

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة غرداية

N° d'enregistrement  
/...../...../...../.....

Université de Ghardaïa



كلية العلوم والتكنولوجيا

Faculté des Sciences et de la Technologie

قسم الآلية والكهروميكانيك

Département d'Automatique et de l'Electromécanique

Mémoire de fin d'étude, en vue de l'obtention du diplôme

**Master**

Domaine : Science et Technologie

Filière: Automatique

Spécialité: Automatique et Systèmes

**Thème**

**Réglage par Mode Glissant de la Vitesse d'une Machine  
Asynchrone Double Etoile Commandée par la Technique  
DTC**

**Présenté par :**

Mohammed Abderrazak BICHI

Mohammed Elamine RECIUI

Soutenue publiquement le: 11/06/2022

Devant le jury composé de:

Radhwane SADOUNI

MCA

Université de Ghardaia

Encadrant

Djeellouli Tahar

MAA

Université de Ghardaia

Examinateur

Skandar Bouraghda

MAA

Université de Ghardaia

Examinateur

Année universitaire 2021/2022

# Dédicace

*Nous dédions ce modeste travail:*

*A nos parents*

*A nos familles*

*A nos amis*

*RECIQUI Mohammed Elamine*

*BICHI Mohammed Abderrazak*

# **R**emerciements

*À l'issue de cette fin d'étude, nous adressons nos sincères remerciements premièrement à Dieu tout puissant pour la santé, la volonté et la patience, qu'il nous a données durant toutes ces longues années. Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur*

*Dr. Radhwane SADOUNI*

*pour son dévouement incessant, ses orientations afin de nous permettre l'accomplissement de ce travail.*

*Qu'il nous soit permis aussi d'exprimer nos vifs remerciements et notre gratitude à tous ceux qui ont accepté de juger ce travail, ainsi qu'à ceux qui nous ont aidé de près et de loin pour le mener à bien.*

*Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants de la faculté des sciences et de la technologie, Université de Ghardaia qui ont contribué à notre formation.*

*Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues*

**Résumé** \_ Pour des applications de forte puissance, les machines polyphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Ce travail décrit la modélisation, l'alimentation et la commande de l'exemple le plus célèbre des machines polyphasées, c'est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE). Ce mémoire, présente en premier lieu une étude de modélisation et d'alimentation de la MASDE à travers le réseau, et en suite par le biais de deux onduleurs de tension à MLI sinus-triangle. Pour un meilleur découplage entre la partie électrique et mécanique, et afin d'assurer une bonne conduite de notre machine, la Commande Directe du Couple (DTC) basée sur l'utilisation d'un régulateur PI classique de la vitesse a été appliquée. Pour améliorer les performances de réglage de la vitesse, et pour une commande plus robuste et plus simple, on a opté à remplacer le régulateur PI par un régulateur par mode glissant. Les résultats de simulation obtenus montrent bien la robustesse, l'efficacité et les performances de la technique de commande présentée.

**Mots clés:** Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE), Onduleur à deux niveaux, Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), Commande Directe du Couple (DTC), Mode Glissant.

**ملخص** \_ تستعمل الآلات المتعددة الأطوار في التطبيقات ذات الاستطاعة العالية لكونها تمتاز بالنجاعة وبقدرتها على تجزئة الاستطاعة. يتمحور هذا العمل حول النمذجة، التغذية والتحكم في المثال الأكثر شيوعاً للآلات المتعددة الأطوار ألا وهي الآلة اللاتزامنية ذات نجمتين. في هذه المذكرة قمنا أولاً بدراسة النمذجة والتغذية للآلة عن طريق الشبكة أولاً، ثم بعد ذلك باستخدام موج ثنائي المستوى متحكم فيه بواسطة إستراتيجية تعديل عرض الذبذبات جيبي مثلثي. من أجل فصل مثالي بين القسمين الكهربائي والميكانيكي للآلة، وبهدف الوصول إلى تحكم أفضل في الآلة، طبقنا تقنية تحكم تدعى التحكم المباشر في العزم باستخدام معدل كلاسيكي للسرعة. لتحسين مزايا التعديل وللحصول على تحكم ناعم وفعال، قمنا باستبدال المعدل الكلاسيكي بمعدل النمط الإنزلاقي. تظهر نتائج المحاكاة المتحصل عليها نجاعة وفعالية ومزايا تقنية التحكم المقدمة.

**الكلمات المفتاحية:** الآلة اللاتزامنية ذات نجمتين، موج ثنائي المستوى، تعديل عرض الذبذبات، التحكم المباشر في العزم، النمط الإنزلاقي.

**Abstract** \_ For high power applications, multiphase machines are increasingly used for reliability and power segmentation reasons. This work describes modeling, supply and control of the Dual Star Induction Machine. This Master thesis, presents initially a study of modeling and supply of the DSIM through the electrical network, then by the use of two voltage source inverter with PWM control. For a better decoupling between the electrical and mechanical part, and in order to ensure a good driving of our machine, the Direct Torque Control (DTC) based on the use of PI speed regulator has been applied. To improve the speed control performances, we replace the PI speed regulator with a sliding mode regulator. The simulation results obtained show the robustness, efficiency and performances of the control method presented.

**Key words:** Dual Star Asynchronous Machine (DSIM), Pulse Width Modulation (PWM), Voltage Source Inverter, Direct Torque Control (DTC), Sliding Mode.

# Table des matières

<b>Introduction générale</b>	01
<b>CHAPITRE I</b>	
<b>Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE)</b>	
I.1 Introduction	03
I.2 Description de la MASDE	03
I.3 Hypothèses simplificatrices	04
I.4 Modèle naturel de la MASDE	05
I.4.1 Equations magnétiques	07
I.4.2 Energie magnétique	09
I.4.3 Couple électromagnétique	09
I.4.4 Equation mécanique	09
I.4.5 Transformation de Park	09
I.4.6 Application de la transformation de Park à la MASDE	11
I.4.6.1 Equations des tensions	11
I.4.6.2 Equations de flux	12
I.4.6.3 Equations mécanique	14
A- Puissance instantanée	14
B- Couple électromagnétique	14
I.4.7 Choix du référentiel	15
I.4.7.1 Référentiel lié au stator	15
I.4.7.2 Référentiel lié au rotor	15
I.4.7.3 Référentiel lié au champ tournant	16
I.5 Résultats de simulation	16

---

# Table des matières

I.6 Interprétations des résultats	17
Conclusion	18

## **CHAPITRE II**

### **Alimentation de la Machine Asynchrone Double Etoile**

II. 1 Introduction	19
II.2 Modélisation de l'alimentation de la machine	19
II.3 Modélisation du redresseur	19
II.4 Modélisation du filtre	21
II.5 Modélisation de l'onduleur de tension	21
II.6 Stratégie De Commande Par MLI TRIANGULO-SINUSOIDALE	23
II.6.1 Association MASDE-onduleur de tension à commande M.L.I Sinus-Triangle	26
Conclusion	28

## **CHAPITRE III**

### **Commande Directe du Couple (DTC) de la MASDE**

III.1 Introduction	29
III.2 Principe de la commande directe du couple	29
III.3 Algorithme de commande directe du couple	30
III.4 Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique	30
III.4.1 Principe de contrôle de flux statorique	30
III.4.2 Principe de contrôle du couple électromagnétique	32
III.5 Choix de vecteur tension	32
III.6 Estimateurs de flux et du couple	34
III.6.1 Estimateur de flux statorique	34

---

# Table des matières

III.6.1.1 Dans le cas machine asynchrone double stators	35
III.6.2 Estimation du couple électromagnétique	36
III.6.2.1 Dans le cas machine asynchrone double stators	36
III.7 Élaboration des contrôleurs de flux et du couple	36
III.7.1 Contrôleur de flux à deux niveaux	36
III.7.2 Le correcteur de couple	37
III.7.2.1 Le correcteur à trois niveaux	37
III.7.2.2 Le correcteur à deux niveaux	38
III.8 Table de Commutation	38
III.9 Structure de la commande directe du couple d'une MASDE	39
III.10 Réglage de la vitesse de la MASDE	39
III.11 Commande directe du couple avec réglage de la vitesse	40
III.11.1 Test de robustesse	41
III.12 Interprétations des résultats	46
III.13 Les avantages de la commande directe du couple	46
III.14 Les Inconvénients de la commande directe du couple	47
Conclusion	47

## CHAPITRE IV

### Réglage par Mode Glissant de la MASDE

IV.1 Introduction	48
IV.2 Commande par mode glissant de la MASDE	48
IV.2.1 Introduction	48
IV.2.2 Définition des systèmes à structure variable	48

---

# Table des matières

IV.2.2.1 Définition	48
IV.2.2.2 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement	49
IV.2.2.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	49
IV.2.2.2.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état	50
IV.2.2.2.3 Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente	50
IV.2.3 Principe de fonctionnement	51
IV.2.4 Conception de la commande par mode glissant	52
IV.2.4.1 Choix de la surface de glissement	52
IV.2.4.2 Condition d'existence et de convergence	52
IV.2.4.2.1 Fonction directe de commutation	53
IV.2.4.2.2 Fonction de LYAPUNOV	53
IV.2.4.3 Détermination de la loi de commande	53
IV.2.5 Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant	56
IV.2.5.1 Surface de régulation de la vitesse	56
IV.2.6 Simulation et Interprétation des résultats	57
Conclusion	61
<b>Conclusion générale</b>	62
<b>Bibliographie</b>	i
<b>Annexe</b>	I

---

## Table des Figures

<b>Fig (I.1)</b>	Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator	04
<b>Fig (I.2)</b>	Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q)	10
<b>Fig (I.3)</b>	Performance de la conduite de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistance ( $C_r=14$ N.m) à $t= [1.5 \quad 2.5]$	17
<b>Fig (II.1)</b>	Schéma synoptique d'une MASDE et de ses alimentations	19
<b>Fig (II.2)</b>	Représentation du redresseur triphasé à diodes	20
<b>Fig (II.3)</b>	Tension redressée	20
<b>Fig (II.4)</b>	Filtre RLC passe-bas	21
<b>Fig (II.5)</b>	Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux	22
<b>Fig (II.6)</b>	Principe de la commande par M.L.I Sinus_Triangle	25
<b>Fig (II.7)</b>	Réponses de MASDE alimentées avec deux onduleurs de commande MLI	28
<b>Fig (III.1)</b>	Evolution de l'extrémité du vecteur $\Phi_s$	30
<b>Fig (III.2)</b>	Vecteur des tensions statoriques et secteurs	32
<b>Fig (III.3)</b>	Choix du vecteur tension	34
<b>Fig (III.4)</b>	Représentation de flux statorique dans le repère $\alpha\beta$	36
<b>Fig (III.5)</b>	Correcteur à deux niveaux du flux à hystérésis et sélection des vecteurs correspondants	37
<b>Fig (III.6)</b>	Correcteur de couple à trois niveaux	37
<b>Fig (III.7)</b>	Schéma global de la commande directe du couple de la MASDE	39
<b>Fig (III.8)</b>	Contrôleur de vitesse de type PI	40
<b>Fig (III.9)</b>	DTC de la MASDE sans réglage de la vitesse	41
<b>Fig (III.10)</b>	Comportement de la MASDE vis-à-vis l'inversion du sens de rotation de 150 à - 150 rad/s à l'instant $t=2s$	43
<b>Fig (III.11)</b>	Comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge $C_r = 10$ et 5 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1.8, 2.2]$ et $[2.2, 2.6]$ s.	44
<b>Fig (IV.1)</b>	Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande	49
<b>Fig (IV.12)</b>	Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état	50
<b>Fig (IV.3)</b>	Structure de régulation par ajout de la commande équivalente	50

<b>Fig (IV.4)</b>	Modes de fonctionnement dans le plan de phase	51
<b>Fig (IV.5)</b>	Fonction Sign (Commande de type relais)	55
<b>Fig (IV.6)</b>	Mode de glissement avec une couche limite	55
<b>Fig (IV.7)</b>	Commande directe du couple DTC de la MASDE avec un régulateur par mode glissant de la vitesse en appliquant un couple résistant $C_r=10$ N.m à $t=2$ s.	58
<b>Fig (IV.8)</b>	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la vitesse [120, 200 et -100] rad/s	59
<b>Fig (IV.9)</b>	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la charge $C_r = [10, 15$ et $7]$ N.m.	60
<b>Fig (IV.10)</b>	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation paramétrique (augmentation du moment d'inertie et de la résistance statorique de 100%).	60

---

## Liste des Tableaux

<b>Tab (III.1)</b>	Vecteurs de tension d'une commande DTC	33
<b>Tab (III.2)</b>	Table classique de localisation des états de l'onduleur (Table de Takahachi)	38

---

# Symboles et Abréviations

$\alpha$	Angle de déphasage entre les deux stators
$g$	Glissement
$A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}$	Les indices correspondants aux trois phases du stator 1
$A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}$	Les indices correspondants aux trois phases du stator 2
$A_r, B_r, C_r$	Les indices correspondants aux trois phases du rotor
$C_{em}$	Le couple électromagnétique
$C_r$	Le couple résistant
$G_{abc}$	Grandeurs triphasées équilibrées
$G_{dqo}$	Grandeurs biphasées dans le repère (d, q)
d, q	Les axes directs et quadratiques du repère de Park
$e(x)$	L'écart de la variable $x$
E	La tension continue
$f_p$	La fréquence de la porteuse
$F_r$	Coefficient de frottement
$\Phi_s$	Le flux statorique
$\Phi_r$	Le flux rotorique
$\Omega_m$	La vitesse mécanique du rotor
$\Omega_s$	La vitesse synchronisme
i	Le courant
J	Le moment d'inertie
$k_p, k_i$	Paramètres du régulateur PI
$L_{s1}, L_{s2}, L_r$	Les inductances propres des stators et du rotor
$L_{ms}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques
$L_{mr}$	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques
m	L'indice de modulation
PI	Le régulateur Proportionnel-Intégral
MASDE	Machine Asynchrone à Double Etoile
p	Nombre de paires de pôle
$P_{em}$	La puissance électromagnétique
q	Nombre de phase
$q_\alpha$	Nombre équivalent de phases

$r$	L'indice de réglage en tension
$R_{s1}, R_{s2}, R_r$	Les résistances statoriques et rotoriques
$S$	L'opérateur de Laplace
$S(x)$	La surface de commutation
$S_1, S_2, r$	Les indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
$M_{sr}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques
MCC	Machine à Courant Continu
MC	Mode de convergence
DTC	Commande directe du couple
$\tau$	Constante de temps d'un système du premier ordre
$\tau_r$	Constante de temps rotorique
$\theta_e$	Angle électrique
$\theta_m$	Angle mécanique
$\theta_r$	Angle rotorique
$\theta_s$	Angle statorique
$U_{eq}$	La commande équivalente
$U_n$	La commande discontinue
$V$	La tension
$V(x)$	La fonction de Lyapunov
$V_{pm}$	La valeur crête de l'onde de modulation
$\omega_{gl}$	La pulsation électrique de glissement
$\omega_r$	La pulsation électrique rotorique
$\omega_s$	La pulsation électrique statorique
$\omega_m$	La pulsation mécanique
$x^*$	Grandeur de référence (vitesse, tension, courant, couple, flux)
$x_{est}$	Grandeur estimée (couple, flux)

## Introduction générale

Depuis la première apparition, les machines électriques associées à des convertisseurs jouent un rôle important dans les systèmes de conversion électromécanique de l'énergie. En effet et depuis plus de cent ans, la recherche et le développement dans ce domaine semblent être sans fin.

Les progrès dans l'électronique de puissance, les microcontrôleurs, les nouveaux matériaux et les progrès de la modélisation numérique ont conduit au développement de nouveaux types de machines électriques avec des nouvelles techniques et algorithmes de contrôle complexes.

Dans de nombreuses applications industrielles, la croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance ont posé des problèmes au niveau de l'ensemble convertisseur-machine. En effet, le besoin de fréquences et de courants de commutation élevés nécessite l'utilisation de composants de haut calibre, d'autre part, les enroulements de la machine doivent être conçus pour supporter des tensions élevées [1], ce qui a motivé les activités de recherche et développement, réalisant ainsi de nouvelles topologies qui répondent à cette exigence.

Les machines asynchrones triphasées permettent la transformation électrique-mécanique et vis-versa. Elles sont depuis longtemps largement disponibles en standard dans l'industrie, occupent une place importante dans la production de l'énergie électrique et les entraînements électriques. Néanmoins, ces machines offrent une simplicité de construction grâce à l'absence du collecteur mécanique, des bonnes performances telles que la fiabilité, la robustesse, un entretien facile et son prix raisonnable.

Pour cette raison, les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour certaines applications industrielles de grande puissance telles que la traction ferroviaire, la propulsion des navires et les systèmes d'énergie éolienne. Parmi ces variateurs multiphasés, les machines asynchrones à double étoile (MASDE) avec deux ensembles d'enroulements statoriques triphasés, décalés spatialement de 30 degrés électriques et des points neutres isolés est l'une des topologies les plus discutées [1].

Des travaux de recherche récents sur les entraînements multiphasés visent à exploiter leurs caractéristiques particulières et les présenter à l'industrie comme une alternative aux machines à trois phases, où le nombre plus élevé de phases entraîne un contrôle plus important et concevoir des degrés de liberté qui peuvent améliorer la fiabilité et les performances globales des systèmes.

Les techniques de commandes modernes conduisent à une commande des machines asynchrones comparable à celle de la machine à courant continu. Parmi ces techniques, on trouve la commande directe du couple, la commande adaptative, la commande par mode glissement, ...etc.

Ces techniques utilisent des régulateurs classiques ou modernes qui rendent les commandes citées précédemment robustes. Actuellement les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'étude, l'analyse et la commande des machines multiphasées, en particulier, la machine asynchrone double étoile qui nécessite une double alimentation triphasée statorique. Notre travail s'inscrit dans le cadre de la modélisation, l'alimentation et la commande robuste en vitesse ou en couple d'une MASDE (DTC).

Dans ce contexte, ce mémoire est scindé en quatre chapitres comme suit:

Le premier chapitre fait l'objet de la modélisation de la MASDE alimentée directement par le réseau. Premièrement on a fait une description de la machine, après on a développé un modèle triphasé de la machine, le modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Une simulation de la MASDE alimentée par le réseau électrique est faite à la fin de ce chapitre, pour vérifier la conduite de la machine et valider son modèle mathématique.

Le deuxième chapitre, sera consacré à la modélisation de l'alimentation (redresseur, filtre, onduleur). Notre machine est alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la technique M.L.I Sinus-Triangle.

Le troisième chapitre présente la Commande Directe du Couple (DTC) de la MASDE utilisant un régulateur PI classique de la vitesse, afin d'améliorer le découplage entre le flux et le couple et de garantir une bonne conduite de la machine.

Le quatrième chapitre présente la commande par mode glissant de la MASDE, nous allons commencer par une présentation de la théorie et des notions fondamentales du mode glissant, ensuite, on va opter à l'application de ce genre de régulateur pour le réglage de la vitesse de la MASDE.

Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquables de ce mémoire et récapitulera ainsi en gros le travail abordé.

# CHAPITRE I

Modélisation de la Machine  
Asynchrone A Double Etoile  
(MASDE)

## I.1 Introduction

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations générales très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la machine asynchrone double étoile rende son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaine hypothèse simplificatrice permet de contourner cette difficulté.

Un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE). Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques constituant les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de  $30^\circ$ . Ils ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques [2].

Dans ce chapitre, on va procéder à la modélisation de la machine asynchrone double étoile dont on rappellera le modèle avec les équations électriques et mécanique de la machine dans son référentiel triphasé, puis nous réduirons l'ordre du système par la transformation de Park qui transférera la MASDE dans un nouveau référentiel biphasé. Des résultats de simulation seront présentés à la fin du chapitre pour confirmer la validité du modèle réalisé.

## I.2 Description de la MASDE

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

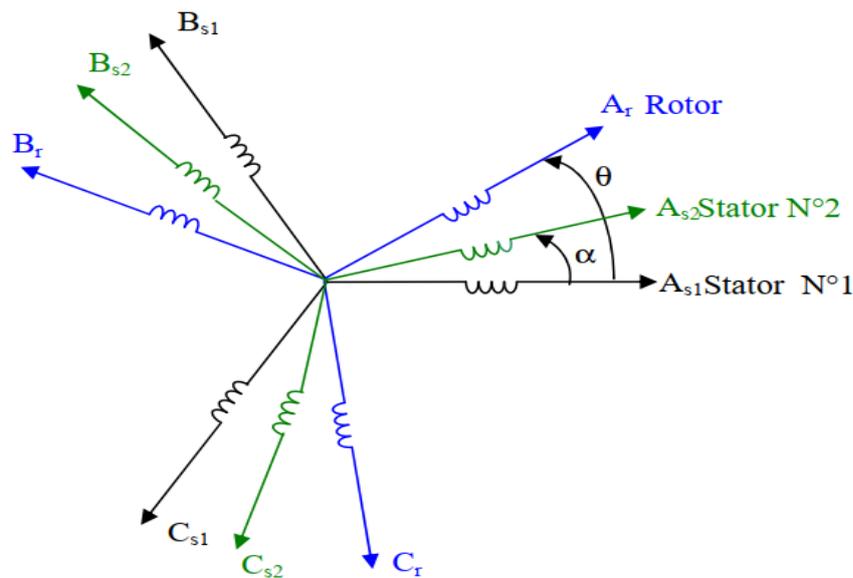
La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que:

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

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

Le rotor tourne à une vitesse différente de, pour cette raison, la cage rotorique devient le siège d'un système des forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes 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  $g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$  : est appelé glissement du rotor par rapport aux champs tournant du stator.

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



**Fig (I.1)** Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator[3].

### I.3 Hypothèses simplificatrice

Avant de commencer la modélisation de la machine, on considère quelques hypothèses simplificatrices pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la machine à étudier. Le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses suivantes [2]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- Nous admettons de plus que la f.é.m. créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition spatiale sinusoïdale.
- Machine de construction symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau [2].

- L'inductance de fuit mutuelle commune aux deux circuits (étoile1 et 2) est négligeable.
- On considère que la machine fonctionne en régime équilibré.

#### I.4 Modèle naturel de la MASDE

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des vecteurs des grandeurs tension, courant et flux, Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont [4]:

Pour l'étoile 1:

$$\begin{cases} v_{sa1} = R_{sa1} I_{sa1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa1} \\ v_{sb1} = R_{sb1} I_{sb1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb1} \\ v_{sc1} = R_{sc1} I_{sc1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc1} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Pour l'étoile 2:

$$\begin{cases} v_{sa2} = R_{sa2} I_{sa2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa2} \\ v_{sb2} = R_{sb2} I_{sb2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb2} \\ v_{sc2} = R_{sc2} I_{sc2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc2} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Pour le rotor:

$$\begin{cases} 0 = R_{ra} I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ 0 = R_{rb} I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ 0 = R_{rc} I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

La forme matricielle:

Pour l'étoile1:

$$[V_{s1}] = [R_{s1}] [I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \quad (\text{I.5})$$

Pour l'étoile 2:

$$[V_{s2}] = [R_{s2}] [I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \quad (\text{I.6})$$

Pour le rotor:

$$0 = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (\text{I.7})$$

On pose:

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

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

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

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

$R_{s1}$ : Résistance d'une phase se l'étoile 1.

$R_{s2}$ : Résistance d'une phase se l'étoile 2.

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

$$[V_{s1}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} \quad ; \quad [V_{s2}] = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}$$

$[V_{s1}]$ : matrice de tension de l'étoile 1.

$[V_{s2}]$ : matrice de tension de l'étoile 2.

$$[I_{s1}] = \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix} \quad ; \quad [I_{s2}] = \begin{bmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix} \quad ; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

$[I_{s1}]$ : matrice de courant de l'étoile 1.

$[I_{s2}]$ : matrice de courant de l'étoile 2.

$[I_{ra}]$ : matrice de courant de rotor.

$$[\Phi_{s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{bmatrix} \quad [\Phi_{s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{bmatrix} \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_{s1}]$ : matrice de flux de l'étoile 1.

$[\Phi_{s2}]$ : matrice de flux de l'étoile 2.

$[\Phi_r]$ : matrice de flux du rotor.

### I.4.1 Equations magnétiques

C'est à partir de la matrice  $[L(\theta)]$  qu'on obtient les équations de flux en fonction des courants.

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{sr2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Et:

$$[\Phi] = [L(\theta)] \cdot [I] \quad (\text{I.9})$$

Où:

$$[\Phi] = \begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} ; [I] = \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Donc:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{sr2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$[L_{s1s1}]$ : Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2s2}]$ : Matrice inductance de l'étoile 2.

$[L_{rr}]$ : Matrice Inductance du rotor.

$[L_{s1s2}]$ : Matrice Inductance mutuelle entre étoile1 et étoile2.

$[L_{s2s1}]$ : Matrice Inductance mutuelle entre étoile2 et étoile 1.

$[L_{s1r}]$ : Matrice Inductance mutuelle entre étoile1 et rotor.

$[L_{s2r}]$ : Matrice Inductance mutuelle entre étoile2 et rotor.

$[L_{rs1}]$ : Matrice Inductance mutuelle entre étoile1

$[L_{rs2}]$ : Matrice Inductance mutuelle entre rotor et étoile2.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \\ \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a} & M_{a1b} & M_{a1c} \\ M_{b1a1} & L_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c} \\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c} \\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & L_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c} \\ M_{aa1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba1} & M_{bb1} & M_{bc1} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca1} & M_{cb1} & M_{cc1} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \\ I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$M_{ij}$ : inductance mutuelle relative aux deux étoiles ou relative à une étoile et le rotor.

$L_{ii}$ : inductance propre relative à une étoile ou au rotor.

Avec:  $i = a_1, b_1, c_1, a_2, b_2, c_2, a, b, c$  ;  $j = a_1, b_1, c_1, a_2, b_2, c_2, a, b, c$ .

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

$$[L_{s1s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

$$[L_{s1s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$[L_{s1s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos \alpha & L_{ms} \cos \left( \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{ms} \cos \left( \alpha + \frac{4\pi}{3} \right) \\ L_{ms} \cos \left( \alpha + \frac{4\pi}{3} \right) & L_{ms} \cos \alpha & L_{ms} \cos \left( \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) \\ L_{ms} \cos \left( \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{ms} \cos \left( \alpha + \frac{4\pi}{3} \right) & L_{ms} \cos \alpha \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

$$[L_{s1r}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos \theta & L_{ms} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{ms} \cos \left( \theta + \frac{4\pi}{3} \right) \\ L_{ms} \cos \left( \theta + \frac{4\pi}{3} \right) & L_{ms} \cos \theta & L_{ms} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ L_{ms} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{ms} \cos \left( \theta + \frac{4\pi}{3} \right) & L_{ms} \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$[L_{s2r}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\theta - \alpha) & L_{ms} \cos \left( \theta - \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{ms} \cos \left( \theta - \alpha + \frac{4\pi}{3} \right) \\ L_{ms} \cos \left( \theta - \alpha + \frac{4\pi}{3} \right) & L_{ms} \cos(\theta - \alpha) & L_{ms} \cos \left( \theta - \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) \\ L_{ms} \cos \left( \theta - \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{ms} \cos \left( \theta - \alpha + \frac{4\pi}{3} \right) & L_{ms} \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

$$[L_{s1s2}] = [L_{s2s1}]^t$$

$$[L_{s1r}] = [L_{rs1}]^t$$

$$[L_{s2r}] = [L_{rs2}]^t$$

$L_{s1}$ : Inductance propre du premier stator.

$L_{s2}$ : Inductance propre du deuxième stator.

$L_r$ : Inductance propre du rotor.

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

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

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

### I.4.2 Energie magnétique

Elle peut être calculée à partir de l'expression ci-dessous [1].

$$\omega_{mag} = \frac{1}{2}([I_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [I_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [I_r]^t [\Phi_r]) \quad (\text{I.19})$$

### I.4.3 Couple électromagnétique

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

$$C_{em} = \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_m} = \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_e} \quad (\text{I.20})$$

Avec:

$p$ : Nombre de paire de pole.

$\theta_m$ : Angle mécanique.

$\theta_e$ : Angle électrique.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivant:

$$C_{em} = \left(\frac{p}{2}\right) ([L_{s1}]^t \frac{d}{d\theta} [L_{s1r}] \cdot [I_r] + [I_{s2}] \frac{d}{d\theta} [L_{s2r}]^t [I_r]) \quad (\text{I.21})$$

### I.4.4 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \Omega \quad (\text{I.22})$$

$F_r$ : Coefficient de frottement.

$C_r$ : couple résistant (couple de charge).

$J$ : Moment d'inertie.

$\Omega$ : Vitesse angulaire de rotation.

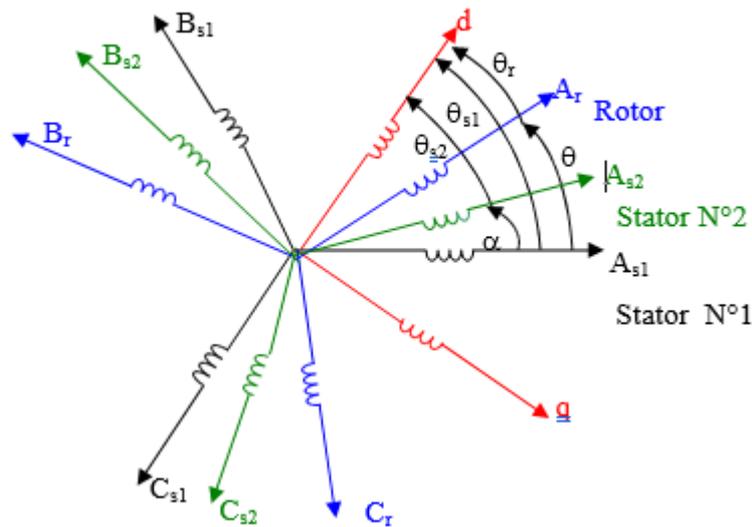
### I.4.5 Transformation de Park

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (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 celui du biphasé ou

inversement [5].

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homo polaire peut être choisi orthogonale au plan (d,q). La **Fig (I.2)** représente la transformation d'un système triphasé un système biphasé.

Dans la transformation algébrique, on utilise la matrice suivante pour le passage Du système triphasé au système biphasé **(I.18)**.



**Fig (I.2) :** Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).

La matrice de Park en générale :

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

La transformation de Park:

$$[G_{dq0}] = [P(\theta)] [G_{abc}] \quad (\text{I.24})$$

Tel que:

$G_{abc}$ : Grandeurs triphasées équilibrées.

$G_{dq0}$ : Grandeurs biphasées dans le repère (d, q).

La transformation de Park inverse:

$$[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dq0}] \quad (\text{I.25})$$

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

## I.4.6 Application de la transformation de Park à la MASDE

### I.4.6.1 Equations des tensions [3]

Le stator 1:

$$[V_{s1abc}] = [R_{s1}][I_{s1abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1abc}] \quad (\text{I.26})$$

En appliquant la transformation de Park :

$$[P(\theta_{s1})]^{-1} [V_{s1dqo}] = [P_{s1}][P(\theta_{s1})]^{-1} [I_{s1dqo}] + \frac{d}{dt} ([P(\theta_{s1})]^{-1} [\theta_{q1dqo}]) \quad (\text{I.27})$$

On démontre que:

$$[P(\theta_{s1})] \frac{d}{dt} ([P(\theta_{s1})]^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s1}}{dt} \quad (\text{I.28})$$

Donc:

$$[V_{s1dqo}] = [R_{s1}][I_{s1dqo}] + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s1}}{dt} [\Phi_{s1dqo}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1dqo}] \quad (\text{I.29})$$

Après développement on trouve:

$$\begin{bmatrix} V_{s1d} \\ V_{s1q} \\ V_{s1o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1d} \\ I_{s1q} \\ I_{s1o} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{d1q} \\ \Phi_{s1o} \end{bmatrix} + \omega_{s1} \begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s1o} \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

Donc la composante homopolaire est nulle, nous obtenons le système suivant:

étoile1:

$$\begin{cases} V_{s1d} = R_{s1} I_{s1d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} - \omega_{s1} \Phi_{s1q} \\ V_{s1q} = R_{s1} I_{s1q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} - \omega_{s1} \Phi_{s1d} \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

étoile2 :

$$\begin{cases} V_{s2d} = R_{s2} I_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} - \omega_{s2} \Phi_{s2q} \\ V_{s2q} = R_{s2} I_{s2q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} - \omega_{s2} \Phi_{s2d} \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

Pour le rotor:

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_{sr} \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} - \omega_{sr} \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

On pose :  $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s$

$$\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I.34})$$

$\omega_{sr}$ : vitesse de glissement.

$\omega_r = \frac{d\theta}{dt}$  : Pulsation rotorique.

Les équations finales des tensions de la **MASDE** sont:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s1d} = R_{s1} I_{s1d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} - \omega_s \Phi_{s1q} \\ V_{s1q} = R_{s1} I_{s1q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} - \omega_s \Phi_{s1d} \\ V_{s2d} = R_{s2} I_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} - \omega_s \Phi_{s2q} \\ V_{s2q} = R_{s2} I_{s2q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} - \omega_s \Phi_{s2d} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_{sr} \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} - \omega_{sr} \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{I.35})$$

### I.4.6.2 Equations de flux

On a:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{sr2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{I.36})$$

Donc:

Pour l'étoile 1:

$$[\Phi_{s1abc}] = [L_{s1s1}][I_{sabc1}] + [L_{s1s2}][I_{sabc2}] + [L_{s1r}][I_{rabc}] \quad (\text{I.37})$$

$$[\Phi_{s1p}] = [\Phi_{s1dqo}] = [P(\theta_{s1})][\Phi_{s1abc}] \quad (\text{I.38})$$

$$[\Phi_{s1dqo}] = [P(\theta_{s1})][L_{s1s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1dqo}] + [P(\theta_{s1})][L_{s1s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{s2dqo}] + [P(\theta_{s1})][L_{s1r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{rdqo}] \quad (\text{I.39})$$

De même : Pour l'étoile 2:

$$[\Phi_{s2dqo}] = [P(\theta_{s2})][L_{s2s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1dqo}] + [P(\theta_{s2})][L_{s2s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{s2dqo}] + [P(\theta_{s2})][L_{s2r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{rdqo}] \quad (\text{I.40})$$

Pour le rotor:

$$[\Phi_{rdqo}][P(\theta_r)][L_{rs1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1dqo}] + [P(\theta_r)][L_{rs2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{s2dqo}] + [P(\theta_r)][L_{rr}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{rdqo}] \quad (\text{I.41})$$

Donc les équations de flux sont:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{s1d} = L_{s1}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rd} \\ \Phi_{s1q} = L_{s1}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rq} \\ \Phi_{s2d} = L_{s2}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rd} \\ \Phi_{s2q} = L_{s2}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + \frac{3}{2}L_{mr}I_{rd} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s2d} \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + \frac{3}{2}L_{mr}I_{rq} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s2q} \end{array} \right. \quad (\text{I.42})$$

Si on pose:

$$\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m \quad (\text{I.43})$$

$L_m$  : inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, le stator 2 et le rotor

Donc le système d'équations (I.17) peut s'écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{s1d} = L_{s1}I_{s1d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \Phi_{s1q} = L_{s1}I_{s1q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \\ \Phi_{s2d} = L_{s2}I_{s2d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \Phi_{s2q} = L_{s2}I_{s2q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \end{array} \right. \quad (\text{I.44})$$

La forme matricielle d'une l'écriture:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s2d} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1d} \\ I_{s2d} \\ I_{rd} \end{bmatrix} \quad (\text{I.45})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s2q} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1q} \\ I_{s2q} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.46})$$

Avec:

$L_{s1} + L_m$  : inductance propre cyclique du stator 1.

$L_{s2} + L_m$  : inductance propre cyclique du stator 2.

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

### I.4.6.3 Equations mécanique

#### A– Puissance instantanée

On a déterminé la puissance instantanée pour trouve l'expression du couple instantané.

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

$$P = [V_s]^t [I_s] = V_{s1a}I_{s1a} + V_{s1b}I_{s1b} + V_{s1c}I_{s1c} + V_{s2a}I_{s2a} + V_{s2b}I_{s2b} + V_{s2c}I_{s2c} \quad (\text{I.47})$$

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

$$P = (V_{s1d}I_{s1d} + V_{s2d}I_{s2d} + V_{s1q}I_{s1q} + V_{s2q}I_{s2q}) \quad (\text{I.48})$$

$$P = \left[ \left( R_{s1}I_{s1d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1d} - \omega_s\Phi_{s1q} \right) I_{s1d} \right] + \left[ \left( R_{s2}I_{s2d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2d} - \omega_s\Phi_{s2q} \right) I_{s2d} \right] + \left[ \left( R_{s1}I_{s1q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1q} - \omega_s\Phi_{s1d} \right) I_{s1q} \right] + \left[ \left( R_{s2}I_{s2q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2q} - \omega_s\Phi_{s2d} \right) I_{s2q} \right] \quad (\text{I.49})$$

$$P = [R_{s1}(I_{s1d})^2 + R_{s2}(I_{s2d})^2 + R_{s1}(I_{s1q})^2 + R_{s2}(I_{s2q})^2] + \left[ \frac{d}{dt}\Phi_{s1d}I_{s1d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2d}I_{s2d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1q}I_{s1q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2q}I_{s2q} \right] + [\omega_s(\Phi_{s1d}I_{s1q} + \Phi_{s2d}I_{s2q} - \Phi_{s1q}I_{s1d} - \Phi_{s2q}I_{s2d})] \quad (\text{I.50})$$

La puissance instantanée développée se compose de trois termes:

- ✓ Le premier terme est identifiable aux pertes joules statoriques ;
- ✓ Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- ✓ Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

#### B- Couple électromagnétique

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

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega \quad (\text{I.51})$$

$$P_{em} = \omega_s [\Phi_{s1d}I_{s1q} + \Phi_{s2d}I_{s2q} - \Phi_{s1q}I_{s1d} - \Phi_{s2q}I_{s2d}] \quad (\text{I.52})$$

$$\Rightarrow C_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega} [\Phi_{s1d}I_{s1q} + \Phi_{s2d}I_{s2q} - \Phi_{s1q}I_{s1d} - \Phi_{s2q}I_{s2d}] \quad (\text{I.53})$$

$$\Rightarrow C_{em} = p [\Phi_{s1d}I_{s1q} + \Phi_{s2d}I_{s2q} - \Phi_{s1q}I_{s1d} - \Phi_{s2q}I_{s2d}] \quad (\text{I.54})$$

p: Nombre de pair de pole.

En remplaçant les équations des flux dans l'équation de couple on aura:

$$C_{em} = p [(L_{s1}I_{s1d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}))I_{s1q} + (L_{s2}I_{s2d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}))I_{s1q}] - p [(L_{s1}I_{s1q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}))I_{s1d} + (L_{s2}I_{s2q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}))I_{s2d}] \quad (\text{I.55})$$

$$C_{em} = p L_m [(I_{s1q} + I_{s2q})I_{rq} - (I_{s1d} + I_{s2d})I_{rd}] \quad (\text{I.56})$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques:

$$\Phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m (I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \quad (\text{I.57})$$

$$\Phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m (I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \quad (\text{I.58})$$

On tire:

$$I_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{s1d} + I_{s2d}) \quad (\text{I.59})$$

$$I_{rq} = \frac{\Phi_{rq}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{s1q} + I_{s2q}) \quad (\text{I.60})$$

On remplace  $I_{rd}$  et  $I_{rq}$  dans l'équation du couple, on aura:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} [(I_{s1q} + I_{s2q})\Phi_{rq} - (I_{s1d} + I_{s2d})\Phi_{rd}] \quad (\text{I.61})$$

Equation mécanique:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \Omega \quad (\text{I.62})$$

#### I.4.7 Choix du référentiel:

Les équations de la machine asynchrone double étoile peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q).

##### I.4.7.1 Référentiel lié au stator

Pour ce type de choix,  $\theta_s = 0$  et  $\dot{\theta}_s = 0$ . Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation [2]

##### I.4.7.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d, q) est égale à la pulsation électrique  $\omega_r$  du rotor ( $\omega_s = \omega_r$ ). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [2].

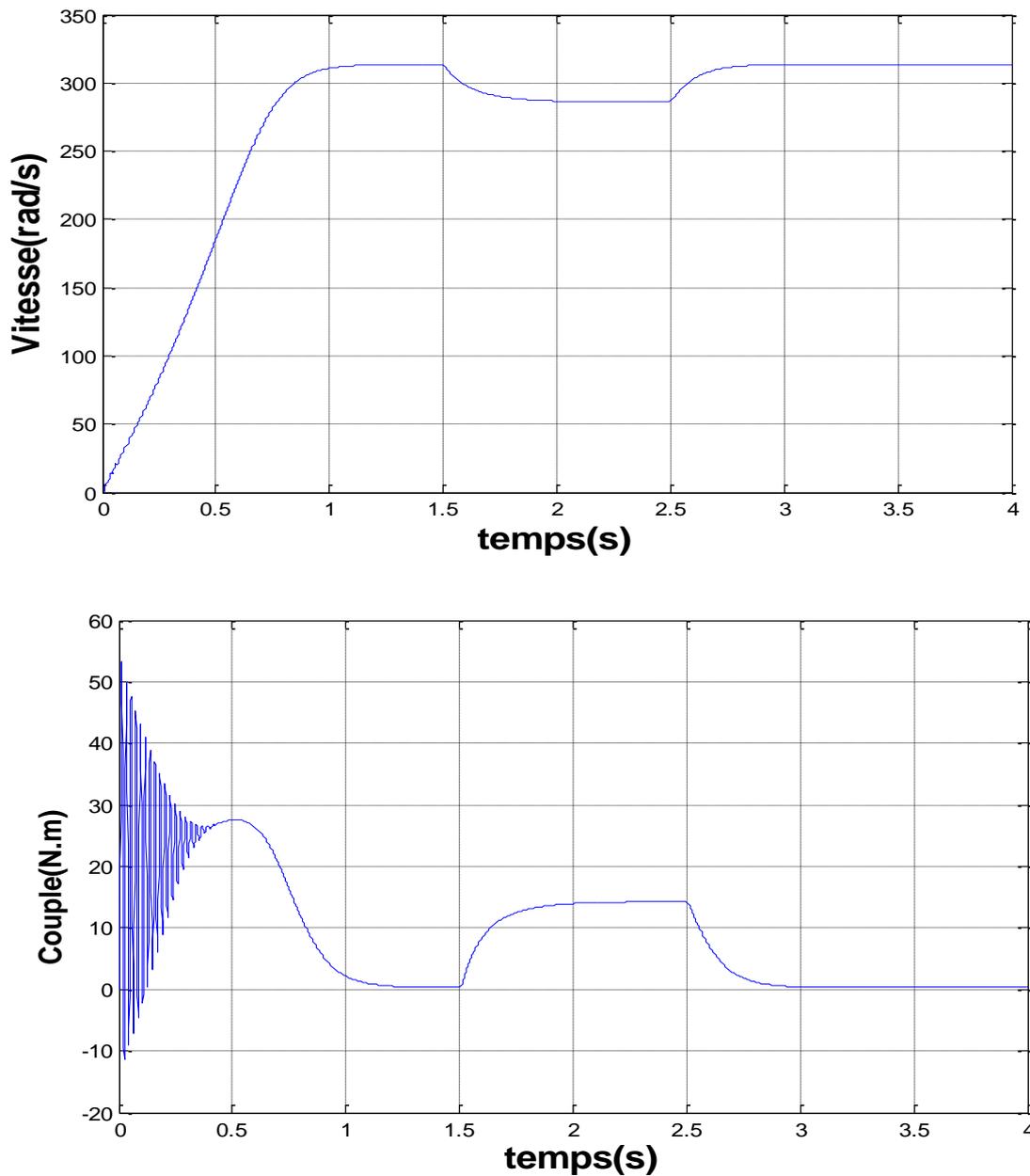
### I.4.7.3 Référentiel lié au champ tournant:

Il se traduit par les conditions :  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  ;  $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r$

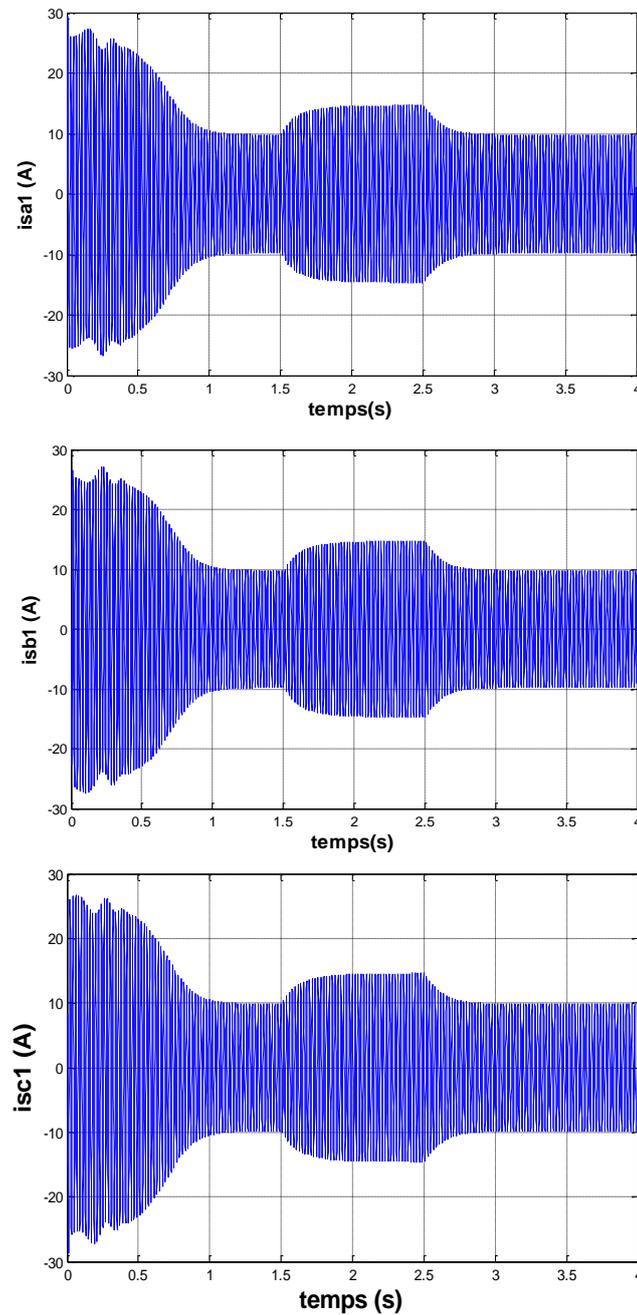
Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue [2].

### I.5 Résultats de simulation

La figure **Fig(I.3)** représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE, on applique un couple résistant ( $C_r=14\text{N.m}$ ) à  $t= [1.5\text{s } 2.5\text{s}]$ .



²&



**Fig (I.3)** : Performance de la conduite de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistance ( $C_r=14 \text{ N.m}$ ) à  $t= [1.5 \ 2.5]$

## I.6 Interprétation des résultats

On a simulé le fonctionnement de la machine asynchrone à double stator alimentée directement par le réseau, à vide et en charge.

Les figures ci-dessus représentent l'évolution de la vitesse, du couple électromagnétique et des courants d'alimentation, avec l'application d'un couple de charge égale à  $14 \text{ Nm}$  entre  $1,5$  et  $2,5$ s.

La vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, elle atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme  $314 \text{ rad/s}$ .

Le couple électromagnétique, au démarrage atteint une valeur maximale de  $55 \text{ N.m}$  et présente des oscillations qui disparaissent au bout de  $0.4 \text{ s}$ , puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à une valeur de  $0.3 \text{ N.m}$  à cause de frottements et de l'inertie.

Lors de l'application d'un couple résistant, on remarque une diminution de la vitesse avec augmentations des courants statoriques et du couple électromagnétique afin de compenser le couple de charge.

### **Conclusion:**

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone à double étoile en mode moteur. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et avec l'utilisation de la transformation de Park.

Les résultats obtenus montrent la validité du modèle mathématique de la machine élaboré.

# CHAPITRE II

Alimentation De La Machine  
Asynchrone Double Etoile

## II. 1 Introduction

Les systèmes de commandes des machines électriques nécessitent à alimenter la machine par des convertisseurs statiques (redresseur, filtre RLC et un onduleur MLI), qui s'opère le transfert d'énergie entre une source alternative et la machine, l'importance de l'association entre ces convertisseurs et la machine est contrôler la vitesse et le couple générés par la machine à cause d'une action simultanée sur la fréquence et l'amplitude de tension à base d'onduleurs de tension à fréquence variable [6].

Dans ce chapitre on va procéder en premier lieu à la modélisation de l'alimentation de la machine (redresseur, filtre RLC, onduleur), ainsi que la stratégie MLI Sinus-Triangle utilisée pour la commande de l'onduleur de tension, enfin le tout sera l'objet d'une simulation qui montrera l'étude présentée.

## II.2 Modélisation de l'alimentation de la machine

La Fig (II.1) présente le schéma d'association de la MASDE et ses alimentations par deux onduleurs de tension à deux niveaux via un redresseur et un filtre RLC.

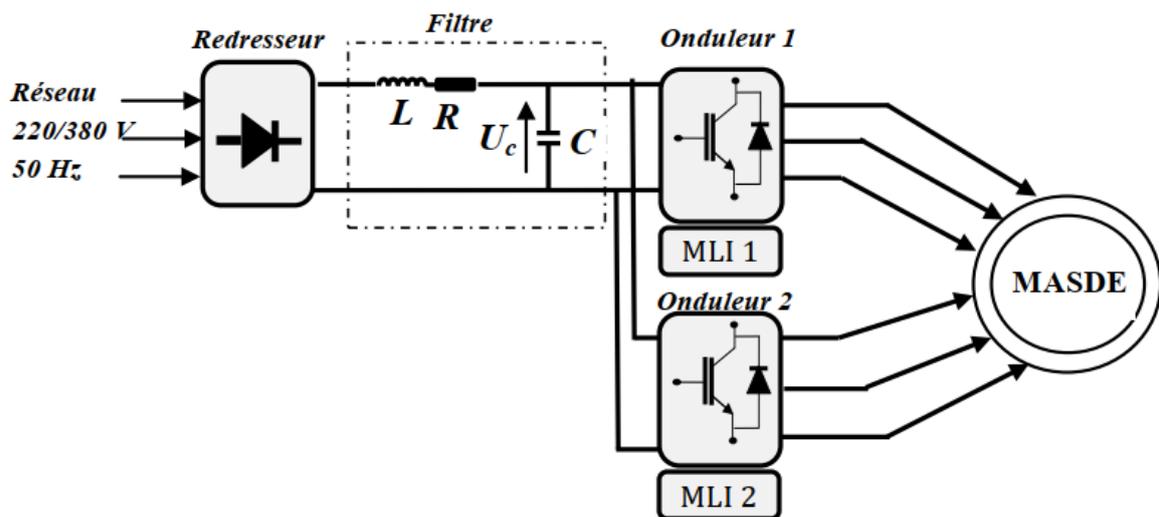
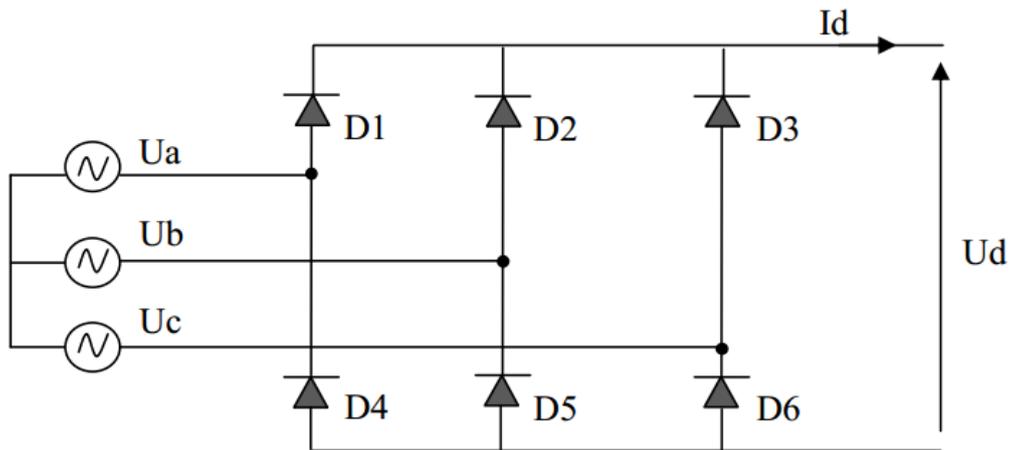


Fig (II.1): Schéma synoptique d'une MASDE et de ses alimentations.

## II.3 Modélisation du redresseur

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative-continu. Alimentés par une source de tension alternative, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie [5].

Nous utilisons le redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composantes sont des diodes Fig (II.2). L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.



**Fig (II.2) :** Représentation du redresseur triphasé à diodes.

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D1 conduit, l'une des deux diodes D2' et D3' conduit également. Il en vient que D1 conduit lorsque  $V_1$  est supérieur à  $V_2$  et  $V_3$ , ou encore:

$$V_1 = \text{Max} ( V_j ); j=1,2,3.$$

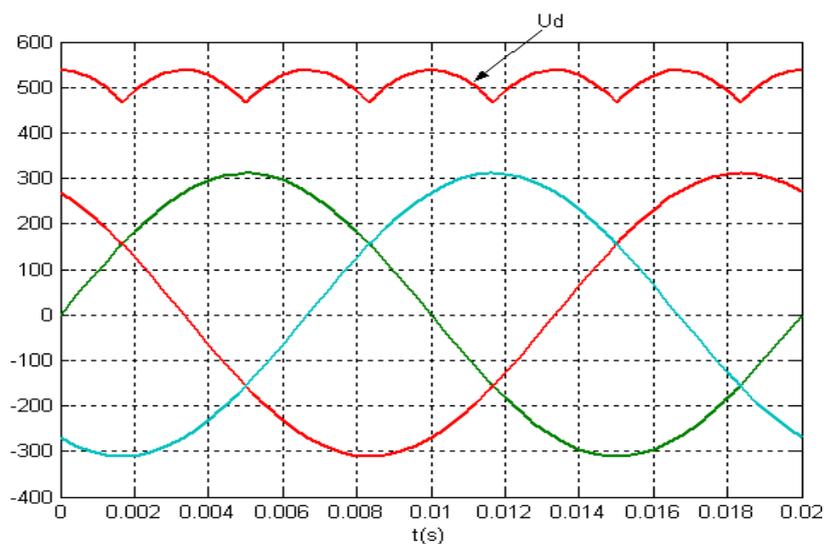
Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ conduit si } V_i = \text{Max} ( V_j ); i=1, 2, 3 ; j=1, 2, 3.$$

$$D_i' \text{ conduit si } V_i' = \text{Min} ( V_j ); i=1, 2, 3 ; j=1, 2, 3.$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension  $U_d$  à la sortie du redresseur est :

$$U_d = \text{Max} ( V_j ) - \text{Min}(V_j) ; j=1, 2, 3.$$

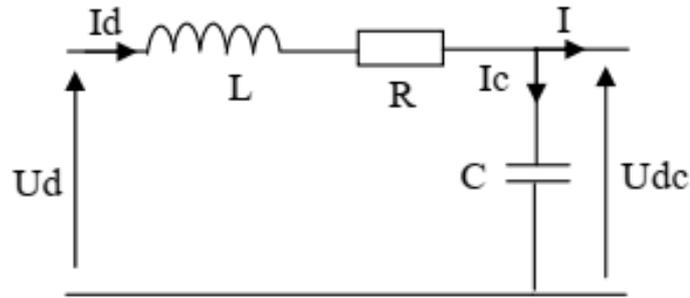


**Fig (II.3) :** Tension redressée.

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations important, ce qui nécessite un filtre.

## II.4 Modélisation du filtre

Pour corriger la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C, celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel  $I_d$  et supprime les brusques variations de  $V_{dc}$  lors des commutations ; par contre, pour réduire l'ondulation du courant I et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance du courant  $di/dt$ , on place en série une inductance de lissage L l'ensemble C-L constitue un filtre passe bas [5]. Le principe de ce filtre représente par le schéma suivant **Fig (II.4)**.



**Fig (II.4)** Filtre RLC passe-bas.

Les équations du filtre sont données par:

$$U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t) \quad (\text{II.1})$$

$$\frac{dU_{dc}(s)}{d(t)} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) \quad (\text{II.2})$$

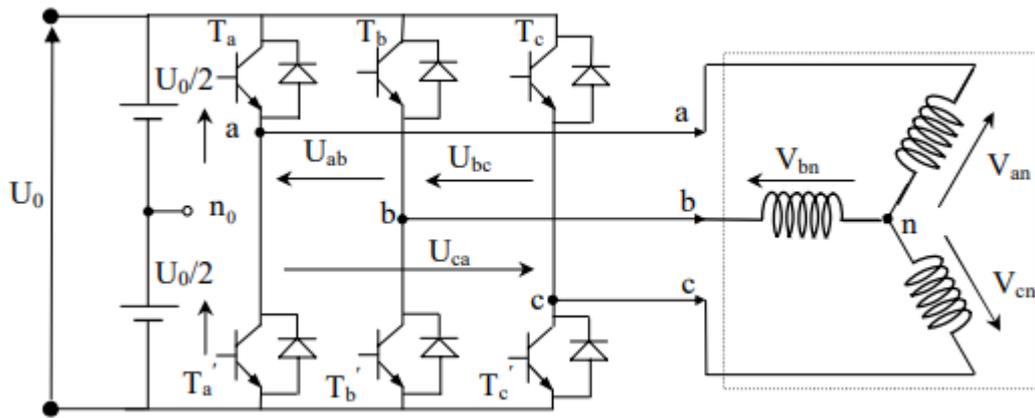
- Le rôle de la capacité C est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir de l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge [5].
- Le rôle de l'inductance L est de lisser le courant  $I_d$  à travers la source de tension [5].
- La fréquence de coupure égale à:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} = 2\pi f_c \quad (\text{II.3})$$

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

## II.5 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension **Fig (II.5)**, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à  $U_0/2$  connectés entre eux par un point noté  $n_0$  [7].



**Fig (II.5)** Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Pour simplifier l'étude et réduire la complexité de la structure de l'onduleur, on supposera que [2]:

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$ . On appelle  $T_i$  et  $T'_i$  les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux) [7].

On a:

- si  $S_i = 1$ , alors  $T_i$  est passant et  $T'_i$  est ouvert.
- si  $S_i = 0$ , alors  $T_i$  est ouvert et  $T'_i$  est passant.

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence  $n_0$ .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Alors, on a déduire que:

$$V_{nn0} = \frac{1}{3} [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{II.7})$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits  $\leftrightarrow S_i$  (i=a, b, c) on a :

$$V_{ino} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{II.8})$$

Donc, on à:

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

En remplaçant (II.7) dans (II.6):

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

En remplaçant (10) dans (9):

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Concordia pour passer d'un système triphasé au système biphasé.

## II.6 Stratégie de commande par MLI Triangulo-Sinusoidale

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire [7].

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

$$\begin{cases} V_{\text{ref}1c} = V_m \sin(2\pi f. t - \frac{2(c-1)\pi}{3}); c = 1, 2, 3, \\ V_{\text{ref}2c} = V_m \sin(2\pi f. t - \frac{2(c-1)\pi}{3-\alpha}); c = 1, 2, 3, \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{\text{pm}} \left( 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si} & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{\text{pm}} \left( -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si} & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants:

- L'indice de modulation "m" égal au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ( $m = \frac{f_p}{f}$ ).
- Le coefficient de réglage en tension "r" égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ( $r = \frac{V_m}{V_{\text{pm}}}$ ).

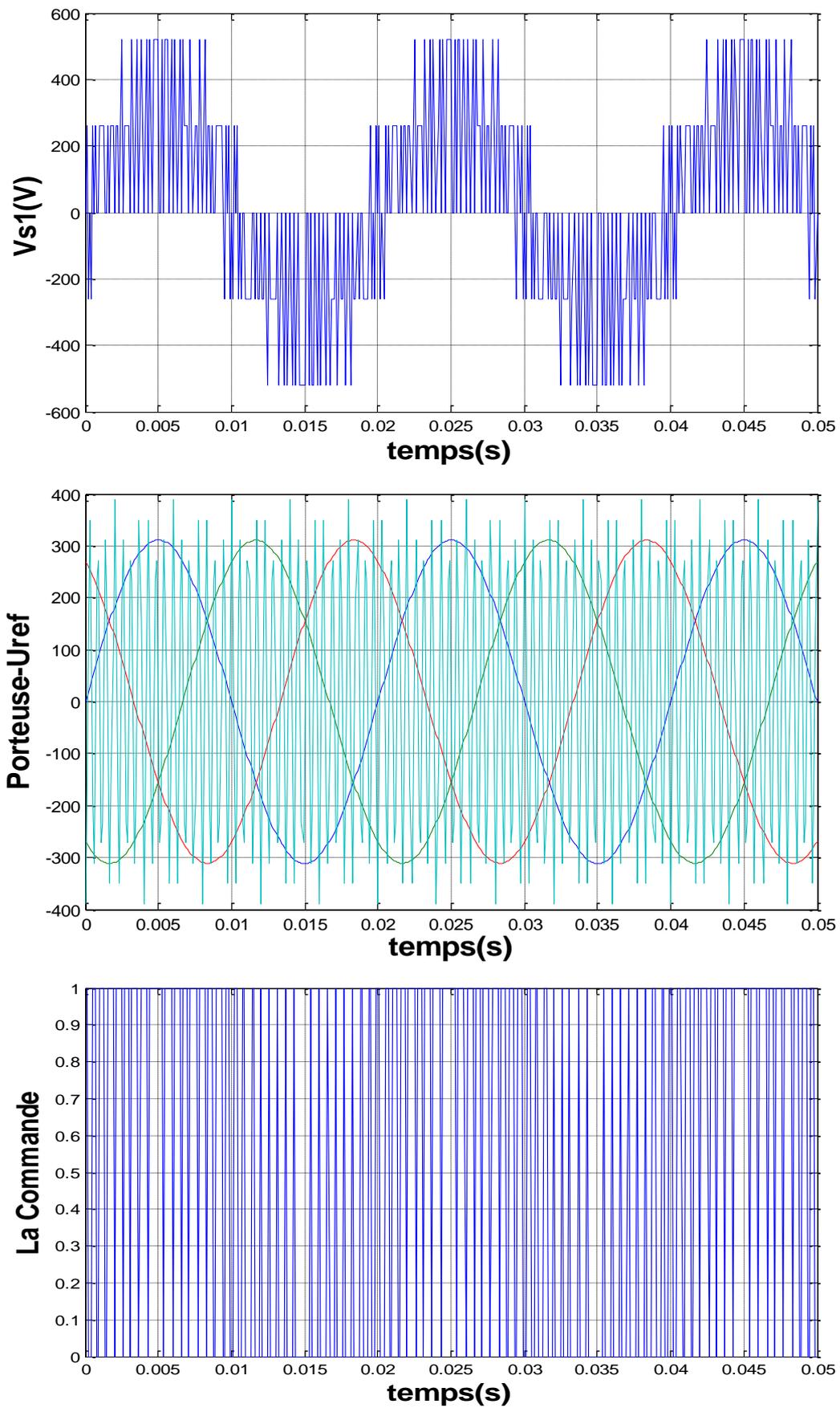
La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de référence avec la porteuse [8]. Pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant:

**Pour l'onduleur N°1:**

$$\begin{cases} \text{Si } V_{\text{ref}11} \geq V_p(t) & f_{11} = 1, \text{ sinon } f_{11} = 0 \\ \text{Si } V_{\text{ref}12} \geq V_p(t) & f_{12} = 1, \text{ sinon } f_{12} = 0 \\ \text{Si } V_{\text{ref}13} \geq V_p(t) & f_{13} = 1, \text{ sinon } f_{13} = 0 \end{cases}$$

**Pour l'onduleur N°2:**

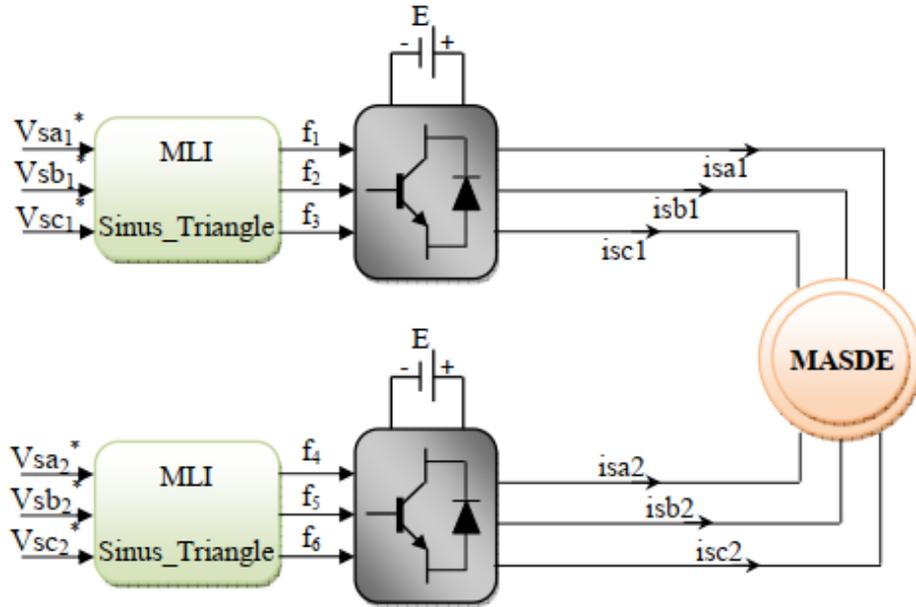
$$\begin{cases} \text{Si } V_{\text{ref}21} \geq V_p(t) & f_{21} = 1, \text{ sinon } f_{21} = 0 \\ \text{Si } V_{\text{ref}22} \geq V_p(t) & f_{22} = 1, \text{ sinon } f_{22} = 0 \\ \text{Si } V_{\text{ref}23} \geq V_p(t) & f_{23} = 1, \text{ sinon } f_{23} = 0 \end{cases}$$



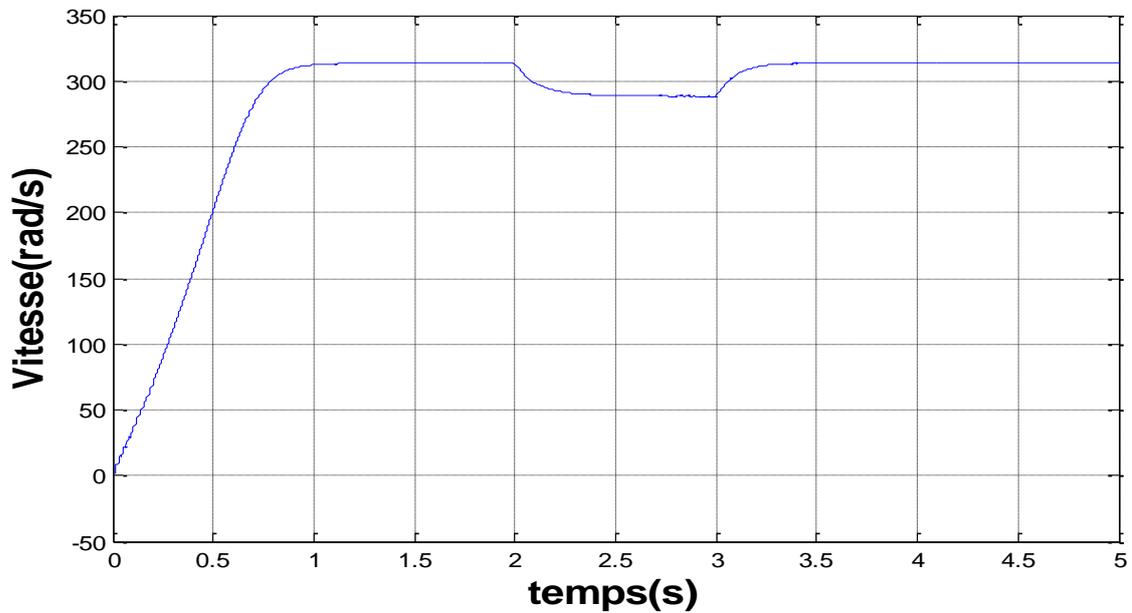
**Fig (II.6)** Principe de la commande par M.L.I Sinus-Triangle.

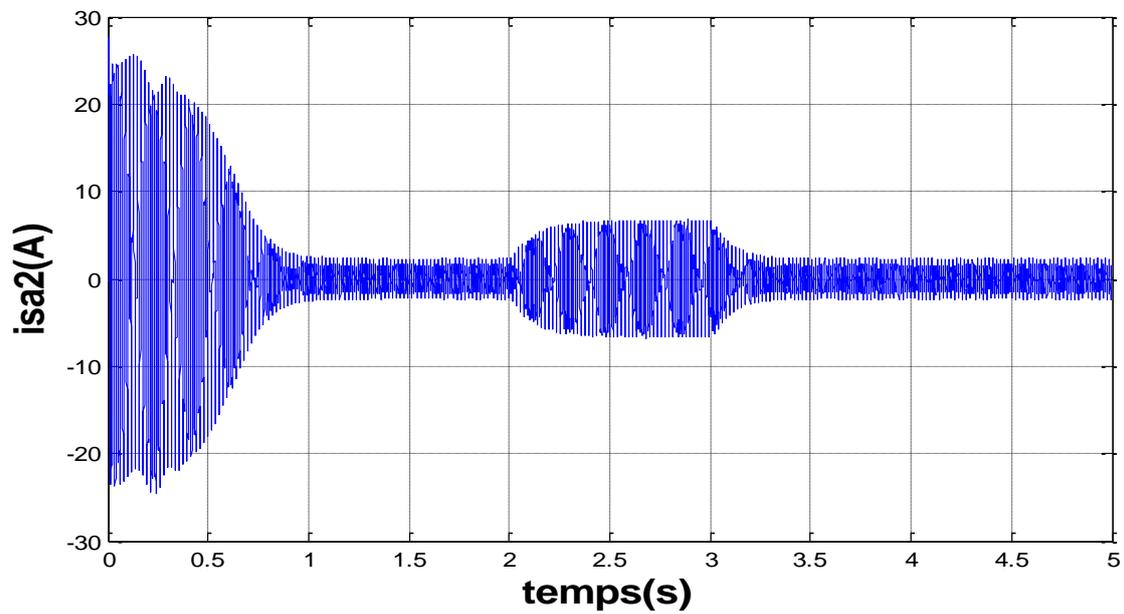
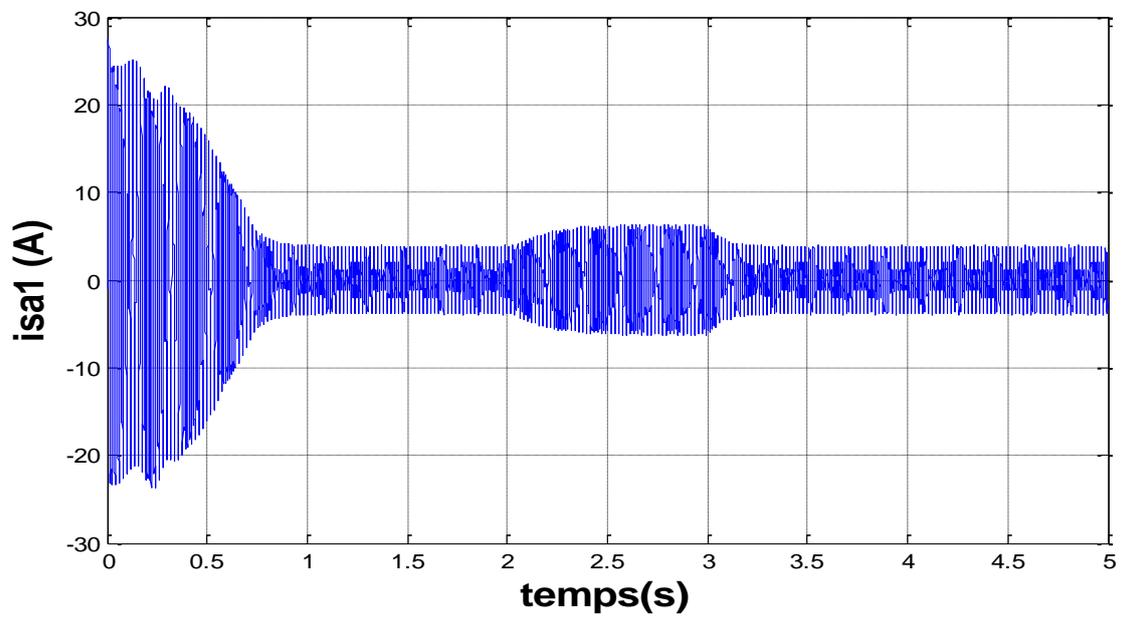
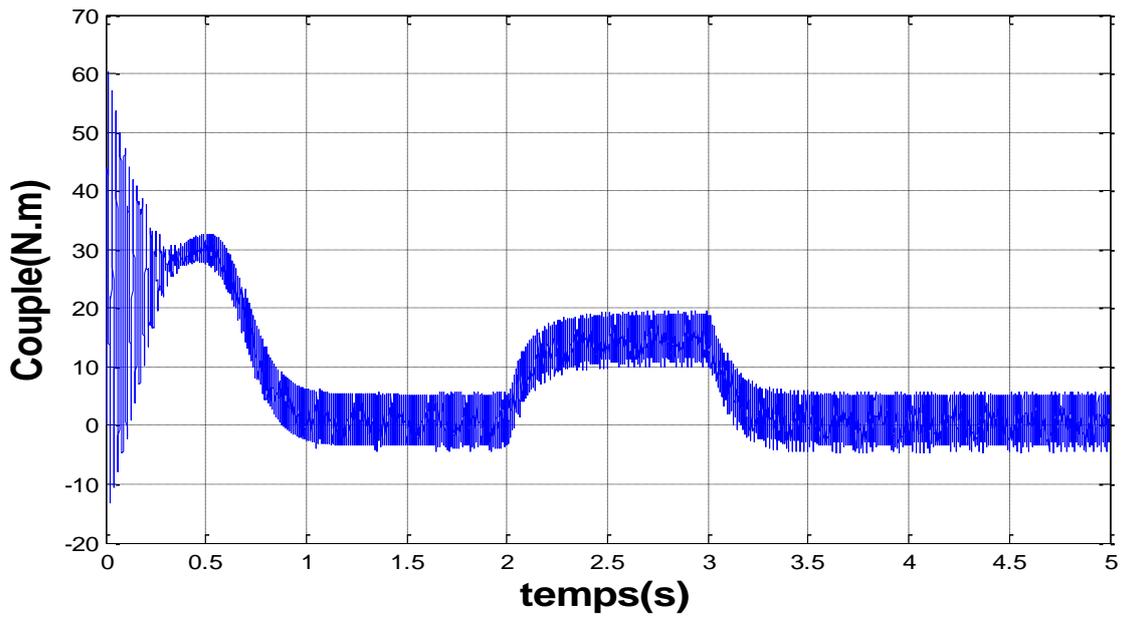
**II.6.1 Association MASDE-onduleur de tension à commande M.L.I Sinus-Triangle**

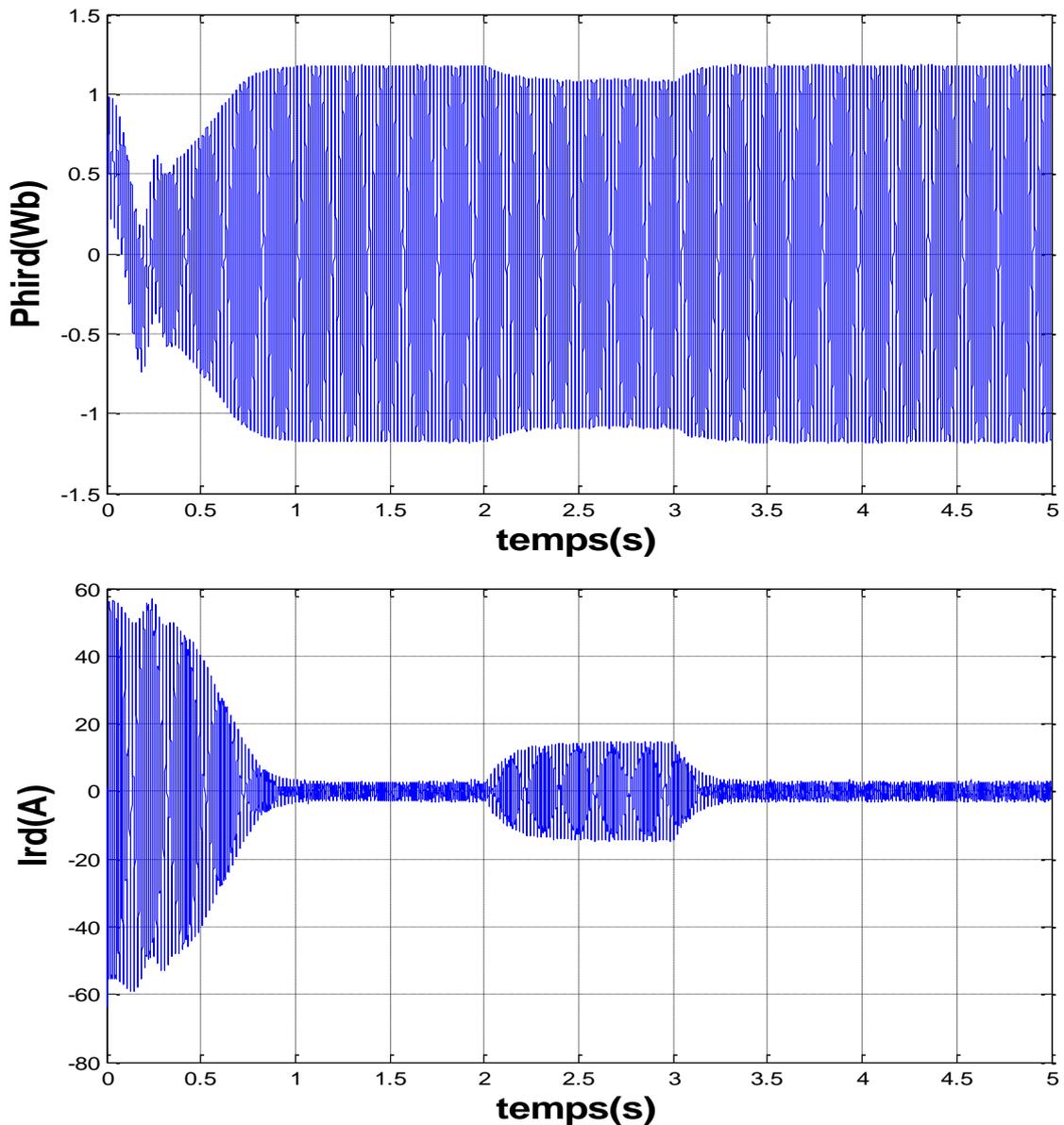
La représentation schématique de l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension à commande M.L.I sinus-triangle est donnée par la figure (Fig.II.7).



**Fig (II.7)** Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension commandés par MLI Sinus-Triangle.







**Fig (II.10)** Réponses de MASDE alimentées avec deux onduleurs de commande MLI

Les résultats de simulation représentés au-dessus, sont similaires à ceux obtenus pour une machine liée directement au réseau, mais ils présentent quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par les deux onduleurs.

### Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'alimentation de la MASDE effectué par deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la stratégie M.L.I triangulo\_sinusoidale.

Les résultats de simulation numériques obtenus montrent bien la nécessité de régler la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée.

# CHAPITRE III

Commande Directe du Couple  
(DTC) de la MASDE

### III.1 Introduction

Depuis une trentaine d'années, plusieurs stratégies de commande ont été développées pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction. Ces méthodes appelées (commandes vectorielles) assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu. Au cours des dernières années, le développement de nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation des structures de commande beaucoup plus évoluée. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de commande directe du couple et du flux statorique, Les synoptiques de commande ont certes évolué dans le sens d'améliorer certains aspects comme la minimisation de l'influence des paramètres de la machine et en ne nécessitant pas de capteur mécanique de position [9].

La commande directe du couple « DTC » consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion [2].

### III.2. Principe de la commande directe du couple

L'algorithme de la DTC est basé sur le réglage par hystérésis, à la fois du couple et du flux statorique. L'idée de base est de calculer les valeurs instantanées du couple et de flux à partir des mesures de courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques. Le couple et le flux sont contrôlés directement et indépendamment en sélectionnant de manière optimale les états de commutation de l'onduleur et en limitant les erreurs de flux et de couple au moyen de contrôleurs d'hystérésis de flux et de couple, dans les limites de la bande d'hystérésis.

Le contrôle direct du couple permet un contrôle découplé du flux statorique et du couple électromagnétique dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$ . Il utilise une table de commutation pour la sélection d'un vecteur de tension approprié. La sélection des états de commutation est directement liée à la variation du flux statorique et du couple de la machine. Par conséquent, la sélection est effectuée en restreignant les amplitudes de flux et de couple dans deux bandes d'hystérésis. Ces contrôleurs assurent une régulation séparée de ces deux quantités. Les entrées des contrôleurs d'hystérésis sont les erreurs de flux et de couple ainsi que leurs sorties déterminent le vecteur de tension approprié pour chaque période de commutation [1].

### III.3. Algorithme de commande directe du couple

La DTC est basée sur l'algorithme suivant [1] :

- 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, on doit estimer le flux statorique et mesurer les courants de lignes.
- 5- Introduction de l'écart  $\Delta\phi_s$ , entre le flux de référence  $\phi_s^*$  et le flux estimé  $\hat{\phi}_s$  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 suivant une logique basé sur les erreurs du flux et du couple et selon la position (angle) du vecteur flux.

### III.4. Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique

#### III.4.1. Principe de contrôle de flux statorique

A partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique:

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (\text{III.1})$$

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

$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{III.2})$$

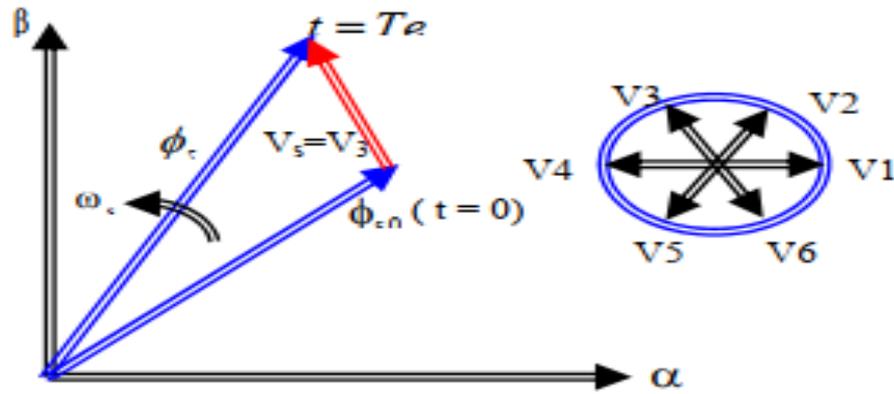
$$\phi_s(t) = \phi_{s0} + V_s(t) - R_s \int I_s dt \quad (\text{III.3})$$

Avec l'hypothèse que  $R_s$  reste constante et que le terme  $R_s I_s$  est négligeable devant la tension  $V_s$ .

Sur un intervalle périodique de contrôle  $[0, T_e]$  correspondant à une période d'échantillonnage  $T_e$  les commandes  $(S_a, S_b, S_c)$  sont fixées, ainsi on peut écrire [8]:

$$\phi_s(t) \approx \phi_{s0} + V_s T_e \quad (\text{III.4})$$

Où  $\phi_{s0}$  est le vecteur flux à l'instant  $t = 0$ . Dans un intervalle de temps  $T_e$ , l'extrémité du vecteur  $\Phi_s$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée  $V_s$ . La **Fig (III.1)** illustre ce principe, lorsqu'on sélectionne le vecteur  $V_s = V_3$  par exemple.



**Fig (III.1)** Evolution de l'extrémité du vecteur  $\Phi_s$

Si la période de contrôle " $T_e$ " est très faible devant la période de rotation du vecteur flux Statorique. En choisissant une séquence appropriée de vecteur tension de l'onduleur sur des Intervalles de temps successifs de durée  $T_e$ , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur Flux  $\Phi_s$  la trajectoire désirée.

Le vecteur  $\Phi_s$  est maintenu entre deux valeurs  $\Phi_{smax}$  et  $\Phi_{smin}$ ; le passage de l'une à l'autre étant commandé par  $V_s$ . Si le vecteur de commande est l'un des vecteurs non nuls,  $\phi_s$  évolue avec une vitesse constante proportionnelle à la tension de commande. Si l'on maintient  $\phi_s$  à peu près constant, le couple ne dépend que du déphasage entre les deux flux. Pour répondre à une demande de variation rapide du couple, il suffit donc de modifier rapidement le déphasage entre les deux flux.

Par exemple quand  $\Phi_s$  atteint la valeur  $\Phi_{smax}$ , on déclenche le changement d'interrupteurs pour que la nouvelle valeur de  $V_s$  entraîne une diminution du module de  $\phi_s$ . En même temps la nouvelle phase du vecteur  $V_s$  provoque le décalage  $I_s$  et  $\phi_s$  dans le sens de rotation, fait augmenter le déphasage et le couple. Quand  $\phi_s$  chutera à la valeur  $\phi_{smin}$ , on commandera la commutation suivante.

Il est possible de fonctionner avec un module de flux  $\phi_s$  pratiquement constant ; pour cela il suffit de choisir une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Ceci n'est possible que si la période de contrôle est très faible devant la période de rotation du flux. En plus la composante du flux des vecteurs tensions appliquées doit être minimum et au contraire celle de la composante du couple doit être maximum. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante.

Lorsque le vecteur tension  $V_s$  est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux  $\Phi_s$  et donnée par sa dérivée  $\frac{d\phi_s}{dt}$  correspondant pratiquement au vecteur  $V_s$ .

En ce qui concerne le flux rotorique  $\overline{\Phi}_r$ , on peut admettre que compte tenu de la forte constante du temps du rotor de la machine asynchrone, son amplitude ne varie pas durant un régime transitoire, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis de celle du flux statorique [8].

### III.4.2. Principe de contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante:

$$C_e = k(\overline{\Phi}_s * \overline{\Phi}'_r) = k(|\overline{\Phi}_s| |\overline{\Phi}'_r| \sin(\gamma)) \quad (\text{III.5})$$

$$\text{Tel que } k = \frac{P}{I_q}$$

Avec:

- $\overline{\Phi}_s$  : représente le vecteur de flux statorique.
- $\overline{\Phi}'_r$  : représente le vecteur de flux rotorique ramené au statorique.
- $\gamma$  : représente l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

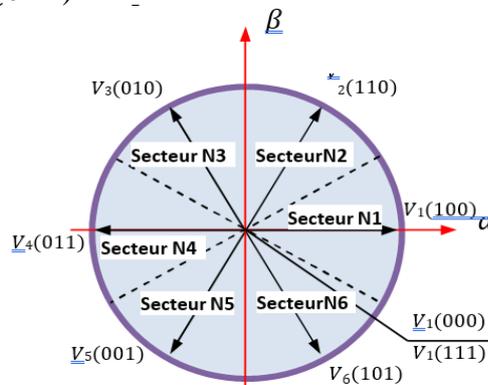
D'après cette expression, le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs  $\overline{\Phi}_s$  et  $\overline{\Phi}'_r$  et de leur position relative [8].

### III.5. Choix de vecteur tension

Un onduleur de tension triphasée permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur:  $V_0(000)$ ,  $V_1(100)$ ,  $V_2(110)$ ,  $V_3(010)$ ,  $V_4(011)$ ,  $V_5(001)$ ,  $V_6(101)$ ,  $V_7(111)$ .

Ces huit combinaisons engendrent huit vecteurs de tensions qui peuvent être appliqués aux bornes de chaque stator de la MASDE. Six sont des vecteurs actifs ( $V_1, V_2 \dots V_6$ ) et deux sont des vecteurs nuls ( $V_0, V_7$ ), les huit états de commutation sont représentés comme des vecteurs spatiaux sur la **Fig (III.2)**. Ce vecteur est fonction des états de commutation des bras d'onduleur ( $S_a, S_b, S_c$ ) et peut s'écrire, en utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, sous la forme suivante:

$$v_{si} = \sqrt{\frac{2}{3}} E(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{III.6})$$



**Fig (III.2)** Vecteur des tensions statoriques et secteurs.

On a divisé l'espace de  $\bar{\Phi}_{s1,2}$  en six zones ( $N_i$  avec  $i=1, 2, \dots, 6$ ) appelées secteurs comme illustré par la **Fig (III.2)**.

Le choix du vecteur tension statorique dépend de la variation souhaitée pour le module du flux statorique, du sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple électromagnétique.

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliquée doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette [1].

Alors lorsque le flux se trouve dans une zone  $i$  ( $i=1, \dots, 6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants regroupés dans le **Tab(III.1)**.

**Tab (III.1)** Vecteurs de tension d'une commande DTC

	Augmentation	Diminution
$\Phi_s$	$V_{k-1}, V_k \text{ et } V_{k+1}$	$V_{k-2}, V_{k+2} \text{ et } V_{k+3}$
$C_e$	$V_{k+1} \text{ et } V_{k+2}$	$V_{k-1} \text{ et } V_{k-2}$

Le vecteur  $V_k$  étant le vecteur de la tension dans le secteur actuel, tandis que les indices  $k-1$  et  $k+1$  indiquent les secteurs voisins (avant et après le secteur  $k$ ). Ce choix est basé sur les erreurs du flux et du couple  $\Delta\Phi_{s1,2}$  et  $\Delta C_e$ , et selon la position (angle) du vecteur flux ( $N_i$  ( $i=1, 2, \dots, 6$ )).

Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnés alors la rotation du flux  $\Phi_{s1,2}$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux reste inchangée.

Dans chaque région, deux vecteurs de tension adjacents, qui donnent la fréquence de commutation minimale, peuvent être sélectionnés pour augmenter ou diminuer l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique.



$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} + i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes  $\Phi_{s\alpha}$  et  $\Phi_{s\beta}$  par:

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.11})$$

L'angle  $\alpha_s$  entre le référentielle statorique et le vecteur flux  $\Phi_s$  est égal à:

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

### III.6.1.1 Dans le cas machine asynchrone double stators

Le flux statorique dans le référentiel de Concordia est estimé à partir de l'équation suivante:

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_{s\alpha 1} &= \int_0^t (v_{s\alpha 1} - i_{s\alpha 1} R_{s1}) dt \\ \hat{\Phi}_{s\beta 1} &= \int_0^t (v_{s\beta 1} - i_{s\beta 1} R_{s1}) dt \\ \hat{\Phi}_{s\alpha 2} &= \int_0^t (v_{s\alpha 2} - i_{s\alpha 2} R_{s2}) dt \\ \hat{\Phi}_{s\beta 2} &= \int_0^t (v_{s\beta 2} - i_{s\beta 2} R_{s2}) dt \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

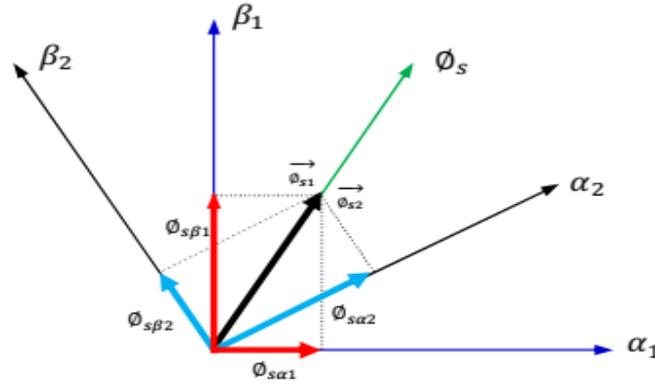
$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_{s1} &= \sqrt{(\hat{\Phi}_{s\alpha 1}^2 + \hat{\Phi}_{s\beta 1}^2)^2} \\ \hat{\Phi}_{s2} &= \sqrt{(\hat{\Phi}_{s\alpha 2}^2 + \hat{\Phi}_{s\beta 2}^2)^2} \\ \hat{\Phi}_s &= \sqrt{(\hat{\Phi}_{s\alpha 1}^2 + \hat{\Phi}_{s\alpha 2}^2)^2 + (\hat{\Phi}_{s\beta 1}^2 + \hat{\Phi}_{s\beta 2}^2)^2} \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

Position de flux statorique de stator 1:

$$\text{tg}(\theta_{s1}) = \frac{\Phi_{\alpha 1}(t)}{\Phi_{\beta 1}(t)} \quad (\text{III.15})$$

Position de flux statorique de stator 2 :

$$\text{tg}(\theta_{s2}) = \frac{\Phi_{\alpha 2}(t)}{\Phi_{\beta 2}(t)} \quad (\text{III.16})$$



**Fig (III.4)** Représentation de flux statorique dans le repère  $\alpha, \beta$

### III.6.2. Estimation du couple électromagnétique

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

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

On peut remarquer dans cette équation que l'exactitude de cette dernière dépend de la qualité d'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants statorique [10].

#### III.6.2.1. Dans le cas machine asynchrone double stators

Le couple électromagnétique peut être calculé en fonction des grandeurs statorique (flux et courants statorique) à partir de leurs composantes ( $\alpha, \beta$ ):

$$\hat{C}_e = p(\Phi_{s\alpha 1} i_{s\beta 1} + \Phi_{s\alpha 2} i_{s\beta 2} - \Phi_{s\beta 1} i_{s\alpha 1} - \Phi_{s\beta 2} i_{s\alpha 2}) \quad (\text{III.18})$$

### III.7. Élaboration des contrôleurs de flux et du couple

#### III.7.1. Contrôleur de flux à deux niveaux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\Phi_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la (**Fig III.5**). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\Phi_s$ , afin de sélectionner le vecteur tension correspondante. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne  $cflx$  indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $cflx = 1$ ) ou diminuée ( $cflx = 0$ ) de façon à maintenir [11].

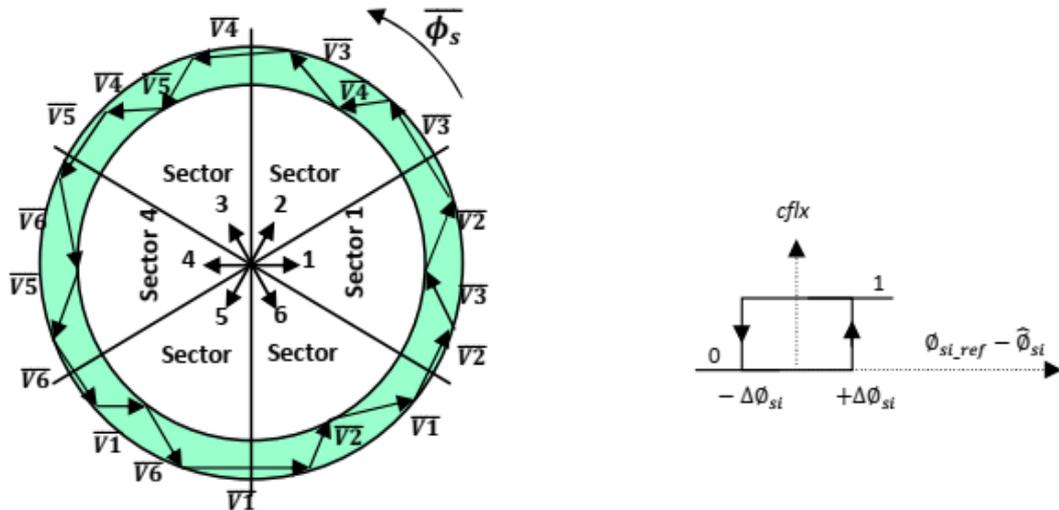
$$|\bar{\Phi}_{sref} - \bar{\Phi}_s| \leq \Delta\bar{\Phi}_s \quad (\text{III.19})$$

Avec:

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

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

- $cflx=0$   $\implies$  Le module de flux statorique doit être diminué.
- $cflx=1$   $\implies$  Le module de flux statorique doit être augmenté.



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

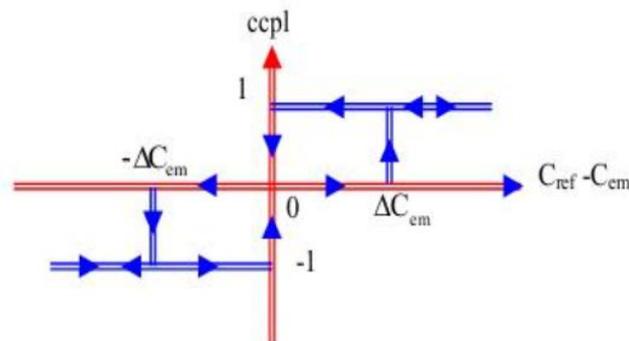
### III.7.2. Le correcteur de couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites  $|C_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C$  avec  $C_{ref}$  la référence de couple et  $\Delta C$  la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées:

#### III.7.2.1 Le correcteur à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $ccpl=1$  pour une consigne positive et  $ccpl=-1$  pour une consigne négative) ou diminuée ( $ccpl=0$ ). La **Fig (III.6)** montre ce type de correcteur [11].



**Fig(III.6)** Correcteur de couple à trois niveaux.

### III.7.2.2. Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $\vec{V}_{i+1}$  et  $\vec{V}_{i+2}$ , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux  $\vec{\phi}_s$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones  $N_i$ , on s'aperçoit que pour chaque zone  $i$ , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [11].

### III.8. 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 **Tabl (III.2)**. 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. Elle se présente donc sous la forme suivante [10] :

**Tabl (III.2)** Table classique de localisation des états de l'onduleur (Table deTakahachi )

Secteur ( $N_i$ )		01	02	03	04	05	06	correcteur
$Cflx=1$	$ccpl=1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 niveaux
	$ccpl=0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	3 niveaux
	$ccpl=-1$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	
$Cflx=0$	$ccpl=1$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 niveaux
	$ccpl=0$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_0$	3 niveaux
	$ccpl=-1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	

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 e 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  $ccpl=0$ .

### III.9 Structure de la commande directe du couple d'une MASDE

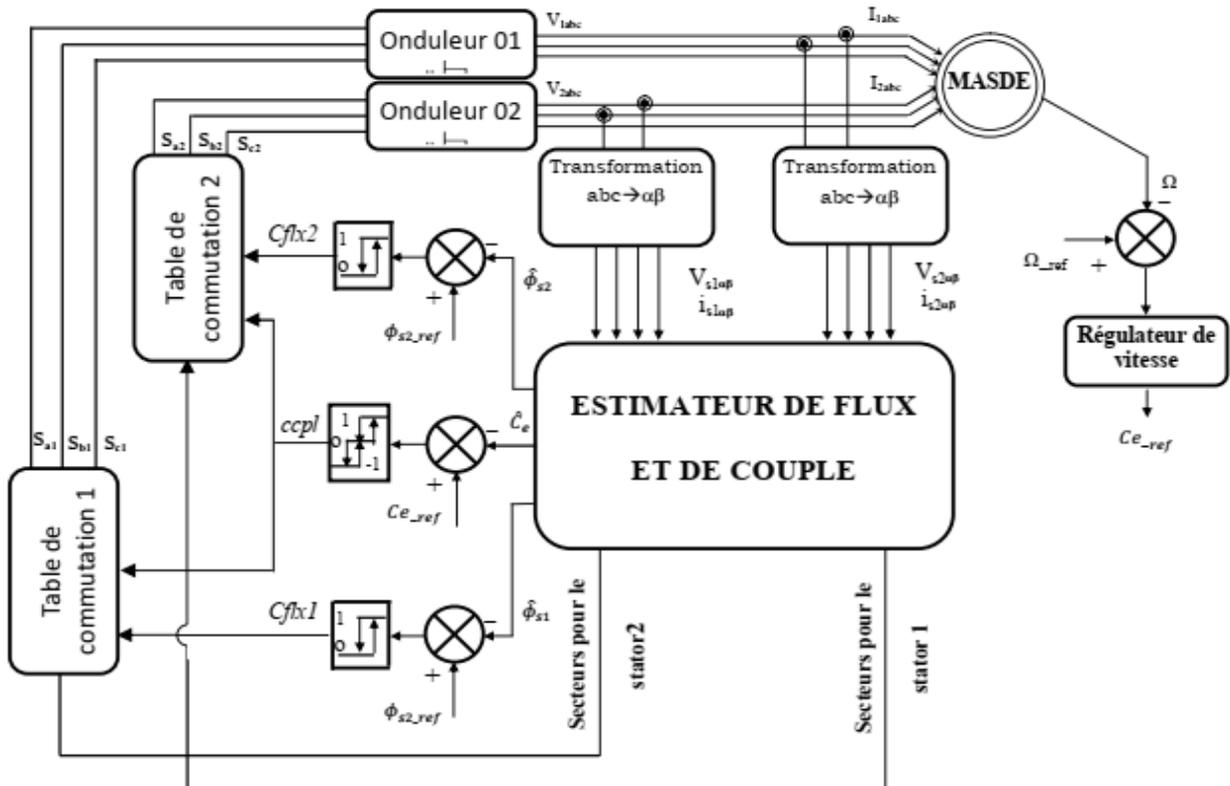


Fig (III.7) Schéma global de la commande directe du couple de la MASDE

### III.10 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.

Un régulateur PI consiste à prendre en compte la saturation a 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'intégrateur [1].

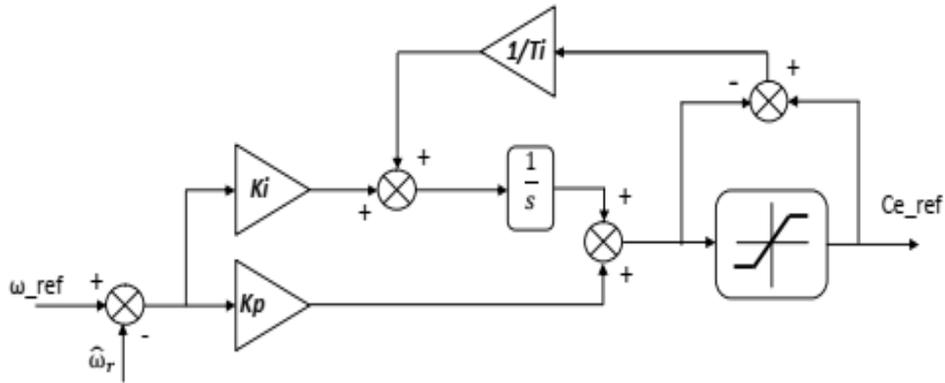
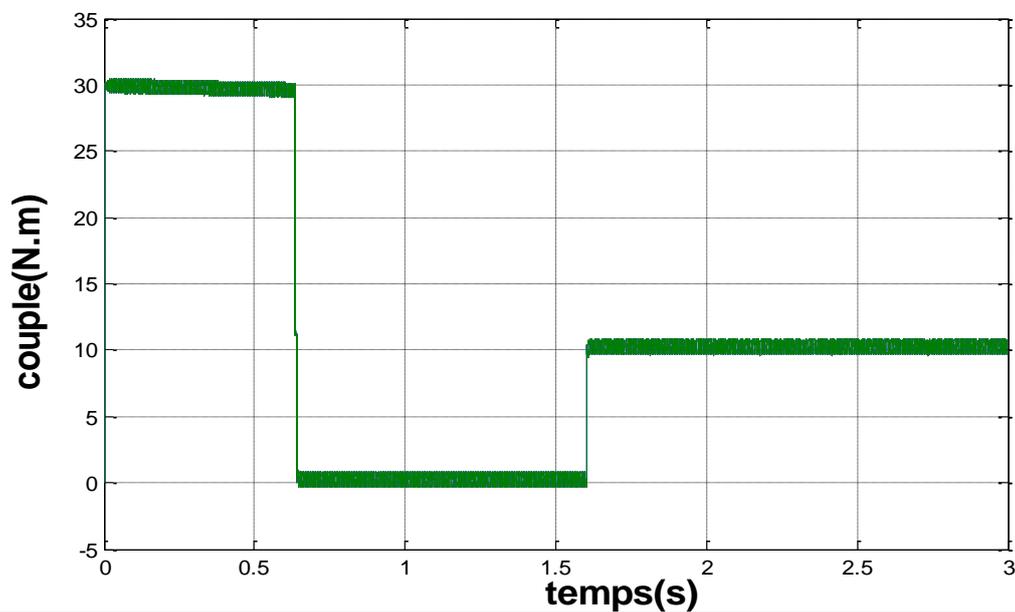
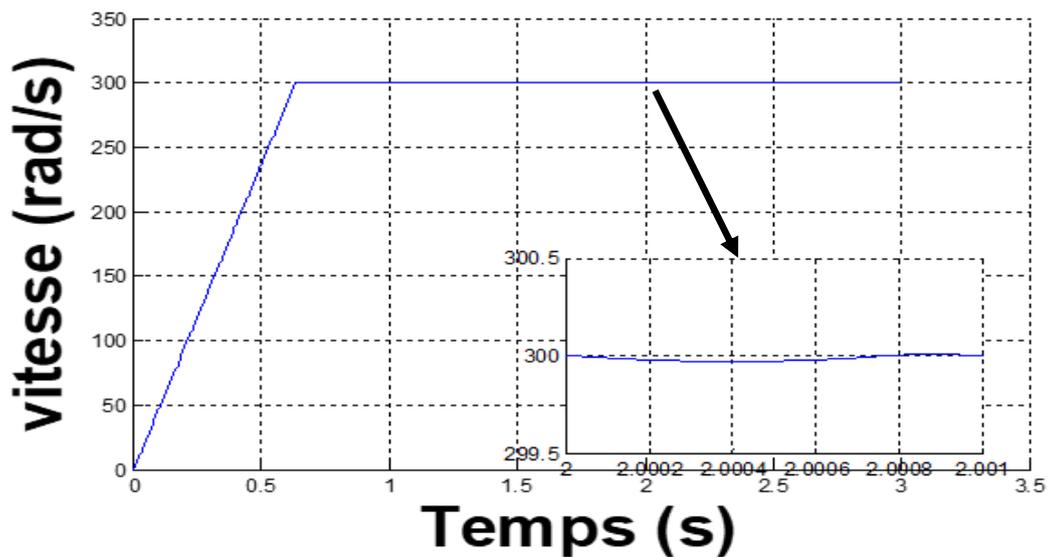


Fig (III.8) Contrôleur de vitesse de type PI

### III.11 Commande directe du couple avec réglage de la vitesse

On va introduire une boucle de régulation de la vitesse pour obtenir le couple électromagnétique de référence. On a utilisés régulateurs de vitesse PI. Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans les figures ci- après.



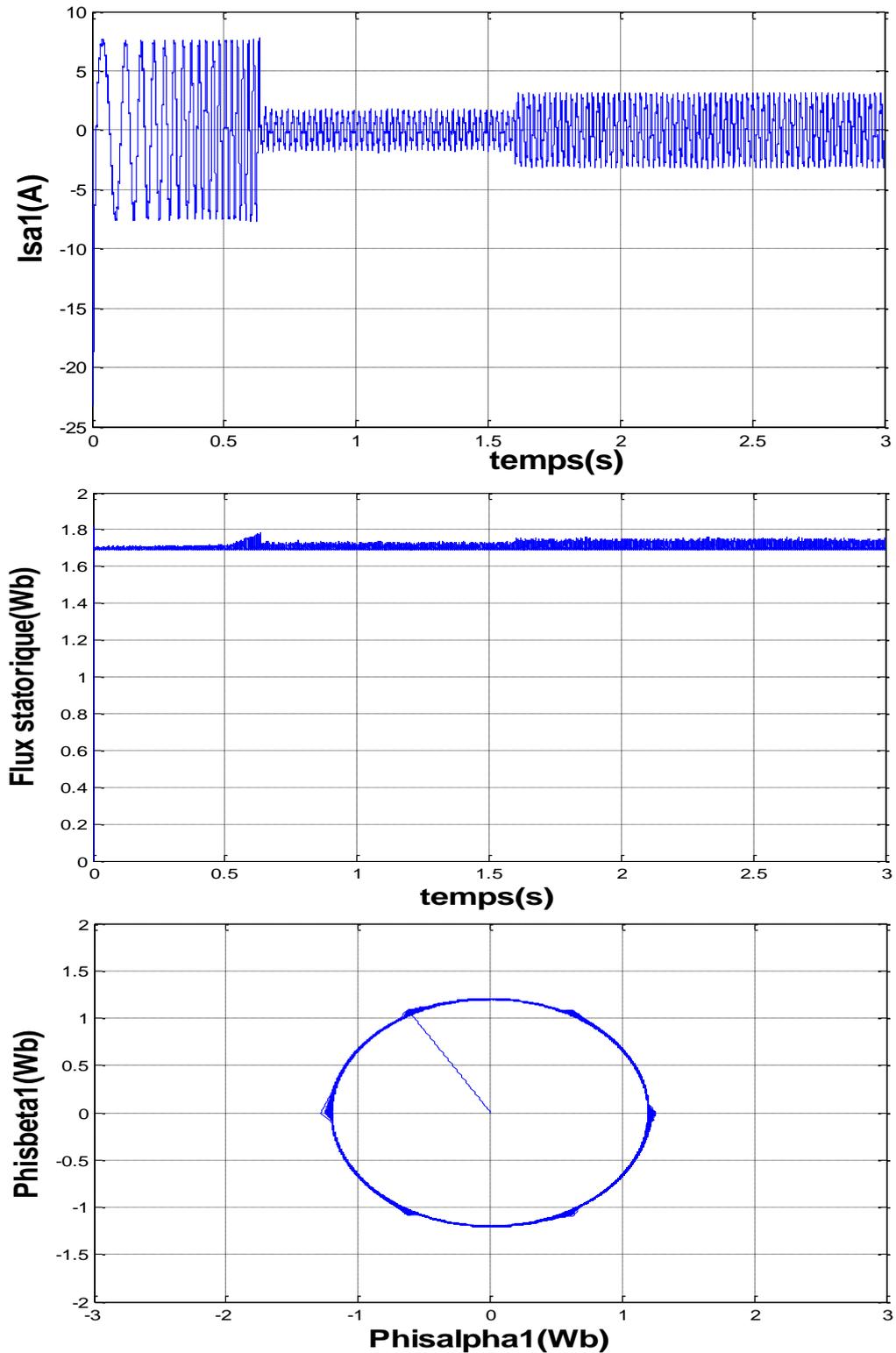
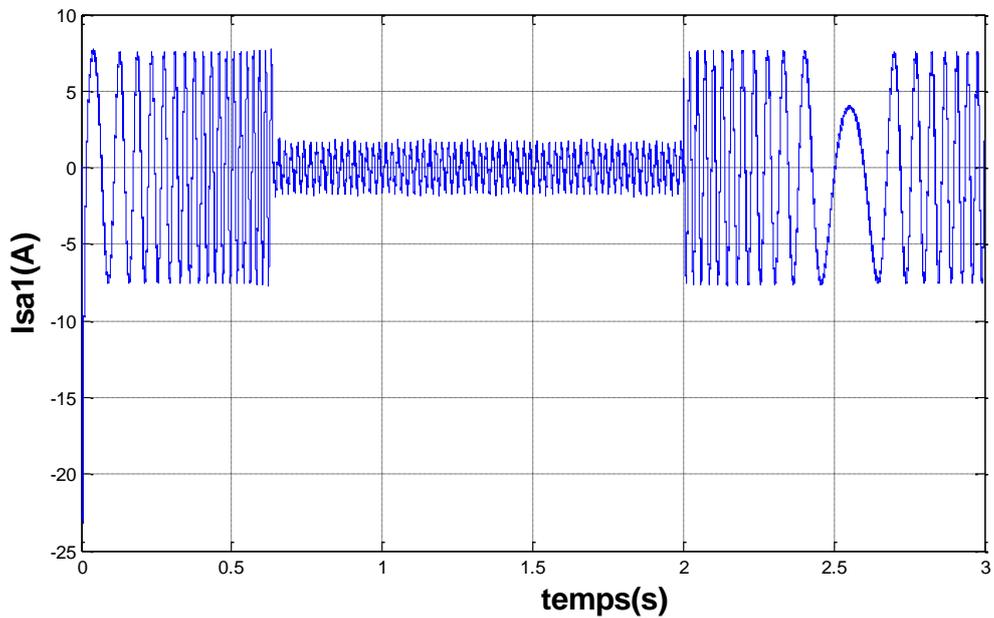
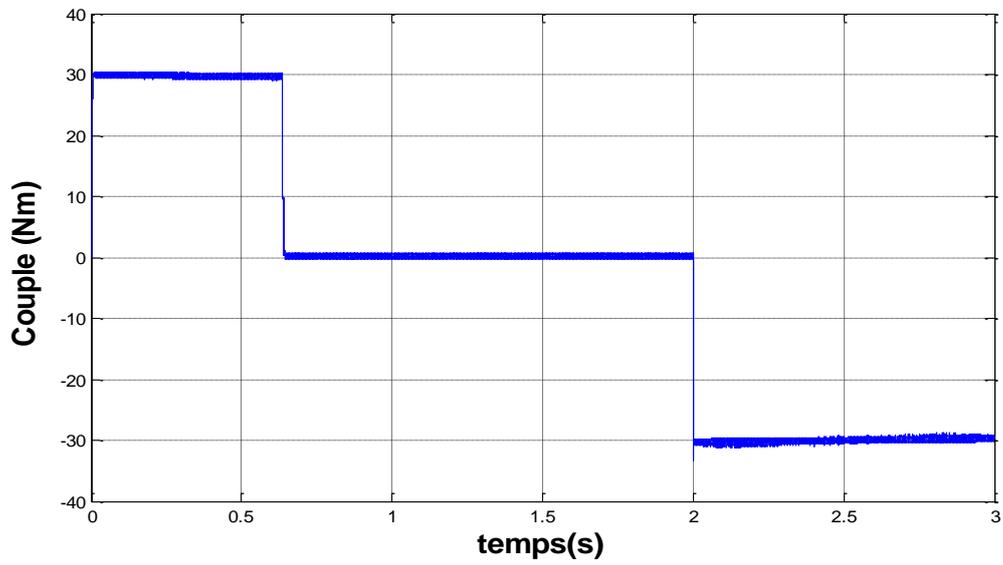
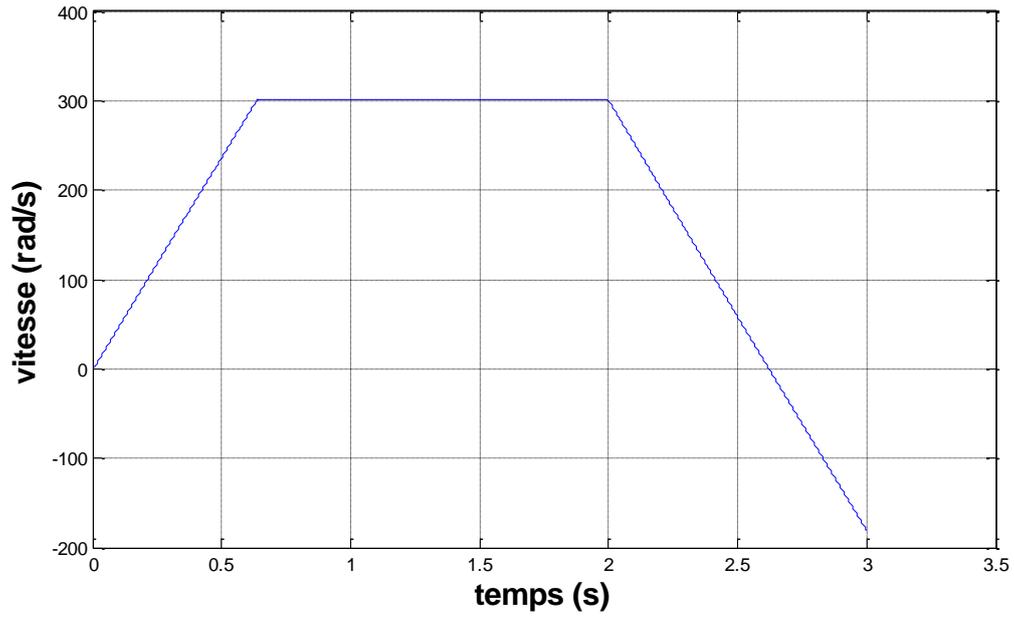


Fig (III.9) DTC de la MASDE avec un régulateur PI de la vitesse.

### III.11.1 Test de robustesse

Différents tests ont été effectués dont le but de tester la performance de la commande directe du couple, appliquée à la MASDE (inversion du sens de rotation, variation de la charge, augmentation de la résistance statorique).



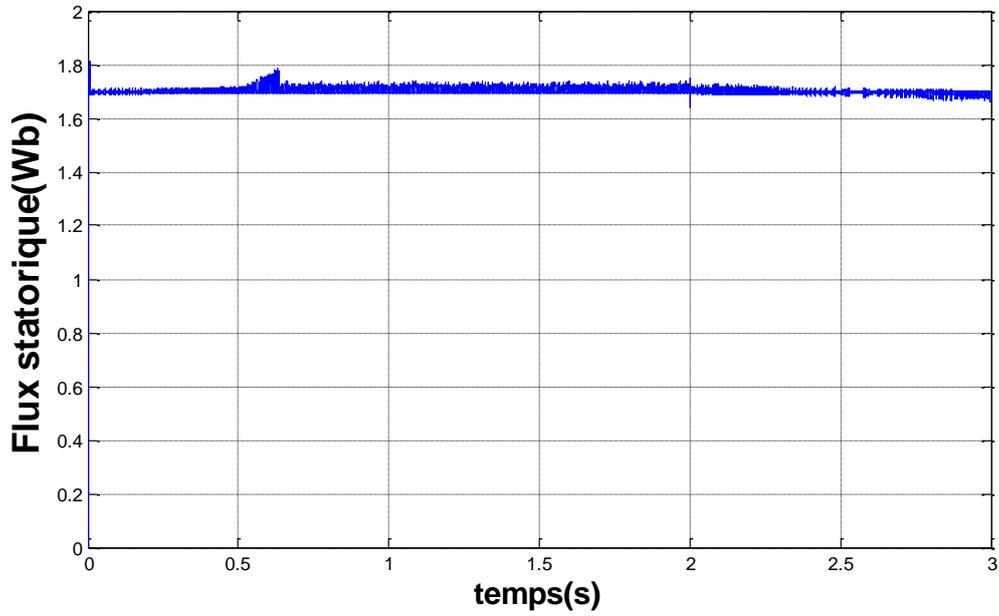
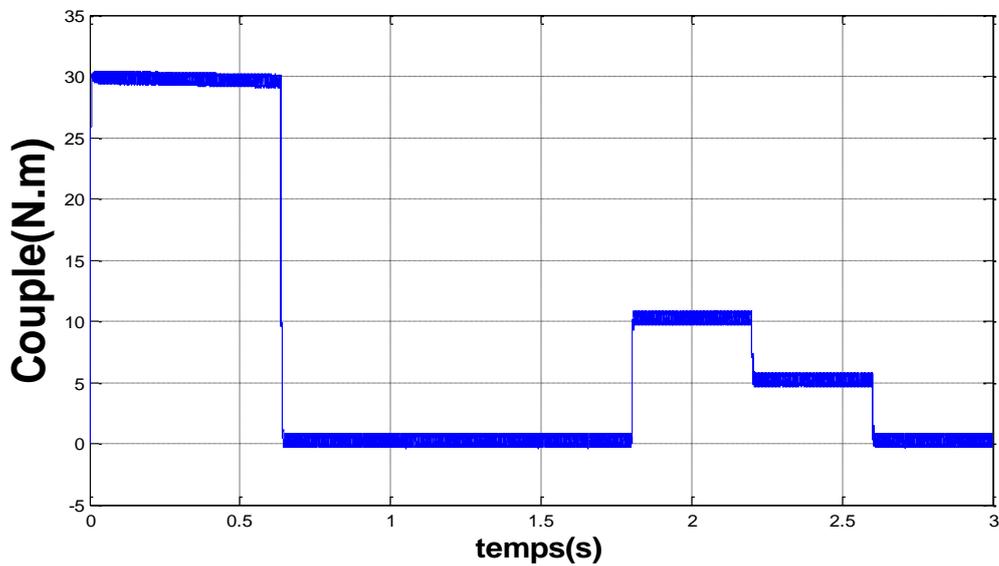
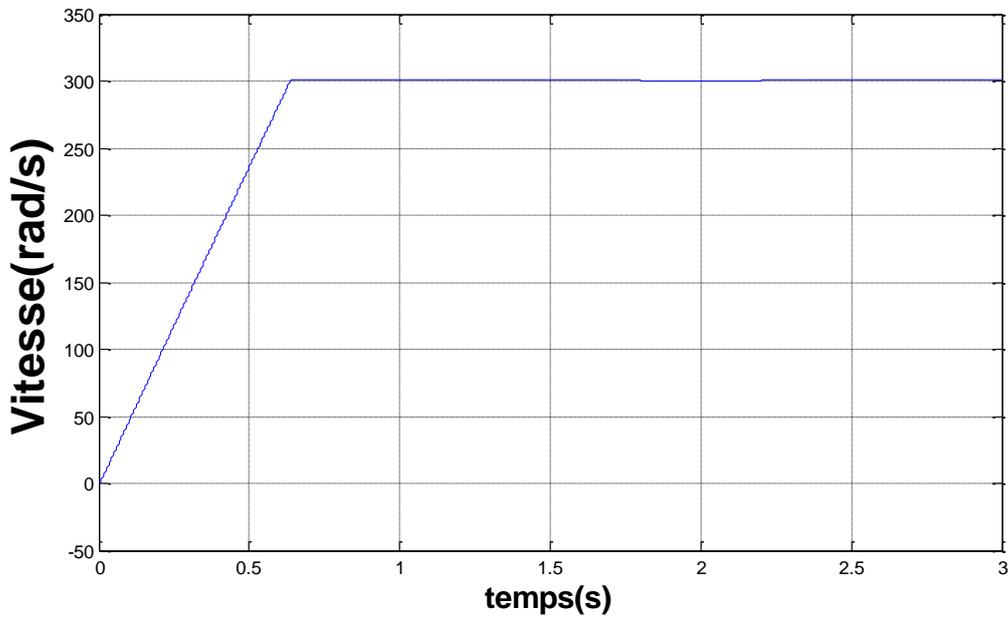
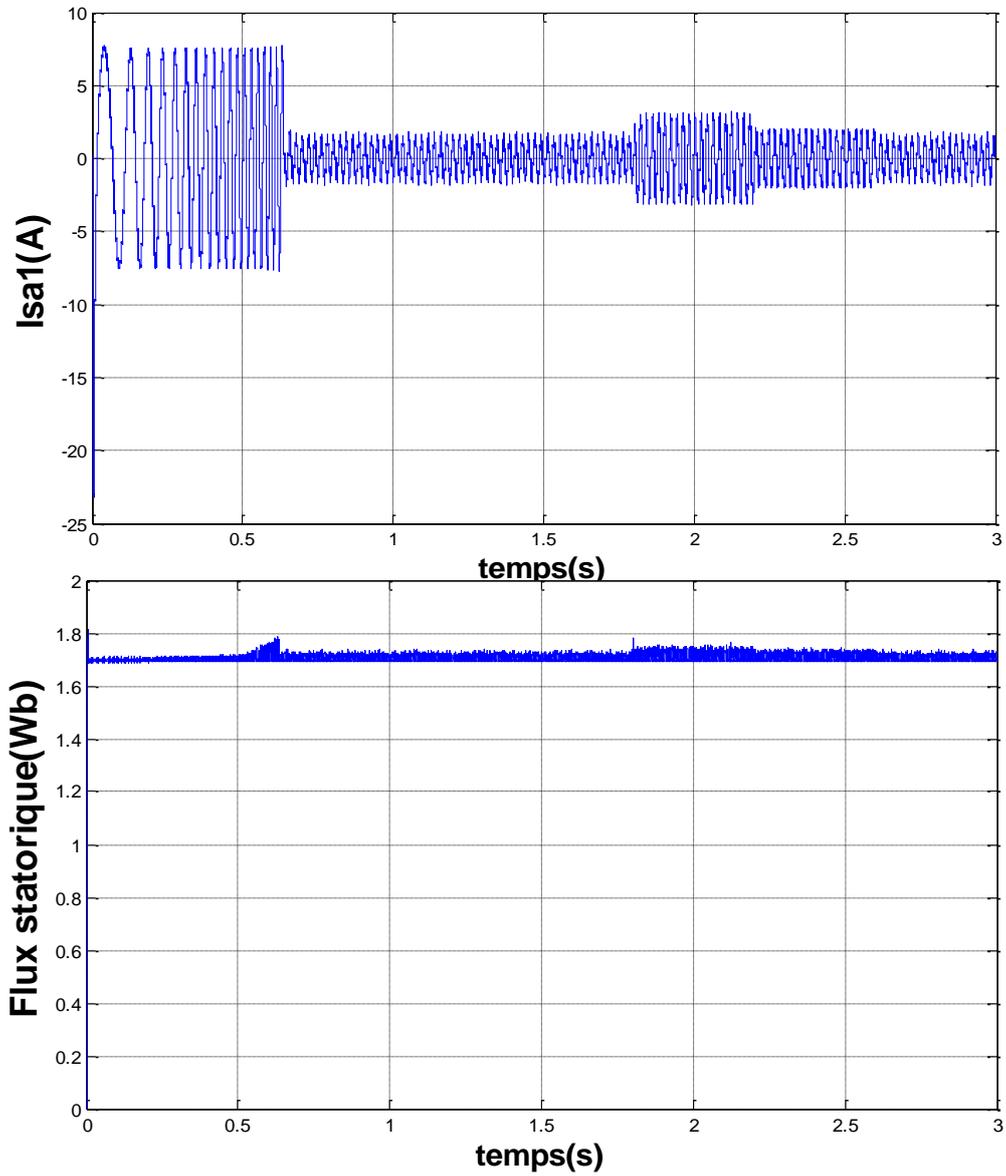
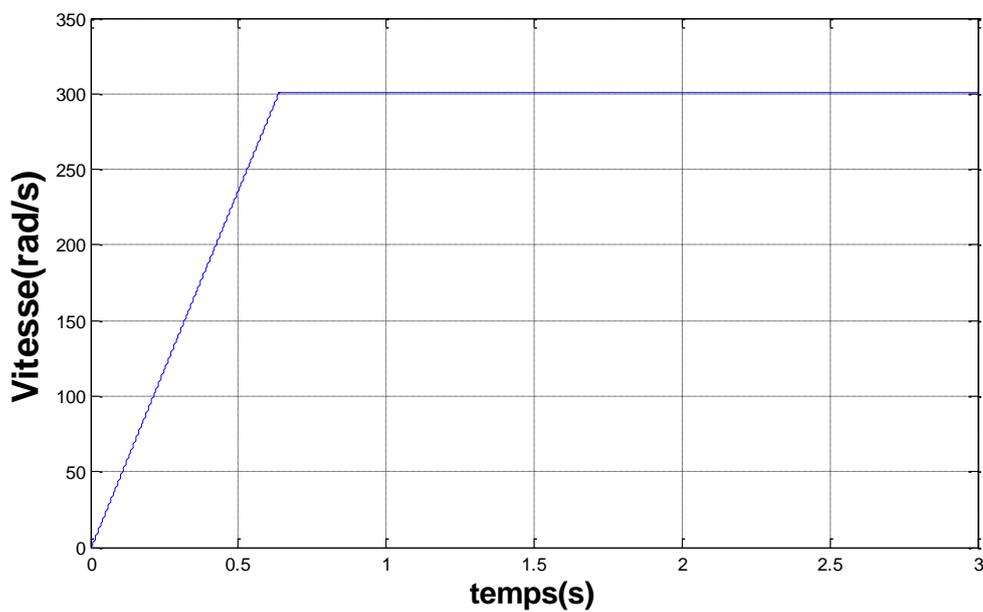


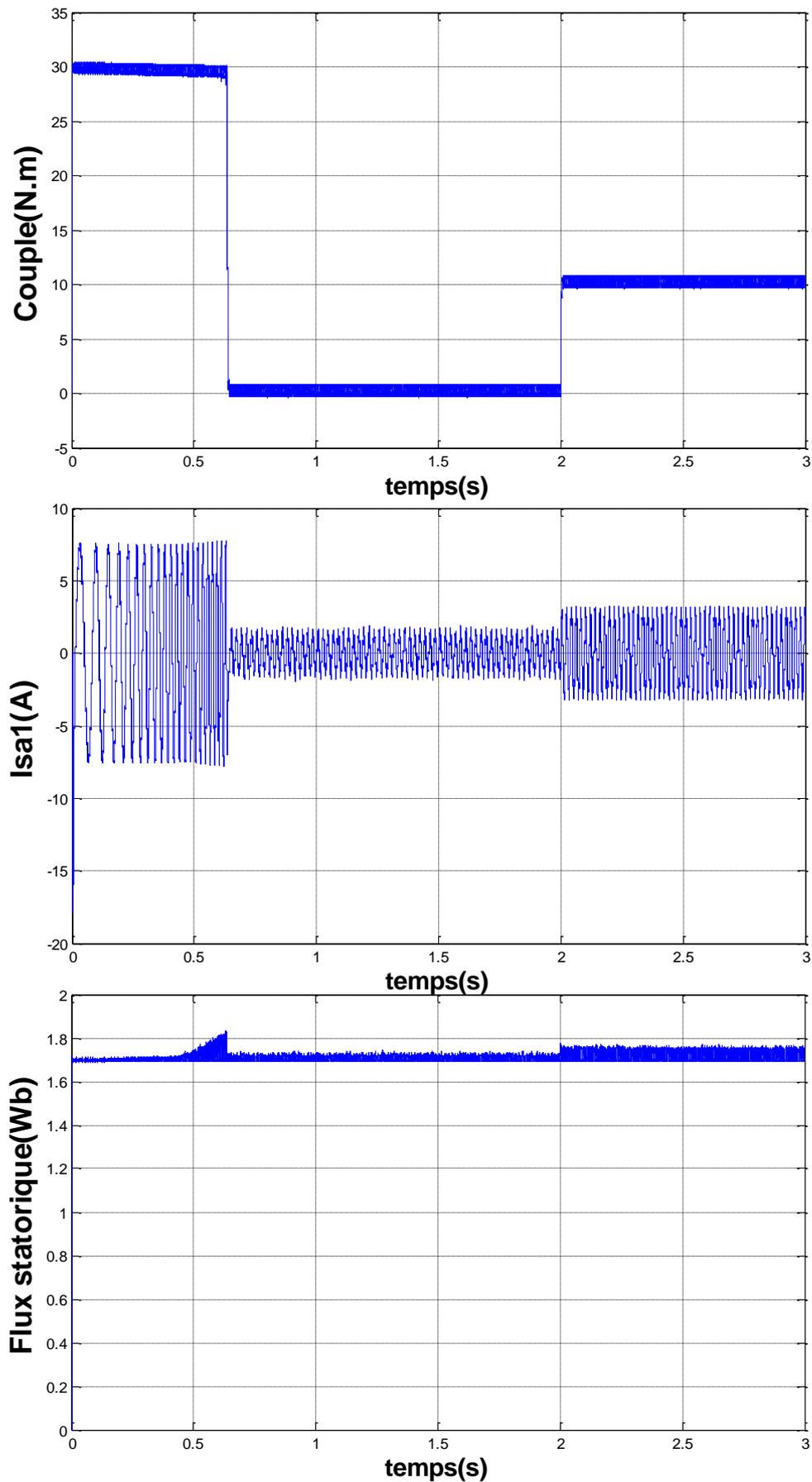
Fig (III.10) Comportement de la MASDE vis-à-vis l'inversion du sens de rotation de 300 à - 300 rad/s à l'instant  $t=2s$





**Fig (III.11)** Comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge  $C_r = 10$  et  $5$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1.8, 2.2]$  et  $[2.2, 2.6]$  s.





**Fig (III.12)** Comportement de la MASDE vis-à-vis l'augmentation de la résistance rotorique de 100 %, avec application d'un couple résistant  $C_r=10$  Nm à  $t=2$  s.

### III.12 Interprétations des résultats

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale limitée et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A ( $t = 3s$ ) la machine est chargée par un échelon de couple résistant égal à ( $14N.m$ ), le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence ( $300 \text{ rad/s}$ ). Le flux statorique suit sa référence ( $1.7 \text{ Wb}$ ).

L'inversion de la vitesse de ( $300$  à  $-300$ )  $\text{rad/s}$  est sans dépassement et conduit à un couple négatif de  $30N.m$ . Le flux statorique suit sa valeur de référence imposée ( $1.7Wb$ ).

Malgré que l'augmentation de la résistance rotorique de  $100\%$  de sa valeur nominale la commande garde ses performances, ce qui montre sa robustesse vis-à-vis les variations paramétriques.

### III.13 Les avantages de la commande directe du couple

Plusieurs avantages de cette loi de commande sont à rapporter, par rapport aux lois conventionnelles basées sur l'orientation de champ. D'abord, une très bonne dynamique de couple, qui peut se caractériser par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne ou oscillations transitoires [14].

Au contraire des commandes à orientation du champ, le bloc MLI est généralement supprimé, et elles n'utilisent pas de boucles de régulation en cascade ni de régulateurs PI, ce qui doit a priori améliorer ses aptitudes dynamiques et éliminer les problèmes liés à la saturation des régulateurs PI [13].

La résistance statorique est théoriquement le seul paramètre de la machine qui intervient dans la commande, ceci pour l'estimation du vecteur flux statorique. De ce point de vue purement théorique, on peut donc considérer une robustesse infinie par rapport aux autres paramètres de la machine, et en particulier les paramètres rotoriques [14].

Grâce à son caractère instantané et non linéaire, cette loi de commande présente aussi une très haute dynamique, et une stabilité vis à vis des perturbations externes ou du modèle de la machine.

La facilité d'implémentation et la simplicité de structure (absence des boucles de régulation des courants, absence des régulateur PI du couple et de flux... etc) [15].

Dans le régime transitoire, la plus haute réponse de couple peut être obtenue en sélectionnant le vecteur tension qui produit la pulsation statorique maximale pour avoir une accélération du flux statorique, donc une croissance rapide du couple électromagnétique.

### III.14 Les Inconvénients de la commande directe du couple

Malgré les avantages cités précédemment, la commande directe du couple possède un inconvénient majeur qui est la non maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur, ce dernier est notamment la cause d'un bruit acoustique "gênant" généré au niveau du moteur surtout à basse vitesse où la fréquence de commutation moyenne de l'onduleur est très faible. En outre, à grande vitesse, nous pouvons atteindre des fréquences élevées, d'où les pertes dues aux commutations ne sont pas négligeables. Ces limites de fréquence sont fonction des largeurs de bandes et de la période d'échantillonnage de la commande [15].

D'une façon générale, on peut résumer les inconvénients de la DTC aux points suivants [14]

- Une fréquence de commutation variable.
- Des ondulations du couple élevées.
- La distorsion du courant et de flux, à cause du changement de position de flux statorique dans le secteur.
- Une fréquence d'échantillonnage élevée est exigée pour l'implémentation numérique.
- Une fréquence de commutation basse à cause du temps de calcul réduit.

### Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande directe de couple (DTC) appliquée sur la (MASDE). Cette loi de contrôle permet d'obtenir des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis-à-vis de certains écarts de paramètres du moteur.

D'après les résultats de simulation obtenus, on peut considérer la DTC comme une commande robuste, le régulateur PI reste relativement sensible au changement paramétrique de la machine, pour cela nous cherchons dans le prochain chapitre à utiliser autres régulateurs de vitesse mode glissant, plus performant et plus efficaces avec plus d'indépendance par rapport au changement des paramètres de la machine MASDE

# CHAPITRE IV

Réglage Par Mode Glissant de  
La (MASDE)

## IV. 1 Introduction

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

Dans ce chapitre on va, utiliser la commande par mode de glissement à cette machine. Enfin on va suivre d'une simulation pour mettre en évidence les performances de la commande.

## IV.2 Commande par mode glissant de la MASDE

### IV.2.1 Introduction

Les commandes à structures variables sont réputées pour être des commandes robustes vis-à-vis des variations paramétriques et peu gourmandes en temps de calcul. L'intérêt récent accordé à cette dernière est dû, essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevés et des microprocesseurs de plus en plus performants.

Le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en ex-Union soviétique, tout d'abord par le professeur *Emelyanov*, puis par d'autres collaborateurs comme *Utkin*, à partir des résultats des études du mathématicien *Filippov* sur les équations différentielles à second membre discontinu. Ensuite, les travaux ont été repris ailleurs tant au Etats Unies par *Slotine*, qu'au Japon par *Young*, *Harashima* et *Hashimoto*. Cependant, l'utilisation de cette méthode de commande a été longtemps limitée par les oscillations causées par le phénomène de *Chattering* qui nécessite une forte oscillation de l'organe de commande et la nécessité d'utiliser la grandeur à régler (parfois non accessible) et un certain nombre de ses dérivées, selon l'ordre du système [17].

### IV.2.2 Définition des systèmes à structure variable

Le terme « systèmes à structure variable » apparaît à cause de la structure particulière du système ou régulateur utilisé, où cette structure change d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures [17].

#### IV.2.2.1 Définition

Un système est dit à structure variable, s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{X} = \begin{cases} F_1(X, t) & \text{si la condition (1) est vérifié.} \\ \vdots & \\ F_n(X, t) & \text{si la condition (n) est vérifié.} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Où  $\mathbf{X}$  est le vecteur d'état et les fonctions  $F_i$  appartiennent à un ensemble de sous-systèmes, et appelées structures. En effet, il y a des commutations entre ces différentes structures suivant la condition vérifiée.

L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun de sous-système  $F_i(\mathbf{X})$  pris seul.

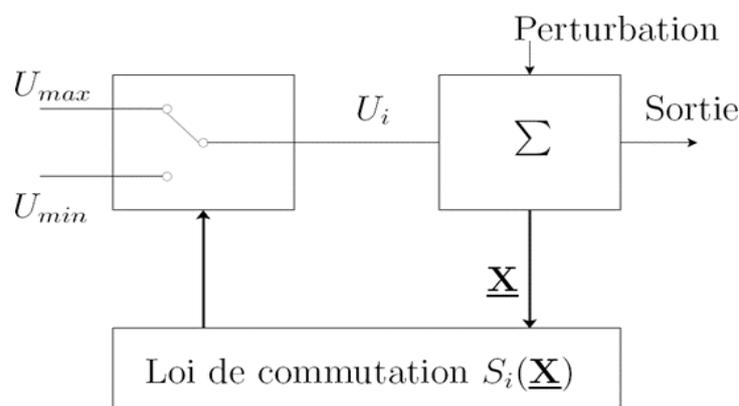
Les circuits de conversion de puissance constituent un exemple pratique d'un système à structure variable. En effet, pour chaque position de l'interrupteur, le système est gouverné par un système d'équations différentielles.

### IV.2.2.2 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par les modes de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple ou la commutation est au niveau de l'organe décommande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente". [19].

#### IV.2.2.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la **Fig (IV.1)**.

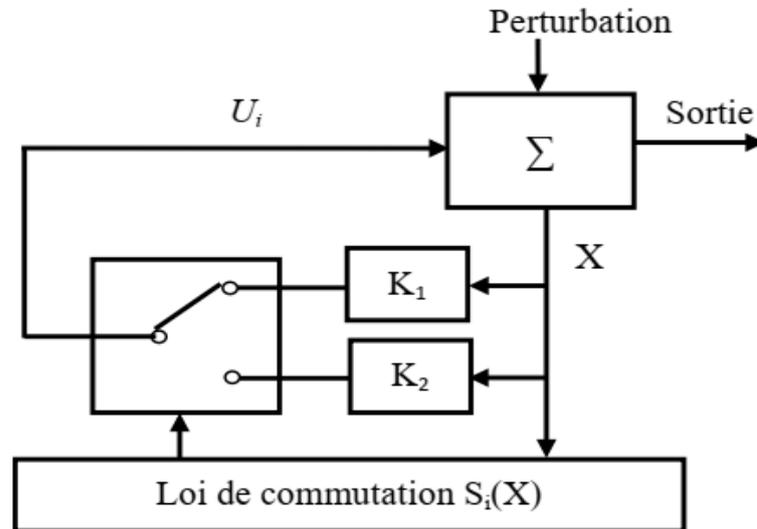


**Fig (IV.1)** : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

La structure de l'organe commande est la plus classique et la plus usitée. Elle correspond au fonctionnement **TOR** (tout ou rien) des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas à pas.

### IV.2.2.2.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

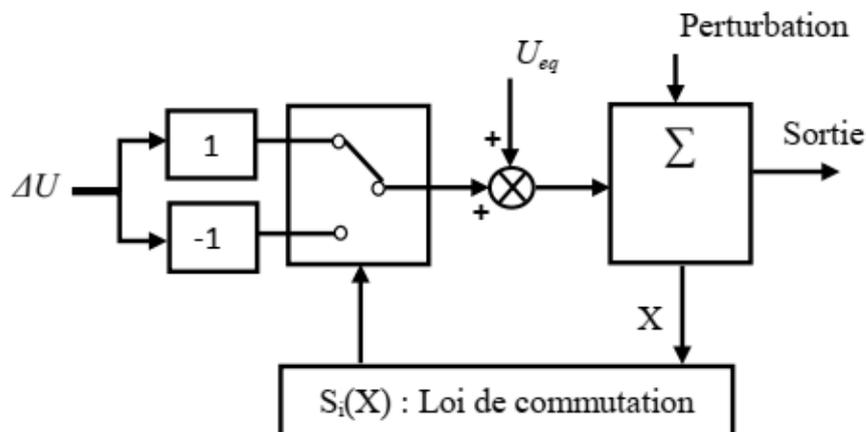
La **Fig (IV.2)** présente le schéma de la structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état, c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande, s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. Elle est plus utilisée surtout dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents [6].



**Fig (IV.2)** : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

### IV.2.2.2.3 Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente

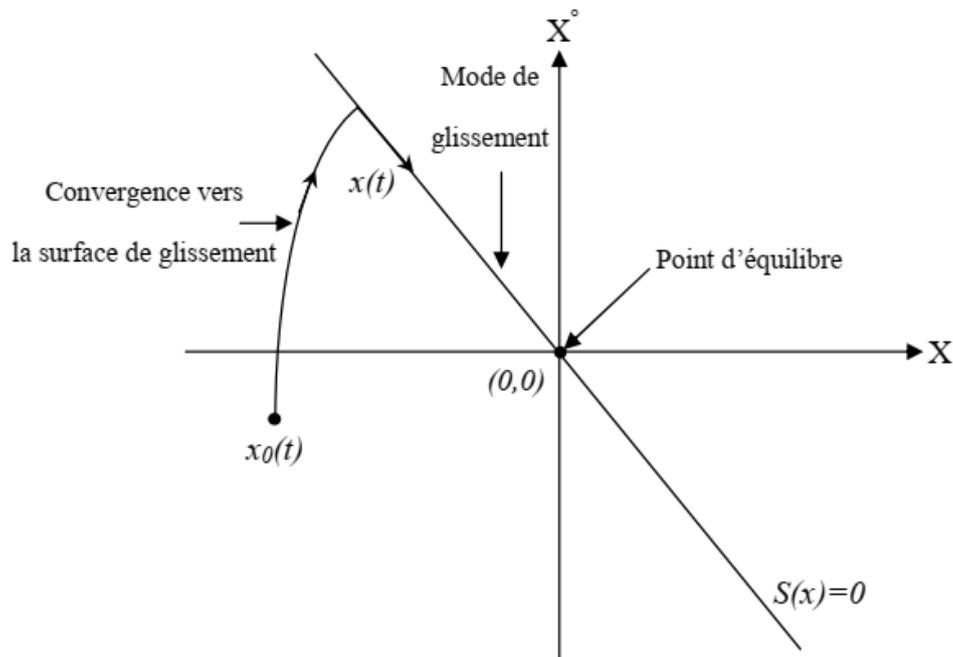
Cette commande a l'avantage de donner l'état futur du système grâce à la commande équivalente. Cette dernière n'est autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de la présence du terme de la commande équivalente. La **Fig (IV.3)** présente la structure de régulation avec ajout de la commande équivalente [6].



**Fig (IV.3)** : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

### IV.2.3 Principe de fonctionnement

Etant un cas particulier de la commande à structure variable, la commande par modes glissants (CMG) a été largement utilisée dans la littérature. Ce succès est dû à sa simplicité de mise en œuvre et à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes. Il s'agit de définir d'abord une surface dite de glissement qui représente la dynamique désirée, puis synthétiser une loi de commande qui doit agir sur le système en deux phases. Dans la première, on force le système à rejoindre cette surface, et dans la seconde phase on doit assurer le maintien de glissement le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase comme montré sur la figure **Fig (IV.4)** [18].



**Fig (IV.4)** : Modes de fonctionnement dans le plan de phase.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [18] :

- **Le mode de convergence (MC)** : durant lequel la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation  $S(x)=0$  et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Le mode de glissement (MG)** : durant lequel la variable d'état a atteint la surface glissante et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement  $S(x)=0$ .
- **Le mode de régime permanent (MRP)** : il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

### IV.2.4 Conception de la commande par mode glissant

La conception de cette commande peut être divisée en trois étapes principales très Dépendantes. Ces étapes concernent [19]:

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

#### IV.2.4.1 Choix de la surface de glissement

On considère le modèle d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{IV.2})$$

où  $[X] \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur d'état,  $[U] \in \mathbb{R}^m$  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 'état  $x$  vers sa valeur de référence  $x^*$ , plusieurs travaux proposent la forme générale suivante :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{IV.3})$$

Avec :

$\lambda$  : 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 [10].

#### IV.2.4.2 Condition d'existence et de convergence

Les conditions de convergence permettant aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions. Celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état de système.

#### IV.2.4.2.1 Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par Utkin. Elle s'exprime sous la forme :

$$\begin{aligned} \dot{S}(x) > 0 \quad \text{si} \quad S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 \quad \text{si} \quad S(x) > 0 \end{aligned} \quad (\text{IV.4})$$

Cette condition peut être donnée, autrement, par :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{IV.5})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(X)$  et sa dérivée  $\dot{S}(x)$ , les valeurs justes à gauche et à droite de la droite de commutation.

#### IV.2.4.2.2 Fonction de LYAPUNOV

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(X) > 0$  pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction ( $V(X) > 0$ ). Cette fonction est, généralement, utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(X) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (\text{IV.6})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(X) = S(X) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{IV.7})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{IV.8})$$

L'équation (IV.6) signifie que le carré de la distance vers la surface mesurée par  $S^2(X)$  diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface dans les deux côtés. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie.

#### IV.2.4.3 Détermination de la loi de commande

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

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (Ueq) et l'autre stabilisante (Un) [2].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{IV.9})$$

$U_{eq}$  : Elle est obtenue avec la méthode de la commande équivalente. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x)=0$ . La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface  $\dot{S}(x)$  est nulle.

$U_n$  : la commande discontinue (discrète), permet au système d'atteindre et de rester sur la surface de glissement [2].

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{IV.10})$$

Par substitution nous obtenons :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} [A(x, t)x + B(x, t)U_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)U_n \quad (\text{IV.11})$$

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

$$\begin{cases} U_n = 0 \\ \dot{S}(x, t) = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

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

$$U_{eq} = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)\right)^{-1} \cdot \frac{\partial S}{\partial x} A(x, t) \cdot x \quad (\text{IV.13})$$

Durant le mode convergence, en remplaçant la commande équivalente par son expression, nous obtenons une nouvelle expression de  $\dot{S}(x, t)$ .

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \cdot U_n \quad (\text{IV.14})$$

On obtient :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) < 0 \quad (\text{IV.15})$$

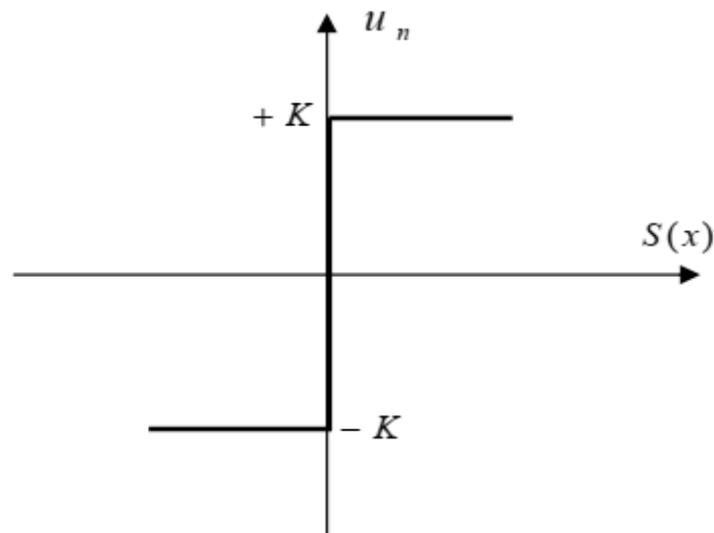
Pour que cette condition soit vérifiée, il suffit que le signe de soit opposé à celui de

$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t)$ . Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante [2].

$$U_n = K \cdot \text{Sign}(S(x)) \quad (\text{IV.16})$$

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

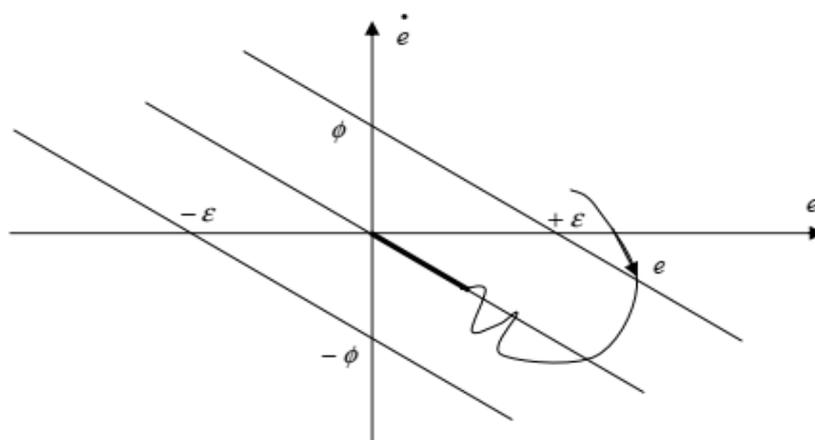
$$\text{Sign}(S(x)) = \begin{cases} -1 & \text{si } S(x) < 0 \\ 1 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$



**Fig (IV.5)** Fonction Sign (Commande de type relais).

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

Dans le but de réduire les oscillations haute fréquence (indésirables sur les réponses), des solutions classiques consistent à imposer une variation de la valeur de la commande en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement. Cependant, il est possible d'éliminer ce phénomène par l'introduction d'une couche limite autour de la surface de glissement ( $S = 0$ ) avec un seuil  $2\phi$ , la figure suivante représente la couche limite en mode glissement [2].



**Fig (IV.6)** : Mode de glissement avec une couche limite.

Alors l'état 'e' est dans la couche limite si :  $|S| < \phi$ .

Si la couche limite est incorporée dans la commande, on obtient :

$$U_n = K.F_{sat} \left( \frac{S}{\phi} \right) \quad (\text{IV.18})$$

$$F_{sat} \left( \frac{S}{\phi} \right) = \begin{cases} \left( \frac{S}{\phi} \right) & \text{si } \left| \frac{S}{\phi} \right| < 1 \\ \text{sign} \left( \frac{S}{\phi} \right) & \text{si } \left| \frac{S}{\phi} \right| > 1 \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

### IV.2.5 Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant

A partir du chapitre de la commande vectorielle, on tire le système d'équations d'états Suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{I}_{s1d} = \frac{1}{L_{s1}} (V_{s1d} - R_{s1}I_{s1d} + \omega_s^* (L_{s1}I_{s1q} + Tr \Phi_r \omega_{sr}^*)) \\ \dot{I}_{s1q} = \frac{1}{L_{s1}} (V_{s1q} - R_{s1}I_{s1q} + \omega_s^* (L_{s1}I_{s1d} + \Phi_r^*)) \\ \dot{I}_{s2d} = \frac{1}{L_{s2}} (V_{s2d} - R_{s2}I_{s2d} + \omega_s^* (L_{s2}I_{s2q} + Tr \Phi_r \omega_{sr}^*)) \\ \dot{I}_{s2q} = \frac{1}{L_{s2}} (V_{s2q} - R_{s2}I_{s2q} + \omega_s^* (L_{s2}I_{s2d} + \Phi_r^*)) \\ \dot{\Omega} = \frac{1}{J} \left( \frac{L_m}{L_m L_r} (I_{s1q} + I_{s2q}) \Phi_r^* - f\Omega - C_r \right) \\ \dot{\Phi}_r = -\frac{R_r}{L_m L_r} \Phi_r + \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (I_{s1d} + I_{s2d}) \end{array} \right. \quad (\text{IV.20})$$

#### IV.2.5.1 Surface de régulation de la vitesse

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

$$S(w_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (\text{IV.21})$$

$$\text{On a } \Omega = \omega_r / P \quad (\text{IV.22})$$

L'équation numéro (5) du système d'équation (IV.20) devient :

$$\dot{\omega}_r = \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{s1q} + I_{s2q}) \Phi_r^* - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r \quad (\text{IV.23})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$S(\dot{\omega}_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \quad (\text{IV.24})$$

En posant :

$$I_{s1q} + I_{s2q} = I_{sq} \quad (\text{IV.25})$$

$$S(\dot{\omega}_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} I_{sq} \Phi_r^* + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (\text{IV.26})$$

En remplaçant le courant  $I_{sq}$  par le courant de commande  $I_{sq}^*$

$$I_{sq}^* = I_{sqeq} + I_{sqn} \quad (\text{IV.27})$$

L'équation (IV.24) devient :

$$S(\dot{\omega}_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m+L_r} \Phi_r^* I_{sqeq} - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m+L_r} \Phi_r^* I_{sqn} + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (\text{IV.28})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\omega_r) = 0$  et par conséquent  $S(\dot{\omega}_r) = 0$  et  $I_{sqn} = 0$ , d'où on tire la formule de la commande équivalente I à partir de  $I_{sqeq}$  l'équation (IV.27).

$$I_{sqn} = \frac{L}{P^2} \frac{L_m+L_r}{L_m \Phi_r^*} \left[ \dot{\omega}_r^* + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right] \quad (\text{IV.29})$$

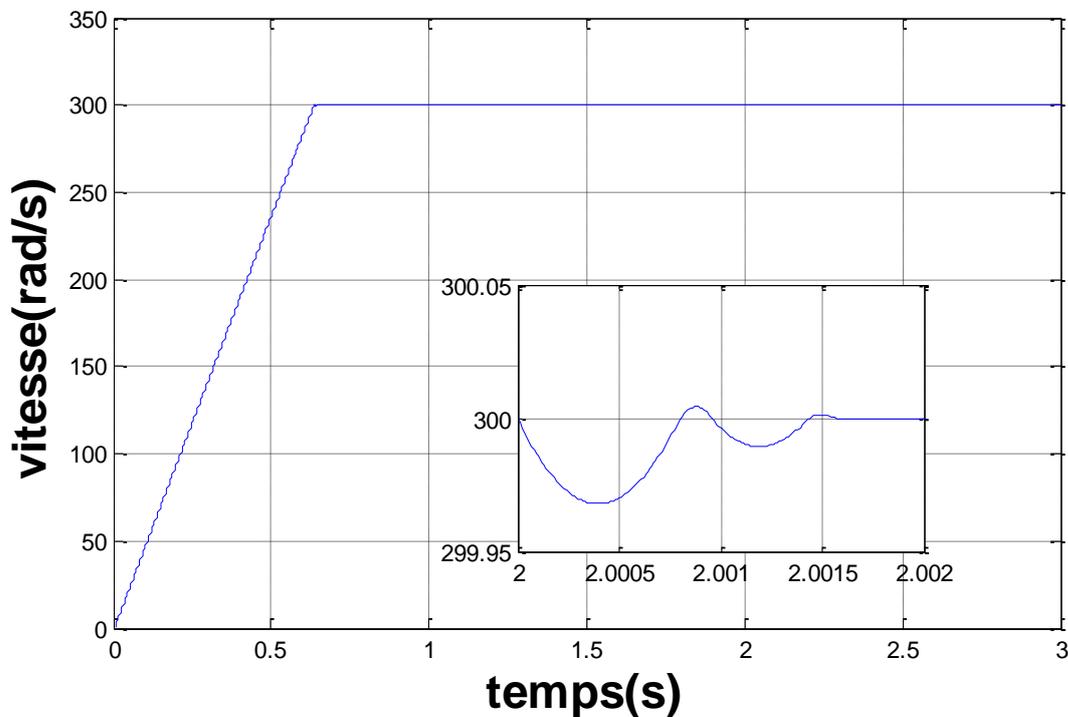
Durant le mode de convergence, la condition  $\dot{S}(\omega_r).S(\omega_r) < 0$  doit être vérifiée. En remplaçant (IV.27) dans (IV.26), on obtient :

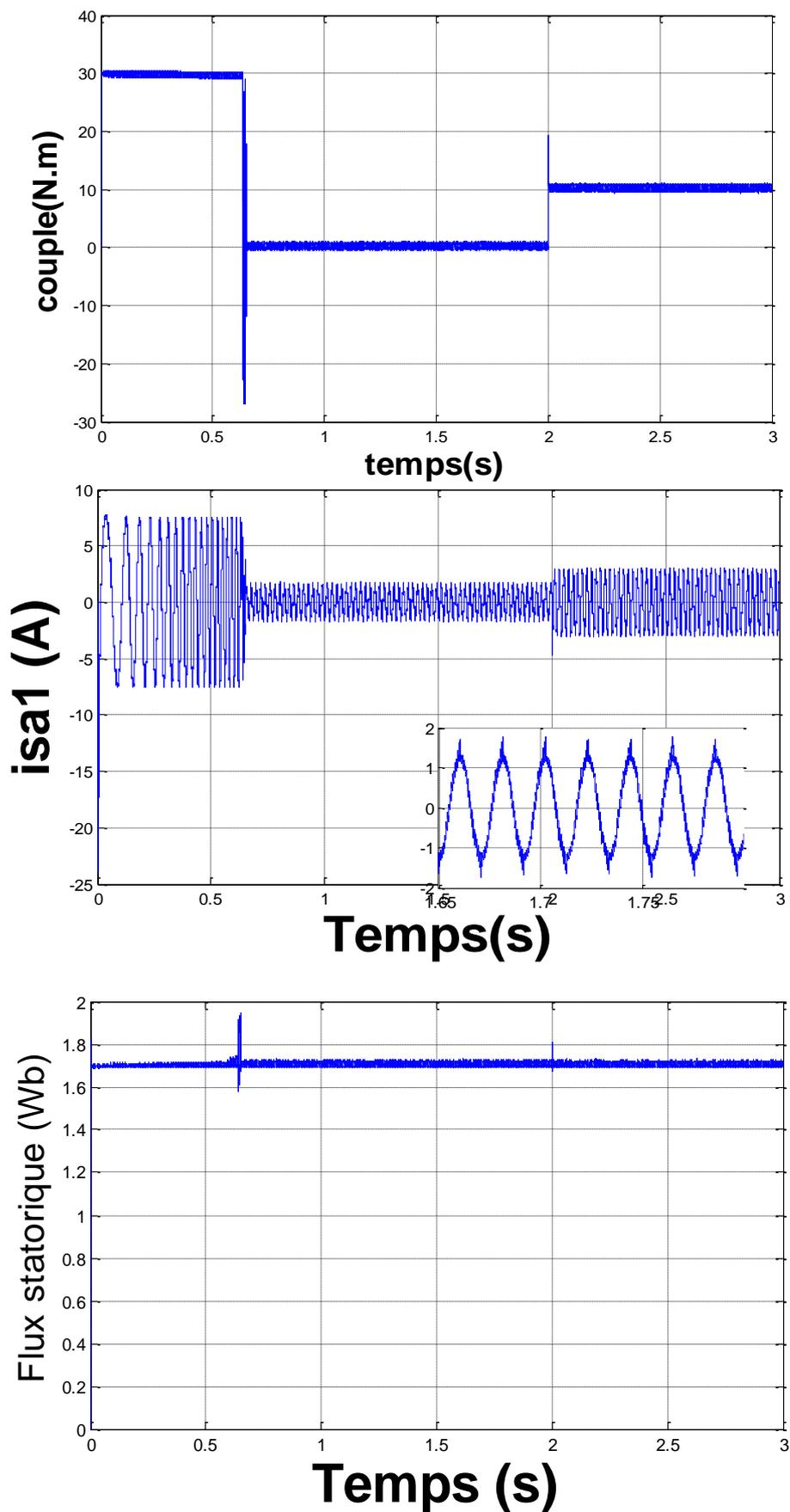
$$S(\dot{\omega}_r) = \frac{P^2}{J} \frac{L_m \Phi_r^*}{L_m+L_r} I_{sqn} \quad (\text{IV.30})$$

On prend :

$$I_{sqn} = K_{wr} \text{sign}(S(\omega_r)) \quad (\text{IV.31})$$

#### IV.2.6 Simulation et Interprétation des résultats





**Fig (IV.7)** Commande directe du couple DTC de la MASDE avec un régulateur par mode glissant de la vitesse en appliquant un couple résistant  $C_r=10$  N.m à  $t=2$ s.

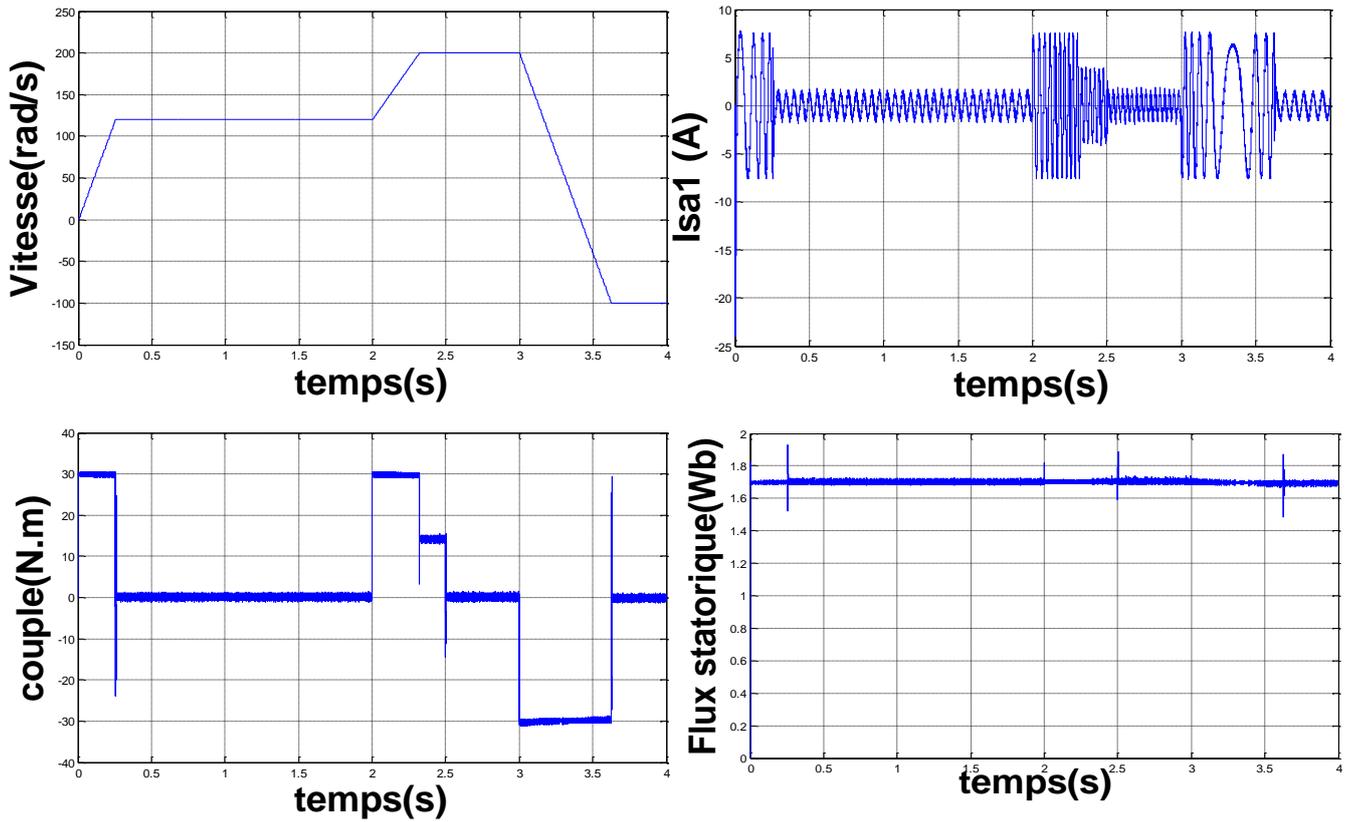
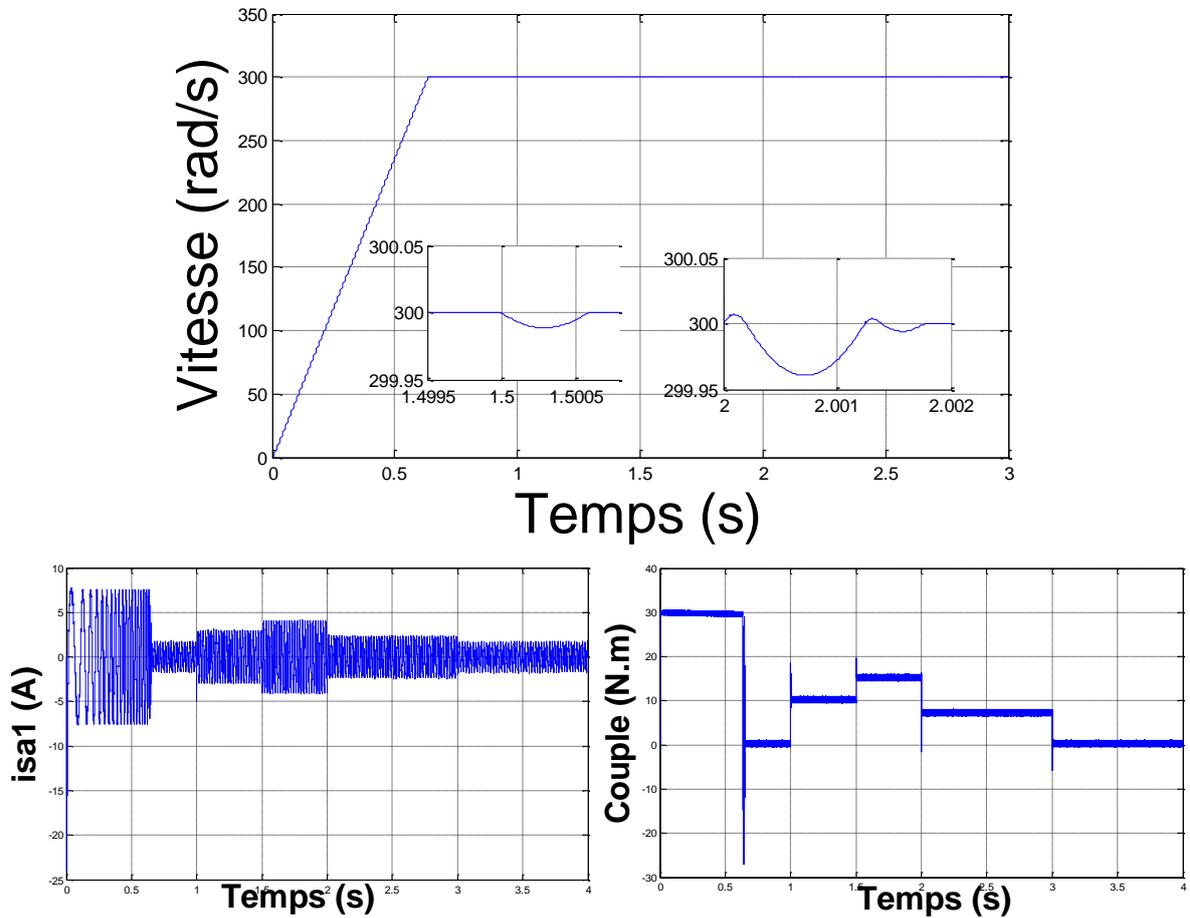


Fig (IV.8) Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la vitesse [120, 200 et -100] rad/s



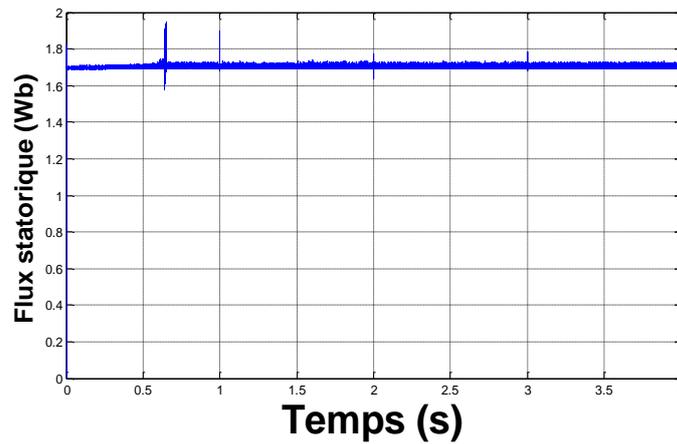


Fig (IV.9) : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la charge  $C_r = [10, 15 \text{ et } 7] \text{ N.m}$ .

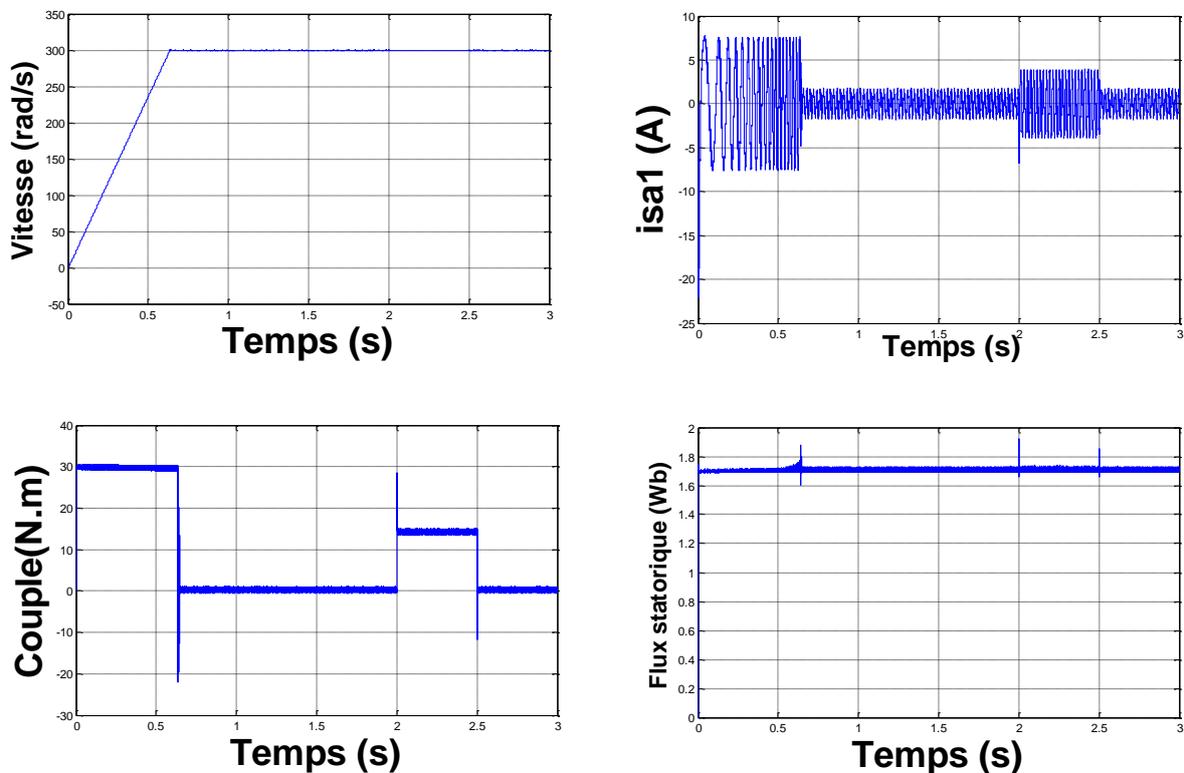


Fig (IV.10) : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation paramétrique (augmentation du moment d'inertie et de la résistance statorique de 100%).

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale, ensuite il se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. À  $t=2\text{s}$  la machine est chargée par un couple résistant égal à  $(10\text{N.m})$ , le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, avec une influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement ( $0.002\text{s}$ ) à sa référence ( $300 \text{ rad/s}$ ). Le courant statorique répond bien aux variations imposées par la charge (augmentation du courant lors de l'application de la charge), et sa forme est très proche de la sinusoïde. Le flux statorique suit bien sa référence ( $1.7 \text{ Wb}$ ) **Fig (IV.8)**

La vitesse suit parfaitement ses consignes (120, 200 et -100 rad/s), ce qui montre la robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la vitesse. L'inversion du sens de rotation de 200 à -100 rad/s est sans dépassement, elle conduit à un couple négatif de -30N.m sans influence sur le flux statorique qui suit sa valeur de référence imposée (1.7Wb) **Fig (IV.9)**. Le couple électromagnétique et le courant statorique répondent bien aux variations de la charge avec une insensibilité au niveau de flux et de la vitesse qui gardent une meilleure poursuite à leurs valeurs de référence **Fig (IV.10)**

### **Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, puis on a appliqué cette dernière sur la MASDE qui se base sur le concept de changement de structure du régulateur avec l'état du système, enfin des résultats de simulation sont présentés et commentés.

La régulation de la vitesse par le mode glissant possède de bonne performances (rapidité stabilité) et plus robuste lors de la variation des paramètres de la machine (résistance rotorique et statorique). De cet état de fait, on conclut que le réglage de la vitesse par le mode glissant, apporte des améliorations remarquable dans les résultats par rapport au régulateur classique PI dans le chapitre précédent.

## Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons mis en évidence les principes fondamentaux des machines multiphasées. L'exemple type de ces machines est la machine asynchrone double étoile qui présente un bon compromis technico-économique.

Une étude générale de modélisation de la MASDE a été présentée, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle a été vérifié et validé par des résultats de simulation en alimentant la machine directement par le réseau, et on obtenu à la fin un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MASDE.

L'alimentation de la machine a été assurée par deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la technique MLI et alimentés à travers l'ensemble: réseau électrique-redresseur-filtre RLC, Dans le but d'améliorer la qualité de la tension d'alimentation.

Dans le but d'améliorer le découplage entre le flux et le couple et d'avoir une conduite performante de la machine, on a appliqué le contrôle direct du couple (DTC) qui possède plusieurs avantages (un découplage idéal, l'absence du bloc MLI, réponse excellente du couple, ...etc) par rapport aux commandes classiques (commande vectorielle, commande scalaire).

La commande directe du couple de la MASDE utilisant des régulateurs PI de la vitesse présente certains inconvénients liés aux performances (rapidité, précision, dépassement, rejet de perturbation, ...etc.) et à la sensibilité aux variations paramétriques de la machine.

Pour améliorer les performances et la robustesse de la DTC, on a fait appel à une autre technique de commande à structure variable dite commande par mode glissant, cette dernière donne des bons résultats en termes du temps de réponse, du rejet de perturbation, du temps d'inversion de la vitesse et de la sensibilité aux variations paramétriques. L'inconvénient majeur de cette technique c'est le phénomène de réticence (effet Chattering en anglais) qui se traduit par des fluctuations du couple de haute fréquence qui vont endommager la machine.

### Perspectives

Les perspectives de ce travail peuvent être énoncées comme suit:

- Validation les travaux élaborés dans ce travail expérimentalement.
- Travailler avec une fréquence de commutation fixe on appliquant la DTC-SVM, la DTC neuronale...etc.
- Réduire l'effet Chattering du mode glissant en appliquant le mode glissant d'ordre supérieur ou le mode glissant flou.
- Etudier les machines en régimes dégradé (avec défaut).

# Bibliographie

- [1] B. KIYYOUR. Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile. Thèse de Doctorat, Université de Biskra, 2020.
- [2] R. SADOUNI. Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile. Mémoire de Magister, Université de Sidi Bel Abbes, 2010.
- [3] R. SADOUNI, Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile, Thèse de Doctorat, Université de Sidi Bel Abbes, 2017.
- [4] A. BOUAGGA, S. MERABET. Commande d'une machine asynchrone à double stator par régulateur glissant. Mémoire de Master, Université de Ouargla, 2019.
- [5] Z. BENAÏSSA. S. BENNENI. Commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile. Mémoire ingénieur, Université de M'sila, 2008.
- [6] H.RAHALI. Commandes non linéaires hybrides et robustes de la machine asynchrone à double étoile « MASDE ». Thèse de Doctorat, Université de M'sila, 2020.
- [7] T. LAAMAYAD. Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode glissant. Apport de la logique floue. Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2008.
- [8] L.BENALIA. Commande en tension des moteur à induction double alimentes. Mémoire de Magister, Université de Batna, 2010.
- [9] R. TOUFOUTI. Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone. Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2008.
- [10] H. AMIMEUR. Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement. Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
- [11] ML. ZELACI. Commande directe du couple (DTC) du moteur asynchrone à double alimentation. Mémoire de Master, Université d'El Oued, Algérie, 2016.
- [12] H. MELKI. Contrôle directe du couple par logique floue d'une machine asynchrone double étoile. Mémoire de Master, Université de M'sila, 2016.

- [13] K. NABTI, Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue, Mémoire de Magister, Université Mentouri de Constantine, 2006.
- [14] A. BERKANI, Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux basé sur la logique floue et l'apprentissage par renforcement, Mémoire de Magister, Ecole militaire polytechnique d'Alger, 2009.
- [15] I. EL HASSAN, Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle directe du couple, Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, France, 1999.
- [16] M.A. BOUREGBA, A. BOUSSAID. Commande directe de couple (DTC) d'une machine asynchrone à double étoile par logique floue. Mémoire de Master, Université d'Adrar, 2020.
- [17] A. YAHDYOU. Commande et observation par modes glissants d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique. Mémoire de Master, Université de Chlef, 2014.
- [18] B. CHERIF. Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation. Diplôme de Master d'Université Mohamed Khider – Biskra, Algérie : 19/11/2012.
- [19] B. NAOUEL. Commande robuste par mode glissant floue appliquée à la poursuite de trajectoire du système TRMS. Diplôme de Master d'Université Mohamed Boudiaf - M'SILA, Algérie : 2015/2016.

# Annexe

## *Paramètres de la machine Asynchrone à Double Etoile (MASDE)*

Les paramètres de la MASDE utilisés sont:

* <i>Puissance nominale</i>	$P_n = 4, 5 \text{ kW}$
* <i>Tension nominale</i>	$V_n = 220/380 \text{ V}$
* <i>Courant nominal</i>	$I_n = 6.5 \text{ A}$
* <i>Résistance du premier enroulement statorique</i>	$R_{s1} = 3.72 \text{ } \Omega$
* <i>Résistance du deuxième enroulement statorique</i>	$R_{s2} = 3.72 \text{ } \Omega$
* <i>Résistance rotorique</i>	$R_r = 2.12 \text{ } \Omega$
* <i>Inductance du premier enroulement statorique</i>	$L_{s1} = 0.022 \text{ H}$
* <i>Inductance du deuxième enroulement statorique</i>	$L_{s2} = 0.022 \text{ H}$
* <i>Inductance rotorique</i>	$L_r = 0.006 \text{ H}$
* <i>Inductance mutuelle</i>	$L_m = 0.3672 \text{ H}$
* <i>Moment d'inertie</i>	$J = 0.0625 \text{ kg.m}^2$
* <i>Coefficient de frottement</i>	$K_f = 0.001 \text{ Nms/rd}$
* <i>Fréquence nominale</i>	$f = 50 \text{ Hz}$
* <i>Nombre de paires de pôles</i>	$P=1$