en réduisant le couple et en obtenant des performances très satisfaisantes.

Cette thèse est structurée en quatre chapitres :

Le premier chapitre : Après l'analyse de l'état de l'art, consacré à la présentation et à la modélisation du moteur asynchrone MASDE dans les repères de Park (d, q) et (α, β) .

Le deuxième chapitre, il se compose de deux parties principales, nous présenterons dans la première partie la commande direct de couple. Dans la deuxième partie. Nous avons apporté trois améliorations. Nous commençons d'abord par la stratégie de commutation des contrôleurs de flux et de couple du moteur asynchrone double étoile alimentée par un onduleur à trois-niveaux à structure NPC. La deuxième amélioration est consacrée à l'étude de la DTC-SVM .

En fin, nous allons utilisations du contrôleur à logique floue en remplacement des contrôleurs d'hystérésis et la table de commutation dans la DTC classique. Des simulations ainsi qu'une comparaison avec DTC classique ont présentées pour illustrer l'apport de cette amélioration.

Le troisième chapitre : comporte deux parties, la première est consacrée pour la compréhension du contrôle par mode glissant d'ordre supérieur. Par conséquent, nous avons besoin de connaître quelques définitions de contrôle. Une loi de commande hybride par mode glissant floue et appliquée. Cette dernière est utilisée pour remédier le phénomène de chattering.

Le dernier chapitre : la première partie est consacrée à ce que nous avons étudié dans le deuxième chapitre d'amélioration des performances entre les différentes applications des commandes (DTC, DTC-SVM, DTC-3 Niveaux, FDTC). Et la dernière partie de ce que nous avons étudié en la troisième partie sur à étudier et appliquer des techniques de commande (DTC-CMG, DTC-CMGSO, DTC-FMGSO) pour l'amélioration des performances dynamique.

Finalement les résultats obtenus dans cette présente thèse résumeront dans une conclusion générale.

CHAPITRE UN

ÉTAT DE L'ART ET MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

I.1 Introduction

Le moteur asynchrone, très appréciée dans les applications industrielles pour sa robustesse et son faible coût, requiert des structures de contrôles spécifiques et complexes, qui sont utilisées dans des systèmes d'entraînement à vitesse variable performants. Cependant ce moteur présente des inconvénients tels que le déclassement du convertisseur alimentant le moteur ainsi que la perte d'observabilité de la vitesse à faible vitesse lors du fonctionnement sans capteurs de vitesse [Geo07].

la puissance totale étant répartie sur un nombre plus élevé de bras, chacun d'eux est alors dimensionné pour une puissance réduite ce qui permet d'obtenir des fréquences de commutation plus élevées et donc des ondulations réduites au niveau des courants et du couple [Dja01].

Les moteurs multi-phases, ont par la suite fait un intérêt important, en particulier la machine asynchrone double étoile, qui présente plusieurs avantages. En effet, les variateurs multi-phases présentent avantages par rapport aux moteurs conventionnels triphasés. Les moteurs électriques multi-phases sont très utilisés 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 [Moa20].

I.2 Etat de l'art

La croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance, ont conduit à utiliser les moteurs multi-phases qui sont apparues dans les années 1920[Emi16]. Ces moteurs sont souvent appelées "moteurs à grand nombre de phases". Cette machine est rapportée dans la littérature avec des noms différents, tels que: six phases, double triphasé, double étoile, phase divisée, ou moteur à induction quasi six phases. De plus, le même nom est parfois utilisé pour différents déphasages entre les deux ensembles de stators triphasés, qui sont un moteur avec un enroulement de stator composé de plus de trois phases. L'idée est de diviser la puissance totale en plusieurs phases, de manière à obtenir une puissance nominale par phase réduite, permettant ainsi l'utilisation des dispositifs à semi-conducteurs de puissance actuellement disponibles, à mesure que le nombre de phases augmente [Ham20]. On distingue deux types de moteur multi-phases selon que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois.

I.2.1 Moteur multiphasés Type 1

Ce genre de moteur possède un nombre de phases statoriques 'q'; est un multiple entier de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en plusieurs étoiles. On appelle aussi ce genre de machines " *machines multi- étoile* "[Ber16]. Parmi les moteurs les plus connues de cette configuration, le moteur asynchrone double étoile (*MASDE*). Elle est robuste, fiable et répond à de meilleurs critères de performances par rapport au moteur ordinaire (simple étoile) avec un rendement très élevé. [Yac15].

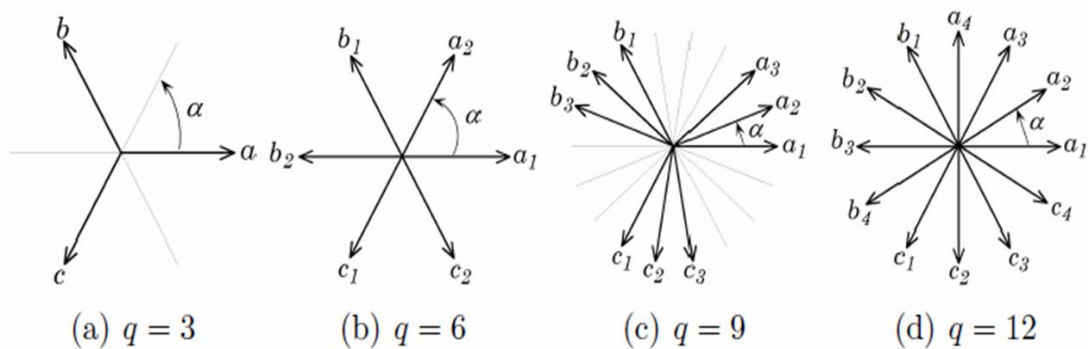


Figure I.1: moteur multiphasés avec le nombre de phases statoriques multiple de trois.

I.2.2 Moteur multiphasés Type 2

Le second type est constitué des machines possédant un nombre de phases statoriques qui contrairement au type précédent n'est pas un multiple de trois[Red17].

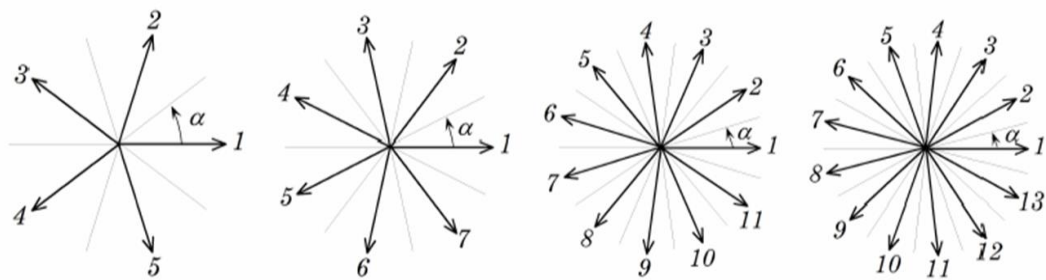


Figure I.2: moteur multiphasés avec le nombre de phases statoriques n'est pas un multiple de trois.

I.2.3 Description du moteur asynchrone double étoile

Comme tous les moteurs électriques tournants, Le moteur asynchrone double étoile se comprend deux bobinages statoriques fixes et un bobinage rotorique mobile.

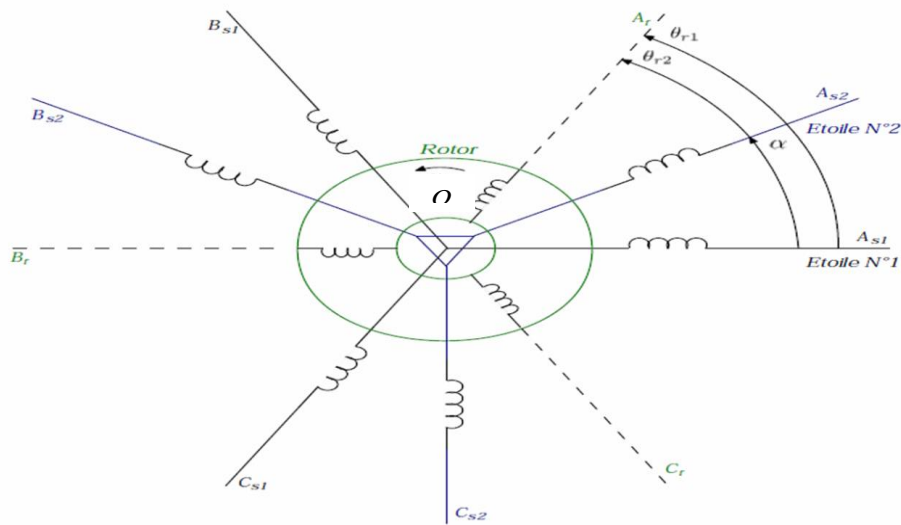


Figure I.3: représentation des enroulements du moteur asynchrone double étoile.

I.3 Modélisation du MASDE

La modélisation d'un modèle est une opération qui consiste à établir les équations mathématiques qui régissent un système technique. Pour une description très proche de la réalité, le modèle mathématique défini est complexe et demande une puissance de calcul importante. Par contre, si le système est trop simplifiés, les calculs sont plus simples mais ne reflètent pas fidèlement la réalité physique du processus.

Il est d'usage de faire un bilan des phénomènes agissant sur le système, de conserver les plus importants et de négliger les moins influents. Il est donc nécessaire de faire des hypothèses simplificatrices judicieuses afin de définir un modèle mathématique représentant le plus fidèlement possible le comportement du système face aux sollicitations auxquelles il devra être confronté lors de l'élaboration de sa commande [Pan16].

I.3.1 Hypothèses simplificatrices

Le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes:

- ▶ Entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable;
- ▶ Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale;
- ▶ Machine de construction symétrique;
- ▶ Saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables;

- ▶ Résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- ▶ L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (*étoiles 1* et *étoiles 2*) est négligeable.

I.3.2 Modèle du MASDE dans le repère réel

⊙ Equations électriques

Les équations des tensions [Kiy20].

✎ l' étoile 1 :

$$\begin{cases} V_{as1} = \frac{d}{dt} \Phi_{as1} + R_{as1} \cdot I_{as1} \\ V_{bs1} = \frac{d}{dt} \Phi_{bs1} + R_{bs1} \cdot I_{bs1} \\ V_{cs1} = \frac{d}{dt} \Phi_{cs1} + R_{cs1} \cdot I_{cs1} \end{cases} \quad (I.1)$$

✎ l' étoile 2 :

$$\begin{cases} V_{as2} = \frac{d}{dt} \Phi_{as2} + R_{as2} \cdot I_{as2} \\ V_{bs2} = \frac{d}{dt} \Phi_{bs2} + R_{bs2} \cdot I_{bs2} \\ V_{cs2} = \frac{d}{dt} \Phi_{cs2} + R_{cs2} \cdot I_{cs2} \end{cases} \quad (I.2)$$

✎ le rotor :

$$\begin{cases} V_{ar} = \frac{d}{dt} \Phi_{ar} + R_{ar} \cdot I_{ar} \\ V_{br} = \frac{d}{dt} \Phi_{br} + R_{br} \cdot I_{br} \\ V_{cr} = \frac{d}{dt} \Phi_{cr} + R_{cr} \cdot I_{cr} \end{cases} \quad (I.3)$$

forme matricielle : [Lal20]

$$\text{✎ l' étoile 1 :} \quad [V_{s1}] = \frac{d}{dt} \cdot [\Phi_{s1}] + [R_{s1}] \cdot [i_{s1}] \quad (I.4)$$

$$\text{✎ l' étoile 2 :} \quad [V_{s2}] = \frac{d}{dt} \cdot [\Phi_{s2}] + [R_{s2}] \cdot [i_{s2}] \quad (I.5)$$

$$\text{Le rotor : } [0] = \frac{d}{dt} \cdot [\Phi_r] + [R_r] \cdot [i_r] \quad (I.6)$$

Les matrices des résistances

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} \end{bmatrix}, \quad [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{as2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs2} \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$R_{s1} = R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} \quad \text{et} \quad R_{s2} = R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} \quad \text{et} \quad R_r = R_{ar} = R_{br} = R_{cr}$$

⊙ Equations magnétiques

$$\begin{cases} [\Phi_{s1}] = [L_{s1s1}] \cdot [I_{s1}] + [M_{s1s2}] \cdot [I_{s2}] + [M_{s1r}] \cdot [I_r] \\ [\Phi_{s2}] = [M_{s2s1}] \cdot [I_{s1}] + [L_{s2s2}] \cdot [I_{s2}] + [M_{s2r}] \cdot [I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{rs1}] \cdot [I_{s1}] + [M_{rs2}] \cdot [I_{s2}] + [L_{rr}] \cdot [I_r] \end{cases} \quad (I.7)$$

Avec :

$$[L_{s1s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{s1} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix}; \quad [L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{s2} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_r + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_r + L_{mr} \end{bmatrix}; \quad [M_{s1s2}] = L_{ms} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$$[M_{s1r}] = M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$$[M_{s2r}] = M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix}$$

Tel que :

$$[L_{s1s2}] = [L_{s2s1}]^t, \quad [M_{s1r}] = [M_{rs1}]^t, \quad [M_{s2r}] = [M_{rs2}]^t$$

I.3.4 Transformation de Park

Le passe à transformer du système triphasé au système biphasé équivalent, fais par la transformation de Park. [Kiy20].

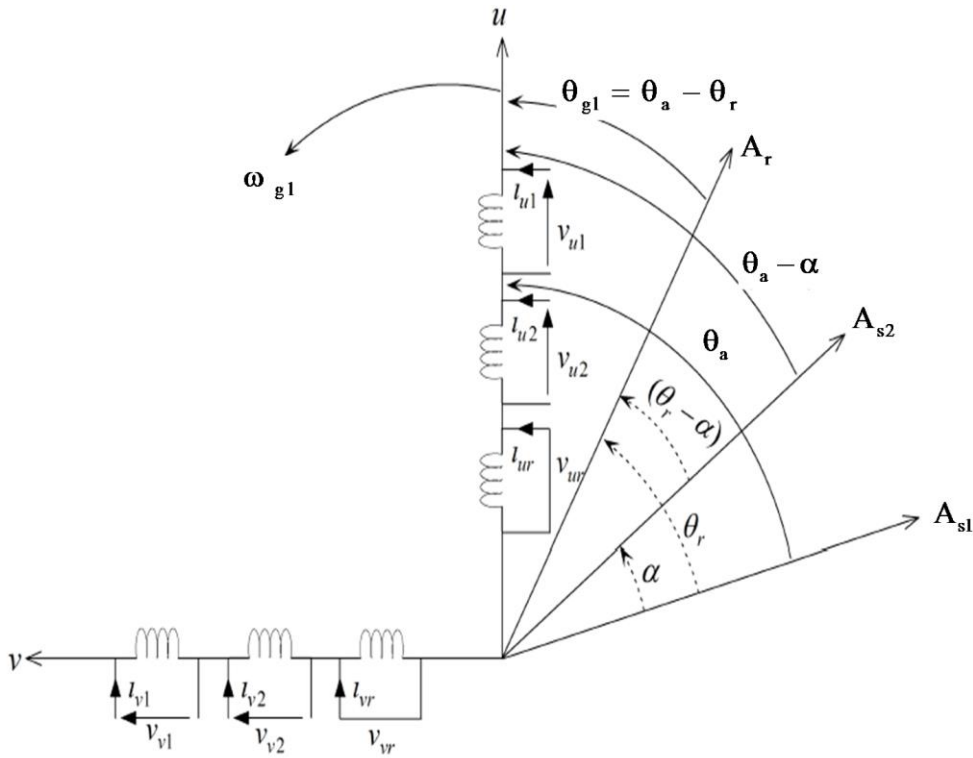


Figure I.4: Représentation du modèle généralisé de la MASDE.

★ pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta_a)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

★ pour l'étoile 2 et le rotor :

On remplace dans (I.8 et I.9), (θ_a) par $(\theta_a - \alpha)$ et puis par $(\theta_{gl} = \theta_a - \theta_r)$ respectivement.

I.3.5 Modèle de la machine dans le système biphasé

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux.

◆ Equations électriques

En multipliant les deux équations (I.4, I.5) et (I.6) par la matrice de transformation de Park $[P(\theta_a)]$ grâce à eux, nous obtenons:

$$\begin{bmatrix} V_{su1} \\ V_{sv1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 \\ 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su1} \\ I_{sv1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su1} \\ \Phi_{sv1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{su1} \\ \Phi_{sv1} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$$\begin{bmatrix} V_{su2} \\ V_{sv2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 \\ 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su2} \\ I_{sv2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su2} \\ \Phi_{sv2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \alpha) \\ (\omega_a - \alpha) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{su2} \\ \Phi_{sv2} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$$\begin{bmatrix} V_{nu} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{nu} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{nu} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega_r) \\ (\omega_a - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{nu} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

◆ **Equations magnétiques**

En multipliant les deux équations (I.7), par la matrice de transformation de Park $[P(\theta_a)]$ des deux cotés, on obtient:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su1} \\ \Phi_{su2} \\ \Phi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su1} \\ I_{su2} \\ I_{ru} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sv1} \\ \Phi_{sv2} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sv1} \\ I_{sv2} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Si on pose : $\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m$

◆ **Equation de mouvement**

L'équation du mouvement qui est définie comme suit :

$$C_e - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (I.15)$$

I.3.6 Définition des différents référentiels

On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. (Figure I.5).

- référentiel : des axes (α, β) :
- référentiel des axes (d, q) :
- référentiel des axes (x, y) :

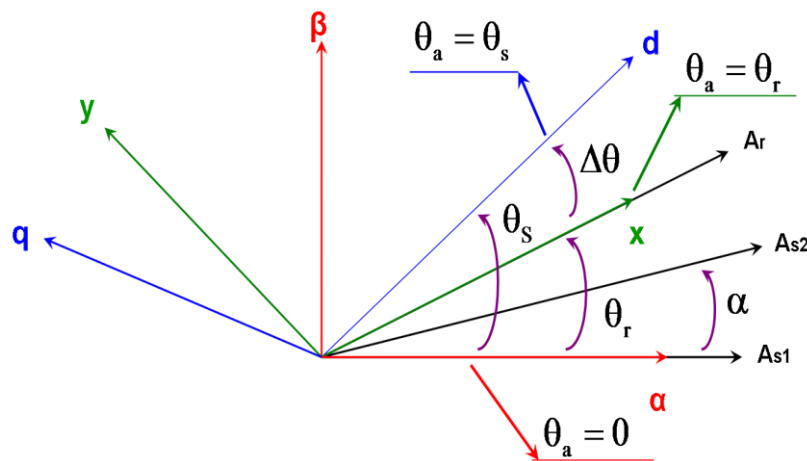


Figure I.5: définition des axes réels du MASDE par rapport aux différents référentiels.

➤ Référentiel fixe par rapport au stator

dans ce cas on a :

$$\theta_a = 0 \Rightarrow \begin{cases} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{cases}, \quad \omega_a = \frac{d\theta_a}{dt} = 0 \text{ et } \Delta\omega = -\omega_r$$

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha 1} \\ V_{s\beta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 \\ 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s\alpha 1} \\ I_{s\beta 1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha 1} \\ \Phi_{s\beta 1} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha 2} \\ V_{s\beta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 \\ 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s\alpha 2} \\ I_{s\beta 2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha 2} \\ \Phi_{s\beta 2} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha 1} \\ \Phi_{s\alpha 2} \\ \Phi_{r\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s\alpha 1} \\ I_{s\alpha 2} \\ I_{r\alpha} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s\beta 1} \\ \Phi_{s\beta 2} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s\beta 1} \\ I_{s\beta 2} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

➤ Référentiel fixe par rapport au rotor

Dans ce cas:

$$\theta_a = \theta_r \Rightarrow \begin{cases} u \rightarrow x \\ v \rightarrow y \end{cases}; \quad \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

$$\begin{bmatrix} V_{sx1} \\ V_{sy1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 \\ 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sx1} \\ I_{sy1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx1} \\ \Phi_{sy1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sx1} \\ \Phi_{sy1} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sx2} \\ V_{sy2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 \\ 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sx2} \\ I_{sy2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx2} \\ \Phi_{sy2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sx2} \\ \Phi_{sy2} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

➤ Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Dans ce cas :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} u \rightarrow d \\ v \rightarrow q \end{cases}, \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s \text{ et } \omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$$

$$\begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sq1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 \\ 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd1} \\ \Phi_{sq1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sd1} \\ \Phi_{sq1} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sd2} \\ V_{sq2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 \\ 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd2} \\ i_{sq2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd2} \\ \Phi_{sq2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sd2} \\ \Phi_{sq2} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{gl} \\ \omega_{gl} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

I.4 Les équations du MASDE dans le repère lié au stator (α, β) :

I.4.1 Les équations des tensions :

Le système d'équations (I.16, I.17 et I.18) permet d'écrire pour ce cas :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s1\alpha} = R_{s1} \cdot I_{s1\alpha} + \frac{d\Phi_{s1\alpha}}{dt} \\ V_{s1\beta} = R_{s1} \cdot I_{s1\beta} + \frac{d\Phi_{s1\beta}}{dt} \\ V_{s2\alpha} = R_{s2} \cdot I_{s2\alpha} + \frac{d\Phi_{s2\alpha}}{dt} \\ V_{s2\beta} = R_{s2} \cdot I_{s2\beta} + \frac{d\Phi_{s2\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r \cdot I_{r\alpha} + \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r \cdot I_{r\beta} + \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \cdot \Phi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (I.27)$$

I.4.2 Les équations des flux :

Le système d'équation (I.19) peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{s1\alpha} = L_{s1} \cdot I_{s1\alpha} + L_m \cdot (I_{s1\alpha} + I_{s2\alpha} + I_{r\alpha}) \\ \Phi_{s1\beta} = L_{s1} \cdot I_{s1\beta} + L_m \cdot (I_{s1\beta} + I_{s2\beta} + I_{r\beta}) \\ \Phi_{s2\alpha} = L_{s2} \cdot I_{s2\alpha} + L_m \cdot (I_{s1\alpha} + I_{s2\alpha} + I_{r\alpha}) \\ \Phi_{s2\beta} = L_{s2} \cdot I_{s2\beta} + L_m \cdot (I_{s1\beta} + I_{s2\beta} + I_{r\beta}) \\ \Phi_{r\alpha} = L_r \cdot I_{r\alpha} + L_m \cdot (I_{s1\alpha} + I_{s2\alpha} + I_{r\alpha}) \\ \Phi_{r\beta} = L_r \cdot I_{r\beta} + L_m \cdot (I_{s1\beta} + I_{s2\beta} + I_{r\beta}) \end{array} \right. \quad (I.28)$$

A partir des systèmes d'équations (I.28), les différents s'expriment :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{s1\alpha} = \frac{1}{L_{s1}} \cdot (\Phi_{s1\alpha} - \Phi_{m\alpha}) \\ I_{s2\alpha} = \frac{1}{L_{s2}} \cdot (\Phi_{s2\alpha} - \Phi_{m\alpha}) \\ I_{s1\beta} = \frac{1}{L_{s1}} \cdot (\Phi_{s1\beta} - \Phi_{m\beta}) \\ I_{s2\beta} = \frac{1}{L_{s2}} \cdot (\Phi_{s2\beta} - \Phi_{m\beta}) \\ I_{r\alpha} = \frac{1}{L_r} \cdot (\Phi_{r\alpha} - \Phi_{m\alpha}) \\ I_{r\beta} = \frac{1}{L_r} \cdot (\Phi_{r\beta} - \Phi_{m\beta}) \end{array} \right. \quad (I.29)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{m\alpha} = L_m \cdot (I_{s1\alpha} + I_{s2\alpha} + I_{r\alpha}) \\ \Phi_{m\beta} = L_m \cdot (I_{s1\beta} + I_{s2\beta} + I_{r\beta}) \end{array} \right. \quad (I.30)$$

Sachant que :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{m\alpha}^2 + \Phi_{m\beta}^2} \quad (I.31)$$

A partir de (I.28), les expression des flux magnétisants peuvent être présentés sous la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{m\alpha} = L_a \cdot \left(\frac{\Phi_{s1\alpha}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{s2\alpha}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{r\alpha}}{L_r} \right) \\ \Phi_{m\beta} = L_a \cdot \left(\frac{\Phi_{s1\beta}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{s2\beta}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{r\beta}}{L_r} \right) \end{array} \right. \quad (I.32)$$

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}$$

On remplaçant le système d'équations (I.29) dans le système d'équations (I.27) on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \Phi_{s1\alpha} = V_{s1\alpha} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} \cdot (\Phi_{s1\alpha} - \Phi_{m\alpha}) \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s1\beta} = V_{s1\beta} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} \cdot (\Phi_{s1\beta} - \Phi_{m\beta}) \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s2\alpha} = V_{s2\alpha} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} \cdot (\Phi_{s2\alpha} - \Phi_{m\alpha}) \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s2\beta} = V_{s2\beta} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} \cdot (\Phi_{s2\beta} - \Phi_{m\beta}) \\ \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot (\Phi_{r\alpha} - \Phi_{m\alpha}) + \omega_r \cdot \Phi_{r\beta} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot (\Phi_{r\beta} - \Phi_{m\beta}) - \omega_r \cdot \Phi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (I.33)$$

En remplaçant les flux magnétisant $\Phi_{m\alpha}$ et $\Phi_{m\beta}$ par leurs expressions dans (I.33), on obtient le nouveau système d'équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \Phi_{s1\alpha} = V_{s1\alpha} + \left(\frac{L_a}{T_{s1} \cdot L_{s1}} - \frac{1}{T_{s1}} \right) \Phi_{s1\alpha} + \frac{L_a}{T_{s1} \cdot L_{s2}} \Phi_{s2\alpha} + \frac{L_a}{T_{s1} \cdot L_r} \Phi_{r\alpha} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s2\alpha} = V_{s2\alpha} + \frac{L_a}{T_{s2} \cdot L_{s1}} \Phi_{s1\alpha} + \left(\frac{L_a}{T_{s2} \cdot L_{s2}} - \frac{1}{T_{s2}} \right) \Phi_{s2\alpha} + \frac{L_a}{T_{s2} \cdot L_r} \Phi_{r\alpha} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s1\beta} = V_{s1\beta} + \left(\frac{L_a}{T_{s1} \cdot L_{s1}} - \frac{1}{T_{s1}} \right) \Phi_{s1\beta} + \frac{L_a}{T_{s1} \cdot L_{s2}} \Phi_{s2\beta} + \frac{L_a}{T_{s1} \cdot L_r} \Phi_{r\beta} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s2\beta} = V_{s2\beta} + \frac{L_a}{T_{s2} \cdot L_{s1}} \Phi_{s1\beta} + \left(\frac{L_a}{T_{s2} \cdot L_{s2}} - \frac{1}{T_{s2}} \right) \Phi_{s2\beta} + \frac{L_a}{T_{s2} \cdot L_r} \Phi_{r\beta} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} = \frac{L_a}{T_r \cdot L_{s1}} \Phi_{s1\alpha} + \frac{L_a}{T_r \cdot L_{s2}} \Phi_{s2\alpha} + \left(\frac{L_a}{T_r \cdot L_r} - \frac{1}{T_r} \right) \Phi_{r\alpha} + \omega_r \cdot \Phi_{r\beta} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} = \frac{L_a}{T_r \cdot L_{s1}} \Phi_{s1\beta} + \frac{L_a}{T_r \cdot L_{s2}} \Phi_{s2\beta} + \left(\frac{L_a}{T_r \cdot L_r} - \frac{1}{T_r} \right) \Phi_{r\beta} - \omega_r \cdot \Phi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (I.34)$$

Le couple électromagnétique est:

$$C_e = P.L_m \left((I_{s1\beta} + I_{s2\beta}) . I_{r\alpha} - (I_{s1\alpha} + I_{s2\alpha}) . I_{r\beta} \right) \quad (I.35)$$

$$J . \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f . \Omega \quad (I.36)$$

I.4.3 Le modèle du moteur asynchrone double étoile

En considérant : les tensions $(V_{s1\alpha}, V_{s2\alpha}, V_{s1\beta}, V_{s2\beta})$

les variables d'états $(\Phi_{s1\alpha}, \Phi_{s2\alpha}, \Phi_{s1\beta}, \Phi_{s2\beta}, \Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta})$

la forme d'équation d'état :

$$\frac{dX}{dt} = A.X + B.U \quad (I.37)$$

$$[X] = [\Phi_{s1\alpha} \quad \Phi_{s2\alpha} \quad \Phi_{s1\beta} \quad \Phi_{s2\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}]^t :$$

$$[U] = [V_{s1\alpha} \quad V_{s2\alpha} \quad V_{s1\beta} \quad V_{s2\beta} \quad 0 \quad 0]^t :$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a}{T_{s1} \cdot L_{s1}} - \frac{1}{T_{s1}} & \frac{L_a}{T_{s1} \cdot L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} \cdot L_r} & 0 \\ \frac{L_a}{T_{s2} \cdot L_{s1}} & \frac{L_a}{T_{s2} \cdot L_{s2}} - \frac{1}{T_{s2}} & 0 & 0 & \frac{L_a}{T_{s2} \cdot L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} \cdot L_{s1}} - \frac{1}{T_{s1}} & \frac{L_a}{T_{s1} \cdot L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} \cdot L_r} \\ 0 & 0 & \frac{L_a}{T_{s2} \cdot L_{s2}} & \frac{L_a}{T_{s2} \cdot L_{s2}} - \frac{1}{T_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2} \cdot L_r} \\ \frac{L_a}{T_r \cdot L_{s1}} & \frac{L_a}{T_r \cdot L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{L_a}{T_r \cdot L_r} - \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & 0 & \frac{L_a}{T_r \cdot L_{s1}} & \frac{L_a}{T_r \cdot L_{s2}} & -\omega_r & \frac{L_a}{T_r \cdot L_r} - \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

I.5 Résultat de simulation du modèle du moteur asynchrone double étoile

Présentation des résultats de la MASDE, alimentée par deux réseau triphasé équilibré et décalé par un angle $\alpha=30^\circ$, à $t=4s$ $C_r= 14$ N.m. sont représentés comme suit :

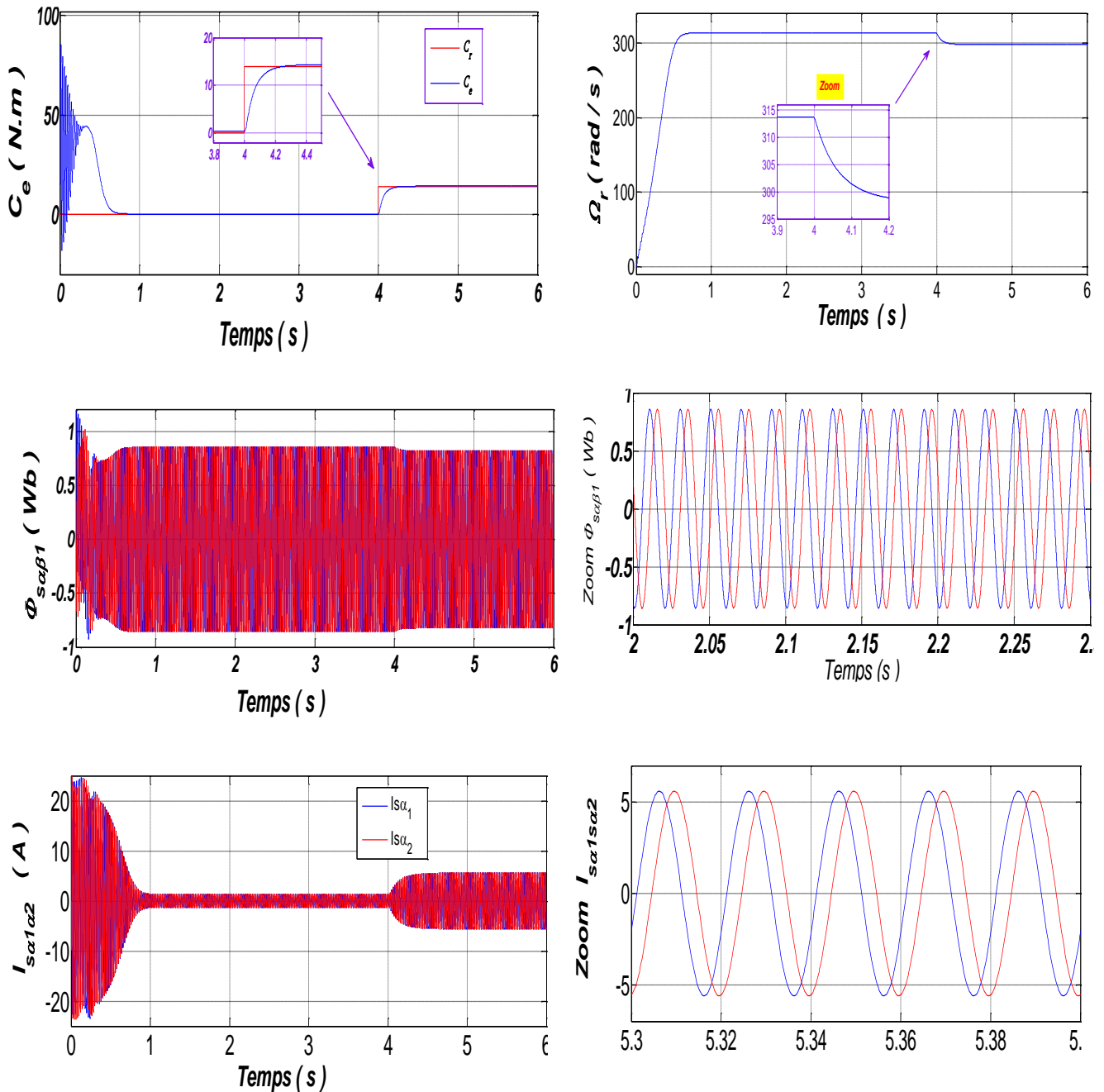


Fig 1.6 : fonctionnement du MASDE alimenté par réseau.

Le démarrage la machine commence à fonctionner sans charge et après $t=4s$ la machine est chargé. Nous concluons ce qui suit :

Le couple électromagnétique présente des oscillations d'amplitude élevé, au début atteint sa valeur maximale de 58 N.m. Après 0.6s le couple tend vers zéro et à l'instant $t=4s$ le couple électromagnétique rejoint sa valeur correspond à la charge (14 N.m).

La courbe du courant statoriques (étoile 1 et étoile 2) présente des oscillations successives, au démarrage. Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

la vitesse présente un accroissement presque linéaire, et puis $t=0.6s$ la vitesse de rotation se stabilise à une valeur constante 313.5 rad/s, à l'instant de $t=4s$ une diminution permanente de la vitesse apparaît à une valeur constante 288.1 rad/s.

On obtient une forme sinusoïdale pour le flux statorique d'amplitude constante de 1.2 Wb.

I.6 Alimentation du MASDE par onduleur de tension à deux niveaux

Les figures (I.7) représentent le convertisseur qui assure l'alimentation de la MASDE est constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau triphasé symétrique, et de fréquence constante, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur hexa phase qui permettent d'alimenter la machine par un système de tensions alternatives

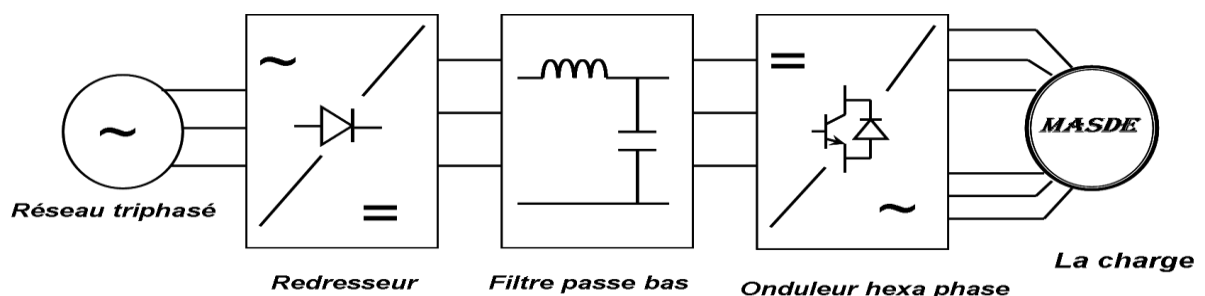


Figure I.7 : Schéma global d'une MASDE à vitesse variable et de son alimentation.

I.6.1 Modélisation de l'onduleur hexaphasé de tension

L'onduleur considéré est à hexaphasé (à six phases de sortie), on doit mettre en connexion deux onduleurs triphasés tel qu'il est montré dans la configuration ci-dessous [Zaim10].

Il se compose de six bras contenant chacun deux commutateurs, cela donne un total de 12 commutateurs. Chaque bras nous donne une phase. Ce modèle est conçu pour les applications de grandes puissances à l'égard des machines multiphasées, plus exactement la machine double étoile [Dan15].

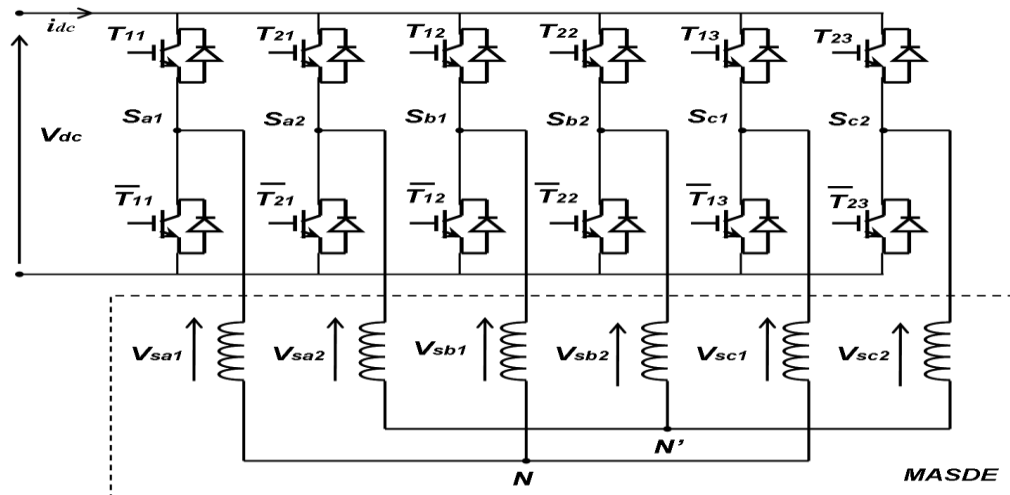


Figure I.8 : Onduleur à hexaphasé deux niveaux.

I.6.2 Modèle de l'onduleur à deux niveaux :

Cette partie est consacrée à la modélisation des onduleurs multi-niveaux. On modélisera d'abord l'onduleur à deux niveaux par l'étoile 1, de la même manière, nous obtenons le modèle dans l'étoile 2.

Il devient possible de déduire un modèle complet de l'onduleur (I.9).

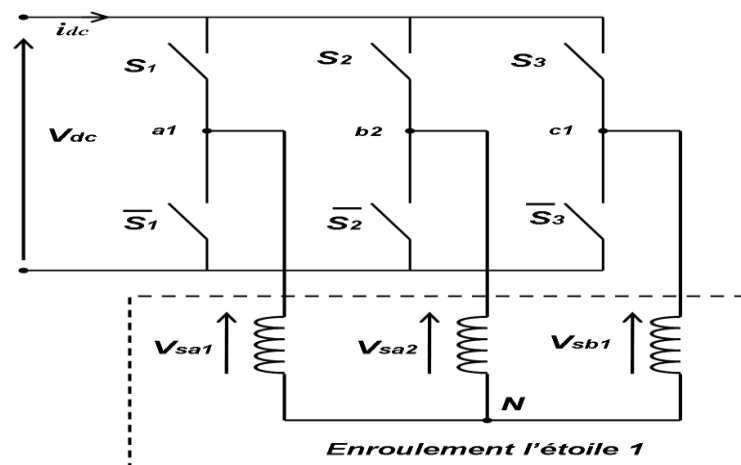


Figure I.9 : Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux.

les variables S_{a1} , S_{b1} et S_{c1} en fonction de l'état des commutations dans les trois branches :

1:

$$S_{a1} = 0 \quad \text{Si} \quad S_1 = 0 \quad S_4 = 1$$

$$S_{a1} = 1 \quad \text{Si} \quad S_1 = 1 \quad S_4 = 0$$

2 :

$$S_{b1} = 0 \quad \text{Si} \quad S_2 = 0 \quad S_5 = 1$$

$$S_{b1} = 1 \quad \text{Si} \quad S_2 = 1 \quad S_5 = 0$$

3 :

$$S_{c1} = 0 \quad \text{Si} \quad S_3 = 0 \quad S_6 = 1$$

$$S_{c1} = 1 \quad \text{Si} \quad S_3 = 1 \quad S_6 = 0$$

Les tensions à la sortie:

$$\begin{cases} U_{ab1} = V_{dc} (S_{a1} - S_{b1}) \\ U_{bc1} = V_{dc} (S_{b1} - S_{c1}) \\ U_{ca1} = V_{dc} (S_{c1} - S_{a1}) \end{cases} \quad (I.38)$$

Les expressions des tensions en lignes par rapport aux tensions composées :

$$\begin{cases} V_{sa1} = \frac{1}{3} (U_{ab1} - U_{bc1}) \\ V_{sb1} = \frac{1}{3} (U_{bc1} - U_{ca1}) \\ V_{sc1} = \frac{1}{3} (U_{ca1} - U_{ab1}) \end{cases} \quad (I.39)$$

Ainsi l'onduleur est pris en compte dans les simulations par l'intermédiaire de l'équation classique suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (I.40)$$

De la même manière, nous obtenons la tension dans l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} \quad (I.41)$$

Les tensions de phase générées par les onduleurs sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \\ V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \\ S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

Les composantes ($Us_{\alpha 1,2}$ et $Us_{\beta 1,2}$) de la tension ont les projections du vecteur U dans le système fixe (α, β) données par :

✎ pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha 1} \\ V_{s\beta 1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_s) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} \quad (I.43)$$

✎ pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha 2} \\ V_{s\beta 2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \alpha) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ \sin(\theta_s - \alpha) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) & \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix} \quad (I.44)$$

Avec : $\theta_s = 0$ et $\alpha = \frac{\pi}{6}$;

I.6.3 Commande par MLI :

Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure (I.10).

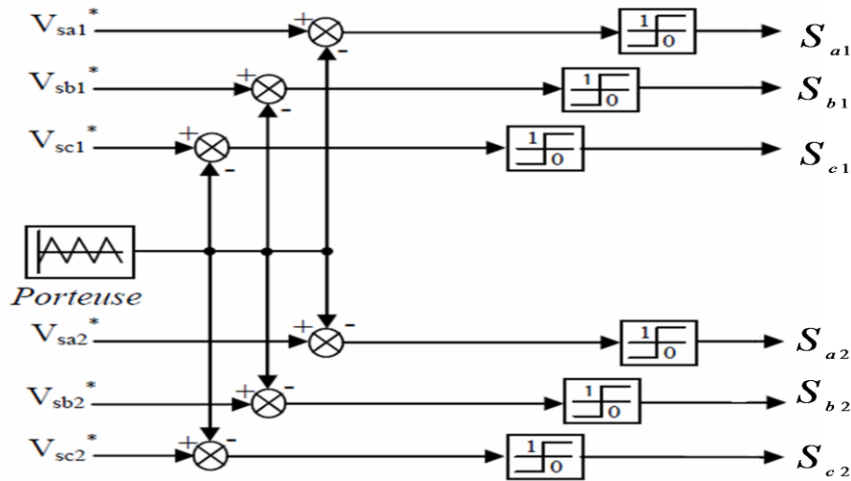


Figure I.10: Schéma de principe d'une commande "sinus-triangle" triphasée.

I.6.4 Stratégie de commande de l'onduleur :

Largeur d'impulsions triangulo-sinusoïdale, son principe général est de comparer une tension de référence à à une onde porteuse de haute fréquence de forme triangulaire.

☞ Deux paramètres de cette stratégie :

- modulation "m",

$$m = \frac{f_p}{f} \tag{I.45}$$

- Taux de modulation "r"

$$r = \frac{V_{réf}}{U_{pm}} \tag{I.46}$$

I.46)

Sachant que l'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$U_p(t) = \begin{cases} U_{pm} \left[4 \cdot \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left[-4 \cdot \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \tag{I.47}$$

I.7 Alimentation du MASDE par onduleur de tension à trois niveaux

I.7.1 Présentation de l'onduleur :

Au début des années 80 du siècle dernier [Kho18], est apparu l'onduleur NPC à trois niveaux. L'une de ses caractéristiques est qu'il contient deux capacités en série ($C1$ et $C2$), afin d'obtenir un point milieu.

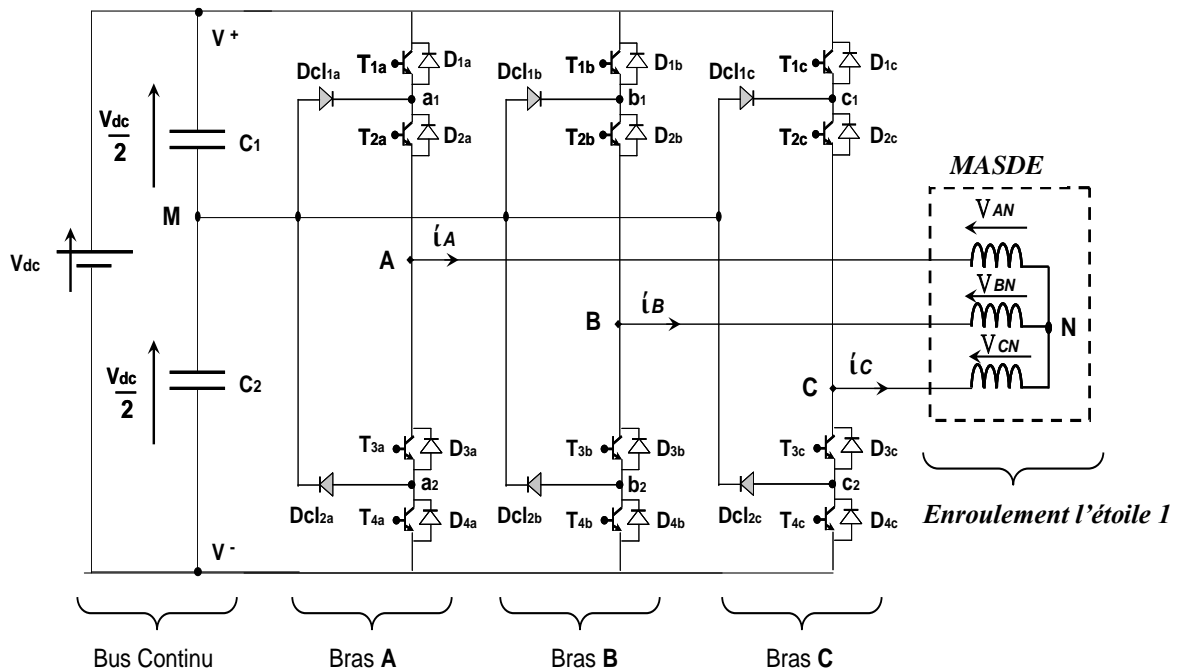


Figure I.11 : Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.

I.7.2 Génération de trois niveaux de tension dans un onduleur NPC :

Pour simplifier, nous étudions une seule branche est représentée à la figure (I.12), Il se compose de quatre interrupteurs, qui sont ($T4a$, $T3a$, $T2a$, $T1a$). Chaque point milieu entre ($T1a$, $T2a$) et entre ($T1a$, $T1a$), est réalisé à point neutre " M" via une diode supplémentaire " $Dc11a$, $Dc11a$ " ce point neutre est formé par la subdivision d'une source de tension continue ($V_{dc} / 2$) en deux sources égales à ($V_{dc} / 2$).

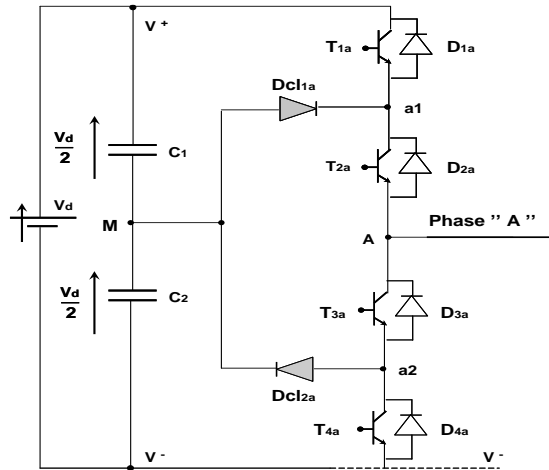


Figure I.12 : Structure d'un bras d'un onduleur NPC à trois niveaux

Etat du bras	Etat d'interrupteurs du bras				Tension sortie V_{xN}
	T1a	T2a	T3a	T4a	
P	1	1	0	0	$+\frac{V_{dc}}{2}$
O	0	1	1	0	0
N	0	0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$

Table I.1 : Table Etat d'un bras de L'onduleur ($x = 1,2, ou 3$).

Trois commandes complémentaires peuvent être définies pour un bras : [Zeg18]

$$\begin{cases} S_{1k} = \overline{S_{2k}} \\ S_{3k} = \overline{S_{4k}} \end{cases} \quad \begin{cases} S_{1k} = \overline{S_{3k}} \\ S_{2k} = \overline{S_{4k}} \end{cases} \quad \begin{cases} S_{1k} = \overline{S_{4k}} \\ S_{2k} = \overline{S_{3k}} \end{cases} \quad (I.48)$$

$$\begin{cases} S_{1a} = \overline{S_{3a}} \\ S_{2a} = \overline{S_{4a}} \end{cases} \quad (I.49)$$

I.7.3 Commande de l'onduleur trois niveaux par Modulation Sinus-triangle

Pour commander un onduleur à trois niveaux de tension, deux porteuses triangulaires sont nécessaires. Cette modulation est aussi caractérisée par l'indice de modulation m qui est égale

au rapport de l'amplitude de la tension de référence Ar à la valeur crête Ac de la porteuse : $m = Ar/Ac$.

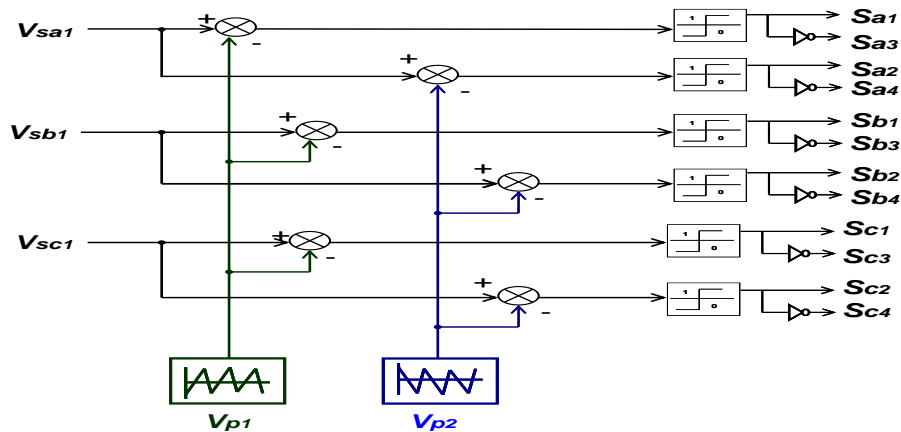


Figure I.13 : Schéma de principe de commande PWM trois niveaux par d'un étoile 1.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé qui permettent d'obtenir un système de tension triphasée équilibrée directe ou inverse ainsi que les porteuses triangulaires sont définies comme suit :

☞ – Pour la première l'étoile :

$$\begin{cases} V_{sa1réf} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{sa1réf} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sa1réf} = V_m \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.50)$$

$$\begin{cases} U_{p1}(t) = \begin{cases} U_{pm} \left[4 \cdot \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left[-4 \cdot \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p2}(t) = U_{p1}\left(t + \frac{T_p}{2}\right) \end{cases} \quad (I.51)$$

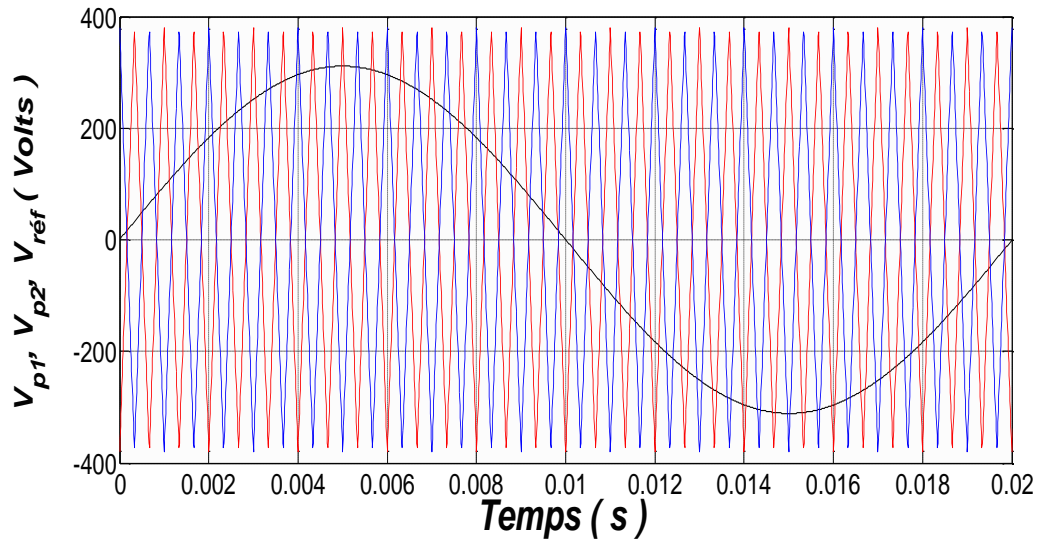
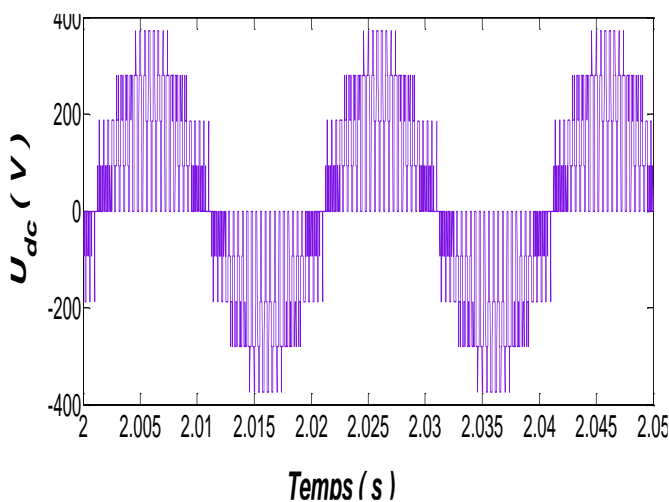


Figure I.14 : les différents signaux de la stratégie triangulo – sinusoidale à deux Porteuses bipolaires.

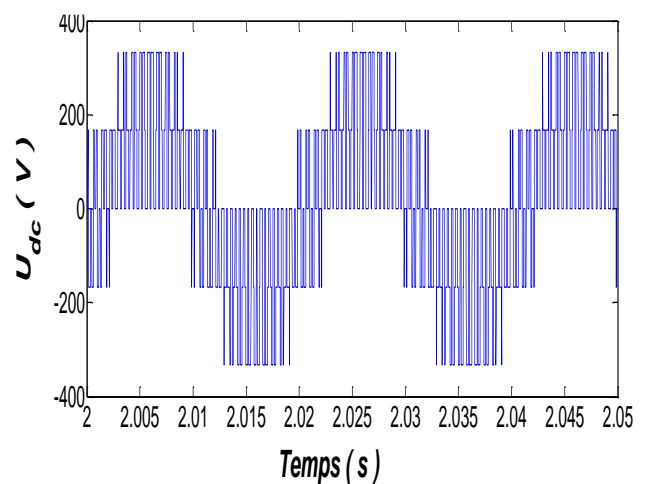
I.8 Résultats de simulation

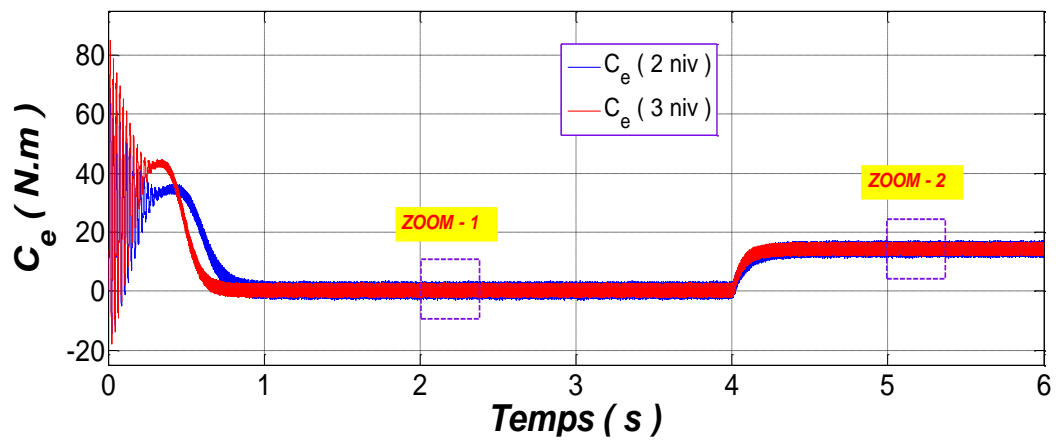
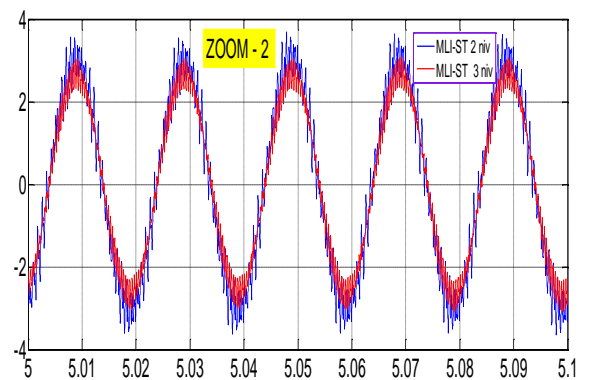
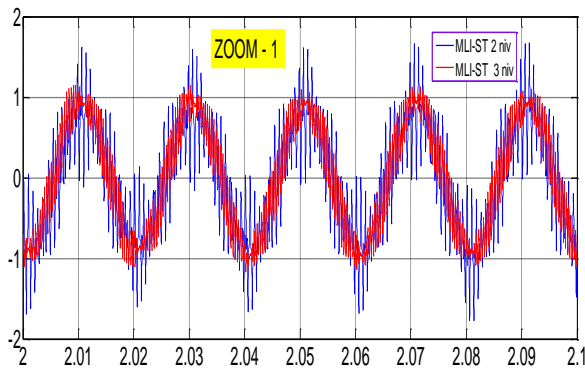
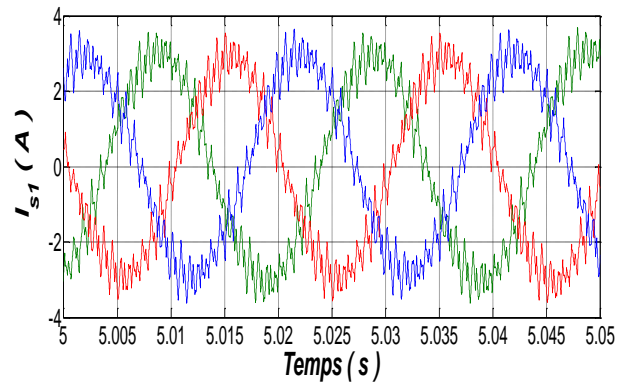
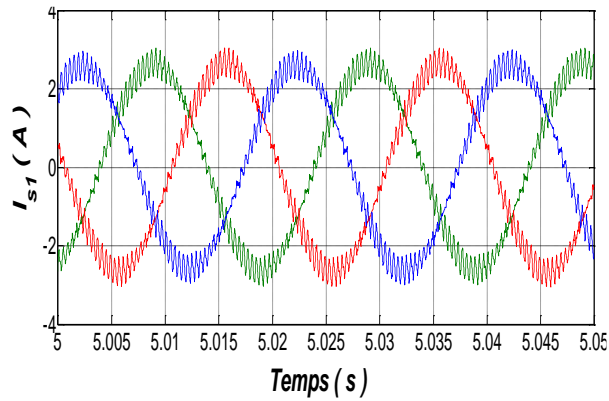
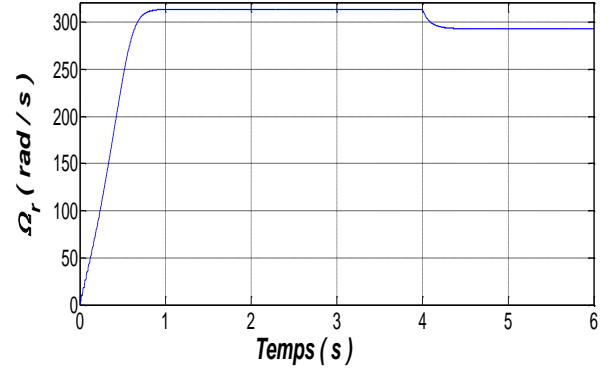
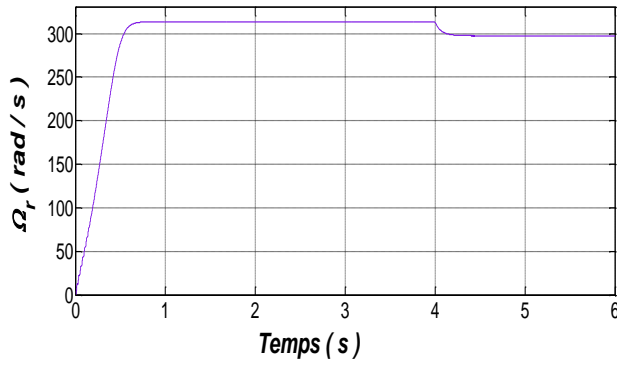
Les résultats de la simulation sont donnés du MASDE commandé par deux onduleurs à trois niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires. Les résultats obtenus sont comparés avec un onduleur à deux niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoidale à une porteuses triangulaire bipolaire, ($m=21$, $r=0.8$) avec ($C_r=14$ N.m) à $t = 4s$.

✧ La commande MLI-ST-3niv ✧



✧ La commande MLI-ST-2niv ✧





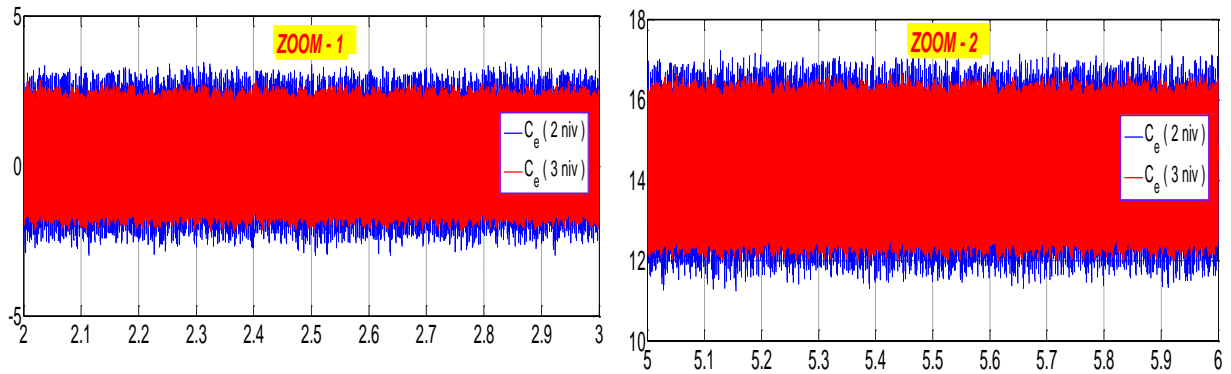


Figure III.15 : Résultats de simulation de la Commande MLI-ST 3niv et MLI-ST 2niv.

Les résultats de simulation montrent dans la figure I.15. le niveaux de tension d'une MLI-3niv, est plus élevée que celui de MLI-2niv.

On remarque aussi dans le régime permanent, la commande MLI-3niv améliore nettement la forme du couple et elle présente les mêmes dynamiques de réponses que la commande MLI-2niv. Les onduleurs à trois niveaux présente des faibles ondulations par rapport à les onduleurs à deux niveaux du point de vue les réponses du courant statorique et couple.

I.9. Conclusion

nous avons modélisé et simulation du modèle du moteur asynchrone double étoile, avec alimentation avec le réseau, et en second lieu à travers un convertisseur de tension commandé par la technique MLI sinus-triangulaire (2 niveaux ou 3 niveaux). Nous a donné les résultats obtenus nous ont permis de voir le comportement dynamique du moteur à vide et en charge. Dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable, le moteur seul ne répond pas toujours aux exigences. Afin d'avoir les performances en régime dynamique une technique de commande à base de la commande à contrôle direct du couple est introduite qui présente dans le deuxième chapitre.

CHAPITRE DEUX

AMÉLIORATION DE LA COMMANDE DTC APPLIQUÉE AU MASDE

II.1 Introduction

L'inconvénient principal de la commande vectorielle par l'orientation de flux rotorique a relativement sensible aux variations des paramètres du moteur. Par conséquent, nécessite la mise en place d'un capteur de vitesse sur l'arbre du moteur pour la commande vectorielle à flux rotorique orienté [Reg19][Ammr19a].

Au milieu des années 80, il nous a donné Takahashi [Tak86], et Depenbrok [Dep88], la commande appelé " contrôle Direct du couple, pour afin de se débarrasser des problèmes de sensibilité aux variations paramétriques et de capteur de vitesse. Enfin, la commande DTC est plus aisée que la commande par orientation de flux rotorique, il se caractérise par une bonne stabilité, une précision, une réponse en couple rapide, une grande robustesse, un bon découplage entre le couple et le flux et une faible complexité que les autres commandes [Naj19a]. La commande DTC nous offre un contrôle rapide et efficace du couple et du flux stator, par une sélection optimale des états des commutateurs de l'onduleur à chaque période d'échantillonnage, ils ne sont plus commandés à partir des consignes de fréquence et de tension données à la commande d'un onduleur à MLI [Far21] [Idj10].

Ce chapitre est divisé en trois parties, la première partie est consacrée à l'étude du contrôle DTC appliqué au MASDE. Dans la deuxième partie étudiera certaines structures pour améliorer les performances d'un DTC classique et en étudiera trois améliorations. Tout d'abord, nous commençons à utiliser l'onduleur en trois niveaux, puis nous faisons une amélioration en utilisant le DTC-SVM basé sur des régulateurs PI, et nous terminerons les améliorations en proposant une stratégie de contrôle intelligente basée sur la logique floue pour contrôler le DTC appliquée au moteur asynchrone double étoile, En raison des avantages des techniques d'intelligence artificielle.

II.2 Principe du DTC :

La méthode DTC consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs calculées du flux statorique et du couple. Cette technique est basée essentiellement sur la connaissance des courants I_s et des tensions V_s , statorique. 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 [Lal20].

En régime permanent, le flux statorique peut être facilement estime à partir de I_s , V_s et de la vitesse statorique ω_s . Les valeurs de flux et de couple sont alors calculées sans boucle de

retour complexe, indépendamment des paramètres rotorique. Le fait que la DTC commande directement les interrupteurs sans passer par des régulateurs de courant comme le cas d'une FOC, améliore nettement ses performances et offre une caractéristique très bénéfique.

II.3 Modèle du MASDE :

Le moteur asynchrone double étoile est un système non linéaire très complexe. Avoir un bon contrôle sur ce moteur dans les différents modes de fonctionnement. Nous utilisons le modèle le plus approprié et c'est pour étudier le comportement dynamique et la conception des algorithmes de contrôle du MASDE, est le modèle biphasé exprimé par la référence (α, β) [Naj19b][Lay19]. Ce modèle réduit la complexité de la représentation triphasée (a, b, c) du moteur. Le modèle mathématique du moteur dans le référentiel (α, β) . Is peut être écrit par l'ensemble suivant d'équations électriques / mécaniques. Pour les première et deuxième étoiles, respectivement [Hel18b][Hel18c].

⌘ Equations électriques :

$$V_{s1,\alpha\beta} = R_{s1} \cdot I_{s1,\alpha\beta} + L_{s1} \cdot \frac{d}{dt} (\Phi_{s1,\alpha\beta}) \quad (II.1)$$

$$V_{s2,\alpha\beta} = R_{s2} \cdot I_{s2,\alpha\beta} + L_{s2} \cdot \frac{d}{dt} (\Phi_{s2,\alpha\beta}) \quad (II.2)$$

$$R_r \cdot I_{r,\alpha\beta} + L_r \cdot \frac{d}{dt} (\Phi_{r,\alpha\beta}) = 0 \quad (II.3)$$

⌘ Equations magnétiques :

$$\Phi_{s1,\alpha\beta} = L_{s1,\alpha\beta} + L_m \cdot (I_{s1,\alpha\beta} + I_{r,\alpha\beta}) \quad (II.4)$$

$$\Phi_{s2,\alpha\beta} = L_{s2,\alpha\beta} + L_m \cdot (I_{s2,\alpha\beta} + I_{r,\alpha\beta}) \quad (II.5)$$

$$\Phi_{r,\alpha\beta} = L_{r,\alpha\beta} + L_m \cdot (I_{(s1.s2),\alpha\beta} + I_{r,\alpha\beta}) \quad (II.6)$$

⌘ Équation mécanique :

Les équations mécaniques:

$$C_e = C_r + \frac{f}{p} \omega_r + \frac{J}{p} \dot{\omega}_r \quad (II.7)$$

L'expression du couple électromagnétique:

$$C_e = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \cdot \left[\Phi_{r\alpha} (i_{s1\beta} + i_{s2\beta}) - \Phi_{r\beta} (i_{s1\alpha} + i_{s2\alpha}) \right] \quad (II.8)$$

II.4 Principe du contrôle du couple et du flux statorique :

II.4.1 Principe du contrôle du flux statorique :

On peut exprimer le flux statorique, à partir de la relation (II.1) et (II.2) par :

$$\Phi_{s1,\alpha\beta} = \bar{\Phi}_{s0} + \int_0^t \left(V_{s1,\alpha\beta} - R_{s1} \cdot I_{s1,\alpha\beta} \right) \cdot dt \quad (II.9)$$

$$\Phi_{s2,\alpha\beta} = \bar{\Phi}_{s0} + \int_0^t \left(V_{s2,\alpha\beta} - R_{s2} \cdot I_{s2,\alpha\beta} \right) \cdot dt \quad (II.10)$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance l'équation (II.9) et (II.10) devient :

On se place dans le repère (α, β) lié au stator du MASDE. On donne le flux statorique par :

$$\bar{V}_{s1,2} = R_{s1,2} \cdot \bar{i}_{s1,2} + \frac{d\bar{\Phi}_{s1,2}}{dt} \Rightarrow \bar{\Phi}_{s1,2} \quad (II.11)$$

$$\bar{V}_{si} = V_{s\alpha i} + j V_{s\beta i}, \text{ ou } i = 1, 2 \text{ présente le stator 1 où 2.}$$

On peut exprimer le flux statorique, par Intégrant l'équation (II.1) et (II.2) on obtient :

$$\bar{\Phi}_{s1,2}(t) = \int_0^t \left(\bar{V}_{s1,2} - R_{s1,2} \bar{I}_{s1,2} \right) \quad (II.12)$$

Sur un intervalle $[0, T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , les commande (S_a, S_b, S_c) , sont fixes. Par conséquent, on peut écrire :

$$\bar{\Phi}_{s1,2} = \bar{\Phi}_{s0} + \bar{V}_{s1,2} T_e - R_{s1,2} \int_0^{T_e} \bar{i}_{s1,2} dt \quad (II.13)$$

En considérant la chute de tension négligeable devant la tension $\bar{V}_{s1,2}$.

$$\bar{\Phi}_{s1,2} = \bar{\Phi}_0 + \bar{V}_{s1,2} T_e \quad (II.14)$$

$$\Delta \bar{\Phi}_{s1,2} = \bar{\Phi}_{s1,2} - \bar{\Phi}_0 = \bar{V}_{s1,2} T_e \quad (II.15)$$

La figure (II.1) montre. L'extrémité du vecteur flux statorique se déplace sur une droite dont la direction, qui est déterminé par le vecteur tension appliquée.

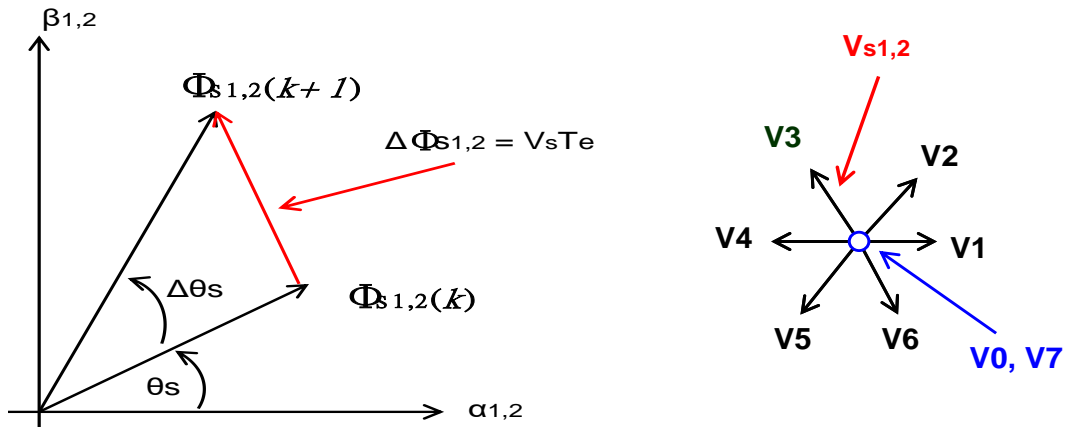


Figure II.1 : L'évolution de l'extrémité de flux statorique dans le plan (α , β)

II.4.2 Principe du contrôle du couple :

Les équations électriques du moteur asynchrone peuvent être exprimées,

$$\begin{cases} \bar{V}_{s1,2} = R_{s1,2} \bar{I}_{s1,2} + \frac{d\bar{\Phi}_{s1,2}}{dt} \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - j\omega \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (II.16)$$

A partir des expressions des flux (I.36), le courant rotorique s'écrit :

$$\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_s L_r} \bar{\Phi}_{s1,2} \right) \quad (II.17)$$

d'où (II.16) devient :

$$\begin{cases} \bar{V}_{si} = R_{s1,2} \bar{I}_{s1,2} + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_{s1,2} \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r - j\omega \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (II.18)$$

Nous exprimons les relations par :

- ⊗ Le contrôle du vecteur $\bar{\Phi}_{si}$ est possible à partir du vecteur \bar{V}_{si} , à la chute de tension $R_s I_s$ prés.
- ⊗ Le flux $\bar{\Phi}_r$ suit les variations de $\bar{\Phi}_{si}$ avec une constante de temps σT_r . Cette constante de temps détermine aussi la rapidité de variation de l'angle δ entre les deux
- ⊗ flux stator et rotor, le flux $\bar{\Phi}_r$ s'exprime par :

$$\bar{\Phi}_r = \frac{L_m}{L_{si}} \cdot \frac{\bar{\Phi}_{si}}{1 + j\omega\sigma T_r} \quad (II.19)$$

En posant l'angle $\delta = (\bar{\Phi}_{si}, \bar{\Phi}_r)$, on l'expression du couple électromagnétique suivante :

L'expression du couple est donnée sous forme suivante :

$$C_e = P \frac{L_m}{L_m + L_r} (\bar{\Phi}_{si} \times \bar{\Phi}_r) = K \cdot \|\bar{\Phi}_{si}\| \cdot \|\bar{\Phi}_r\| \cdot \sin(\delta_{1,2}) \quad (II.20)$$

II.5 Détermination du secteur d'évolution du vecteur flux statorique :

Le flux décomposée en six secteurs symétriques, voir la figure (II.2) :

$$-\frac{\pi}{6} + (i - 1) \frac{\pi}{3} \leq \theta_i \leq \frac{\pi}{6} + (i - 1) \frac{\pi}{3} \quad (II.21)$$

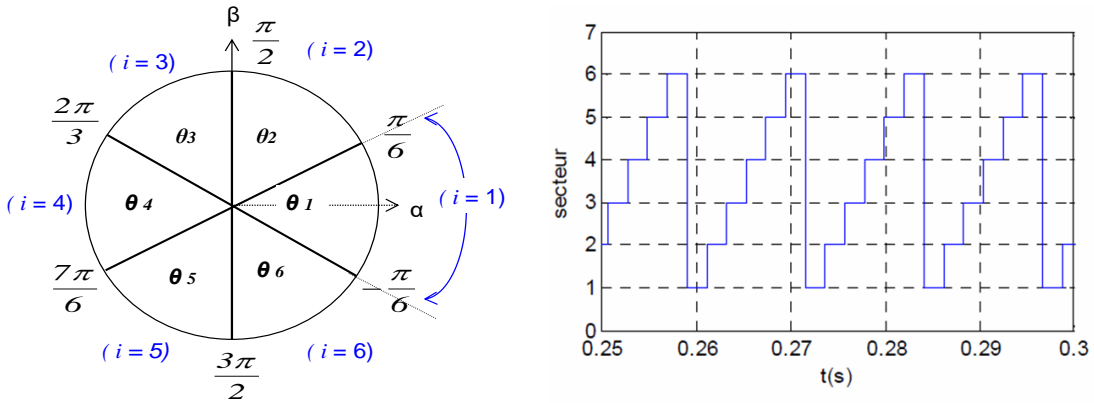


Figure II.2 : Secteur d'évolution du vecteur flux statorique

II.6 Les estimateurs :

II.6.1 Estimateur du flux statorique :

A partir d'une sortie de la table de commutation, on obtient la tension statorique par l'état de commutation (S_a, S_b et S_c) produit par la table de commutation et la tension du circuit intermédiaire U_{dc} [Zem18][Ali20], qui est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ak} \\ V_{bk} \\ V_{ck} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (II.22)$$

L'ensemble des vecteurs de tension délivrés par chaque onduleur de tension à deux niveaux est représenté sur la figure (II.3)[Pri20].

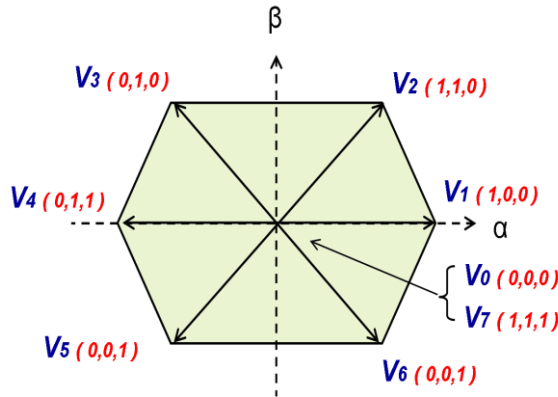


Figure II.3 : Représentation de la tension de sortie

Pendant que le courant du stator est mesuré, ce qui est donné par l'équation suivante [Jee20][Seb11]:

$$\begin{cases} I_{sk,\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_{ak} \\ I_{sk,\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot (I_{ak} + 2 \cdot I_{bk}) \end{cases} \quad (II.23)$$

Les expressions des deux vecteurs tension statoriques de la machine à induction double étoile, en sont données par le passage d'une référence triphasée (a, b, c) vers une référence biphasée (α, β) par la transformation appelée Concordia. Cette transformation est donnée par l'équation suivante [Azi16][Zia13]:

$$\text{la première étoile : } \begin{bmatrix} V_{s1,\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(0) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{a1b1c1} \end{bmatrix}.$$

$$\begin{bmatrix} V_{s1\alpha} \\ V_{s1\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \end{bmatrix} \quad (II.24)$$

$$\text{la deuxième étoile : } \begin{bmatrix} V_{s2,\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(-\delta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{a1b1c1} \end{bmatrix} \text{ dans notre cas } \delta = -30^\circ.$$

$$\begin{bmatrix} V_{s2\alpha} \\ V_{s2\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{6}}{2} & \frac{\sqrt{6}}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{a2} \\ V_{b2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} \quad (II.25)$$

Sur la base des tensions et des courants dans le cadre de référence (α, β), on peut calculer les grandeurs de flux, en utilisant les équations suivantes:

$$\Phi_{S1,\alpha\beta} = \int_0^t (V_{S1,\alpha\beta} - R_{S1} \cdot I_{S1,\alpha\beta}) \cdot dt \quad (II.26)$$

$$\Phi_{S2,\alpha\beta} = \int_0^t (V_{S2,\alpha\beta} - R_{S2} \cdot I_{S2,\alpha\beta}) \cdot dt \quad (II.27)$$

l'amplitude et la phase du flux statorique /

$$|\Phi_{S1,2}| = \sqrt{\Phi_{s\alpha1,2}^2 + \Phi_{s\beta1,2}^2} \quad (II.28)$$

$$\theta_{s1,2} = \arctg\left(\frac{\Phi_{s\beta1,2}}{\Phi_{s\alpha1,2}}\right) \quad (II.29)$$

II.7.2 Estimateur du couple :

$$C_e = p [\Phi_{S1\alpha} \cdot i_{S1\beta} + \Phi_{S2\alpha} \cdot i_{S2\beta} - \Phi_{S1\beta} \cdot i_{S1\alpha} - \Phi_{S2\beta} \cdot i_{S2\alpha}] \quad (II.30)$$

II.8 Elaboration du vecteur de commande :

II.8.1 Le correcteur du flux :

Pour préserver la fin du vecteur du vecteur flux statorique dans une couronne circulaire, comme le montre la figure II.4.

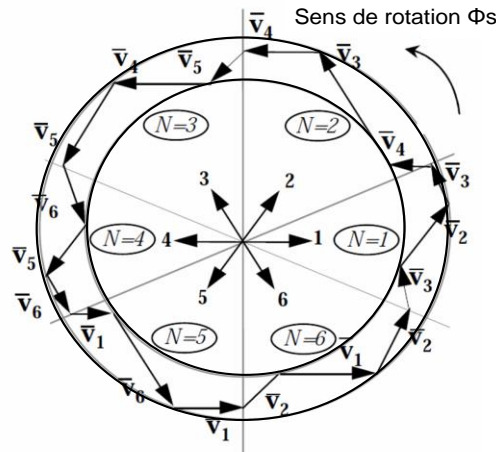


Figure II.4: Pilotage du vecteur flux statorique à l'aide des vecteurs tension

II.8.2 Le correcteur du couple :

Ce fonction de correcteur est de maintenir le couple comme suit :

$$|C_e^* - C_e| \leq \Delta C_e \quad (II.32)$$

II.9 Elaboration de la table de commutation :

II.9.1 Stratégie de commutation dans la commande directe du couple :

A chaque période d'échantillonnage, le couple est estimé et le flux, et c'est en mesurant les courants statoriques et de la connaissance du vecteur tension imposé. On mesure la vitesse de rotation avec le capteur, comparée avec une référence. On inscrit le résultat de la comparaison dans un régulateur de type PI pour construire la référence du couple. [Lal20].

II.9.3 Table du commutation :

Lorsque nous obtenons la valeur logique de la sortie du bloc de décélération pour le couple et le flux, et que nous obtenons également l'angle θ_s . Nous pouvons établir le tableau classique des séquences ci-dessous proposé par Takahashi pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique pour le MASDE dans le tableau II.1. [Kiy20].

		<i>Secteur θ_s</i>					
		<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>
<i>$\Delta\phi_s$</i>	<i>ΔC_e</i>	<i>Vecteur de tension</i>					
<i>1 (P)</i>	<i>1 (P)</i>	<i>V2</i>	<i>V3</i>	<i>V4</i>	<i>V5</i>	<i>V6</i>	<i>V1</i>
	<i>0 (Z)</i>	<i>V7</i>	<i>V0</i>	<i>V7</i>	<i>V0</i>	<i>V7</i>	<i>V0</i>
	<i>-1 (N)</i>	<i>V6</i>	<i>V1</i>	<i>V2</i>	<i>V3</i>	<i>V4</i>	<i>V5</i>
<i>0 (N)</i>	<i>1 (P)</i>	<i>V3</i>	<i>V4</i>	<i>V5</i>	<i>V6</i>	<i>V1</i>	<i>V2</i>
	<i>0 (Z)</i>	<i>V0</i>	<i>V7</i>	<i>V0</i>	<i>V7</i>	<i>V0</i>	<i>V7</i>
	<i>-1 (N)</i>	<i>V5</i>	<i>V6</i>	<i>V1</i>	<i>V2</i>	<i>V3</i>	<i>V4</i>

Table II.1 : *Table de commutation Takahashi et Noguchi.*

II.10 Structure générale du contrôle direct de couple :

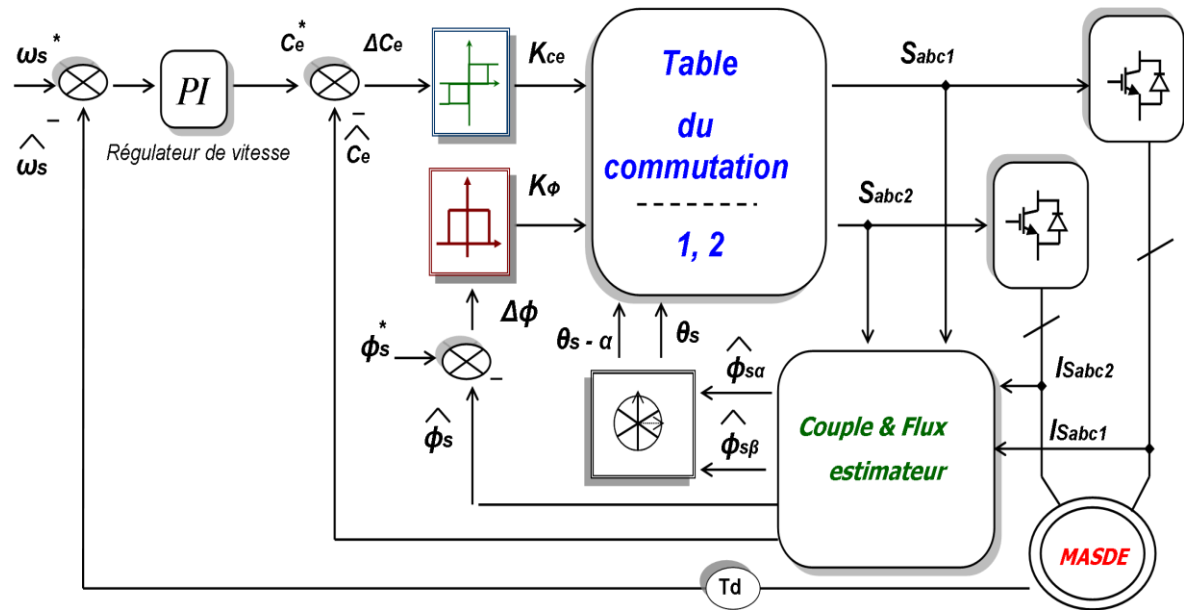
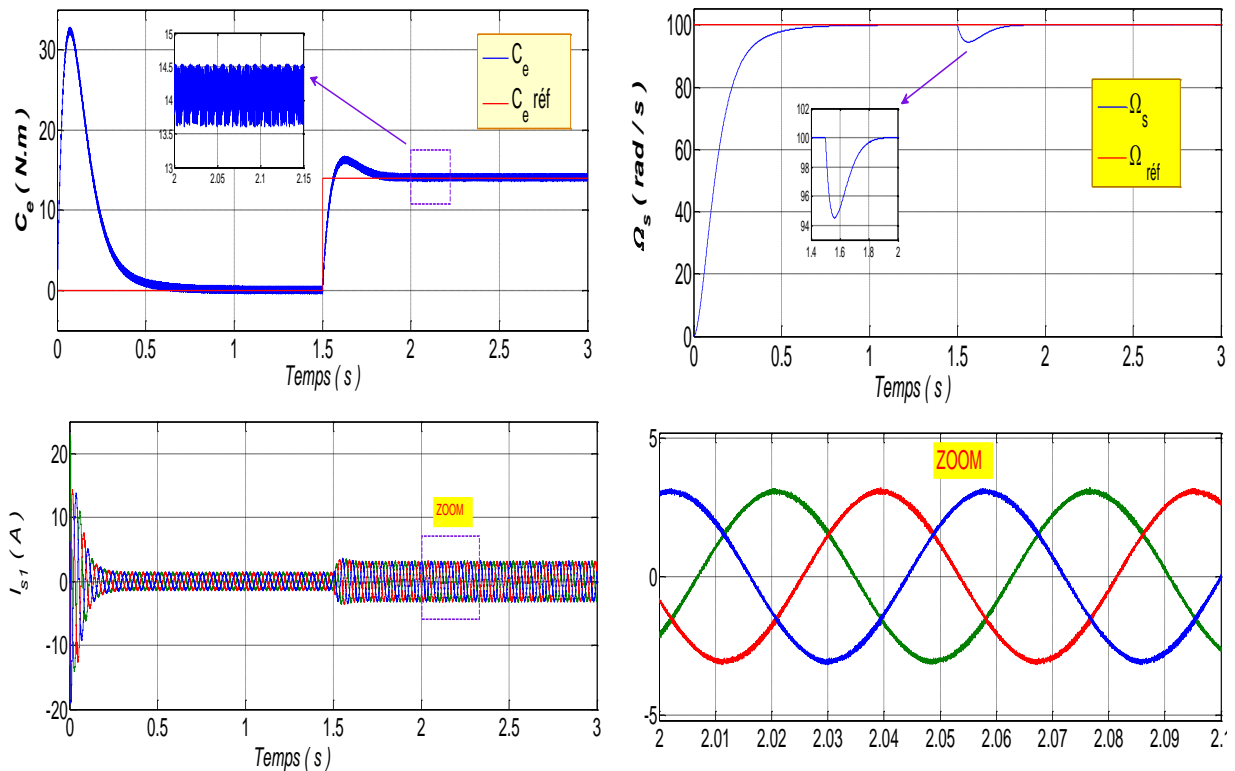


Figure II.5 : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MASDE

II.11 Résultats de simulation:

II.11.1 Démarrage et stabilisation avec application de charge :

La figure (II.6), premier test concerne a simulé un démarrage à vide, puis une mise en charge, à l'instant (t = 1.5 s) par 15 N.m.



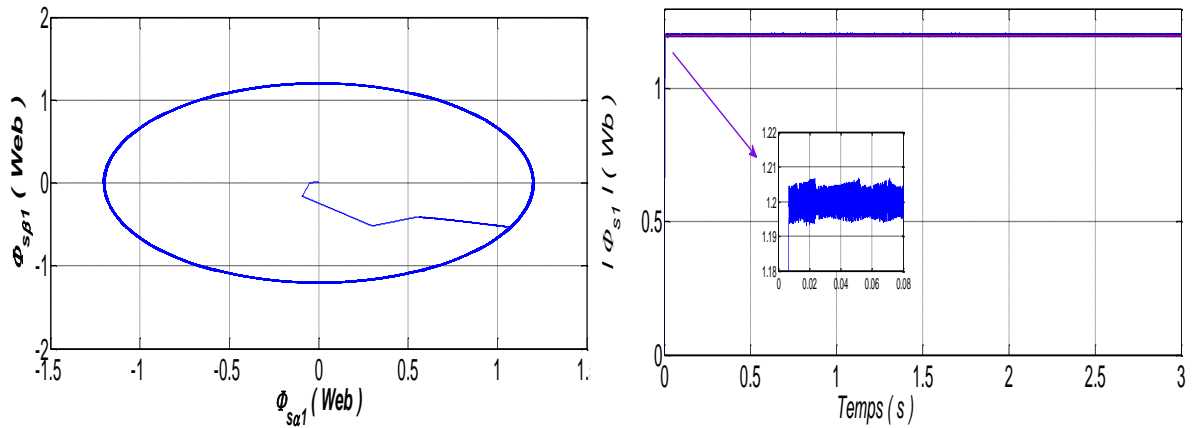
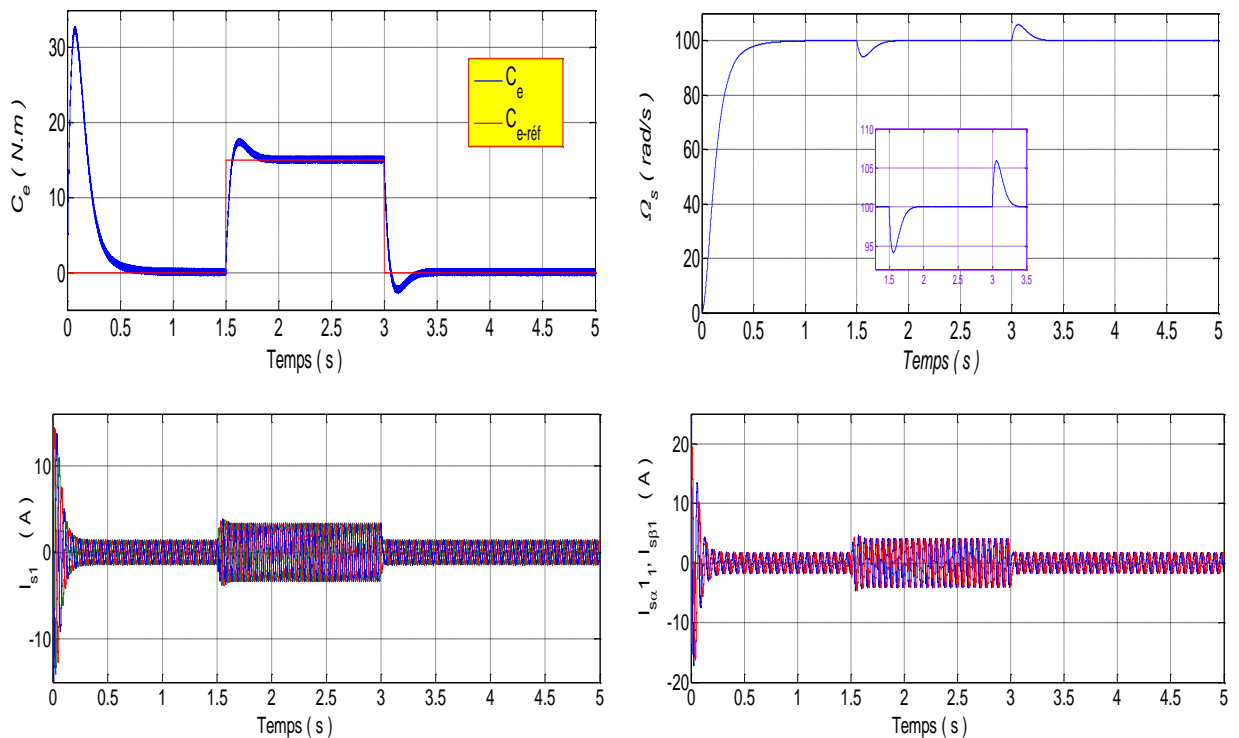


Figure II.6 : Résultats de simulation du démarrage et stabilisation avec application de charge.

L'on peut observer que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne, tandis que la vitesse suit parfaitement et sans dépassement sa référence, le flux statorique suit bien sa valeur de référence (1.2 Wb) avec une rapidité appréciable et est pratiquement circulaire. On peut remarquer des oscillations remarquables au niveau de couple et de flux. Quant au courant, il présente une certaine ondulation qu'il fallait réduire.

II.11.2 introduction et suppression de la charge :

Dans la deuxième teste. La figure II.7 présente les performances de la DTC classique à deux niveaux de la MASDE avec application d'un couple résistant $C_r=15 N.m$ entre 1.5 s et 3 s.



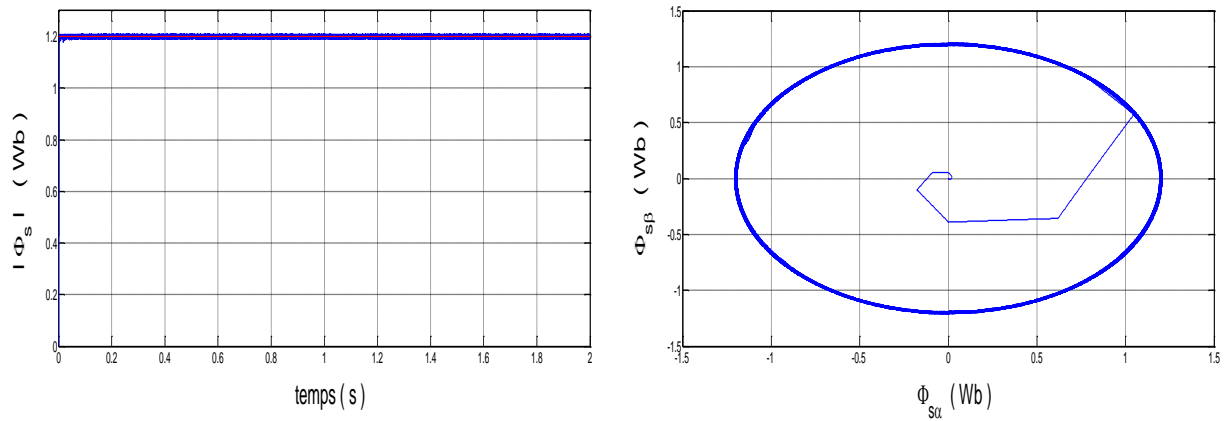


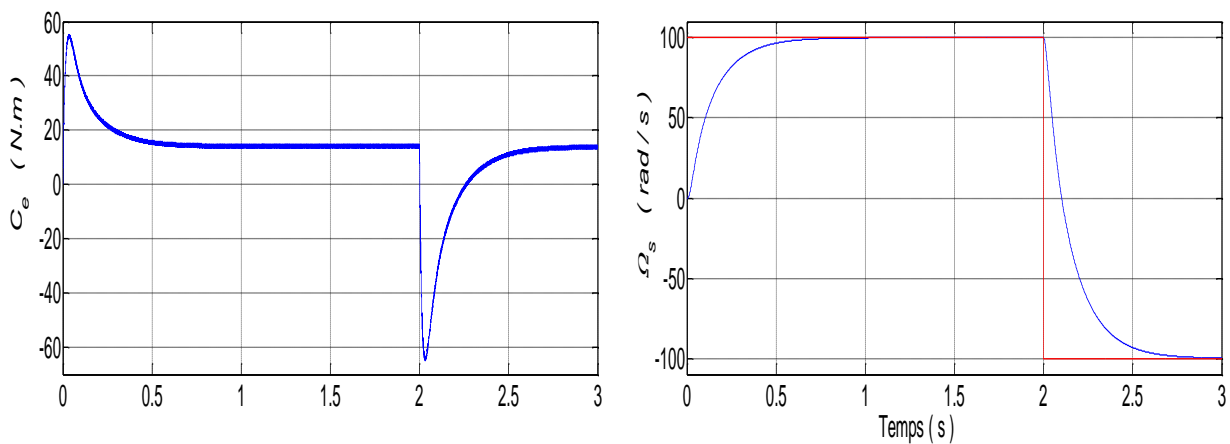
Figure II.7 : Résultats de simulation introduction et suppression de la charge.

A travers la figure (II.7), on Observer par simulation :

Suit parfaitement le couple électromagnétique la valeur de la consigne, et des pic à l'instant de variation de charge. On observe aussi, la vitesse est affectée par la variation du couple de charge .Les courants répondent avec succès à ce type de teste, et ont es allures sinusoïdales bruitées. Par ailleurs, le module du flux reste pratiquement constant et il n'est pas affecté pas la variation de la charge.

II.11.3 Introduction inversion du sens de rotation :

Pour teste la robustesse, on dans le troisième test à simulé le comportement dynamique de la MASDE à vide un changement de consigne de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t=1s$.



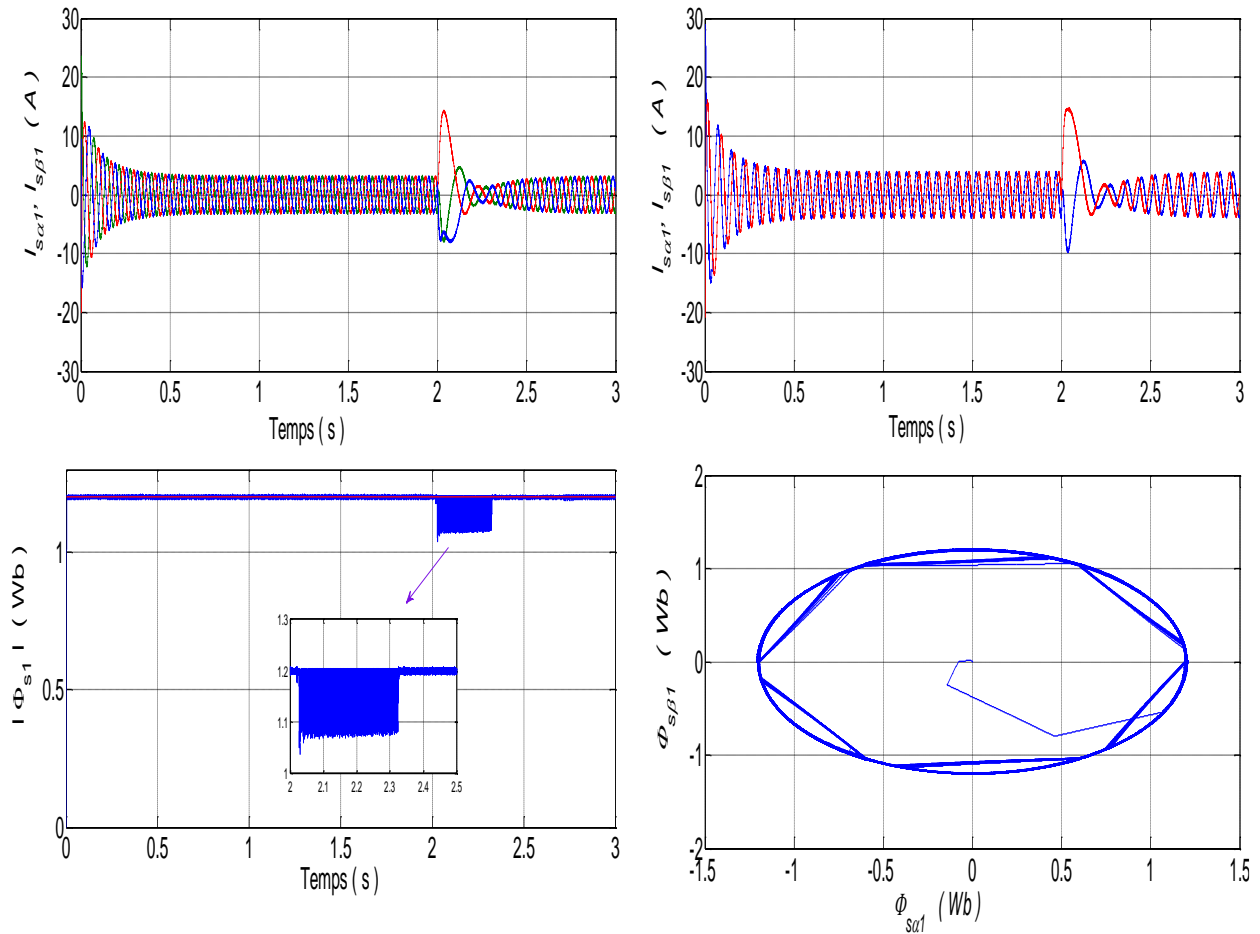


Figure II.8 : Réponses du système en inversion du sens de rotation de la MASDE.

On constate d'après la figure (II.8) :

Nous notons que la vitesse a un bon suivi, car elle suit la variation de la valeur l'inversion de sa référence. D'autre part, de même pour le couple atteint sa valeur nulle après des pics pendant le changement de consigne de vitesse, au démarrage, les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent à l'inversion de vitesse la valeur du pic. L'influence de cette variation est plus claire sur la réponse du flux (module et trajectoire).

II.12 Amélioration des performances de la DTC :

La DTC a des inconvénients, causées par l'utilisation des contrôleurs d'hystérésis échantillonné, comme se passe des bruits acoustiques et des vibrations mécaniques indésirables se produisent, qui génèrent une détérioration des performances de la machine, causée par des ondulations élevées du flux et du couple électromagnétique. L'existence de problèmes à basse vitesse, dus à la négligence de la résistance statorique.

La qualité de la puissance de sortie s'est détériorée en raison des pertes de commutation et des distorsions de courant, et cela est dû à la fréquence de commutation variable [Amm20a][Seb11][Sam10].

Plusieurs améliorations ont été apportées pour améliorer le contrôle DTC. Et c'est pour pallier les failles, que tant de technologies ont été développées. Ces stratégies ont été proposées dans le cadre de surmonter les défauts liés avec cette commande et d'améliorer également ces performances pour avoir un contrôle parfait. Les travaux de recherche montrent plusieurs méthodes pour améliorer les performances de la commande DTC, qui sont présentés dans :

- * La commande DTC avec l'utilisation des onduleurs à multi-niveaux;
- * La commande DTC basée sur la technique de modulation vectorielle (DTC-SVM);
- * La commande DTC pilotée par des techniques intelligentes ;

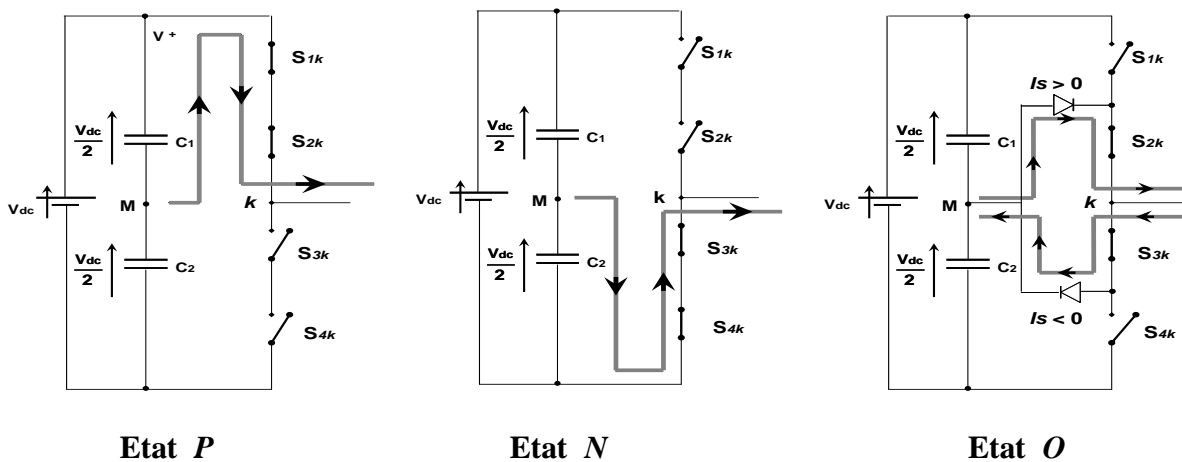
II.12.1. Amélioration de la commande DTC_ Application d'un onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC

II.12.1.1 Etats d'un bras de l'onduleur :

Etat P : les deux interrupteurs du haut S_{1k} et S_{2k} sont fermés, tandis que les deux interrupteurs de bas S_{3k} et S_{4k} sont ouverts.

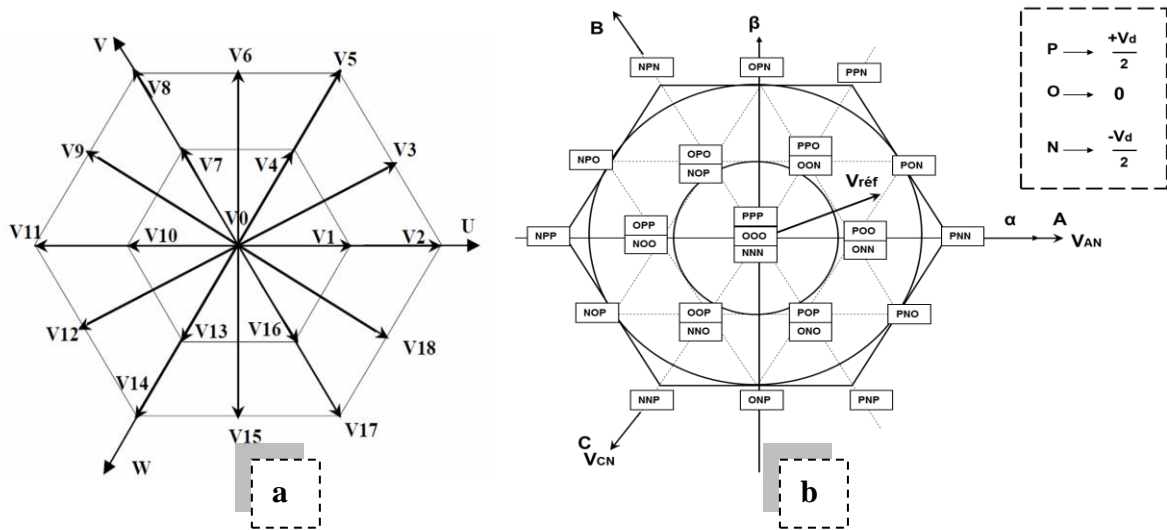
Etat O : les deux interrupteurs du milieu S_{2k} et S_{3k} sont fermés, tandis que les deux interrupteurs de extrémités S_{1k} et S_{4k} sont ouverts.

Etat N : les deux interrupteurs du bas S_{3k} et S_{4k} sont fermés, tandis que les deux interrupteurs de haut S_{1k} et S_{2k} sont ouverts.



II.8 : Etat d'un bras de l'onduleur à trois niveaux l'état (P, N, O).

II.12.1.2 Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel :

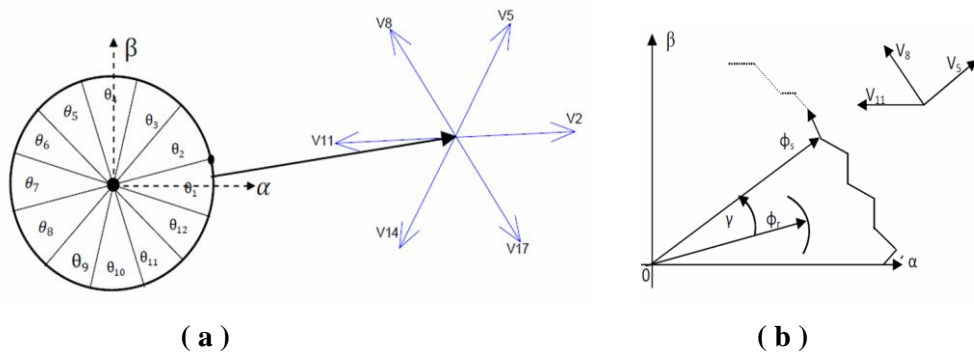


II. 9 : a. Les 19 vecteurs utilisables pour construire $\overline{V_{ref}}$

b. Présentation Vectorielle des états de l'onduleur NPC

II.12.1.3 Description de la structure du contrôle DTC à trois niveaux :

montre l'effet de chaque des grands vecteurs tensions sur composantes de flux et du couple.



II. 10_ a : Représentations des grands vecteurs tension

b : Exemple d'évolution de l'extrémité de Φ_s pour $R_s.I_s$

II.12.1.4. Elaboration du contrôle amélioré du flux et du couple électromagnétique :

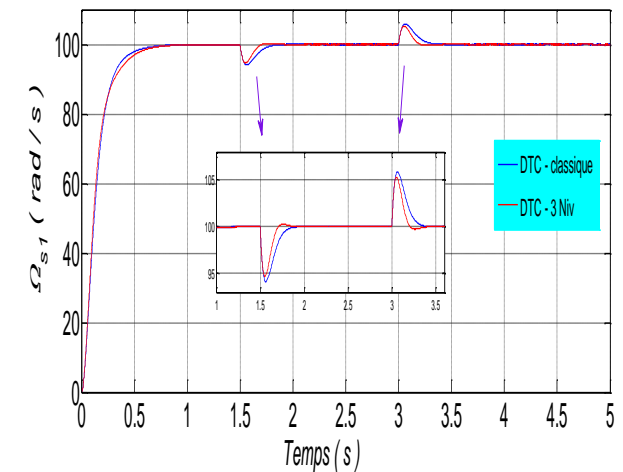
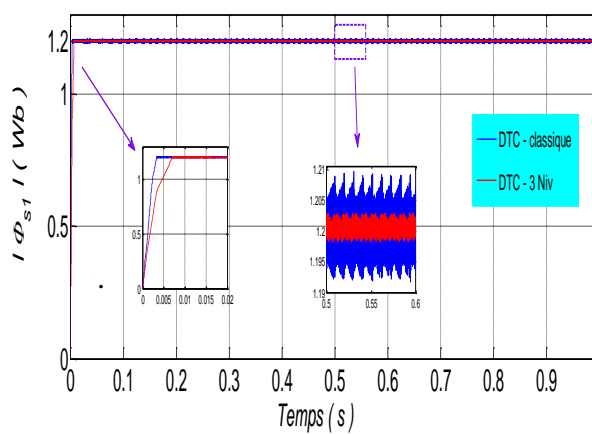
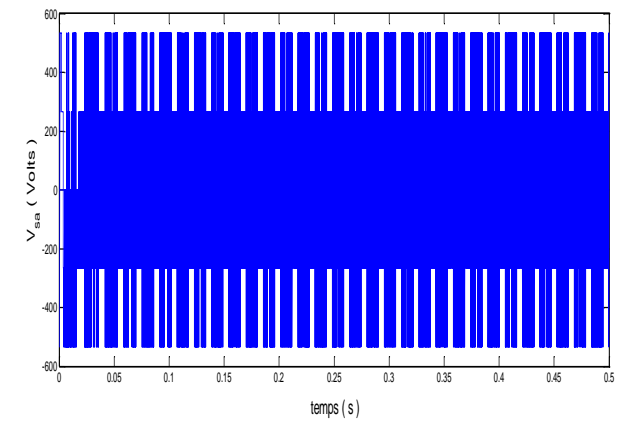
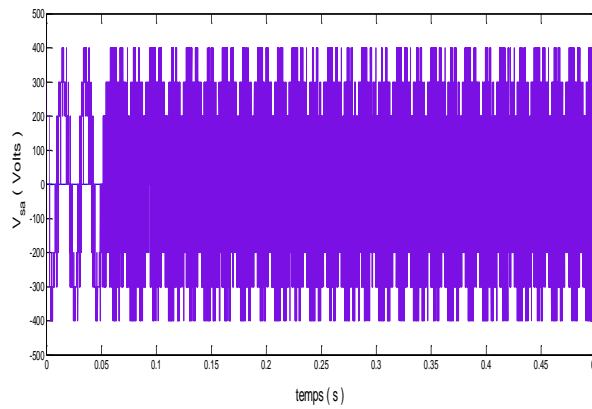
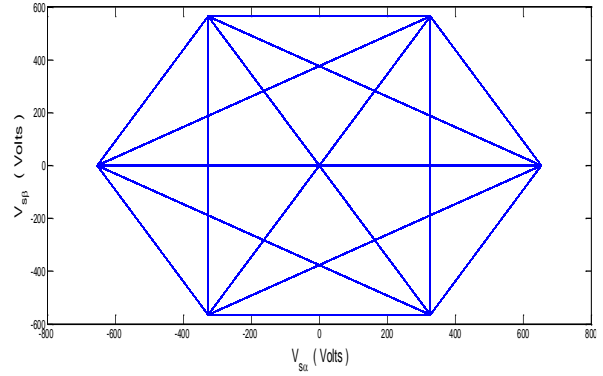
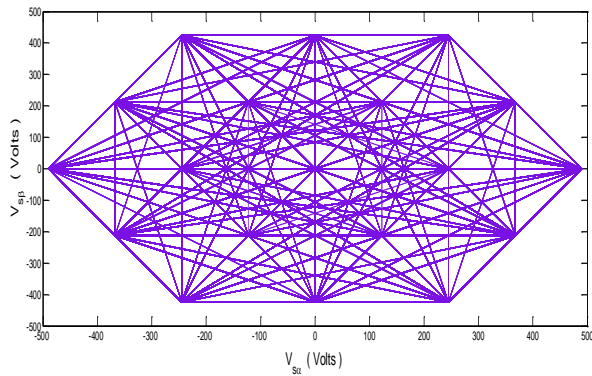
Le choix des valeurs de tension doit être déterminé en fonction du couple électromagnétique et de l'erreur de flux comme suit :

II.12.1.8 Résultats de simulation et interprétation :

La figure (II.13) montre une comparaison entre d'une DTC _2niv et le d'une DTC _3niv.

_ DTC trois niveaux _

_ DTC classique _



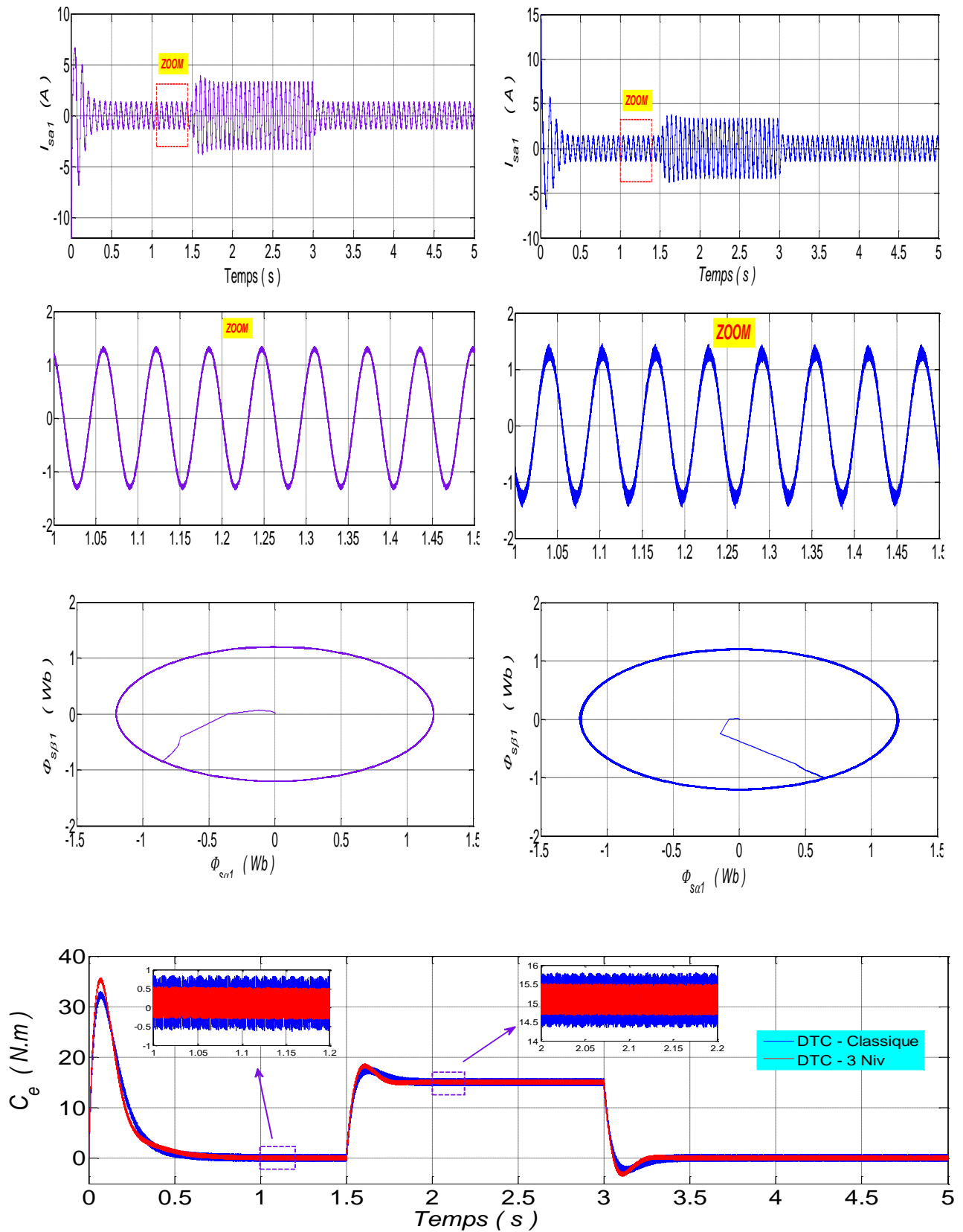


Figure II.13 : Résultats de simulation de la DTC classique avec DTC trois niveaux
 _introduction et suppression de la charge de la MASDE

II.12.2.2 Contrôle du flux statorique :

En régulant et en maintenant constante l'amplitude de la composante du courant statorique I_{sd} , nous obtenons ainsi le découplage entre la commande du couple et celle du flux de la machine[Amm20a].

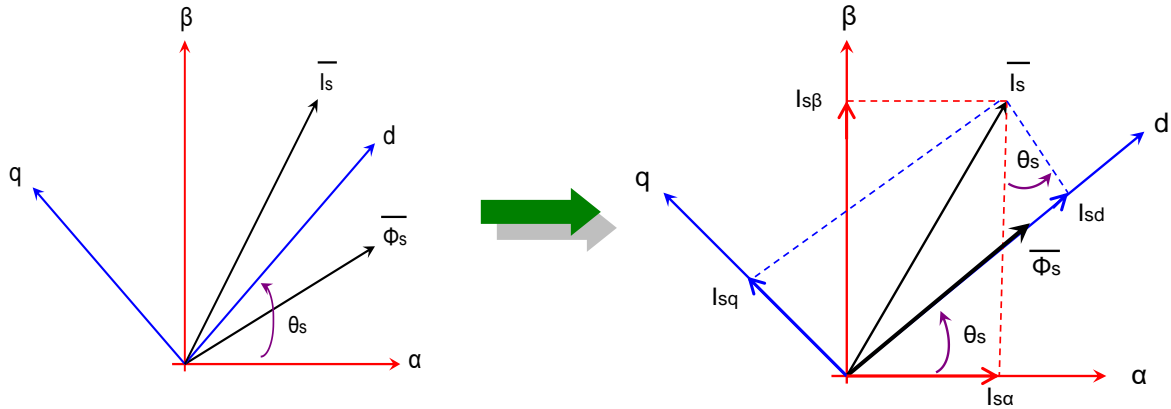


Figure II.15: Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation de flux statorique.

Nous déduisons flux statorique, si l'orienté sur l'axe d. On à donc :

$$\Phi_{dsk} = \Phi_{sk} \quad \text{et} \quad \Phi_{qsk} = 0 \tag{II.35}$$

$$K=(1, 2)$$

Alors (I.31) et (I.32) deviennent :

$$\begin{cases} V_{dsk} = R_{sk} \cdot I_{dsk} + \frac{d}{dt} \Phi_{sk} \\ V_{qsk} = R_{sk} \cdot I_{qsk} + \omega_s \frac{d}{dt} \Phi_{sk} \\ V_{dr} = 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - p\Omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - p\Omega) \Phi_{dr} \end{cases} \tag{II.36}$$

$$\begin{cases} \Phi_{sk} = (L_{sk} + 2L_m) \cdot I_{sdk} + L_m \cdot I_{rd} \\ 0 = (L_{sk} + 2L_m) \cdot I_{sqk} + L_m \cdot I_{rq} \\ \Phi_{rd} = (L_r + L_m) \cdot I_{rd} + 2 \cdot L_m \cdot I_{sdk} \\ \Phi_{rq} = (L_r + L_m) \cdot I_{rq} + 2 \cdot L_m \cdot I_{sqk} \end{cases} \tag{II.37}$$

Le couple devient :

$$C_e = 2 \cdot p \cdot \Phi_{sk} \cdot i_{qsk} \tag{II.38}$$

Alors la loi d'autopilotage :

$$\omega_{sk} = \omega_r + p \cdot \Omega \quad (II.39)$$

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{L_m} (\Phi_{sk} - L_{sk} + 2L_m) \cdot I_{dsk} \\ I_{qr} = - \left(\frac{L_{sk} + L_m}{L_m} \right) \cdot I_{qsk} \end{cases} \quad (II.40)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \left(\frac{L_r + L_m}{L_m} \right) \Phi_{sk} + \left(\left(\frac{L_{sk} L_r + 2L_r L_m}{L_m} \right) - L_{sk} \right) \cdot I_{dsk} \\ \Phi_{qr} = - \left(\frac{L_r L_{sk} + 2L_m}{L_m} + L_{sk} \right) \cdot I_{sqk} \end{cases} \quad (II.41)$$

En substituant (II.39), (II.40) dans (II.40)

$$\Phi_{sk} = \left(\frac{L_{sk} + 2L_m}{1 + \sigma T_r s} \right) \left[(1 + \sigma T_r s) I_{dsk} + \sigma T_r (\omega_s - \omega_r) I_{qsk} \right] \quad (II.42)$$

$$I_{qsk} = \left(\frac{T_r (\omega_s - \omega_r)}{1 + \sigma T_r s} \right) \left(\frac{1}{L_{sk} + 2L_m} \Phi_{sk} - \sigma I_{dsk} \right) \quad (II.43)$$

Avec : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, $T_{sk} = \frac{L_{sk}}{R_{sk}}$: les constants de temps statorique et rotorique.

Les tensions statorique s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{dsk} = \frac{\Phi_{sk}}{G_{\Phi_{sk}}} + E_d \\ V_{qsk} \approx \omega_s \Phi_{sk} \end{cases} \quad (II.44)$$

Avec :

$$G_{\Phi_{sk}} = \frac{T_{sk} (1 + \sigma T_{sk} s)}{1 + (T_{sk} + T_r) s + \sigma T_{sk} T_r s^2} \quad (II.45)$$

$$E_d = \frac{\sigma T_r R_{sk}}{1 + \sigma T_r s} I_{qsk} (\omega_r - \omega_s) \quad (II.46)$$

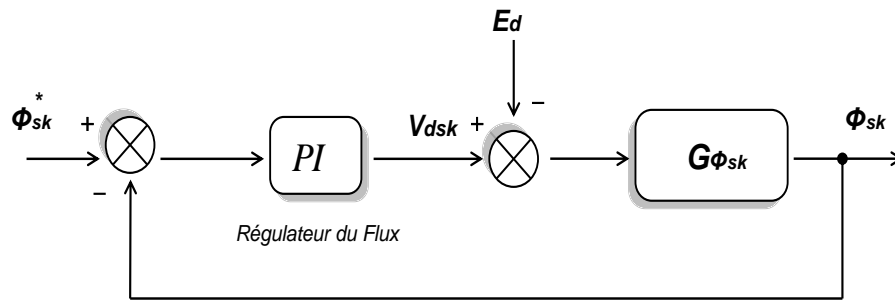


Figure II.16 : Schéma fonctionnel de la régulation du flux.

II.12.2.3 Contrôle du couple électromagnétique :

A partir des relation (II.42), (II.38):

$$I_{sk} = \frac{T_r(1-\sigma)}{L_{sk} + 2L_m} \left[\frac{\Phi_{sk}}{(1 + \sigma T_r s)^2 + (\sigma T_r (\omega_s - \omega_r) s)^2} \right] (\omega_s - \omega_r) \tag{II.47}$$

La substitution de (II.44) dans (II.20) donne :

$$C_{em} = 2p \frac{T_r(1-\sigma)}{L_{sk} + 2L_m} \left[\frac{\Phi_{sk}^2}{(1 + T_r s)^2 + (\sigma T_r (\omega_s - \omega_r) s)^2} \right] (\omega_s - \omega_r) \tag{II.48}$$

$$C_{em} = 2p \frac{T_r(1-\sigma)}{L_{sk} + 2L_m} \frac{\Phi_{sk}^2}{(1 + \sigma T_r s)} (\omega_s - \omega_r) \tag{II.49}$$

l'équation (II.49) s'écrit comme suit :

$$C_{em} = G_{Cem} (\omega_s - \omega_r) \tag{II.50}$$

Tel que :

$$G_{Ce} = 2p \frac{T_r(1+\sigma)}{L_{sk} + 2L_m} \left(\frac{\Phi_{sk}^2}{1 + 2\sigma T_r s} \right) \tag{II.51}$$

$C_{em-réf}$.

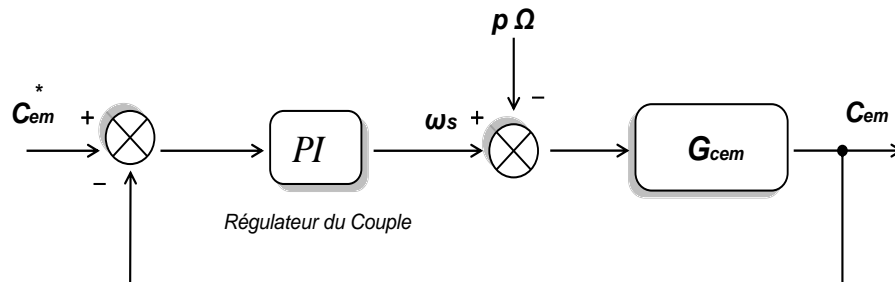


Figure II.17 : Schéma fonctionnel de la régulation du couple.

II.12.2.4 Résultats de simulation et interprétation :

Sous la même période d'échantillonnage. La figure (II.18) introduisent, la comparaison est faite entre la DTC-SVM d'une part et la DTC classique d'autre part.

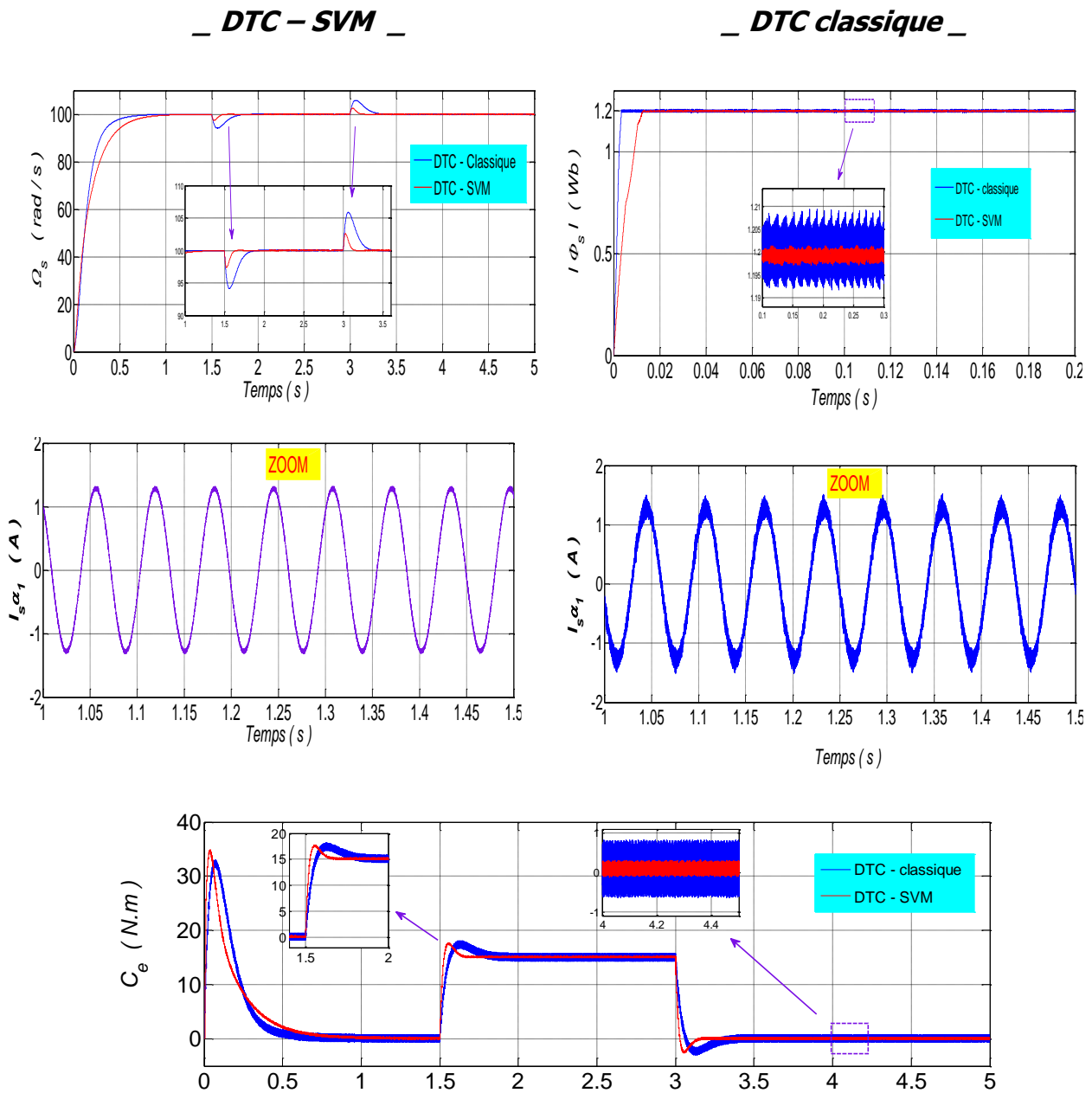


Figure II.18 : Résultats de simulation de la DTC_SVM basée sur des régulateurs PI avec DTC onduleur à deux niveaux.

D'après les résultats de simulation, on constate que la vitesse atteint sa référence, peut aussi le module du flux statorique s'établit à sa valeur de référence. En comparant la DTC-SVM

avec à la DTC classique, , nous conclusion la dynamique du couple est plus rapide, en ce qui concerne à la DTC SVM. Et à partir de là, nous concluons que DTC-SVM apporte des améliorations des performances de la commande DTC classique.

II.13. Amélioration de la commande DTC pilotée par des techniques intelligentes

Contrôle direct du couple à l'aide de la logique floue (FDTC)

II.13.1 Introduction

Du point de vue historique, les prémisses de la logique floue, visant à traiter la notion d'incertitude, datent des années 30. Il faudra cependant attendre 1965, pour que le concept de sous ensemble floue soit proposé par *L.A.Zadeh*. Automaticien, professeur à l'université de Berkeley en Californie. *Zadeh* contribua à la modélisation des phénomènes sous forme flou, et résout enfin les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équations différentielles[Zad65]. En 1974 *M. Mamdani* expérimentait la théorie énoncée par *Zadeh* sur une chaudière à vapeur, matérielle dont on connaissait la complexité, introduisant ainsi la commande dans la régulation d'un processus industriel [Mam75]. Généralement, l'application de la logique floue à de tels systèmes notamment pour la machine à induction est motivée par plusieurs raisons parmi lesquelles la difficulté d'établir un modèle exact pour la machine du fait que ses caractéristiques sont souvent compliquées.

II.13.2 Formes de fonction d'appartenance

La fonction d'appartenance convertit le degré d'absentéisme en une plage standard [0, 1] où les valeurs seuils 0 et 1 sont similaires au degré d'affiliation pour les membres du groupe apparent. Les fonctions d'association peuvent avoir différentes formes.

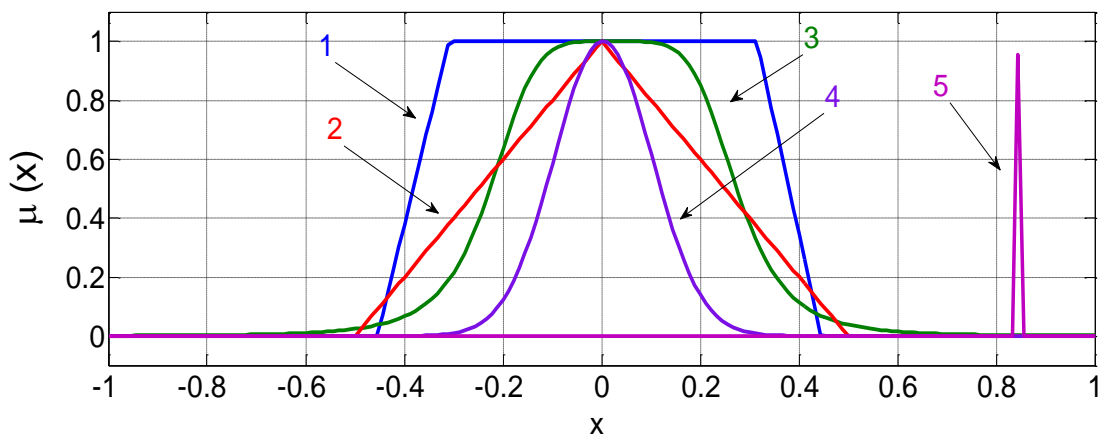


Figure II.19 : Fonctions d'appartenance : (1) trapézoïdale (2) gaussienne et (3) triangulaire
(4) courbe en forme de cloche et (5) singleton.

II.13.3 Principes généraux d'une commande par logique floue

Ce contrôleur se compose d'un étage d'entrée ou des données numériques (*fuzzification*), puis d'un étage de traitement ou un domaine flou (*inférence*) et puis avoir une sortie scalaire d'un étage de sortie (*défuzzification*). La structure générale de ce traitement est donnée par la figure qui suit :

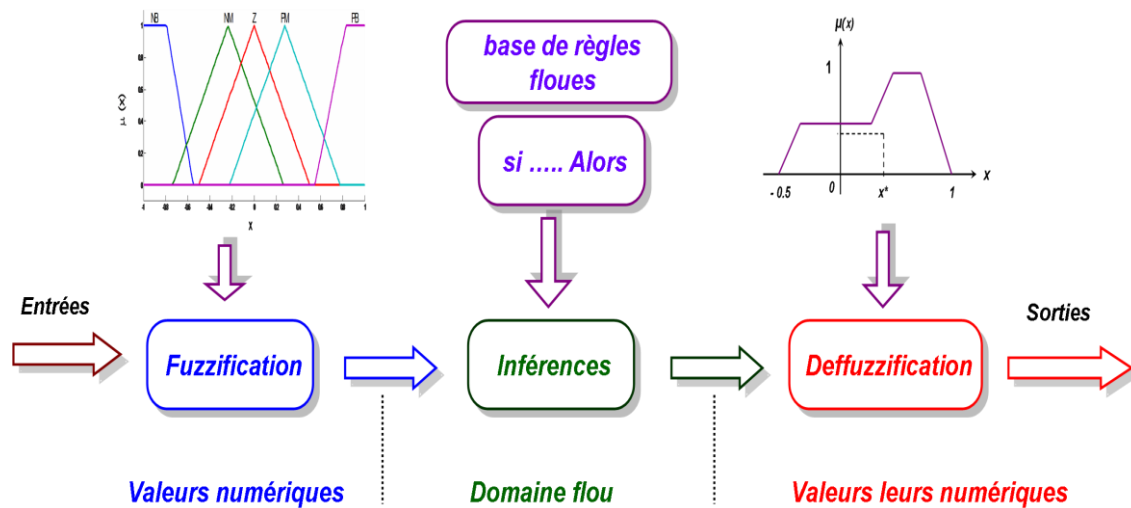


Figure II.20 : Schéma général d'un système flou.

II.13.4 Contrôleur flou

Un contrôleur flou n'est autre qu'un système flou conçu pour commander un processus. Sa structure générale est traduite par le schéma donné par la figure (II.21) [Mih12].

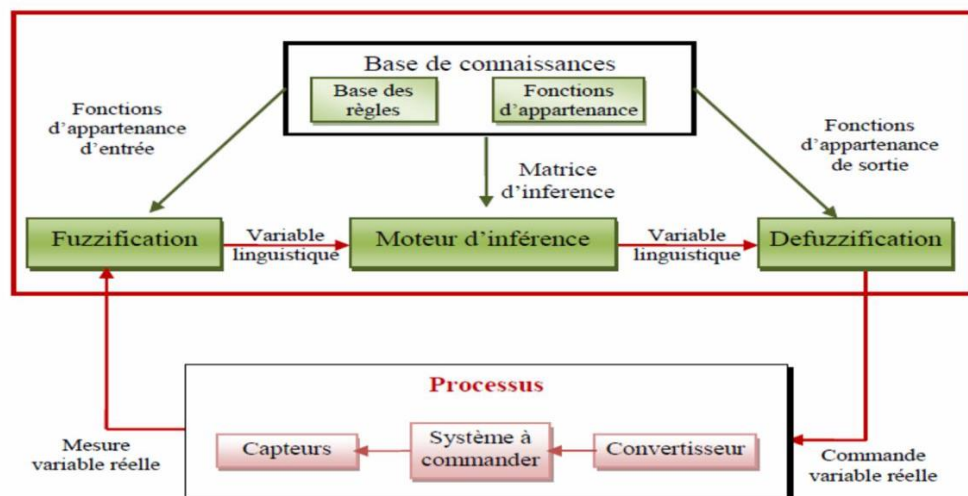


Figure II.21: Schéma général d'un contrôleur flou.

⊙ **Bloc de fuzzification**

La figure (II.22), montre un exemple de fonction d'appartenance triangulaire [Nan 14]:

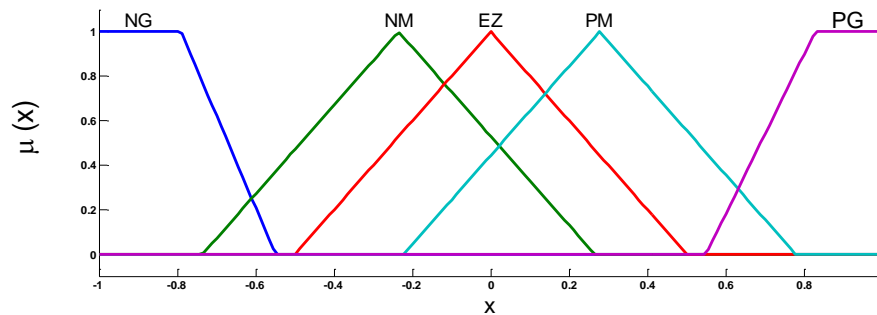


Figure II.22 : fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance triangulaires.

⊙ **Base de connaissance**

Deux types de règles peuvent être exprimées comme suit

✎ **Règle de Mamdani :**

✎ **Règle de Takagi-Sugeno :**

Le tableau (II.4) représente une table d'inférence avec cinq sous-ensembles flous pour deux variables d'entrée.

		X_1				
		NG	NM	EZ	PM	PG
X_2	NG	NG	NG	NP	NP	EZ
	NM	NG	NP	NP	EZ	PM
	EZ	NP	NP	EZ	PM	PM
	PM	NP	EZ	PM	PM	PG
	PG	EZ	PM	PM	PG	PG

Tableau II.4 : Tableau de calcul de la variation de la commande.

⊙ **L'inférence**

Pour le réglage par logique floue, on utilise en général on à trois méthodes suivantes :

- i. méthode de MAMDANI
- ii. méthode de LARSEN
- iii. Méthode de SUGENO:

- **Bloc de Défuzzification**

La dernière étape du contrôle, appelée défuzzification consiste à définir précisément qu'elle doit être l'action sur le processus [Mih12].

II.14. Application de la commande DTC par la Logique Floue (FDTC)

Le schéma de la DTC-SVM est compliqué en raison de son utilisation d'un cadre synchrone (cadre non stationnaire) et demande une transformation des coordonnées des axes . En outre, ces schémas de contrôle modifiés que SVM-DTC utilisent un linéaire proportionnel intégral (PI) pour générer une référence de tension en (d-q), ce qui peut entraîner une perte de la robustesse de l'ensemble du système de contrôle. En raison des contrôleurs de cadre qui rendent sa dynamique et sa stabilité si sensibles aux différentes incertitudes, variations de paramètres et perturbations externes[Jee20].

Afin d'améliorer les performances DTC et de surmonter les problèmes cités ci-dessus, une stratégie de commande intelligente basée sur la logique floue pour la commande DTC d'une machine à induction à double étoile (MASDE) est proposée. En raison des avantages des techniques d'intelligence artificielle comme la logique floue, le réseau de neurones, le neuro-floue, etc. En effet, la commande floue est un moyen de contrôler un système sans avoir besoin de connaître son modèle mathématique du système. On sait que la commande floue fonctionne aussi bien pour les systèmes multidimensionnels non linéaires complexes [Lis18]. Parmi les différents algorithmes intelligents, la logique floue est la plus simple, qui ne nécessite pas d'analyse mathématique intensive. À cette fin, combine les avantages de base du contrôle DTC et de la logique floue dans une stratégie de contrôle, nommée Contrôle de couple direct flou (FDTC). Dans cette technique, le DTC basé sur la logique floue peut atteindre des performances élevées [Sud17]. En utilisant cette stratégie de contrôle, les avantages du contrôle DTC et de la logique floue sont combinés.

II.14.1 Contrôleur de couple direct flou (FDTC)

La figure (II.23) présente le schéma fonctionnel adopté pour le contrôle DTC flou de la machine à double étoile (MASDE),

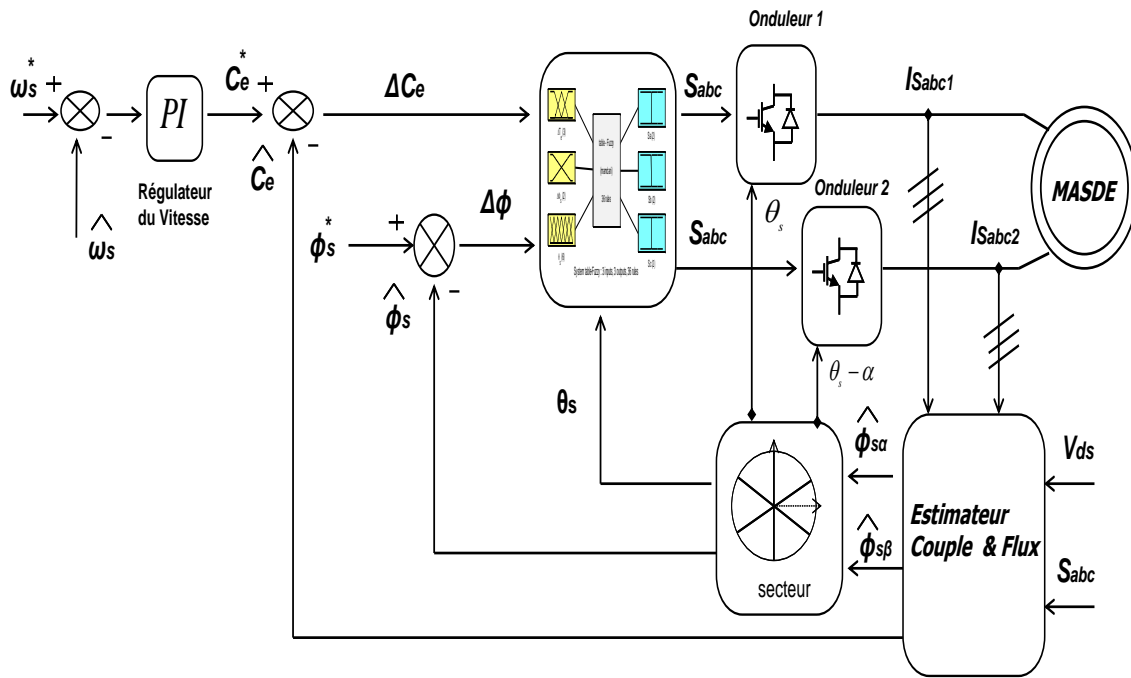
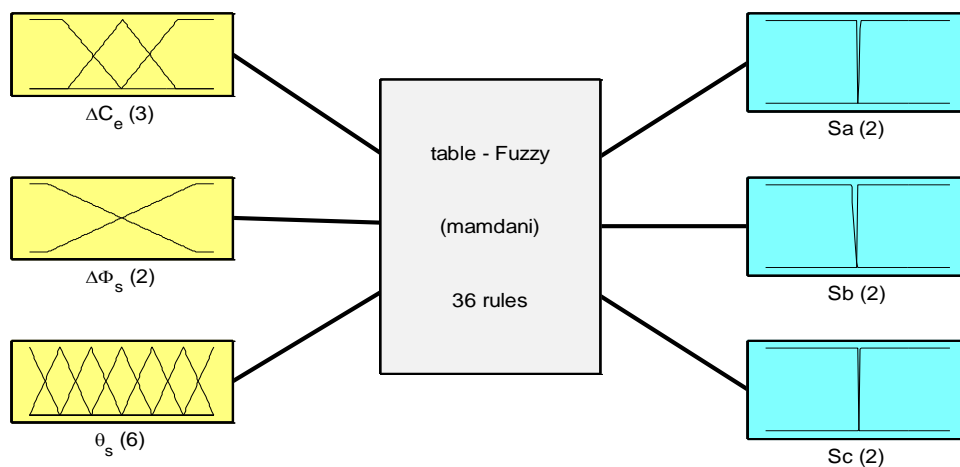


Figure II.23 : Schéma de la commande DTC basée sur logique floue (FDTC)

II.14.2 Principe du contrôle direct flux

Le contrôleur flou est conçu pour avoir trois variables d'état flou, qui sont l'erreur de couple ΔC_e , l'erreur de flux $\Delta \Phi_s$ et l'angle de flux θ_s sont considérées comme des entrées de chaque contrôleur de logique floue et la variable de sortie est décomposée en trois sous-sorties représentant trois grandeurs de commutation. (S_a , S_b S_c) des interrupteurs de l'onduleur à deux niveaux ou le vecteur de tension sélectionné [Naj1819b].



System table-Fuzzy : 3 inputs, 3 outputs, 36 rules

Figure II.24: Diagramme de flux pour le contrôleur de commutation à logique floue

II.14.3 Fuzzification des entrées

II.14.3.1 Erreur de couple électromagnétique

La première variable d'entrée est l'erreur électromagnétique, elle est liée à la valeur de référence du couple $C_e\text{-réf}$ et à la valeur estimée du couple C_e . Comme le montre l'équation (II.25).

$$\Delta C_e = C_e^* - \hat{C}_e \quad (II.54)$$

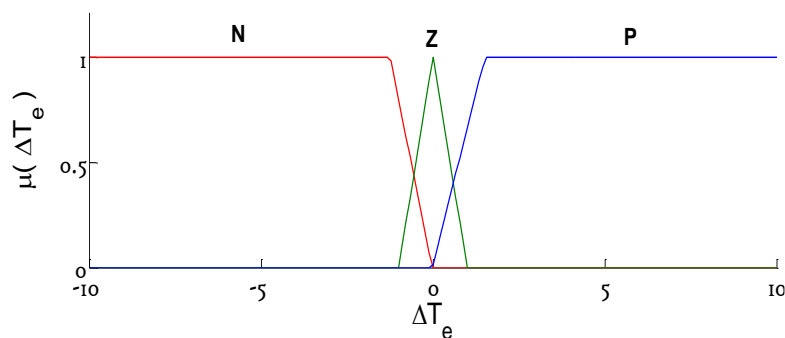


Figure II.25 : Fonction d'appartenance pour l'erreur de couple électromagnétique

II.14.3.2 Erreur de flux statorique

La deuxième variable d'entrée est l'erreur de flux, elle est liée à la valeur de référence du flux statorique $\Phi_{\text{réf}}$ et à la valeur de référence du flux estimé. Comme le montre l'équation (II.55). [Kri15].

$$\Delta \Phi_s = \Phi_s^* - \hat{\Phi}_s \quad (II.55)$$

La fonction d'appartenance de l'erreur de flux statorique est donnée par deux termes : Positif (P), négatif (N), comme le montre la Fig.(II.26), Nous choisissons les fonctions d'appartenance trapézoïdales pour les deux ensembles flous (P) et (N).

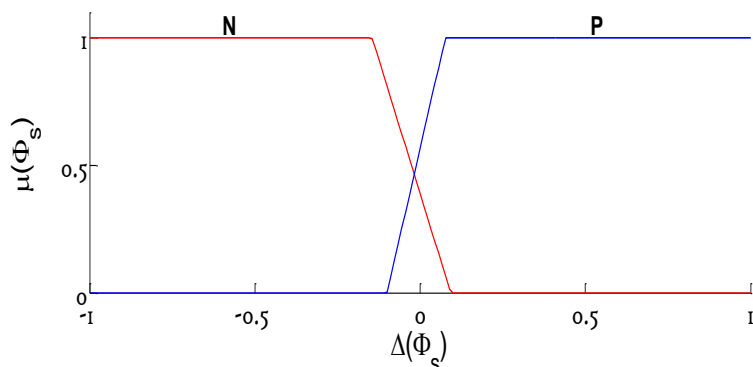


Figure II.26 : Fonction d'appartenance pour l'erreur de flux

II.14.3.3 Angle de liaison de flux θ_s

La troisième variable d'entrée est la position du flux statorique, l'angle θ_s entre le référentiel (α, β) et le vecteur Φ_s est obtenu à partir de la relation suivante [Hil20] :

$$\theta_{s(1,2)} = \arctan g \frac{\Phi_{\beta s(1,2)}}{\Phi_{\alpha s(1,2)}} \quad (II.56)$$

Cette variable est divisée en six ensembles flous (θ_1 à θ_6) dont les fonctions d'appartenance sont représentées par la figure (II.27). On choisit la fonction d'appartenance triangulaire pour tous les angles θ_i .

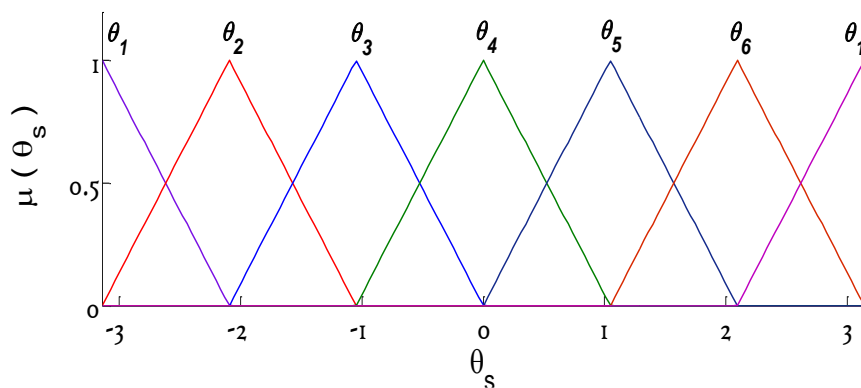


Figure II.27 : Fonction d'appartenance pour l'angle θ_s .

II.14.4 Fuzzification des sorties

La variable de sortie est présentée par l'ensemble flou, qui doit être converti en sortie non floue selon certaines méthodes. Cependant dans ce système, la sortie du contrôleur flou est la variable de sortie qui est décomposée en trois sous-sorties représentant trois grandeurs de commutation (S_a, S_b, S_c) ou le vecteur tension sélectionné. [Ber17].

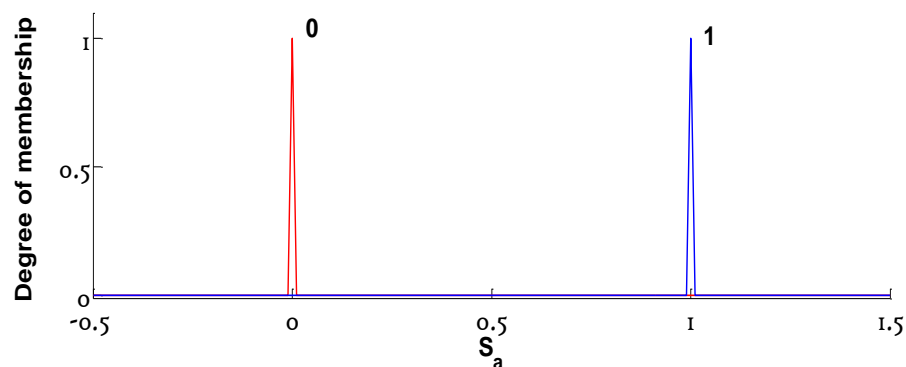


Figure II.28 : Fonctions d'appartenance pour les variables de sortie (S_a).

la sortie est divisée en deux ensembles flous (zéro et un) dont les fonctions d'appartenance sont par formes de type présentées dans la figure (II.28).

II.14.5 Règles de contrôle

La structure du contrôleur de logique floue est représentée par la figure (II.29).

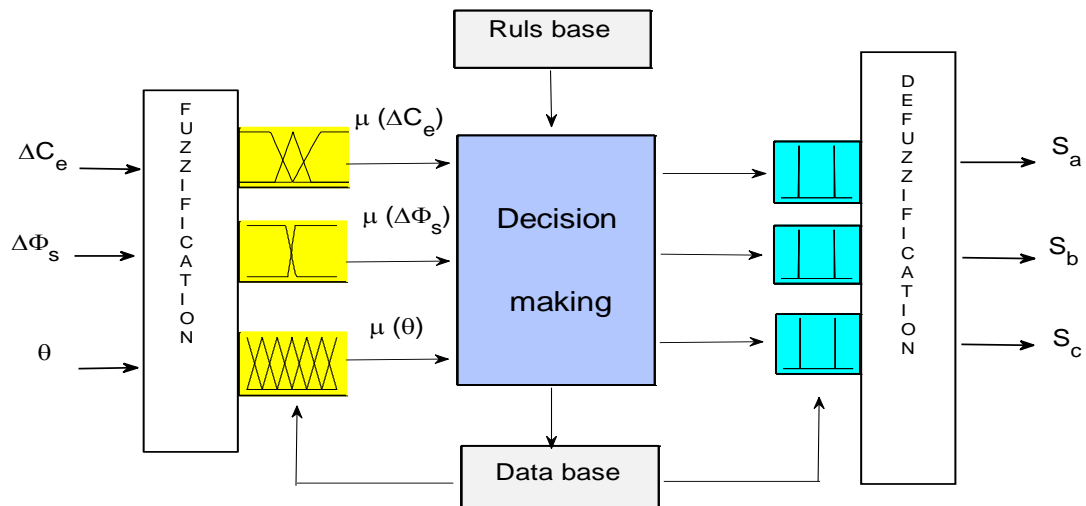


Figure II.29: Organigramme du contrôleur de commutation à logique floue

L'algorithme de contrôle comporte 36 règles, et la méthode d'inférence utilisée est la méthode de Mamdani basée sur la décision Max-Min, car elle a l'avantage d'une part d'être facile à mettre en œuvre, et d'autre part donne de meilleurs résultats[Naj19a]. Les règles de contrôle doivent être exprimées en fonction des variables d'entrée et de sortie comme suit :

Ri : si $\Delta\Phi_s$ est A_i , ΔC_e est B_i et θ_s est C_i alors $S1$ est a , $S2$ est b et $S3$ est c Où a , b et c sont une variable booléenne.

A_i , B_i et C_i désignent l'ensemble flou des variables $\Delta\Phi_s$, ΔC_e et θ_s , respectivement. alors que **Ri** est le numéro de règle de contrôle i .

par exemple :

Rule : If $\Delta\Phi_s$ is P , ΔC_e is P and θ_s is $\theta1$ then output S_a is 1 and S_b is 1 and S_c is 0 .

Rule : If $\Delta\Phi_s$ is N , ΔC_e is Z and θ_s is $\theta3$ then output S_a is 0 and S_b is 0 and S_c is 0 .

Rule : If $\Delta\Phi_s$ is N , ΔC_e is N and θ_s is $\theta6$ then output S_a is 0 and S_b is 1 and S_c is 1 .

II.14.6 Résultats de simulation et interprétation

La figure (II.30) introduit les comparaisons entre *FDTC* basée sur logique flou d'une part et la *DTC* classique, sous la même période d'échantillonnage.

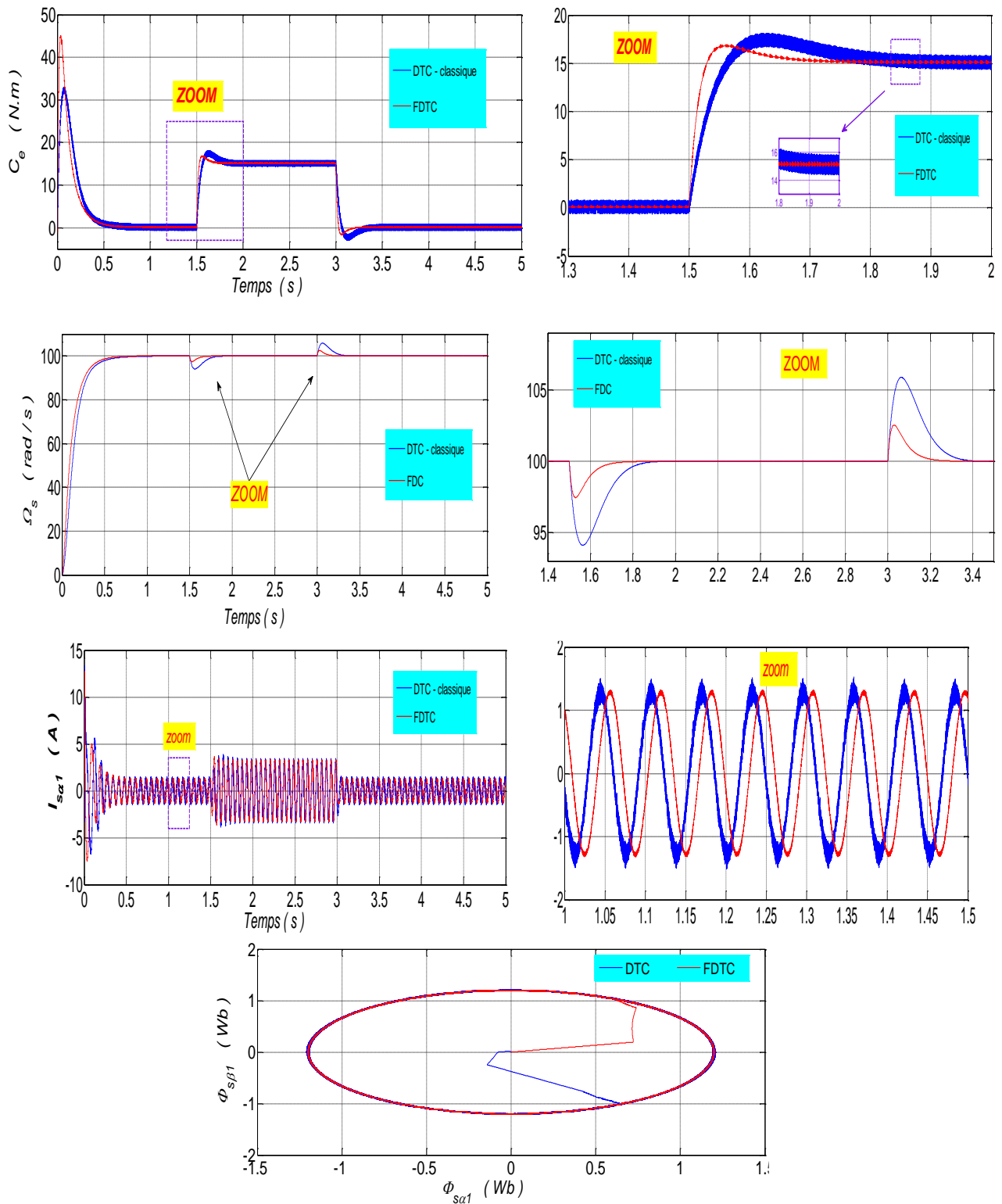


Figure II.30 : Résultats de simulation de la *FDTC* basée sur logique flou avec *DTC* onduleur à deux niveaux.

La Figure II.30, montre que la vitesse et le couple du moteur suivent ses références, avec un temps de réponse en vitesse très rapide dans la commande FDTC par rapport à la commande DTC classique, et le couple et le flux électromagnétiques de la machine dans le cas de le FDTC présente de faibles oscillations par rapport au contrôle DTC classique. De plus, il est clair que les impacts de couple de charge n'affectent pas la réponse en vitesse du système pour les deux techniques de contrôle.

II.15 Conclusion

Nous avons amélioré les performances de la DTC classique de trois manières approches de minimisée les ondulations du couple et du flux. La première représente la DTC avec alimentation par un onduleur trois niveaux, la deuxième configuration est basée sur la technique de modulation vectorielle (*DTC-SVM*) le régulation du flux et du couple par deux régulateurs *PI* et le dernier et le plus important, dans laquelle la table de commutation, le bloc sectoriel et les comparateurs à hystérésis du flux statorique et du couple électromagnétique sont remplacés par la technique logique floue-DTC.

Les résultats obtenus confirment l'efficacité de la stratégie d'améliorer utilisée pour contrôler le système basé sur la MASDE et lors des tests les performances et la robustesse, et les ondulations de couple et de flux et de courants sont réduites, et la vitesse suit sa référence sans erreur statique et également la réjection des perturbations de vitesse est très rapide. le flux montre une meilleure forme d'onde sinusoïdale et une réponse rapide de la vitesse du rotor. Le chapitre qui suit à l'étude de commande mode glissant avec deux configurations, porteront sur la mise en œuvre expérimentale et de développer un modèle hybride ayant les différentes méthodes d'amélioration de la stratégie de contrôle étudiées.

CHAPITRE TROIS

COMMANDE DTC PAR MODE GLISSANT
D'ORDRE DEUX APPLIQUÉE AU
MOTEUR ASYNCHRONE DOUBLE ÉTOILE

III.1 INTRODUCTION

La DTC - SVM repose généralement sur des contrôleurs linéaires proportionnels intégraux (PI), ont quelques inconvénients tels que des complications de réglage des paramètres ne peuvent pas être fixées en raison des propriétés physiques qui peuvent être influencées par les conditions environnementales, à savoir, la résistance varie avec la température et l'inductance avec la saturation [Amm20a]. De plus, des performances dynamiques médiocres, et la robustesse faible en raison de la commande linéaire [Dao20]. Pour assurer la robustesse et les bonnes performances du contrôle direct de couple à l'aide d'un contrôleur PI, plusieurs approches ont été récemment proposées pour changer les contrôleurs PI par d'autres contrôleurs [Lag19][Fay20]. Parmi les propositions, Les techniques (DTC_CMG) basées sur le mode glissant ont été proposées. Le contrôle de mode glissant (CMG) est également une méthode de contrôle qui offre d'excellentes performances pour les entraînements électriques. De plus, il présente une grande robustesse et une implémentation logicielle et matérielle simple. Comme toutes les techniques de contrôle ont des avantages et des inconvénients, le contrôle CMG en a aussi. Et parmi ces inconvénients fondamentaux de la méthode CMG utilisant la fonction *sat* ou signe sont le phénomène de chattering[Bah20]. De nombreux articles ont été proposés pour surmonter ce problème, un contrôleur de mode glissant du second ordre. Ces inconvénients ont été minimisés par l'introduction de la commande de mode glissant d'ordre supérieur. Le contrôle de mode de glissement de second ordre (CMGSO) conserve les principaux avantages des modes de glissement standard et présente l'avantage supplémentaire de pouvoir être utilisé pour supprimer l'effet de chattering. Une façon d'améliorer les performances du contrôleur de mode glissant consiste à le combiner avec la logique floue pour former un contrôleur de mode glissant flou (FMGSO). Cette incorporation peut couvrir les inconvénients du DTC-CMGSO et permet d'obtenir un contrôle dynamique rapide et robuste en trame stationnaire [Ged18][Hab20]. Ce chapitre est divisé en trois étapes, la première étape est consacrée à l'étude de la commande DTC par mode glissant de premier ordre appliqué au MASDE. Dans la deuxième étape étudiera Commande DTC par mode glissant d'ordre deux appliqué au moteur asynchrone double étoile, enfin on étudiera la commande hybride mode glissant et logique flou (FMGSO).

III.2 Principe de commande par mode glissant

La commande mode glissant est considérée comme un des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis. La conception du contrôle par mode glissant est principalement réalisée en deux parties [Ism16]. Dans la première phase, on force le système à rejoindre cette surface, et dans la seconde phase on doit assurer le maintien et le glissement le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase comme montré sur la figure (III.1).

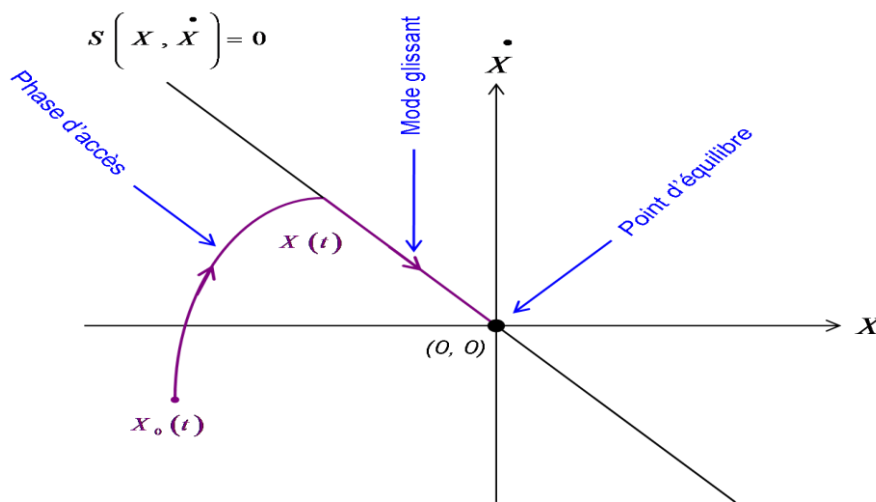


Figure III.1 : Principe de la trajectoire d'état en régime de modes glissants.

Nous considérons une classe de système non-linéaire affine en la commande, c'est-à-dire des systèmes dont l'évolution est décrite par l'équation différentielle suivante [Ram20][Beh20] :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x,t) + B(x,t).u(t) \\ y = h(x,t) \end{cases} \quad (III.1)$$

$x = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]$: le vecteur d'état.

III.2.1 Choix de surfaces

La surface de glissement $S(x)=0$ représente le comportement dynamique désiré du système, Stolone propose une forme générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la

convergence d'une variable d'état x vers sa valeur désirée $x_{réf}$ cette fonction est donnée par l'équation :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (III.2)$$

$S(x)$: Est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse "e" tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de la commande.

Pour :

- $r=1$: $S(x) = e(x)$
- $r=2$: $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$
- $r=3$: $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

Pour $r > 1$, $S(x)=0$ est une équation différentielle linéaire dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ_x .

III.2.2 Conditions de convergence

On présente deux types de conditions qui sont :

- **Approche directe**

Proposée et étudiée par *Emilyanov* et *Utkin*:

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (III.3)$$

- **La fonction de Lyapunov**

En définissant la fonction de Lyapunov :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (III.4)$$

Sa dérivée sera :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (III.5)$$

Pour que la fonction de *LYAPUNOV* décroisse, il suffit d'assurer que [Hor19a] :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (III.6)$$

- **Calcul de la commande**

D'après la littérature il y a trois types de structures très répandues [Are19] [Fez15] :

- ✎ La commutation au niveau de l'organe de commande par relais
- ✎ La commutation au niveau d'une contre réaction linéaire à gains commutés
- ✎ La commutation au niveau de l'organe de commande équivalente

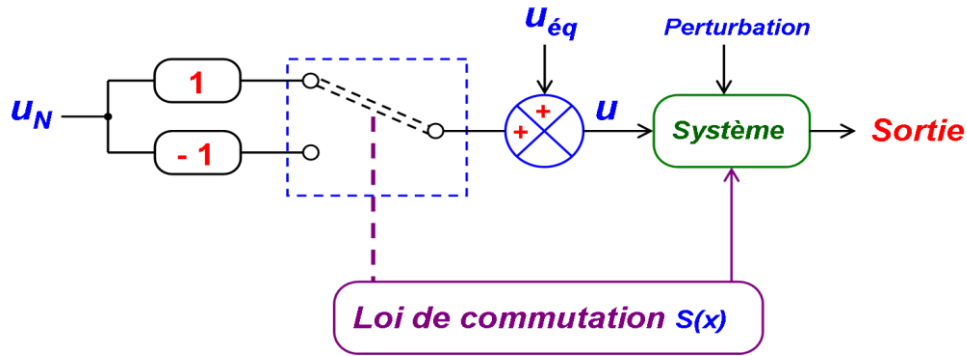


Figure III.2 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Cette dernière structure est conservée, qui est la structure la plus utilisée pour le contrôle des moteurs électriques, dont le principe est montré sur la figure (III.2),

$$u = u_{éq} + u_n \tag{III.7}$$

III.3 Commande DTC par Mode Glissant d'ordre un

III.3.1 Calcul de la commande

On considère le système d'état (III.1). La dérivée de $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \tag{III.8}$$

En remplaçant (III.1) et (III.7) dans (III.8):

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} (f(x,t) + B(x,t) \cdot u_{éq}(x,t)) + \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \cdot u_n \tag{III.9}$$

En régime idéal, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles[Ram20].

$$\begin{cases} u_n = 0 \\ \dot{S}(x) = 0 \end{cases} \tag{III.10}$$

D'ou nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$u_{éq} = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right)^{-1} \cdot \frac{\partial S}{\partial t} f(x,t) \tag{III.11}$$

Cette équation montre que l'existence d'une matrice inverse est nécessaire, ce qui signifie la condition suivante :

$$\frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \neq 0 \quad (III.12)$$

Nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface [Ibr19] :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \cdot u_N \quad (III.13)$$

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \cdot u_N < 0 \quad (III.14)$$

$$u_N = k \cdot \text{sgn}(S(x,t)) \quad (III.15)$$

Pour une fonction définie $S(x)$:

$$\text{sign}(S(x)) = \begin{cases} 1, & \text{si } S(x) > 0 \\ 0, & \text{si } S(x) = 0 \\ -1, & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (III.16)$$

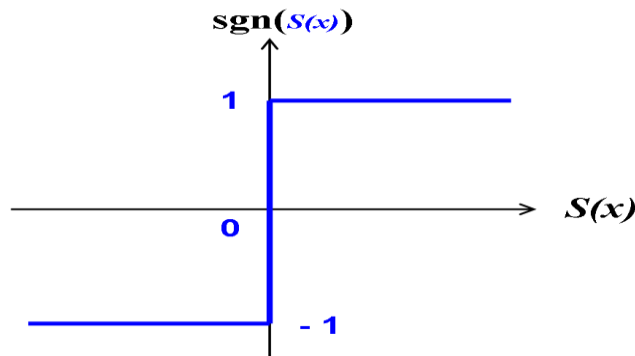


Figure III.3 : Fonction sign

III.3.2 Application de la commande DTC par mode glissant d'ordre un (CMG) au contrôle de la MASDE

La tâche principale du contrôleur à structure variable, illustré sur la figure (III.4), est d'obtenir un contrôle rapide et fiable du couple et du flux statorique. Pour cette raison, nous contenterons d'appliquer la technique de réglage par mode glissant au moteur asynchrone double étoile, deux contrôleurs à mode glissant avec des régulateurs PI sont conçus et les

tensions de référence directe et en quadrature sont obtenues à la sortie du contrôleur pour générer le SPWM.

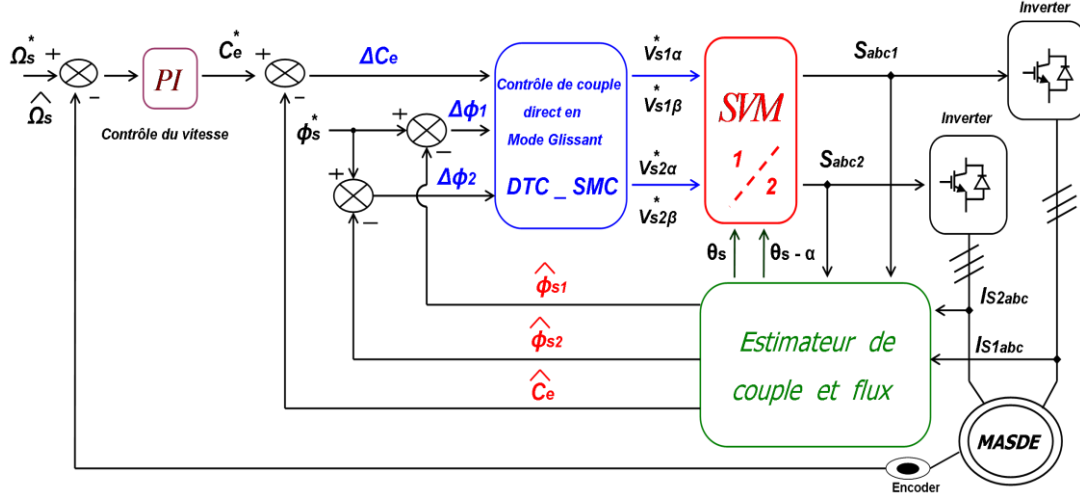


Figure III.4 : Commande par DTC - CMG de la MASDE

• choix des surfaces de glissement

$$S = \begin{cases} S_1 = e_{ce} = C_{eréf} - C_e \\ S_2 = e_{\phi_{s1}} = \phi_{réf1} - \phi_1 \\ S_3 = e_{\phi_{s2}} = \phi_{réf2} - \phi_2 \end{cases} \quad (III.17)$$

III.3.2.1 Surface de régulation du Couple :

On remplace (I.32) dans (I.29) on obtient :

$$\begin{cases} i_{s\alpha 1} = b_1 \Phi_{s\alpha 1} - b_3 \Phi_{s\alpha 2} - b_4 \Phi_{r\alpha} \\ i_{s\beta 1} = b_1 \Phi_{s\beta 1} - b_3 \Phi_{s\beta 2} - b_4 \Phi_{r\beta} \\ i_{s\alpha 2} = -b_3 \Phi_{s\alpha 1} + b_2 \Phi_{s\alpha 2} - b_5 \Phi_{r\alpha} \\ i_{s\alpha 2} = -b_3 \Phi_{s\beta 1} + b_2 \Phi_{s\beta 2} - b_5 \Phi_{r\beta} \end{cases} \quad (III.18)$$

On a l'équation (II.31), de couple électromagnétique suivant [Moa21] :

$$C_e = p \left[(\Phi_{s\alpha 1} i_{s\beta 1} - \Phi_{s\beta 1} i_{s\alpha 1}) + (\Phi_{s\alpha 2} i_{s\beta 2} - \Phi_{s\beta 2} i_{s\alpha 2}) \right] \quad (III.19)$$

On remplace (III.18) dans (III.19) on obtient :

$$C_e = p \left[b_4 (\Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{r\alpha} - \Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{r\beta}) + b_5 (\Phi_{s\beta 2} \cdot \Phi_{r\alpha} - \Phi_{s\alpha 2} \cdot \Phi_{r\beta}) \right] \quad (III.20)$$

La formule d'estimation de couple:

$$C_e = p \left[b_4 \left(\Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{r\alpha} - \Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{r\beta} \right) + b_5 \left(\Phi_{s\beta 2} \cdot \Phi_{r\alpha} - \Phi_{s\alpha 2} \cdot \Phi_{r\beta} \right) \right] \quad (III.21)$$

On remplace l'équation (III.21) dans (III.17) on obtient :

$$S_1 = C_{e_{réf}} - p \left[b_4 \left(\Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{r\alpha} - \Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{r\beta} \right) + b_5 \left(\Phi_{s\beta 2} \cdot \Phi_{r\alpha} - \Phi_{s\alpha 2} \cdot \Phi_{r\beta} \right) \right] \quad (III.22)$$

La dérivée de l'expression précédente sera :

$$\dot{S}_1 = \dot{C}_{e_{réf}} - p \left[b_4 \left(\dot{\Phi}_{s\beta 1} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \dot{\Phi}_{r\alpha} - \dot{\Phi}_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{r\beta} - \Phi_{s\alpha 1} \cdot \dot{\Phi}_{r\beta} \right) + b_5 \left(\dot{\Phi}_{s\beta 2} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 2} \cdot \dot{\Phi}_{r\alpha} - \dot{\Phi}_{s\alpha 2} \cdot \Phi_{r\beta} - \Phi_{s\alpha 2} \cdot \dot{\Phi}_{r\beta} \right) \right] \quad (III.23)$$

En substituant $\dot{\Phi}_{s\alpha 1}, \dot{\Phi}_{s\beta 1}, \dot{\Phi}_{s\alpha 2}, \dot{\Phi}_{s\beta 2}$, dans (III.23), et en tenant compte de la simplifier,

on obtient la formule suivant :

$$\dot{S}_1 = \dot{C}_{e_{réf}} + p \left[d_1 \left(\Phi_{s\alpha 2} \cdot \Phi_{r\beta} - \Phi_{s\beta 2} \cdot \Phi_{r\alpha} \right) + d_2 \left(\Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{r\beta} - \Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{r\alpha} \right) + d_3 \left(\Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{s\alpha 2} - \Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{s\beta 2} \right) - p \cdot \Omega \cdot \left[b_4 \left(\Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{r\beta} \right) - b_5 \left(\Phi_{s\alpha 2} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 2} \cdot \Phi_{r\beta} \right) \right] + b_4 \Phi_{r\beta} V_{s\alpha 1} - b_4 \Phi_{r\alpha} V_{s\beta 1} + b_5 \Phi_{r\beta} V_{s\alpha 2} - b_5 \Phi_{r\alpha} V_{s\beta 2} \right] \quad (III.24)$$

On pose :

$$A_1 = \dot{C}_{e_{réf}} + p \left[d_1 \left(\Phi_{s\alpha 2} \cdot \Phi_{r\beta} - \Phi_{s\beta 2} \cdot \Phi_{r\alpha} \right) + d_2 \left(\Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{r\beta} - \Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{r\alpha} \right) + d_3 \left(\Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{s\alpha 2} - \Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{s\beta 2} \right) - p \cdot \Omega \cdot \left[b_4 \left(\Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{r\beta} \right) - b_5 \left(\Phi_{s\alpha 2} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 2} \cdot \Phi_{r\beta} \right) \right] \right]$$

Nous réécrivons une relation surface de régulation du couple (l'équation III.24) :

$$\dot{S}_1 = A_1 + b_4 \Phi_{r\beta} V_{s\alpha 1} - b_4 \Phi_{r\alpha} V_{s\beta 1} + b_5 \Phi_{r\beta} V_{s\alpha 2} + b_5 \Phi_{r\alpha} V_{s\beta 2} \quad (III.25)$$

III.3.2.2 Surface de glissement du flux statorique pour étoile 1 :

On réécrit l'équation de flux, telle que :

$$\phi_1 = \phi_{s1}^2 = \phi_{s\alpha 1}^2 + \phi_{s\beta 1}^2 \quad (III.26)$$

$$\text{Avec : } \phi_{réf} = \phi_{réf1} = \phi_{réf2}$$

La dérivée d'équation précédente sera :

$$\dot{\phi}_1 = 2 \cdot \dot{\phi}_{s\alpha 1} \cdot \phi_{s\alpha 1} + 2 \cdot \dot{\phi}_{s\beta 1} \cdot \phi_{s\beta 1} = 2 \left[\dot{\phi}_{s\alpha 1} \cdot \phi_{s\alpha 1} + \dot{\phi}_{s\beta 1} \cdot \phi_{s\beta 1} \right] \quad (III.27)$$

Nous substituons les valeurs de $\dot{\phi}_{s\alpha 1}$ et $\dot{\phi}_{s\beta 1}$ dans l'équation (I.34) à l'équation (III.27) :

$$\phi_1 = 2 \cdot \left[\begin{array}{l} a_1 \phi_1 + a_2 (\Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{s\alpha 2} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{s\beta 2}) + a_3 (\Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{r\beta}) + \\ \Phi_{s\alpha 1} \cdot \mathbf{V}_{s\alpha 1} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \mathbf{V}_{s\beta 1} \end{array} \right] \quad (III.28)$$

On remplace l'équation (III.28) dans (III.17) on obtient :

$$S_2 = \phi_{réf} - 2a_1 \phi_1 - 2a_2 (\Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{s\alpha 2} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{s\beta 2}) - 2a_3 (\Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{r\beta}) - \\ - 2\Phi_{s\alpha 1} \cdot \mathbf{V}_{s\alpha 1} - 2\Phi_{s\beta 1} \cdot \mathbf{V}_{s\beta 1} \quad (III.29)$$

On pose :

$$A_2 = \phi_{réf} - 2a_1 \phi_1 - 2a_2 (\Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{s\alpha 2} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{s\beta 2}) - 2a_3 (\Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{r\beta})$$

Nous réécrivons une relation surface de régulation du couple (l'équation III.29) :

$$S_2 = A_2 - 2\Phi_{s\alpha 1} \cdot \mathbf{V}_{s\alpha 1} - 2\Phi_{s\beta 1} \cdot \mathbf{V}_{s\beta 1} \quad (III.30)$$

III.3.2.1 Surface de glissement du flux statorique pour étoile 2 :

On réécrit l'équation de flux, telle que :

$$\phi_2 = \phi_{s2}^2 = \phi_{s\alpha 2}^2 + \phi_{s\beta 2}^2 \quad (III.31)$$

$$\text{Avec : } \phi_{réf} = \phi_{réf1} = \phi_{réf2}$$

La dérivée d'équation précédente sera :

$$\dot{\phi}_2 = 2 \cdot \left[\phi_{s\alpha 2} \cdot \dot{\phi}_{s\alpha 2} + \phi_{s\beta 2} \cdot \dot{\phi}_{s\beta 2} \right] = 2 \left[\dot{\phi}_{s\alpha 2} \cdot \phi_{s\alpha 2} + \dot{\phi}_{s\beta 2} \cdot \phi_{s\beta 2} \right] \quad (III.32)$$

Nous substituons les valeurs de $\dot{\phi}_{s\alpha 2}$ et $\dot{\phi}_{s\beta 2}$ dans l'équation I.34 à l'équation III.32

$$\dot{\phi}_2 = 2 \cdot \left[\begin{array}{l} a_4 \phi_2 + a_5 (\Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{s\alpha 2} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{s\beta 2}) + a_6 (\Phi_{s\alpha 2} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 2} \cdot \Phi_{r\beta}) + \\ \Phi_{s\alpha 2} \cdot \mathbf{V}_{s\alpha 2} + \Phi_{s\beta 2} \cdot \mathbf{V}_{s\beta 2} \end{array} \right] \quad (III.33)$$

On remplace l'équation (III.33) dans (III.17) on obtient :

$$S_3 = \phi_{réf} - 2a_4 \phi_2 - 2a_5 (\Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{s\alpha 2} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{s\beta 2}) - 2a_6 (\Phi_{s\alpha 2} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 2} \cdot \Phi_{r\beta}) - \\ - 2\Phi_{s\alpha 2} \cdot \mathbf{V}_{s\alpha 2} - 2\Phi_{s\beta 2} \cdot \mathbf{V}_{s\beta 2} \quad (III.34)$$

On pose :

$$A_3 = \phi_{réf} - 2a_4 \phi_2 - 2a_5 (\Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{s\alpha 2} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{s\beta 2}) - 2a_6 (\Phi_{s\alpha 2} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 2} \cdot \Phi_{r\beta})$$

Nous réécrivons une relation surface de régulation du couple (l'équation III.34) :

$$\overset{\square}{S}_3 = A_3 - 2\Phi_{s\alpha 2} \mathbf{V}_{s\alpha 2} - 2\Phi_{s\beta 2} \mathbf{V}_{s\beta 2} \quad (III.35)$$

On insert les équations (III.25), (III.30) et (III.35) dans (III.17) :

$$\begin{bmatrix} \overset{\square}{S}_1 \\ \overset{\square}{S}_2 \\ \overset{\square}{S}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_{11} & a_{21} & a_{31} & a_{41} \\ a_{12} & a_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{33} & a_{34} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{s\alpha 1} \\ \mathbf{V}_{s\beta 1} \\ \mathbf{V}_{s\alpha 2} \\ \mathbf{V}_{s\beta 2} \end{bmatrix} \quad (III.36)$$

Et

$$a_{11} = b_4 \cdot \Phi_{r\beta}, \quad a_{21} = -b_4 \cdot \Phi_{r\alpha}, \quad a_{31} = b_5 \cdot \Phi_{r\beta}, \quad a_{41} = -b_5 \cdot \Phi_{r\alpha}$$

$$a_{32} = -\Phi_{s\alpha 1}, \quad a_{42} = -\Phi_{s\beta 1}, \quad a_{13} = -\Phi_{s\alpha 2}, \quad a_{23} = -\Phi_{s\beta 2}$$

On calculé la matrice inverse tel que :

$$[\mathbf{T}] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{21} & a_{31} & a_{41} \\ a_{12} & a_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{33} & a_{34} \end{bmatrix}^{-1}$$

Pour éviter le phénomène de broutement, on utilise la fonction de saturation "*Sat*" qui remplace la fonction traditionnelle de "*Sign*" [Has15]:

$$\begin{bmatrix} \overset{\square}{S}_1 \\ \overset{\square}{S}_2 \\ \overset{\square}{S}_3 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_1 \text{Sat}(S_1) \\ k_2 \text{Sat}(S_2) \\ k_3 \text{Sat}(S_3) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{s\alpha 1} \\ \mathbf{V}_{s\beta 1} \\ \mathbf{V}_{s\alpha 2} \\ \mathbf{V}_{s\beta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -k_1 \text{Sat}(S_1) - A_1 \\ -k_2 \text{Sat}(S_2) - A_2 \\ -k_3 \text{Sat}(S_3) - A_3 \end{bmatrix}$$

III.3.2.4 Résultats de simulation et interprétation

☞ Teste introduction et suppression de la charge

La figure (III.5), présente une comparaison entre la commande DTC-MG d'une part et la DTC classique d'autre part.

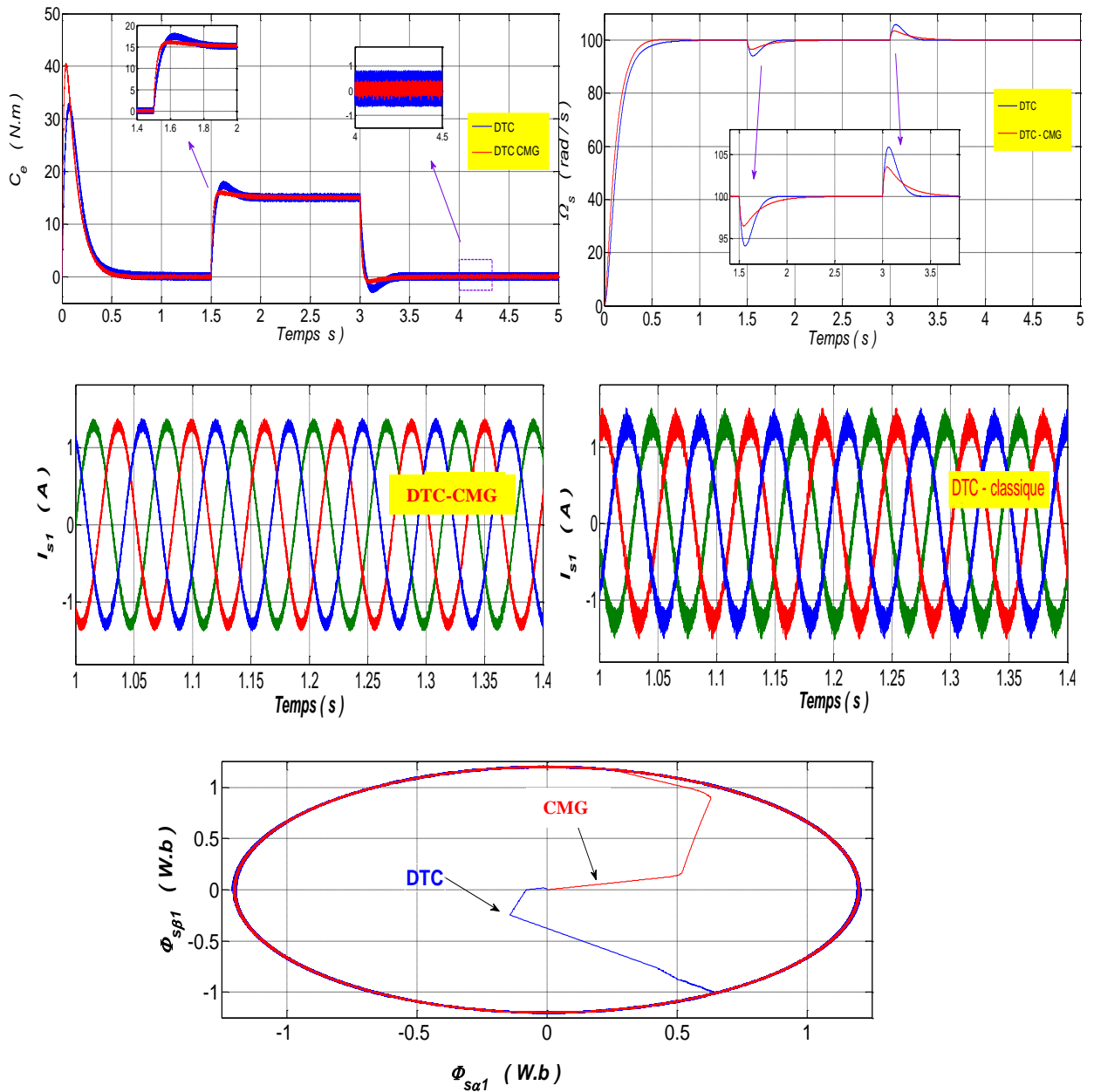


Figure III.5 : Résultats de simulation de la DTC basée sur CMG avec DTC onduleur à deux niveaux.

En comparant les résultats des couples, on constate que le couple dans la DTC-MG a une bonne dynamique et est plus rapide par rapport à la DTC classique. On constate aussi que la vitesse atteint sa référence. Quant au courant statique, on note qu'il est sinusoïdal, et il est significativement réduit lorsque la commande DTC-MG.

⌘ *Teste variation de la résistance statorique*

Pour étudier l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine. La figure (III.6) présente les résultats obtenus lors de la variation de la résistance statorique (étoile 1 et 2) pour une vitesse de 100 rad/s et pour basse vitesse 25 rad/s, nous proposons également de simuler le système pour une augmentation de 50% par rapport à sa valeur nominale entre 3s et 5s puis une diminution de 50% à partir de l'instant $t=5s$ jusqu'à $t=6s$ pour les deux vitesses.

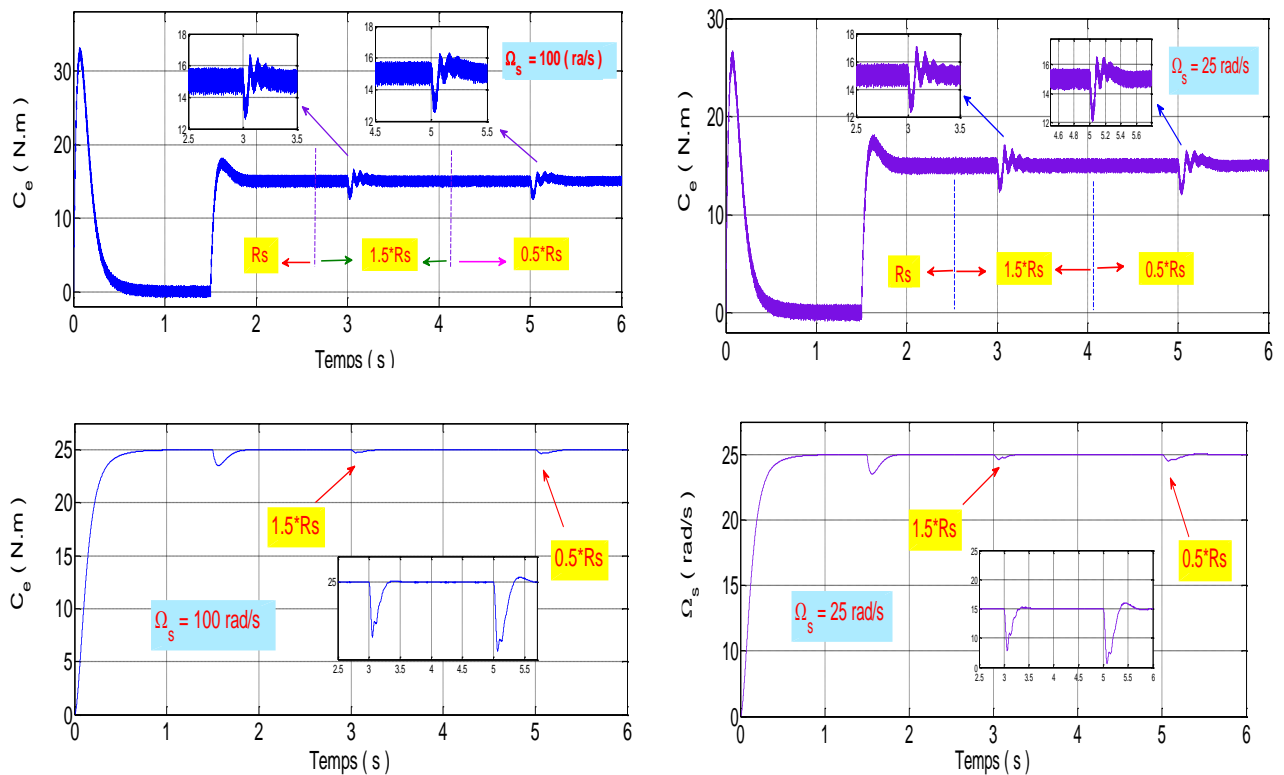


Figure III.6 : Résultats d'influence de la variation la résistance statorique pour la commande CMG.

Ces résultats, pour les basses vitesses montrent l'influence de la résistance statorique sur le comportement magnétique du moteur. Lorsque nous augmentons la valeur de résistance, il le module de flux statorique perde la stabilité.

III.4 Commande DTC par Mode Glissant d'ordre deux (CMGSO)

Le contrôle de mode glissant d'ordre supérieur est une autre méthode utilisée pour éliminer le problème de chatterring. C'est une idée généralisée du premier ordre qui repose sur des dérivées d'ordre supérieur de la surface de glissement. En plus de conserver la même robustesse et les mêmes performances que le contrôle de mode glissant conventionnel (c'est-à-dire une réponse rapide et une robustesse élevée), il peut réduire considérablement l'effet du chatterring [Had20]. L'ordre $r^{ème}$ du système est déterminé par l'équation [Hon09] :

$$S = \overset{\square}{S} = \dots S^{(r-1)} \quad (III-37)$$

III.4.1 Calcul de la commande

On considère le système:

$$\overset{\square}{\dot{x}} = f(t, x, u) \quad (III-38)$$

La dérivée de S est donnée par [Kiy20] :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} S(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) \overset{\square}{\dot{x}} \\ \overset{\square}{S} = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) f(t, x, u) \end{cases} \quad (III-39)$$

Ensuite la dérivée seconde de S est donnée sous forme compacte comme suit:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \overset{\square}{S}(t, x, u) = \frac{\partial}{\partial t} \overset{\square}{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \overset{\square}{S}(t, x) \frac{\partial}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial x} \overset{\square}{S}(t, x, u) \frac{du}{dt} \\ \overset{\square{\square}}{S} = \frac{d}{dt} \overset{\square}{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \overset{\square}{S}(t, x, u) f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \overset{\square}{S}(t, x, u) u \end{cases} \quad (III-40)$$

On pose

$$\begin{cases} \rho(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x, u) + \frac{\partial S}{\partial x} \overset{\square}{S}(t, x, u) f(t, x, u) \\ \chi(t, x) = \frac{\partial}{\partial u} \overset{\square}{S}(t, x, u) \end{cases} \quad (III-41)$$

On obtient l'équation différentielle suivante :

$$\overset{\square{\square}}{S} = \rho(t, x) + \chi(t, x) \overset{\square}{u} \quad (III-42)$$

L'un des problèmes majeurs pour l'implantation des algorithmes r-glissant est que le nombre d'informations nécessaires augmente avec l'ordre du régime glissant. Par exemple, les algorithmes de mode glissant du second ordre nécessitent des informations sur S et \dot{s} . Ils ont la capacité de stabiliser le système ayant un degré relatif 2, une bonne solution à ce problème est les modes glissants du second ordre (*CMGSO*), à l'exception du super vrillage qui est dédié aux systèmes ayant un degré relatif 1. Les algorithmes (*CMG*) communs de second ordre dans le domaine de contrôle sont présentés dans ce qui suit :

- *Algorithme du twisting;*
- *Algorithme sous-optimal ;*
- *Algorithme du Super twisting.*

III.4.2 Application de la commande DTC par mode glissant d'ordre deux (*CMGSO*) au contrôle de la MASDE

Outre des propriétés de robustesse et de précision de convergence, une motivation de l'utilisation de la commande par modes glissants d'ordre deux réside dans les propriétés structurelles mêmes du moteur. Les sorties sont le couple électromagnétique et les flux statoriques étoile (1 et 2), que l'on veut forcer à suivre une trajectoire de référence. Afin de contrer la discontinuité de u_i , un contrôle continu u_i est proposé. Pour y parvenir, considérons les dérivées temporelles secondes de $S1$ et $S2$ et $S3$:

$$\begin{aligned} \ddot{S}_1 &= g_1 + B_{11} \ddot{U}_{s\alpha 1} + B_{21} \ddot{U}_{s\beta 1} + B_{31} \ddot{U}_{s\alpha 2} + B_{41} \ddot{U}_{s\beta 2} \\ \ddot{S}_2 &= g_2 + B_{12} \ddot{U}_{s\alpha 1} + B_{22} \ddot{U}_{s\beta 1} \\ \ddot{S}_3 &= g_3 + B_{13} \ddot{U}_{s\alpha 2} + B_{23} \ddot{U}_{s\beta 2} \end{aligned} \quad (III.43)$$

III.4.2.1 Surface de régulation du Couple (C_e)

Nous dérivons l'équation III.24 comme suit :

$$\ddot{S}_1 = C e_{réf} + p \left[\begin{aligned} & d_1 \left(\ddot{\Phi}_{s\alpha 2} \cdot \Phi_{r\beta} + \Phi_{s\alpha 2} \cdot \ddot{\Phi}_{r\beta} - \ddot{\Phi}_{s\beta 2} \cdot \Phi_{r\alpha} - \Phi_{s\beta 2} \cdot \ddot{\Phi}_{r\alpha} \right) + d_2 \left(\ddot{\Phi}_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{r\beta} + \Phi_{s\alpha 1} \cdot \ddot{\Phi}_{r\beta} - \ddot{\Phi}_{s\beta 1} \cdot \Phi_{r\alpha} - \Phi_{s\beta 1} \cdot \ddot{\Phi}_{r\alpha} \right) + \\ & d_3 \left(\ddot{\Phi}_{s\beta 1} \cdot \Phi_{s\alpha 2} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \ddot{\Phi}_{s\alpha 2} - \ddot{\Phi}_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{s\beta 2} - \Phi_{s\alpha 1} \cdot \ddot{\Phi}_{s\beta 2} \right) - p \cdot \Omega \cdot \left[b_4 \left(\ddot{\Phi}_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \ddot{\Phi}_{r\beta} \right) - b_5 \left(\ddot{\Phi}_{s\alpha 2} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 2} \cdot \ddot{\Phi}_{r\beta} \right) \right] - \\ & p \cdot \Omega \cdot \left[b_4 \left(\ddot{\Phi}_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \ddot{\Phi}_{r\beta} \right) - b_5 \left(\ddot{\Phi}_{s\alpha 2} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 2} \cdot \ddot{\Phi}_{r\beta} \right) \right] + b_4 \left(\ddot{\Phi}_{r\beta} V_{s\alpha 1} + \Phi_{r\beta} \ddot{V}_{s\alpha 1} \right) - b_4 \left(\ddot{\Phi}_{r\alpha} V_{s\beta 1} + \Phi_{r\alpha} \ddot{V}_{s\beta 1} \right) + \\ & b_5 \left(\ddot{\Phi}_{r\beta} V_{s\alpha 2} + \Phi_{r\beta} \ddot{V}_{s\alpha 2} \right) - b_5 \left(\ddot{\Phi}_{r\alpha} V_{s\beta 2} + \Phi_{r\alpha} \ddot{V}_{s\beta 2} \right) \end{aligned} \right] \quad (III.44)$$

$$\ddot{\Omega} = \frac{1}{J}(C_e - C_r - f\Omega) \quad (III-45)$$

En substituant les valeurs des $\Phi_{s\alpha 1}$, $\Phi_{s\beta 1}$, $\Phi_{s\alpha 2}$, $\Phi_{s\beta 2}$, $\ddot{\Omega}$ et C_e dans l'équation (III.44). Et réduction l'équation et arrangement les termes, on obtient les constantes suivantes :

$$\begin{aligned} g_1 = & C e_{réf} + (p^2 \Omega b_4 a_7) \phi_{s1} + (p b_5 a_8) \phi_{s2} + h_{15} \Phi_2 \Phi_5 + h_1 \Phi_1 + \left(h_2 + h_{15} \left(\frac{\Phi_2}{J} - 1 \right) \right) \Phi_2 + \\ & h_3 \Phi_3 + h_4 + (p^2 \Omega h_6) \Phi_4 + p \Omega (b_5 + p a_8 b_4) \Phi_5 + \left(p h_{16} - \frac{f}{J} - \frac{C_r}{J} \right) \Phi_6 + \\ & (p \Omega h_{14}) \phi_r + (p^2 \Omega b_5 \Phi_{r\alpha} + h_{13} b_4 + h_8) V_{s\alpha 1} + (p^2 \Omega h_7 + h_{13} b_4 + h_9) V_{s\beta 1} - (h_{13} b_5 + h_{10}) V_{s\alpha 2} + \\ & (h_{11} \Phi_{r\beta} + h_{11} + b_5 h_{12}) V_{s\beta 2} \end{aligned}$$

$$B_{11} = -p \frac{L_a}{L_{s1} L_r} \Phi_{r\beta} \quad B_{21} = \frac{p L_a}{L_{s1} L_r} \Phi_{r\alpha} \quad B_{31} = -p \frac{L_a}{L_{s2} L_r} \Phi_{r\beta} \quad B_{31} = p \frac{L_a}{L_{s2} L_r} \Phi_{r\alpha}$$

Tel que :

$$\begin{aligned} \Phi_1 &= \Phi_{s\beta 2} \Phi_{r\alpha} - \Phi_{s\alpha 2} \Phi_{r\beta} & \Phi_2 &= \Phi_{s\beta 1} \Phi_{r\alpha} - \Phi_{s\alpha 1} \Phi_{r\beta} \\ \Phi_3 &= \Phi_{s\alpha 1} \Phi_{s\beta 2} - \Phi_{s\beta 1} \Phi_{s\alpha 2} & \Phi_4 &= \Phi_{s\alpha 2} \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 2} \Phi_{r\beta} \\ \Phi_5 &= \Phi_{s\alpha 1} \Phi_{s\alpha 2} + \Phi_{s\beta 1} \Phi_{s\beta 2} & \Phi_6 &= \Phi_{s\alpha 1} \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 2} \Phi_{r\beta} \end{aligned}$$

On pose : $g_1 = g_{10} + g_{11}$

On réécrit l'équation du couple sous la forme suivante :

$$\ddot{S}_1 = g_{10} + B_{11} \dot{\Phi}_{s\alpha 1} + B_{21} \dot{\Phi}_{s\beta 1} + g_{11} + B_{31} \dot{\Phi}_{s\alpha 2} + B_{41} \dot{\Phi}_{s\beta 2} \quad (III-46)$$

III.4.2.2 Surface de glissement du flux statorique pour étoile 1

Nous dérivons l'équation III.29 comme suit :

$$\begin{aligned} \ddot{S}_2 = & \dot{\phi}_{réf} - 2a_1 \dot{\phi}_1 - 2a_2 \left(\dot{\Phi}_{s\alpha 1} \cdot \dot{\Phi}_{s\alpha 2} + \dot{\Phi}_{s\alpha 1} \cdot \dot{\Phi}_{s\alpha 2} + \dot{\Phi}_{s\beta 1} \cdot \dot{\Phi}_{s\beta 2} + \dot{\Phi}_{s\beta 1} \cdot \dot{\Phi}_{s\beta 2} \right) - \\ & 2a_3 \left(\dot{\Phi}_{s\alpha 1} \cdot \dot{\Phi}_{r\alpha} + \dot{\Phi}_{s\alpha 1} \cdot \dot{\Phi}_{r\alpha} + \dot{\Phi}_{s\beta 1} \cdot \dot{\Phi}_{r\beta} + \dot{\Phi}_{s\beta 1} \cdot \dot{\Phi}_{r\beta} \right) - \\ & 2 \left(\dot{\Phi}_{s\alpha 1} \cdot \dot{V}_{s\alpha 1} + \dot{\Phi}_{s\alpha 1} \cdot \dot{V}_{s\alpha 1} \right) - 2 \left(\dot{\Phi}_{s\beta 1} \cdot \dot{V}_{s\beta 1} + \dot{\Phi}_{s\beta 1} \cdot \dot{V}_{s\beta 1} \right) \end{aligned} \quad (III.47)$$

En substituant les valeurs des $\dot{\phi}_1$, $\dot{\Phi}_{s\alpha 1}$, $\dot{\Phi}_{s\beta 1}$, $\dot{\Phi}_{s\alpha 2}$, $\dot{\Phi}_{s\beta 2}$, $\dot{\Phi}_{r\alpha}$ et $\dot{\Phi}_{r\beta}$ dans l'équation (III.47).

Et réduction l'équation et arrangement les termes, on obtient les constantes suivantes :

$$g_2 = \phi_{ref} - y_1 \phi_{s1} - a_2^2 \phi_{s2} - a_3^2 \phi_r + p \Omega a_3 \Phi_2 - a_2 a_3 \Phi_4 - y_2 \Phi_5 + y_3 \Phi_6 -$$

$$y_4 V_{s\alpha 1} - y_5 V_{s\beta 1} - 2V_{s\alpha 1}^2 - 2V_{s\beta 1}^2$$

$$B_{12} = -2 \Phi_{s\alpha 1} \quad B_{22} = -2 \Phi_{s\beta 1}$$

On réécrit l'équation du flux statorique étoile 1 sous la forme suivante :

$$S_2 = g_2 + B_{12} U_{s\alpha 1} + B_{22} U_{s\beta 1} \quad (III-48)$$

III.4.2.3 Surface de glissement du flux statorique pour étoile 2

Nous dérivons l'équation III.35 comme suit :

$$S_3 = \phi_{ref} - 2a_4 \phi_2 - 2a_5 \left(\Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{s\alpha 2} + \Phi_{s\alpha 1} \cdot \Phi_{s\alpha 2} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{s\beta 2} + \Phi_{s\beta 1} \cdot \Phi_{s\beta 2} \right) -$$

$$2a_6 \left(\Phi_{s\alpha 2} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\alpha 2} \cdot \Phi_{r\alpha} + \Phi_{s\beta 2} \cdot \Phi_{r\beta} + \Phi_{s\beta 2} \cdot \Phi_{r\beta} \right) - \quad (III.49)$$

$$- 2 \left(\Phi_{s\alpha 2} \cdot V_{s\alpha 2} + \Phi_{s\alpha 2} \cdot V_{s\alpha 2} \right) - 2 \left(\Phi_{s\beta 2} \cdot V_{s\beta 2} + \Phi_{s\beta 2} \cdot V_{s\beta 2} \right)$$

En substituant les valeurs des ϕ_2 , $\Phi_{s\alpha 1}$, $\Phi_{s\beta 1}$, $\Phi_{s\alpha 2}$, $\Phi_{s\beta 2}$, $\Phi_{r\alpha}$ et $\Phi_{r\beta}$ dans l'équation (III.49). Et réduction l'équation et arrangement les termes, on obtient les constantes suivantes :

$$g_3 = \phi_{ref} - y_8 \phi_2 - a_5^2 \phi_1 - a_6^2 \phi_r + p \Omega a_6 \Phi_1 - y_7 \Phi_4 - y_6 \Phi_5 - 2a_5 a_6 \Phi_6 -$$

$$y_9 V_{s\alpha 2} - y_{10} V_{s\beta 2} - 2V_{s\alpha 2}^2 - 2V_{s\beta 2}^2$$

$$B_{33} = -2 \Phi_{s\alpha 2} \quad B_{43} = -2 \Phi_{s\beta 2}$$

On réécrit l'équation du flux statorique étoile 1 sous la forme suivante :

$$S_3 = g_3 + B_{33} U_{s\alpha 2} + B_{43} U_{s\beta 2} \quad (III-50)$$

On insert les équations (III.46), (III.48) et (III.50) dans (III.51) :

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{10} \\ A_{20} \\ A_{30} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{11} & B_{21} & B_{31} & B_{41} \\ B_{12} & B_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B_{33} & B_{34} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha 1} \\ V_{s\beta 1} \\ V_{s\alpha 2} \\ V_{s\beta 2} \end{bmatrix} \quad (III.51)$$

On réécrit l'équation (III.51), sous la forme suivante

♦ pour l'étoile du stator 1 :

$$\begin{bmatrix} \underline{S}_1 \\ \underline{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{10} \\ g_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{11} & B_{21} \\ B_{12} & B_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_{s\alpha 1} \\ \underline{V}_{s\beta 1} \end{bmatrix} \quad (III.52)$$

♦ pour l'étoile du stator 2 :

$$\begin{bmatrix} \underline{S}_1 \\ \underline{S}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{20} \\ g_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{31} & B_{41} \\ B_{33} & B_{43} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_{s\alpha 2} \\ \underline{V}_{s\beta 2} \end{bmatrix} \quad (III.53)$$

Nous étudierons les paramètres dans la première étoile, nous mettrons :

$$\underline{S}_1 = [g_1] + [B_1] \underline{V}_1 \quad (III.54)$$

Avec :

$$[g_1] = \begin{bmatrix} g_{10} \\ g_2 \end{bmatrix} ; [B_1] = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{21} \\ B_{12} & B_{22} \end{bmatrix} ; \underline{V}_1 = \begin{bmatrix} \underline{V}_{s\alpha 1} \\ \underline{V}_{s\beta 1} \end{bmatrix}$$

les valeurs de g_{10} , g_2 et B_1 dépendent donc des valeurs nominales et des incertitudes des paramètres. ces différentes variations ont été formalisées de la manière suivante [Zhi10]:

$$\begin{aligned} g_{10} &= g_{100} + \Delta g_1 \\ g_2 &= g_{20} + \Delta g_2 \\ B_1 &= B_0 + \Delta B_1 \end{aligned} \quad (III.55)$$

Avec g_{100} , g_{20} et B_0 les valeurs nominales connues et Δg_1 , Δg_2 et ΔB_1 , l'ensemble des incertitudes dues aux variations paramétriques et aux perturbations. Supposons que ces incertitudes soient bornées.

La loi de commande u définie a partie des valeurs nominales g_{100} , g_{20} et B_0 qui sont les grandeurs g_{10} , g_2 et B_1 sans incertitude, est appliquée a la MASDE :

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_{s\alpha 1} \\ \underline{V}_{s\beta 1} \end{bmatrix} = B_0^{-1} \left[- \begin{bmatrix} g_{100} \\ g_{20} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{V}_{\alpha 1} \\ \underline{V}_{\beta 1} \end{bmatrix} \right] \quad (III.56)$$

La matrice B_0 est inversible, $\underline{V}_{\alpha 1}$ et $\underline{V}_{\beta 1}$ sont les nouvelles commandes. En remplaçant l'équation (III.64) en (III.66), la dynamique des variables de commutation s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{S1} \\ \Psi_{S2} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta g_1 \\ \Delta g_2 \end{bmatrix} - \Delta B \cdot B_0^{-1} \begin{bmatrix} g_{100} \\ g_{20} \end{bmatrix}}_{\Psi_{\alpha 1}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \Delta B \cdot B_0^{-1}}_{\Psi_{\beta 1}} \begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \end{bmatrix} \quad (III.57)$$

L'équation (III.57) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{S1} \\ \Psi_{S2} \end{bmatrix} = \Psi_{\alpha 1} + \Psi_{\beta 1} \begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \end{bmatrix} \quad (III.58)$$

De la même manière, nous obtenons l'équation du stator 2 est la suivante :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{S1} \\ \Psi_{S3} \end{bmatrix} = \Psi_{\alpha 2} + \Psi_{\beta 2} \begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \end{bmatrix} \quad (III.59)$$

Avec :

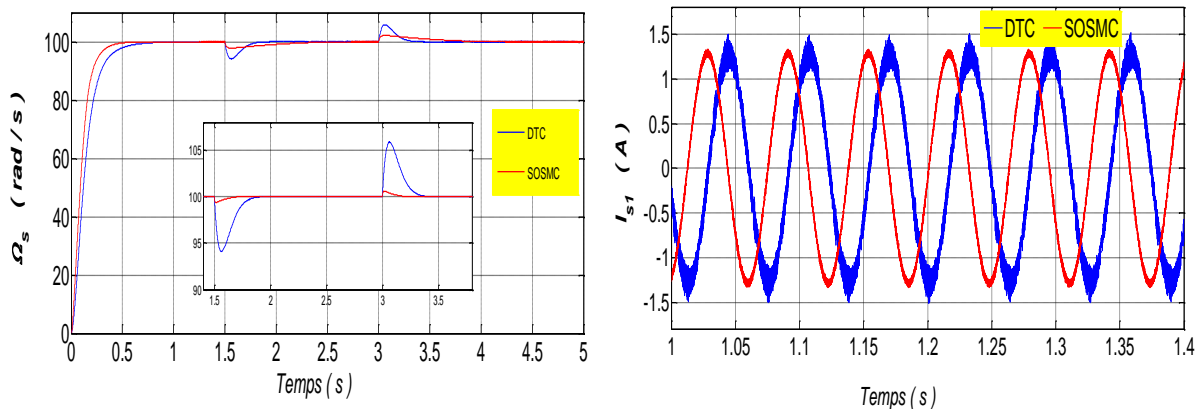
$$|\Psi_{\alpha 1,2}| \leq C_{10}$$

$$0 \leq K_{mi} \leq B_i \leq K_{Mi}$$

III.4.2.4 Résultats de simulation et interprétation

✂ Tests d'introduction et suppression de la charge

Figure (III.7), montre le même travail avec le commande DTC-MG, de sorte que les résultats montrent qu'il y a une bonne performance de la DTC-MGSO surtout par rapport à la DTC classique.



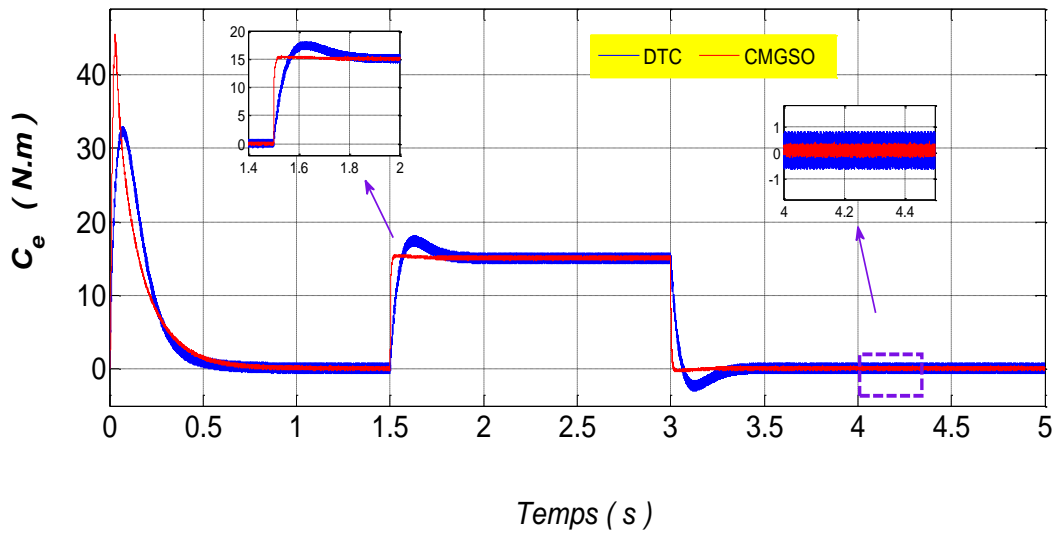
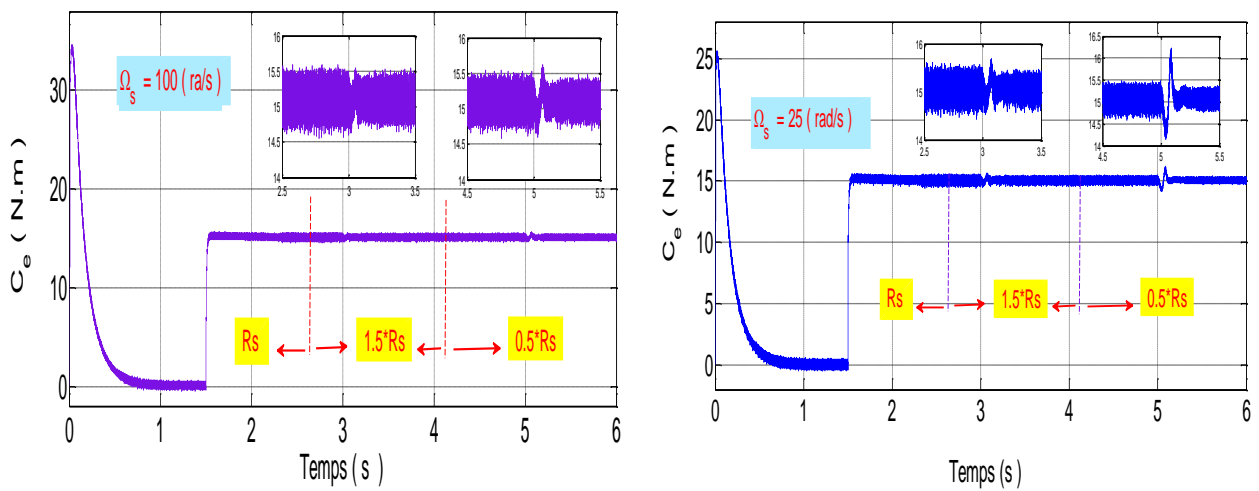


Figure III.7 : Résultats de simulation de la DTC basée sur CMGSO avec DTC onduleur à deux niveaux.

Tests de Robustesses

On remarque effectivement d’après la figure III.8, montrent de la vitesse à 100 rad/s montre que la variation de la résistance statorique ne montre aucun effet considérable ni sur la réponse de vitesse ni la réponse du couple, pour la basse vitesse l’influence est légèrement remarquable par apport au premier test. On peut dire que la résistance statorique affecte la vitesse et le couple électromagnétique. Et leurs performances restent acceptables dans ces conditions.



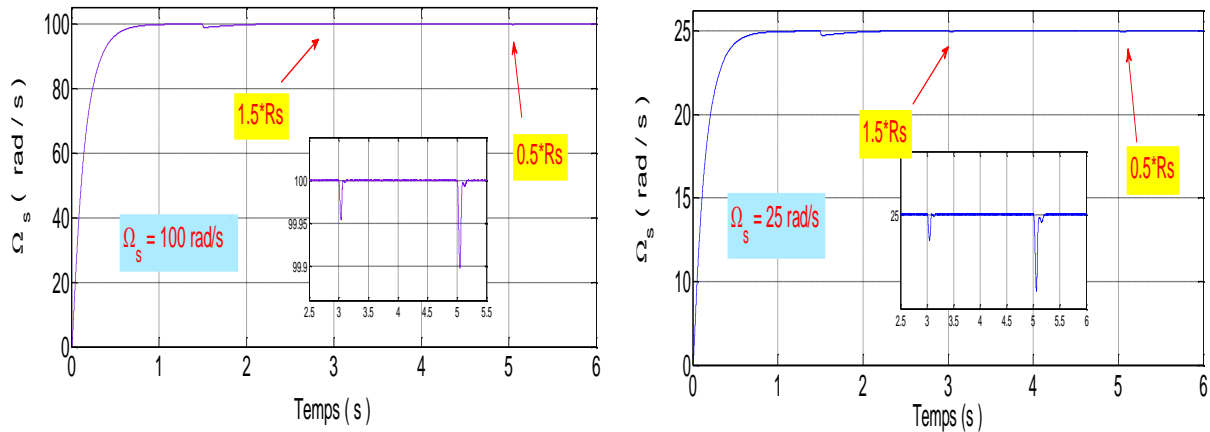


Figure III.8 : Résultats de l'influence de la variation de la résistance statorique pour la commande CMGSO.

III.5 Commande Hybride par mode glissant de deuxième ordre avec Logique floue au contrôle de la MASDE

Le contrôle *CMGSO* a prouvé dans plusieurs études et applications de recherche son efficacité à minimiser l'effet de bavardage qui est principalement causé par la présence d'un terme de contrôle discontinu contenant la fonction signe [Zin16].

Pour améliorer le *CMGSO-DTC* du *MASDE* et diminuer de plus en plus l'effet indésirable causé par la fonction signe, Afin, de limiter le phénomène de chattering associé à la commande par mode glissant, on propose une autre technique basée sur la combinaison de la commande floue et la commande par mode glissant (*FMGSO*). Cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans faire des modélisations approfondies. L'efficacité de ces techniques, plus particulièrement dans l'atténuation du phénomène de chattering, obtenir une régulation performante robuste et permet de préserver la simplicité de mise en œuvre de la commande par mode glissant [Yua15].

III.5.1 Application de la commande FMGSO au MASDE

Celui-ci l'utilisation de la fonction signe dans la commande en mode glissant (III.16) provoquera des vibrations à haute fréquence en raison de l'action de commande discontinue qui représente un problème grave lorsque l'état du système est proche de la surface de glissement [Sar21]. Pour surmonter ce problème, une approche combinant logique floue et mode glissant est utilisée. La fonction de saturation est remplacée par un système d'inférence floue afin d'éviter le phénomène de chattering. Le FMGSO est un contrôleur à logique floue à

entrée unique et à sortie unique. Il est construit à partir des règles de format suivantes ‘ ‘Si... Alors’’ ou de manière équivalente. La composition max-min est choisie comme méthode d'inférence. La sortie nette est obtenue par le centre du défuzzificateur de zone. Les règles "Si-Alors" du contrôleur de logique floue peuvent être écrites sous la forme [Sar16] :

Base de règle du contrôleur floue [Yua15] :

R1 : si S(x) est N.M Alors UN est N.M

R2 : si S(x) est N.P Alors UN est N.P

R3 : si S(x) est E.Z Alors UN est E.Z

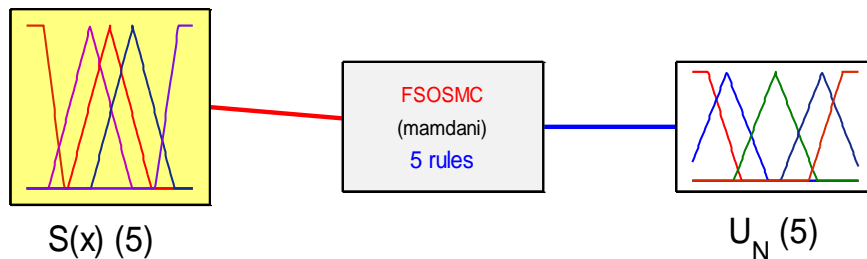
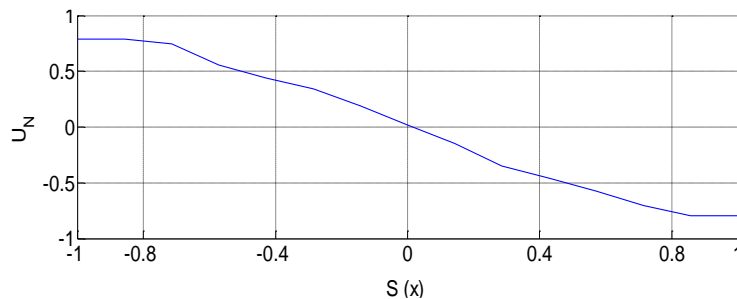
R4 : si S(x) est P.P Alors UN est P.P

R5 : si S(x) est P.M Alors UN est P.M

La base de règle du contrôleur flou sont résumé dans le tableau suivant :

S(x)					
	<i>N.M</i>	<i>N.P</i>	<i>E.Z</i>	<i>P.P</i>	<i>P.M</i>
UN					
	<i>N.M</i>	<i>N.P</i>	<i>E.Z</i>	<i>P.P</i>	<i>P.M</i>

Tableau III.1 : La base de règle du contrôleur floue.



System FSOC: 1 inputs, 1 outputs, 5 rules

Figure III.9: Fonctions de commutation de mode glissant flou et d'appartenance à la logique floue MASDE.

III.5.2 Résultats de simulation et interprétation

Tests d'introduction et suppression de la charge

La Fig. III.10, montre que la vitesse de rotation et le couple électromagnétique de la machine suivent ses références, avec un temps de réponse en vitesse très rapide dans la commande FMGSO par rapport à la commande DTC classique, et le couple et le flux électromagnétiques de la machine dans le cas de le FMGSO présente de faibles oscillations par rapport au contrôle DTC conventionnel. De plus, il est clair que les impacts de couple de charge n'affectent pas la réponse en vitesse du système pour les deux techniques de contrôle. ($C_r = 15 Nm$).

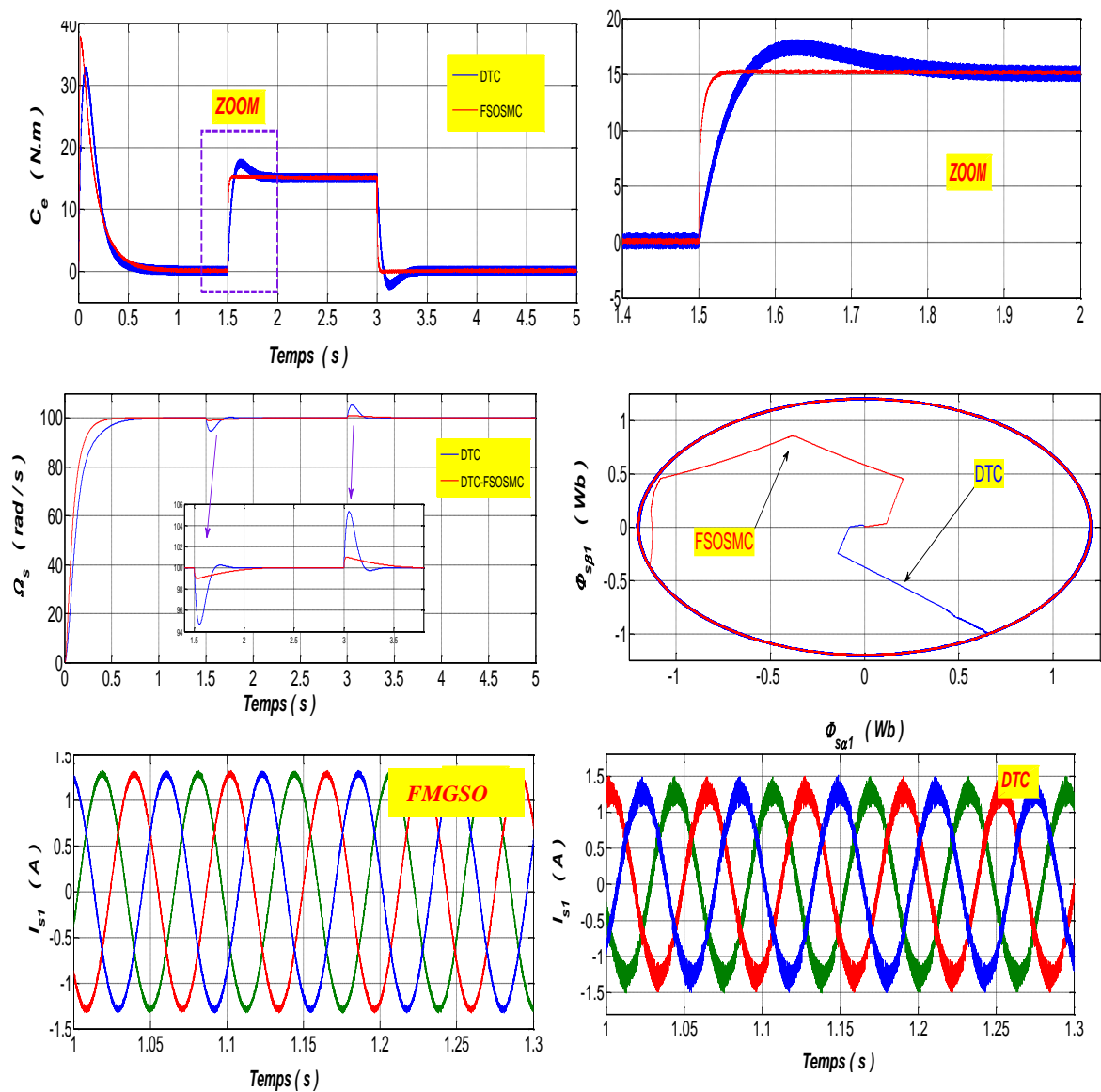


Figure III.10 : Résultats de simulation de la DTC basée sur FMGSO avec DTC classique.

Tests de Robustesses

Afin de tester l'effet de la variation la résistance statorique R_s sur la commande FMGSO, Nous avons procédé à une variation de la résistance statorique de $\pm 50\%$ de sa valeur nominale. La figure III.11, montre la réponse de la machine pour différentes valeurs de la variation la résistance statorique, montrent une robustesse aux variations de la résistance du moteur, les performances dynamiques restent inchangées et le régulateur garde sa robustesse.

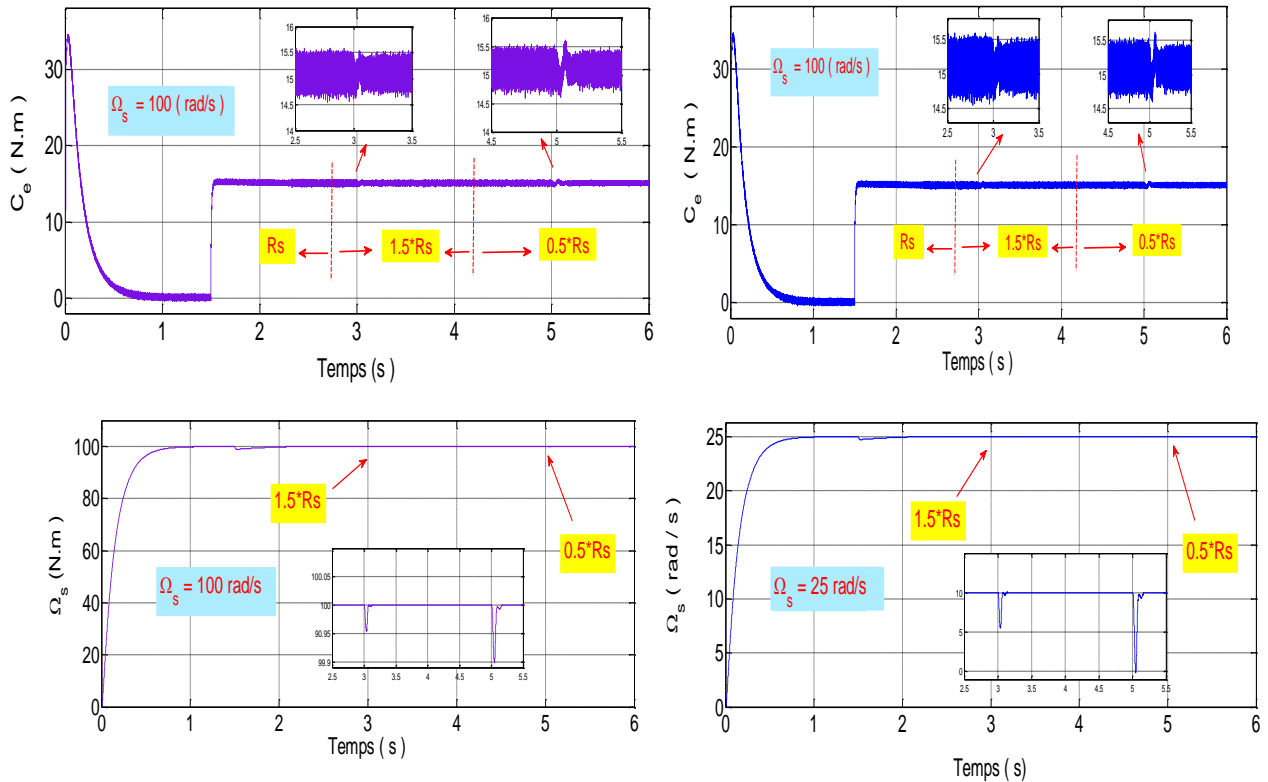


Figure III.11 : Résultats d'influence de la variation la résistance statorique pour la commande FMGSO.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, la commande direct du moteur asynchrone double étoile basée sur mode glissant de deuxième ordre et a donné des bons résultats. Ce qui présente ses hautes performances. En profitant de ces caractéristiques, nous avons remplacé **Sing**, par une approche floue afin de construire une nouvelle commande hybride FMGSO. Cette approche permet de fournir des bonnes caractéristiques du DTC_FMGSO, avec un schéma de régulation plus simple et une robustesse aux perturbations de couple et aux variations de la résistance statorique du moteur.

CHAPITRE QUATRE

ETUDE COMPARATIVE

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, une comparaison sera à travers ce qui a été étudié, nous consacrerons deux parties, la première partie est consacrée à ce que nous avons étudié dans le deuxième chapitre d'amélioration des performances entre les différentes applications des commandes (DTC, DTC-SVM, DTC-3 Niveaux, FDTC). Et la dernière partie de ce que nous avons étudié en la troisième partie sur à étudier et appliquer des techniques modernes dans la commande de machines asynchrones à double étoile (DTC-CMG, DTC-CMGSO, DTC-FMGSO) pour l'amélioration des performances dynamiques.

Le but de cette étude est de valider avec une simulation numérique la robustesse de la technique de commande par mode glissant et logique floue appliquée au MASDE.

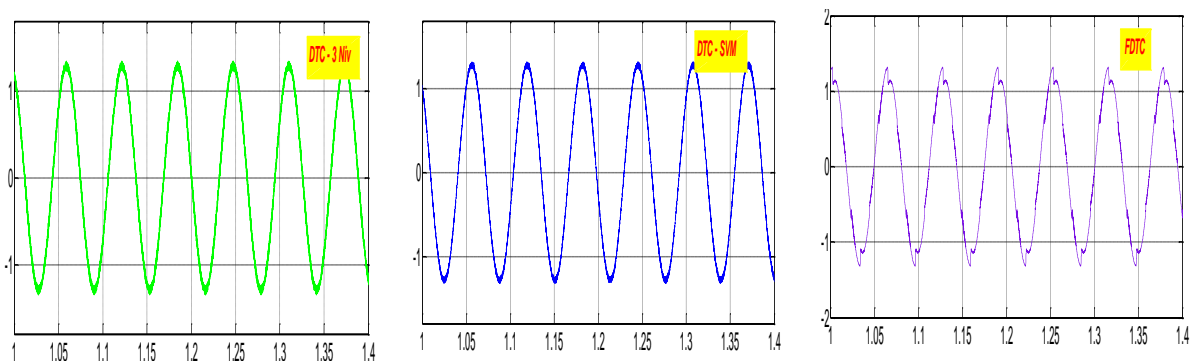
IV.2 Comparaison les commandes d'améliorations

Nous avons amélioré les performances de la DTC classique de trois manières approches de minimisation des ondulations du couple et du flux.

La première représente la commande DTC avec alimentation par un onduleur trois, la deuxième configuration est basée sur la technique de modulation vectorielle (DTC – SVM) et le dernier est la technologie intelligente FDTC.

IV.2.1 Comparaison au niveau de la variation de la charge

La figure (IV. 01) représente la vitesse, le couple, les courants statoriques .



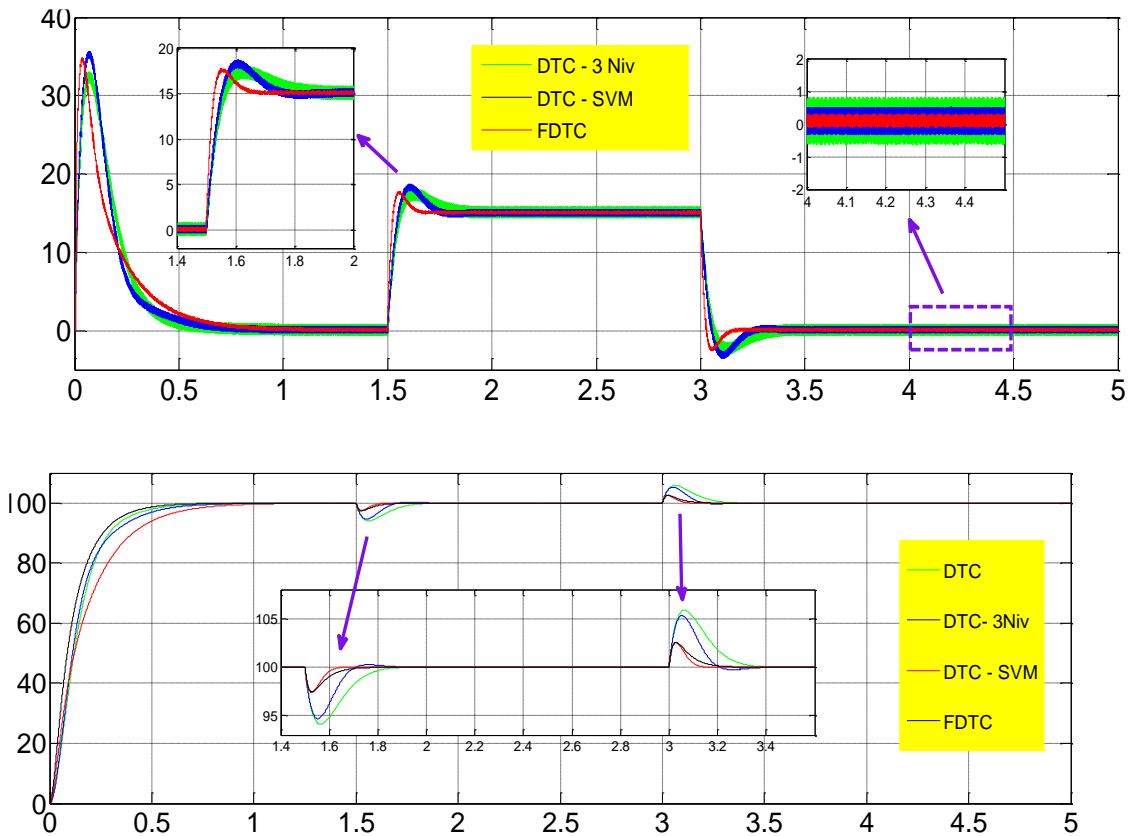
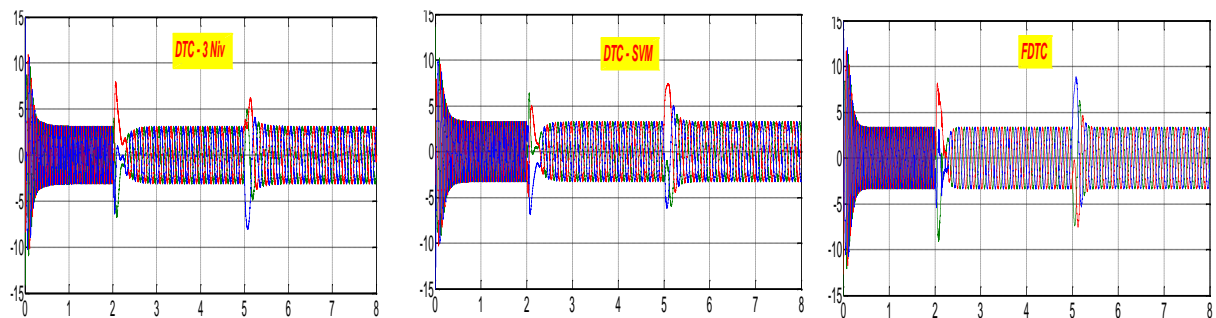


Figure IV.1 : Les comparaisons des commandes d'amélioration pour la variation de la charge

IV.2.2 Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse

Le but de cet essai est de tester le comportement de la commande afin de suivre la référence sans dépassement lors d'un brusque changement du sens de rotation de la vitesse du moteur .La figure IV.02 , représente la vitesse, le couple et les courants de la machine asynchrone dans le cas d'un démarrage en charge ($C_r = 15 \text{ N.m}$) pour une référence de vitesse de commande est réalisé comme suit : $t = [0-2] \text{ s } \omega_{\text{réf}} = 100 \text{ rad/s}$ et $t = [2-5] \text{ s } \omega_{\text{réf}} = - 50 \text{ rad/s}$, et $t = 5 \text{ s } \omega_{\text{réf}} = 20 \text{ rad /s}$.



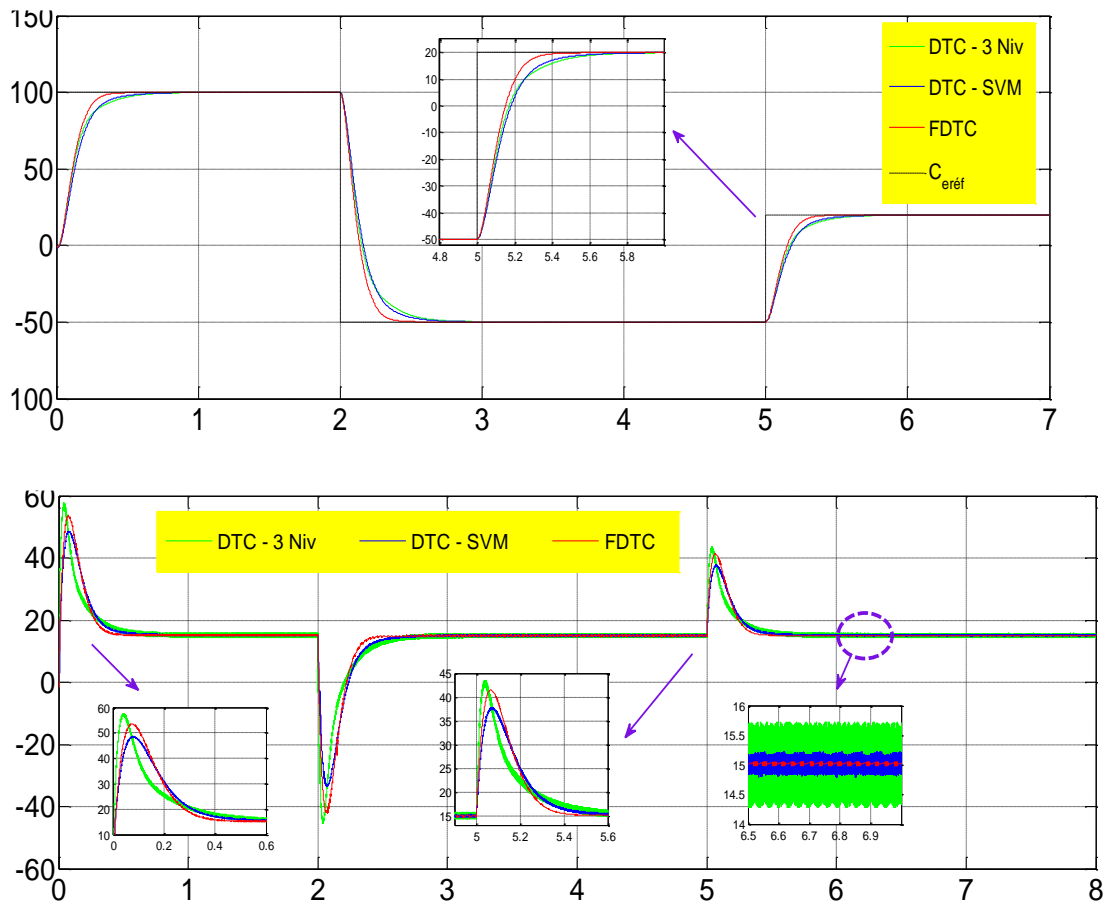


Figure IV.2 : Les comparaisons des commandes d'amélioration pour l'inversion de la vitesse

Interprétation des résultats

Les figures IV.1 et IV.2, introduisent les comparaisons entre la FDTC et DTC-SVM d'une part et la DTC classique d'autre part. On constate de bonnes performances de la FDTC et DTC-SVM surtout par rapport à la DTC classique.

IV.3 Comparaison les commandes des technologies modernes

Les technologies modernes ont été appliquées dans la commande de machines asynchrones à double étoile (DTC-CMG, DTC-CMGSO, DTC-FMGSO) pour l'amélioration des performances dynamiques, dans le troisième chapitre. Nous étudions donc la comparaison entre eux pour trouver le moyen le plus approprié de contrôler le DTC.

IV.3.1 Comparaison au niveau de la variation de la charge

La figure (IV. 03) représente la vitesse, le couple, les courants statoriques.

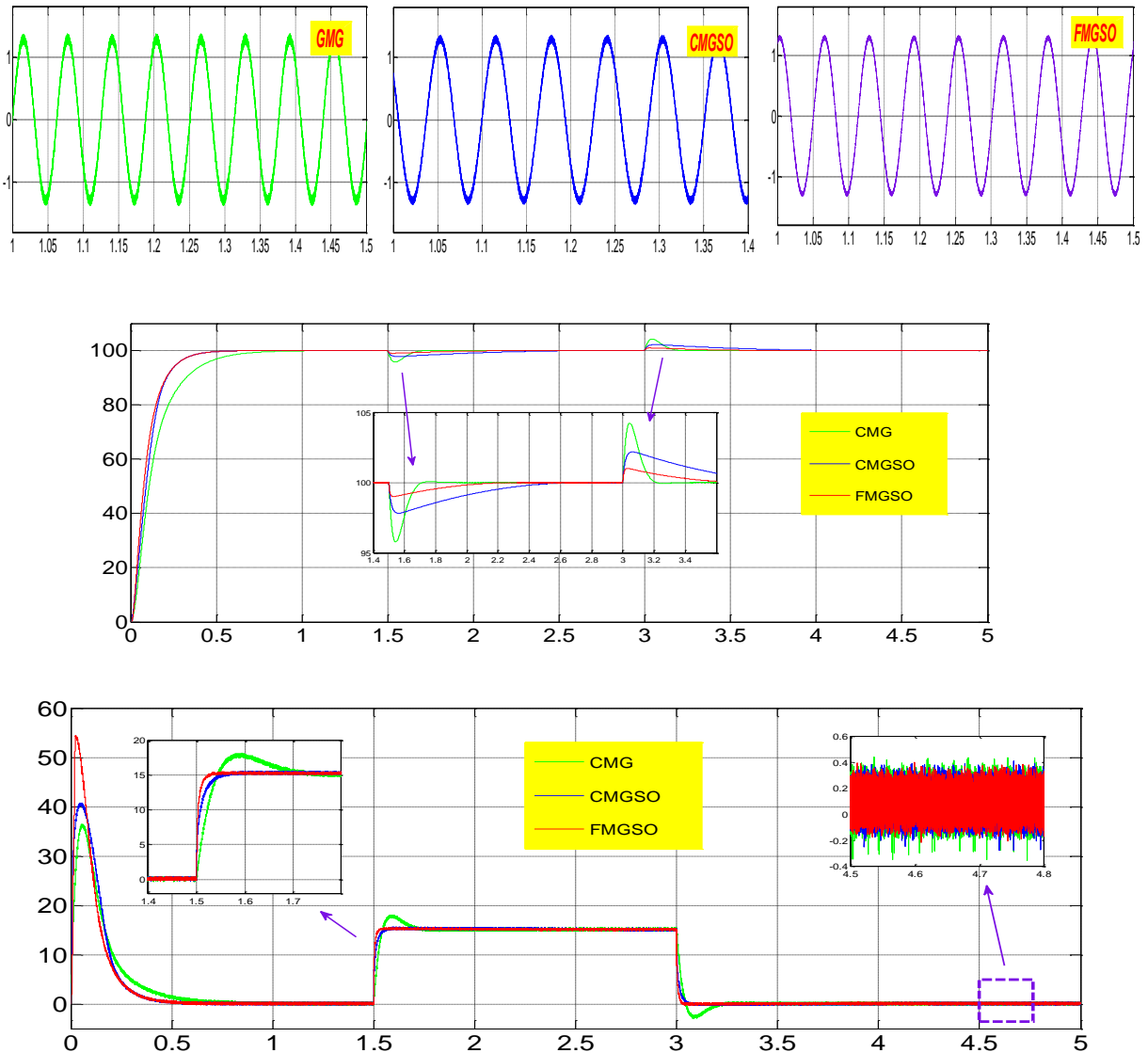


Figure IV.3 : Les comparaisons des commandes des technologies modernes pour la variation de la charge

IV.3.2 Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse

.La figure IV.04 , représente la vitesse, le couple et les courants du moteur asynchrone .

$t = [0-2] s \ \omega_{réf} = 100 \text{ rad/s}$ et $t = [2-5] s \ \omega_{réf} = - 50 \text{ rad/s}$, et $t = 5 s \ \omega_{réf} = 20 \text{ rad /s}$.

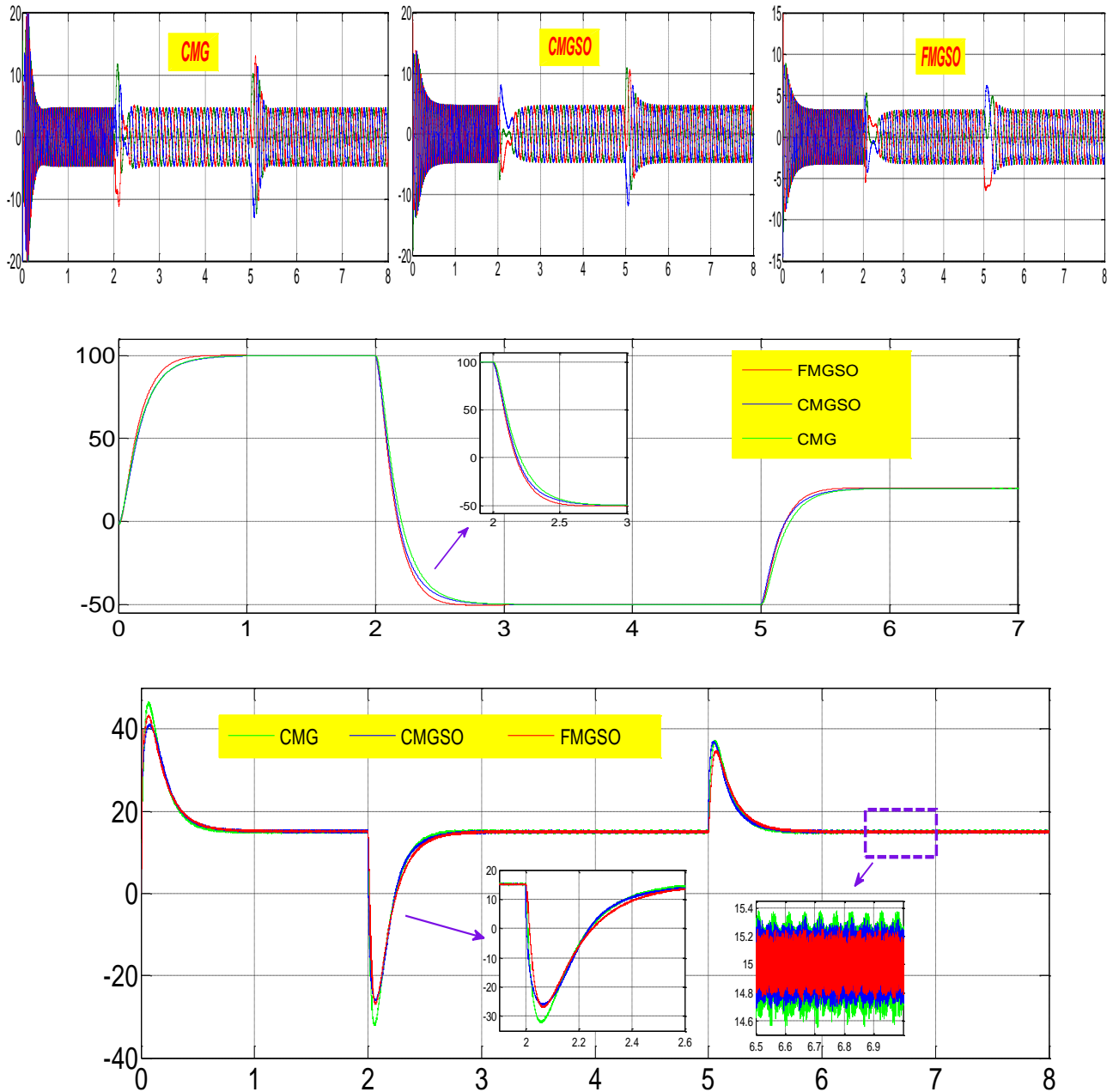


Figure IV.4 : Les comparaisons des commandes des technologies modernes pour l'inversion de la vitesse.

🔗 **Interprétation des résultats**

En effet la différence entre les trois commandes est peu significative en ce qui concerne le suivi de consigne, Mais en termes de rapidité et robustesse et dynamique du couple, on a vu la supériorité du la commande FMGSO avec ses résultats qui sont plus performants et très concluants par rapport à celui du commandes CMG et CMGSO. De plus du découplage, la stabilité et la dynamique du couple, et ondulation de courant, de couple et du flux, ce commande présente une commande robuste très simple et qui a l'avantage d'être facilement implanté. La comparaison est nettement remarquable entre les trois commandes par ordre de mérite dans l'amélioration des résultats : 1-FMGSO, 2-CMGSO et 3-CMG.

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons comparé les commandes que nous avons étudiés dans les chapitres précédents et à travers ces comparaisons, nous conclusion, les résultats de simulation présentés montrent l'efficacité des techniques utilisées, en particulier la commande FMGSO et CMGSO.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION

GÉNÉRALE

Le travail réalisé dans cette thèse a permis d'étudier différents types de commande DTC qui permettent d'améliorer les performances de la DTC classique dans un moteur asynchrone double étoile. Pour cela, tout d'abord, un rappel théorique sur la modélisation de la MASDE, a été présenté et puis on a construit le modèle mathématique du moteur asynchrone avec tous les éléments qui composent son alimentation qui a été assurée par des onduleurs de tension contrôlés par MLI sinus triangulaire, alimentés à travers l'ensemble: réseau électrique-redresseur-filtre RLC. Qui ont été validés par des simulations numériques. Le modèle de la MASDE est complexe. La difficulté majeure, rencontrée dans ce moteur, réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et c'est le rôle de la commande qui assure le découplage entre ces deux variables. En effet, s'impose d'utiliser d'autres techniques telles que la DTC une méthode de contrôle qui offre comme alternative au contrôle vectoriel, il se caractérise par une structure simple, une dynamique de couple rapide et une sensibilité moindre aux paramètres du moteur. Cependant, cette commande a aussi des inconvénients importants, à savoir, la fréquence est variable et difficile à maîtriser du fait de l'utilisation des contrôleurs à hystérésis. D'autre part, l'amplitude des ondulations du flux et du couple surtout, est plusieurs fois supérieure à la largeur de la bande d'hystérésis des régulateurs. De plus, l'influence de la variation de la résistance statorique du moteur asynchrone provoque une erreur d'estimation du flux statorique et du couple, ce qui peut causer l'instabilité de la DTC. De ce fait, ils conduisent à un bruit acoustique et à plus de difficultés de contrôle dans les régions à faible vitesse qui dégradent les performances de l'algorithme de contrôle. L'idée de base dans ce travail était de trouver des solutions pour réduire les effets de ces inconvénients d'une façon plus optimiste.

Pour résoudre les problèmes des ondulations du couple et du flux, on a introduit des modifications autour de la commande DTC pour respecter sa simplicité. La première des ces modifications est l'utilisation de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC au lieu de l'onduleur à deux niveaux. Le schéma du contrôle est amélioré, en améliorant la procédure de détection de la position du flux en définissant douze secteurs valable quelque soit le sens

de rotation du moteur et à n'importe qu'elle vitesse de rotation. Une seconde modification est l'utilisation de la *DTC-SVM*, qui utilise des régulateurs de type PI. Avec cette technique la *DTC* à la fréquence est constante basé sur la modulation vectorielle spatiale.

La simulation comparative et les résultats ont montré l'effet apparent de l'utilisation de SVM sur une réduction notable des fluctuations du couple et de flux, ainsi que le taux de distorsion harmonique de courant. Malgré l'amélioration apportée au schéma *SVM-DTC*, en raison de sa dépendance vis-à-vis des contrôleurs PI, il peut exposer le système de contrôle au risque de perdre sa stabilité et sa robustesse. Par la suite, la troisième modification est l'utilisation des techniques de réglage modernes basées sur l'intelligence artificielle à savoir : la logique floue, Dans *FDTC*, la bande d'hystérésis et la table de commutation sont remplacées par un contrôleur de commutation à logique floue, et la comparaison est faite entre la *DTC* conventionnel et le *FDTC* en utilisant la logique floue. Les résultats montrent bien les bonnes performances au niveau du moteur, qui ont été traduites par une réduction des ondulations du couple et du flux, qui sont généralement améliorées par rapport à des méthodes classiques, et convient à moteur *MASDE*.

On introduit à base de la théorie des par mode glissant (*CMG*), les tests de la commande à mode glissant (*DTC-CMG*). Les résultats pour la commande à (*DTC-CMG*) d'ordre un montrent les bon performances de la commande sauf pour un fonctionnement à faible vitesse où le phénomène de chattering au niveau de couple est considérable. Pour résoudre les problèmes le phénomène de chattering, nous avons introduit deux modifications autour de la commande *DTC-CMG*. La première des ces modifications est l'utilisation de la commande par mode glissant d'ordre deux (*DTC-MGSO*). Ainsi, les résultats obtenus montrent bien l'efficacité de la commande mode glissant d'ordre deux, et la deuxième modification, nous proposé une autre nouvelle technique intelligente combinant l'approche de la commande logique floue et les techniques de commande par modes glissants deuxième ordre (*FMGSO*).

Le choix de ces deux stratégies a été motivé par les objectifs de stabilité et de robustesse qu'elles offrent. La combinaison de la commande la logique floue avec le mode glissant rentre toujours dans le contexte de remédier l'inconvénient de chattering. Des simulations ont été présentées pour mieux illustrer les améliorations apportées par cette approche. A la fin de la thèse, ce qui a été étudié a été comparé. Ainsi, deux parties sont consacrées à la comparaison, la première partie est consacrée à ce que nous avons étudié dans d'amélioration des performances entre les différentes applications des commandes (*DTC*, *DTC-SVM*, *DTC-3 Niveaux*, *FDTC*). Et la dernière partie à la comparaison des techniques modernes dans la commande de machines asynchrones à double étoile (*DTC-CMG*, *DTC-MGSO*, *DTC-*

FMGSO) pour l'amélioration des performances dynamiques, et à travers ces comparaisons, nous concluons, les résultats présentés montrent bien l'efficacité des techniques de commande utilisées, en particulier la technologie *FMGSO et MGSO*. Pour l'amélioration des performances de la DTC.

Perspectives

- ✎ Validation expérimentale afin de confirmer les résultats obtenus par les différentes stratégies de contrôle proposées dans cette thèse.
- ✎ Utilisation des onduleurs multi-niveaux, les convertisseurs matriciels et les convertisseurs multicellulaires pour améliorer de plus les performances du courant et la tension.
- ✎ Application le réglage de l'automatique moderne à savoir la commande non linéaire, le Model Predictive Control (MPC), les algorithmes génétiques, les réseaux de neurones, commande hybride (mode glissant d'ordre et flou type 2).

ANNEXE

ANNEXE_A

$$P_n = 4.5 \text{ Kw}$$

$$2P = 2 \text{ pôles}$$

$$220 / 380 \text{ v}$$

$$50 \text{ Hz}$$

$$I_n = 6.5 \text{ A}$$

$$100 \text{ rad / sec}$$

$$R_{s1} = 3.72 \ \Omega$$

$$R_{s2} = 3.72 \ \Omega$$

$$R_r = 2.12 \ \Omega$$

$$L_{s1} = 0.022 \text{ H}$$

$$L_{s2} = 0.022 \text{ H}$$

$$L_r = 0.006 \text{ H}$$

$$L_m = 0.3672 \text{ H}$$

$$J = 0.0625 \text{ kg.m}^2$$

$$K_f = 0.001 \text{ N.m / (rad/sec)}$$

ANNEXE _ B

1° _ les constantes spéciales pour calculer les flux dans le stator 1 et 2 :

(Voir la page 84)

$$\begin{aligned}
 a_1 &= \frac{L_a}{T_{s1} L_{s1}} - \frac{1}{T_{s1}}; & a_2 &= \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}}; & a_3 &= \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \\
 a_4 &= \frac{L_a}{T_{s2} L_{s2}} - \frac{1}{T_{s2}}; & a_5 &= \frac{L_a}{T_r L_{s2}}; & a_6 &= \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \\
 a_7 &= \frac{L_a}{T_r L_{s1}}; & a_8 &= \frac{L_a}{T_r L_{s2}}; & a_9 &= \frac{L_a}{T_r L_r} - \frac{1}{T_r}
 \end{aligned}$$

2° _ On écrit les constantes spéciales pour calculer les courants dans les stators de MASDE

(Voir les pages 82 et 83) :

$$\begin{aligned}
 b_1 &= \frac{1}{L_{s1}} - \frac{L_a}{L_{s1}^2}; & b_2 &= \frac{1}{L_{s2}} - \frac{L_a}{L_{s2}^2}; & b_3 &= \frac{L_a}{L_{s1} L_{s2}} \\
 b_4 &= \frac{L_a}{L_{s1} L_r}; & b_5 &= \frac{L_a}{L_{s2} L_r}
 \end{aligned}$$

$$d_1 = b_5 (a_4 + a_9) + b_4 a_2; \quad d_2 = b_4 (a_1 + a_9) + b_5 a_5; \quad d_3 = b_5 a_7 - b_4 a_8$$

3° _ (Voir la page 90) :

$$h_1 = P [d_1 (a_2 + a_9) + d_2 a_2 + d_3 a_4]; \quad h_2 = P [d_1 a_5 + d_2 (a_1 + a_9) - d_3 a_6]$$

$$h_3 = P [d_1 a_7 - d_2 a_8 + d_3 (a_1 + a_4)]; \quad h_4 = P b_5 (a_4 + a_9)$$

$$h_5 = d_5 (a_4 + a_9); \quad h_6 = P (d_1 + b_4 a_2); \quad h_7 = \Phi_{r\beta} b_4 + \Phi_{r\alpha} b_5$$

$$h_8 = d_1 \Phi_{r\alpha} + d_3 \Phi_{s\beta 2} + P \Omega \Phi_{r\alpha}; \quad h_9 = d_2 \Phi_{r\alpha} - d_3 \Phi_{s\alpha 2} + P \Omega \Phi_{r\beta}$$

$$h_{10} = d_1 \Phi_{r\beta} + d_2 \Phi_{s\beta 1} - b_5 \Phi_{r\alpha}; \quad h_{11} = d_3 \Phi_{s\alpha 1} - d_2 \Phi_{s\beta 1} + b_5 \Phi_{r\alpha}$$

$$h_{12} = a_7 \Phi_{s\alpha 1} + a_6 \Phi_{s\alpha 2} + a_9 \Phi_{r\alpha}; \quad h_{13} = a_7 \Phi_{s\beta 1} + a_8 \Phi_{s\beta 2} + a_9 \Phi_{r\beta}$$

$$h_{14} = b_5 a_6 + a_3 b_4; \quad h_{15} = P^2 \Omega b_5; \quad h_{16} = b_5 a_6 + P \Omega b_5 \Phi_{s\alpha 1}$$

4° _ On supposons, les constantes pour la partie du calcul des surface de glissement ordre deux du flux statorique pour étoile 1 et étoile 2 (Voir la page 91) :

$$y_1 = 2a_1 + a_2 a_5 + a_3 a_7; \quad y_2 = 2(2a_2 + a_1 a_2 + a_2 a_4 + a_3 a_8); \quad y_3 = 2(2a_3 + a_2 a_6 + a_1 a_3 + a_3 a_9)$$

$$y_4 = 2(2a_2 \Phi_{s\alpha 2} + 2a_3 \Phi_{r\alpha} + a_1 \Phi_{s\alpha 1}); \quad y_5 = 2(2\Phi_{s\alpha 1} + a_2 \Phi_{s\beta 1} + a_2 a_4 + 2a_3 a_6)$$

$$y_6 = 3a_4 a_5 + a_1 a_5 + a_6 a_7; \quad y_7 = 3a_4 a_6 + a_3 a_5 + a_6 a_9; \quad y_8 = 2a_4^2 + a_6 a_8 + a_4 a_5$$

$$y_9 = 2(a_5 \Phi_{s\alpha 1} + a_6 \Phi_{r\alpha} + a_4 \Phi_{s\alpha 2}); \quad y_{10} = 2(a_5 \Phi_{s\beta 1} + a_6 \Phi_{r\beta} + a_4 \Phi_{s\beta 2})$$

BIBLIOGRAPHIE

- [Adi 20] Y. **Adil**, A. B. **Djilali** , Z. **Boudjema**, F. **Mehedi**, "*Using Adaptive Second Order Sliding Mode to Improve Power Control of a Counter-Rotating Wind Turbine under Grid Disturbances*". *European Journal of Electrical Engineering*, Vol. 22, pp. 427-434, December, 2020.
- [Ali 20] A.N. **Ali**, A.M. **Hasan**, " *Direct torque control of IM using PID controller*". *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, Vol. 10, N° 01, pp. 617-625. February, 2020.
- [Ama 11] S.A. **Amar**, " *Contribution to fractional order sliding modes*". *Ph.D. thesis*, Tizi-Ouzou University, Algeria, 2011.
- [Ami 12] H. **Amimeur**, " *Contribution to the control of the double star asynchronous machine* ". *Ph.D. thesis*, Batna University, Algeria, 2011.
- [Amm 20a] A. **Ammar**, "*Seconde-ordre sliding mode-direct torque control and load torque estimation for sensor less model reference adaptive system based induction machine* ". *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Journal of Systems and Control Engineering*, Vol. 235, Issue 01, pp. 15-29, Mai, 2020.
- [Amm 20b] A. **Ammar**, K. **Aissa**, B. **Metidji**, T. **Amied**, Y. **Azzoug**," *Feedback linearization based sensorless Direct Torque Control using stator flux MRAS-sliding mode observer for induction motor drive*". *Journal ISA transactions*, Vol. 98, pp. 382-392, 2020.
- [Are 19] C. **Arezki**, " *Dual Power Asynchronous Machine Speed Sensorless Control* ". *Ph.D. thesis*, of the University of Sciences and Technology Houari Boumediene, Algiers, 2019
- [Aru 20] K. **Arun**, M. **Usha**, "*Intelligent fuzzy sliding mode controller based on FPGA for the speed control of a BLDC motor* ". *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, Vol. 11, N° 01, pp. 477-486, March, 2020.
- [Aze 10] C. **Azeddie**, " *Control of the double-fed asynchronous machine using artificial intelligence techniques* ". *Ph.D. thesis*, Batna2 University, Algeria, 2010.
- [Azi 16] A. **Azib**, D. **Ziane**, T. **Rekioua**, A. **Tounzi**, " *Robustness of the direct torque control of double star induction motor in fault condition* ". *Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg*, Vol. 61, N° 02, pp. 147-152, 2016.
- [Azz 19a] S. **Azzouz**, B. **Meryem**, M. **Sabir**, A. **Zemmit**, " *Comparative study of control strategies for the double fed induction generator* ". *Second International Conference on Electrical Engineering ICEEB*, 2019.

- [Azz 19b] **S. Azzouz**, " *Improvement of the control of a wind power system based on an MADA machine using intelligent techniques* ". *Ph.D. thesis, M'sila University, Algeria, 2019*
- [Bal 18] **R.J. Balaji, C.S. Babu** "A Modified Multiband Hysteresis Controlled DTC of Induction Machine with 27-level asymmetrical CHB-MLI with NVC modulation ". *Ain Shams Engineering Journal, Vol. 09, N° 01, pp. 15-29, 2018.*
- [Bar 97] **G. Bartolini, A. Ferrara, E. Punta, E. Usai**, "Application of a second order sliding mode control to constrained manipulators", *EUCA, IFAC and IEEE European Control Conference. pp. 3037-3042, Juillet, 2020.*
- [Beh 20] **K. Behih**, " *Contribution to the control of uncertain and disturbed nonlinear systems* ". *Ph.D. thesis, Sétif1 University, Algeria, 2020.*
- [Bek 18] **H. Bekhada**, " *Robust control of a Wind generator based on a dual power Asynchronous machine driven by a matrix converter* ". *Ph.D. thesis, Québec University, Canada, 2018.*
- [Ben 18b] **L. Bentouhami**, " *Control of a Double Star Electric Machine by Artificial Intelligence Techniques* ". *Ph.D. thesis, Batna2 University, Algeria, 2018.*
- [Ber 16] **F. Berrabah**, " *Commande sans capteur de la machine de la machine asynchrone* ". *Thèse de Doctorat, université de Annaba, 2016.*
- [Ber 17] **F. Berrabeh, A. Chebabhi, S. Zeghlache, S. Salah**, " *Dirct Torque Control of Induction Motor fed by Three-Level Inverter Using Fuzzy Logic*" *AMSE Journals, Series Advances C, Vol 72, No.4, pp. 248-265. July 2017.*
- [Bes 18] **T. Bessaad, R. Taleb, F. Chabni, A. Bellboula**, "Analyse du comportement d'une machine asynchrone hétéphasée : Cas du changement de l'angle de déphasage" . *Journal of Renewable Energies, Vol 21, No 03, pp. 425-432. Septembre 2018.*
- [Dan 15] **H.k. Dang, R. Yuan, Z.Q. Zhu, F. Martin**, " *Modified switching-table strategy for reduction of current harmonics in direct torque controlled dual-three-phase permanent magnet synchronous machine drives* ". *Journal IET Electric Power Applications. Vol. 09, N° 01, pp. 10-19, 2015.*
- [Dao 20] **S. Daoudi, L. Loubna, L. Mustapha**, " *Sliding mode approach applied to sensorless direct torque control of cage asynchronous motor via multi-level inverter* ". *Journal Protection and Control of Modern Power Systems. Vol. 5, N° 01, pp. 1-10, 2020.*
- [Den 20] **A. Dendouga**, " *Conventional and Second Order Sliding Mode Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Fed by Direct Matrix Converter: Comparative Study* ". *Journal Energies. Vol. 13, N° 19, pp. 1867-1871, Septembre, 2020.*

- [Dep 88] **M. Depenbrock**, " *Direct Self-Control (DSC) of inverter-fed induction Machine* ", *IEEE Transactions. on Power Electronics*, Vol. 13, N° 2, pp. 632-641, October 1988.
- [Dha 15] **R. Dharmaprakash, J. Henry**, " *Direct torque control of induction motor using three-level diode clamped inverter with DC-link capacitors voltage balancing* ". *Journal International Journal of Industrial Electronics and Drives*. Vol. 02, N° 04, pp. 262-273, 2015.
- [Dja 01] **H. Djafar**, " *Contribution to the study of the double star asynchronous machine: modeling, power supply and structure* ". *Ph.D. thesis, Nancy1 University, France, 2001*.
- [Edd 18] **B. H. Eddine, R. Talbe, M. Helaimi, F. Chabani**, " *Commande par mode glissant d'ordre deux d'un moteur asynchrone lié à un convertisseur multi-niveau asymétrique*". *Journal of Revue des Energies Renouvelables*. Vol. 21, N° 02, pp. 267-278, June 2018.
- [Emi 16] **L. Emil, F. Barrero, M. J. Duran**, " *Multiphase machines and drives-Revisited* ". *Indonesian Journal IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 63, N° 01, pp. 429-432, January 2016.
- [Fab 06] **L. Fabrice**, " *Design and modeling of a 7-phase synchronous machine with permanent magnets and axial flux: vector control in normal and degraded modes* ". *Ph.D. thesis, Lille University, France, 2006*.
- [Far 21] **B. Farid, B. Tarek, B. Sebti**, " *Fuzzy super twisting algorithm dual direct torque control of doubly fed induction machine* ". *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*. Vol. 11, N° 05, pp. 3782-3790, October, 2021.
- [Fay 20] **M. Fayçal, R. Taleb, A. B. Djilali, Y. Adil**, " *SMC based DTC-SVM control of five-phase permanent magnet synchronous motor drive* ". *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science* . Vol. 20, N° 01, pp. 100-108, October 2020.
- [Fez 15] **Fezzani**, " *Robust Control of the Permanent Magnet Synchronous Machine* ". *Ph.D. thesis, Batna2 University, Algeria, 2015*.
- [Ged 18] **A. D. Gedara, N. C. Ekneligoda**, " *Direct torque control of induction motor using sliding-mode and fuzzy-logic methods* ". *Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*. pp. 1-5, 2018.
- [Geo 07] **S. Georges**, " *Contributions to the robust control of the double-fed asynchronous machine* ". *Ph.D. thesis, Toulouse University, France, 2007*.
- [Ghe 19] **A. Ghezouani, B. Gasbaoui, J. Ghouili**, " *Sliding Mode Observer-based MRAS for Sliding Mode DTC of Induction Motor: Electric Vehicle* ". *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*. Vol. 11, N° 03, pp. 580-595, September 2019.

- [Hab 20] **B. Habib, B. Zinelaabidine, A. Belaidi,** " *Comparison study between NPWM and NSVPWM strategy in FSMC control of stator reactive and active powers control of a DFIG-based wind turbine system*". *International Journal of Applied Power Engineering (IJAPE)*. Vol. 09, N° 02, pp. 159-172, Août 2018
- [Had 20] **C. Hadji, D. E. Khodia, C. Salim,** " *Sensorless backstepping control using a Luenberger observer for double-star induction motor*". *Journal Archives of Electrical Engineering*. Vol. 69, N° 01, pp. 101-116, 2020.
- [Ham 20] **C. Hamdi, R. Trabelsi, K. Hicham, A. Iqbal, M.M. Faouzi,** " *Torque ripples improvement of direct torque controlled five-phase induction motor drive using backstepping control*". *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*. Vol. 11, N° 01, pp. 64-74, 2020.
- [Hao 21] **C. Hao, S. Tang, J. Han, T. Tang, A. A. Nadia, Z. Zhou, M. Benbouzid,** " *High-order sliding mode control of a doubly salient permanent magnet machine driving marine current turbine* ". *Journal of Ocean Engineering and Science*. Vol. 06, N° 01, pp. 12-20, March 2021.
- [Has 15] **A. A. Hassan,** " *Direct torque control of an induction motor drive integrated with sliding mode control and space vector modulation*". *Journal of Ocean Engineering and Science*. Vol. 02, N° 03, pp 159-165 , May 2015.
- [Hay 16] **M. Hayette,** " *Predictive DTC Control of a Permanent Magnet Synchronous Machine* ". *Ph.D. thesis, Biskra University, Algeria, 2016.*
- [Hec 17] **M. Hechelef,** " *Direct control of the torque of an asynchronous double star machine without mechanical sensor using artificial intelligence techniques* ". *Ph.D. thesis, Sidi Bel-Abbes University, Algeria, 2017.*
- [Hei 19] **H. Heidari, R. Anton, V. Toomas, K. Ants, T. Asghar, M.H. Holakooie, B. Anouar,** " *A novel vector control strategy for a six-phase induction motor with low torque ripples and harmonic currents* ". *Journal Energies*. Vol. 12, N° 06, pp. 1102-1116, March 2019.
- [Hoa 15] **K.D. Hoang, R. Yuan, Z.Q. Zhu, F. Martin,** " *Modified switching-table strategy for reduction of current harmonics in direct torque controlled dual-three-phase permanent magnet synchronous machine drives* ". *Journal IET Electric Power Applications*. Vol. 09, N° 01, pp. 10-19, January 2015.
- [Hor 20] **M. Horch, A. Boumédiène, B. Lotfi,** " *Improvement of Direct Torque Control Performances for Induction Machine Using a Robust Backstepping Controller and a New Stator Resistance Compensator*". *European Journal of Electrical Engineering*. Vol. 22, N° 02, pp 137-144 , April 2020.
- [Ibr 19] **Y. Ibrahim,** " *Contribution to improving the quality of electrical energy in a wind power system based on MADA* ", *Ph.D. thesis, Sidi Bel-Abbes University, Algeria, 2019.*

- [Idj 10] **K. Idjarene**, " *Contribution to the study and order of Asynchronous cage generators dedicated to Autonomous Wind power plants* ". *Ph.D. thesis, Bejaïa University, Algeria, 2010.*
- [Irf 20] **S. Irfaat, S. Ullah, N. Ullah, S. R. Jong**, " *Sensorless Fractional Order Composite Sliding Mode Control Design for Wind Generation System*". *ISA transactions. Vol. 111, N° 05, pp. 275-289, November 2020.*
- [Ism 16] **B. Ismail**, " *Contribution to Hybrid Control by Fuzzy Sliding Mode Applied to an Induction Motor Contribution of Artificial Intelligence Techniques* ". *Ph.D. thesis, Batna2 University, Algeria, 2016.*
- [Jee 20] **J. Jeena, S. Remya**, " *Direct torque control scheme for induction motor using fuzzy logic control* ". *International Journal of Electrical, Electronics and Data Communication, Vol. 2222, N° 01, pp. 40002-40009. April, 2020.*
- [Joi 14] **C.S. Joice, P. Nivedhitha**, " *Simulation of speed control of brushless DC Motor with Fuzzy Logic Controller*". *International Journal of Electrical, Electronics and Data Communication, Vol. 02, N° 04, pp. 24-29. April, 2014.*
- [Kai 19] **D. Kairous**, " *Contribution to the robust control of a GADA used a wind energy conversion system* ". *Ph.D. thesis, Québec University, Canada, 2019.*
- [Kel 20] **B. Kelkoul, A. Boumediene**, " *Stability analysis and study between classical sliding mode control (SMC) and super twisting algorithm (STA) for doubly fed induction generator (DFIG) under wind turbine* ". *Energy, pp. 118871, September, 2020.*
- [Kha 12] **C. Khalid, M. Khalifa, A. Saad**, " *Improved DTC algorithms for reducing torque and flux ripples of PMSM based on fuzzy logic and PWM techniques* ". *Journal MATLAB-A Fundamental Tool for Scientific Computing and Engineering Applications, Vol. 01, pp. 167-194. 2012.*
- [Kho 18] **B. Khoukha**, " *Application of a multi-level inverter to reactive power compensation* ". *Ph.D. thesis, Batna2 University, Algeria, 2018.*
- [Kiy 20] **B. Kiyyour**, " *Contribution to the control of a double star asynchronous machine* ". *Ph.D. thesis, Biskra University, Algeria, 2020.*
- [Kri 15] **S. Krim, S. Gdaim, A. Mtibaa, M. Faouzi**, " *Design and implementation of direct torque control based on an intelligent technique of induction motor on FPGA* ". *Journal of Electrical Engineering and Technology, Vol. 10, N° 04, pp. 1527-1539. 2015.*
- [Lag 19] **L. Laggoun**, " *Contribution to the Control of the Double Star Synchronous Machine* ". *Ph.D. thesis, Batna2 University, Algeria, 2019.*

- [Lak 18] **L. Djaghdali, B. Bouchiba, M. Bechar,** " *Comparative analysis of SVPWM and the standard PWM technique for three level diode clamped inverter fed induction motor* ", *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, Vol. 12, , N° 01, pp. 1-10, 2018.
- [Lal 18a] **H. Lallouani, Belhamdi Saad,** " *Speed control of doubly star induction motor (DSIM) using direct field oriented control (DFOC) based on fuzzy logic controller (FLC)* ". *Advances in modeling and analysis C*, Vol. 73, No.4, pp.128-136, 2018.
- [Lal 18b] **H. Lallouani, Belhamdi Saad,** " *Direct Torque Control of Doubly Star Induction Motor Using Fuzzy Logic Speed Controller*". *IAES International Journal of Artificial Intelligence(IJ-AI)*, Vol. 7, No.1, pp.42-53, 2018.
- [Lal 18c] **H. Lallouani, Belhamdi Saad, L. Benyettou, H. Reghioui,** " *Direct torque control of doubly star induction machine fed by voltage source inverter using type-2 fuzzy logic speed controller* ". *Advances in modeling and analysis C*, Vol.73, No.4, pp.202-207, 2018.
- [Lal 20] **H. Lallouani,** " *Direct torque control based on type-2 fuzzy logic of a double-star asynchronous machine* ". *Ph.D. thesis, M'sila University, Algeria, 2020.*
- [Las 14] **C. Lascu, B. Frede,**" *Super-twisting sliding mode direct torque control of induction machine drives*". *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE*, pp. 5116-5122, 2014.
- [Lay 17a] **N. Layadi, S. Zeghlache, F. Berrabah, L. Bentouhami,** " *Comparative Analysis between the Rotor Flux oriented Control and Backstepping Control of a Double Star Induction Machine (DSIM) under Open-Phase Fault*". *AMSE Journals, Series Advances C*, Vol. 72, No.4, pp. 292-311, 2017.
- [Lay 17b] **N. Layadi, S. Zeghlache, F. Berrabah, L. Bentouhami,** " *Comparative Study between Sliding Mode Control and Backstepping Control for Double Star Induction Machine (DSIM) under Current Sensor Faults*". *International Journal of Information Technology and Electrical Engineering*, Vol. 6, No.6, pp.67-77, 2017.
- [Lay 19] **N. Layadi, S. Zeghlache, A. Djerioui, H. Mekki, F. Berrabah,**" *Adaptive RBFNN strategy for fault tolerant control: Application to DSIM under broken rotor bars fault* ", *International journal of intelligent systems and applications*, Vol. 11, No 2, pp 49_61, 2019.
- [Lil 11] **S. Lila,** " *On real-time differentiators: algorithms and applications* ". *Ph.D. thesis, Nancy1 University, Lyon, 2011.*
- [Lis 18] **J. Listwan,** " *Application of Super-Twisting Sliding Mode Controllers in Direct Field-Oriented Control System of Six-Phase Induction Motor: Experimental Studies* ". *Power Electronics an Drive*. Vol. 03, N° 01, pp. 23-34, 2018.

- [Mam 75] E. **Mamdani**, S. **Assilian**, " *An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller* ". *International Journal of Man-Machine Studies*, Vol. 07, N° 01, pp. 01-13. April, 1975.
- [Men 17] L. **Meng**, X. **Yang**, " *Comparative Analysis of Direct Torque Control and DTC based on Sliding Mode Control for PMSM Drive* ". *Chinese Control And Decision Conference (CCDC)* , pp. 736-741, 2017.
- [Mih 12] Y. **Mihoub**, " *Adaptive fuzzy control of the asynchronous machine* ". *Ph.D. thesis, Oran University, Algeria, 2012.*
- [Moa 20a] Y. **Moati**, K. **Kouzi**, " *An Efficient of Direct Torque Control of Indirect Three Level Matrix Converter Fed Dual Stator Induction Motor Based on Synergetic Controller* ". *Journal Européen des Systèmes Automatisés*. Vol. 53, N° 05, pp. 617-627, October 2020.
- [Moa 20b] Y. **Moati**, K. **Kouzi**, " *Investigating the performances of direct torque and flux control for dual stator induction motor with direct and indirect matrix converter* ". *Journal Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*. Vol. 64, N° 01, pp. 97-105, December 2020.
- [Moa 21] Y. **Moati**, K. **Kouzi**, A. **Iqbal**, " *Adaptive optimized DTC-SVM using metaheuristic Bat algorithm for DSIM fed by IMC based on robust synergetic speed controller*". *International Transactions on Electrical Energy Systems*. Vol. 31, N° 01, pp. 1-25, 2021.
- [Mou 14] S. **Moulali**, M. **Subbarao**, " *Switching - Frequency control for Regulated Boost converter using fuzzy-logic control technique compared with PI controller*". *International Journal of Power Devices and Components for Smart Device*, Vol. 01, N° 01, pp. 11-22. Novembre, 2014.
- [Nab 11] H.P. **Nabil**, D. **Pooya**, S. **Abbas**, " *A novel structure for vector control of a symmetrical six-phase induction machine with three current sensors* ". *International Conference on Environment and Electrical Engineering*. pp. 1-5, 2011.
- [Naj 19a] O. **Najib**, S. **Motahhir**, A. **Derouich**, A. **El Ghzizal**, C. **Ali**, M. **Taoussi**, " *Improved DTC strategy of doubly fed induction motor using fuzzy logic controller* ". *Journal Energy Reports*, Vol. 05, No. 2, pp. 271 – 279, February 2019.
- [Naj 19b] O. **Najib**, A. **Derouich**, A. **El Ghzizal**, S. **Motahhir**, C. **Ali**, M. **Youness**, M. **Taoussi**, " *Modern improvement techniques of direct torque control for induction motor drives-a review* ". *Journal Energy Reports*, Vol. 04, No. 01, pp. 1 – 12, 2019.

- [Nan 14] **S. Nandakumer, S. Vijayan**, " *Hybrid Asymmetric Space Vector Modulation for inverter based direct torque control induction motor drive*". *International Journal of Engineering and Technology (IJET)*, Vol. 06, N° 02, pp. 530-543. April, 2014.
- [Oug 09] **A.E. Ougli**, " *Integration of fuzzy techniques in the synthesis of adaptive controllers* ". *Ph.D. thesis, Fés University, Maroc, 2009*.
- [Pan 16] **J. Pandit, M. Aware, V. Mohan, R. Nemade, L. Emil**, " *Direct torque control scheme for a six-phase induction motor with reduced torque ripple* ". *Journal IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 09, pp. 7118– 7129, October 2016.
- [Piy 17] **G. Piyali, A. Kalam, A. Zayegh**, " *Optimum Fuzzy Logic Control System Design using Cuckoo Search Algorithm for Pitch Control of a Wind Turbine* ". *JOURNALS-AMSE IETA publication*, Vol. 72, No. 04, pp. 266–280, 2017.
- [Pra 14] **S. Prabaharan, P. Ramesh, N. Vijayasarithi**, " *Modeling and Performance Analysis of Fuzzy Logic Controller Based Direct Torque Control of VLSI Fed Three* ". *International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology*, Vol. 03, N° 03, pp. 24-26. March, 2014.
- [Pri 20] **S. Priyanka, P. Gaur, A. Mittal**, " *Improved Direct Torque Control Scheme based on Modified Torque Hysteresis Band* ". *International Conference on Computing Communication and Automation (ICCCA)*, Vol. 03, N° 03, pp. 725-729. December 2020.
- [Rab 09] **B. Rabiâ**, " *Contribution to the robust control of uncertain nonlinear systems: Application to a hydraulic system* ". *Ph.D. thesis, from Valenciennes and Hainaut Cambrésis University, France, 2009*.
- [Rad 17] **S. Radhwane**, " *Direct torque control (DTC-SVM) of a MASDE associated with Two Cascade Multilevel Inverters with a PWM Rectifier Controlled by DPC* ". *Ph.D. thesis, Sidi Bel-Abbes University, Algeria, 2017*.
- [Rah 18] **H. Rahali, S. Zeghlache, L. Benalia, N. Layadi**, " *Sliding mode control based on backstepping approach for a double star induction motor (DSIM)*". *Advances in Modelling and Analysis C*, Vol. 73, N° 04, pp. 150-157. October 2018.
- [Ram 20] **A. Ramdane**, " *Control of the induction machine by artificial intelligence techniques* ". *Ph.D. thesis, Batna2 University, Algeria, 2020*.
- [Reg 19] **H. Reghioui, Belhamdi Saad, A. Ammar, H. Lallouani**, " *Enhancement of Space Vector Modulation Based-Direct Torque Control Using Fuzzy PI Controller for Doubly Star Induction Motor*". *Advances in modeling and analysis C*, Vol.74, No.2-4, pp.27-34, December 2019.

- [Ren 14] **Y. Ren, Z.Q. Zhu,** " *Enhancement of steady-state performance in direct-torque-controlled dual three-phase permanent-magnet synchronous machine drives with modified switching table* ". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.62, No.06, pp. 3338 -3350, November 2014.
- [Riy 19] **R. Riyadh, A. Rachid, A. Herizi, M. Boudia,** " *Comparative Study Between Two Control Techniques Applied on the Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM)*". *Advances in modeling and analysis C*, Vol. 74, N° 2-4, pp. 51-58. December 2019.
- [Sam 10] **B. Samira,** " *CONTRIBUTION TO THE CONTROL TOLERANT TO THE FAULTS OF AN ASYNCHRONOUS MOTORIZED SYSTEM: "Contribution of Artificial Intelligence to help Supervision and Decision-making* ". *Ph.D. thesis, Batna2 University, Algeria, 2010.*
- [Sar 16] **M. Sarra, A. Meroufle, A. Bentaalah, F. Z. Belaimeche, A. Massoum,** " *Sensorless Fuzzy Sliding Mode Speed Controller for Induction Motor with DTC based on Artificial Neural Networks*". *Journal of Wseas Transactions on Power Systems*. Vol. 11, pp. 72-80, 2016.
- [Sar 21] **M. Sarra, A. Meroufle, A. Massoum, P. Wira,** " *DTC based on SVM for induction motor sensorless drive with fuzzy sliding mode speed controller*". *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*. Vol. 11, N° 01, pp. 171-181, February 2021.
- [Seb 11] **B. Sebti,** " *Contribution to the direct torque control of the induction machine* ". *Ph.D. thesis, Batna2 University, Algeria, 2011.*
- [Sej 06] **K.E.K. Sejir,** " *Vector Control of a Double Powered Asynchronous Machine* ", *Ph.D. thesis, Toulouse University, France, 2006.*
- [Ser 18] **B. B. Sereir, A. Tahour, A. Aissaoui,**" *La Commande sans Capteur de vitesse d'une Machine Asynchrone Double étoile*". *Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. et Énerg.*. Vol. 63, N° 03, pp. 314-319, Bucarest, 2018.
- [Sha 20] **A. S. Shaalan, M. E. Nagar, M. E. Bardini, M. Sharaf,**" *Embedded fuzzy sliding mode control for polymer extrusion process*". *ISA transactions*. Vol. 103, pp. 237-251, March 2020.
- [Sud 17] **H. Sudheer, S.F. Kodad, B. Sarvesh,** " *Improved sensorless direct torque control of induction motor using fuzzy logic and neural network based duty ratio controller* ". *IAES International Journal of Artificial Intelligence*, Vol. 06, N° 02, pp. 79-90. June 2017.
- [Tak 86] **I. Takahashi, T. Noguchi,** " *A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor* ". *IEEE Transactions on Industry applications*, Vol. 1A, N° 05, pp. 820-827. 1986.

- [Tri 18] **F.Z. Tria**, " *Contribution to the study and ordering of a wind power system* ". *Ph.D. thesis, Biskra University, Algeria, 2018.*
- [Xav 03] **K. Xavier**, " *Multimachine Vector Modeling for the Control of Polyphase Converter-Machine Sets* ". *Ph.D. thesis, Lille University, France, 2003.*
- [Xue 16] **W. Xueqing, W. Zheng, C. Jian, C. Ming, L. Xu**, " *Direct torque control of dual three-phase PMSM drives based on two-step voltage vector synthesis SVM* ". *International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. pp. 641-647, 2016.
- [Yac 15] **M. Yacine**, " *Contribution to The Study of the Double Star Machine. Application to operational safety* ". *Ph.D. thesis, Constantine1 University, Algeria, 2015.*
- [Yaf 95] **Z. Yifan, T. Liop**, " *Space Vector PWM Control of Dual There-Phase Induction Machine Using Vector Space Decomposition*". *IEEE Transactions on industry applications*. Vol. 31, N° 05, pp. 1100-1109. 1995.
- [Yua 15] **X. Yuan, Z. Chen, Y. Yuna, Y. Huang**, " *Design of fuzzy sliding mode controller for hydraulic turbine regulating system via input state feedback linearization method*". *Energy*. Vol. 93, pp. 173-187, 2015.
- [Zad 65] **L.A. Zadeh**, " *Fuzzy Sets* ". *Information and Control*, Vol. 08, pp338-353. 1965.
- [Zai 19] **M.F. Zaihidee, M. Saad, M. Mubin**, " *Design of fuzzy sliding mode controller for hydraulic turbine regulating system via input state feedback linearization method*". *Energies*. Vol. 12, N° 09, pp. 1669-1694, May 2019.
- [Zaim 10] **R. Zaimeddine, T. Undeland**, " *Direct torque control scheme for dual-three-phase induction motor* ". *International Power Electronics Conference-ECCE ASIA*. pp. 3007-3014. 2010.
- [Zeg 17] **M.L. Zegai**, " *Synthesis of techniques such as DT combines with Artificial Intelligence Applied to the control of a synchronous motor powered by a Multi-Level inverter* ". *Ph.D. thesis, Oran University, Algeria, 2017.*
- [Zem 17] **Zemmit Abderrahim**, " *Contribution to the control of the double-fed asynchronous machine (MADA) by intelligent techniques* ". *Ph.D. thesis, M'sila University, Algeria, 2017.*
- [Zem 18] **Zemmit Abderrahim, S. Azzouz, M. Sabir, B. Assma, A. Ammar**, " *Direct Torque Control-Fuzzy Logic Controller (DTC-FLC) of Doubly Fed Induction Machine (DFIM)*". *Second International Conference on Electrical Engineering ICEEB*. December 2018.

- [Zhe 19] L. **Zheng**, Z. **Shou**, X. **Yu**, L. **Wang**, " *Sensorless vector control of permanent magnet synchronous linear motor based on self-adaptive super-twisting sliding mode controller* ". *Energies*. Vol. 07, pp. 44998-45011, April 2019.
- [Zhi 20] W. **Zhiong**, W. **Gu**, K. **Lu**, Y. **Zhu**, J. **Guan**, " *Current harmonic suppression algorithm for asymmetric dual three-phase PMSM*". *Journal Applied Sciences*. Vol. 10, N° 03, pp. 954-972, February 2020.
- [Zia 13] D. **Ziane**, A. **Azib**, N. **Taib**, T. **Rekioua**, " *Study and Design of the direct torque control of Double star induction motor* ". *Journal of Electrical Systems*. Vol. 09, N° 01, pp. 114-124, 2013.
- [Zia 20] **G.M. Zinelaabidine**, " *Robust Non-Linear Controls Applied to Autonomous Helicopter* ". *Ph.D. thesis, M'sila University, Algeria, 2020*.
- [Zin 16] B. **Zinelaabidine**, R. **Taleb**, Y. **Adil**, " *A new DTC scheme using second order sliding mode and fuzzy logic of a DFIG for wind turbine system* ". *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*. Vol. 07, N° 08, pp. 49-56, 2016.

ملخص : الهدف من هذا العمل هو تحسين أداء التحكم التقليدي في عزم الدوران ، يكمن هذا التحسين في تقليل تموجات العزم وتدفق الجزء الثابت من خلال التحكم في تباين تردد التبديل. لتحقيق هذا الهدف. تمت دراسة تقنيات تحسين أداء DTC التقليدي. أولاً ، بدأنا بالتحسين التقليدي مثل DTC المدعوم بعكس جهد ثلاثي المستويات لهيكل NPC . التحسين الثاني باستخدام الذكاء الاصطناعي (FDTC). في هذا التصميم، يتم استبدال مقارنة التباطؤ ومحدد متجه الجهد الفراغي لنظام التحكم في عزم الدوران المباشر التقليدي بوحدة تحكم منطقية ضبابية. وبالتالي يتم تحقيق التحسين من خلال تقليل تموجات عزم الدوران وتدفق الجزء الثابت في محرك الآلات ذات النجمتين. تقنية التحكم الأخيرة المستخدمة هي من نوع الوضع المنزلق من الدرجة الأولى والثانية. تقدم نتائج المحاكاة لتقنية (FMGSO) المقترحة على وحدات التحكم في السرعة والتدفق أداءً ديناميكياً وثابتاً جيداً مقارنةً بـ (CMG) الكلاسيكي من حيث تقليل أحاديث عزم الدوران والاستجابة السريعة لعزم الدوران الديناميكي والمتانة للاضطراب وتغيير المعلمات برنامج.

كلمات مفتاحية - آلة نجم مزدوج غير المتزامن، تحكم مباشر في العزم، موج ثلاثي المستويات، تعديل طول النبضة الشعاعي، تحكم بالمنطق الغامض، تحكم ذو نمط الانزلاق الواحد، تحكم ذو نمط الانزلاق من الصنف الثاني، تحكم الهجين غامض بنمط الانزلاق من الصنف الثاني.

Résumé : L'objectif de ce travail, permet d'améliorer les performances du control directe du couple classique, cette amélioration réside dans la réduction des ondulations du couple et du flux statorique par la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation. Pour accomplir cet objectif. Des techniques d'amélioration des performances de la DTC classique ont été étudiées. Tout d'abord, commençons par l'optimisation traditionnelle telle que la DTC alimentée par un onduleur de tension à trois-niveaux de structure NPC. Une autre approche a été étudiée c'est la DTC-SVM, nous avons travaillé à une fréquence constante dans le convertisseur car une modulation MLI vectorielle (SVM) est utilisée. La seconde amélioration, en utilisant l'intelligence artificielle (FDTC). La dernière technique de commande utilisée est de type mode glissant d'ordre un et deux. Les résultats de simulation de la technique (FMGSO) proposée sur les contrôleurs de rotor de vitesse et de flux présentent de bonnes performances dynamiques et en régime permanent par rapport au (CMG) classique en termes de réduction du broutage de couple, de réponse dynamique rapide en couple et de robustesse aux perturbations et à la variation des paramètres.

Mots Clés — MASDE; DTC; NPC; MLI Vectorielle ; FLC; CMG; CMGSO; FMGSO.

Abstract: The objective of this thesis is to improve the performance of the conventional direct torque control; this improvement lies in the reduction of the ripples of the electromagnetic torque and of the stator flux by controlling the variation of the switching frequency. To accomplish this goal. Techniques for improving the performance of conventional DTC have been studied. First, let's start with the traditional optimization such as DTC powered by three-level voltage inverter of NPC structure. Another approach has been studied is the DTC-SVM, we have to work at a constant frequency in the converter because a vector PWM modulation (SVM) is used; this one is based on the control of PI regulators with flow orientation stator. The second improvement, using artificial intelligence (FDTC). The last control technique used is of the sliding mode type of order one and two. Simulation results of the proposed FSOSMC technique on the speed and flux rotor controllers present good dynamic and steady-state performances compared to the classical SMC in terms of reduction of the torque chattering, quick dynamic torque response and robustness to disturbance and variation of parameters.

Keywords —DSIM, DTC, three level inverter NPC; SVM; Fuzzy logic, SMC, SOSMC; FSOSMC.