



Université Mohamed Khider de Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de génie électrique

# MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies  
Electrotechnique  
Machine Electrique

Réf. : /

---

Présenté et soutenu par :

**Fattouche Yousra & Ghilassene Anissa Cherifa**

Le : lundi 27 juin 2022

Contrôle direct du couple à l'aide d'un  
régulateur de vitesse en mode glissant de  
la machine asynchrone double étoile

---

## Jury :

M.	Mohammedi Messaoud	MCB	Université de Biskra	Président
M.	Kiyyour Brahim	MCB	Université de Biskra	Rapporteur
M.	Yahia Khaled	Pr	Université de Biskra	Examineur



Université Mohamed Khider de Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de génie électrique

# MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies  
Filière : Electrotechnique  
Machine Electrique

Réf. : /

---

## Contrôle direct du couple à l'aide d'un régulateur de vitesse en mode glissant de la machine asynchrone double étoile

Le : .....

**Présenté par : Avis favorable de l'encadreur :**

Fattouche Yousra  
Ghilassene Anissa Cherifa

Kiyyour Brahim

**Signature Avis favorable du Président du Jury**

Mohammedi Messaoud

*Signature*

**Cachet et signature**

## *Remerciement*

*Nous tenons remercier tout premièrement Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé, le courage et la patience qu'il nous a donnés durant toutes ces longues années pour arriver au terme de ce travail.*

*J'exprime mes vifs remerciements à DR. **Kiyyour Brahim** Docteur à l'Université de Beskra, d'avoir encadré et dirigé ces travaux, et pour la confiance qu'il m'a accordé tout au long de ce mémoire.*

*On tient à exprimer notre gratitude aux membres de jury qui ont bien voulu examiner ce travail.*

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

*Nous remercions également tous mes amis pour leurs soutiens morales et leurs encouragements afin de mener à terme les travaux de cette mémoire.*

*Nous remercions vivement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail*

## ***Dédicace***

*Je dédie ce modeste travail :*

*A mes très **chers parents**, que dieu les garde et les protège  
pour leurs soutien moral et financier, pour leurs  
encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.*

*A ma grande sœur **sara** et à son mari **Hemza** et leurs filles  
**maria,sirine***

*A mon seul frère **Hafed ibrahim**, et à sa femme*

*A ma petite sœur **Imane***

*Et à toute la famille **Ghilassene** et **Taberkokte***

*Et a mon amie et collègue dans ce travail, **yousra fattouche***

*A mes cheres amis **Briek feryel , Gasmi aya***

## *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail :*

*A ma très chère mère avec toute mon affection*

*A mon cher père avec toute ma reconnaissance*

*A mes frères : Okba , Radouane , Abd elkarim*

*A mes sœurs : Radia , Soumeya*

*A mon cher oncle Mohamed et sa femme ma tante Saida*

*A mes chers cousins et mes chères cousines*

*A mon amie et collègue dans ce travail, Ghilassene anissa cherifa*

*A mes chères amis : Briek feryel , Gasmi aya*

*A tous les enseignants au département de génie électrique*

*A ma promotion de master Machine électrique (juin 2022)*



## ملخص

تستعمل الآلات متعددة الأطوار في التطبيقات ذات الاستطاعة العالية لكونها تمتاز بالنجاعة و بقدرتها على تجزئة الاستطاعة ، نقترح في هذه المذكرة المثال الأكثر شيوعا للآلات متعددة الأطوار إنها الآلة الغير متزامنة ثنائية النجمة

تصف هذه الرسالة تصميم وتنفيذ التحكم في آلة غير متزامنة ذات نجمين (DSIM). الهدف هو تحسين أداء التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) المطبق على هذه الماكينة، باستخدام تقنيات حديثة وقوية و ذكية، بالنسبة لتنظيم السرعة تم استخدام منظم مضاد للتشبع من نوع PI مما يعطي نتائج جيدة ، استخدام وحدات التحكم في الأرقام القياسية كمنظمين للسرعة له عيوب نتحدث عنها هنا عن الحساسية للتغيرات المحورية ، لتحسين أداء النظام، تم اقتراح تغيير هذا المنظم من قبل منظم في وضع الانزلاق، هذا المنظم هو منظم أكثر حداثة وقوة

، (PI)، التكامل النسبي (DTC)، التحكم المباشر في عزم الدوران (DSIM)الكلمات المفتاحية : آلة النجم المزدوج غير المتزامن (MG)تحكم بنط منزلق

## Résumé

Pour des applications de forte puissance, les machines multi-phasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Nous avons étudié l'exemple le plus courant des machines multi-phasées c'est la machine asynchrone double étoile. Dans ce Travail on présente la conception et la mise en œuvre de la commande d'une machine asynchrone double étoile (MASDE), dont le but est d'améliorer les performances de la commande directe du couple (DTC) dans ce contexte l'utilisation des régulateurs PI classique en association avec la DTC particulièrement dans la boucle de vitesse présente quelques problèmes et inconvénients on parle ici surtout de la sensibilité aux variations paramétrique, afin d'améliorer les performances du système à commander, on a remplacé le régulateur de vitesse de type PI classique par des régulateurs plus robuste, tels que les régulateurs PI anti-saturation (PI anti windup) et le régulateur en mode glissant, Les résultats de simulation présentés dans ce travail montrent une véritable amélioration apportée par les régulateurs proposés.

**Mots clés :** Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE) , Commande Directe Du Couple (DTC) ; Régulateur de vitesse, PI anti saturation, mode glissante (MG)

## *Abstract*

---

**Abstract:** For high-power applications, multi-phase machines are increasingly used for reliability and power segmentation reasons. We studied, the most common example of multi-phased machines, which is the double star asynchronous machine.

This dissertation presents the design and implementation of the control of a machine asynchronous double star (MASDE), whose purpose is to improve the performance of the direct torque control (DTC) applied, by modern techniques. For the speed regulation, we used a PI type anti-saturation regulator which gives good results,

the use of PI regulators as cruise control has disadvantages in talks here about sensitivity to parametric variations, to improve the performance of the system it was proposed to change this regulator by a regulator in sliding mode, this Regulator is a more modern and powerful regulator.

**Keywords :** Double Star Asynchronous Machine (MASDE), Direct Torque Control (DTC); Proportional-Integral(PI) , Sliding Mode Control (MG)



## Liste des figures

<b>Figure 1. 1</b> Couple électromagnétique d'une machine asynchrone double étoile .....	8
<b>Figure 1. 2</b> Couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée .....	9
<b>Figure 1. 3</b> Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.....	10
<b>Figure 1. 4</b> Représentation schématique des enroulements de la MASDE .....	11
<b>Figure 1. 5</b> Transformation de Park .....	15
<b>Figure 1. 6</b> Le modèle généralisé de MASDE selon les axes (d,q).....	17
<b>Figure 1. 7</b> Alimentation de la machine asynchrone double étoile .....	21
<b>Figure 1. 8</b> Représentation du redresseur triphasé .....	22
<b>Figure 1. 9</b> filtre RLC passe-bas.....	23
<b>Figure 1.10</b> schéma de principe de l'onduleur triphasé.....	24
<b>Figure 1. 11</b> schéma de simulation de MASDE.....	25
<b>Figure 1. 12</b> Résultats de simulation de la MASDE .....	27
<b>Figure 2. 1</b> Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone .....	33
<b>Figure 2. 2</b> Evolution du vecteur flux dans le plan $\alpha\beta$ .....	34
<b>Figure 2. 3</b> partition du plan Complexe en six secteurs .....	37
<b>Figure 2. 4</b> Représentation de flux statorique dans le repère $\alpha\beta$ ..... <b>Error! Bookmark not defined.</b>	34
<b>Figure 2. 5</b> Pilotage du vecteur flux statorique à l'aide des vecteurs tension .....	39
<b>Figure 2. 6</b> Régulateur à hystérésis de flux statorique .....	40
<b>Figure 2. 7</b> Régulateur à hystérésis de Couple.....	41
<b>Figure 2. 8</b> Contrôleur de vitesse de type PI anti-saturation (PI anti-windup) .....	43
<b>Figure 2. 9</b> Schéma global de la commande directe du couple de la MASDE.....	43
<b>Figure 2. 10</b> Schémas de simulation de commande DTC.....	44
<b>Figure 2. 11</b> Résultats de simulation de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE. ....	46
<b>Figure 2. 12</b> Résultats de simulation de la variation de la vitesse de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE .....	48

<b>Figure 3. 1</b> Mode de glissement.....	52
<b>Figure 3. 2</b> Trajectoire de système à la commande par mode glissant .....	52
<b>Figure 3. 3</b> Le régime glissant .....	53
<b>Figure 3. 4</b> Le régime glissant réel.....	53
<b>Figure 3. 5</b> Régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.....	54
<b>Figure 3. 6</b> Régulation par commutation au niveau de contre réaction d'état .....	54
<b>Figure 3. 7</b> Structure de régulation par l'ajout de la commande équivalente .....	54
<b>Figure 3. 8</b> Fonction signe (non linéarité tout ou rien).....	58
<b>Figure 3. 9</b> Phénomène de chattering .....	58
<b>Figure 3. 10</b> Fonction de saturation ( $\xi > 0$ et petit).....	59
<b>Figure 3. 11</b> Fonction de classe $C^1$ ( $\xi > 0$ et petit).....	59
<b>Figure 3. 12</b> résultats de simulation de la commande DTC_MG d'une MASDE.....	63
<b>Figure 3. 13</b> résultat de simulation de la variation de la vitesse de la commande DTC_MG.....	65

*Liste des tableaux*

---

**Tableau 1. 1** Machines multi-phasées de type 1 .....5  
**Tableau 1. 2** Machines multiphasées de type 2 .....6

**Tableau 2. 1** Table Généralisée Pour Le Choix Des Vecteurs Tensions .....41  
**Tableau 2. 2** Table De Commutation Généralisée .....41  
**Tableau 2.3** Table classique de localisation des états de l'onduleur (Table deTakahachi )  
.....42

## Liste de Symbole

MASDE	machine asynchrone double étoile
DTC	commande directe de couple
MLI	Modulation par Largeur d'Impulsion.
PI	Proportionnel Intégral.
MG	Mode Glissant
DTC-Mg	commande directe de couple par mode glissant
S	indice du stator
r	indice du rotor
$\alpha$	Angle entre stators
$\sigma$	Le coefficient de blondel
(d,q)	système d'axes liée au stator
$(\alpha, \beta)$	Système d'axes liée au champ tournant
$A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}$	Indices correspondants aux trois phases de l'enroulement statorique 1
$A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}$	Indices correspondants aux trois phases de l'enroulement statorique 2
$A_r, B_r, C_r$	Indices correspondants aux trois phases rotorique
$d_1, q_1, d_2, q_2$	Axes correspondants aux référentielle de PARK
$R_{s1}, R_{s2}$	Résistances des enroulements statorique 1 et 2
$A_r$	Résistance de l'enroulement rotorique
$L_r$	Inductance propre de fuites rotorique
$L_{s1} L_{s2}$	Inductances propres de fuites statorique 1 et 2
$L_m$	Inductance mutuelles entre les enroulement 1 et 2 du stator et le rotor
$f_r$	Coefficient de frottement
$f_c$	est la fréquence de coupure du filtre
$C_r$	Couple résistant
J	Moment d'inertie
$\Omega$	Vitesse angulaire de rotation
$C_{em}$	Couple électromagnétique
P	nombre de pair de pole
$\theta_m$	Angle mécanique
$\theta_e$	Angle électrique
$[L_{s1,s1}]$	Matrice inductance de l'étoile 1
$[L_{s2,s2}]$	Matrice inductance de l'étoile 2

$[L_{r,r}]$	Matrice inductance de rotor
$[L_{s1,s2}]$	Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et étoile 2
$[L_{s1,r}]$	Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et rotor
$[L_{s2,s1}]$	Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et étoile1
$[L_{s2,r}]$	Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor
$[L_{r,s1}]$	Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1
$[L_{r,s2}]$	Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.
$M_{ij}$	Inductance mutuelle relative aux deux étoiles ou l'étoile et le rotor.
$L_{ij}$	Inductance propre relative à une étoile ou au rotor.
$L_{ms}$	La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.
$L_{mr}$	La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.
$L_{sr}$	La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.
$\omega_r$	vitesse de rotation
$\omega_s$	vitesse statorique
$\omega_{gl}$	vitesse de glissement
$C_{coor}$	vitesse de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé
$\omega_{dq}$	La vitesse angulaire de rotation de système d'axe biphasé par rapport à l'axe triphasé
$C_{em}$	le couple électromagnétique développé
$C_r$	couple de charge
$\varphi_{si-ref}$	Représente le flux de référence, statorique de stator i
$\hat{\varphi}_{si}$	Flux estimé.
$\Delta\varphi_{si}$	Largeur d'hystérésis du correcteur
$C_{e-ref}$	Couple de référence
$\hat{C}_e$	Couple électromagnétique estimé
$\Delta C_e$	Bande d'hystérésis du correcteur
$\lambda$	gain positif
$S$	Surface de glissement
$V$	Condition de la fonction de Lyapunov.
$u$	Loi de contrôle

---

## *Tableau des Matières*

---

Introduction générale .....	1
<b>Chapitre I : Modélisation de la Machine Asynchrone Double</b>	
<b>Etoile</b>	
I.1 Introduction.....	4
I.2 Présentation générale de la machine asynchrone double étoile MSADE .....	4
I.2.1 Types des machines multiphasées.....	4
I.2.1.1 Machines multiphasées type1 .....	4
I.2.1.2 Machines multiphasées de type 2.....	4
I.2.2 Avantages et inconvénients des machines multiphasées .....	7
I.2.2.1 Avantages des machines multiphasées .....	7
I.2.2.2 Inconvénients des Machines Multiphasées.....	9
I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile .....	9
I.3.1 Application de la Machine asynchrone double étoile (MASDE) .....	10
I.4 Modélisation de MASDE.....	10
I.4.1 Modèle triphasé de la MASDE .....	11
I.4.2 Modèle de Park .....	15
I.5 Modèle de la MASDE selon le système d'axes généralisé .....	17
I.6 Choix du référentiel .....	19
I.7 Modèle de la machine dans le référentiel liée au champ tournant (d,q) .....	20
I.8. Alimentation de la MASDE .....	21
I.8.1 Modélisation de redresseur.....	22
I.8.2 Modélisation du filtre .....	22
I.8.3 Modélisation de l'onduleur à commande de MLI .....	23
I.9 Schéma de simulation .....	25
I.11 Interprétation des résultats.....	27
I.12 Conclusion .....	27
<b>Chapitre II: Commade DTC de la Machine Asynchrone Double</b>	
<b>Etoile</b>	
II.1 Introduction.....	30

II.2 Caractéristiques principale de DTC .....	30
II.3 Les avantages et les inconvénients de la DTC.....	31
II.3.1 Avantages .....	31
II.3.2 Inconvénients.....	31
II.4 Principe de la commande direct de couple (DTC).....	32
II.5 Algorithmme DTC.....	33
II.6 Contrôle du flux statorique .....	34
II.7 Control du couple.....	35
II.8 Choix de vecteur tension .....	35
II.8 Estimateur du flux et couple.....	37
II.8.1 Estimation du flux statorique.....	37
II.8.2 Estimation du couple électromagnétique .....	39
II.9 Elaboration de flux et du contrôleur de couple .....	39
II.9.1 Elaboration du contrôleur de flux statorique .....	39
II.9.2 Elaboration du contrôleur de couple .....	40
II.10 Table de Commutation.....	41
II.11 Réglage de la vitesse de la MASDE.....	42
II.12 structures de la commande directe du couple d'une MASDE .....	43
II.13Schémas de simulation.....	44
II.14 Résultats de simulation .....	44
II.14.1 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge .....	44
.....	46
II.14.2 Interprétation.....	46
II.14.3 Test de Robustesse vis-à-vis à la Variation de la Vitesse .....	47
II.15 Conclusion .....	48

## **Chapitre III: Commande DTC par mode Glissant de la Machine Asynchrone Double Etoile**

III 1 Introduction .....	51
III.2 Principe de la commande par le mode glissant des systèmes a structures variables.....	51
III.3 Les régimes de glissements .....	53
III.3.1 Le régime glissant idéal .....	53
III.3.2 Le régime glissant réel .....	53
III.4 Les structures de commande par mode glissant .....	53
III.4.1 La structure par commutation au niveau de l'organe de commande.....	53

III.4.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.....	54
III.4.3 Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente .....	54
III.5 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement.....	55
III.5.1 Choix des surfaces de glissement.....	55
III.5.2 Condition d'existence et de convergence du régime glissant .....	56
III.5.3 Détermination de la loi de commande.....	56
III.6 Application de la commande par mode de glissement à la MASDE .....	60
III.6.1 Surface de régulation de la vitesse.....	60
III.6.2 Résultats de simulation de la commande par mode glissant sur la MASDE.....	61
III.7 Interprétation .....	63
III.9 Étude Comparative Entre la DTC_PI et la DTC_MG .....	66
III.8 Conclusion .....	67
References.....	73
Annexe.....	75



---

## *Introduction générale*

---

# *Introduction générale*

---

En 1888 Nikola Tesla a inventé le premier moteur à courant alternatif, qui a eu un rôle majeur dans le développement de l'industrie électrique. La première machine asynchrone triphasée fut réalisée par l'Allemand Michael Dolivo-Dobrowolski en 1889. Cette dernière domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types, elle est la plus simple à fabriquer, la moins coûteuse, la moins exigeante en terme d'entretien, présente un taux de défaillance très peu élevé, fabriquée en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances, conserve presque sans modification ses parties constitutives essentielles et elle a aussi l'avantage d'être standardisée etc. Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multiphasées ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines multiphasées. En effet, les variateurs multiphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, tels que: segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, réduction des courants harmoniques, grande fiabilité et forte puissance, cependant lorsque les machines asynchrones à double stator sont entraînées avec des onduleurs des tensions provoque des harmoniques de courants ce qui ajoute des pertes supplémentaires. [1]

Actuellement la machine asynchrone double étoile (MADSE) est de plus en plus utilisée pour effectuer de la variation de vitesse ou du positionnement. Mais malgré tous les avantages de ces actionneurs, la commande des machines asynchrones double étoile pose de problèmes comparativement à celle de la machine asynchrone triphasé, car son modèle mathématique est plus complexe.

Par conséquent, des techniques de contrôle ont été proposées récemment pour les entraînements multiphasés, qui sont généralement un prolongement des structures de contrôle triphasées classiques, visant à des performances vitesse/couple élevées de l'entraînement.

La commande directe du couple (DTC) a été conçue comme une alternative à la commande par orientation de flux rotorique (FOC) afin d'affranchir les problèmes liés à la cette dernière, L'approche DTC a d'abord été proposée par I.Takahashi [Tak86]. Elle permet de contrôler le flux

statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statoriques sans utiliser de capteurs mécaniques. En outre, cette stratégie de contrôle ne nécessite pas de découplage de flux ni de modulation de largeur d'impulsion (PWM) pour contrôler l'onduleur. Il est donc basé sur une détermination directe des séquences de commande de commutation appliquées à l'onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs d'hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système afin d'obtenir l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique. D'autre part, l'utilisation du régulateur PI pour le réglage de la vitesse présente de nombreux inconvénients : en effet, ces correcteurs sont linéaires et ne peuvent pas contrôler des systèmes non linéaires à paramètres variables

En résolvant le problème de la sensibilité vis-à-vis aux variations paramétriques internes de la machine et aux perturbations externes, ce travail vise donc à renforcer la robustesse et la stabilité de l'algorithme de contrôle DTC en remplaçant les contrôleurs de vitesse PI linéaires par des contrôleurs modernes notamment un contrôleur PI anti-Windup et un contrôleur en mode de glissement. L'efficacité de ces deux techniques de contrôle sera examinée par simulation à l'aide du logiciel Matlab / Simulink.

### Organisation du mémoire

L'objectif principal de ce travail est l'amélioration des performances d'un entraînement par moteur asynchrone double étoile contrôlée par DTC (Direct Torque Control) en utilisant un régulateur de vitesse non linéaires en mode glissant de premier ordre.

Ce mémoire est reparti en trois chapitres comme suit :

**Dans le premier chapitre**, on présente les types intrinsèques des machines multiphasées, ses avantages et inconvénients, et on présente le modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile avec son alimentation (deux onduleurs de tension à MLI.)

**Le deuxième chapitre**, est consacré à l'entraînement de la MASDE par la commande directe du couple (DTC) utilisons un régulateur PI anti saturation (PI-Windup)

**Le troisième chapitre** traite la théorie de la technique du réglage par mode glissant d'ordre un. Cela étant pour pouvoir présenter les relations générales permettant le dimensionnement de la surface de glissement. L'application de ce type de régulateur à la commande DTC de la machine asynchrone double étoile sera effectuée.

Pour montrer la faisabilité et les performances de ces approches. Les résultats de la simulation confirment la validité de la technique proposée.

Le travail sera clôturé par *une conclusion générale*, des perspectives et des recommandations concernant les recherches futures.

**Finalement**, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce travail et ouvrira une perspective afin de guider les initiatives futures d'évolution et de recherche

## **Chapitre 01**

***Modélisation de la Machine Asynchrone Double***

***Etoile***

## I.1 Introduction

Ce chapitre permettra d'une part de présenter les machines asynchrones double étoile, les types intrinsèques des machines multiphasées, ses avantages et inconvénients et d'autre part d'introduire la machine asynchrone double étoile et de la situer dans l'ensemble des machines multiphasées.[2]

On présente le modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile.

Cette machine fonctionne en moteur, dont les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante ou par un onduleur de tension

Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et deux onduleurs de tension à deux niveaux contrôlés en courant par hystérésis.[3]

## I.2 Présentation générale de la machine asynchrone double étoile MSADE

### I.2.1 Types des machines multiphasées

#### I.2.1.1 Machines multiphasées type 1

Les machines multi-étoiles sont des machines dont le nombre de phases est un multiple de trois (tableau 01).  $n_{ph} = 3\eta$  ( $\eta = 1, 2, 3, \dots$ )

Ce type de machine est distingué à plusieurs configurations, à savoir pour un nombre donné de phases suivant le décalage angulaire  $\alpha$  entre les deux bobines adjacentes, en effet, une MASDE ( $q = 6$ ) dont les étoiles sont décalées de  $\alpha = \pi/6$  a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de  $\alpha = \pi/3$  ou bien de  $\alpha = 0$ .

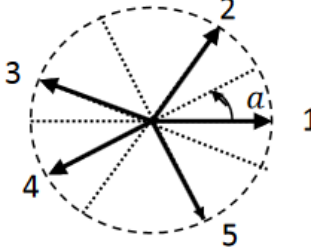
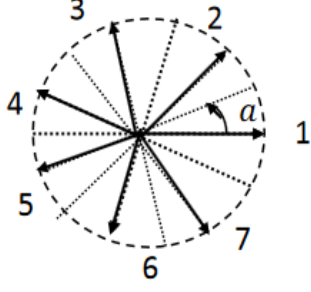
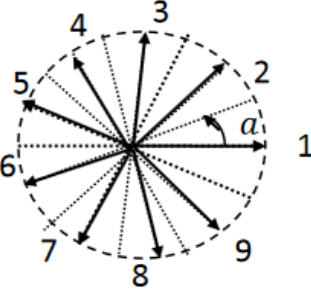
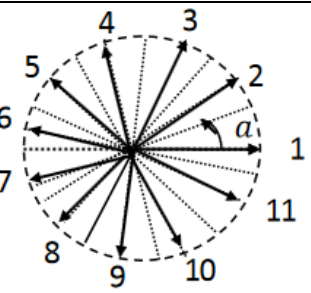
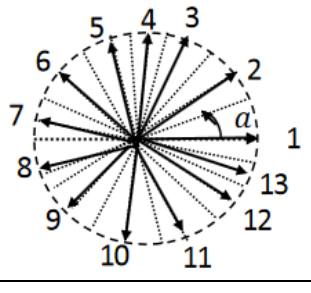
#### I.2.1.2 Machines multiphasées de type 2

Toutes les machines dont le nombre de phases statoriques ( $n_{ph}$ ) est un nombre impair sont groupées dans les machines multiphasées de type 2, voir le tableau (tableau 02). Représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, alors les phases sont régulièrement décalées de  $2\pi/n_{ph} = 2\alpha$ . Donc on a toujours :  $n_{ph}\alpha = 180^\circ$

Tableau 1. 1Machines multi-phasées de type 1

Nombre dePhase $n_{pha}$	Nombre dePhase $\Pi_{pha}$	Représentation des axes des bobinne	Représentation des axes des bobinne
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	

Tableau 1. 2 Machines multiphasées de type 2

Nombre de Phase $n_{pha}$	Nombre de Phase $n_{pha}$	Représentation des axes des bobine	Représentation des axes des bobine
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

## I.2.2 Avantages et inconvénients des machines multiphasées

### I.2.2.1 Avantages des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles, et parmi ces avantages on peut citer :

1. La segmentation de puissance, comme la machine multiphasée contient plusieurs phases, donc pour une puissance donnée, les courants par phases sont diminués et cette puissance est donc répartie sur le nombre des phases.
2. Perte de fer réduit conduisant à une amélioration de la performance globale.
3. Basse courant par phase sans réduire de la tension par phase.
4. Employant les machines à induction à plusieurs phases permettrait de réduire le couple pulsatif et augmenterait l'efficacité de la machine.
5. les machines à induction polyphasés moins de bruit par rapport à ceux triphasés.
6. les nombres des phases élevées fournit une meilleure performance du moteur en cas de perte d'une ou plusieurs phases, en outre utilisant des machines à induction polyphasés d'obtenir la possibilité de démarrer et fonctionner même avec quelques phases en circuit ouvert ou en court-circuit. (Fonctionnement en régimes dégradés).[2]

- **Segmentation de puissance.**

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple.

La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées, quel' on met le plus en avant de nos jours.[2]

- **La fiabilité.**

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions



pour pouvoir commandé la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à  $(nph-3)$  phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue. Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine.[2]

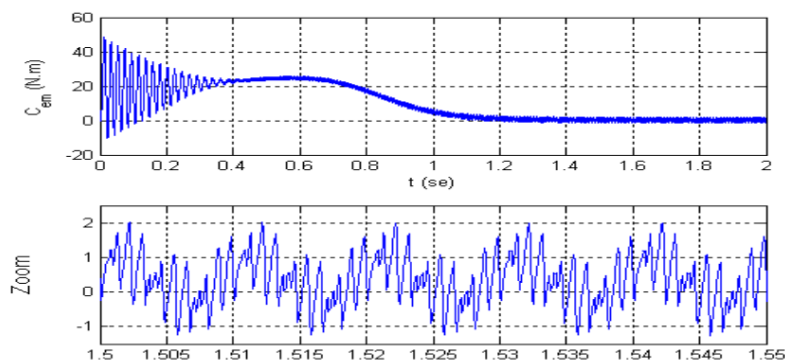
- **Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.**

Pour pouvoir comparer les harmoniques du couple électromagnétique on considère deux machines l'une conventionnelle et l'autre double étoile alimentée par des tensions non sinusoïdales.

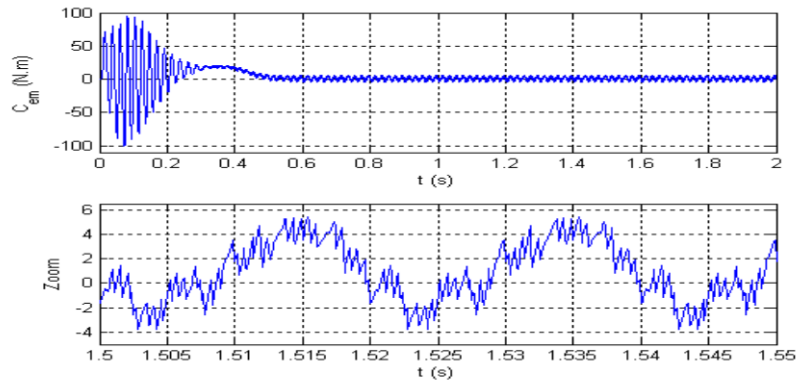
L'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamental est principalement créée par des harmoniques cinq et sept de temps. Ces harmoniques existent dans la machine triphasée, par contre dans la machine double étoile, ils sont naturellement éliminés.

Par simulation de ces deux machines, on voit l'oscillation du couple électromagnétique de la machine double étoile est plus faible que celle de la machine triphasée (Figure 1.1) et (Figure 1.2).

Pratiquement, une machine multiphasée a des pertes rotoriques moindre qu'une machine triphasée.[2]



**Figure 1. 1** Couple électromagnétique d'une machine asynchrone double étoile[2]



**Figure 1. 2** Couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée[2]

### 1.2.2.2 Inconvénients des Machines Multiphasées

Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phase, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur – machine. Mais plus la puissance augmente, moins le problème de vient significatif.

La multiplication du nombre de semi – conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est donc nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée (contrôle du Convertisseur statique) spécifiques et adaptée.

La machine double étoile est la machine multiphasées la plus courante, sans doute parcequ'elle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur- machine pas trop compliquée et de prix acceptable[4]

### 1.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

Les courants statoriques de la machine asynchrone double Étoile 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  $\alpha=30^\circ$ ).

La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques « f » c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. Elle définit comme suite

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{2\pi N_s}{60} \text{ [rad/s]} \\ N_s = \frac{60f}{p} \text{ [tr/min]} \end{cases} \quad (1.1)$$

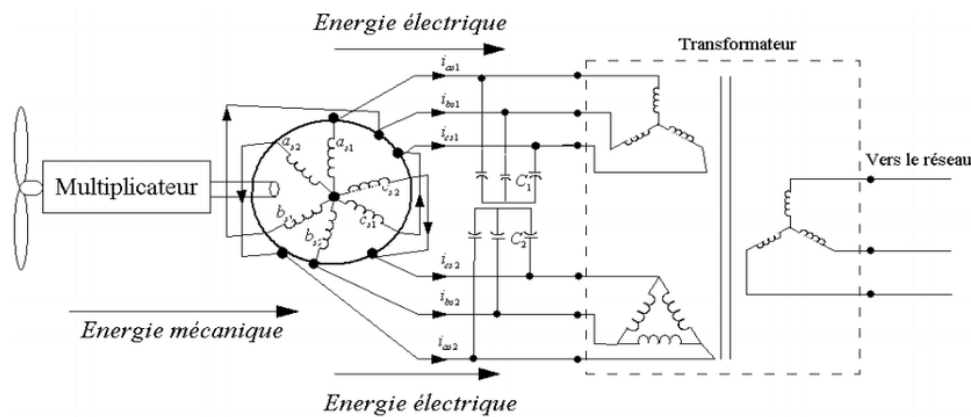
Ces deux Champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont introduire des courants dans les barres du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celui du synchronisme ( $\omega_r < \omega_s$ ), ainsi les effets de

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.[5]

**I.3.1. Application de la Machine asynchrone double étoile (MASDE)**

La machine asynchrone double étoile est utilisée beaucoup plus dans les applications de puissance élevées. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, etc.

Une autre application concerne l'utilisation de la MASDE dans les systèmes de production de l'énergie éolienne (voir la Figure 1.3)[5]



**Figure 1. 3** Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases

**I.4 Modélisation de MASDE**

La machine asynchrone triphasée à double stator est une machine qui comporte deux stators fixes déphasés entre eux d'un angle  $\alpha=30^\circ$  et un rotor mobile, (Figure 1.4).

Chaque stator de la machine asynchrone à double stator est composé de trois enroulements identiques à paires de pôles. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égale  $2\pi/3$  dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré decourant, d'où la création d'un champ tournant le long de 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 pôles identique à celui du stator.

La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage (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. Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $\Omega$  différente de  $\Omega_s$ , la cage rotorique devient le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestant par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

Le rapport  $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$  est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator.

Dans le repère rotorique, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation  $g\omega_s$

La machine à étudier est représentée par deux enroulements statoriques :  $A_{s1}B_{s1}C_{s1}$  et  $A_{s2}B_{s2}C_{s2}$  sont déphasés de  $\alpha = 30^\circ$  entre eux, et trois phases rotoriques :  $A_rB_rC_r$ . [6]

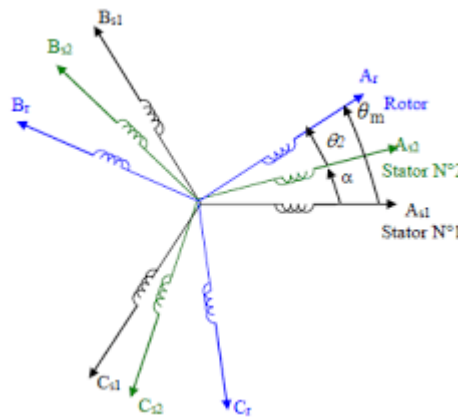


Figure 1. 4 Représentation schématique des enroulements de la MASDE

### I.4.1 Modèle triphasé de la MASDE

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types des équations à savoir

- les équations électriques
- les équations magnétiques
- les équations mécanique

- **Equations électrique**

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} V_{sa1} = R_{sa1} i_{sa1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{sb1} i_{sb1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{sc1} i_{sc1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc1} \end{cases} \quad (1.2)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} V_{sa2} = R_{sa2}i_{sa2} + \frac{d}{dt}\varphi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{sb2}i_{sb2} + \frac{d}{dt}\varphi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{sc2}i_{sc2} + \frac{d}{dt}\varphi_{sc2} \end{cases} \quad (1.3)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_{ra}i_{ra} + \frac{d}{dt}\varphi_{ra} \\ 0 = R_{rb}i_{rb} + \frac{d}{dt}\varphi_{rb} \\ 0 = R_{rc}i_{rc} + \frac{d}{dt}\varphi_{rc} \end{cases} \quad (1.4)$$

Sous forme matricielle on a :

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s1}] \quad (1.5)$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][i_{s2}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s2}] \quad (1.6)$$

$$[0] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \quad (1.7)$$

On pose :

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

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

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

Les résistances des phases statoriques de l'étoile 1, 2 :

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

Les résistances d'une phase rotorique :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

• Les vecteurs de tensions, courants et flux totaux statoriques :

$$\text{Pour l'étoile 1 : } [V_{s1}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix}; [i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix}; [\varphi_{s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa1} \\ \varphi_{sb1} \\ \varphi_{sc1} \end{bmatrix}$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } [V_{s2}] = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}; [i_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix}; [\varphi_{s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa2} \\ \varphi_{sb2} \\ \varphi_{sc2} \end{bmatrix}$$

- Les vecteurs de courants et de flux rotoriques :

$$[i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}$$

- **Equations magnétiques de la MASDE**

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

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1,s1} & L_{s1,s2} & L_{s1,r} \\ L_{s2,s1} & L_{s2,s2} & L_{s2,r} \\ L_{r,s1} & L_{r,s2} & L_{r,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

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

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

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

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

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

$[L_{s2,s1}]$ : Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et étoile1.

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

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

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

L'équation magnétique développée de la machine s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa1} \\ \varphi_{sb1} \\ \varphi_{sc1} \\ \varphi_{sa2} \\ \varphi_{sb2} \\ \varphi_{sc2} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a} & M_{a1b} & M_{a1c} \\ M_{b1a1} & L_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c} \\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c} \\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & L_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c} \\ M_{aa1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba1} & M_{bb1} & M_{bc1} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca1} & M_{cb1} & M_{cc1} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \\ i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

$M_{ij}$ : Inductance mutuelle relative aux deux étoiles ou l'étoile et le rotor.

$L_{ij}$ : Inductance propre relative à une étoile ou au rotor.

Avec:  $i = a1, b1, c1, a2, b2, c2,$

$a, b, c$  et  $j = a1, b1, c1, a2, b2, c2, a, b, c$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses

Simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire.

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$$[L_{s1,s2}] = L_m \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

$$[L_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

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

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

$L_{as1} = L_{bs1} = L_{cs1} = L_{s1}$ : Inductance propre du premier stator.

$L_{as2} = L_{bs2} = L_{cs2} = L_{s2}$ : Inductance propre du deuxième stator.

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

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

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

$L_{sr}$ : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

- **Expression du couple électromagnétique.**

Il est donné par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{em} = \frac{d}{d\theta_m} \omega_{mag} = p \frac{d}{d\theta_e} \omega_{mag} \quad (1.16)$$

Donc : p: nombre de pair de pole.

$\theta_m$ : Angle mécanique.

$\theta_e$ : Angle électrique.

$$C_{em} = p/2 ([i_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [i_r]^t + [i_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [i_r]^t) \quad (1.17)$$

- **Equation mécanique**

L'équation mécanique de la machine est donnée par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (1.18)$$

$f_r$ : Coefficient de frottement.

$C_r$ : Couple résistant.

J : Moment d'inertie.

$\Omega$  : Vitesse angulaire de rotation.

$C_{em}$ : Couple électromagnétique.

#### I.4.2 Modèle 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. La composante homopolaire ne participe pas à cette création desorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (od, oq). La figure (1.5) représente la transformation d'un système triphasé à un système biphasé.

Dans la transformation algébrique, on utilise la matrice suivante pour le passage du système triphasé au système biphasé (1.19) et pour le passage inverse on utilise (1.20).[7],[8]

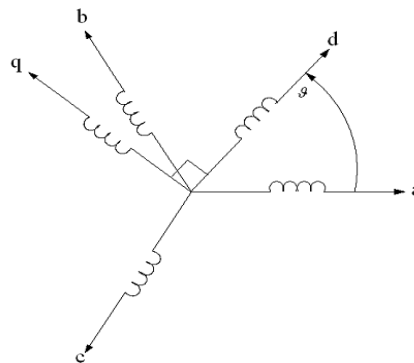


Figure 1. 5 Transformation de Park



- Pour l'étoile 1 :

$$[p(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + 4\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

$[p(\theta)]$  est une matrice orthogonal, c'est-à-dire  $[p(\theta)]^t = [p(\theta)]^{-1}$

$$[p(\theta_{s1})]^{-1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & -\sin(\theta + 4\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

- Pour l'étoile 2 :

$$[p(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha + 4\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

- Pour le rotor :

$$[p(\theta_r)] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r + 4\pi/3) & -\sin(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Telle que  $\theta$  l'angle entre les systèmes d'axes biphasé et triphasé est donné par :

$$\theta = \int_0^t \omega_{dq} dt$$

$\omega_{dq}$ : La vitesse angulaire de rotation de système d'axe biphasé par rapport à l'axe triphasé.

Pour la transformation de PARK, on note :

$$[V_{dq,s1}] = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{0s1} \end{bmatrix}; [V_{dq,s2}] = \begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{0s2} \end{bmatrix}; [i_{dq,s1}] = \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{0s1} \end{bmatrix}; [i_{dq,s2}] = \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{0s2} \end{bmatrix}; [i_{dq,r}] = \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{0r} \end{bmatrix}$$

$$[\varphi_{dq,s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{0s1} \end{bmatrix}; [\varphi_{dq,s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{0s2} \end{bmatrix}; [\varphi_{dq,r}] = \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{0r} \end{bmatrix}$$

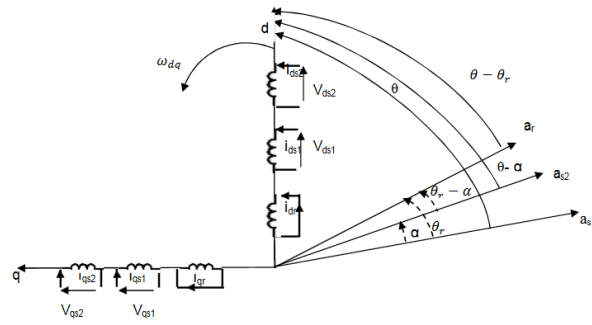


Figure 1. 6 Le modèle généralisé de MASDE selon les axes (d,q)

La transformation de PARCK remplace les grandeurs (courant, tension et flux) d’axe réelle a, b, c par des grandeurs d’axe d, q, o (direct, en quadrature et homopolaire), selon la manière suivante :

$$\begin{cases} [i_{dq,s1}] = [p(\theta_{s1})][i_{s1}] \\ [i_{dq,s2}] = [p(\theta_{s2})][i_{s2}] \\ [i_{dq,r}] = [p(\theta_r)][i_r] \end{cases} \quad (1.23)$$

$$\begin{cases} [\varphi_{dq,s1}] = [p(\theta_{s1})][\varphi_{s1}] \\ [\varphi_{dq,s2}] = [p(\theta_{s2})][\varphi_{s2}] \\ [\varphi_{dq,r}] = [p(\theta_r)][\varphi_r] \end{cases} \quad (1.24)$$

$$\begin{cases} [V_{dq,s1}] = [p(\theta_{s1})][V_{s1}] \\ [V_{dq,s2}] = [p(\theta_{s2})][V_{s2}] \end{cases} \quad (1.25)$$

### I.5 Modèle de la MASDE selon le système d’axes généralisé

En appliquant la transformation ci- dessus aux équations de tensions on aura : [9]

$$[p(\theta_{s1})][V_{s,abc1}] = [p(\theta_{s1})][R_s][i_{s,abc1}] + [p(\theta_{s1})] \frac{d}{dt} ([p(\theta_{s1})]^{-1} \cdot [p(\theta_{s1})] \cdot [\varphi_{s,abc1}])$$

$$[V_{s,uv1}] = [R_s][i_{s,uv1}] + [p(\theta_{s1})] \cdot \frac{d[p(\theta_{s1})]^{-1}}{dt} \cdot [\varphi_{s,uv1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s,uv1}] \quad (1.26)$$

Et similairement :

$$[V_{s,uv2}] = [R_s][i_{s,uv2}] + [p(\theta_{s2})] \cdot \frac{d[p(\theta_{s2})]^{-1}}{dt} \cdot [\varphi_{s,uv2}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s,uv2}]$$

$$[V_{r,uv}] = [R_r][i_{r,uv}] + [p(\theta_r)] \cdot \frac{d[p(\theta_r)]^{-1}}{dt} \cdot [\varphi_{r,uv}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{r,uv}] \quad (1.27)$$

Les équations des flux peuvent être aussi transformées :

$$\begin{bmatrix} p(\theta_{s1}) \cdot \varphi_{s,abc1} \\ p(\theta_{s2}) \cdot \varphi_{s,abc2} \\ p(\theta_r) \cdot \varphi_{r,abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p(\theta_{s1})L_{s1,s1}p(\theta_{s1})^{-1} & p(\theta_{s1})L_{s1,s2}p(\theta_{s2})^{-1} & p(\theta_{s1})L_{s1,r}p(\theta_r)^{-1} \\ p(\theta_{s2})L_{s2,s1}p(\theta_{s1})^{-1} & p(\theta_{s2})L_{s2,s2}p(\theta_{s2})^{-1} & p(\theta_{s2})L_{s2,r}p(\theta_r)^{-1} \\ p(\theta_r)L_{r,s1}p(\theta_{s1})^{-1} & p(\theta_r)L_{r,s2}p(\theta_{s2})^{-1} & p(\theta_r)L_{r,r}p(\theta_r)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,dq1} \\ i_{s,dq2} \\ i_{r,dq} \end{bmatrix}$$

Après multiplication des matrices et simplifications trigonométriques, les équations de tensions de la machine dans le repère généralisé (u,v) peuvent être représentées sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} V_{su1} &= R_s i_{su1} + \frac{d\varphi_{su1}}{dt} - \omega_{coor} \varphi_{sv1} \\ V_{sv1} &= R_s i_{sv1} + \frac{d\varphi_{sv1}}{dt} + \omega_{coor} \varphi_{su1} \\ V_{su2} &= R_s i_{su2} + \frac{d\varphi_{su2}}{dt} - \omega_{coor} \varphi_{sv2} \\ V_{sv2} &= R_s i_{sv2} + \frac{d\varphi_{sv2}}{dt} + \omega_{coor} \varphi_{su2} \\ 0 &= R_r i_{ru} + \frac{d\varphi_{ru}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega_r) \varphi_{rv} \\ 0 &= R_r i_{rv} + \frac{d\varphi_{rv}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega_r) \varphi_{ru} \end{aligned} \quad (1.28)$$

- **Les équations des flux seront :**

$$\begin{aligned} \varphi_{su1} &= L_{s1} i_{su1} + L_m (i_{su1} + i_{su2} + i_{ru}) \\ \varphi_{sv1} &= L_{s1} i_{sv1} + L_m (i_{sv1} + i_{sv2} + i_{rv}) \\ \varphi_{su2} &= L_{s2} i_{su2} + L_m (i_{su2} + i_{su1} + i_{ru}) \\ \varphi_{sv2} &= L_{s2} i_{sv2} + L_m (i_{sv2} + i_{sv1} + i_{rv}) \\ \varphi_{ru} &= L_r i_{ru} + L_m (i_{su1} + i_{su2} + i_{ru}) \\ \varphi_{rv} &= L_r i_{rv} + L_m (i_{sv1} + i_{sv2} + i_{rv}) \end{aligned} \quad (1.29)$$

Avec :

$$L_m = \frac{3}{2} L_{sr} = \frac{3}{2} L_{rs} : \text{Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator 1 ou stator 2 Posant :}$$

$$\varphi_{mu} = L_m (i_{su1} + i_{su2} + i_{ru})$$

$$\varphi_{mv} = L_m (i_{sv1} + i_{sv2} + i_{rv})$$

- **Couple Electromagnétique :**

La puissance instantanée absorbée par la machine est donnée par l'expression :

$$P_{abc} = [V_{sabc1}]^T [[i_{sabc1}]] + [[V_{sabc2}]]^T [[i_{sabc2}]]$$

$$P_{abc} = v_{as1} i_{as1} + v_{bs1} i_{bs1} + v_{cs1} i_{cs1} + v_{as2} i_{as2} + v_{bs2} i_{bs2} + v_{cs2} i_{cs2}$$

Et comme la transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire alors:

$$P_{abc} = v_{su1}i_{su1} + v_{sv1}i_{sv1} + v_{su2}i_{su2} + v_{sv2}i_{sv2} \quad (1.30)$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans le système d'équations (1.30) par leurs expressions dans l'équation (1.28), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$P_{abc} = R_{s1}i_{su1}^2 + R_{s1}i_{sv1}^2 + R_{s2}i_{su2}^2 + R_{s2}i_{sv2}^2 + \omega_{cor}(\varphi_{su1}i_{sv1} - \varphi_{sv1}i_{su1} + \varphi_{su2}i_{sv2} - \varphi_{sv2}i_{su2}) \\ + \frac{d\varphi_{su1}}{dt}i_{su1} + \frac{d\varphi_{sv1}}{dt}i_{sv1} + \frac{d\varphi_{su2}}{dt}i_{su2} + \frac{d\varphi_{sv2}}{dt}i_{sv2} \quad (1.31)$$

Alors on la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

Premier terme : pertes Joules

Deuxième terme : puissance électromagnétique emmagasinée.

Troisième terme : puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fersont supposées négligeables).

La puissance électromagnétique peut s'écrire :

$$P_{em} = \Omega C_{em} \quad (1.32)$$

Avec :

$\Omega$  : la vitesse de rotation mécanique du rotor.

$C_{em}$  : le couple électromagnétique développé.

On obtient l'expression du couple à partir de deuxième terme de l'équation (1.31) qui présente lapuissance électromagnétique :

$$C_{em} = p(\varphi_{su1}i_{sv1} - \varphi_{sv1}i_{su1} + \varphi_{su2}i_{sv2} - \varphi_{sv2}i_{su2}) \quad (1.33)$$

Avec p : est le nombre de paires de pôles de la machine.

### I.6 Choix du référentiel :

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, onpeut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes.

Trois types de référentiels sont intéressants en pratique, le choix du référentiel fait selon le problème à étudier.[10]

- **Référentiel lié au stator «  $\alpha, \beta$  » :** Dans ce référentiel, les axes ( $\alpha, \beta$ ) sont immobiles par rapport au stator ( $\omega_{cor} = 0$ ). Dans ce cas, la phase  $\alpha_{s1}$  et  $\alpha$  coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage de machine à courant alternatif.

- **Référentiel lié au rotor « x, y » :** Dans ce référentiel, les axes (x, y) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega_s$  donc ( $\omega_r = \omega_{coor}$ ). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires les machines alternatives synchrone et asynchrone.
- **Référentiel lié au champ tournant « d, q » :** Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant créé par les deux étoiles du stator ( $\omega_{coor} = \omega_s$ ). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but pouvoir appliquer une commande. Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel.

### I.7 Modèle de la machine dans le référentiel liée au champ tournant (d,q)

Remplaçant  $\omega_{coor}$  par dans le système d'équation (1.28) conduit à des équations exprimées dans un repère de Park d,q [9]

#### a- Equations électriques

$$\begin{aligned}
 V_{s1d} &= R_s i_{s1d} + \frac{d\varphi_{s1d}}{dt} - \omega_s \varphi_{s1q} \\
 V_{s1q} &= R_s i_{s1q} + \frac{d\varphi_{s1q}}{dt} + \omega_s \varphi_{s1d} \\
 V_{s2d} &= R_s i_{s2d} + \frac{d\varphi_{s2d}}{dt} - \omega_s \varphi_{s2q} \\
 V_{s2q} &= R_s i_{s2q} + \frac{d\varphi_{s2q}}{dt} + \omega_s \varphi_{s2d} \\
 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\
 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd}
 \end{aligned} \tag{1.34}$$

#### b- Equations magnétiques

$$\begin{aligned}
 \varphi_{sd1} &= L_{s1} i_{sd1} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\
 \varphi_{sq1} &= L_{s1} i_{sq1} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\
 \varphi_{sd2} &= L_{s2} i_{sd2} + L_m (i_{sd2} + i_{sd1} + i_{rd}) \\
 \varphi_{sq2} &= L_{s2} i_{sq2} + L_m (i_{sq2} + i_{sq1} + i_{rq}) \\
 \varphi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\
 \varphi_{rq} &= L_r i_{rq} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq})
 \end{aligned} \tag{1.35}$$

#### C- Couple électromagnétique

On tire l'expression du couple électromagnétique de la MASDE dans le repère lié au champ statorique à partir de l'expression (1.33) on obtient

$$C_{em} = P(\varphi_{sd1} i_{sq1} - \varphi_{sq1} i_{sd1} + \varphi_{sd2} i_{sq2} - \varphi_{sq2} i_{sd2}) \tag{1.36}$$

Autres expressions du couple peuvent être déduites à partir de l'équation (1.36).

On remplace les équations des flux statorique de système (1.35) dans (1.36) on obtient :

$$C_{em} = PL_m[(i_{sq1} - i_{sq2})i_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2})i_{rq}] \quad (1.37)$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique (1.35) dans le système

d'équations (1.36). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \quad (1.38)$$

$$\varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq})$$

Les courants rotoriques sont

$$i_{rd} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{rd} - L_m(i_{sd1} + i_{sd2})] \quad (1.39)$$

$$i_{rq} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{rq} - L_m(i_{sq1} + i_{sq2})]$$

En introduisant  $i_{rd}$  et  $i_{rq}$  dans l'expression (1.38), on aura

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{sq1} - i_{sq2})\varphi_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2})\varphi_{rq}] \quad (1.40)$$

### I.8. Alimentation de la MASDE

L'alimentation de la MASDE est assurée par deux onduleurs de tension à deux niveaux alimentés par le même redresseur délivrant deux systèmes de tension triphasées décalées entre eux de  $\pi/6$  via un redresseur et un filtre L-C, chaque étoile de la MASDE est connecté à un onduleur triphasé. La figure (1.7) présente l'association alimentation –MASDE, [11],[12]et [13], [9]

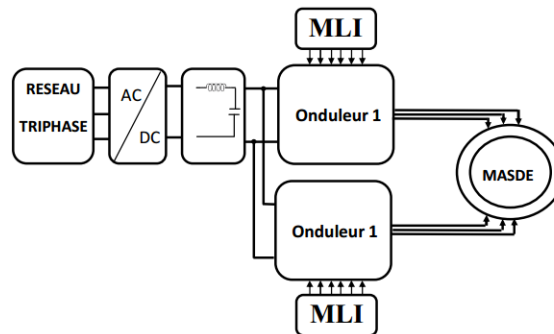


Figure 1. 7 Alimentation de la machine asynchrone double étoile

### I.8.1 Modélisation de redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et les choix se fait selon les performances désirées. Dans notre cas, nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes, figure (1.8).

L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé ou le système de tension est équilibré.

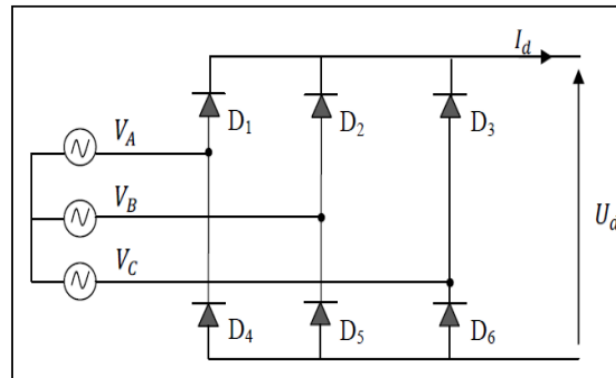


Figure 1. 8 Représentation du redresseur triphasé

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin(\omega t) \\ V_b = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.41)$$

La tension à la sortie du redresseur est donnée par :

$$U_d = \max[V_a, V_b, V_c] - \min[V_a, V_b, V_c] \quad (1.42)$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\overline{U_d} = \frac{\pi}{3} \int_0^{\pi/3} V_m [\sin(\omega t) - \sin(\omega t - 2\pi/3)] d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad (1.43)$$

### I.8.2 Modélisation du filtre

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas. Leschéma de principe de ce filtre est donné par la figure ci-dessous.

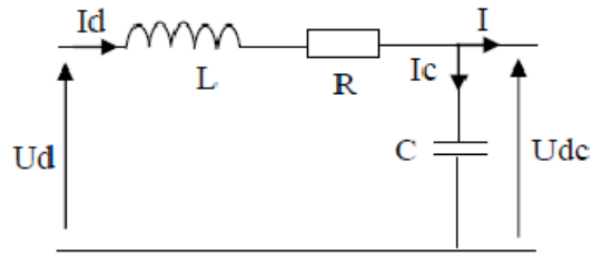


Figure 1. 9 filtre RLC passe-bas

- Le condensateur permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.
- L'inductance permet de rendre sensiblement le courant constant.

Les équations du filtre sont données par :

$$U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + R I_d + U_{dc}(t) \quad (1.44)$$

$$\frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) \quad (1.45)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{U_{filtrée}}{U_{red}} = \frac{1}{L.C.S^2 + R.C.S + 1} \quad (1.46)$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L.C}} = 2\pi f_c \quad (1.47)$$

$f_c$  : est la fréquence de coupure du filtre.

### I.8.3 Modélisation de l'onduleur à commande de MLI

Les onduleurs deviennent de plus importants dans le domaine de l'électronique de puissance, les entraînements électriques à vitesse variable font également de plus en plus appel aux onduleurs.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation pour les puissances élevées.

Pour alimenter la MASDE, on utilise, deux onduleurs triphasés décalés de l'angle  $\alpha$ . Pour modéliser l'onduleur (figure 1.10) on doit distinguer d'une part les tensions des branches  $v_{10}, v_{20}, v_{30}$  mesurées par rapport à la borne (-) de la tension continue E, la tension d'entrée de l'onduleur. D'autre part, il y a tension des phases  $v_a, v_b, v_c$  mesurées par rapport au neutre N. ces dernières sont formées par une charge triphasée symétrique, (les enroulements statoriques étoile 1 de la MASDE par exemple)



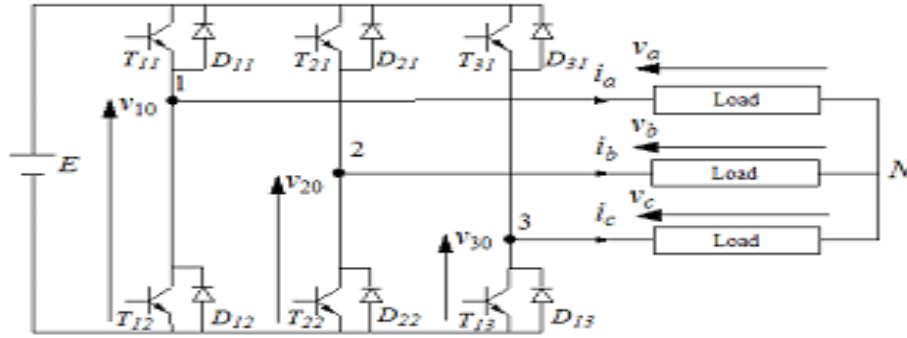


Figure 1.10 schéma de principe de l'onduleur triphasé

Chaque interrupteur (transistors + diodes) figure (1.10)  $K_{ij} i = 1, 2$  ou  $3j = 1$  ou  $2$

Supposé idéalisée. On peut établir la relation :

$$v_{10} - v_a + v_b - v_{20} = 0. \tag{1.48}$$

$$v_{10} - v_a + v_c - v_{30} = 0. \tag{1.49}$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2v_{10} - 2v_a + v_b + v_c - v_{20} - v_{30} = 0. \tag{1.50}$$

Dans une charge triphasée symétrique avec le pion neutre la somme des courant  $i_a, i_b$  et  $i_c$  doit être nulle, même chose pour les tensions des phases. Il existe donc la condition :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \tag{1.51}$$

Dans (I.6), on peut remplacer  $v_b + v_c$  par  $-v_a$  et on tire,

$$v_a = \frac{1}{3}(2v_{10} - v_{20} - v_{30})$$

$$v_b = \frac{1}{3}(-v_{10} + 2v_{20} - v_{30}) \tag{1.51}$$

$$v_c = \frac{1}{3}(-v_{10} - v_{20} + 2v_{30})$$

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs  $K_{ij}$  les tensions de branche  $v_{j0}$  peuvent être égale à E ou à 0. On introduit d'autres variables  $f_{11}, f_{21}$  et  $f_{31}$  qui prennent 1 (fermée) ou 0 (bloquée) pour les interrupteurs  $K_{i1}$  respectivement. L'équation (1.52) peut être réécrite comme suit

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \tag{1.52}$$

I.9 Schéma de simulation

La figure (1.11) présente le schéma bloc de la machine asynchrone double étoile à l'aide du logiciel matlab / simulink

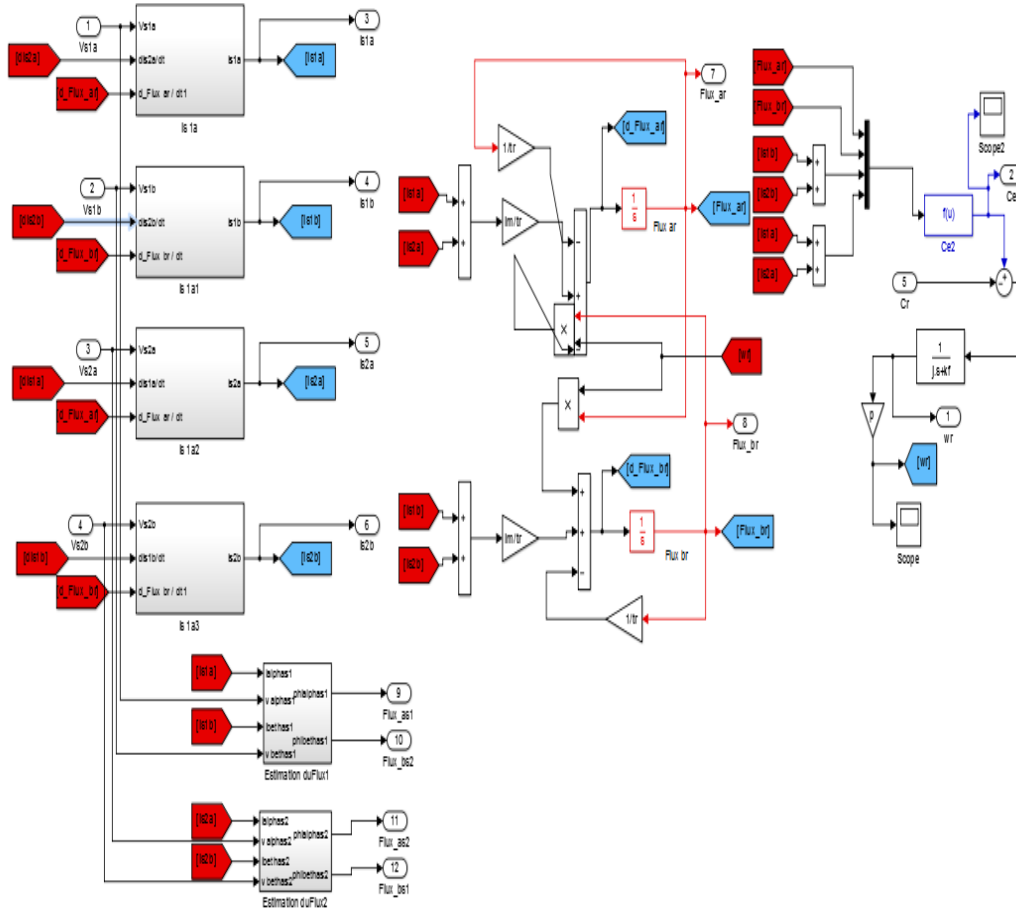
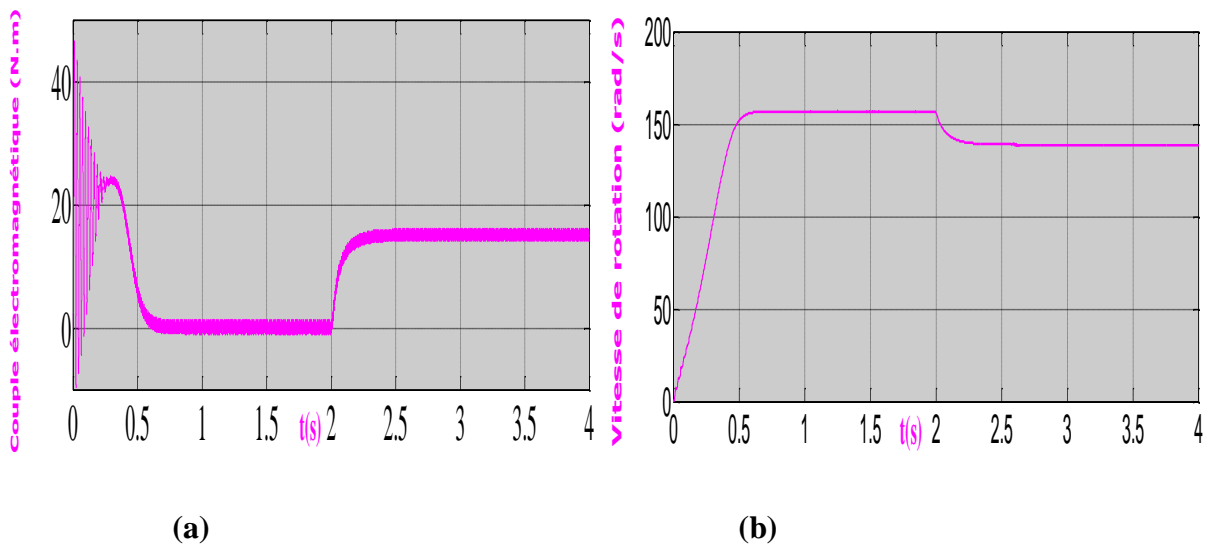
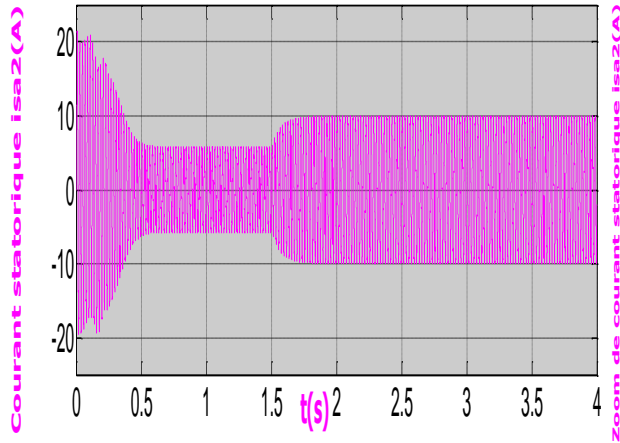


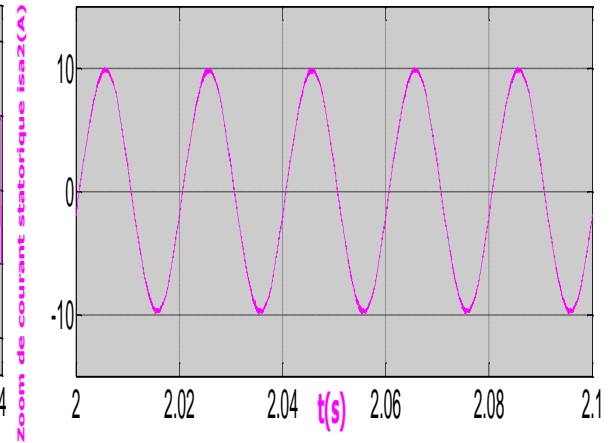
Figure 1. 11 schéma de simulation de MASDE

I.10 résultats de simulation

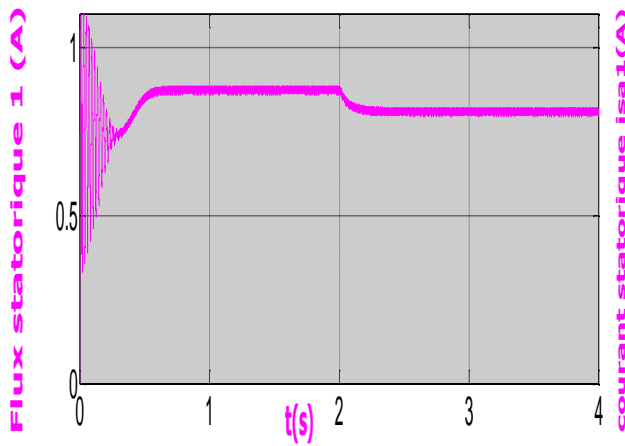




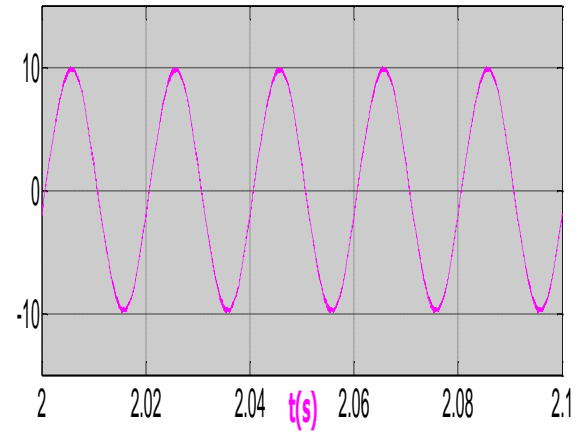
(c)



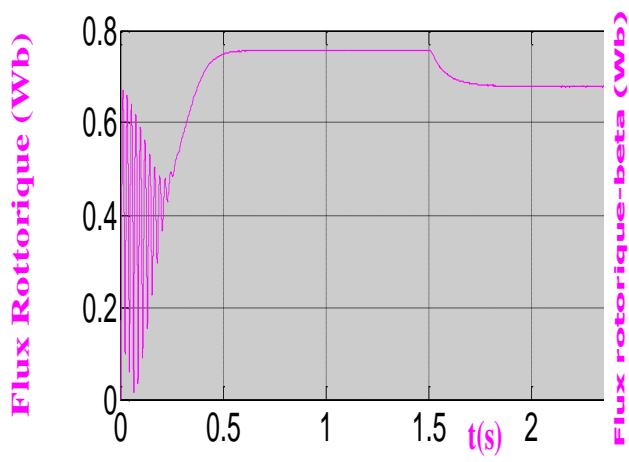
(d)



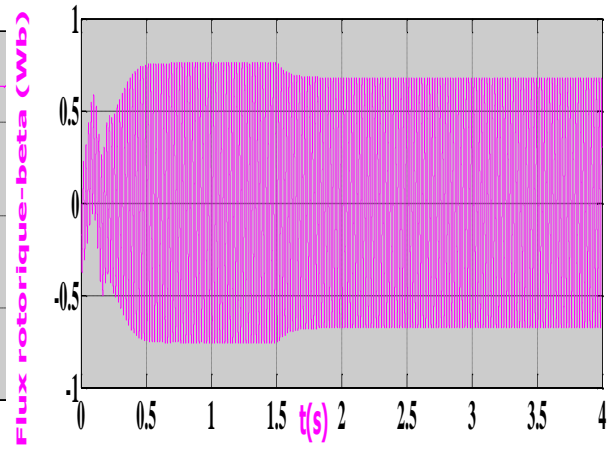
(e)



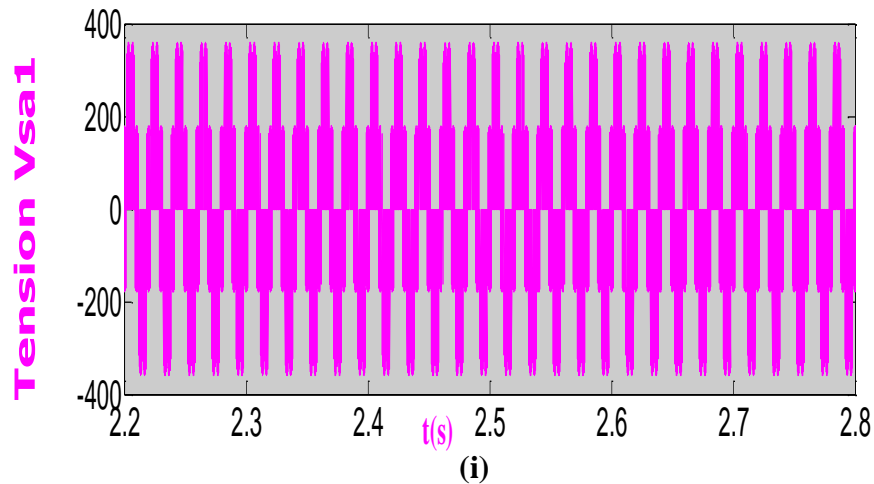
(f)



(g)



(h)



**Figure 1.12** Résultats de simulation de la MASDE

### I.11 Interprétation des résultats

D'après les résultats on remarque que la vitesse de rotation se stabilise presque à 157 rad/s

Après un régime transitoire d'environ 1sec, en appliquant un couple de charge de 14 N.m à l'instant  $t=2\text{sec}$  on constate que la vitesse de rotation chute jusqu'à la valeur  $N=136.112\text{ rad/s}$  par rapport à la vitesse nominale (figure 1.12)

Au début le couple électromagnétique prend un pic de valeur 40N.m son allure montre qu'il est fortement pulsatoire lors de son régime transitoire et présente des oscillations jusqu'à 0.5sec puis se stabilise au tour de zéro (une valeur égale au couple de frottement) à l'instant  $t=2\text{sec}$  la machine développe un couple électromagnétique équivalent au couple de charge.

Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant. Cependant, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide, la tension d'alimentation ( $V_{s1}\text{ (V)}$ ) et le courant statorique ( $I_{s1a}\text{ (A)}$ ) sont presque en phase et de même signe.

### I.12 Conclusion

Ce chapitre a été consacré dans sa première partie à la description des machines multiphasées, leurs classements (type de machine selon le nombre de phases), leurs différentes caractéristiques, leurs avantages et inconvénients ainsi que leurs utilisations.

La deuxième partie a été réservée à la modélisation mathématique de la machine asynchrone double étoile MASDE. L'utilisation d'un certain nombre d'hypothèses ainsi que la transformation de Park nous a permis de réduire la complexité du modèle de cette machine.

Ensuite, nous avons présenté, la structure du système d'alimentation (Redresseur-filtre-onduleur de tension à deux niveaux commandés par MLI), le modèle de la machine à été validé par simulation, les résultats de cette simulation ont été bien discutés.

## **Chapitre 02**

***Commande DTC de la Machine Asynchrone***

***Double Etoile***

## II.1 Introduction

La technique de la commande directe du couple (direct torque control ou DTC) a été apparue dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielle des méthodes classiques basées sur une alimentation à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du flux magnétique.[14]

La DTC est une technique de commande qui assure un découplage du flux et du couple et simple à mettre en œuvre.

Elle présente des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques classique, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple ; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres rotoriques ; l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique ; l'absence de transformations de Park. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique (vitesse, position).

Beaucoup de travaux ont été faits par les chercheurs dans ce domaine dont le but d'améliorer la technique de base énoncé par Takahashi.

## II.2 Caractéristiques principale de DTC

Dans une commande (DTC), il est recommandé d'utiliser une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Cette condition se traduit par la nécessité de faire appel à des calculateurs de haute performance afin de satisfaire aux conditions du calculs en temps réel.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont : [15]

- ✓ La commande directe du couple et du flux à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- ✓ La commande indirecte des intensités et tension du stator de la machine.
- ✓ L'obtention des flux et des courant statoriques proches de formes sinusoïdales.
- ✓ Une très bonne dynamique de la machine.
- ✓ L'existence d'oscillation du couple qui dépendent, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- ✓ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

## II.3 Les avantages et les inconvénients de la DTC

### II.3.1 Avantages

La commande directe du couple a les avantages suivants :[16]

- Le couple et le flux peuvent être changés rapidement, en modifiant leur consigne respective.
- Bon rendement, les transistors n'étant commutés qu'en cas de besoin.
- Réponse à un échelon sans dépassement.
- Pas de transformée de Park. Il n'est donc pas nécessaire de connaître la position du rotor pour calculer l'algorithme.
- La modulation est réalisée directement par la méthode.
- Pas de régulateur proportionnel intégrateur (PI).
- A cause de la commande par hystérésis, la fréquence de commutation n'est pas constante.
- Le circuit intermédiaire en tension continue est pris en compte dans l'algorithme. Les harmoniques dans cette tension ne biaisent pas le calcul.
- La synchronisation à la machine tournante est instantanée. Le flux est identifié dès l'apparition du courant.

### II.3.2 Inconvénients

La commande directe du couple a les inconvénients suivants :

- Le contrôleur doit être très rapide. Il lui faut une grande puissance de calcul. En effet, l'algorithme doit être calculé très régulièrement, environ tous les 10 à 30  $\mu$ s, pour éviter que le flux ou le couple ne sortent de leurs plages de tolérance. En contrepartie, l'algorithme est relativement simple.
- Le capteur de courant doit être de très bonne qualité, afin de ne pas induire en erreur le contrôleur. Un filtre passe-bas ne peut pas être introduit dans le circuit pour enlever le bruit. Le retard qu'il causerait empêcherait le bon fonctionnement de l'hystérésis.
- La mesure de tension doit également être de bonne qualité, pour des raisons similaires. En général, une estimation de la tension statorique à partir de la tension continue du circuit intermédiaire et du signal de commande des transistors est utilisée.
- En haute vitesse, la méthode n'est pas sensible aux paramètres du moteur. Ce n'est pas le cas en basse vitesse, où la résistance statorique joue un rôle important dans l'estimation du flux.



#### II.4 Principe de la commande direct de couple (DTC)

La commande directe du couple est basée sur la détermination directe de la séquence de commande à appliquer à un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique.[17]

L'état de ces grandeurs nous permet de définir le vecteur tension statorique à appliquer à la machine asynchrone pour maintenir au mieux le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis. Une variable intervenant également dans le choix des tensions est la position du vecteur statorique dans le plan complexe. Pour cela, le plan est divisé en six secteurs et quelquefois en douze.

Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la figure 1

Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculé 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[18]

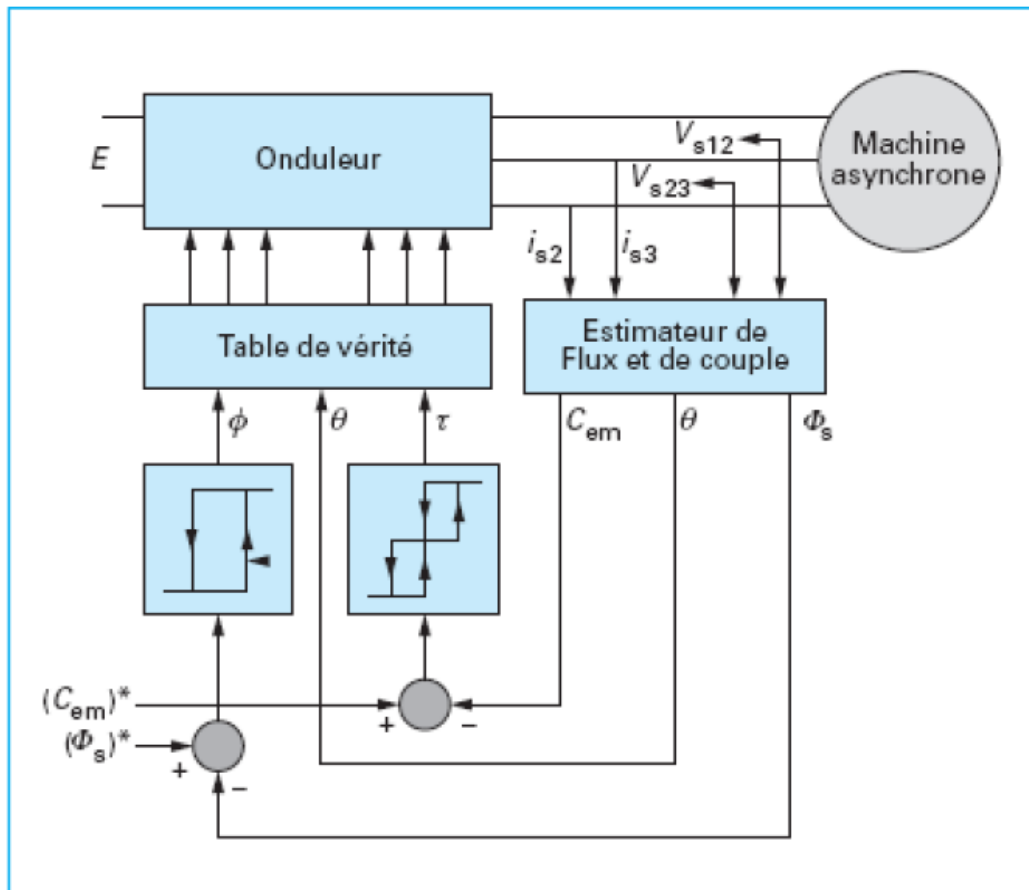


Figure 2. 1 Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

## II.5 Algorithme DTC

La DTC est basée sur l'algorithme suivant [9] :

- 1- Diviser le domaine temporel en  $T_e$  périodes de l'ordre de dizaines de  $\mu_s$ .
- 2- A chaque instant on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la MASDE.
- 3- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique .
- 4- Estimation du couple électromagnétique par l'équation (2.11), on doit estimer le flux statorique et mesures les courants de lignes.
- 5- Introduction de l'écart  $\Delta\phi_s$ , entre le flux de référence  $\phi^*_s$  et le flux estimé  $\phi_s$  en module, dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux.
- 6- Utiliser un comparateur à hystérésis à trois niveaux, pour normaliser l'erreur de couple.

- 7- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivants une logique basée sur les erreurs du flux et du couple et selon la position (angle) du vecteur flux.

### II.6 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 : [20]

$$\bar{V}_{S1,2} = R_s \bar{I}_{S1,2} + \frac{d\varphi_s}{dt} \rightarrow \varphi_{s1,2} = \varphi_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_{S1,2} - R_s \bar{I}_{S1,2}) dt \quad (2.1)$$

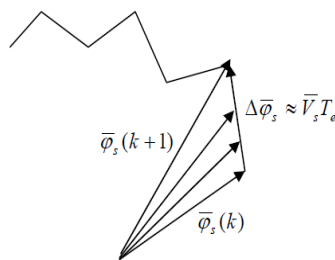
Si on néglige la chute de tension due à la résistance l'équation (2.1) devient :

$$\bar{\varphi}_{s1,2}(k+1) \approx \bar{\varphi}_{s1,2}(k) + \bar{V}_{s1,2} T_e \rightarrow \Delta \bar{\varphi}_{s1,2} \approx \bar{V}_{s1,2} T_e \quad (2.2)$$

Où :

- $\bar{\varphi}_{s1,2}(k)$  : vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel
- $\bar{\varphi}_{s1,2}(k+1)$  : vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant
- $\Delta \bar{\varphi}_{s1,2} = \bar{\varphi}_{s1,2}(k+1) - \bar{\varphi}_{s1,2}(k)$  : vecteur variation de flux statorique
- $T_e$  : period d'échantillonnage

On trouve que l'extrémité du vecteur flux statorique décrit, à partir de son état initial, une droite parallèle à la vecteur tension appliquée (voir fig. 2.2) [14]



**Figure 2. 2** Evolution du vecteur flux dans le plan  $\alpha\beta$

La relation (2.2) 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 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 ( $V_0$  et  $V_7$ ), le vecteur flux reste fixe.

### II.7 Control du couple

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

$$C_e = k (\overline{\varphi}_s \wedge \overline{\varphi}_r) = k |\overline{\varphi}_s| |\overline{\varphi}_r| \sin(\theta) \quad (2.3)$$

L'angle  $\theta$  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 [14],[18]:

- Le flux de fuites à 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  $\sigma$  dont la valeur moyenne.

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  $|\overline{\varphi}_s| \sin \theta$ .

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

### II.8 Choix de vecteur tension

Le choix du vecteur tension statorique  $\overline{V}_s$  dépend de la position du vecteur flux statorique dans le plan complexe  $\alpha\beta$ , de la variation souhaitée pour le module du flux  $\overline{\varphi}_s$ , de la variation souha pour le couple, et du sens de rotation du flux. L'espace d'évolution du flux est divisé en six zone appelées secteurs.

• Lorsque le flux  $\overline{\varphi}_s$  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  $\overline{V}_{i+1}$  sélectionné alors  $\overline{\varphi}_s$  croît et  $C_e$  croît.
- Si  $\overline{V}_{i-1}$  est sélectionné alors  $\overline{\varphi}_s$  croît et  $C_e$  décroît.

- Si  $\bar{V}_{i+2}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  décroît et  $C_e$  croît.
- Si  $\bar{V}_{i-2}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  décroît et  $C_e$  décroît.
- Si  $V_0$  ou  $V_7$  est sélectionné la rotation de  $\bar{\varphi}_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangé.

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  $\bar{V}_{i+1}$  et  $\bar{V}_{i-2}$  sont perpendiculaires à  $\bar{\varphi}_s$  d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux  $\bar{\varphi}_s$ , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs  $\bar{V}_{i-1}$  et  $\bar{V}_{i+2}$  il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\bar{\varphi}_s$  en début de la zone, alors qu'en fin de la zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution de flux ou du couple, dans la zone  $i$ , les deux vecteurs  $\bar{V}_i$  et  $\bar{V}_{i+3}$  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. [20]

Le vecteur tension statorique  $\bar{V}_s$  à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur  $\bar{\varphi}_s$ .

Un estimateur de  $\bar{\varphi}_s$  en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

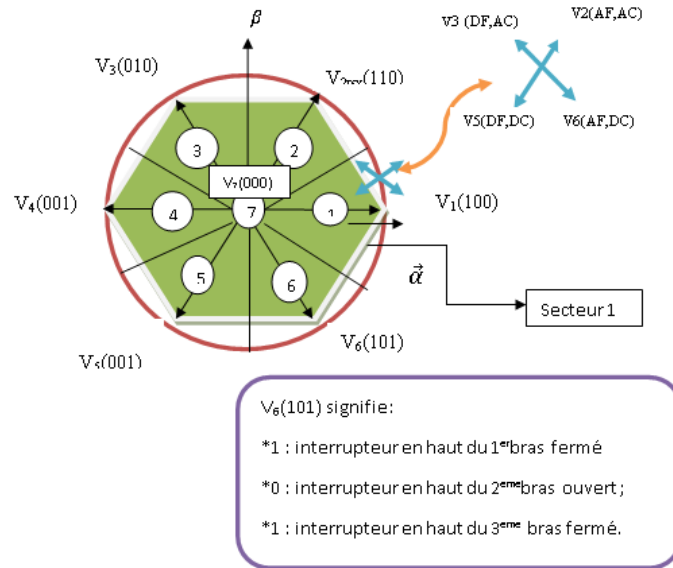


Figure 2. 3 partition du plan Complexe en six secteurs

## II.8 Estimateur du flux et couple

### II.8.1 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courants  $i_{s1,2}$  et tensions  $V_{s1,2}$  de la machine.

A partir de l'équation : [22], [23]

$$\overline{\varphi}_{s1,2} = \int_0^t (\overline{V}_{s1,2} - R_s \overline{I}_{s1,2}) dt \tag{2.4}$$

obtient les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  du vecteur  $\overline{\varphi}_s$  :

$$\varphi_{s\alpha1,2} = \int_0^t (V_{s\alpha1,2} - R_s I_{s\alpha1,2}) dt \tag{2.5}$$

$$\varphi_{s\beta1,2} = \int_0^t (V_{s\beta1,2} - R_s I_{s\beta1,2}) dt \tag{2.6}$$

On obtient les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  à partir des commandes ( $S_a S_b S_c$ ) et de la mesure de la tension  $U_d$  et par application de la transformée de Concordia :

$$\overline{V}_{s1,2} = V_{s\alpha1,2} + jV_{s\beta1,2}$$

$$V_{s\alpha1,2} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \tag{2.7}$$

$$V_{s\beta 1,2} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_d (S_b - S_c)$$

De même les courants  $I_{s\alpha 1,2}$  et  $I_{s\beta 1,2}$  sont obtenus à partir de la mesure des courants réels  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$ ,  $I_{sc}$  et en appliquant la transformée de Concordia :

$$\bar{I}_{s1,2} = I_{s\alpha 1,2} + jI_{s\beta 1,2}$$

$$I_{s\alpha 1,2} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa \ 1,2} \tag{2.8}$$

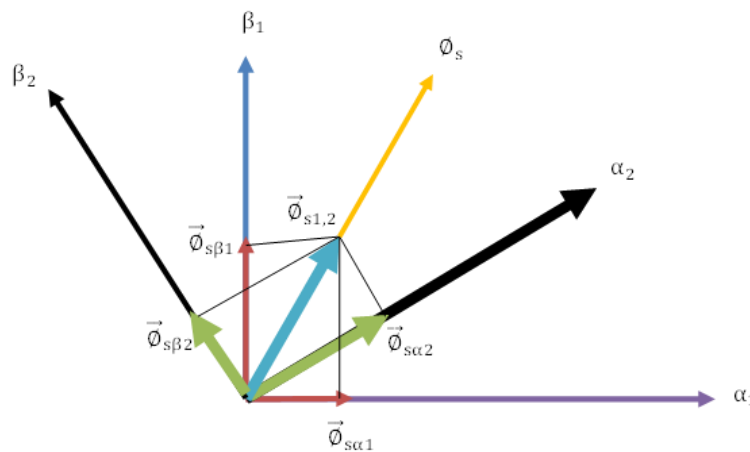
$$I_{s\beta 1,2} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_{s1,2} = \sqrt{\varphi_{s\alpha 1,2}^2 + \varphi_{s\beta 1,2}^2} \tag{2.9}$$

La zone  $N_i$  dans laquelle se trouve le vecteur  $\bar{\varphi}_s$  est déterminée par le calcul de la phase de ce vecteur :

$$\angle \bar{\varphi}_{s1,2} = \arctg \left( \frac{\varphi_{s\alpha 1,2}}{\varphi_{s\beta 1,2}} \right) \tag{2.10}$$



**Figure 2.4 :** Représentation de flux statorique dans le repère  $\alpha\beta$

### II.8.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut être estimé à partir de la relation suivante :

$$\widehat{C}_e = P(\varphi_{s\alpha 1} i_{s\beta 1} + \varphi_{s\alpha 2} i_{s\beta 2} - \varphi_{s\beta 1} i_{s\alpha 1} - \varphi_{s\beta 2} i_{s\alpha 2}) \quad (2.11)$$

### II.9 Elaboration de flux et du contrôleur de couple

#### II.9.1 Elaboration du contrôleur de flux statorique

L'algorithme de la DTC est basé sur le réglage par hystérésis, à la fois du couple et du flux statorique, après la détermination des coordonnées du vecteur flux par estimation en intégrant directement les tensions statoriques.

Le module du flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées, et l'erreur de flux statorique injectée dans un régulateur hystérésis à bande unique générant à sa sortie variable binaire  $cflx$  représentative de l'évolution souhaitée pour le flux (figure 2.4 et 2.5), cette sortie indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $cflx=1$ ) ou diminuée ( $cflx=0$ ) de façon à maintenir l'erreur de flux : [9], [20]

$$|\varphi_{si-ref} - \hat{\varphi}_{si}| \leq \Delta\varphi_{si}$$

Avec  $i=1,2$  correspond à stator 1 ou 2

$\varphi_{si-ref}$  : Représente le flux de référence, statorique de stator  $i$

$\hat{\varphi}_{si}$  : Flux estimé.

$\Delta\varphi_{si}$  : Largeur d'hystérésis du correcteur

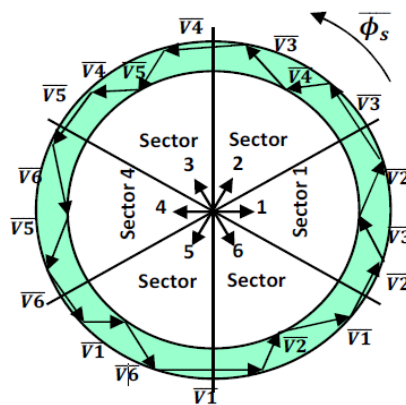


Figure 2. 4 Pilotage du vecteur flux statorique à l'aide des vecteurs tension



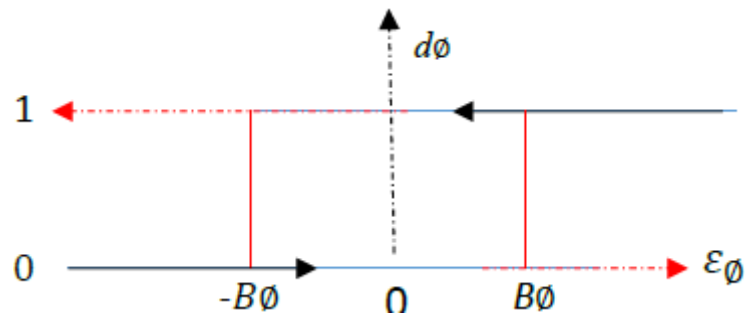


Figure 2. 5 Régulateur à hystérésis de flux statorique

### II.9.2 Elaboration du contrôleur de couple

L'erreur instantanée du couple est calculée et appliquée à un régulateur hystérésis à double bande générant à sa sortie la variable «  $C_{pl}$  » à trois niveaux (-1, 0, 1), représentative du Sens d'évolution souhaitée pour le couple, l'objectif est de maintenir le couple dans les limites Admissibles définies par :

$$|C_{e-ref} - \hat{C}_e| \leq \Delta C_e$$

Avec :

$C_{e-ref}$  : Couple de référence

$\hat{C}_e$  : Couple électromagnétique estimé

$\Delta C_e$  : Bande d'hystérésis du correcteur.

Utiliser un régulateur à hystérésis à trois niveaux, pour normaliser l'erreur de couple, tels que  $ccpl$  représente l'état à la sortie de ce régulateur et  $\varepsilon_{ce}$  est la limite de la bande d'hystérésis.

Si  $\Delta C_e > \varepsilon_{ce} \rightarrow ccpl = 1$

Si  $\Delta C_e < -\varepsilon_{ce} \rightarrow ccpl = -1$

Si  $-\varepsilon_{ce} \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{ce} \rightarrow ccpl = 0$

Ce comparateur génère la valeur (1) pour augmenter le couple, (-1) pour le réduire et (0) pour le maintenir constant dans une bande bien choisie.

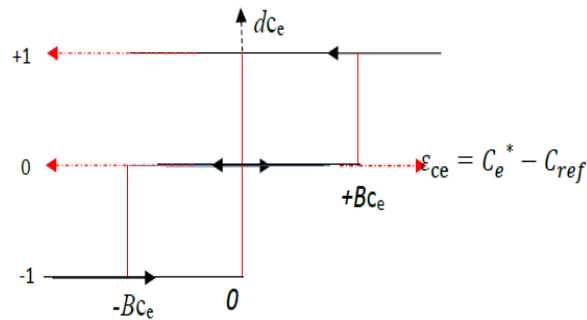


Figure 2. 6 Régulateur à hystérésis de Couple

**II.10 Table de Commutation**

La sélection du vecteur à appliquer à la machine, aussi bien que la séquence des niveaux de phase et les signaux de commande des onduleurs se font par la suite à l'aide du tableau de commutation, Ce tableau est synthétisé à partir de tableau généralisé des vecteurs de tension, qui est basé sur les règles qualitatives d'évolution de la commande, il est construit en fonction de l'état des variables (*cflx*) et (*ccpl*), et de la zone *de* la position des flux statoriques. Elles se présentent donc sous la forme suivante [24] :

**Tableau 2. 1** Table Généralisée Pour Le Choix Des Vecteurs Tensions

$V_k$	$V_{i+1}$	$V_{i+2}$	$V_{i-1}$	$V_{i-2}$
$\phi_{s(1,2)}$	↑	↓	↑	↓
$C_{em}$	↑	↑	↓	↓

**Tableau 2. 2** Table De Commutation Généralisée

	Augmentation	Diminution
$\phi_s$	$V_i, V_{i-1}$ et $V_{i+1}$	$V_{i-2}, V_{i+2}$ et $V_{i+3}$
$C_{em}$	$V_{i+1}$ et $V_{i+2}$	$V_{i-1}$ et $V_{i-2}$

**Tableau 2.3** Table classique de localisation des états de l'onduleur (Table deTakahachi )

Secteur (Ni)		01	02	03	04	05	06	correcteur
<b>Cflx=1</b>	Ccpl=1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	2 niveaux
	Ccpl=0	V7	V0	V7	V0	V7	V0	
	Ccpl=-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5	3 niveaux
<b>Cflx=0</b>	Ccpl=1	V3	V4	V5	V6	V1	V2	2 Niveaux
	Ccpl=0	V0	V7	V0	V7	V0	V0	
	Ccpl=-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4	3 niveaux

On peut conclure que l'ensemble des six vecteurs tensions actifs fournis par onduleur (1 ou 2) est suffisant pour garantir la stabilité de la régulation découplée du couple et du flux statique. Cela veut dire qu'un vecteur actif sera toujours appliqué lorsque l'erreur du couple devient supérieur à la largeur d'une bande d'hystérésis latérale du couple (*ccpl=1 ou ccpl=-1*) Cependant, l'utilisation du vecteur tension nul est réservé lorsque l'erreur de couple est faible, c'est-à-dire quand le couple vient de traverser sa consigne *ccpl=0* et n'a pas encore rejoint l'une des limites de la bande d'hystérésis c'est-à-dire qu'il est seulement utilisé pour faire évoluer le couple à l'intérieur de la bande d'hystérésis *ccpl=0*.

### II.11 Réglage de la vitesse de la MASDE

La stratégie DTC a la capacité de fonctionner même sans boucle de régulation de vitesse, elle ne nécessite donc aucune information sur la vitesse du rotor. Cependant, pour réaliser un contrôle de vitesse réglable, un variateur est nécessaire pour avoir une régulation de vitesse et pour générer la référence de couple électromagnétique.

le réglage des contrôleurs PI ne tient généralement pas compte des limitations physiques du système telles que le courant et la tension maximaux. Pour ces raisons et afin d'améliorer les réponses dynamique de la machine en boucle fermée le contrôleur PI utilisé dans notre travail dans la boucle de vitesse externe est le contrôleur anti-saturation ( anti-windup )[25]

Un régulateur PI anti-windup consiste à prendre en compte la saturation à posteriori, pour éviter ou minimiser l'effet du phénomène de windup dans les actions intégrales des PI, et pour préserver la stabilité et les performances du système bouclé, ce régulateur permet d'améliorer les performances du contrôle de vitesse en annulant le phénomène de saturation provoqué par la saturation de l'intégrat

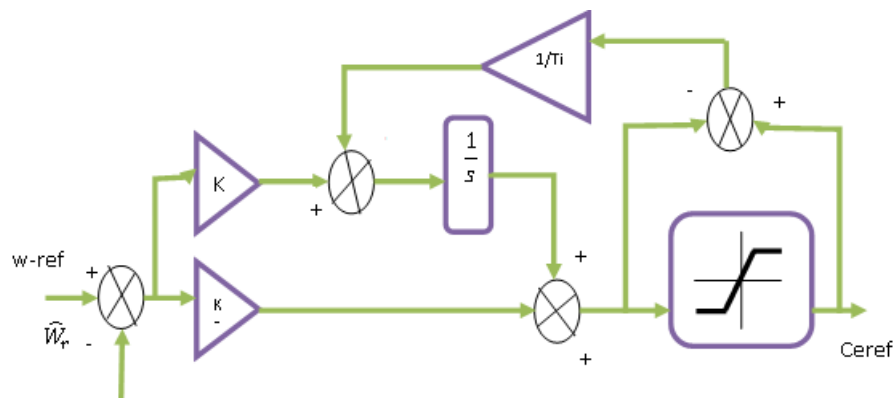


Figure 2. 7 Contrôleur de vitesse de type PI anti-saturation (PI anti-windup)

II.12 structures de la commande directe du couple d'une MASDE

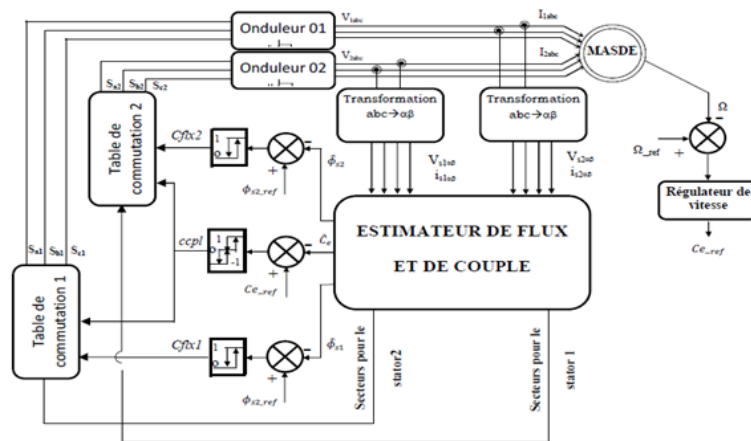


Figure 2. 8 Schéma global de la commande directe du couple de la MASDE

II.13 Schémas de simulation

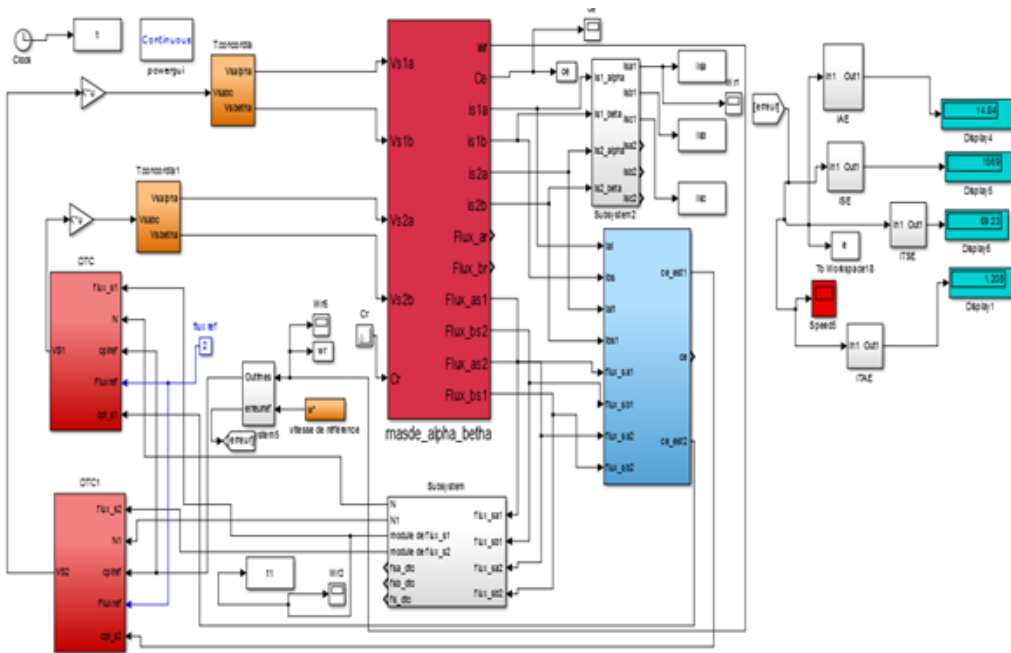


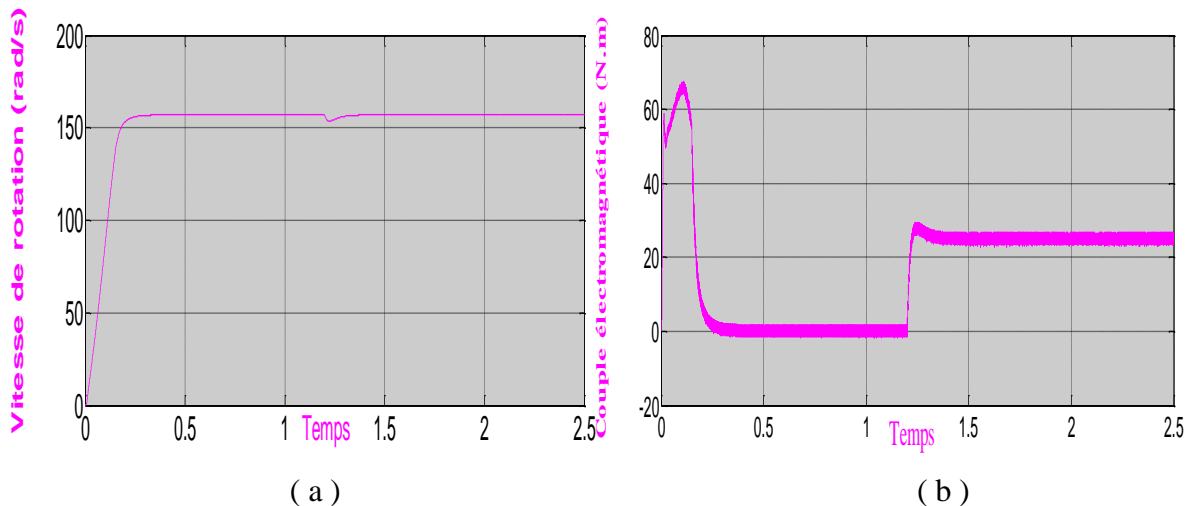
Figure 2. 9 Schémas de simulation de commande DTC

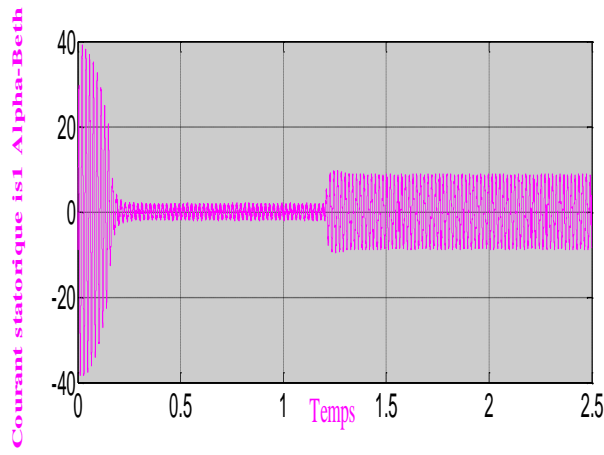
II.14 Résultats de simulation

Dans le but d'évaluer les performances et de tester la robustesse de la commande directe du couple de la MASDE par simulation numérique sous l'environnement *Matlab/Simulink* nous avons simulées et introduit les deux tests de robustesses suivantes :

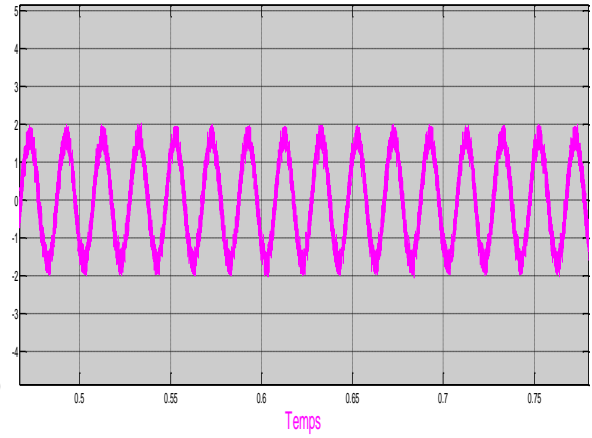
II.14.1 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge

L'essai suivant montre la réponse de système quand on applique un échelant de couple résistant de 25 N.m à l'instant  $t=1s$  alors la vitesse est régulée à 157 rad/s

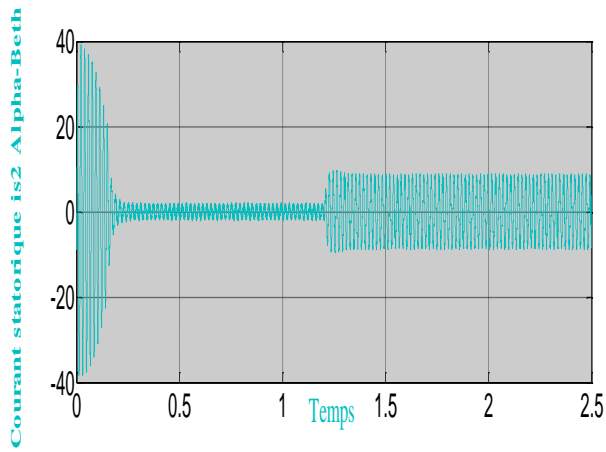




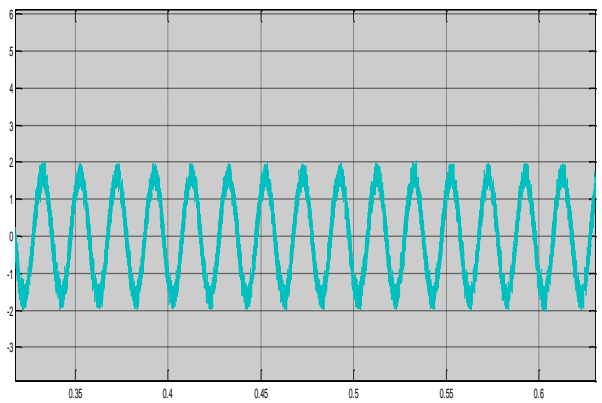
(c)



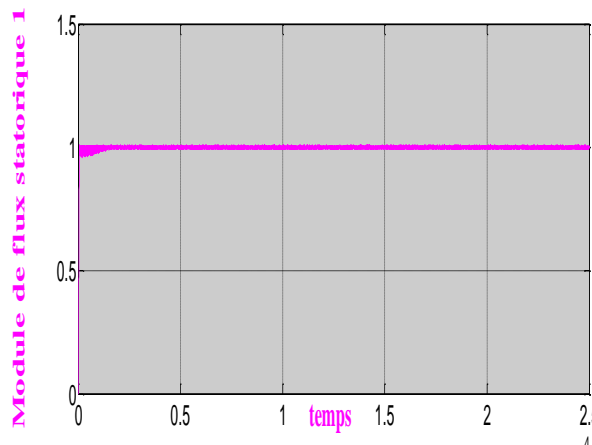
(d)



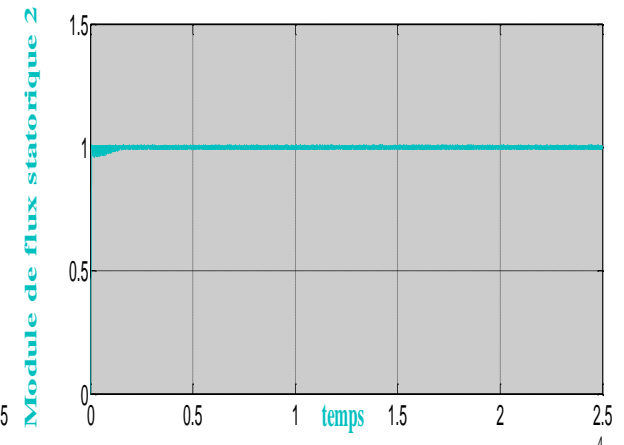
(e)



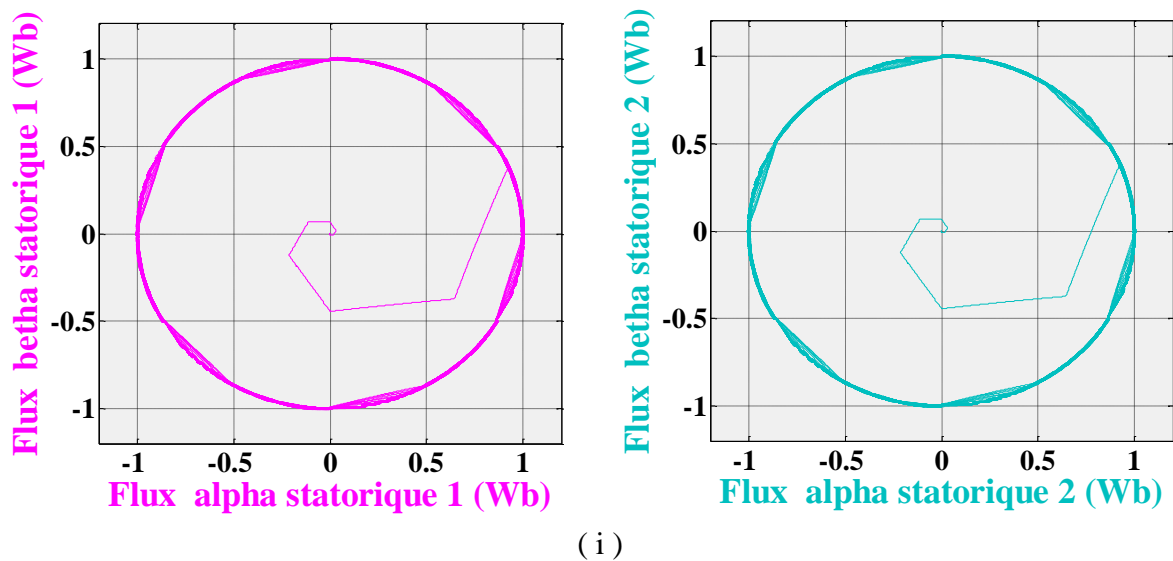
(f)



(g)



(h)



**Figure 2. 10** Résultats de simulation de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE.

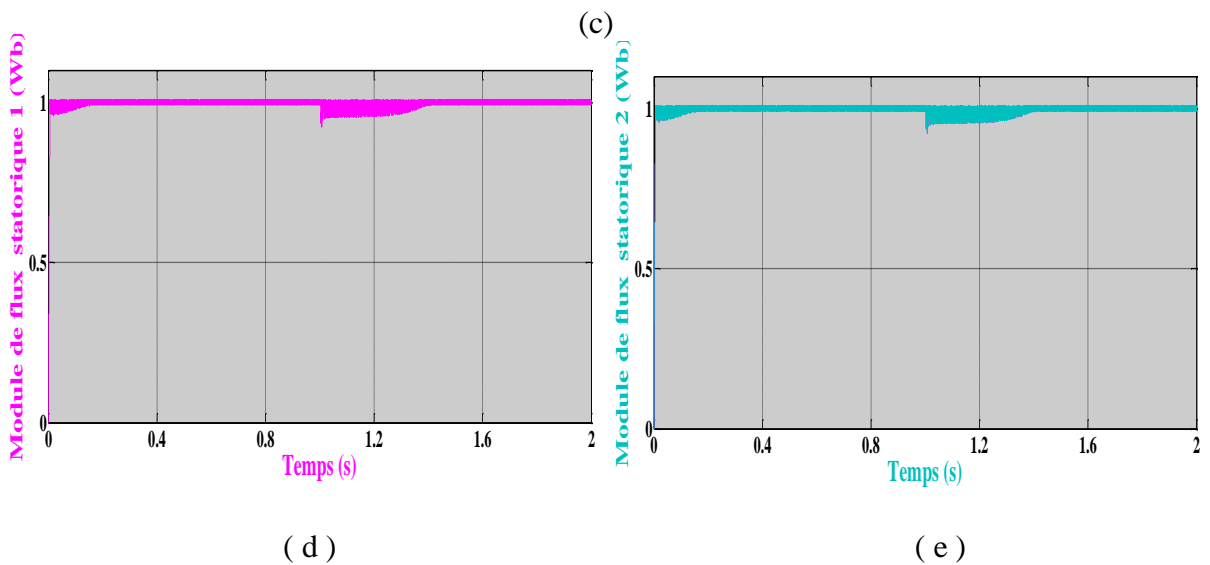
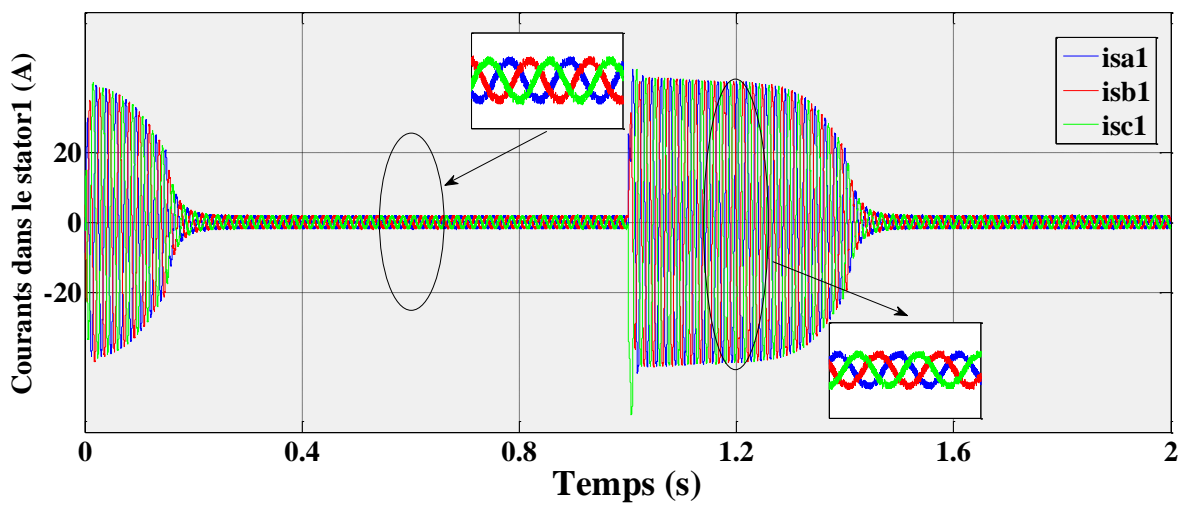
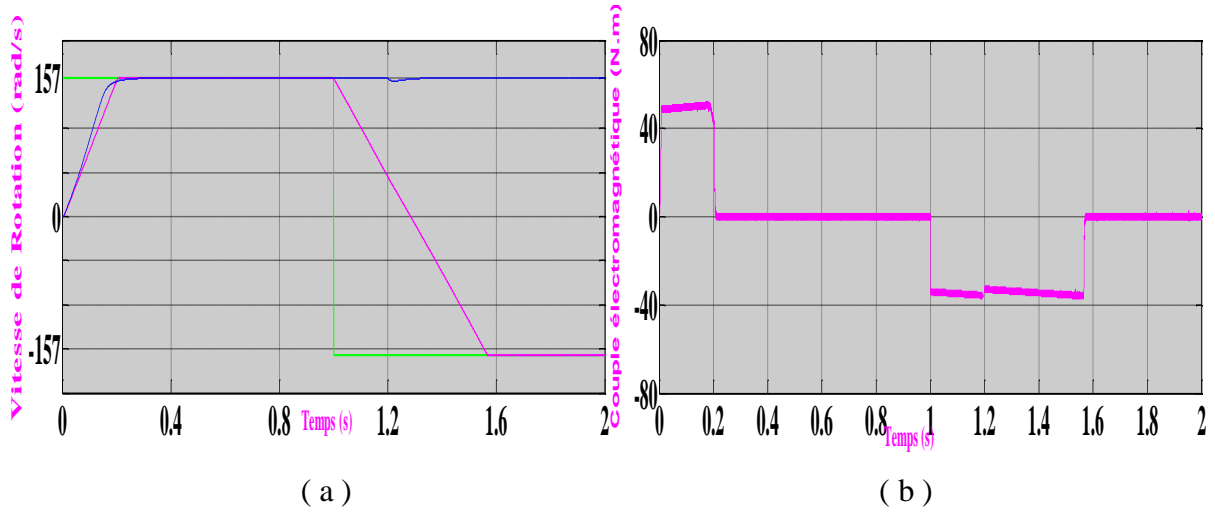
### II.14.2 Interprétation

La figure II.10 présente les résultats de simulation de la commande directe du couple avec un régulateur de vitesse de type PI anti-saturation, l'allure (a) présente la variation de vitesse de rotation, l'évolution de cette vitesse dans le régime transitoire est presque linéaire, elle se stabilise en régime permanent au bout d'un temps  $t = 0.2\text{sec}$  environnant, où La vitesse de rotation atteint la valeur de référence de  $157\text{rad/sec}$ , Le couple électromagnétique présente une valeur de crête de  $67.52\text{ N.m}$  et se stabilise au tour de zéro, après l'application d'un couple de charge à l'instant  $t = 1.2\text{ sec}$  on remarque une chute de vitesse de  $2.1\%$  ( $6.3\text{N.m}$ ) qui présente un écart statique tolérable, cette diminution de vitesse disparaît très vite et la vitesse revient à sa valeur de consigne de  $157\text{ rad/sec}$  cela grâce à l'efficacité de régulateur de vitesse utilisé. Les allures des courants statoriques montrent que le courant statorique  $i_{s1}$  ( le courant  $i_{s2}$ ) conserve une forme proche de la sinusoïde, avec des valeurs normales, le courant au démarrage est très important ( 4 fois le courant nominal ), Nous remarquons que le couplage à la charge est un régime transitoire nettement moins sévère que celui du démarrage à pleine tension.

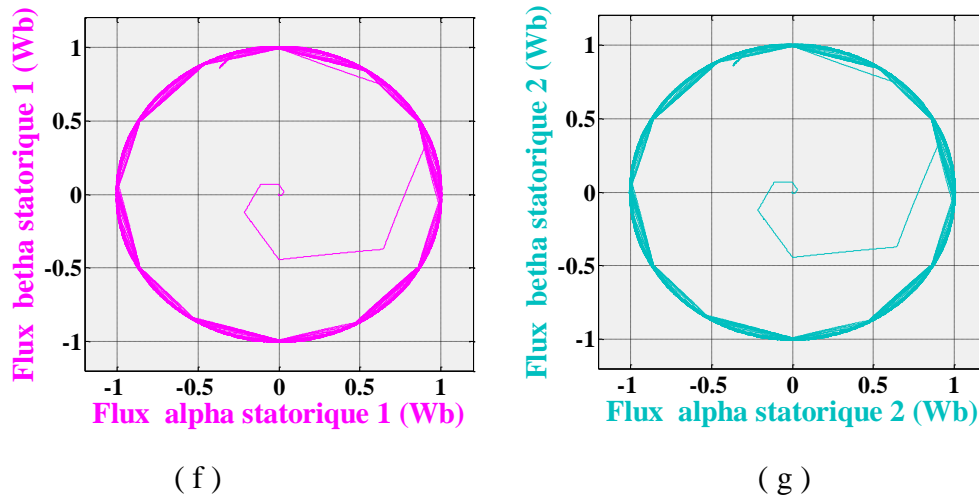
Nous notons également le flux statorique 1 et 2 dans le plan  $\alpha$  et  $\beta$  produisent une trajectoire circulaire en régime permanent avec un module du flux égale au flux de référence.

II.14.3 Test de Robustesse vis-à-vis à la Variation de la Vitesse

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle contrôlé. On testera le comportement de la régulation par rapport aux variations de la vitesse.







**Figure 2. 10** Résultats de simulation de la variation de la vitesse de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE

### Interprétation

Un teste d'inversion de vitesse a été effectué pendant le fonctionnement à vide, Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 2.12 La vitesse de référence est passée de 157 à  $-157$  rad/s., où l'on peut voir une performance adéquate de la vitesse du moteur.

L'inversion de vitesse conduit à un couple électromagnétique négatif d'environ  $-35.88$  N.m puis il se stabilise autour de zéro. Le courant statorique a une allure proche de la sinusoïde et le flux statorique également suit la référence avec une trajectoire circulaire. Donc nous constatons que le système répond bien à ce test.

### II.15 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la théorie de la commande directe du couple, de l'entraînement d'un moteur asynchrone double étoile. Le modèle utilisé pour le contrôle et les principaux concepts de la stratégie DTC ont d'abord été introduits. La DTC utilise des régulateurs d'hystérésis séparés pour le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique, et une table de commutation pour la sélection des vecteurs de tension. La simulation de la commande directe du couple présente plusieurs avantages significatifs (simplicité et facilité d'implantation, robustesse, dynamique élevée, précision, etc.) et les résultats de simulation ont montré que la DTC\_MASDE présente des très bonnes performances que soi au niveau des grandeurs mécanique ou électriques. Dans le but d'améliorer ces

performances, on appliquera la commande par mode de glissement qui sera l'objet du chapitre suivant.

## **Chapitre 03**

### ***Commande DTC par Mode Glissant de la Machine Asynchrone Double Etoile***

### **III 1 Introduction**

A partir des années 80, la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle a été considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis.[26]

La commande à structure variable consiste à amener la trajectoire d'état du système bouclé vers une surface de glissement et de faire commuter au tour de cette surface jusqu'au point d'équilibre. La conception par mode glissant revient principalement à déterminer trois étapes :

- Le choix de la surface de commutation.
- Condition de convergence.
- Calcul de la commande.

Dans ce chapitre, on applique la commande par mode glissant sur la machine asynchrone double étoile pour cela on présente un rappel théorique sur la commande par mode glissant des systèmes à structure variable, en suite la conception de commande et leur application sur la MASDE.

### **III.2 Principe de la commande par le mode glissant des systèmes à structures variables**

La commande par mode glissement pour les systèmes non linéaires a été largement étudiée et développée depuis son introduction. Celle-ci appartient à une classe plus large appelée commandes à structure variable. L'idée de base de commande est premièrement d'attirer les états du système dans une région d'espace d'état convenablement sélectionnée, connue sous le nom de la surface de glissement  $s(x)$ . Telle qu'une fois que le système se trouve dans cette région d'espace d'état, il ait le comportement désiré. Ensuite, la deuxième étape consiste à concevoir une loi de commande  $u(x)$  qui conduise, dans un temps fini, le système vers cette région et le maintiendra dans celle-ci, c'est à dire la commande doit assurer l'attractivité et l'invariance de la surface de glissement.

Cette loi de commande à la forme suivante :

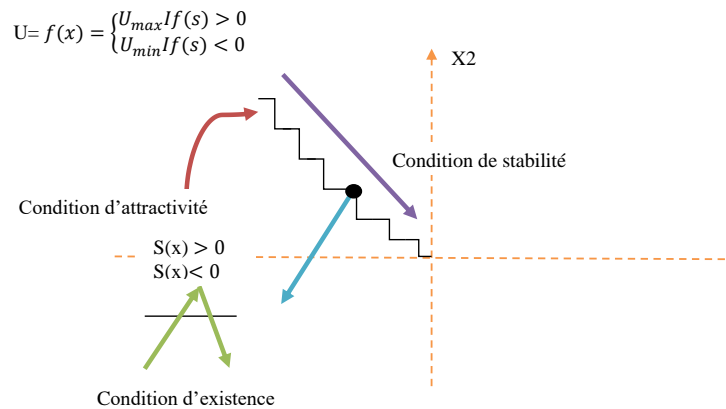


Figure 3. 1 Mode de glissement

Le régime du système ainsi commandé est appelé mode de glissement et la dynamique de celui-ci peut être rendue insensible aux variations paramétriques, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations externes. La loi de commande par modes glissants est de conception Relativement simple et présente des qualités de robustesse vis-à-vis de certaines classes de perturbations [28], [6]

Dans la commande de tel système par le mode glissant, la réponse passe par trois phases essentielles figure 3.2:[29]

- **Le mode de convergence (reaching mode RM)** : ou le mode non glissant ou la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.
- **Le mode de glissant (sliding mode SM)** : C'est le mouvement du système sur le long de la surface de commutation, La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement.
- **Le mode de régime permanent (steady-state mode SSM)** : nécessaire pour l'étude du Comportement de système autour le point d'équilibr

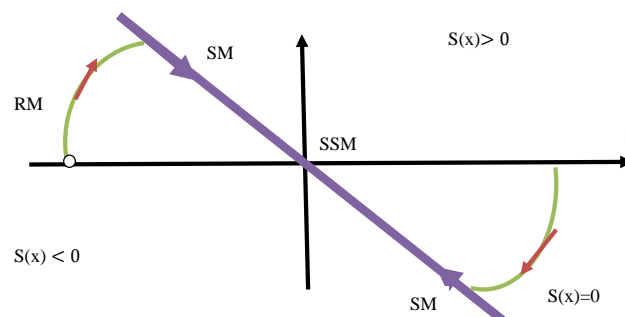


Figure 3. 2 Trajectoire de système à la commande par mode glissant

### III.3 Les régimes de glissements

#### III.3.1 Le régime glissant idéal

Le régime glissant idéal a une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation  $S$ . (figure 3.3)

Le système réglé fonctionne en mode glissant idéal lorsque la loi de commutation  $S$  annule  $S$ . Pour que ce mode subsiste il faut sa dérivée de  $S$  disparaisse également. [30]

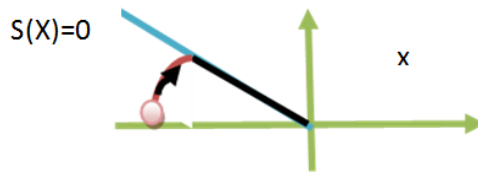


Figure 3. 3 Le régime glissant

#### III.3.2 Le régime glissant réel

La trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité.

Le vecteur d'état  $x$  va effectuer des petits mouvements autour de surface de commutation en mode glissant réel. Pour pouvoir calculer ces dépassement, on linéaire le système autour d'un point de fonctionnement.[30]

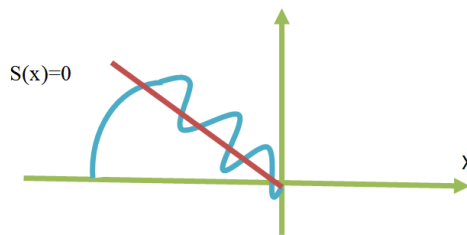


Figure 3. 4Le régime glissant réel

### III.4 Les structures de commande par mode glissant

Il existe trois configurations de la synthèse de la loi de commande : [8]

#### III.4.1 La structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le signal binaire 'd' qui commande l'organe de commande 'OCM' vaut '1' si  $S$  est positif et '0' si  $S$  est négatif. Ainsi lorsque cette loi est positive la valeur  $U_{max}$  imposée à l'entrée du système si elle est négative, on applique  $U_{min}$  figure (3.5). C'est la structure la plus classique et la plus utilisée.

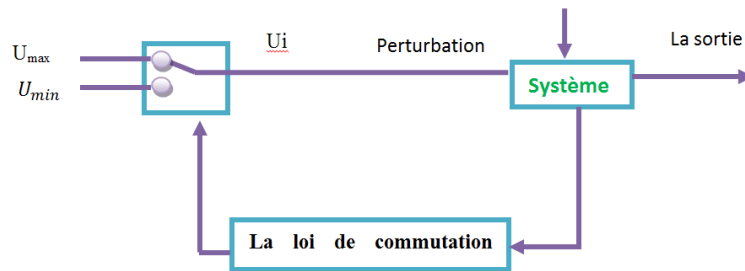


Figure 3. 5 Régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

### III.4.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Elle est basée sur le mettre de la dynamique du système en contre-réaction. Elle est réalisée par des gains de réglage. (Figure 3.6)

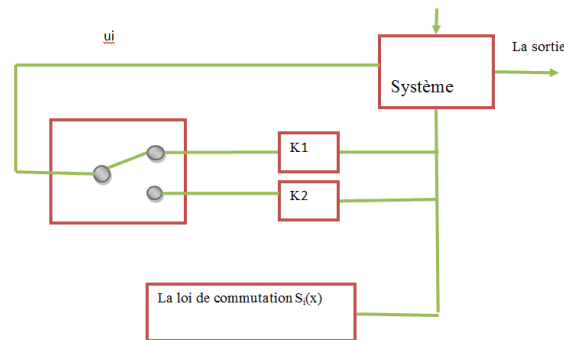


Figure 3. 6 Régulation par commutation au niveau de contre réaction d'état

### III.4.3 Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente

L'état futur du système est propositionnel grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande dépendant des variations paramétriques du fait l'expression de cette commande équivalente.

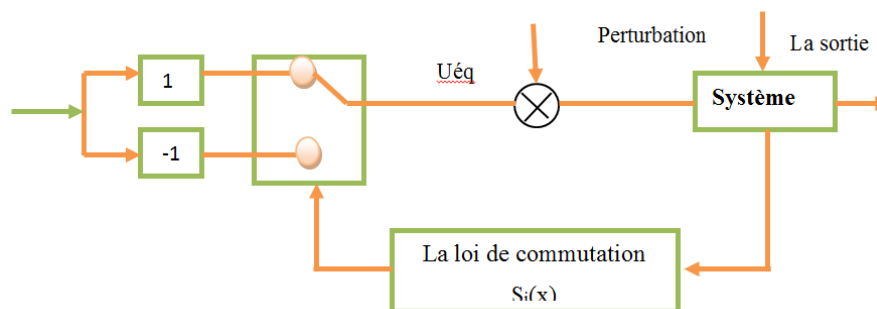


Figure 3. 7 Structure de régulation par l'ajout de la commande équivalente

### **III.5 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement**

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par : [32]

- Choix des surfaces de glissement ;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- Détermination de la loi de commande.

#### **III.5.1 Choix des surfaces de glissement**

On considère le modèle d'état suivante :

$$[\dot{x}] = [A][X] + [B][U] \quad (3.1)$$

où  $[X] \in R^n$  est le vecteur d'état,  $[U] \in R^m$  le vecteur de commande, avec  $n > m$ . Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande  $[U]$ .

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état  $x$  vers sa valeur de référence  $x^*$ , plusieurs travaux, proposent la forme générale suivante :

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (3.2)$$

avec :

$e(x)$  est l'écart entre la variable à régler et sa référence ( $e(x) = x^* - x$ )

$\lambda$  : gain positif ;

$e(x) = x^* - x$  : écart de la variable à réguler ;

$r$  : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande, tel que  $\frac{\partial S}{\partial u} \neq 0$  assurant la contrôlabilité ;  $S(x)$  est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse  $e(x)$  tend vers zéro pour un choix correct du gain  $\lambda$  et c'est l'objectif de la commande .



### **III.5.2 Condition d'existence et de convergence du régime glissant**

les condition d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation .on présente deux types de condition qui sont :

- **Approche directe**

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Uykin . elle est donnée la forme

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.3)$$

- **Approche de lyapunov**

Il s'agit de choisir un fonction candidate de lyapunov  $V(x) > 0$  (fonction scalaire positive) pour les variable d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction  $\dot{V}(x) < 0$ .

En définissant par exemple une fonction candidate de lyapunov pour le système comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.4)$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (3.5)$$

Pour que la fonction candidate de lyapunov puisse décroître, il suffit s'assurer que :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.6)$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité du système non linéaire

### **III.5.3 Détermination de la loi de commande**

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi

de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de Glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte

( $U_{eq}$ ) et l'autre la stabilité( $U_n$ ).

$$U = U_{eq} + U_n \quad (3.7)$$

$U_{eq}$  Correspond à la commande proposée par Filipov. 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 est nulle  $\dot{S}(x)= 0$ .

La commande discrète  $U_n$  est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système.

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (4.1). On cherche déterminer l'expression analogique de la commande  $U$ .

La dérivée de la surface  $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} \quad (3.8)$$

En remplaçant (3.1) et (3.7) dans (3.8) , on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} + \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n \quad (3.9)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [A][X] \right\} \quad (3.10)$$

Pour que la commande équivalent puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial S}{\partial X} [B] \neq 0 \quad (3.11)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalent par son expression dans (3.9), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} [B] U_n \quad (3.12)$$

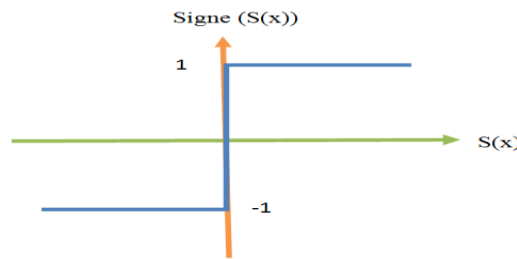
Et la condition d'attractivité  $S(x)\dot{S}(x) < 0$  devient :

$$S(x) = \frac{\partial S}{\partial X} [B] U_n < 0 \quad (3.13)$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de  $U_n$  doit être opposé à celui de  $S(x) = \frac{\partial S}{\partial X} [B]$ . La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction sign (figure 3.8).

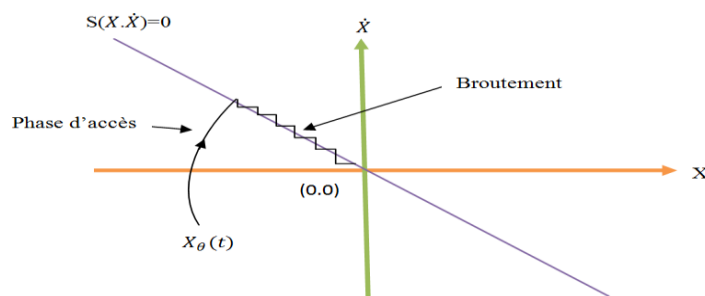
$$U_n = K_x \text{sign} S(x) \quad (3.14)$$

Le signe de  $K_x$  doit être différent de celui de  $\frac{\partial S}{\partial X} [B]$



**Figure 3. 8** Fonction signe (non linéarité tout ou rien)

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé Broutement (ou chattering en anglais), qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes hautes fréquences. La figure 3.9 représente le phénomène chattering.



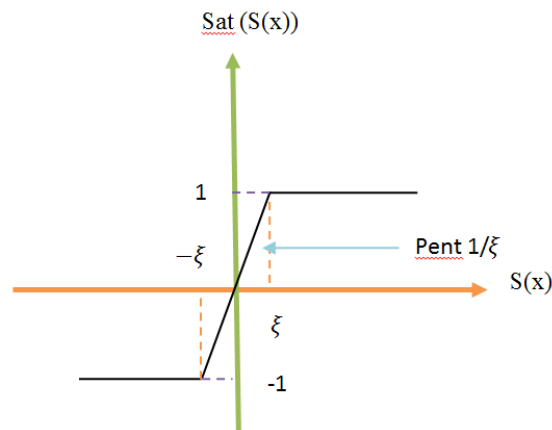
**Figure 3. 9** Phénomène de chattering

Néanmoins, le broutement peut être réduit (ou éliminé) en remplaçant la fonction signe par une fonction de saturation adéquate qui filtre ces hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (figure 3.10)

$$\text{sat}(S(x)) = 1 \text{ si } S(x) > \xi$$

$$\text{sat}(S(x)) = -1 \text{ si } S(x) < -\xi$$

$$\text{sat}(S(x)) = \frac{S(x)}{\xi} \text{ si } S(x) \leq \xi$$

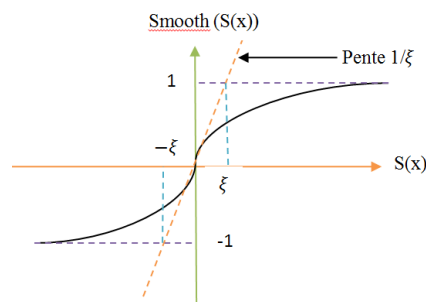


**Figure 3. 10** Fonction de saturation ( $\xi > 0$  et petit)

Alors, on obtient la commande douce suivante :

$$U_n = \begin{cases} K_x \text{sign}S(x) \text{ si } |S(x)| > \xi \\ \frac{K_x}{\xi} \text{sign}S(x) \text{ si } |S(x)| \leq \xi \end{cases} \quad (3.15)$$

On peut aussi la remplacer par une fonction de classe  $C^1$ . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (figure 3.11).



**Figure 3. 11** Fonction de classe  $C^1$  ( $\xi > 0$  et petit)

$$\text{Smooth}(S(x)) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (3.16)$$

D'où, on aura la commande douce suivante:

$$U_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (3.17)$$

### III.6 Application de la commande par mode de glissement à la 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.

#### III.6.1 Surface de régulation de la vitesse

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif  $r = 1$  est de la forme suivante :

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (3.27)$$

On a  $\omega_r = P\Omega_m$  d'où:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left[ P^2 \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_r^* - PC_r - K_f \omega_r \right] \quad (3.28)$$

En dérivant la surface  $S(\omega_r)$ , on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \omega_r^* - \dot{\omega}_r \quad (3.29)$$

En posant  $(i_{qs1} + i_{qs2}) = i_{qs}$  et en introduisant (3.23) dans (3.24), on aura

$$\dot{S}(\omega_r) = \omega_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} i_{qs} \varphi_r^* + \frac{P}{J} C_r + \frac{K_f}{J} \omega_r \quad (3.30)$$

A présent, en remplaçant le courant  $i_{qs}$  par le courant de commande  $i_{qs}^* = i_{qseq} + i_{qsn}$  dans l'équation (3.25), on trouve :

$$\dot{S}(\omega_r) = \omega_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} i_{qs} \varphi_r^* - \frac{P^2}{J} C_r + \frac{L_m}{L_r + L_m} i_{qsn} \varphi_r^* + \frac{P}{J} C_r + \frac{K_f}{J} \omega_r \quad (3.31)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\omega_r) = 0$  et par conséquence  $\dot{S}(\omega_r) = 0$  et  $i_{qsn} = 0$ , d'où on tire la formule de la commande équivalent à partir de la relation (3.26) :

$$i_{qseq} = -\frac{J}{P^2} \frac{L_r + L_m}{L_m \varphi_r^*} \left[ \dot{\omega}_r^* + \frac{P}{J} C_r + \frac{K_f}{J} \omega_r \right] \quad (3.32)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $\dot{S}(\omega_r)S(\omega_r) < 0$  doit être vérifiée. En remplaçant (3.26) dans (3.27), on obtient :

$$i_{qsn} = K_{\omega r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi_{\omega r}} \quad (3.33)$$

Le choix de  $K_{\omega r}$ , se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur. Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(\omega_r) = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} i_{qsn} = K_{\omega r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi_{\omega r}} \\ i_{qseq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_r + L_m}{L_m \phi_r^*} \left[ \dot{\omega}_r^* + \frac{p}{J} C_r \frac{K_f}{J} \omega_r \right] \end{cases} \quad (3.34)$$

### III.6.2 Résultats de simulation de la commande par mode glissant sur la MASDE

Les simulations représentées dans cette section réalisent le système qui soumit à divers tests de simulation pour une commande par DTC avec un régulateur de vitesse de type mode glissant.

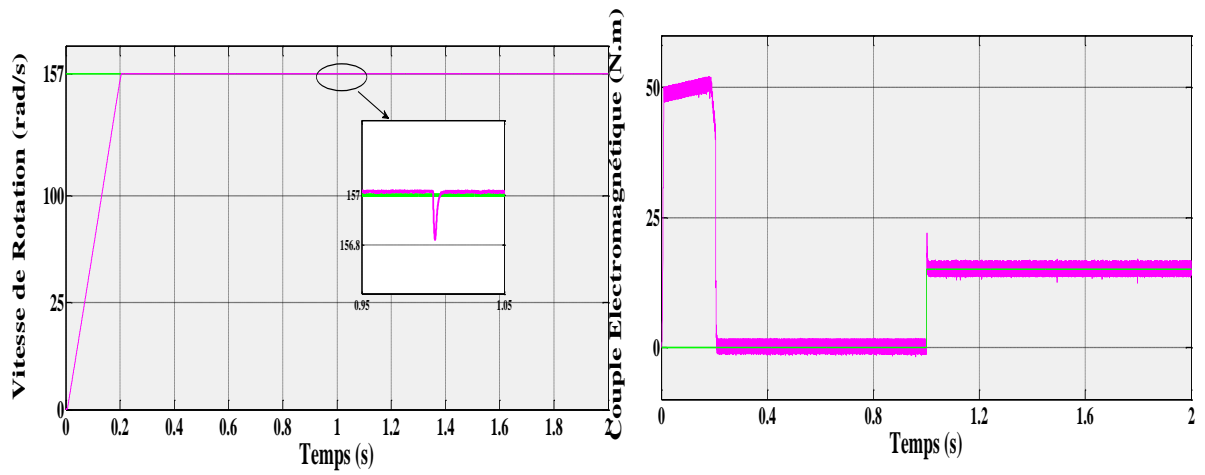
Les performances statiques et dynamiques de notre commande sont analysées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

- Démarrage à vide avec introduire du couple de charge
- Inversion du sens de rotation,

Pour illustrer les performances de la commande nous avons simulé un démarrage à vide avec l'inversion du sens de rotation à  $t=1.5s$ . puis on a simulé la machine avec application d'une charge nominale de 15 N.m aux instants  $t=1s$  et  $t=2s$ ,

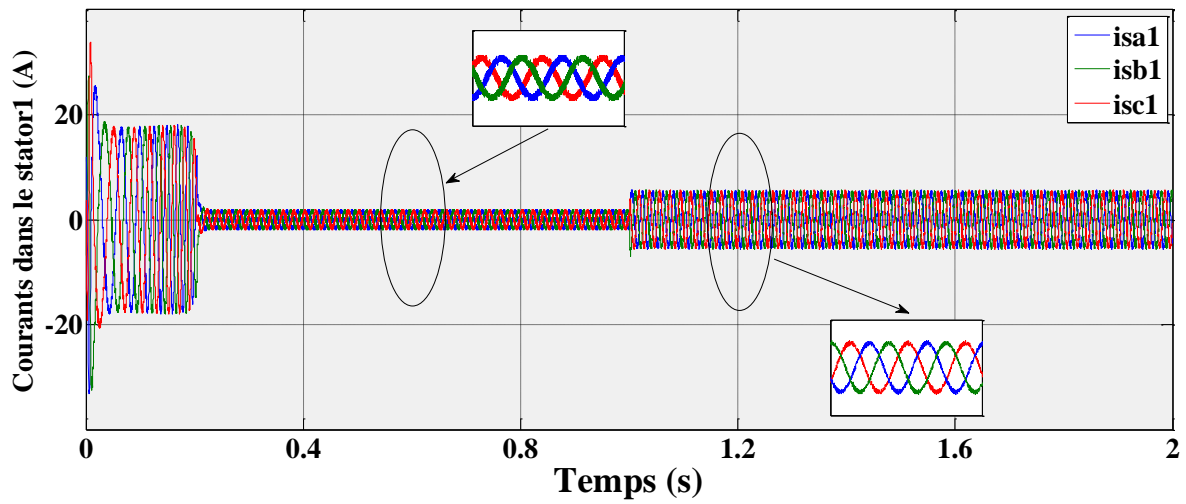
- **Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge**

Pour tester la robustesse de la régulation par DTC\_MG nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence (157 rad/s) puis on a appliqué un couple de charge appliqué à l'instant  $t=1s$

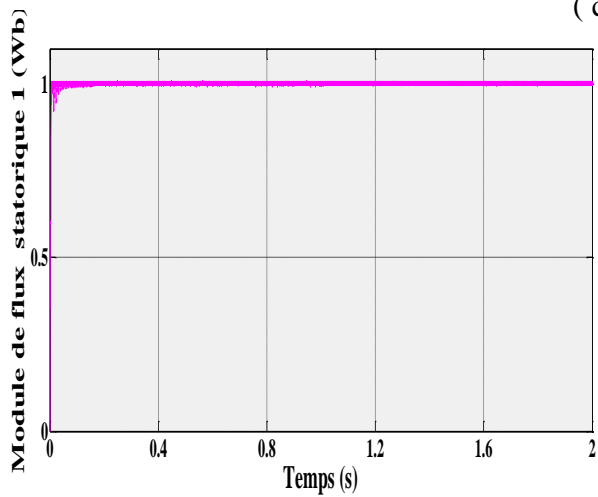


( a )

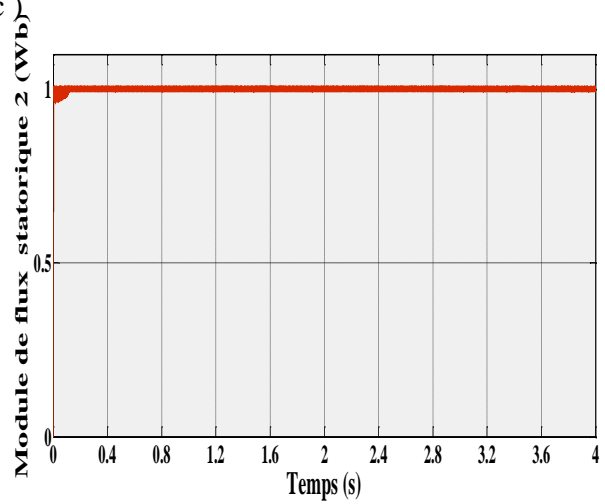
( b )



( c )



( d )



( e )

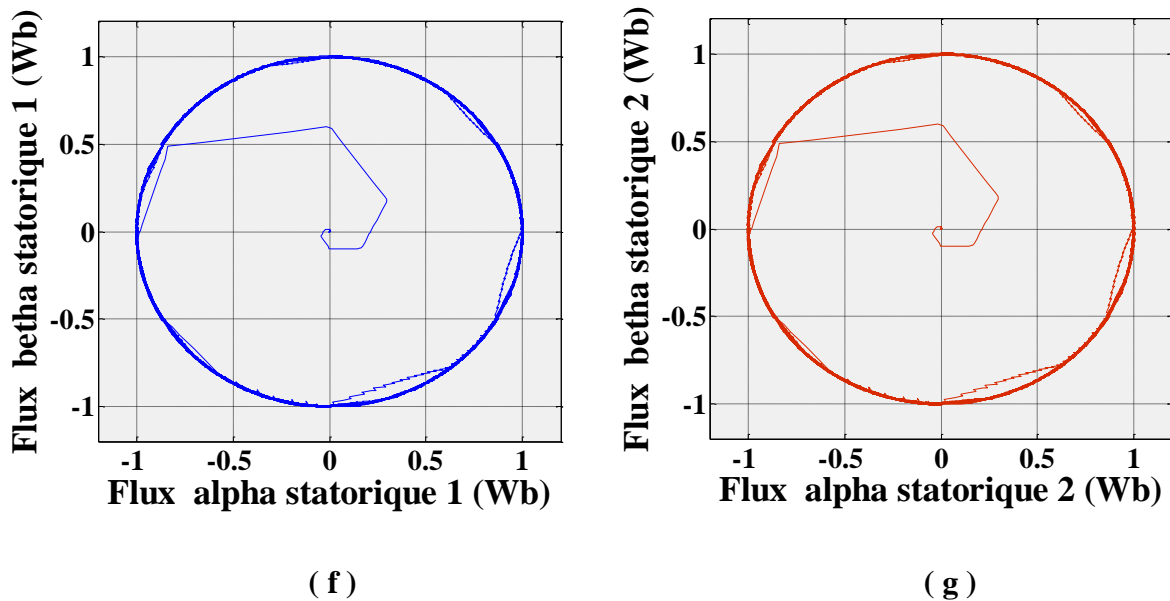


Figure 3. 12résultats de simulation de la commande DTC\_MG d'une MASDE

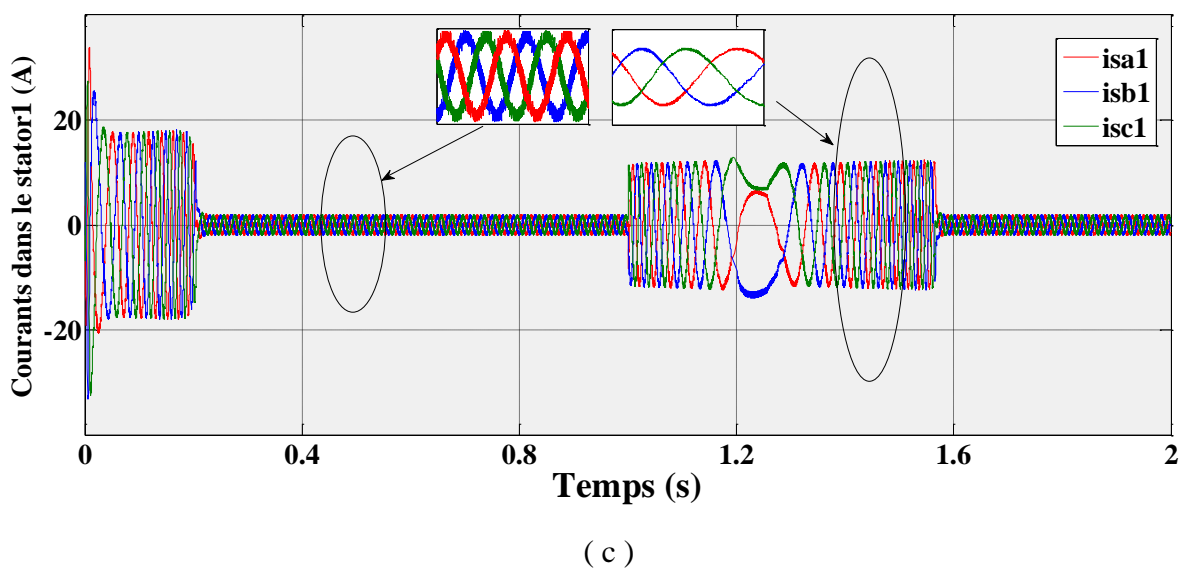
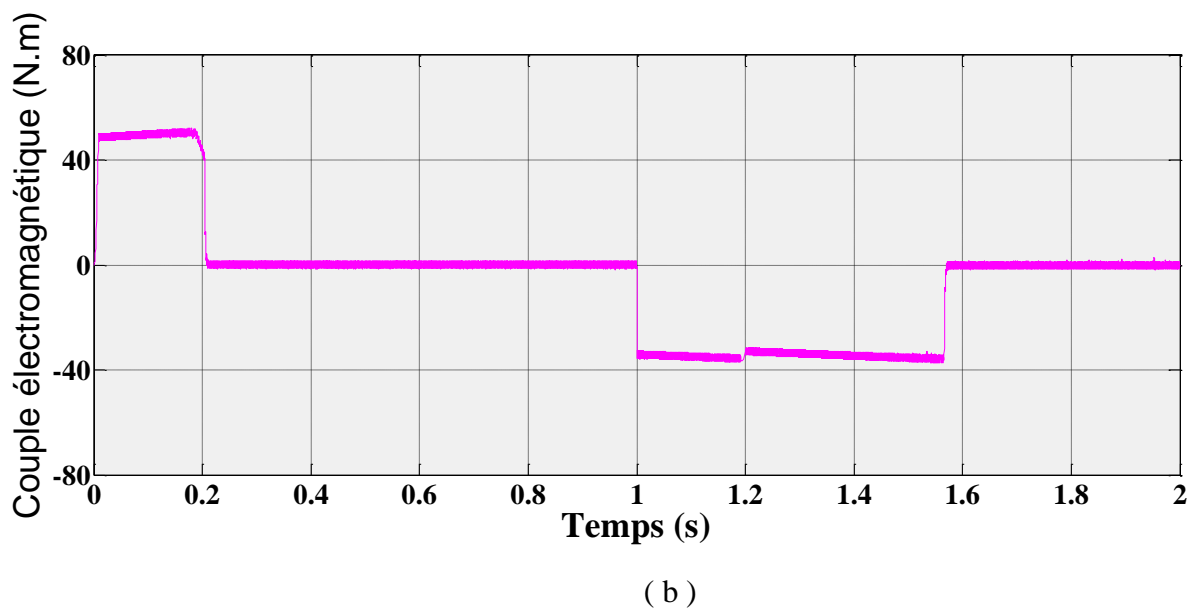
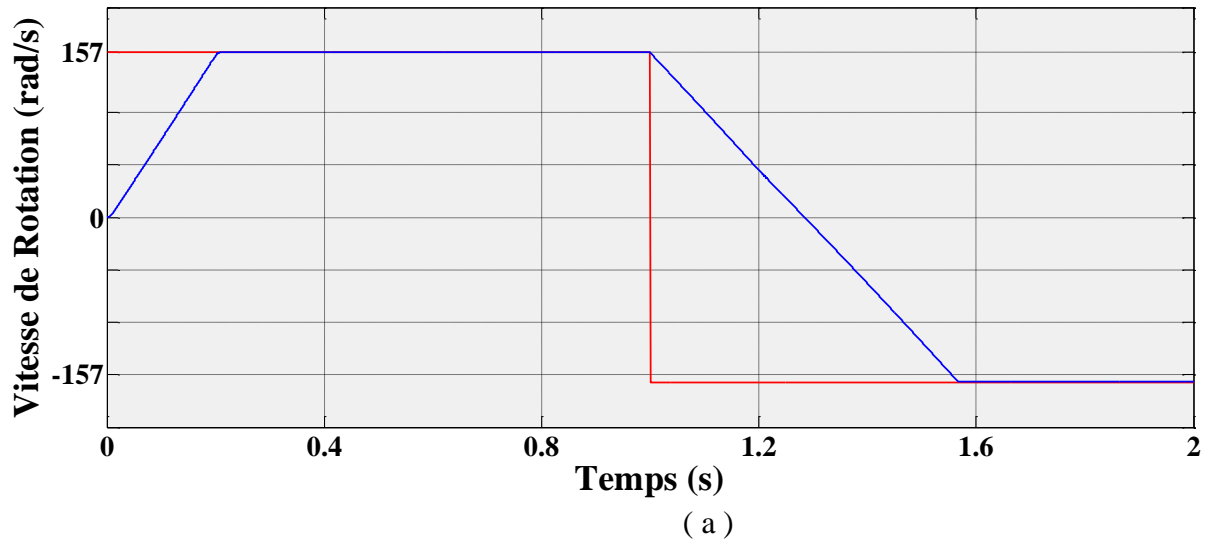
### III.7 Interprétation

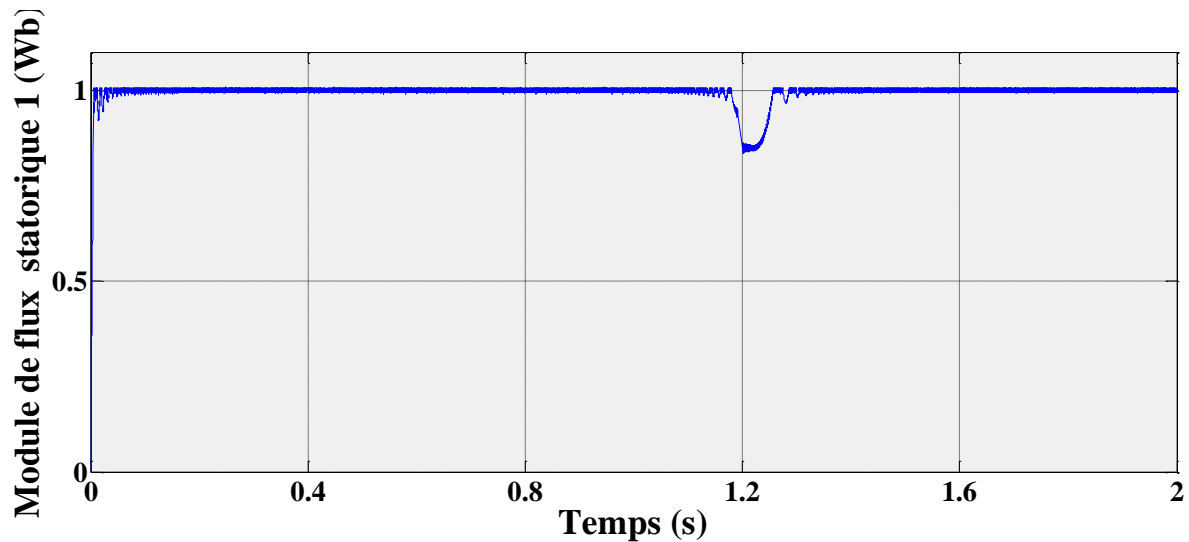
L'ensemble des allures de la figure 3.12 présentent les résultats de simulation de la commande directe du couple associée à un régulateur de vitesse en mode glissant DTC\_MG. Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction du temps, elle rejoint sa valeur de référence à  $t=0.137s$  sans dépassement, cependant un appel du courant  $isa1$  (également  $isa2$ ) de démarrage atteint les 30 A, cet appel du courant s'accompagne d'un pic du couple électromagnétique atteint 51.65 N.m puis il se diminue jusqu'à l'instant  $t=0.137s$  après cette instant il se stabilise au tour de zéro, jusqu'à  $t=1s$  ou la machine est couplée à sa charge, la DTC\_MG présente une très bonne dynamique au démarrage, même quand on charge la machine la réponse du couple montre clairement que le DTC\_MG fournit une réponse très dynamique et rapide pendant l'application du couple de charge, la chute de la vitesse est presque invisible, cela signifie l'efficacité et la rapidité du contrôleur glissant proposé. Les flux statoriques des deux stators ont été présentés, elles montrent respectivement l'amplitude du flux et la trajectoire circulaire. Les deux allures montrent que les flux suivent parfaitement la référence.

- **Teste de robustesse vis- à-vis de la vitesse**

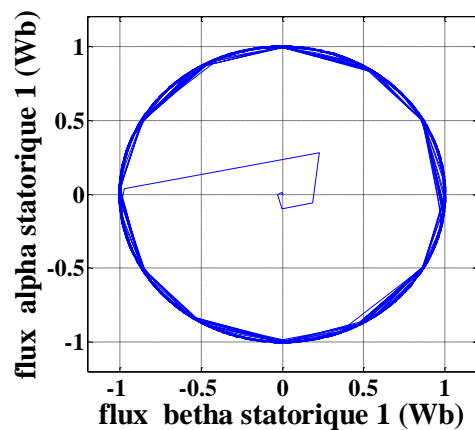
Dans ce teste, nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de +157 à -157 rad/s, à partir de l'instant  $t = 1s$ .







(d)



(e)

**Figure 3. 13** résultat de simulation de la variation de la vitesse de la commande DTC\_MG

L'objectif de ce teste est de montrer que le DTC\_MG peut fonctionner à différents points de vitesse, la vitesse de référence varie de 157 à -157 rad/s, la figure 3.13 présente les allures de la vitesse de rotation, le couple, le courant et le flux.

Pendant la phase d'inversion, le régulateur de vitesse présente un comportement similaire à celui de l'état de démarrage, la réponse en vitesse et en couple montre une très bonne dynamique et un bon suivi de référence, l'allure de courant  $i_{s1}$ , montre une bonne forme d'onde sinusoïdale, le flux statorique également suit la référence avec un trajectoire circulaire.

La figure (3.13) présente les résultats de simulation de la commande DTC\_MG d'une MASDE avec la variation de la vitesse de rotation et de ce dernier nous peuvent faire quelque

observation, la vitesse de référence varie de 157 à -157 rad/s, et on a vu que la réponse en vitesse et en couple montre très bonne dynamique et un bon suivi de référence.

La courbe de  $i_{s1}$  montre une forme d'onde sinusoïdale, le flux statorique également suit la référence avec une trajectoire circulaire.

### III.9 Étude Comparative Entre la DTC\_PI et la DTC\_MG

Afin de mieux apprécier les résultats obtenus via le contrôle direct de couple basé sur les deux types de régulateurs de vitesse DTC\_PI et DTC-MG appliqués au MASDE, il est nécessaire de comparer les caractéristiques statiques et dynamiques des deux contrôleurs de vitesse dans les mêmes conditions de fonctionnement

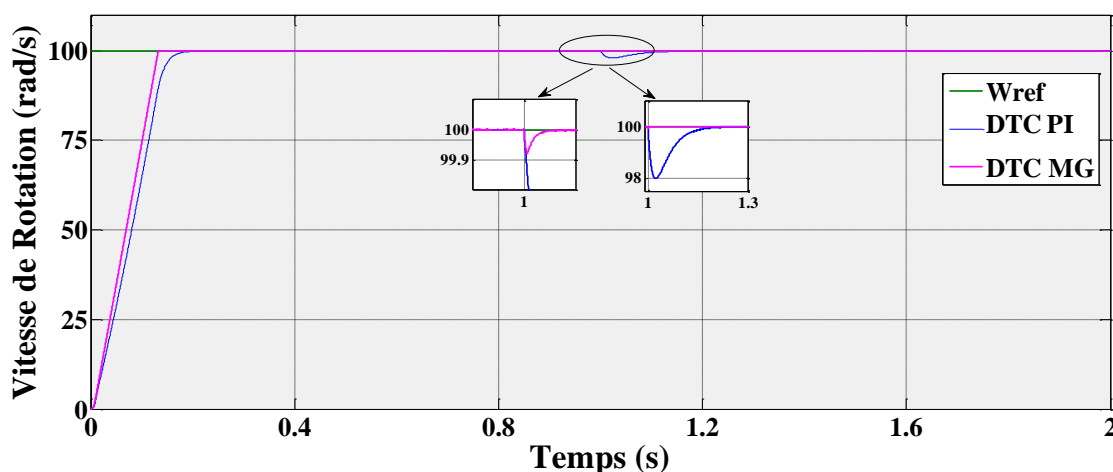


Figure 3.14 Allure de la vitesse de rotation de la commande DTC d'une MASDE Avec les deux régulateurs

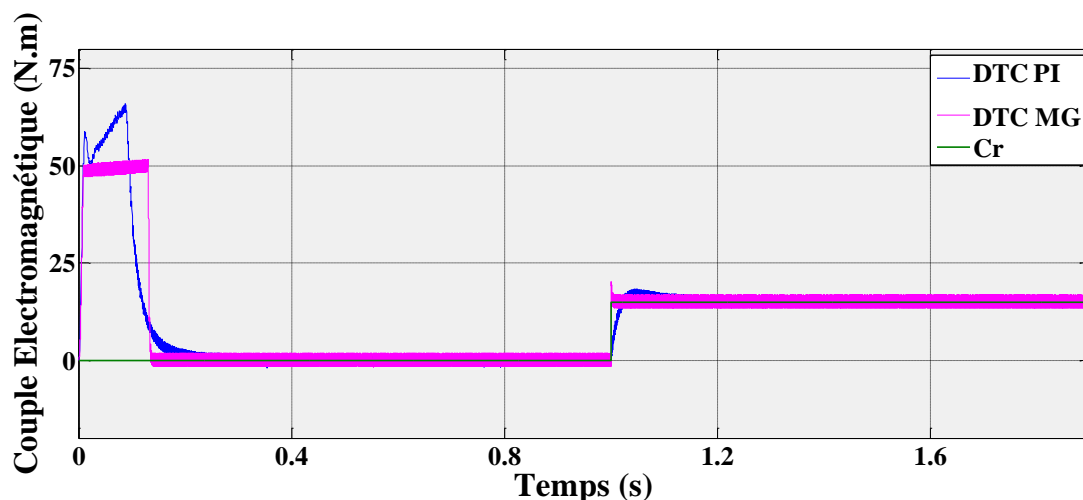


Figure 3.15 Allure du couple électromagnétique de la commande DTC d'une MASDE Avec les deux régulateurs

Les Figures 3.14 et 3.15 illustrent les réponses de vitesse et de couple de la DTC\_MASDE avec les contrôleurs PI et le mode glissant, pour une vitesse de Référence 100 rad/s, avec un démarrage à vide et une application de charge nominale 15N.m à  $t=1$  seconde, l'ensemble des allures reflètent la bonne dynamique de la commande, un zoom sur la chute de vitesse due au chargement de la charge montre clairement que le régulateur mode glissant présentent de meilleures performances par rapport a DTC classique de point de vu rapidité, la chute de vitesse est minimal pour les régulateurs MG, avec moins d'oscillations au niveaux du couple.

#### **III.8 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté un rappel théorique sur la commande par mode glissement. Des systèmes à structure variable, on suite abordé la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, puis on a appliqué cette dernière sur la MASDE, enfin les résultats de simulation sont présentés et commentés. Les résultats de simulation montrent de façon claire que les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statiques et dynamique (stabilité, rapidité et précision), et plus robuste lors de la variation de la vitesse de la machine. Généralement on peut conclure que le réglage de la vitesse par le mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI.

---

## *Conclusion Générale*

---

# Conclusion Générale

---

Dans le cadre de la commande des machines électriques nous avons présenté dans ce mémoire le contrôle direct du couple (DTC) de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux avec deux types de régulateurs de vitesse, le premier est un régulateur de type PI anti saturation tanque le deuxième est un régulateur en mode glissant dans l'objectif d'améliorer les imperfections de la DTC classique.

L'étude a été faite en trois chapitres :

Le premier chapitre, présente un aperçu sur les machines multiphasée ainsi la modélisation et l'alimentation de la machine asynchrone double étoile MASDE, le modèle de la machine a été validé par simulation.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté le contrôle direct du couple de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation des régulateurs à hystérésis qui amène à des ondulations du couple et des bruits acoustiques indésirables, une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude de flux statorique et du couple. Pour la régulation de la vitesse on a utilisé dans ce chapitre un régulateur de type PI anti saturation les résultats de simulation montre que ce type de régulateur donne des bon résultats, malgré ces performances l'utilisation de ce type de régulateur à ces inconvénients on parle ici de la sensibilité vis-à-vis les variations paramétriques, alors et afin d'éviter ces inconvénients et d'améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple, on a proposé dans le dernier chapitre de changer ce régulateur par un régulateur en mode glissant, ce régulateur est un régulateur plus moderne et plus puissant, 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).

Les perspectives de ce travail peuvent être énoncées comme suit :

- La première perspective est de valider les travaux élaborés dans ce travail expérimentalement.

## Conclusion Générale

---

- D'utiliser des onduleurs multi niveaux ou des convertisseurs matriciels pour l'alimentation de la machine
- D'appliquer d'autres techniques de commande, telles que : la commande adaptative, les algorithmes génétiques, les réseaux de neurones...etc.
- D'étudier les machines en régimes dégrade.

---

## *Références*

---



---

## Références

---

### References

- [1] D. Hadiouche, R. Abdrazzak et R. Hubert, *Stady and simulation of space vector PWM control of Double-Star Induction Motors*, Acapulco, Mexico, 2000.
- [2] R. Abdelheq, *COMMANDE PAR ORIENTATION DE FLUX D'UNE MACHINE*, UNIVERSITE DE M'SILA, 2013/2014.
- [3] T. Laamayad, *thèse de doctorat*, UNIVERSITE DE BATNA, 2014.
- [4] M. s. Bilal et S. E. Berrabah , *La commande non linéaire d'une machine asynchrone*, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2018/2019.
- [5] D. Ramdhan, *Commande PI Flou d'une machine*, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2018/2019.
- [6] S. A. Erraouf, *Commande robuste de la machine asynchrone à*, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2020/2021.
- [7] A. YAHDYOU, *Commande et observation par modes glissants*, Université Hassiba Benbouali de Chlef, 2011.
- [8] B. Zahira., *COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE*, UNIVERSITE DE M'SILA, 2011/2012.
- [9] B. kiyyour, *Contribution à la Commande d'une Machine*, Université Mohamed Khider – Biskra.
- [10] B. N. BAADI Chahrazed, *COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE*, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, 2019.
- [11] B. Rafik et M. A. MORAD, *Commandes non linéaires d'une machine asynchrone double alimentation*, Université Abou Bekr Belkaïd – Tlemcen, 2016.
- [12] A. Ammar, *Étude et Commande d'une Machine Asynchrone Double Étoile*, universite setif 1, 2013.

- [13] B. Ali et O. Mssaoudi, *etude et simulation de la machine asynchrone double étoile en présence de défaut de court-circuit statorique*, Université Saad Dahlab de Blida, 2013/2014.
- [14] C. Canudas, *Modélisation control vectoriel et DTC*, 2000.
- [15] B. nourlhouda et c. baadi, *commane direct du couple de la machine asynchrone double étoile alimentée par onduleur multi-niveaux*, université kasdi merbah wergla , 2019.
- [16] J.-C. Alacoque, *commane direct propre aux moteurs asynchrone et synchrones*, 2010.
- [17] T. abdelhalim, *Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série*, Ecole National Polytechnique, Alger, 2007.
- [18] B. d. Fornel, *Technique de l'ingénieur*, 2006.
- [19] A. kamel, *Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone*, université Annaba, 2007.
- [20] B. Fatima, *Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone*, Université Constantine 1, 2017.
- [21] R. Abessemmed, *Modélisation et simulation des machines électriques*, 2011.
- [22] A. Takahashi et T. Noguchi, *new quick- response and high-efficiency control strategy of an induction motor*, 1986.
- [23] L. Baghli, *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la*, Université de Nancy I, France, 1999.
- [24] A. L. Nemmour, *Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation*, Université El-Hadj Lakhdar-Batna, 2002.
- [25] R. Ouguini et S. Yassmin, «Une commade robuste par mode glissant flou appliquée à la pour suit de trajectoire d'un robot mobile non holonome.,» 2003.
- [26] O. Hamata et N. e. Louchene, *Contribution a la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation*, université de Batna.
- [27] S. joseph, *Réglage par mode glissent de couple de moteur asynchrone*, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne,Allemande, 1993.
- [28] H. AMIMEUR, *Contribution `a la Commande d'une Machine*, Universit'e El Hadj Lakhdar de Batna, 2008.

- [29] E. Merabet, *Commande Floue Adaptative d'une machine asynchrone double étoile*, Université de Batna, 2008.

---

## *Annexes*

---

---

## Annexes

---

### Annexe A

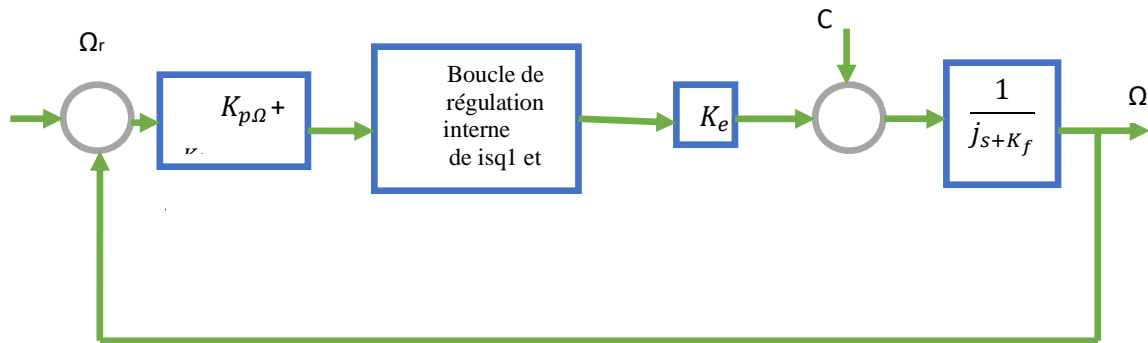
#### Paramètres de la machine asynchrone Double étoile(MASDE)

Les paramètres de la MASDE utilisés sont :

✓ Puissance nominale	$P_n = 4.5 \text{ Kw}$
✓ Tension nominale	$V_n = 220 \text{ v}$
✓ Courant nominale	$I_n = 6.5 \text{ A}$
✓ Résistance du premier enroulement statorique	$R_{S1} = 3.72 \text{ } \Omega$
✓ Résistance de deuxième enroulement statorique	$R_{S2} = 3.72 \text{ } \Omega$
✓ Résistance rotorique	$R_r = 2.12 \text{ } \Omega$
✓ Inductance du premier enroulement statorique	$L_{S1} = 0.022 \text{ H}$
✓ Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{S2} = 0.022 \text{ H}$
✓ Inductance rotorique	$L_r = 0.006 \text{ H}$
✓ Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672 \text{ H}$
✓ Moment d'inertie	$J = 0.0625 \text{ Kg.m}^2$
✓ Coefficient de frottement	$K_f = 0.001 \text{ N.ms/rd}$
✓ Fréquence nominale	$F = 50 \text{ Hz}$
✓ Nombre de paires de pôles	$p = 2$

## Annexe B

Le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse, est donné par la figure B.1



**Figure B.1** Schéma bloc de régulation de vitesse avec régulateur PI.

En considérant les courants  $i_{sq1}$  et  $i_{sq2}$  parfaitement régulés, la fonction de transfert en

boucle ouverte est donnée par :  $F_{\Omega} = K_{p\Omega} \cdot \frac{s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}}}{s} \cdot \frac{K_e}{j \cdot s + K_f}$

En utilisant la méthode de compensation de pôles  $\frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} = \frac{K_f}{j}$ , le temps de réponse de la boucle externe doit être plus grand que celui de la boucle interne car il faut que les courants s'établissent et que la machine se magnétise et atteigne le flux de référence on prendra donc le temps de réponse 50 fois plus grand que pour le courant. Les paramètres du régulateur sont alors :

$$K_{p\Omega} = \frac{j}{K_e \cdot 50 \cdot \tau} \quad \text{et} \quad K_{i\Omega} = \frac{K_{p\Omega} \cdot K_f}{j}$$