



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par

Harba Mohamed

&

Maou Fatima Zohra

THEME

**Commande DTC_ Mode Glissant de la
Machine Asynchrone Double Étoile**

Soutenu le : 29 juin 2022 devant la commission d'examen composée de :

<i>Dr</i>	<i>MCA : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela</i>	<i>Président</i>
<i>Dr LAGGOUN Louanasse</i>	<i>MCB : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela</i>	<i>Encadreur</i>
<i>Dr</i>	<i>MAA: à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela</i>	<i>Examineur</i>

Promotion 2021/2022

Résumé : Dans cette thèse l'étude concerne L'amélioration des performances de la commande directe de couple (DTC) d'une machine asynchrone à double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension. L'application de cette commande apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique par rapport à la commande vectorielle. Aujourd'hui, la commande DTC connaît un développement important notamment avec l'évolution de l'intégration des techniques nouvelles de l'intelligence artificielle. La commande DTC utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients. Pour améliorer les performances du système à commander, on a découvert des nouvelles types de régulateurs plus robustes tels que le mode glissant ordre un. Les résultats de simulation présentés dans ce mémoire mettent en évidence les améliorations produites par les régulateurs proposés par rapport au régulateur classique PI dans diverses conditions de fonctionnement.

Mots clés : Machine Asynchrone à Double Etoile (MASDE). Commande Directe du Couple (DTC), Régulateur PI, Mode Glissant ordre un

Abstract:

In this thesis deals with the study and performance improvement of the Direct Torque Control (DTC) of a Double Star Asynchronous Machine MASDE powered by two voltage source inverters. The application of this command brings a very interesting solution to the problems of robustness and dynamics by contribution to the vector control. Today, the DTC control is experiencing an important development, particularly with the evolution of the integration of new techniques of artificial intelligence. DTC control using conventional PI regulators has certain disadvantages., we discovered a new type with more robust regulators such as the one order sliding mode control regulator. Simulation results in this thesis demonstrate the feasibility and validity of the regulators proposed by contribution to the classical regulator PI under various operating conditions.

Key words : Dual Star Asynchronous Machine (MASDE), Direct Torque Control(DTC), Sliding Mode Order One, PI Regulator

Remerciements

*Nous remercions en premier lieu Dieu le tout
puissant.*

Nous adressons nos remerciements à :

*Notre chère encadreur Docteur Laggoun pour
son aide, sa patience et sa disponibilité et pour
l' aide qu'il nous accorde pour mener ce travail
à terme.*

*Nous remercions généralement tous ceux qui ont
participé de près ou de loin pour la réalisation
de ce modeste travail.*

Dedicaces

Fatima zohra

*Je dédie ce modeste mémoire à ceux qui je leur
porte la*

*Grande charge et le plus grand respect à ma mère
la*

Lumière de ma vie

A la mémoire de mon père

A ma sœur et mon frère

A mes amies

Dedicaces

mohamed

*A ma femme qui m'a soutenu
pendant la durée de mes études.*

A ma fille Maria

A la mémoire d mon fils abderraouf

Je dédie ce mémoire

Tables des matieres

- ✓ **Remerciements**
- ✓ **Dédicace**
- ✓ **Table de matière**
- ✓ **Indice de notations**
- ✓ **Liste des figures**
- ✓ **Liste des tableaux**

Introduction générale..... 1

Chapitre 1 :Etat de l'art sur les Machines multiphasées

1.1	Introduction	4
1.2	Origine et intérêt des Machines Polyphasées	4
1.3	Classification des Machines Electriques.....	5
	1.3.1 Type d'alimentation des Machines électriques	5
	1.3.2 Construction des Machines électriques.....	6
1.4	Caractéristiques des Machines électriques.....	6
	1.4.1 Machine multiphasées de Type 1.....	6
	1.4.2 Machine multiphasées de Type 2.....	7
1.5	Principe de fonctionnement de la Machine multiphasées	9
1.6	Avantages des Machines multiphasées	9
	1.6.1 Segmentation de puissance	9
	1.6.2 Minimisation de couple et de pertes statoriques	10

1.6.3	<i>Amélioration de la fiabilité et augmentation du degré de liberté</i>	11
1.7	<i>Inconvénient des Machines multiphasées</i>	13.
1.8	<i>Applications des Machines multiphasées</i>	13
1.9	<i>Conclusion</i>	14

Chapitre 2 : Modélisation et simulation des machines asynchrone double étoile

2.1	<i>Introduction</i>	15
2.2	<i>Description du Moteur asynchrone à double étoile</i>	15
2.3	<i>Modèle de la MASDE sur les axes réels</i>	16
2.3.1	<i>Hypothèses simplificatrices</i>	16
2.3.2	<i>Modèle de la MASDE</i>	17
2.4	<i>Choix de référentiel lié au stator</i>	21
2.4.1	<i>Référentiel lié au stator</i>	21
2.4.2	<i>Référentiel lié au rotor</i>	22
2.4.3	<i>Référentiel lié au champ tournant</i>	22
2.5	<i>Modèle de la MASDE dans le repère (d,q)</i>	22
2.6	<i>Mise sous forme d'équation d'état</i>	28
2.7	<i>Modélisation de l'ensemble système d'alimentation MASDE</i>	32
2.7.1	<i>Modélisation de l'onduleur</i>	33
2.7.2	<i>Commande MLI des onduleurs de tensions</i>	36
2.8	<i>Résultats de simulation</i>	36
a)	<i>Sans onduleur de tension</i>	37

b) Avec onduleur de tension	38
2.9 Conclusion	40
Chapitre 3 : Commande par DTC de la Machine asynchrone double étoile	
3.1 Introduction	41
3.2 Avantages et inconvénients de la commande direct de couple (DTC)	42
3.2.1 Avantages.....	42
3.2.2 Inconvénients.....	42
3.3 Principe de la commande direct de couple (DTC)	43
3.4 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé	43
3.5 Stratégie de la commande directe de couple (DTC)	46
3.6 Contrôle du flux et du couple	46
3.6.1 Contrôle du flux statorique	46
3.6.2 Contrôle du couple électromagnétique	47
3.7 Estimateur	48
3.7.1 Estimateur du flux statorique	48
3.7.2 Estimateur du couple électromagnétique	50.
3.8 Correcteurs du flux et du couple	50
3.8.1 Correcteur de flux	50
3.8.2 Correcteur de couple	51.
3.9 Choix du vecteur de tension	52.

3.10	<i>Elaboration des tables de commutation</i>	54
3.10.1	<i>Elaboration de la table de commutation avec séquence nulles</i>	54
3.10.2	<i>Tables des commutations avec les vecteur tensions actives et nulles</i>	55
3.11	<i>Structure générale du contrôle direct de couple (DTC) pour la MASDE</i>	56
3.12	<i>Résultats de la simulation et interprétation</i>	57
3.12.1	<i>Démarrage avec application de la charge</i>	58
3.12.2	<i>Test de robustesse vis-à-vis à la variation de vitesse</i>	59
3.12.3	<i>Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie</i>	59
3.13	<i>Conclusion</i>	60
 Chapitre 4 : Commande DTC par mode glissant de la MASD		
4.1	<i>Introduction</i>	61
4.2	<i>Notion d'un système à structure à variable</i>	61
4.3	<i>Principe de fonctionnement</i>	62
4.4	<i>Conception de la commande par mode glissant</i>	64
4.4.1	<i>Choix de la surface de glissement</i>	64..
4.4.2	<i>Condition d'existence et de convergence</i>	65
4.4.2.1	<i>Fonction de commutation</i>	66
4.4.2.2	<i>Fonction de lypunov ;</i>	66
4.4.2.3	<i>Détermination de la loi de commande</i>	67
4.5	<i>Broutement (chattering)</i>	69

<i>4. 6 Application de la commande par MG sur la DTC d'une MASDE.....</i>	<i>70</i>
<i>4. 7 Résultats de simulation et interprétation</i>	<i>71</i>
<i>4. 8 Conclusion.....</i>	<i>73</i>
CONCLUSION GENERALE	74
ANNEXE	76
<i>BIBLIOGRAPHIE</i>	<i>77</i>

Notations et Symboles

$S :$	Indice de stator
$a1,b1,c1 :$	Phase de 1 ^{er} stator
$a2,b2,c2 :$	Phase de 2 ^{eme} stator
$Vsa1,Vsb1,Vsc1 :$	Vecteurs des tensions du 1ere stator
$Vsa2,Vsb2,Vsc2 :$	Vecteurs des tensions du 2ere stator
$Vra,Vrb,Vrc :$	Vecteurs des tensions rotorique d'une phase
$isa1,isb1,isc1 :$	Vecteurs des courants du 1ere stator
$isa2,isb2,isc2 :$	Vecteurs des courants du 2ere stator
$(I\alpha s,i\beta s) :$	Composantes(α,β)des courants statorique
$Rsa1,Rsb1,Rsc1 :$	Résistances statoriques pour la 1ere étoile
$Rsa2,Rsb2,Rsc2 :$	Résistances statoriques pour le 2ere étoile
$Rra,Rrb,Rrc :$	Résistances rotorique d'une phase
$\phi sa1,\phi sb1,\phi sc1 :$	Vecteurs flux de 1ere stator
$\Phi sa2,\phi sb2,\phi sc2 :$	Vecteurs flux de 2ere stator
$\Phi ra,\Phi rb,\Phi rc :$	Vecteurs flux rotorique d'une phase
$\Phi pm :$	Modèle du vecteur flux des aimants
$Ls1s2 Ms1s2 :$	Matrices des inducteurs

L_{s1} :	L'inductance propre du 1ere étoile
L_{s2} :	L'inductance propre du 2ere étoile
L_{ms} :	Valeur maximal des coefficients d'inductance mutuelle statorique
L_{mr} :	Valeur maximal des coefficeints d'inductance mutuelle rotorique
M_{sr} :	Valeur maximale des coefficeints d'inductance mutuelle entre étoile et le rotor
α :	Angle de déphasage entre deux bobines
f_s :	Fréquence statorique
ω_s :	Vitesse se synchronisme
C_{em} :	Couple électromagnétique
C_r :	Couple résistant
J :	Moment d'inertie
P :	Nombre de paire de pôles
$(d,q)_{1,2}$:	axes correspondants au référentielfix par rapport au champs tournant
γ :	Angle électrique entre deux étoiles
ω_s :	Vitesse de synchronisme
MASDE :	Machine asynchrone double étoile
MLI :	Modélisation de la largeur d'impulsion
DTC :	Commande direct de couple
MG :	Mode glissant
PI :	action Proportionnelle et intégrale
Ω_s :	Vitesse de rotation mécanique

$W:$	Pulsation Electrique du Rotor
$Fr:$	Coefficientdu frottement visqueux
$M:$	Inductance magnétique de la machine
$Vds, Vqs:$	Composants des tensions statoriques direct et quadrature
$ids, iqs:$	Composants des courants statoriques direct et quadrature
$Fp:$	Fréquence de la porteuse (modulation)
$Fref:$	Fréquence de la référence
$Vp:$	Valeur crête dela porteuse (onde de modulation)
$Vref:$	Amplitude de la tension de référence

Listes des figures

Figure 1.1 : Représentations des couple électromagnétique développer par les machines 3.5 et 7 phases

Figure 2.1: Représentations des enroulements statorique et rotorique de la MASDE.....

Figure 2.2 : Schéma s'association de la MASDE et des enroulements par deux onduleurs de tension à deux niveaux

Figure 2.3:schéma de l'onduleur à deux niveaux

Figure 2.4 : schéma de Principe de la technique MLI trianglo-sinusoidale.....

Figure 2.5 : Résultats de simulation de la MASDE sans onduleur de tensio.....

Figure 2.6 : Résultats de simulation de la MASDE sans onduleur de tension.....

Figure 3.1 : Evolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur de tension appliquée

Figure 3.2 : schéma de convertisseur statorique triphasée.....

Figure 3.3 : Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasée.....

Figure 3.4 : a) Sélection des tensions vi pour contrôler le flux

b) comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux

Figure 3.5 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple.....

Figure 3.6 : Sélection du vecteur de tension selon la zone Ni.....

Figure 3.7 : Schéma globale de la commande directe du couple de MASDE.....

Figure 3.8 : Résultats de simulation de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE.....

Figure 3.9 : Résultats de simulation de la variation de la vitesse de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE.....

Figure 3.10 : Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment

Figure 4.1 : Différents modes de fonctionnement dans le plan de phase.....

Figure 4.2 : fonction sign (commande de type relais).....

Figure 4.3 : phénomène du broutement

Figure 4.4 : Résultats de simulation de la commande DTC-SMC d'une MASDE.....

Liste des Tableaux

Tableau 1.1 : Machine multiphasées de type1

Tableau 1.2 : Machine multiphasées de type2

*Tableau 1.3 : Estimateur de la puissance absorbée et du couple électromagnétique
génère par la machine double étoile en cas de phases défectueuses*

Tableau 1.4 : quelques machines asynchrone et leurs utilisations

Tableau 3.1 : Table de vérité d'un onduleur triphasé à deux niveaux

Introduction générale

Introduction générale

Les machine à courant alternatif occupent une place importante dans les entrainements électriques, ces machines ont remplacées les machines à courant continu, grâce à leurs simplicité de construction [1]. Durant ces dernières années, les recherches dans le domaine des entrainements électriques ont conduit à l'introduction des machines asynchrone comme moteur, pour leurs avantages, notamment en ce qui concerne l'absence de collecteur mécanique. Malheureusement, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur, sa structure dynamique et fortement non linéaire à cause de l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux ce qui complique la commande .et pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance pour faire une des solutions consisté à utiliser des machines à grand nombre de phase (multi-phase (>3) ou multi-étoile),

Ces machines représentent depuis plusieurs années un intérêt grandissant dans le domaine des machines électriques, elles peuvent être utilisées pour des systèmes de traction électrique automobile, de propulsion électrique maritime, aérogénérateurs ou bien pour des applications électriques industrielles de haute puissance. [2]

Un des exemples les plus courants est la machine Asynchrone double étoile (MASDE), dans la configuration classique, son stator porte deux enroulements triphasés identiques décalé d'un angle électrique de 30° . La structure du rotor reste identique à celle d'une machine Asynchrone triphasée[1]. Le problème de complexité de la commande de cette machine asynchrone à ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande. Pendant ces dernières années plusieurs techniques de commande ont été développées pour améliorer les performances de ces machines électriques. Parmi ces techniques on cite la commande DTC .La commande directe du couple (DTC: Direct Torque Control) proposée par DEPENBROCK et TAKAHASHI, est une solution pour les problèmes de la commande vectorielle [1]. Elle a été introduite spécialement pour les machines triphasées. Plusieurs études ont permis d'appliquer cette technique de commande sur les machines multiphasées. Comme pour chaque commande, la DTC a des avantages et des inconvénients, parmi ces avantages elle est moins dépendante des paramètres de la machine (la résistance statorique est théoriquement le seul paramètre de la machine qui intervient dans la commande), et fournit une réponse de couple plus rapide. Malgré ces avantages, cette commande a aussi des inconvénients importants, le problème

d'instabilité tel que la non maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur et l'utilisation des bandes à hystérésis générant des ondulations du couple électromagnétique donc du bruit dans la machine. [2]. Cette structure de commande est basée sur des régulateurs de type PI, ces régulateurs souffrent de la sensibilité aux variations des paramètres du moteur, ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des régulateurs de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire. [1].

Le mode glissement est inventé par des scientifiques russes durant les années 1950 et 1960, c'est un domaine de recherche, donc une stratégie de contrôle moderne, robuste plus élevée contre les variations de charge et des paramètres, une réponse plus rapide et un niveau d'efficacité énergétique plus élevé. [2]

Le contrôleur de mode de glissement repose sur une commutation rapide, ce qui a rendu sa mise en œuvre difficile à cette époque en raison du manque d'ordinateurs numériques rapides et de convertisseurs de puissance à base de semi-conducteurs. [1]

Les révolutions récentes des ordinateurs et des semi-conducteurs de puissance ont fait le contrôle. Néanmoins, le mode glissant classique du premier ordre (mode glissant standard) présente un inconvénient important, à savoir le phénomène du chattering (broutement), la cause principale de ce broutement a été identifiée comme étant la présence de dynamiques parasites non modélisées dans le dispositif de commutation. [2].

La stratégie proposée dans ce travail est l'étude du comportement dynamique de la machine asynchrone double étoile commandée par un DTC lors d'un réglage de vitesse par différents régulateurs (PI, mode de glissement d'ordre un). Dans ce contexte le mémoire comporte quatre chapitres.

Le premier chapitre, comporte un aperçu général sur les machines multiphasées (caractéristiques, utilisation, avantages et inconvénients.....) une description et une représentation de la machine synchrone double étoile (MASDE).

Le second chapitre, sera consacré à la modélisation de la MASDE qui a est le premier pas pour appliquer une commande en utilisant les transformations de Park et son alimentation par deux onduleurs de tension à commande MLI.

Le troisième chapitre, le concept de la commande DTC de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux a été développée, dans lequel le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator. L'étude du contrôle direct du couple (DTC) et l'aspect robustesse sont aussi étudiés, pour améliorer les performances de la DTC,

Le quatrième chapitre, présentera une étude théorique détaillée de la commande par mode glissant d'ordre un des systèmes à structure variable, par sa nature, est une commande non linéaire. Ce type de commande sera appliqué en remplaçant le régulateur classique (PI) de vitesse.

Des résultats de simulation dans l'environnement Matlab/Simulink seront présentés (notamment pour les chapitres 2, 3, 4) en vu de valider l'approche proposée.

Chapitre 1

Etat de l'art sur les machines multiphasées

1.1 Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif sont largement utilisées dans les applications industrielles et domestiques depuis longtemps après une version de machines biphasées qui n'a pas prospéré. Néanmoins, la machine à cage d'écureuil est la plus populaire, cela est dû à sa robustesse et à sa simplicité de construction et de maintenance.

Le développement dans les semi-conducteurs d'électronique de puissance a également conduit à la conception de nouvelles classes de machines dit machines multiphasées.

De nos jours, les chercheurs s'intéressent à ces machines, par l'analyse, la modélisation et la commande, grâce à leurs avantages qu'elles possèdent par rapport aux machines triphasées conventionnelles : segmentation de puissance, la fiabilité et les pulsations réduites au minimum de couple. Les machines multiphasées sont apparues depuis les années 1920, elles sont utilisées dans le domaine d'applications de fortes puissances.[3]

Dans ce chapitre, nous allons présenter un état de l'art sur les machines multiphasées, les différentes structures de la machine, leurs types, tout en citant leurs avantages et leurs inconvénients.

1.2 Origine et intérêt des machines polyphasées

Dès le début du XXème siècle, l'une des premières applications de la motorisation électrique embarquée de très forte puissance concernait la propulsion des navires de croisière, en raison de la possibilité de répartir les mesures des différents organes de puissance tout en s'affranchissant d'un arbre de transmission mécanique de grande dimension. En 1932, le Normandie constituait une application prestigieuse avec ses quatre moteurs de 30 MW, cette époque, l'ère de l'électronique de puissance n'étant pas encore venue, il n'était pas encore question de fractionner la puissance des machines triphasées ; cette nécessité n'est apparue que bien plus tard avec l'usage généralisé des convertisseurs statiques d'énergie. [5]

Une première solution de fractionnement consiste à doter les machines de six phases (Hexaphasée) réparties en deux étoiles indépendantes. La machine polyphasée issue de cette association, permet de

bénéficier des acquis de la réalisation des bobinages triphasés. Dans cette association, les pôles magnétiques formés par les bobinages sont décalés d'un angle de 30°.

Les enroulements de ces machines sont le plus souvent alimentés de manière indépendante par des onduleurs de courant pleine onde en répartissant judicieusement les courants entre les groupes de phase afin d'éviter les effets d'induction mutuelle. [5]

Dès les années 80, une fois dépassé l'enjeu du fractionnement de la puissance ou celui du lissage du couple est dépassé, un nouvel enjeu apparaît : dans [5] l'auteur a exposé le fait qu'un nombre important de phases indépendantes est un facteur favorable à l'augmentation de la redondance parallèle des motorisations. Cette propriété était d'ailleurs déjà utilisée pour permettre le fonctionnement dégradé des machines double étoile à la moitié de la puissance nominale ; elle s'étend alors, aux machines polyphasées pourvues d'un nombre élevé de phases indépendantes, ce qui permet de destiner les entraînements polyphasés à la machine polyphasée pour assurer une meilleure sûreté de fonctionnement et une disponibilité plus importante des motorisations.

1.3 Classification des Machines Electriques

La classification des machines peut se faire de plusieurs manières :

- ✓ Par la façon d'alimenter ou de délivrer le courant/tension ;
- ✓ Par la construction.

1.3.1 Par leur type d'alimentation

- ✓ Machines à courant continu soit série, parallèle ou compound.
- ✓ Machines à Courant Alternatif (synchrones, asynchrones)

1.3.2 Par leur construction

- ✓ Machines sans collecteur ;
- Machines asynchrones ;
- Machine synchrone à aimants permanents.

- ✓ Machines avec collecteur.
- Machines synchrones.
- Machines à courant continu.

1.4. Caractéristiques des machines multiphasées

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statoriques), on discerne deux types de machines multiphasées ; celles dont le nombre de phases est multiple de trois et l'autre type non multiple de trois [6]. On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes, c'est-à-dire le décalage entre les étoiles ; par exemple une machine double étoile (6 phases) de $\alpha = 0^\circ$ a des caractéristiques différentes de celle d'une machine double étoile à $\alpha = 30^\circ$. Pour la prise en compte de ces différences dans une machine et pouvoir différencier entre les configurations possibles, un autre terme est introduit : le nombre de phases équivalent. Il est défini comme suit :

$$n_{ph} \alpha = \frac{180^\circ}{\alpha}$$

1.4.1 Machines multiphasées de type 1

Les machines multi étoiles de type 1 sont des machines dont le nombre de phases est un multiple de trois machines sont souvent appelées machines multi-étoile (Tablau. 1.1). $n_{ph} = 3 \eta$ ($\eta = 1, 2, 3, \dots$). Pour un nombre de phases donné, il est possible d'avoir plusieurs configurations suivantes le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes α .

Tableau 1.1 :Machines multiphasées de type 1, [6]

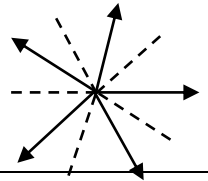
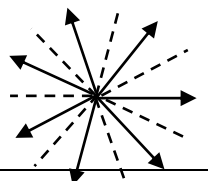
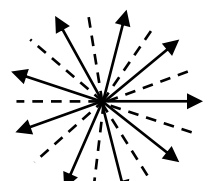
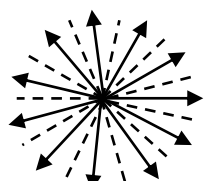
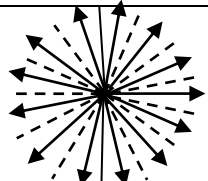
Nombre de phases (P)	Nombre équivalent de phases (P_α)	Décalage entre les étoiles(α)	Représentation des axes des bobines
3	3	60°	
6	3	60°	.b1
6	6	30°	
9	9	20°	
12	6	30°	

1.4.2 Machines multiphasées de type 2

Toutes les machines dont le nombre de phases statoriques (nph) est un nombre impairesont groupées dans les machines multiphasées de type 2, voir le tableau 1.2. α représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, alors les phases sont régulièrement décalées de $2\pi/nph =$

$$2\alpha. \text{ Donc on a toujours : } nph = nph\alpha = \frac{180^\circ}{\alpha}$$

Tableau 1.2 :Machines multiphasées de type 2, [6]

Nombre de phases (P)	Nombre équivalent de phases(P_α)	Décalage entre les étoiles(α)	Représentation des axes des bobines
5	5	36°	
7	7	25.7°	
9	9	20°	
11	11	16.36°	
13	13	13.84°	

1.5 Principe de fonctionnement de la machine multiphasées

On prendra comme exemple le principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile. Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 2 alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle α). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques "fs" c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse " ω_s " de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. Elle définit comme suite :

$$\omega_s = \frac{f_s}{p} [\text{rad} / \text{S}]$$

Ces deux Champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse ω_r inférieure à celle du synchronisme ($\omega_r < \omega_s$), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative : $\omega = \omega_s - \omega_r$ [8]

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

$$g = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$$

1.6 Avantages des machines multiphasées

La conception des machines multiphasées attire de plus en plus les chercheurs et les industriels depuis une vingtaine d'années, car cette structure de bobinage multiphasé présente un nombre d'avantages par rapport aux enroulements triphasés classiques [4] [6].

1.6.1 Segmentation de puissance [6] [4]

L'alimentation des machines alternatives à nombre élevé de phases s'avère intéressante pour les applications de fortes puissances, c'est l'avantage principal des machines multiphasées. Un nombre élevé de phases permet de réaliser la segmentation de puissance, En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus important de phase, alors la puissance total demandé par chaque phase est réduite, ce qui diminue le courant par phase et permet également que les interrupteurs de puissance des convertisseurs de calibre faible peuvent travailler avec des fréquences de commutation élevées(les interrupteurs de puissance à fort courant sont limités en fréquence). Cela permet de réduire les ondulations au niveau des courants et du couple électromécanique.

1.6.2 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Le spectre du couple électromagnétique contient une composante continue et une composante harmonique dont la fréquence est six fois plus que celle du fondamentale, elle est créée principalement par les harmoniques cinq et sept de temps. Des tests de comparaisons des harmoniques du couple électromagnétique sont faites entre une machine triphasée et la machine double étoile, montrent que les harmoniques de rang cinq et sept existent dans la machine triphasée, mais ils sont naturellement éliminés dans la machine double étoile, les ondulations du couple sont plus faible, amortis rapidement et plus vite que celles obtenues par la machine asynchrone triphasée. De plus, montre pratiquement qu'une machine multiphasé à des pertes rotoriques toujours moins qu'une machine triphasée. [4][6]

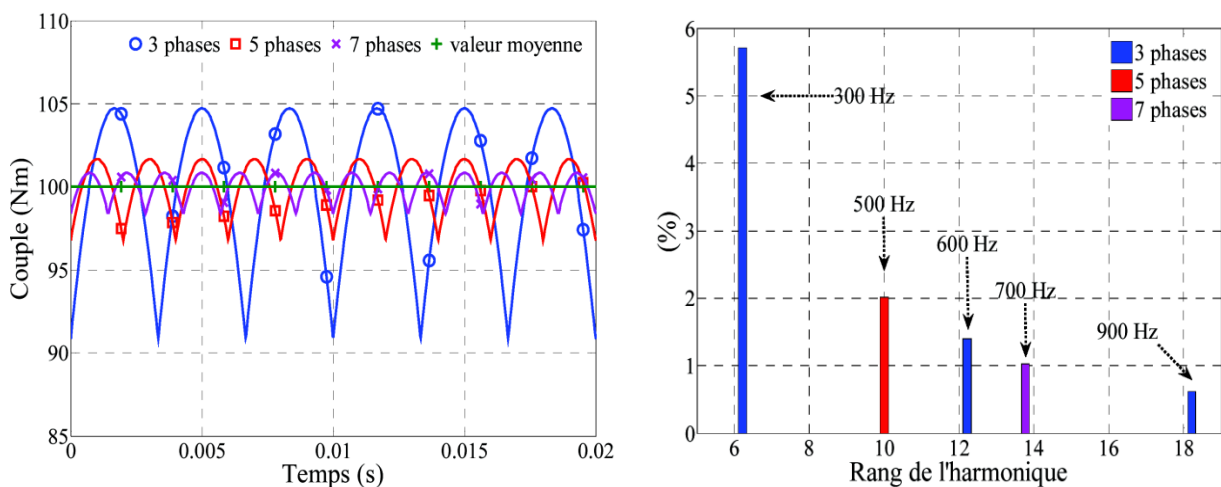


Figure 1.1: Représentation des couples électromagnétiques développés par les machines 3, 5 et 7 phases

A partir de la figure ci-dessus, on constate qu'à chaque fois que le nombre de phases augmente, les amplitudes d'ondulations diminuent et leurs fréquences sont élevées avec l'élimination de quelques rangs d'harmoniques selon le nombre de phases [10].

1.6.3 Amélioration de la fiabilité et augmentation du degré de liberté

La fiabilité d'un système d'entraînement électrique ou d'une machine électrique, c'est la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (cas où une ou plusieurs phases perdues) qui engendre une perte de contrôle de la machine, des ondulations du couple de fortes amplitudes et aussi qu'une chute de la puissance. En régimes dégradés, où un bras d'un onduleur alimente une machine triphasée est défectueux, on perd le pouvoir de commander cette dernière, mais elle peut fonctionner avec deux phases seulement, en mise le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue afin de pouvoir contrôler les deux courants restants indépendamment l'un de l'autre. Néanmoins, avec les machines multiphasées, les contraintes mentionnées précédemment ne posent aucun problème tant qu'au moins trois phases restent actives et la connexion du neutre de la machine au point milieu d'une source de tension continue n'est pas nécessaire. Donc continuer à faire fonctionner l'actionneur électrique en régime dégradé jusqu'à la phase de maintenance de l'onduleur. En suite, la structure multiphasée offre un nombre de phases plus élevées, donc on aura une grande plage de liberté pour contrôler la machine.[4][6]

Tableau 1.3 : Estimation de la puissance absorbée et du couple électromagnétique généré par la machine double étoile en cas de phases défectueuses.

Condition de fonctionnement	Puissance absorbée (W)	Couple développé (N.m)
Fonctionnement normal	3728.5	30
Une phase défectueuse	1716.05	14
Deux phases adjacentes défectueuses, perte de phases A et B	1422.64	11.65
Deux phases non adjacentes défectueuses, perte de phases A et D	2565.5	21.02
Trois phases adjacentes défectueuses, perte de phases A, B et C	541.6	4
Trois phases non adjacentes défectueuses, perte de phases A, B et D	990.28	8.11
Trois phases non adjacentes défectueuses, perte de phases A, C et E	2328.09	19.08

Avec :A, B et C : les phases de la première étoile ;

D, E et F : les phases de la deuxième étoile.

1.7 Inconvénients des machines multiphasées

- ✓ L'augmentation du coût de l'ensemble convertisseur- machine : Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases élevées.
- ✓ L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension [6].
- ✓ la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux présente un inconvénient, ce qui complique sa commande.
- ✓ L'augmentation du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochées pour les convertisseurs statiques spécifiés et adaptées pour les machines multiphasées de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes a un nombre de phases impaires tel que (5 phases, 7 phases, etc.) [4].

1.8 Applications des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc. Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne. Quelques applications (traction locomotive, propulsion de navire, aérospatiale,...) exigent une fiabilité élevée, ce qu'offrent ces machines. Lorsqu'une ou plusieurs phases sont ouvertes, ces machines peuvent continuer à fonctionner. Le tableau suivant donne quelques machines synchrones et leurs utilisations [4]

Tableau1.4 : Quelques machines synchrones et leurs utilisations.

Nombre de phases	Puissance	Domaine d'application
12	1.7 à 5 MW	Sous marins
9	1.4 MW	Générateur
6	600 Kw	Eolienne

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre, un état de l'art sur les machines polyphasées à été présenté, où nous avons décrit brièvement les machines multiphasées, leurs classements (type de machine selon le nombre de phases), leurs différentes caractéristiques, les avantages et les inconvénients ainsi que leurs domaines utilisations, dont l'avantage principal est la segmentation de puissance et l'amélioration de la fiabilité, en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régime dégradé et l'inconvénient majeur, est le coût qui augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine d'où l'augmentation des convertisseurs statiques. La machine double étoile à cage présente un bon compromis technico-économique. L'objectif du deuxième chapitre sera la modélisation et la simulation de la MASDE avec et sans onduleur de tension.

Chapitre 2

Modélisation et simulation de la MASDE

2.1 Introduction

Afin d'étudier le comportement d'une machine multiphasée, lors de son état de l'art, nous sommes intéressés à la modélisation de la machine asynchrone double étoile, on fait appel à des équations électriques, magnétiques et mécaniques en général très complexes qui sont cause nécessaire d'utiliser un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, et, par la suite réduire l'ordre naturel du système par l'utilisation de la transformation de Park qui transférera les équations électriques statoriques et rotoriques du MASDE à un nouveau référentiel biphasé (d,q), afin d'obtenir un modèle qui simplifiera l'analyse des lois de commandes. Nous passons ensuite à l'alimentation de cette dernière par deux onduleurs de tensions triphasés à deux niveaux à commande MLI. Des résultats de simulations seront présentés.

2.2 Description du moteur asynchrone à double étoile

Le moteur asynchrone triphasé à double stator est une machine qui comporte deux bobinages statoriques fixes et un bobinage rotorique mobile. Les deux stators sont décalés entre eux d'un angle $\alpha = 30^\circ$, chacun est composé de trois enroulements identiques. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal $2\pi/3$ dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique [7].

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé decourant équilibré, d'où la création d'un champ tournant glisse dans l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que : $\Omega_s = \frac{\omega_s}{P}$

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

Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuse, robuste, facile d'emploi et nécessitent un entretien limité. Le rotor tourne à une vitesse différente de, pour cette raison, la cage rotorique devient le siège d'un système des forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes troiscourants rotoriques.

2.3 Modèle triphasé de la MASDE sur les axes réels

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

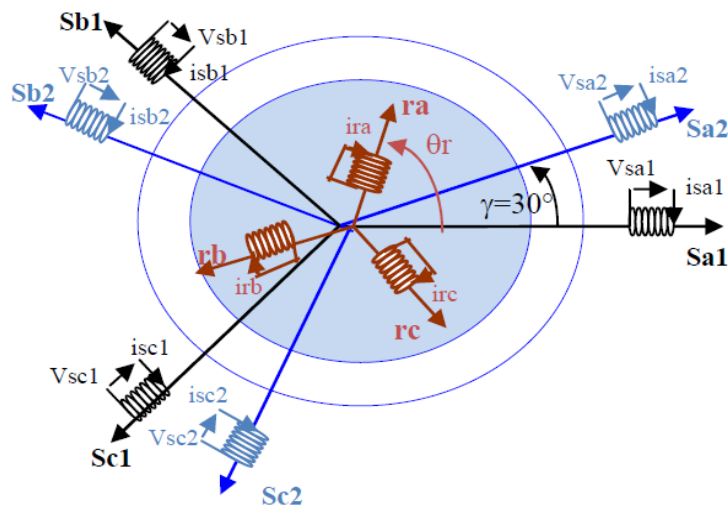


Figure 2.1: Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MASDE

2.3.1 Hypothèssimplificatrices

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition des enroulements et sa propre géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèssimplificatrices suivantes : [2]

- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et le circuit magnétique n'est pas saturé.
- ✓ Le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.

- ✓ L'entrefer est de ramasser uniforme, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques.
- ✓ La machine est de constitution symétrique et les flux sont additifs.
- ✓ Effet de peau négligé.

2.3.2 Modèlenaturel delaMASDE

➤ Equations électriques

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des vecteurs des grandeurs tensions, courants et flux, les équations électriques du stator 1, du stator 2 et du rotor peuvent être exprimées comme suit :

$$\text{Pour étoile 1 : } \begin{cases} V_{as1} = R_{as1}I_{as1} + \frac{d\phi_{as1}}{dt} \\ V_{bs1} = R_{bs1}I_{bs1} + \frac{d\phi_{bs1}}{dt} \\ V_{cs1} = R_{cs1}I_{cs1} + \frac{d\phi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (2-1)$$

$$\text{Pour étoile 2 : } \begin{cases} V_{as2} = R_{as2}I_{as2} + \frac{d\phi_{as2}}{dt} \\ V_{bs2} = R_{bs2}I_{bs2} + \frac{d\phi_{bs2}}{dt} \\ V_{cs2} = R_{cs2}I_{cs2} + \frac{d\phi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (2-2)$$

$$\text{Pour le rotor : } \begin{cases} V_{ra} = 0 = R_{ra}I_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = 0 = R_{rb}I_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = 0 = R_{rc}I_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (2-3)$$

On peut écrire aussi ces équations sous forme de matrice :

$$\text{Pour l'étoile 1 : } \begin{cases} [V_{s1}] = [V_{as1} & V_{bs1} & V_{cs1}]^T \\ [I_{s1}] = [I_{as1} & I_{bs1} & I_{cs1}]^T \\ [\phi_{s1}] = [\phi_{as1} & \phi_{bs1} & \phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (2-4)$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } \begin{cases} [V_{s2}] = [V_{as2} & V_{bs2} & V_{cs2}]^T \\ [I_{s2}] = [I_{as2} & I_{bs2} & I_{cs2}]^T \\ [\phi_{s2}] = [\phi_{as2} & \phi_{bs2} & \phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (2-5)$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques sont :

$$\begin{cases} [V_r] = [V_{ar} & V_{br} & V_{cr}]^T \\ [I_r] = [I_{ar} & I_{br} & I_{cr}]^T \\ [\phi_r] = [\phi_{ar} & \phi_{br} & \phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (2-6)$$

$[R_{s1}], [R_{s2}], [R_r]$: les matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques

Avec :

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{sa1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc1} \end{bmatrix}, \quad [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{sa2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc2} \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix}$$

On pose :

$$R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1}$$

$$R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2}$$

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

Avec :

R_{s1} : Résistance d'une phase de la première étoile.

R_{s2} : Résistance d'une phase de la deuxième étoile.

R_r : Résistance d'une phase du rotor.

➤ Equations magnétiques

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

$$[\phi_{s1}] = [L_{s1,s1}] [I_{s1}] + [M_{s1,s2}] [I_{s2}] + [M_{s1,r}] [I_r]$$

$$[\phi_{s2}] = [M_{s2,s1}] [I_{s1}] + [L_{s2,s2}] [I_{s2}] + [M_{s2,r}] [I_r]$$

$$[\phi_r] = [M_{r,s1}] [I_{s1}] + [M_{r,s2}] [I_{s2}] + [L_{r,r}] [I_r]$$

Où les matrices des inductances sont exprimées comme suit :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{pmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 & L_{s1} + L_{ms} \end{pmatrix} \quad (2-7)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{pmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 & L_{s2} + L_{ms} \end{pmatrix} \quad (2-8)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{pmatrix} L_r + L_{mr} & -L_{mr} / 2 & -L_{mr} / 2 \\ -L_{mr} / 2 & L_r + L_{mr} & -L_{mr} / 2 \\ -L_{mr} / 2 & -L_{mr} / 2 & L_r + L_{mr} \end{pmatrix} \quad (2-9)$$

$$[M_{s1,s2}] = \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{pmatrix} L_{ms} \quad (2-10)$$

$$[M_{s1,r}] = \begin{pmatrix} \cos(\theta_{r1}) & \cos(\theta_{r1} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{r1} + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_{r1} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{r1}) & \cos(\theta_{r1} + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_{r1} + 4\pi/3) & \cos(\theta_{r1} + 4\pi/3) & \cos(\theta_{r1}) \end{pmatrix} M_{sr} \quad (2-11)$$

$$[M_{s2,r}] = \begin{pmatrix} \cos(\theta_{r2}) & \cos(\theta_{r2} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{r2} + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_{r2} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{r2}) & \cos(\theta_{r2} + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_{r2} + 4\pi/3) & \cos(\theta_{r2} + 4\pi/3) & \cos(\theta_{r2}) \end{pmatrix} M_{sr} \quad (2-12)$$

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

Avec :

L_{s1} : L'inductance propre du 1^{er} étoile

L_{s2} : L'inductance propre du 2^{eme} étoile

L_{ms} : la valeur maximale des coefficients d'inductance Mutuelle statoriques

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

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

➤ Equations mécaniques

La caractéristique dynamique s'exprime par l'équation suivante

$$j \frac{d}{dt} = C_{em} - C_r - K_f - \Omega \quad (2-13)$$

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par la dérivation de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle de rotation du rotor

$$C_{em} = \frac{\partial \omega}{\partial \theta_m} = P \frac{\partial \omega}{\partial \theta_e} \quad (2-14)$$

J : Le moment d'inertie

C_{em} : Le couple électromagnétique

C_r : Le couple résistant

K_f : Le coefficient de frottement

θ_m : Angle mécanique

θ_e : Angle électrique

P : Nombre de paire de pôles

Avec :

$$W = \frac{1}{2} ([I_{s1}]^T [\Phi_{s1}] + [I_{s2}]^T [\Phi_{s2}] + [I_r]^T [\Phi_r])$$

A partir de (II.12) et (II.13), l'expression du couple électromagnétique peut être réécrite comme suit:

$$C_{em} = \frac{p}{2} ([I_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [I_r]^T + [I_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [I_r]^T) \quad (2-15)$$

2.4 Choix du référentiel

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) [6]

2.4.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{\text{coor}} = 0$). Dans ce cas, la phase A_{s1} et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

2.4.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r donc ($\omega_{\text{coor}} = \omega_r$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor.

2.4.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les deux étoiles du stator ($\omega_{\text{coor}} = \omega_s$). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

2.5 *Modèle de la MASDE dans le repère (d, q) [4]*

La forte complexité du modèle de la MASDE dans le repère triphasé liée par la variation des équations de $V_{s1(a, b, c)}$, $V_{s2(a, b, c)}$ et $V_{r(a, b, c)}$ en fonction des courants, donne un système d'équations dont les coefficients sont variables dans le temps, pour résoudre ce problème on fait appel à une simplification par le passage de la transformation d'un système triphasé au système équivalent biphasé, afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système. Cette simplification doit réduire l'ordre naturel du système et consiste à exprimer les trois enroulements de la machine en seulement deux enroulements d'axes perpendiculaires (d, q) par l'utilisation de la transformation de Park

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axe (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice. Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé à celui du biphasé ou inversement.

L'expression générale de la transformation de Park est donnée par sa matrice de transformation $[P(\theta)]$. Elle est obtenue par la transformation des grandeurs de système triphasé ($a; b; c$) à un système équivalent biphasé d'axes ($d; q$). [9]

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

$$[K_{d,q}] = [P(\theta)] [K_{abc}]$$

$[K_{abc}]$: vecteur assemble les grandeurs du système triphasé équilibré

$[K_{d,q}]$: vecteur assemble les grandeurs du système dans le repère (d,q).

Pour l'étoile 1

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

Pour l'étoile 2

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \alpha) & \cos(\theta_s - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \alpha - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s - \alpha) & -\sin(\theta_s - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \alpha - \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

Pour rotor

$$[P_r(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

Avec le choix du référentiel lié au champ tournant en appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivantes :

➤ **Equations électriques**

La transformation de Park sur le système d'équations (2-1),(2-2) et (2-3) on obtient :

Pour étoile 1

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{0s1} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{0s1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{0s1} \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{0s1} \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

Pour étoile 2

$$\begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{0s2} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{0s2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{0s2} \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{0s2} \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

Pour le rotor (rotor est en court-circuit)

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{0r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{0r} \end{bmatrix} \frac{d\theta_r}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{0r} \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

Avec

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

Sous forme d'équations [6]

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd1} = R_s I_{sd1} + \frac{d}{dt} \phi_{sd1} - \omega_s \phi_{sq1} \\ V_{sq1} = R_s I_{sq1} + \frac{d}{dt} \phi_{sq1} + \omega_s \phi_{sd1} \\ V_{sd2} = R_s I_{sd2} + \frac{d}{dt} \phi_{sd2} - \omega_s \phi_{sq2} \\ V_{sq2} = R_s I_{sq2} + \frac{d}{dt} \phi_{sq2} + \omega_s \phi_{sd2} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \end{array} \right. \quad (2.23)$$

➤ **Equations des flux**

On applique la transformation de Park sur les équations des flux on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds1} = L_{s1} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds2} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{dr} \\ \phi_{qs1} = L_{s1} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{s1q} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs2} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{qr} \\ \phi_{ds2} = L_{s1} I_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{dr} \\ \phi_{qs2} = L_{s1} I_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{dr} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{ds2} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qr} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{qs2} \end{array} \right. \quad (2-24)$$

$$\text{Avec : } \frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{mr} = \frac{3}{2} M_{sr} = L_m \quad (2-25)$$

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor

A partir de l'équation (2-25), on peut réécrire les équations des flux comme suit :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = L_{s1}I_{ds1} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \phi_{qs1} = L_{s1}I_{qs1} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \phi_{ds2} = L_{s2}I_{ds2} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \phi_{qs2} = L_{s2}I_{qs2} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (2-26)$$

➤ Equations mécaniques

Le nouveau repère résultant, par la transformation de Park, nous donne un couple électromagnétique, et pour calculer son expression, il faut déterminer, la puissance instantanée comme suit :

$$P_{abs} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \quad (2-27)$$

En équation :

$$P_{abs} = v_{as1}i_{as1} + v_{bs1}i_{bs1} + v_{cs1}i_{cs1} + v_{as2}i_{as2} + v_{bs2}i_{bs2} + v_{cs2}i_{cs2} \quad (2-28)$$

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

$$P = v_{ds1}I_{ds1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{qs2}i_{qs2} \quad (2-29)$$

Par remplacement des tensions et des courants d'axe (d,q) dans le système d'équations , l'expression de la puissance instantanée est devenu :

$$P_{abs} = \left(R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2 \right) + w(\phi_{ds1}i_{qs1} - \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs2}i_{ds2})$$

$$+ \left(\frac{d\phi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} i_{qs2} \right) \quad (2-30)$$

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

- ✓ Le premier terme est identifié par pertes joules
- ✓ Le deuxième terme correspond à la puissance instantanée électromagnétique emmagasinée
- ✓ Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont négligeables), donc l'équation de la puissance et du couple électromagnétique peut s'écrire :

$$P_{em} = \Omega_s C_{em} \quad (2-31)$$

Avec : Ω La vitesse de rotation mécanique du rotor.

C_{em} : Le couple électromagnétique développé.

$$P_{abs} = w(\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (2-32)$$

D'après l'équation du deuxième terme de la puissance instantanée, on déduit l'équation du couple électromagnétique

$$C_{em} = (\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (2-33)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques, on obtient:

$$C_{em} = pL_m[(I_{qs1} + I_{qs2})I_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2})I_{qr}] \quad (2.34)$$

On considère les courants suivants :

$$I_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{dr} - L_m(I_{ds1} + I_{ds2})]$$

$$I_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{qr} - L_m(I_{qs1} + I_{qs2})]$$

En introduisant les courants dans l'expression de couple C_{em} :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(I_{qs1} + I_{qs2})\phi_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2})\phi_{qr}] \quad (2.35)$$

2.6 Mise sous forme d'équation d'état

Les expressions des flux magnétisants en fonctions des courants statoriques et des courants rotoriques

$$\Phi_{md} = L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \quad (2-36)$$

$$\Phi_{mq} = L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr})$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants dans le système d'équations on obtient :

$$\Phi_{ds1} = L_{s1}I_{ds1} + \Phi_{md}$$

$$\Phi_{qs1} = L_{s1}I_{qs1} + \Phi_{mq}$$

$$\Phi_{ds2} = L_{s2}I_{ds2} + \Phi_{md} \quad (2-37)$$

$$\Phi_{qs2} = L_{s2}I_{qs2} + \Phi_{mq}$$

$$\Phi_{dr} = L_r I_{dr} + \Phi_{md}$$

$$\Phi_{qr} = L_r I_{qr} + \Phi_{mq}$$

A partir de l'équation précédente on tire que :

$$I_{ds1} = (\Phi_{ds1} - \Phi_{md})/L_{s1}$$

$$\begin{aligned}
I_{qs1} &= (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq})/L_{s1} \\
I_{ds2} &= (\Phi_{ds2} - \Phi_{md})/L_{s2} \\
I_{qs2} &= (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq})/L_{s2} \\
I_{dr} &= (\Phi_{dr} - \Phi_{md})/L_r \\
I_{qr} &= (\Phi_{qr} - \Phi_{mq})/L_r
\end{aligned} \tag{2-38}$$

En remplaçant les courants:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \Phi_{ds1} &= v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\
\frac{d}{dt} \Phi_{qs1} &= v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) + \omega_s \Phi_{ds1} \\
\frac{d}{dt} \Phi_{ds2} &= v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\
\frac{d}{dt} \Phi_{qs2} &= v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) + \omega_s \Phi_{ds2}
\end{aligned} \tag{2-39}$$

$$\frac{d}{dt} \Phi_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr}$$

$$\frac{d}{dt} \Phi_{qr} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr}$$

A partir de les équations précédentes, les équations des flux magnétisants deviennent :

$$\phi_{md} = L_a \left(\frac{\phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{dr}}{L_r} \right) \tag{2-40}$$

$$\phi_{mq} = L_a \left(\frac{\phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{qr}}{L_r} \right) \quad (2-41)$$

$$D'où : L_a = \frac{1}{(1/L_{s1}) + (1/L_{s2}) + (1/L_r) + (1/L_m)}$$

Une autre expression du couple électromagnétique peut être déduite du flux rotorique à partir du système d'équation, on considère les flux rotorique suivants :

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \quad (2-42)$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \quad (2-43)$$

Les courants rotorique sont :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{dr} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})] \quad (2-44)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{qr} - L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})] \quad (2-45)$$

Après les remplacements et les simplifications, on obtient le nouveau système d'équation :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} &= v_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} \phi_{ds1} + \omega_s \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} \phi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} &= v_{qs1} - \omega_s \phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} \phi_{qs1} + \omega_s \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} \phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} &= v_{ds2} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s2} L_{s1}} \phi_{ds2} + \omega_s \phi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_{s2}} \phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} &= v_{qs2} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} \phi_{qs1} - \omega_s \phi_{ds2} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s2}} \phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \phi_{qr} \end{aligned} \quad (2-46)$$

$$\frac{d}{dt} \phi_{dr} = \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \phi_{ds1} + \frac{L_a}{T_r L_{s2}} \phi_{ds2} + \frac{L_a - L_r}{T_{s2} L_r} \phi_{dr} + \omega_{gl} \phi_{qr}$$

$$\frac{d}{dt} \phi_{qr} = \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_r L_{s2}} \phi_{qs2} - \omega_{gl} \phi_{dr} + \frac{L_a - L_r}{T_{s2} L_r} \phi_{qr}$$

Nous mettons le système d'équation précédant sous forme d'équation d'état :

$$\dot{X} = AX + BU \tag{2-47}$$

$$X = [\phi_{ds1}, \phi_{qs1}, \phi_{ds2}, \phi_{qs2}, \phi_{dr}, \phi_{qr}]^T \text{ Vecteur d'état}$$

$$U = [v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2}, v_{qs2}]^T \text{ Vecteur de commande (vecteur d'entrée)}$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_s}{T_{s1} L_{s1}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} L_r} & 0 \\ -\omega_s & \frac{L_a - L_s}{T_{s1} L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \\ \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s2} L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} & -\omega_s & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \\ \frac{L_a}{T_r L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_r L_{s2}} & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & \frac{L_a}{T_r L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_r L_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \end{bmatrix}$$

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

Avec :

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

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

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ Constante du temps rotorique}$$

2.7 Modélisation de l'ensemble système d'alimentation MASDE [2]

Les développements dans le domaine de l'électronique de puissance, soit au niveau des éléments semi-conducteurs, soit au niveau des convertisseurs statiques, permettent la réalisation d'organes de commande avec des puissances de sortie élevées et commandables. [6]

Les systèmes de commandes des machines électriques nécessitent à alimenter la machine par des convertisseurs statiques (redresseur, filtre RLC et un onduleur MLI), qui opèrent le transfert d'énergie entre une source alternative et la machine, l'importance de l'association entre ces convertisseurs et la machine est contrôler la vitesse et le couple générés par la machine à cause d'une action simultanée sur la fréquence et l'amplitude de tension à base d'onduleurs de tension à fréquence variable. [1]

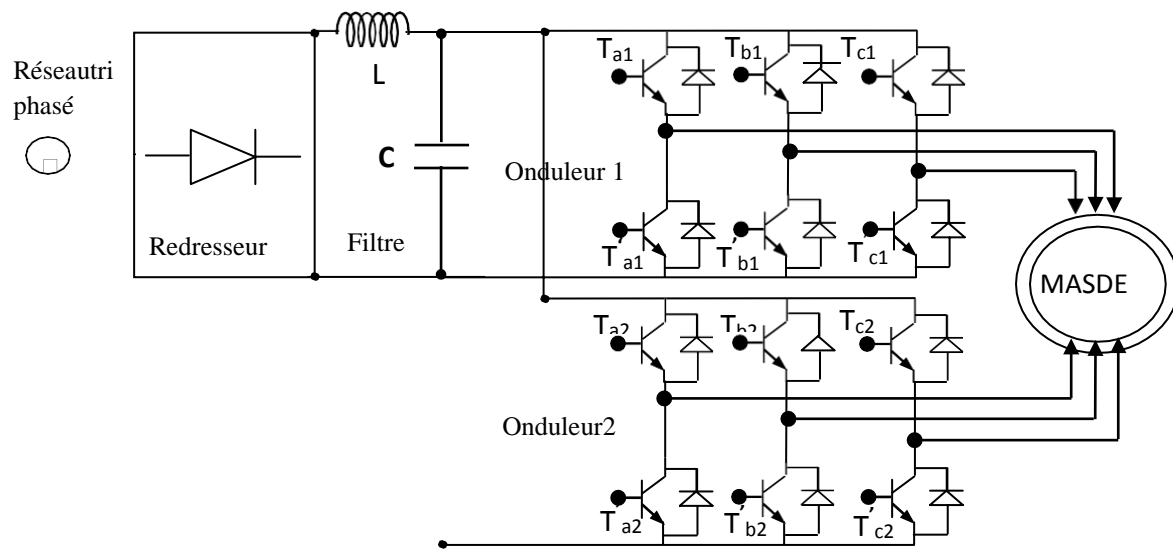


Figure 2.2 Schéma d'association de la MASDE et ses alimentations par deux onduleurs de tension à deux niveaux via un redresseur et un filtre RLC.

2.7.1 Modélisation del'Onduleur

L'onduleur de tension est la partie essentielle du système d'alimentation, il assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable.

Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé. Ce dernier est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération.[2]

Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court circuit de la source, les interrupteurs T_i et T'_i (supposés être des interrupteurs idéaux), doivent être contrôlés de manière complémentaire. Pour modéliser l'onduleur de tension, figure 1.8, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 .

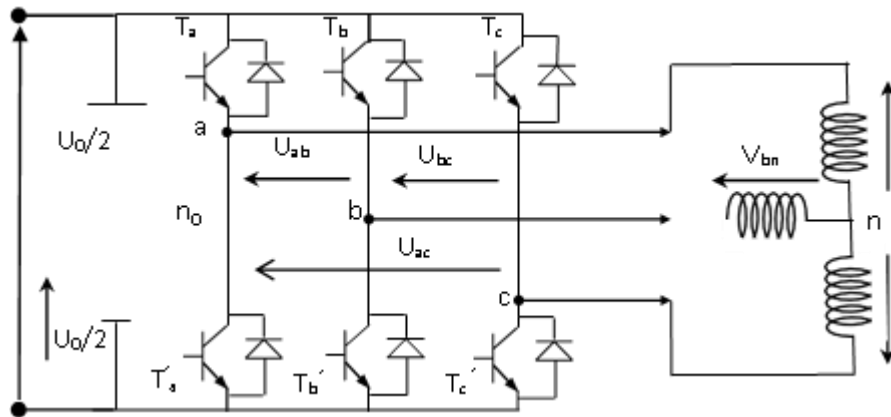


Figure 2.3 Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux [2]

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur à deux niveau, on suppose que :

- ✓ La commutation des interrupteurs est instantanée.
- ✓ La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- ✓ La charge triphasé, est équilibré, et couple en étoile avec un neutre isolé.

Les diodes ($D=1,2\dots$) sont des diodes de protections des transistors assurant la roue libre ou la récupération. Un seul interrupteur bidirectionnel est présente par un pare de (diode –transistor)

A partir des tensions simple V_{an} , V_{bn} et V_{cn} , on modélise la machine en utilisant la commande de l'onduleur a partir des grandeurs logiques S_i . On a :

- ✓ si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T_i' est ouvert,
- ✓ si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T_i' est passant.

Avec : $S_i + S_{i'} = 1$ et $i = a, b, c$.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} u_{ab} = v_{ano} - v_{bno} \\ u_{bc} = v_{bno} - v_{cno} \\ u_{ca} = v_{cno} - v_{ano} \end{cases} \quad (2-48)$$

Les tensions simples des phases de la charge, issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} v_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ v_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ v_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (2-49)$$

On introduit la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 , on écrit :

$$\begin{cases} v_{an} + v_{nno} = v_{ano} \\ v_{bn} + v_{nno} = v_{bno} \\ v_{cn} + v_{nno} = v_{cno} \end{cases} \quad (2-50)$$

$$\text{On déduit que : } v_{nno} = \frac{1}{3}[v_{ano} + v_{bno} + v_{cno}] \quad (2-51)$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits $\leftrightarrow S_{ij}(i=a,b,c \text{ et } j=1,2)$

$$v_{ijno} = S_{ij}U_o - \frac{U_o}{2} \quad (2-52)$$

$$\text{Donc : } \begin{cases} v_{ajn0} = (S_{aj} - 0.5)U_o \\ v_{bjn0} = (S_{bj} - 0.5)U_o \\ v_{cjn0} = (S_{cj} - 0.5)U_o \end{cases} \quad (2-53)$$

Par le remplacement de (2-53) dans (2-51) de on obtient :

$$\begin{cases} v_{ajno} = \frac{2}{3}v_{ajno} - \frac{1}{3}v_{bjno} - \frac{1}{3}v_{cjno} \\ v_{bjno} = \frac{-1}{3}v_{ajno} + \frac{2}{3}v_{bjno} - \frac{1}{3}v_{cjno} \\ v_{cjno} = \frac{-1}{3}v_{ajno} - \frac{1}{3}v_{bjno} + \frac{2}{3}v_{cjno} \end{cases} \quad (2-54)$$

En remplaçant (2-54) dans (2-53) on obtient ::

$$\begin{bmatrix} v_{ajn} \\ v_{bjn} \\ v_{cjn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} S_{aj} \\ S_{bj} \\ S_{cj} \end{bmatrix} \quad (2-55)$$

2.7.2 Commande MLI des Onduleurs de Tension

Dans cette étude on utilise la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) triangulo-sinusoïdale qui consiste à calculer les intersections d'un signal de référence sinusoïdale basse fréquence f_{ref} et d'amplitude v_m appelé modulateur et d'un signal de modulation triangulaire de haute fréquence f_p ($f_p = m * f_{ref}$) d'amplitude $G \times v_m$ appelé onde porteuse pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs de l'onduleur de tension.

Avec :

- m : Indice de modulation.
- G : Coefficient de réglage en tension (taux de modulation ou rapport cyclique).

Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI est donné par la figure 2.4.

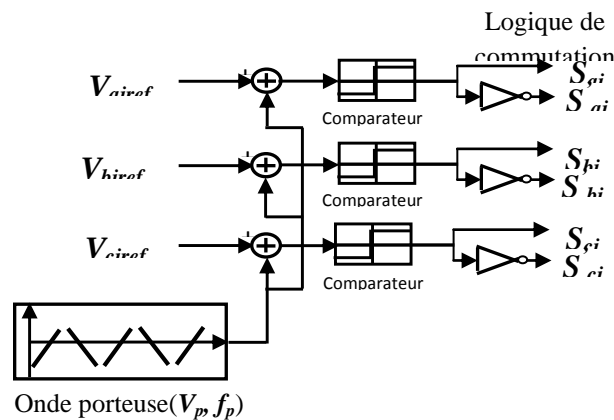
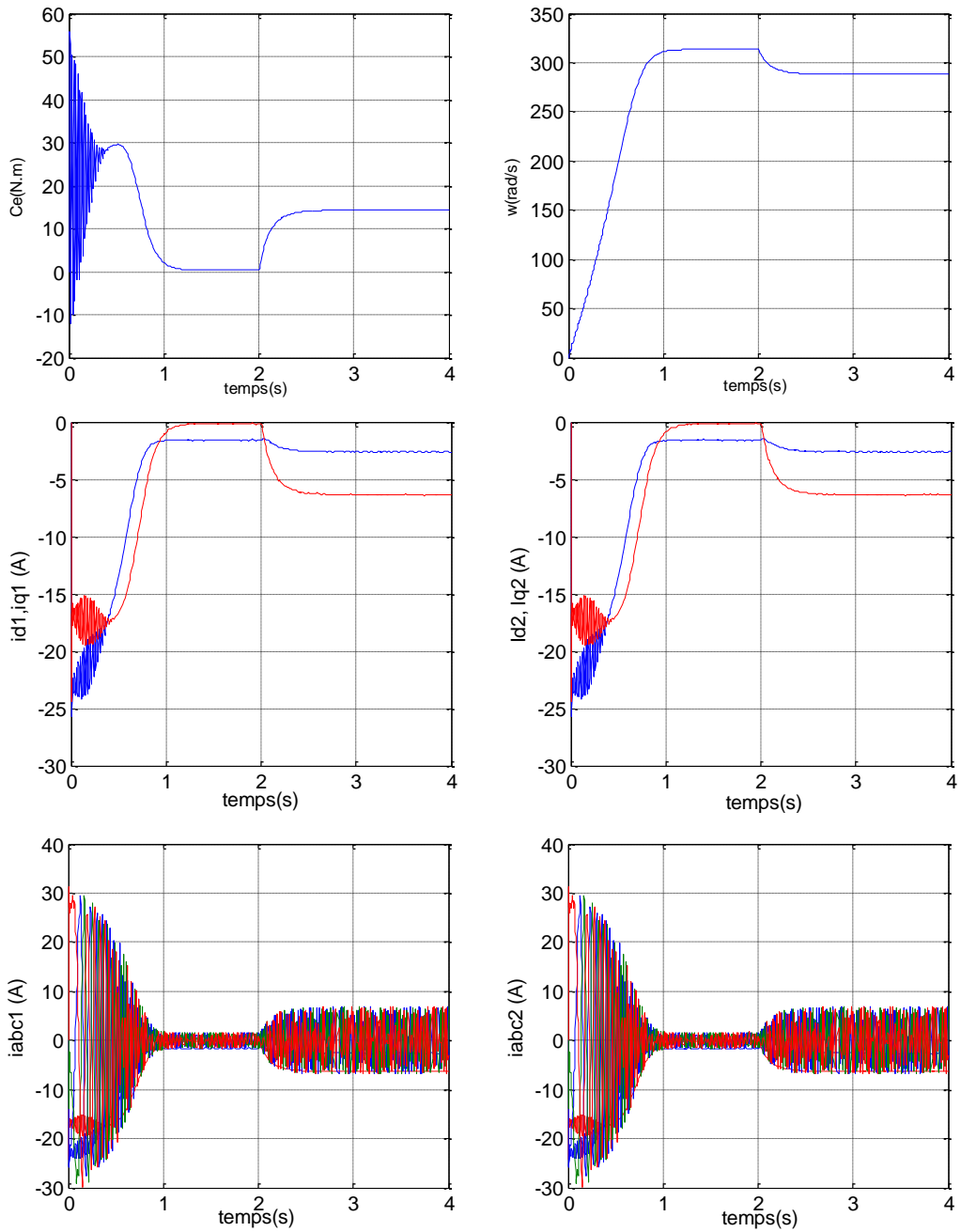


Figure 2.4 Schéma de Principe de la Technique MLI Triangulo-Sinusoïdale

2.8 Résultats de simulation

a) sans onduleur de tension

Les courbes de la figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors de l'application d'une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ à partir de l'instant $t=2\text{s}$. Cette charge correspond au fonctionnement nominal de la machine



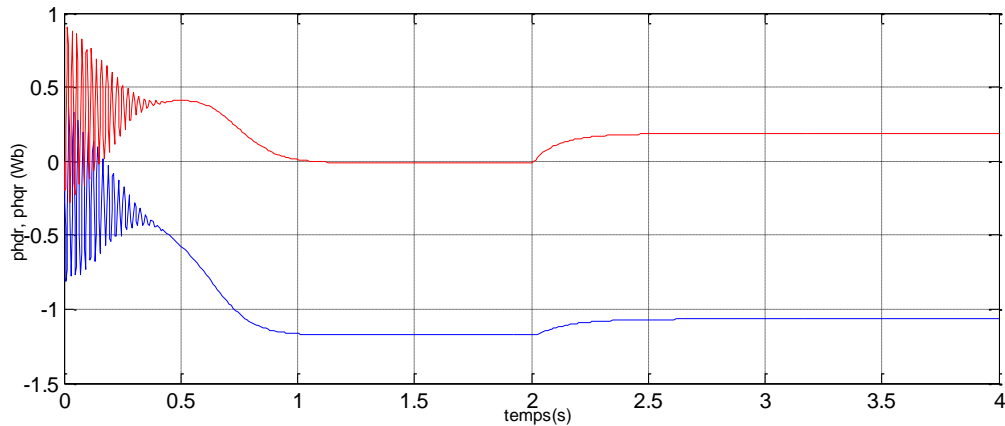


Figure 2.5 Résultats de simulation de la MASDE sans onduleur de tension

Au démarrage, la vitesse augmente et s'évolue, d'une manière presque linéaire et elle atteint une valeur de 314 (rad/s), s'approche à celle de synchronisme, après de subir le régime transitoire puis elle chute jusqu'à atteindre la valeur 280 (rad/s) à $t=2$ s. Le couple électromagnétique présente des oscillations au début, il atteint une valeur maximale de 52.3 (N.m), puis il diminue d'une façon linéaire pour se stabilise a une valeur minimale de 0.28(N.m)à $t=1.2$ s. Le couple électromagnétique compense le couple de charge et bien sûr les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de 14.28 N.m à $t=2$ s. Les courants $i_{ds1,2}$ et $i_{qs1,2}$ à l'instant $t = 2$ s augmentent. Le courant i_{ds1} atteint la valeur -2.5 A, alors que i_{qs1} atteint la valeur -6 A. Le flux Φ_{dr} lors de l'application de la charge, diminue de 0.96 Wb à 0.87 Wb en valeur absolue, alors que le flux Φ_{qr} augmente de 0 Wb à 0.15 Wb.

a) avec onduleur de tension

Les résultats de simulation en présence des deux onduleurs sont similaires à ceux obtenus pour une MASDE alimentée par des tensions purement sinusoïdales à l'exception de quelques ondulations causées par les harmoniques emportées par les tensions fournies à la sortie des deux onduleurs (Figure 2.6).

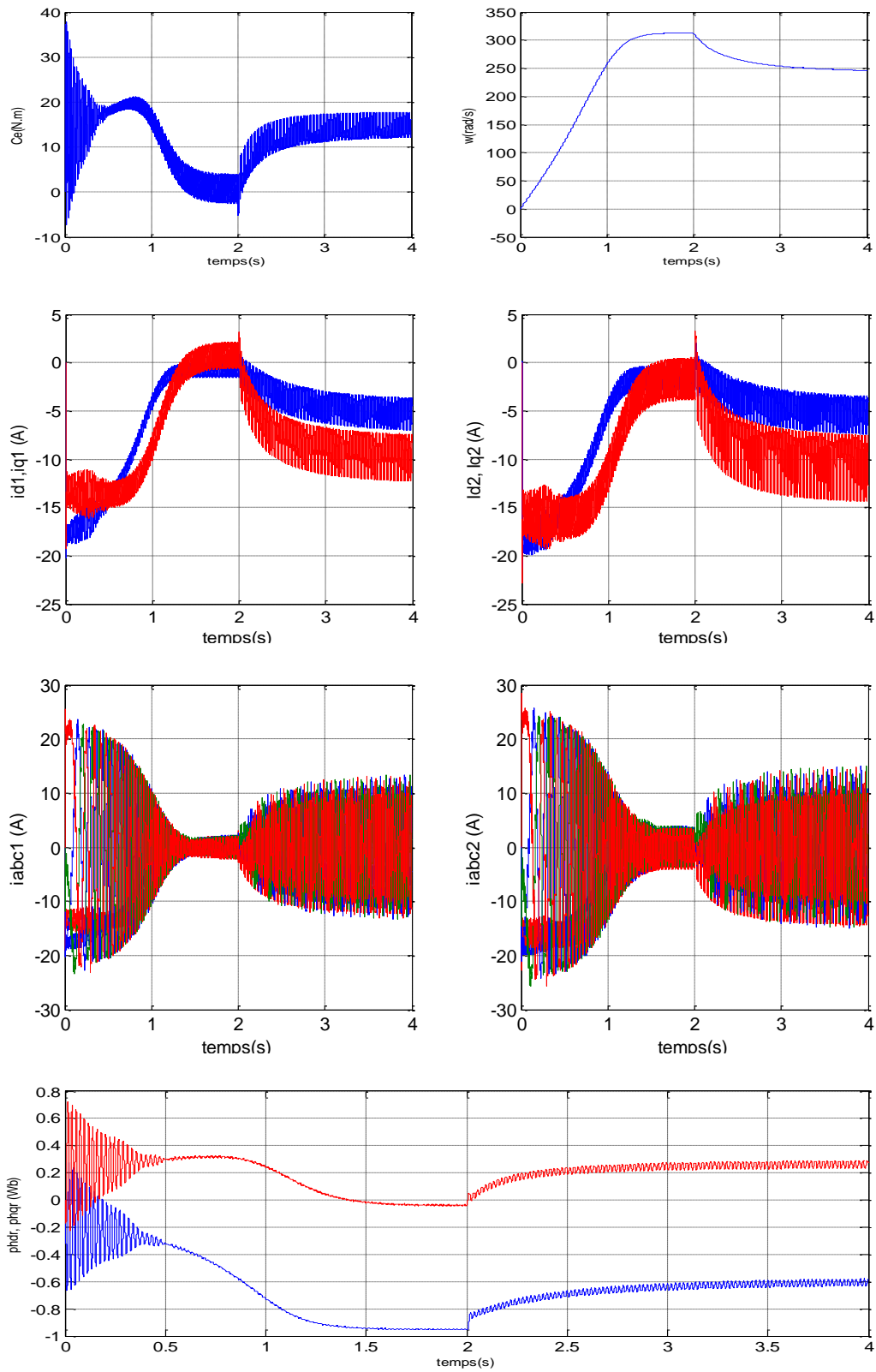


Figure 2.6 Résultats de simulation de la MASDE sans onduleur de tension

2.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu une modélisation de la machine asynchrone double étoile, en tenant compte des hypothèses simplificatrices, de même que la modélisation de l'alimentation présentée par deux onduleurs de tension à deux niveau commandés par la stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Nous avons établi un modèle de la machine, en utilisant la transformation de PARK. Les résultats de simulation numérique montrent la nécessité de régler la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée. L'objectif de chapitre suivant est la commande directe du couple (DTC) de la MASDE.

Chapitre 3

Commande Par DTC De La MachineAsynchrone Double Etoile

3.1 Introduction

Au cours des dernières décennies, la technique des entraînements électriques à vitesse variable s'est développée rapidement, en premier lieu grâce aux progrès accomplis dans l'électronique de puissance, et aux avantages techniques qu'offre une machine à courant alternatif par rapport à une machine à courant continu, tels que la robustesse de la machine et son faible coût d'achat et d'entretien, l'une des plus récentes démarches dans cette direction est la régulation directe du couple.

La technique de commande directe du couple «DTC» (direct torque control) a été introduite par TAKAHASHI au milieu des années 1980, récemment, elle est de plus en plus utilisée dans l'industrie à la place d'autres types, plus particulièrement la commande par orientation de flux (field oriented control ou «FOC»). [11]

Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette technique de commande, qui exploite la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courant alternatif d'une manière découplée. Lorsque ils sont alimentés par un onduleur de tension sans l'utilisation d'une boucle de retour pour la régulation de courant, en atteignant des performances semblables à celles des commandes vectorielles. [11]

La commande directe du couple «DTC» consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple, les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur, ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquences données à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion [13]. Ce chapitre sera consacré à la commande directe du couple de la machine asynchrone à double étoile, on va présenter en premier lieu le principe de fonctionnement de la DTC. Ensuite on donnera la structure générale de cette technique de commande appliquée à la MASDE. Des résultats de simulation avec interprétation et conclusion finale seront dans ce chapitre.

3.2 Avantages et Inconvénients de la Commande Directe du Couple (DT

3.2.1 Avantages

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement, ceci avec une bande passante en couple. Plusieurs avantages de cette loi de commande, dont on peut citer : [11]

- L'absence de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI) ;
- Bon contrôle de moteur même sans capteur de vitesse ;
- Excellente réponse dynamique de la machine ;
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques ;
- Insensible aux variations paramétriques du rotor de la machine ;
- L'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator ;
- Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple.

3.2.2 Inconvénients

Malgré les avantages cités précédemment, la commande directe du couple possède des inconvénients suivants : [11]

- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis ;
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis) ;
- L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif), cela peut conduire à une forte teneur en harmoniques ;
- Perte de commutation et fréquence d'échantillonnage élevée.

3.3 Principe de la Commande directe du couple (DTC)

La commande consiste à réguler directement le couple électromagnétique et le flux statorique par la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont le rôle est de commander l'état du système, à savoir l'amplitude de flux statorique et le couple

électromagnétique. Il s'agit de maintenir ces deux grandeurs dans des plages d'erreurs définies ; les deux sorties des régulateurs combinées avec l'information sur la position ou le vecteur de flux se trouvait, déterminent la table de commande (ou de vérité) servant à contrôler l'onduleur, ce dernier (onduleur à deux niveaux) permet, le cas échéant, d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur. La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs composantes dans le plan complexe $\alpha \beta$. Le régulateur de flux est à deux niveaux et celui du couple à trois niveaux initialement proposés par TAKAHASHI.

3.4 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé

Dans le plan complexe constitué des axes (α, β) , à partir de la structure de l'onduleur et son principe, nous constatons qu'il existe huit combinaisons possibles de (F_1, F_2, F_3) . À partir de ces combinaisons nous déterminons six séquences de tension active $(V_1 \dots V_6)$ délivrées par l'onduleur pour alimenter le stator de la machine, et deux séquences de tension nulle (V_0, V_7) . Le vecteur de tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante:

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} [V_a + V_b \exp(j \frac{2\pi}{3}) + V_c \exp(j \frac{4\pi}{3})] \quad (3-1)$$

Tableau 3.1 : Table de vérité d'un onduleur triphasé à deux niveau

Vecteur	F_1	F_2	F_3	V_a	V_b	V_c	V_s
V_0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$
V_2	1	1	0	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E \cdot e^{j\frac{\pi}{3}}$
V_3	0	1	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}}$
V_4	0	1	1	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E \cdot e^{j\pi}$
V_5	0	0	1	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V_6	1	0	1	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E \cdot e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0

Pour élaborer la tension triphasée qui attaque le moteur, on fait appel au convertisseur statique (figure 3.2). On considère l'alimentation de convertisseur comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de *f.é.m.* égale à $E/2$ connectés à un point noté n_0 . En pratique, plusieurs technologies d'interrupteurs sont utilisées, par exemple, les MOS (*Métal-Oxyde Semi-conducteur*) ou les IGBT (*Insulated Gate Bipolaire Transistor*).

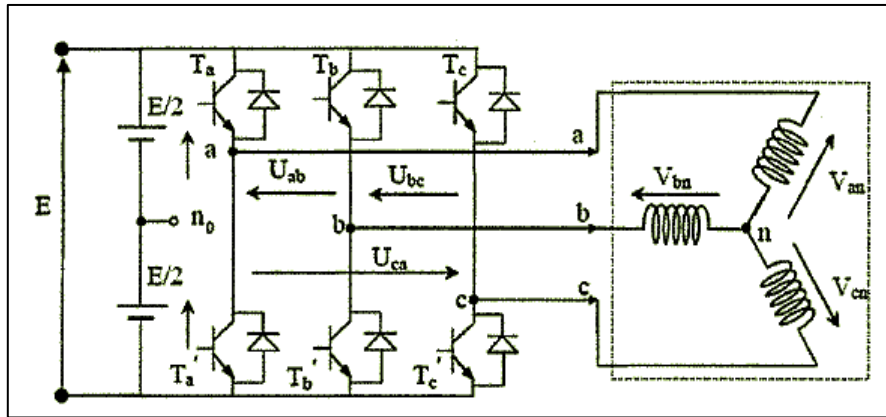


Figure 3.2 : Schéma de convertisseur statique triphasé.

Le convertisseur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i , les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

$S_i : S_i=1, T_i$ est fermé (passant) et T'_i est ouvert (bloqué).

$S_i : S_i=0, T_i$ est ouvert (bloqué) et T'_i est fermé (passant). Avec : $i=a, b, c$

La combinaison des différents états du convertisseur donne $2^3 = 8$ cas possibles pour le vecteur de tension V_s dont deux vecteurs nuls (V_0 et V_7) et six vecteurs non nuls. La figure (3.3) montre la représentation dans un plan complexe des six vecteurs non nuls qui peuvent être générés par un onduleur triphasé à deux niveaux.

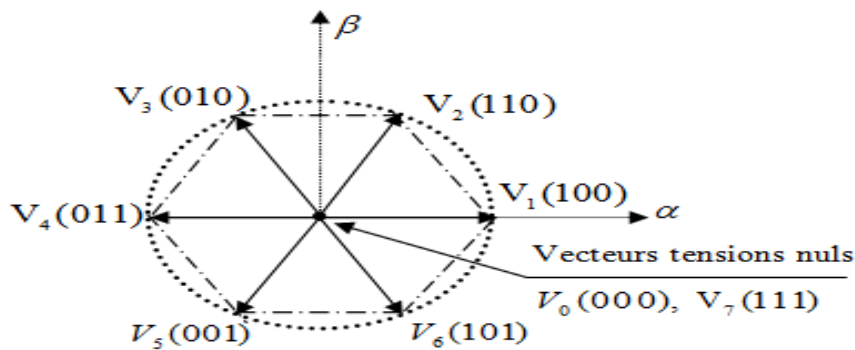


Figure 3.3 Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé.

3.5 Stratégie de commande directe du couple (DTC)

La commande directe du couple est basée sur l'algorithme suivant : [11]

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e ($T_e \leq 50\mu s$).
- À chaque coup d'horloge, on mesure les courants et les tensions de ligne.
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique.
- On estime le couple grâce à la relation suivante :

$$C_{em} = p(\Phi_{\alpha s1} I_{\beta s1} + \Phi_{\alpha s2} I_{\beta s2} - \Phi_{\beta s1} I_{\alpha s1} + \Phi_{\beta s2} I_{\alpha s2})$$

- On détermine le vecteur tension à appliquer à la machine.

3.6 Contrôle du flux et du couple

3.6.1 Contrôle du flux statorique

On se place dans un repère fixe $\alpha\beta$ lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Phi}_s}{dt} \Rightarrow \vec{\Phi}_s = \vec{\Phi}_{s0} + \int_0^t (\vec{V}_s - R_s \vec{I}_s) dt \quad (3-2)$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance, l'équation (3.2) devient :

$$\vec{\Phi}_s = \vec{\Phi}_{s0} + \int_0^t (\vec{V}_s) dt \quad (3-3)$$

Avec : $\vec{\Phi}_s(k+1) \approx \vec{\Phi}_s(k) + \vec{V}_s T_e \Rightarrow \Delta \vec{\Phi}_s \approx \vec{V}_s T_e$

Où :

- $\vec{\Phi}_s(k)$: Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.
- $\vec{\Phi}_s(k+1)$: Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.
- $\Delta \vec{\Phi}_s = \vec{\Phi}_s(k+1) - \vec{\Phi}_s(k)$: Vecteur variation de flux statorique.
- T_e : Période d'échantillonnage.

La relation (3-3) montre que la vitesse de rotation du flux est égale à la tension appliquée. L'application d'un vecteur tension colinéaire avec le vecteur flux agit directement sur l'amplitude de ce dernier. En revanche, si on applique un vecteur tension en quadrature avec le flux, il agit sur

la phase du flux et provoque soit une accélération, soit une décélération du vecteur flux. Enfin, si on applique une tension nulle (V_0 ou V_7), le vecteur flux reste fixe.

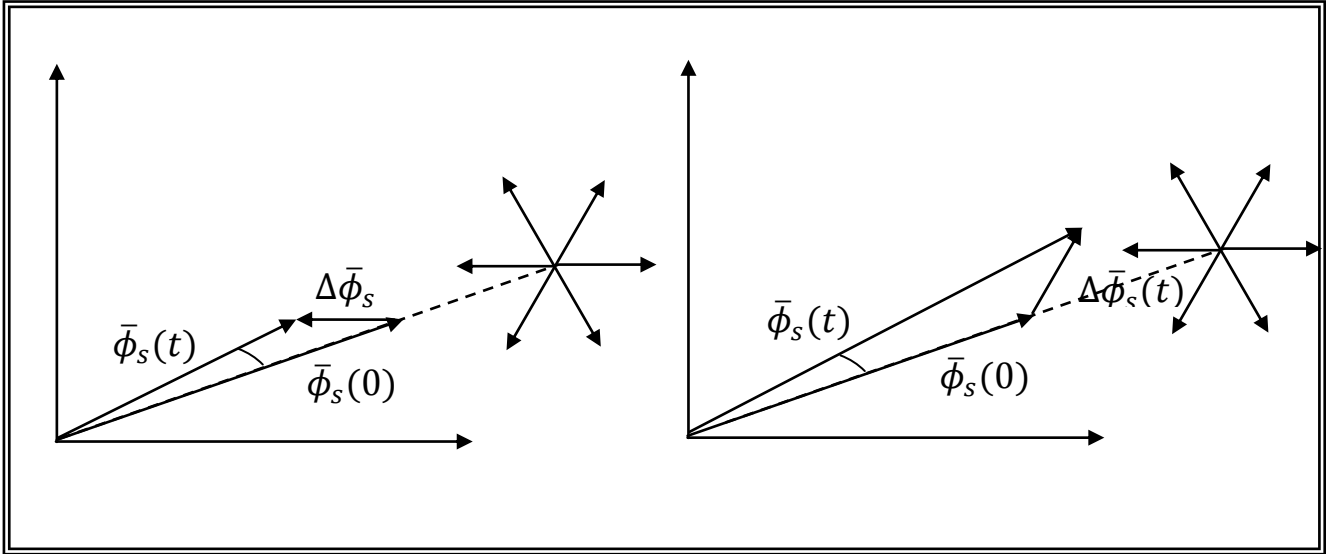


Figure 3.1 Evolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur de tension appliqué.

3.6.2 Contrôle du couple Electromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique.

$$C_{em} = K(\vec{\Phi}_s \wedge \vec{\Phi}_r) = K \|\vec{\Phi}_s\| \|\vec{\Phi}_r\| \sin(\gamma) \quad (3-4)$$

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

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

γ : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

k : est une constante dépendant des paramètres de la machine : $k = \frac{3pM_{sr}}{2\sigma L_s L_r}$

M_{sr} : L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

L'angle γ est le déphasage entre les deux flux. Le flux statorique est la somme du flux rotorique et de flux de fuites totales. Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes : [15]

- Le flux de fuites a une dynamique rapide suite aux variations de la tension, car les inductances de fuites sont faibles.

le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois plus lente en référence au coefficient de dispersion σ dont la valeur moyenne est d'environ 0.1.

Dans ces conditions, on peut supposer qu'entre deux commutations, le flux rotorique reste constant. Par contre, le flux statorique est directement affecté par les variations des flux de fuites. Donc le couple dépend uniquement du produit $\|\vec{\Phi}_s\| \sin(\gamma)$

Comme l'amplitude du flux statorique varie assez peu, la variation du couple peut être réalisée par variation de l'angle γ .

3.7 Estimateurs

3.7.1 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statorique courants et tension de la machine. À partir des équations suivantes :

$$\begin{cases} \vec{\Phi}_{s1} = \int_0^t (\vec{V}_{s1} - R_{s1} \vec{I}_{s1}) dt \\ \vec{\Phi}_{s2} = \int_0^t (\vec{V}_{s2} - R_{s2} \vec{I}_{s2}) dt \end{cases} \quad (3-5)$$

Les vecteurs flux statoriques sont calculées à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , tel que :

$$\begin{cases} \vec{\Phi}_{\alpha s1} = \int_0^t (\vec{V}_{\alpha s1} - R_{s1} \vec{I}_{\alpha s1}) dt \\ \vec{\Phi}_{\alpha s2} = \int_0^t (\vec{V}_{\alpha s2} - R_{s2} \vec{I}_{\alpha s2}) dt \end{cases} \quad (3-6)$$

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_{\beta s1} = \int_0^t (\overline{V}_{\beta s1} - R_{s1} \overline{I}_{\beta s1}) dt \\ \overline{\Phi}_{\beta s2} = \int_0^t (\overline{V}_{\beta s2} - R_{s2} \overline{I}_{\beta s2}) dt \end{cases} \quad (3-7)$$

On obtient les tensions ($V_{\alpha s1}$, $V_{\beta s1}$, $V_{\alpha s2}$, $V_{\beta s2}$) à partir des commandes ((S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}) , (S_{a2}, S_{b2}, S_{c2})) et de la mesure de la tension d'alimentation V_{dc} et par application de la transformée de Concordia.

$$\begin{cases} \overline{V}_{s1} = V_{\alpha s1} + jV_{\beta s1} \\ V_{\alpha s1} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_{a1} - \frac{1}{2}(S_{b1} + S_{c1})) \\ V_{\beta s1} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} (S_{b1} - S_{c1}) \end{cases} \quad (3-8)$$

$$\begin{cases} \overline{V}_{s2} = V_{\alpha s2} + jV_{\beta s2} \\ V_{\alpha s2} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_{a2} - \frac{1}{2}(S_{b2} + S_{c2})) \\ V_{\beta s2} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} (S_{b2} - S_{c2}) \end{cases} \quad (3-9)$$

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_{\beta s1} = \int_0^t (\overline{V}_{\beta s1} - R_{s1} \overline{I}_{\beta s1}) dt \\ \overline{\Phi}_{\beta s2} = \int_0^t (\overline{V}_{\beta s2} - R_{s2} \overline{I}_{\beta s2}) dt \end{cases} \quad (3-10)$$

De même les courants ($I_{\alpha s1}$, $I_{\beta s1}$, $I_{\alpha s2}$, $I_{\beta s2}$) et sont obtenus à partir de la mesure des courants réels (I_{sa1} , I_{sb1} , I_{sc1} , I_{sa2} , I_{sb2} , I_{sc2}) et en appliquant la transformée de Concordia :

$$\begin{cases} \overline{I}_{s1} = I_{\alpha s1} + jI_{\beta s1} \\ I_{\alpha s1} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{as1} \\ I_{\beta s1} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{bs1} - I_{cs1}) \end{cases} \quad (3-11)$$

$$\begin{cases} \overline{I}_{s2} = I_{\alpha s2} + jI_{\beta s2} \\ I_{\alpha s2} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{as2} \\ I_{\beta s2} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{bs2} - I_{cs2}) \end{cases} \quad (3-12)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\begin{cases} \phi_{s1} = \sqrt{\Phi_{\alpha s1}^2 + \Phi_{\beta s1}^2} \\ \phi_{s2} = \sqrt{\Phi_{\alpha s2}^2 + \Phi_{\beta s2}^2} \end{cases} \quad (3-13)$$

La zone N_i dans laquelle se trouve le vecteur est déterminée par le calcul de la phase de ce vecteur :

$$\begin{cases} \angle \vec{\Phi}_{s1} = \arctg \frac{\Phi_{\alpha s1}}{\Phi_{\beta s1}} \\ \angle \vec{\Phi}_{s2} = \arctg \frac{\Phi_{\alpha s2}}{\Phi_{\beta s2}} \end{cases} \quad (3-14)$$

3.7.2 Estimation du couple électromagnétique

Une fois les deux composants de flux et de courant sont estimés le couple électromagnétique uniquement en fonction des composantes (α, β), il peut être estimé à partir de la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p(\hat{\Phi}_{\alpha s1}I_{\beta s1} + \hat{\Phi}_{\alpha s2}I_{\beta s2} - \hat{\Phi}_{\beta s1}I_{\alpha s1} + \hat{\Phi}_{\beta s2}I_{\alpha s2}) \quad (3-15)$$

De cette équation, on peut remarquer que la position du module du couple électromagnétique estimé dépend de la qualité et de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants statorique.

3.8 Correcteurs de flux et du couple

3.8.1 Correcteur de flux

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III.6).[15].

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux.

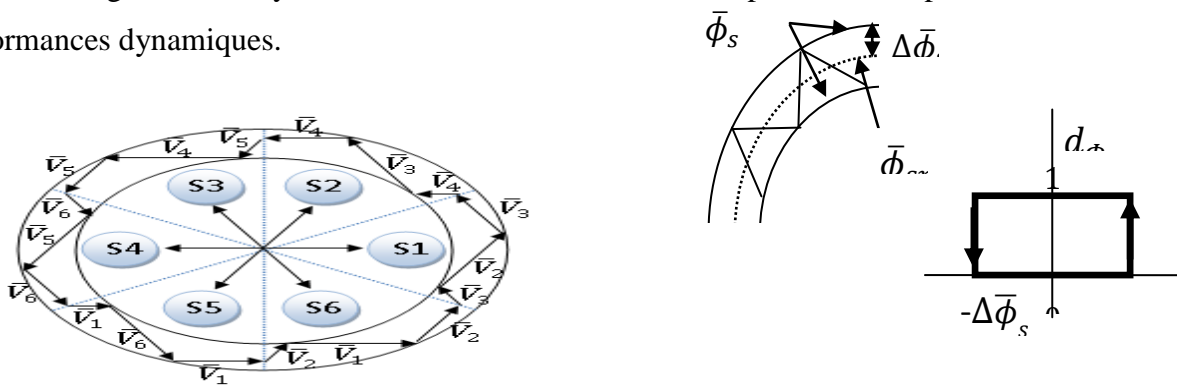
Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique. On peut écrire alors :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\Phi_s > \varepsilon_\phi \text{ alors: } K_\phi = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\Phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } d\Delta\Phi_s/dt > 0 \text{ alors: } K_\phi = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\Phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } d\Delta\Phi_s/dt < 0 \text{ alors: } K_\phi = 1 \\ \text{si } \Delta\Phi_s < -\varepsilon_\phi \text{ alors: } K_\phi = 1 \end{cases}$$

$K_\phi = 0$: signifier qu'il faut réduire le flux.

$K_\phi = 1$: signifier qu'il faut augmenter le flux.

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques.



a)

b)

Figure 3.4 a) Sélection des tensions V_i pour contrôler le flux.
b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux

3.8.2 Correcteur de couple

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis et d'imposer ainsi l'amplitude des ondulations du couple.

Pour mieux contrôler le couple dans les quatre cadrans de fonctionnement sans intervention sur la structure; Takahashi a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux. Ce correcteur permet de commander la machine dans les deux sens de rotation avec un couple

positif ou négatif.

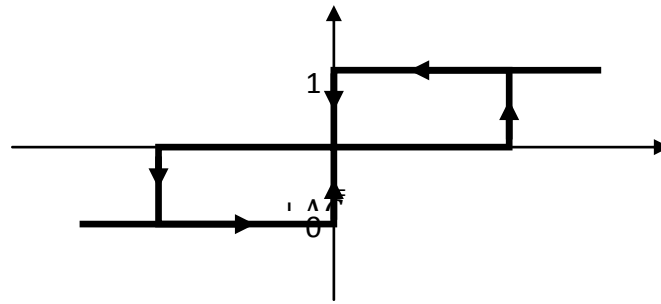


Figure 3.5 Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} \text{ alors: } K_C = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \text{ et } d\Delta C_e/dt > 0 \text{ alors: } K_C = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \text{ et } d\Delta C_e/dt < 0 \text{ alors: } K_C = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} \text{ alors: } K_C = -1 \\ \text{si } 0 \geq \Delta C_e \geq -\varepsilon_{C_e} \text{ et } d\Delta C_e/dt > 0 \text{ alors: } K_C = 0 \\ \text{si } 0 \geq \Delta C_e \geq -\varepsilon_{C_e} \text{ et } d\Delta C_e/dt < 0 \text{ alors: } K_C = -1 \end{array} \right.$$

- ✓ $K_C=1$: signifie que le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l'augmenter.
- ✓ $K_C=-1$: signifie que le couple est supérieur à la limite supérieure de la bande et il faut le diminuer.
- ✓ $K_C=0$ signifie que le couple est à l'intérieur de la bande et il faut donc l'y maintenir.

On note aussi que l'utilisation d'un correcteur à deux niveaux est possible, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone, il y a un bras de l'onduleur qui ne commute pas, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs et par conséquent, on diminue les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

3.9 Choix du vecteur tension

Le choix du vecteur tension statorique dépend de la position du vecteur flux statorique dans

le plan complexe $\alpha\beta$, de la variation souhaitée pour le module du flux de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation du flux [11].

L'espace d'évolution du flux est divisé en six zones appelées secteurs, telle que représentées sur la figure (3.6). Lorsque le flux se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des six vecteurs suivants :

- ✓ Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.
- ✓ Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croît.
- ✓ Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et celle du couple décroît.
- ✓ Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.

Si \bar{V}_0 ou Si \bar{V}_7 sont sélectionnées, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i . En effet, en début de la zone, les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires à Φ_s d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux. Alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs V_{i-1} et V_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de Φ_s .

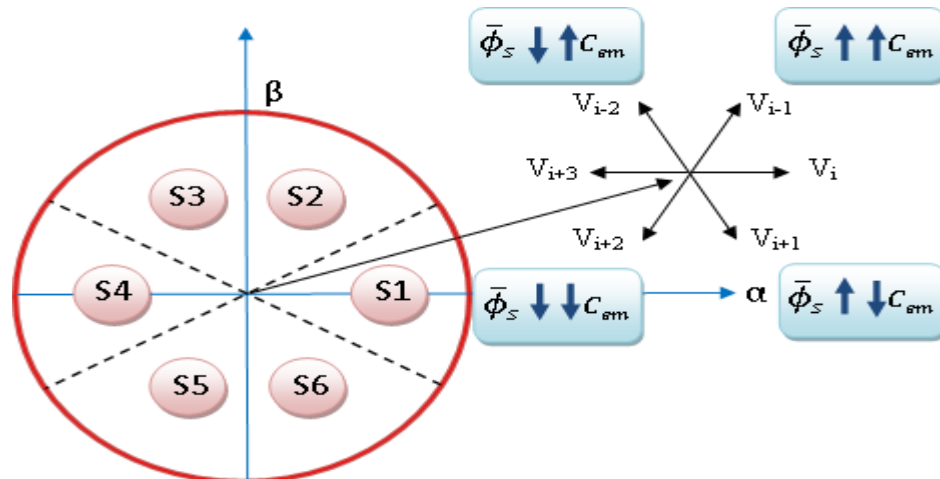


Figure 3.6 Sélection du vecteur de tension selon la zone N_i

En début de la zone, alors qu'en fin de la zone c'est le contraire. Quelque soit le sens d'évolution de flux ou du couple, dans la zone i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, Ces deux vecteurs provoquent une forte croissance du flux mais son effet sur le couple dépend de la zone, avec un effet nul en milieu de zone. Le vecteur tension statorique V_s à la sortie de l'onduleur est déduite des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur références, ainsi que la position de vecteur ϕ_s un estimateur de ϕ_s en module et on position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

3.10 Élaboration des tables de commutation

3.10.1 Élaboration de la table de commutation avec séquence nulles

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux $\Delta\Phi_s$ et du couple ΔC_{em} et selon la position du déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\Phi_s$ et ΔC_{em} suivant la logique de comportement du flux et couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [14]

Tableau 3.2 Table de commande du flux

Secteur	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
\uparrow $\bar{\phi}_s$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
\downarrow $\bar{\phi}_s$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tableau 3.3 Table de commande du couple

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

3.10.2 Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles

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

Tableau 3.5 : Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles

Flux	Couple	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
$\Delta\Phi_s = 0$	$\Delta C_{em} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$\Delta C_{em} = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$\Delta C_{em} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
$\Delta\Phi_s = 1$	$d_c = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$d_c = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$d_c = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5

3.11 Structure générale du contrôle Directe du couple (DTC) pour la MASDE

La figure (3.7) représente le schéma global de la commande directe du couple de la MASDE, il y a deux boucles de correction l'une pour le couple et l'autre pour le flux, les valeurs de

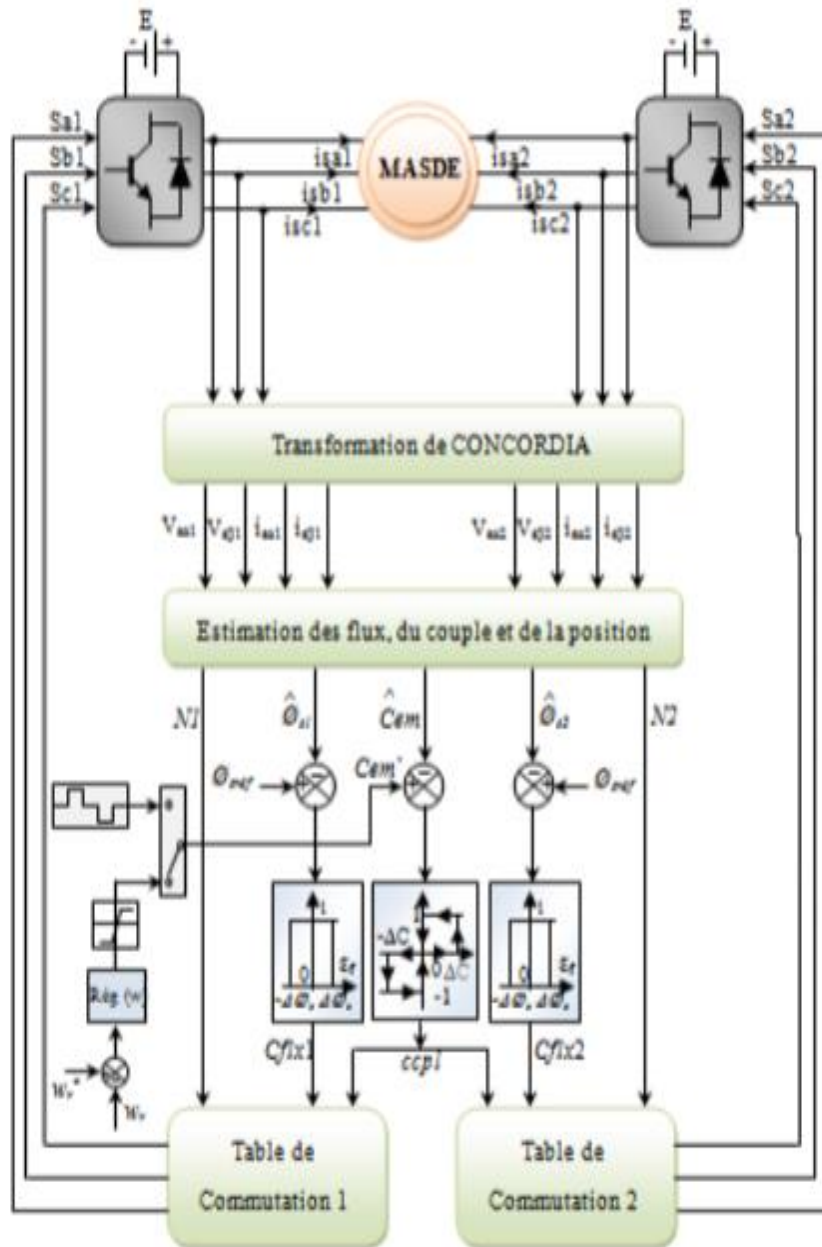


Figure 3.7 Schéma global de la commande directe du couple de la MASDE

3.12 Résultats de la simulation et interprétation

3.12.1 Démarrage avec application de charge

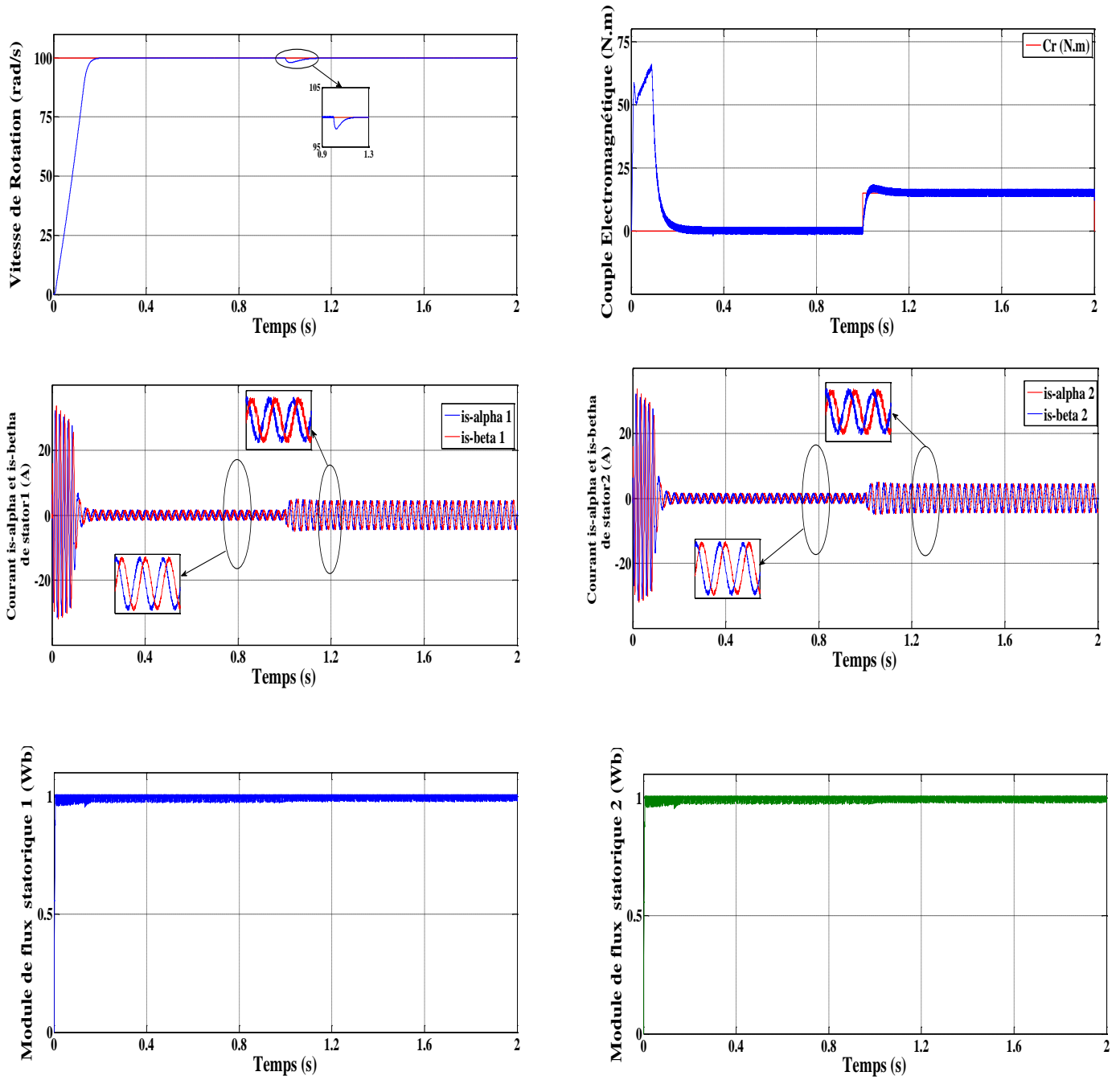


Figure 3.8 Résultats de simulation de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE

La figure 3.8 résume les résultats de simulation de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE obtenus lorsqu'un changement du couple de charge de 15N.m est appliqué à $t = 10$ s. On peut observer que l'allure de vitesse suite parfaitement et sans dépassement sa référence tout on observe une légère baisse de vitesse, bien que le contrôleur gère avec succès la perturbation. On peut remarquer des oscillations remarquables au niveau de couple et de flux, ces oscillations on fait dues à l'effet des correcteurs d'hystérésis.

Différents tests ont été effectués dont le but de tester la performance de la commande directe du couple, appliquée à la MASDE.

3.12.2 Test de Robustesse vis-à-vis à la Variation de la Vitesse

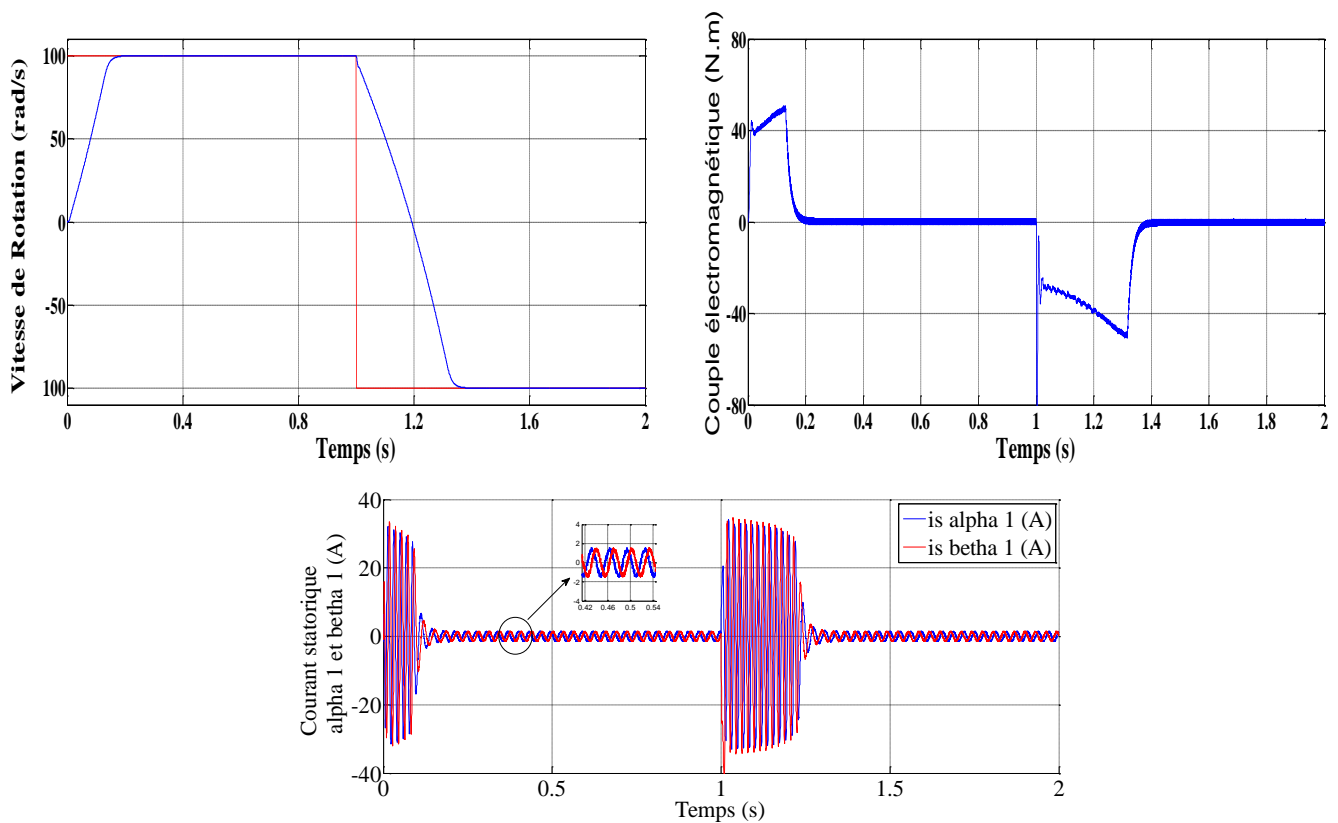


Figure 3.9 Résultats de simulation de la variation de la vitesse de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE

3.12.3 Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie

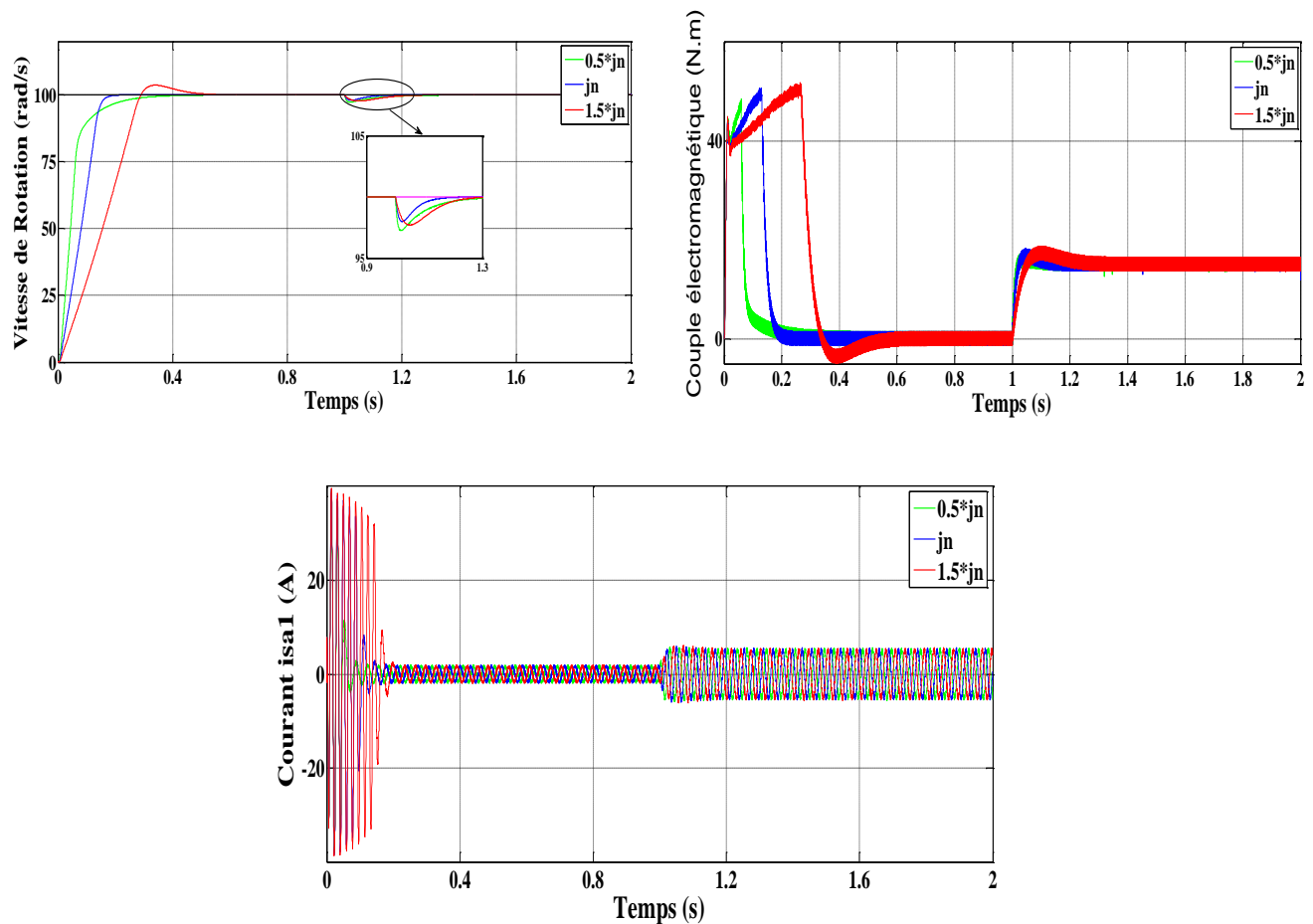


Figure 3.10 Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie

Un test d'inversion de vitesse a été effectué pendant le fonctionnement à vide, la vitesse de référence est passée de 100 à -100 rad/s. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 3.9.

La figure 3.10 montre les résultats obtenus lors la variation de moment d'inertie ($J = J_n$, $1.5*J_n$ et $0.5*J_n$ ou J_n présente la valeur nominale du moment d'inertie). Le système répond plus lentement avec des valeurs inférieures à la valeur nominale du moment mais son dépassement par contre pour les valeurs supérieures à la valeur nominale, en remarque un dépassement de la vitesse, mais dans les trois cas, les allures montrent que la vitesse suit la référence avec une légère perturbation.

3.13 Conclusion

Ce chapitre présente une aperçue générale sur la commande directe de couple (DTC) d'une MASDE. Les résultats de simulation ont montré que la DTC_MASDE présente des très bonnes performances que soit au niveau des grandeurs mécanique ou électriques, Nous avons étudié la robustesse de cette commande et évalué l'influence de la variation de certains paramètres. Cependant et malgré cela, le régulateur PI reste relativement sensible au changement paramétrique de la machine, Dans le chapitre suivant, on étudiera une structures de contrôle directe du couple associées à un régulateur de vitesse en mode glissant type un.

Chapitre 4

Commande DTC Par Mode Glissant De La MASDE

4.1 Introduction

Les lois de commande classique du type PI donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants, pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. Dans ce cas, on doit faire appel à des lois de commandes insensibles aux variations paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

La commande par mode de glissement est un cas particulier de la commande à structure variable, elle consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement (surface de commutation) et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. [12]

Dans ce chapitre, on présente un rappel théorique sur le concept général de la commande à structure variable par mode de glissement dans un premier lieu. En seconde lieu, nous abordons l'application de cette technique de commande à la MASDE en remplaçant le régulateurs PI de la vitesse par un régulateur de type mode glissant d'ordre un.

4.2 Notions d'un système à structure variable

Un système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation, ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant de plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'exister pas dans chaque structure. [12]

L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt, notamment en physique, mécanique et en électricité. Cela est principalement du aux propriétés de stabilité que peut avoir le system global indépendamment de celles de chacun des sous systèmes pris seuls.[13]

Le mode de glissement est un fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie des systèmes à structure variable et des modes de glissement est une technique de

commande non linéaire caractérisée par des commandes. L'intérêt récent à cette technique de commande est du essentiellement à la disponibilité d'interrupteurs rapides et microprocesseurs de plus en plus performants permettant la commande en temps réel des systèmes dynamiques. [14]

La notion du système à structure variable (SSV) apparait lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, Il en découle les définitions suivantes:

- **Définition 1 :** Un système dont la structure change pendant son fonctionnement est un système dit à structure variable (SSV). Par conséquence, il est caractérisé par le choix d'une fonction ou structures et d'une logique de commutation.
- **Définition 2 :** Un système à structure variable est un système qui admet une représentation par des équations différentielles du type:

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(x) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(x) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (4-1)$$

Où:

x : Vecteur d'état ;

f_i : Fonctions appartiennent à un ensemble de sous systèmes et appelées structures, $i \in [1, n]$.

L'étude de tels systèmes présentent un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celle de chacun de sous système $f_i(x)$ pris seul.

4.3 Principe de fonctionnement

Etant un cas particulier de la commande à structure variable (CSV), la commande par mode glissant (CMG) a été largement utilisée dans la littérature, ce succès est du à sa simplicité de mise en œuvre et à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes il s'agit de définir d'abord une surface dite de glissement qui représente la dynamique désirée. Puis synthétiser une loi de commande qui doit agir sur les systèmes en deux phases.

Dans le premier 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 de plane de phase comme montré sur la (figure 4.1). [20]

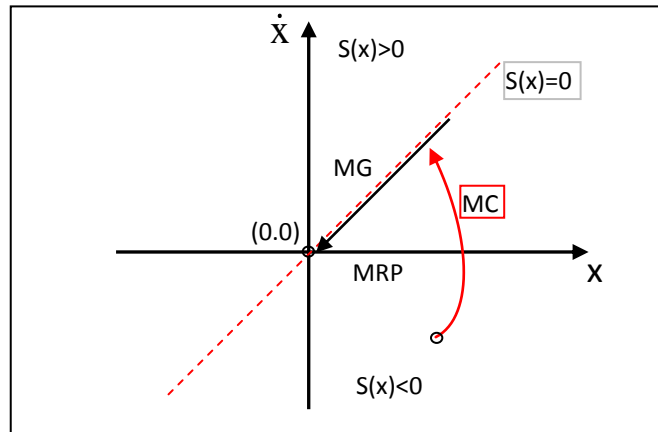


Figure 4.1: Différents Modes de Fonctionnement dans le Plan de Phase.

La trajectoire dans le plan de phase de phase est constituée de trois parties distinctes:[17]

- **Mode de convergence «MC»** :c'est le mode durant lequel la variable à réglé se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x) = 0$, ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Mode de glissement «MG»** :c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase, la dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$.
- **Mode du régime permanent «MRP»** : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

La modélisation mathématique de la commande à structure variable des systèmes non linéaires (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles) est caractérisée par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée, cette modélisation conduit à des équations différentielles de la forme :

$$\dot{x}(t) = F(x, t, u) = f(x, t) + B(x, t) \times u(x, t) \quad (4-2)$$

Où:

x : Vecteur d'état $\in R^n$;

f : Un champ de vecteur ou fonction vectorielle de x et $t \in R^n$;

B : Matrice de commande de x et $t \in R^{n.m}$;

u : Vecteur de commande $\in R^m$;

F : fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps ;

m et n : rang de la fonction avec $m \neq n$.

Dans sa forme de base, le comportement du système est décrit par deux équations différentielles distinctes en fonction du signal (vecteur) de commande :

$$\begin{cases} u_i(x) = u_i^+ & \text{si } S_i(x) > 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \\ u_i(x) = u_i^- & \text{si } S_i(x) < 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \end{cases} \quad (4-3)$$

$S(x)$: Surface du glissement.

La commande u_i est construite de façon que les trajectoires du système convergent vers la surface de glissement et soit ensuite maintenue sur celle-ci vers le point d'équilibre.

4.4 Conception de la commande par mode glissant

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre : [18]

- Choix de la surface de glissement ;
- Détermination des conditions d'existence du régime glissant ou conditions d'accès ;
- Détermination de la loi de commande.

4.4.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires .ces deux facteurs dépendent de l'application et l'objet visé. [17]

Pour un système défini par l'équation (4-2), le vecteur de la surface 'm' est de même dimension que le vecteur de commande u.

$$\dot{X} = A(x, t) + B(x, t) U \quad (4-4)$$

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Plusieurs formes de la surface de glissement ont été proposées dans la littérature. Chacun présente des meilleures performances pour une application donnée [20]. La surface la plus utilisée pour obtenir le régime de glissement qui garantit la convergence de l'état vers sa référence est définie par : [18]

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (4-5)$$

$e(x) : x_{ref} - x$: écart de la variable à régler.

λ_x : gain positif interprété la bande passante du contrôle désiré.

r : degré relatif .il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaitre la commande.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro, cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$ pour un choix convenable du paramètre. Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui équivalant à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [17]

4.4.2 Condition d'existence et de convergence :

Après la conception de la surface de commutation, le deuxième aspect important est d'assurer l'existence et la convergence du mode du glissement, le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité généralisé, il permet aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment au mode de convergence de l'état du système qui sont : [24]

- La fonction de commutation ;

- La fonction de Lyapunov.

4.4.2.1 Fonction de commutation

C'est la plus ancienne condition de convergence, elle est proposée par Emilyanov et Utkin, elle est donnée sous la forme [24].

$$S'(x) > 0 \quad \text{si} \quad S(x) < 0 \quad (4-6)$$

$$S'(x) < 0 \quad \text{si} \quad S(x) > 0$$

Cette condition peut être donnée par :

$$S(x) * S'(x) < 0 \quad (4-7)$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $S'(x)$, les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation, puisque $S(x)$ change de signe aux deux côtés de cette surface de commutation. [19]

4.4.2.2 Fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence. [19]

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (4-8)$$

La dérivée de cette fonction est :

$$V'(x) = S(x) * S'(x) \quad (4-9)$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative d'où la condition de convergence exprimée par :

$$S(x) * S'(x) < 0 \quad (4-10)$$

4.4.3 Détermination de la loi de commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. [2]

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre stabilisante (U_n) [17]

$$U = U_{Eq} + U_n \quad (4-11)$$

- U_{Eq} : Elle est obtenue avec la méthode de la commande équivalente [21]. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)=0$. la commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface $\dot{S}(x)$ est nulle.
- U_n : la commande discontinue permet au système d'atteindre et de rester sur la surface de glissement [21].

La dérivée de la surface est :

$$S(x, \dot{x}) = \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (4-12)$$

Par substitution nous obtenons :

$$S(x, \dot{x}) = \frac{\partial S}{\partial t} [A(x, t)x + B(x, t)U_{Eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)U_n \quad (4-13)$$

Sachant que la surface est nulle pendant le mode de glissement et le régime permanent. La dérivée et la partie discontinue U_n sont aussi nulles :

$$\begin{cases} U_n = 0 \\ \dot{S}(x, t) = 0 \end{cases} \quad (4-14)$$

L'expression de la commande équivalente peut donc être donnée par :

$$U_{eq} = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} A(x, t) \cdot x \quad (4-15)$$

Durant le mode convergence .en remplaçant la commande équivalente par son expression.

Nous obtenons une nouvelle expression de $\dot{s}(x, t)$:

$$\dot{s}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) U_n \quad (4-16)$$

On obtient :

$$S(x, t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) U_n < 0 \quad (4-17)$$

Pour que cette condition soit vérifiée, il suffit que le signe de U_n soit opposé à celui de :

$$S(x, t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \quad (4-18)$$

Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante :][13]

$$U_N = k \text{sign}(S(x)) \quad (4-19)$$

Où : $\text{Sign}(S(x))$ est la fonction définie par .

$$\text{sign}(S(x)) = \begin{cases} -1 & \text{si } S(x) < 0 \\ 1 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (4-20)$$

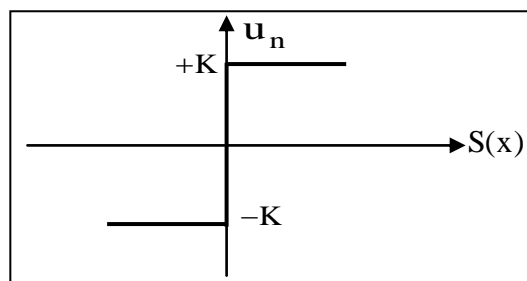


Figure 4.2 : Fonction Sign (Commande de type relais)

L'utilisation de la fonction 'Sign' signifie que la commande entre deux valeurs $\pm K$. avec une fréquence théoriquement infinie si le gain K est très petit. Le temps de réponse sera long si le gain K est très grand, dans le cas contraire le temps de repense sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître « couramment appelées Chattering» sur les réponses en régime permanent.

Dans le but de réduire les oscillations haute fréquence (indésirables sur les réponses), des solutions classiques consistent à imposer une variation de la valeur de la commande en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement .cependant, il est possible d'éliminer ce phénomène par l'introduction d'une couche limite autour de la surface de glissement ($S=0$). .

4.5 Broutement (Chattering)

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Ainsi, les discontinuités appliquées à la commande durant le régime glissant peuvent entraîner un phénomène du broutement, appelé réticence ou "Chattering" qui est l'inconvénient majeur de cette commande figure 4.3. Il se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement. Les raisons principales de ce phénomène sont:

- Les retards de commutation au niveau de la commande : Ces commutations détériorent la précision de la commande, en provoquant une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable) ;
- La présence de dynamique « parasites » en série avec les systèmes de commandes.

Une autre cause de broutement, notamment sur la commande, est le bruit de mesure. En effet, une erreur de mesure quand l'état est très proche de la surface de glissement peut entrainer une erreur de signe de la commande, car cette dernière croit à tort que le système se trouve de l'autre coté de la surface.

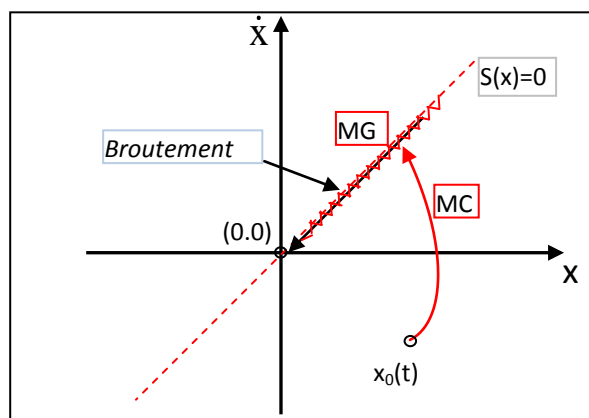


Figure 4.3 Phénomène du Broutement

Ce phénomène est amplifié par la nécessité d'avoir des observateurs ou dérivateurs rapides, donc filtrant pour la mesure.

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été proposées, comme :

- Solution de Couche Limite (Boundary Layer Solution) :
 - ✓ Commande avec un Seul Seuil ;
 - ✓ Commande Adoucie (a deux Seuils) ;
 - ✓ Commande Intégrale.
- Solution par Mode Glissant d'Ordre Supérieur .

4.6 Application de la commande par MG sur la DTC d'une MASDE

L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination de la surface et du degré relatif de la variable à réguler. Cette variable c'est la vitesse.

➤ Surface de Glissement du Vitesse:

La surface de glissement est de degré égal à un, donc :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (4-21)$$

La dérivée de l'expression précédente sera:

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (4-22)$$

L'équation mécanique de la machine est donnée par:

$$\dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt} = \frac{C_{em} - C_r - f_r \Omega}{J} \quad (4-23)$$

Selon la théorie de mode glissant, en posant $(C_{em-eq} + C_{em-n}) = C_{em}$, on aura :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J} (C_{em-eq} + C_{em-n} - C_r - f_r \Omega) \quad (4-24)$$

➤ Commande équivalente

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a :

$$S(\Omega) = 0, \dot{S}(\Omega) = 0 \text{ et } C_{em-n} = 0.$$

A partir de la relation (3.51), La grandeur de commande équivalente pour cette surface est donnée par la formule suivante :

$$C_{em-eq} = C_r + f_r \Omega + J \dot{\Omega}_{ref} \tag{4-25}$$

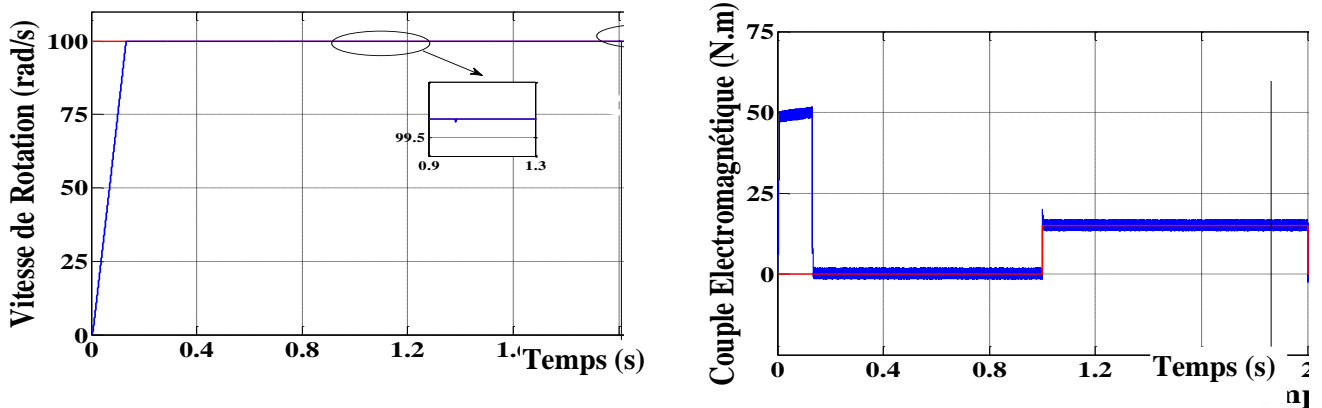
➤ **Commande non linéaire de type discontinu :**

Durant le mode de convergence, la condition $S(\Omega) * \dot{S}(\Omega) < 0$ doit être vérifiée. On prend la commande suivante :

$$C_{em-n} = K_S \cdot \sin g(S(\Omega)) \tag{4-26}$$

4.7 Résultats de simulation et interprétations

Les performances de la commande DTC_MG1 de la MASDE ont été testées par simulation. La figure 4.4 illustre les résultats de simulation de la commande DTC_MG1 d'une MASDE. On remarque que la vitesse suit parfaitement la référence, la chute de la vitesse est presque invisible, elle atteint le régime permanent dans 0.133 seconde. La vitesse et le couple montrent que la DTC_SMC présente une très bonne dynamique au démarrage, même pendant l'application du couple de charge, cela signifie l'efficacité du régulateur MG1 proposé. Les deux allures des flux statoriques montrent que les flux suivent parfaitement la référence. Ensuite, on présente la réponse du courant de phase de premier stator i_{sa1} . Le courant présente une bonne forme d'onde sinusoïdale. La DTC_MG1 présente un faible chattering après l'utilisation de la fonction de commutation sigmoïde dans la conception du MG1.



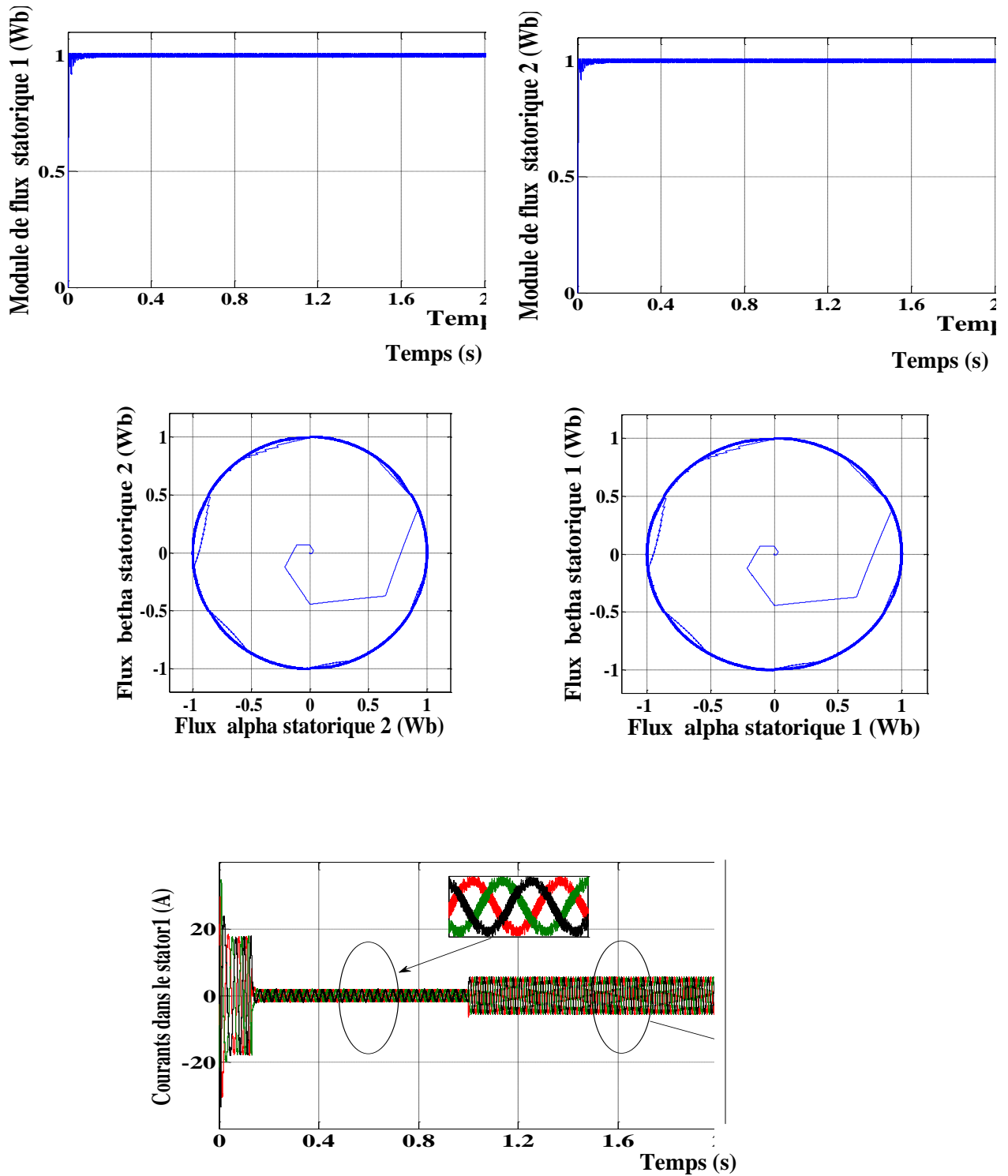


Figure 4.4 Résultats de simulation de la commande DTC_SMC d'une MASDE

4.8 Conclusion

Ce chapitre a été divisé en deux parties principales, Dans la première partie, la théorie des systèmes à structures variables a été présentée, dans la deuxième nous avons introduit les notions de base de la commande par mode glissant d'ordre un, L'objectif est de remplacer le régulateur classique PI de la vitesse par un régulateurs dit mode glissant un (MG1). Les résultats obtenus montrent que la commande par MG1 offre de meilleures performances dynamiques et statiques par rapport au régulateur classique PI.

Conclusion générale

l'exemple le plus courant des machines multiphasées c'est la machine asynchrone double étoile qui sont utilisées dans les applications forte puissances et pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance .puis on a utilisé une commande pour contrôler directement la machine asynchrone double étoile qui s'appelle commande direct de couple (DTC) alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux avec différentes régulateurs classique PI et un régulateur par mode glissant degré un dans l'objectif d'améliorés les performances de la commande et réduire le chattering de la MASDE .

Dans le premier chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur les machines multiphasées, les différentes structures de la machine, leurs types, tout en citant leurs avantages et leurs inconvénients.

Le deuxième chapitre c'est la modélisation de la machine asynchrone double étoile

- ✓ c'est la présentation du modèle mathématique de la MASDE décrivant le fonctionnement de la machine sous forme d'état pour étudier son comportement dynamique et statique.
- ✓ la transformation à l'aide du repère de Park afin d'obtenir un modèle plus simple et facile à traiter.
- ✓ les résultats qui montre bien l'efficacité du modèle de Park pour la détermination des différentes caractéristiques de la machine.
- ✓ l'étude de la MASDE associe à un onduleur de tension à deux niveaux à MLI et sa modélisation.

Le troisième chapitre on à réaliser la commande direct de couple (DTC) pour la MASDE alimenté par deux onduleurs de tensions à deux niveaux cette stratégie est basé sur la détermination *direct* de les séquences de commande appliquées à l'onduleur par l'utilisation des régulateurs à hystérésis.

La Commande Directe du Couple (DTC) et des régulateurs à hystérésis de flux et du couple.

électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator. L'étude et Les résultats de simulation effectués montrent qu'effectivement d'obtenir des résultats satisfaisants du contrôle direct du couple (DTC) et l'aspect robustesse sont aussi étudiés, pour améliorer la commande par DTC, et la qualité du couple et du flux et en générale par rapport à la grandeur de consigne.

Devant l'insuffisance des performances dynamiques des régulateurs PI utilisés et pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple on a fait appel à un autre type de commande, qui est basé sur le régulateur on mode glissant d'ordre un,

dans le quatrième chapitre, et afin d'améliorer les performances de la Machine asynchrone double étoile on a utilise un régulateur glissant d'ordre un .

La simulation montre une amélioration des performances statiques et dynamiques de la DTC-MASDE par rapport aux régulateurs classiques (réduction des pulsations du couple et en conséquence, les bruits acoustiques ainsi qu'une meilleure poursuite, atténuation des dépassements au niveau des régimes transitoires et l'insensibilité aux variations paramétriques). Au performances, robustesse, poursuite, stabilité, réduction des ondulations du couple et réduction du phénomène de chattering. Finalement dans ce contexte, nous proposons comme perspectives à ce travail:

- ✓ Etude et modélisation de la machine MASDE
- ✓ Une validation expérimentale des méthodes étudiées en simulation ;
- ✓ Association d'autres régulateurs de vitesse à la DTC .
- ✓ Utilisation des onduleurs multi-niveaux avec la commande.
- ✓ Association d'observateurs et des estimateurs du couple

).

ANNEXE

Les paramètres du moteur asynchrone double étoile MASDE utilisés

<i>Tension `à vide</i>	$V_n = 220 \text{ V}$
<i>Resistance du premier enroulement statorique</i>	$R_{s1} = 1.9 \text{ ohm}$
<i>Resistance du deuxième enroulement statorique</i>	$R_{s2} = 1.9 \text{ ohm}$
<i>Resistance rotorique</i>	$R_r = 2.1 \text{ ohm}$
<i>Inductance du premier enroulement statorique</i>	$L_{s1} = 0,0132 \text{ H}$
<i>Inductance du deuxième enroulement statorique</i>	$L_{s2} = 0.0132 \text{ H}$
<i>Inductance rotorique</i>	$L_r = 0,0132 \text{ H}$
<i>Inductance mutuelle</i>	$L_m = 0,011 \text{ H}$
<i>Moment d'inertie</i>	$J = 0,038 \text{ kg.m}^2$
<i>Coefficient de frottement</i>	$K_f = 0 \text{ N.m.s/rad}$
<i>Fréquence nominale f</i>	50 Hz
<i>Nombre de paires de pôles</i>	$P = 2$

Bibliographies

- [1] S/Radhouane « Commande par mode glissant –flou d’une MASDE»- mémoire magister ghardaia 2010
- [2] L.Louanass « Contribution au contrôle de la machine synchrone double étoile »These Doctorat .l’université de Batna 2019
- [3] E. Merabet « Amélioration des Performances de Régulation d'une Machine Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle ». Thèse de doctorat en science. Université Hadj Lakhdar Batna. 2013.
- [4] R./Hilal « Commandes non linéaires hybrides et robustes de la machine asynchrone à double étoile »thèse doctorat. L’université de M’sila 2020.
- [5] K.Iffouzar «étude et contrôle des ma machines asynchrones polyphasés en modes normal et dégradé. Application dans un système embarqué »Thèse de doctorat. L’université de Bejaia.2016
- [6] B.Merabet «Commande floue adaptative dune machine asynchrone double étoile »Mémoire de Master. L’université de Batna 2008
- [7] T.mohammed Elamin «Commande vectorielle de la machine asynchrone double stator,par les techniques de l’intelligence artificielle »Mémoire de Master. L’université dOum elbouaghi. 2021.
- [8] A.Farouq «Modélisation et commande d’un aérogénérateur éolien, basée sur unegénératrice synchrone double étoile à rotor bobiné » Mémoire de Master. L’université deTlemcen 2018.
- [9] B. Nourelhouda « Commande directe du couple de la machine asynchrone double étoile »
- [10] S. Bettyeb et K. Belaidi » Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone Double Etoile(MASDE) ». Thèse master en électrotechnique. Université abbes laghour Khenchela. 2019

- [11] : O. Bouzine « Commande directe du couple d'une machine asynchrone à double toile alimentée par un redresseur piloté par DPC directe power contrôle», université de Ghardaïa 2015/2016-
- [12] :A.Gaid :N.Houari. « commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur de l'université Djilali liabes de Sidi bel Abbes. Algérie. juin 2007
- [13] : T.Mould Abdou. Commande par Mode de glissement flou avec observateur : Application à Différents Pendules Inversés .mémoire de magister de l'école nationale polytechnique d'Alger. Algérie .juin 2006.
- [14] : Y.Eelba. Commande floue optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à flux orienté .mémoire de Magister de l'Université de Batna. Algérie. Juin 2009.
- [15]:A.Hussain, Contribution a la commande adaptative robuste par modes glissants, thèse de Doctorat de l'université Reims Champagne Ardenne, France, Décembre 2009.
- [16] : M..Amimeur . « Contribution à la commande d'une Machine asynchrone double Etoile » de Batna .Algérie Par Mode de glissement .Mémoire de Magister de l'Université de Batna .Algérie .mai 2008.
- [17]:B.Amghar :A.Hedid. Commande par FUZZY sliding Mode d'un variateur de vitesse hydrodynamique, mémoire d'ingénieur de l'école national polytechnique d'Alger. Algérie .juin 2007.
- [18]: F.laieb. H.Guerrouche.Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone .mémoire d'ingénieur de l'université Mohamed Boudiaf de M'sila. Algérie .Septembre 2004.
- [19]: L.Nezli :D.Boudana :M.S Boucherit, « Réglage par Mode de glissement en Cascade d'une Machine synchrone Autopilote Alimentée en Courant », Conférence nationale SMAPDIMA 99 ANNABA .Algérie