



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الجزائرية  
République Algérienne Démocratique et Populaire  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique  
Université Echahid Hamma Lakhdar'El-Oued  
Faculté des Sciences et de la Technologie

Mémoire de Fin d'Étude  
En vue de l'obtention du diplôme de

**MASTER ACADEMIQUE**

Domaine : Sciences et Technologie  
Filière : Electrotechnique  
Spécialité:  
Machines Electriques

Thème

**Commande DTC Mode Glissant d'une Machine Asynchrone à  
Double Alimentation**

**Réalisé par:**

BEKKARI Zouhir Yahia

ZELLOUMA Mohammed Ayoub

TALAOUIN Yahia

**Encadré par:**

Dr : BABA ARBI Idriss

**Soutenu en Octobre 2023**



## Remerciement

Nous remercions Allah aux les tous puissants qui n'a donné la force et le courage pour effectuer ce travail.

Nous tiens à présenter mon remerciement à mon honorable professeure encadreur **BABA ARBI Idriss** pour la tempe consacrée à la lecture et aux réunions qui est rythmée les différentes étapes de mon mémoire.

Les déçussions que nous avons partagées ont permis d'orientés notre travail d'une manière pertinent. Nous les remercie aussi pour leurs disponibilités à encadrer ce travail à traverse leur critique et leurs propositions d'amélioration.

Un grand merci à tous nos collègue et amis de la faculté des sciences et technologique de Fès pour leur précieuses aides et orientations.

Nous somme reconnaissant à nos proche, parents et amis, qui ont su rester à nos côtés pendant tout notre période de formation.

## ملخص

يتعلق هذا العمل بنمذجة المحرك غير المتزامن ثنائي الإمداد (MADA) ومصدر الطاقة الخاص به الذي يتكون من عاكس جهد ثلاثي الطور.

يتم تطبيق استراتيجية التحكم المباشر لعزم الدوران الكهرومغناطيسي وتدفق الجزء الثابت المختصر (DTFC) على الماكينة غير المتزامنة ذات العرض المزدوج متبوعة بتصميم منظم الوضع المنزلق بدلاً من منظم PI للحصول على عزم الدوران المرجعي.

الكلمات المفتاحية: آلة غير متزامنة ثنائية الإمداد، التحكم المباشر في عزم الدوران، التحكم في وضع الانزلاق.

## Résumé

Ce travail concerne la modélisation du Moteur asynchrone à double alimentation (MADA) et de son alimentation Constituée d'un onduleur de tension triphasé.

Une stratégie de commande directe du couple électromagnétique et du flux statorique abrégée ( DTFC) est appliquée à la machine asynchrone à double alimentation suivi d'une conception d'un régulateur Par mode glissant à la place d'un régulateur PI pour avoir le couple référence.

Mot clés : Machine asynchrone à double alimentation, Commande directe de couple, Commande par mode glissant.

## Abstract

This work concerns the modeling of the dual-supply asynchronous motor (MADA) and its power supply consisting of a three-phase voltage inverter.

An abbreviated direct control strategy for electromagnetic torque and stator flux (DTFC) is applied to the dual-supply asynchronous machine followed by the design of a sliding mode regulator in place of a PI regulator to obtain the reference torque .

Keywords: Dual-supply asynchronous machine, Direct torque control, Sliding mode control.

# Table des matières

Remerciement	
Résumé .....	I
Table des matières .....	II
Liste de figures .....	VII
Liste des tableaux .....	VIII
Liste des abréviations .....	IX
Introduction Générale .....	1
<b>Chapitre I. Etat de l'art et modélisation de la MADA</b>	
I.1. Introduction .....	4
I.2. Description De La Machine Asynchrone A Double Alimentation .....	4
I.3. Classification .....	5
I.3.1. Machine à double alimentation simple .....	5
I.3.2. Machine à double alimentation en cascade.....	6
I.3.3. Machine à double alimentation cascade à un repère.....	6
I.3.4. Machine à double alimentation sans collecteur .....	7
I.3.5. Machine à double alimentation sans balai .....	8
I.4. Principe de fonctionnement de la MADA .....	8
I.5. Domaines d'application de la MADA .....	10
I.6. Avantages et inconvénients de la MADA .....	10
I.5.1 Avantages de la MADA.....	10
I.5.2 Inconvénients de la MADA .....	11
I.6. Modélisation de la MADA et de son alimentation .....	11
I.7. Modèle Mathématique de la MADA .....	12
I.7.1. Hypothèses de simplification.....	12
I.7.2. Modèle effectif de la MADA .....	12
I.8. Application de la transformation de Park à la MADA .....	15
I.8.1. Mise en équation de la MADA dans le repère de Park.....	17
I.8.2.Équations des tensions .....	17
I.8.3.Équations des flux.....	18
I.8.4. Choix du référentiel .....	19
I.9. Modèle de la MADA dans le repère de Park sous forme d'état .....	21

I.10. Conclusion .....	23
<b>Chapitre II. Commande Directe de Couple de la MADA</b>	
II.1. Introduction .....	25
II.2. Principes de la commande directe du couple .....	25
II.3. Caractéristiques principales d'une commande directe du couple .....	26
II.3.1. Avantages de la DTC.....	26
II.3.2 - Inconvénients de la DTC L'existence de problèmes à basse vitesse .....	27
II.4. Stratégie de commande directe du couple (DTC) .....	27
II.5. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée .....	27
II.5.1. Contrôle du flux statorique .....	28
II.5.3. Choix du vecteur tension .....	31
II.6. Estimation du flux rotorique et du couple électromagnétique .....	32
II.7. Elaboration des tables de commutation.....	34
II.7.1 Table de commutation de la DTC à deux niveaux .....	34
II.8. Modèle de la MADA.....	35
II.8.1. Application de la DTC sur la MADA.....	36
II.8.2. Résultat de simulation .....	37
II.9. Conclusion.....	39
<b>Chapitre III. Commande par mode glissant</b>	
III.1. Introduction.....	41
III.2. Objectif de la commande par mode glissant .....	41
III.3. Principe de la commande par mode glissant.....	41
III.3.1 Notion de base du régime glissant.....	42
III.3.2. Domaine d'application du réglage par mode glissant .....	43
III.3.3. Les avantages de la commande par mode glissant.....	43
III.4. Conception de l'algorithme de commande par mode glissant .....	43
III .5. Condition d'existence et de convergence .....	46
III.5.1 Fonction directe de commutation .....	46
III.5.2 Fonction de LYAPUNOV .....	46
III .6. Détermination de la loi de commande .....	47
III.6.1. Calcul de la commande .....	47
III.6.2. Définition des grandeurs de commande .....	48

III.6.3. Commande de type relais (commande sign): .....	50
III.7. Application de la commande par mode de glissement à la MADA.....	51
III.7.1. Résultats de simulation.....	51
III.7.2. Elimination du phénomène de Chattering .....	52
III.8. Conclusion .....	53
<b>Chapitre IV. Commande DTC par mode glissant d'une MADA</b>	
IV.1. Introduction .....	55
IV.2. Commande DTC-Mode glissant.....	55
IV. 3. Simulation avec les mêmes paramètres (chapitre II).....	56
IV.4. Présentation de résultat de simulation .....	58
IV.4.Conclusion .....	59
Conclusion Générale.....	61
Bibliographies.....	63

## Liste de figures

Fig (I.1). Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.....	4
Fig (I.2). Schéma d'alimentation typique de la MADA.....	5
Fig (I.3). Schéma de principe de la machine à double alimentation simple.....	6
Fig (I.4). Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade.....	6
Fig (I.5). Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère.....	7
Fig (I.6). Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur.....	7
Fig (I.7). Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balai.....	8
Fig (I.8). Représentation schématique d'une machine asynchrone à double alimentation.....	13
Fig (I.9). Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.....	16
Fig (II.1). Elaboration du vecteur de tension rotorique à partir des états de commutation de l'onduleur.....	28
Fig (II.2). Évolution du vecteur flux rotorique dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ).....	29
Fig (II.3): Pilotage du vecteur flux rotorique à l'aide des vecteurs tensions rotoriques.....	30
Fig (II.4). La décomposition du vecteur flux rotorique dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ).....	30
Fig (II.5). Choix du vecteur de tension.....	31
Fig (II.6). Structure générale de la commande directe du couple de la MADA.....	36
Fig (II.7): La vitesse de la MADA avec DTC classique à deux niveaux avec $C_r=10$ N.m.....	37
Fig (II.8): Le couple avec DTC classique à deux niveaux avec $C_r=10$ N.m.....	37
Fig (II.9). Courants statoriques avec $C_r=10$ N.m.....	38
Fig (II.10). Courants rotoriques avec $C_r=10$ N.m.....	38
Fig (II.11). Evolution de flux statorique et rotorique par DTC-PI.....	39
Fig. (III.1). Glissement idéal.....	42
Fig. (III.2). Glissement réel.....	43
Fig (III.3). Linéarisation exacte de l'écart.....	45
Fig (III.4). Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....	47
Fig (III.5). Commande appliquée aux systèmes à structure variable.....	48
Fig (III.6). La valeur $v$ eq prise par la commande lors de la commutation entre V Max.....	49
Fig (III.7). Représentation de la fonction « Signe ».....	50
Fig (III.8). Schéma bloc de la structure de commande Par mode glissant.....	51
Fig (III.9). Réponses du système avec régulateur RMG.....	52

Fig (IV.1): La vitesse de la MADA avec DTC classique à deux niveaux avec $C_r=10$ N.m. ....	56
Fig (IV.2): Le couple avec DTC classique à deux niveaux avec $C_r=10$ N.m. ....	57
Fig (IV.3). Courants statoriques avec $C_r=10$ N.m.....	57
Fig (IV.4). Courants rotoriques avec $C_r=10$ N.m.....	58
Fig (IV.5). Evolution de flux statorique et rotorique par DTC-MG.....	58

## Liste des tableaux

Tableau (II.1). Table de commutation généralisée. ....	34
Tableau (II.2). Table de commutation du flux.....	34
Tableau (II.3). Table de commutation du couple. ....	35
Tableau (II.4). Table de commutation de la DTC avec vecteurs tension nuls. ....	35
Tableau (II.5). Table de commutation de la DTC avec vecteurs tension non nuls. ....	35

## Liste des abréviations

<b>a, b, c</b>	Variables exprimées dans le repère fixe triphasé.
<b>d, q</b>	Variables exprimées dans le repère (d,q) tournant à la vitesse synchrone.
<b><math>\alpha, \beta</math></b>	Variables exprimées dans le repère fixe biphasé ( $\alpha, \beta$ ).
<b>x, y</b>	Variables exprimées dans le repère rotorique biphasé (x, y).
<b>T<sub>s</sub></b>	La période d'échantillonnage.
<b>N</b>	Numéro de zone de position du flux statorique
<b><math>\epsilon\emptyset</math></b>	Erreur du flux.
<b><math>\epsilon\delta</math></b>	Erreur du couple.
<b><math>\mu</math></b>	Facteur d'appartenance des variables linguistiques.
<b>MADA</b>	Machine asynchrone. à double alimentation.
<b>DTC</b>	Acronyme de Direct torque control.
<b>(s)</b>	indice grandeurs statoriques
<b>d</b>	indice grandeurs liées à l'axe d
<b>Q</b>	indice grandeurs liées à l'axe q
<b><math>\alpha</math></b>	axe $\alpha$ du repère tournant ( $\alpha, \beta$ )
<b><math>\beta</math></b>	axe $\beta$ du repère tournant ( $\alpha, \beta$ )
<b>n</b>	grandeur nominale
<b>P</b>	nombre de paires de pôles
<b>R<sub>s</sub></b>	résistance statorique
<b>L<sub>s</sub></b>	inductance statorique
<b>R<sub>r</sub></b>	résistance rotorique
<b>L<sub>r</sub></b>	inductance rotorique
<b>L<sub>d</sub></b>	inductance directe
<b>L<sub>q</sub></b>	inductance transversale
<b>U<sub>c</sub></b>	tension d'entrée de l'onduleur
<b>V<sub>sd</sub></b>	tension statorique directe
<b>V<sub>sq</sub></b>	tension statorique transversale
<b>V<sub><math>\alpha</math></sub></b>	tension statorique sur l'axe $\alpha$
<b>V<sub><math>\beta</math></sub></b>	tension statorique sur l'axe $\beta$

<b>Isd</b>	courant statorique direct
<b>Isq</b>	courant statorique transversale
<b>Is<math>\alpha</math></b>	courant statorique sur l'axe $\alpha$
<b>Is<math>\beta</math></b>	courant statorique sur l'axe $\beta$
<b><math>\Phi</math>sd</b>	flux statorique direct
<b><math>\Phi</math>sq</b>	flux statorique transversale
<b><math>\Phi</math>s<math>\alpha</math></b>	flux statorique sur l'axe $\alpha$
<b><math>\Phi</math>s<math>\beta</math></b>	flux statorique sur l'axe $\beta$
<b>J</b>	moment d'inertie des pièces tournantes
<b><math>\Omega</math></b>	vitesse angulaire du moteur
<b>Ce</b>	couple électromagnétique
<b>Cr</b>	couple résistant
<b><math>\hat{x}</math></b>	Estimation de x
<b>Xref</b>	référence de x

## Introduction Générale

Depuis l'ère de l'industrialisation, les chercheurs ont été confrontés au "comment commander les machines électriques à des vitesses variables ?", Car les entraînements électriques exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité accrue, et un coût réduit.

Au 19<sup>ème</sup> siècle, ce problème a été résolu avec les moteurs à courant continu dont on peut modifier la vitesse de rotation de zéro à la vitesse maximale, et ceci en agissant sur la tension d'induit en gardant le flux d'induction constant. Cependant, la présence du système balais collecteur les pénalise: ces machines ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute aussi l'entretien que nécessite le collecteur.

Ces contraintes ont donc orienté la recherche dans le domaine de la vitesse variable vers les machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrones. Celles-ci ont, en effet, de nombreux avantages: coût de fabrication réduit, construction relativement simple, support des surcharges, vitesse de rotation plus élevée et n'exigent pas d'entretien permanent. L'inconvénient de cette catégorie de machines réside dans la complexité de leur fonctionnement, car elles se comportent comme des systèmes multi-variables, non linéaires et fortement couplés, d'où la difficulté de leur commande.

Grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable a connu ces dernières années un essor considérable qui a pallié les problèmes inhérents aux commandes des machines alternatives.

Il existe une nouvelle solution utilisant la machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier, il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation "MADA". En effet, un intérêt particulier et significatif est consacré à cette machine du fait des nombreux avantages qu'elle présente, à savoir : l'accessibilité au stator et au rotor, une grande plage de variation de la vitesse, une réduction de taille des convertisseurs. Certaines études font d'elle une sérieuse concurrente à plusieurs machines électriques, particulièrement la machine asynchrone à cage classique. Pourtant à première vue, la balance semble pencher tout de suite du côté de la machine à cage d'écureuil, en effet, la machine asynchrone à rotor bobiné est plus volumineuse (plus de cuivre), utilise des balais et nécessite plus de convertisseurs pour un fonctionnement moteur.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour le contrôle de la vitesse des machines électriques, et ce contrôle peut être réalisé de différentes manières et suivant différentes stratégies. La première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire très répandue pour sa

simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voies aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles. La commande vectorielle constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant, sa plage s'étend des petites puissances jusqu'aux entraînements de grandes puissances. Elle est l'évolution du contrôle scalaire tout en maintenant ses performances en régimes transitoires. La grande différence entre ces deux stratégies de commande réside dans le fait que pour un contrôle vectoriel, les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, la dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance paramétrique. Mais cette évolution de réglage et l'augmentation des performances en dynamique se payent chères.

Et c'est le fait qui a conduit d'autres chercheurs à trouver des commandes aussi performantes et moins coûteuses. Ces efforts ont été récompensés par l'introduction de la commande directe du couple (DTC), conçue essentiellement pour concurrencer sa précédente, elle a fait ses preuves mais elle n'était pas sans inconvénients. Grâce aux évolutions actuelles, beaucoup de travaux de recherches visent à développer les performances de ces deux grandes méthodes.

Parmi plusieurs types de commandes modernes qui ont attiré l'intention de beaucoup de chercheurs le long de ces dernières années, on trouve la commande par mode de glissement. L'intérêt récent accordé à cette commande est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs très performants.

L'objectif de ce travail est la réalisation de la stratégie d'une commande directe du couple mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation. Pour ce faire, on a opté pour le plan de travail constitué de quatre chapitres organisés comme suit:

Dans le premier chapitre, on présentera une étude générale de la machines Asynchrone à double alimentation , sa structure et sa modélisation.

Dans le deuxième chapitre, on présentera le principe de la commande directe de couple de la machine Asynchrone à double alimentation.

Ensuite et dans le troisième chapitre ont donné un présentation de la technique de commande par mode glissant

On termine par le quatrième chapitre avec l'application de la commande DTC-Mode glissant d'une MADA puis une étude comparative, et enfin une conclusion générale.

# **Chapitre I.**

**Etat de l'art et modélisation de la MADA**

# Chapitre I.

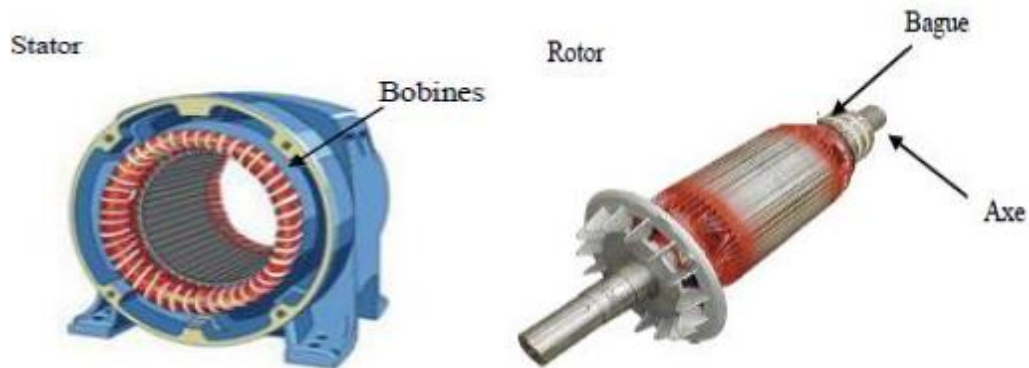
## Etat de l'art et modélisation de la MADA

### I.1. Introduction

Durant ces vingt dernières années, un intérêt particulier et significatif est consacré à l'étude de la machine asynchrone à double alimentation du fait des nombreux avantages qu'elles présentent à savoir: l'accessibilité au stator et au rotor, une grande plage de variation de la vitesse, une réduction la taille des convertisseurs. La machine asynchrone à double alimentation (MADA) a fait l'objet de vastes recherches dans les laboratoires d'électrotechnique depuis que les progrès tangibles ont été réalisés dans divers domaines tels que: les matériaux d'électrotechnique, l'informatique et l'électronique de puissance. L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation s'intéressant à son principe de fonctionnement, aux différentes Classification, ses inconvénients et ses avantages ainsi que ses domaines d'utilisation.

### I.2. Description De La Machine Asynchrone A Double Alimentation

La machine asynchrone à double alimentation possède un stator analogue à celui des machines triphasées à induction (asynchrone à cage ou synchrone) contenant le plus souvent des tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage court-circuitée et coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais constitué de trois bobinages placés en étoile de  $120^\circ$  dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne (Figure. I.1) [1].



*Fig (I.1). Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.*

Pour être classer comme machine à double alimentation il faut qu'il y ait des sources actives sur le stator et le rotor à la fois. Dans les systèmes modernes, une de ces sources est dérivée électroniquement, et peut être commandée pour fournir l'opération vitesse variable du système, soit comme un moteur ou un générateur. Le convertisseur de puissance est typiquement relié à l'enroulement du rotor. L'autre source (réseau) a typiquement une fréquence et une tension nominalement fixées, qui est habituellement un raccordement direct au stator (Figure. I.2) [2].

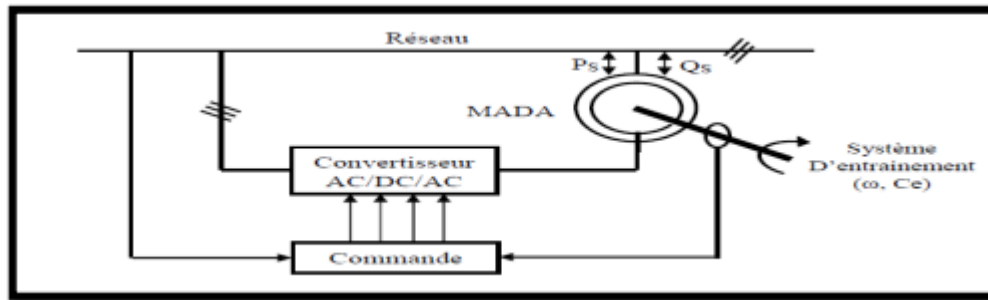


Fig (I.2). Schéma d'alimentation typique de la MADA.

### I.3. Classification

Dans la littérature du domaine des machines asynchrone à double alimentation, on trouvera la classification suivante [3], [4], [5], [6], [7] :

#### I.3.1. Machine à double alimentation simple

La machine à double alimentation simple (MADAS), est une machine asynchrone à rotor bobiné occupée par un système balais-bague (Single Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.4) illustre le schéma de principe de cette dernière, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, ainsi que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de la machine peut être contrôlé. Il faut noter que le convertisseur indiqué dans la figure peut être composé par un redresseur et un onduleur (conversion indirecte) ou bien peut être un cyclo-convertisseur (conversion directe) [3], [6], [7].

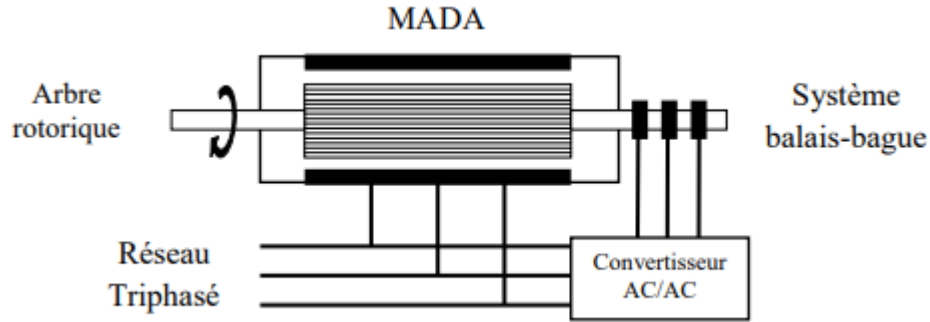


Fig (I.3). Schéma de principe de la machine à double alimentation simple.

### I.3.2. Machine à double alimentation en cascade

Cette machine est constituée de deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement, (Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (1.4) présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées [4].

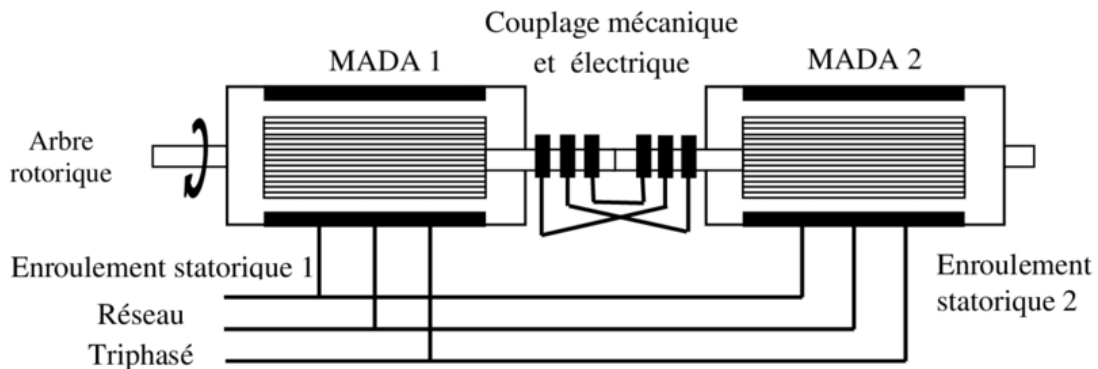


Fig (I.4). Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade.

### I.3.3. Machine à double alimentation cascade à un repère

La machine à double alimentation cascade à un repère consiste de deux machines asynchrones à cage connectés mécaniquement, (Single Frame Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.5) présente le schéma de principe, tel que le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté à celui-ci par l'intermédiaire d'un convertisseur alternatif-alternatif [4].

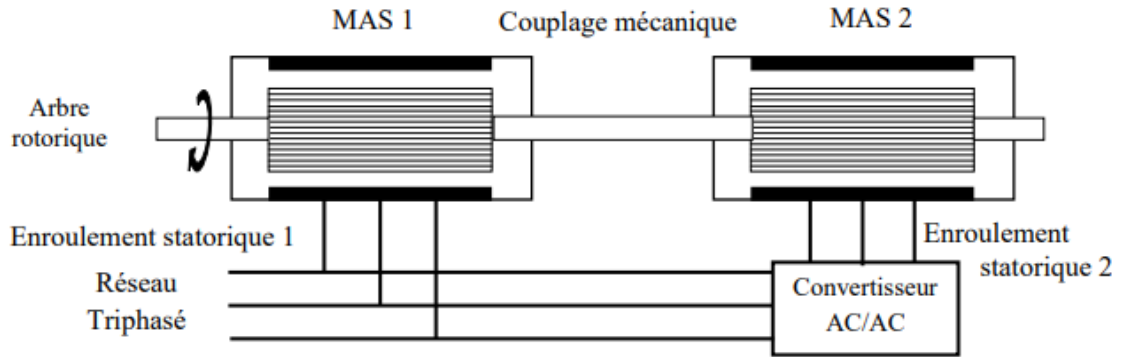


Fig (I.5). Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère.

### I.3.4. Machine à double alimentation sans collecteur

Cette machine est constituée par deux enroulements prolongés dans un seul stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre par un convertisseur AC/AC, figure (I.6). Ce type de machine consiste de deux enroulements statoriques ayant des nombres de paires de pôles différents ; ainsi que celui du rotor doit être la somme de ces deux nombres de paires de pôles

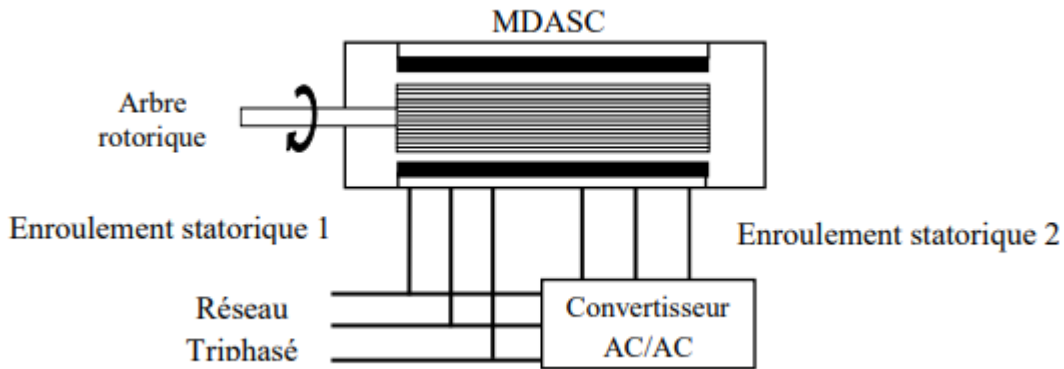


Fig (I.6). Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur.

Parmi les types les plus connus de machine à double alimentation sans collecteur, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable (Doubly Fed Reluctance Machine) qui consiste à un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans collecteur et un rotor basé sur le principe de la réluctance (entrefer variable). Cette dernière est caractérisée par un flux d'entrefer pulsatoire [4].

### I.3.5. Machine à double alimentation sans balai

L'idée de la machine à double alimentation sans balais BDFIM (Brushless Doubly Fed Induction Machine) a été pour la première fois mise en évidence par Steinmetz à la fin du 19<sup>ème</sup> siècle. Le schéma de montage d'un tel système est montré dans la figure (I.8) où deux machines à rotor bobiné ont été calées sur le même axe. Les enroulements statotiques des deux machines sont reliés au réseau, alors que les enroulements rotoriques sont interconnectés entre eux et par conséquent les bagues sont de facto éliminées. La puissance de glissement de la première machine est donc employée pour exciter la deuxième machine. Ce concept élégant a longtemps été dans les perspectives des concepteurs comme solution efficace pour les applications des grandes puissances [4].

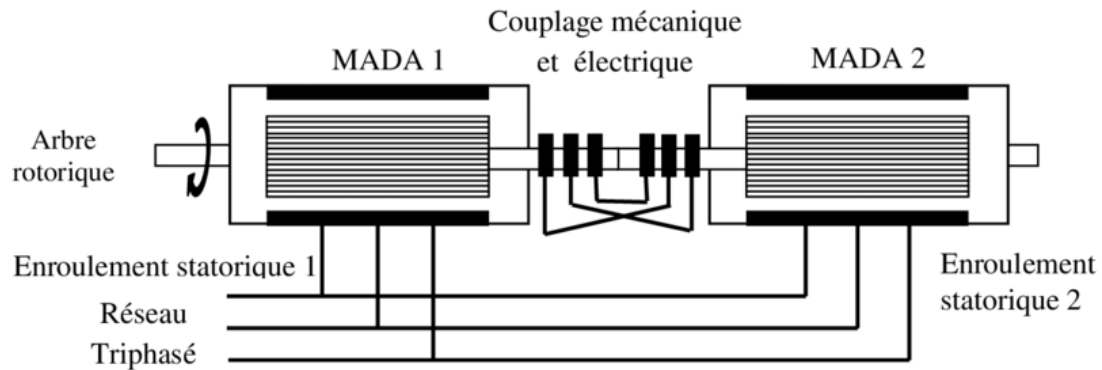


Fig (I.7). Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balai.

D'après cette classification illustrée, on constate que la machine à double alimentation simple (MADAS), représente une construction établie par rapport aux autres types de machines. Economiquement, il est difficile de prévoir quel type de machine à double alimentation sera finalement réussi. Cependant, la machine à double alimentation à réluctance variable (MDARV), qui est analogue à la machine à double alimentation simple par sa commande et son modèle reste la plus attractive par beaucoup de chercheurs [3].

### I.4. Principe de fonctionnement de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation que nous allons étudier est une machine asynchrone à bobinage  $m_1$ phasé stator, à rotor bobiné  $m_1$ phasé muni de bagues. La seule différence avec la machine asynchrone d'induction est que le secondaire (rotor) n'est pas mis en court-circuit [8].

- **A l'arrêt**

Si le stator est le seul alimenté par induction, les f.é.m. agissantes au secondaire l'existent, mais les circuits secondaires étant ouverts, il n'y a pas de courant de circulation au secondaire. Aucun couple n'existe dans cette machine. Le rotor reste à l'arrêt. La pulsation des f.é.m. agissantes au secondaire est alors  $w_s$ .

Donc la machine se comporte comme un transformateur, avec le rotor bloqué, mais de plus comme déphaseur par réglage de  $\theta_0$  (retard de l'amorçage d'un thyristor) en décalant le rotor et comme changeur du nombre de phases si  $m_1$  stator  $\neq m_2$  rotor [8].

- **en rotation**

Le stator alimenté à fréquence constante  $f_s$  donne un champ tournant à la vitesse angulaire électrique  $w_s$ . Deux fonctionnements sont possibles:

- Si l'on fait maintenant tourner le rotor à  $\omega$ , alors les f.é.m agissantes au secondaire sont de pulsation  $(w_s - w)$  ou  $(w_s + w)$  selon le sens de rotation. La machine fonctionne comme un générateur fournissant au secondaire une pulsation  $w_s$  déterminée pour chaque vitesse de rotation. C'est un générateur à fréquence variable en fonction de la vitesse de rotation du rotor. À partir des bagues, on dispose d'un générateur polyphasé de pulsation  $w_r = (w_s \pm w)$ .
- Si au contraire, sans entraîner le rotor en rotation, on injecte par les bagues des courants polyphasés de pulsation  $w_r$ , la machine fonctionne comme un moteur. Pour  $w_r = w_s$  le rotor est à l'arrêt. Dès que  $w_r$  est légèrement différent de  $w_s$ , la machine se met en rotation dans un sens ou dans l'autre selon que  $w_r$  soit  $<$  ou  $>$  à  $w_s$ . Par contre, si  $w_r$  est très différent de  $w_s$  la machine ne peut pas démarrer. Comme pour la machine synchrone, il doit y avoir « accrochage » et il peut y avoir « décrochage ». Excitée en continu avec  $w_r = 0$  c'est d'ailleurs une machine synchrone [8].

**Remarque:** Les deux champs stator et rotor créent un couple instantané. Ce couple est moteur si  $w_r$  et  $w_s$  sont voisins. Ce couple est pulsatoire si  $w_r$  et  $w_s$  sont très différents, d'où la nécessité d'un autopilotage de  $w_r = w_s - w$  si  $w_r$  et  $w_s$  sont imposées. Un fonctionnement en double alimentation avec autopilotage est différent. Imposant  $w_r$ , la pulsation statorique  $w_s$  est déterminée et imposée en tenant compte de la rotation mesurée du

rotor en réalisant  $w_s = w_r + w$ . Il n'y a plus de décrochage. On retrouvera ce type de fonctionnement dans la cascade hyposynchrone [8].

## **I.5. Domaines d'application de la MADA**

Actuellement la machine asynchrone double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles, grâce à ces nombreux avantages. En effet, la MADA est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens. De plus, le fonctionnement en générateur présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [9].

Telles que:

- Les générateurs des réseaux de bord des navires ou des avions.
- Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variable.
- Les groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telles que:

- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines.
- La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime.
- Et enfin l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc.

## **I.6. Avantages et inconvénients de la MADA**

Nous introduisons succinctement dans ce paragraphe les avantages et les inconvénients de la Machine Asynchrone à Double Alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable.

### **I.5.1 Avantages de la MADA**

Parmi ses nombreux avantages, nous citons [10], [11] :

- ✓ La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- ✓ Le partage des fréquences entre le stator et le rotor : en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les

deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement. De plus, l'alimentation de la machine par deux onduleurs va nous permettre de travailler autour de l'arrêt à des fréquences relativement élevées évitant ainsi un déclassement des convertisseurs tout en maintenant un couple à l'arrêt.

✓ La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine, nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.

✓ Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation.

### **I.5.2 Inconvénients de la MADA**

✗ Machine plus volumineuse que celle à cage. Généralement, elle est plus longue à causes des balais.

✗ Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).

✗ Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage. Nous soulignons que des études récentes, tenant compte de la chute du prix du silicium, donnent maintenant un petit avantage à la MADA.

## **I.6. Modélisation de la MADA et de son alimentation**

La modélisation de la machine électrique est une étape primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels, permettant de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Le modèle classique de la machine asynchrone correspondant au schéma monophasé équivalent, n'est valable qu'en régime sinusoïdale à fréquence fixe au stator, pour étudier son comportement à une fréquence variable et avec des signaux fournis par les convertisseurs statiques qui ne sont pas sinusoïdaux, il faut faire appel à un modèle plus compliqué; on considère que chaque armature triphasée statorique et rotorique peut être représentée par une armature diphasée équivalente à l'aide de la transformation de PARK, chaque armature diphasée est donc représentée par deux enroulements identiques placés sur deux axes en quadrature.

## **I.7. Modèle Mathématique de la MADA**

Mathématiquement, les machines électriques sont représentées par des modèles entres/sorties sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variable d'état. Ce modèle mathématique a pour but de simplifier l'étude de la machine, il est basé sur la transformation des enroulements de la machine originale en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon des axes fictifs. Cette transformation a pour effet de rendre les inductances propres et mutuelles du modèle indépendantes de la rotation [12].

### **I.7.1. Hypothèses de simplification**

Pour simplifier l'étude de la asynchrone idéalisée machine, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes [12]:

- ❖ La parfaite symétrie de la machine tant magnétique qu'électrique.
- ❖ Les forces magnétomotrices créent par chaque phase du stator ou rotor ont une répartition sinusoïdale.
- ❖ L'effet de la variation de la température sur les résistances statorique et rotorique est négligeable.
- ❖ On néglige l'effet de peau.
- ❖ L'entrefer est constant.
- ❖ Le circuit magnétique non saturé et perméabilité constant.
- ❖ Les pertes ferromagnétiques négligeables.

### **I.7.2. Modèle effectif de la MADA**

La machine asynchrone à double alimentation peut être modélisée par six équations électriques et une seule équation mécanique qui concerne la dynamique du rotor. Elle peut être schématisée par la figure (II.1).

Les phases sont désignées par a, b, c pour le stator et A, B, C pour le rotor. L'angle électrique  $\theta$  définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

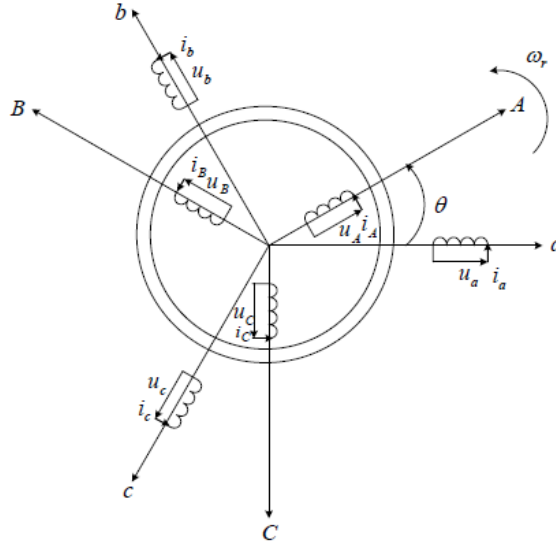


Fig (I.8). Représentation schématique d'une machine asynchrone à double alimentation.

### 2.3.Équations électriques de la MADA

Les enroulements illustrés par la figure (I.1) obéissent aux équations électriques qui s'écrivent sous la forme matricielle suivante.

$$[U_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad (I.1)$$

$$[U_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + \frac{d[\phi_{ABC}]}{dt} \quad (I.2)$$

Où:

$R_s$  : est la résistance d'une phase statorique ;

$R_r$  : est la résistance d'une phase rotorique.

Les matrices suivantes représentent respectivement :

$$[U_{abc}] = [U_a U_b U_c]^t : \text{le vecteur des tensions statoriques ;}$$

$$[i_{abc}] = [i_a i_b i_c]^t : \text{le vecteur des courants statoriques ;}$$

$$[\phi_{abc}] = [\phi_a \phi_b \phi_c]^t : \text{le vecteur des flux statoriques.}$$

On définit de même, par changement d'indices, les vecteurs rotoriques :

$$[U_{ABC}] = [U_A U_B U_C]^t : \text{le vecteur des tensions rotoriques ;}$$

$$[i_{ABC}] = [i_A i_B i_C]^t : \text{le vecteur des courants rotoriques ;}$$

$$[\phi_{ABC}] = [\phi_A \phi_B \phi_C]^t : \text{le vecteur des flux rotoriques.}$$

Les équations des flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques, sont données par les expressions suivantes :

✓ **Pour le stator :**

$$[\phi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [L_{sr}][i_{ABC}] \quad (I.3)$$

✓ **Pour le rotor :**

$$[\phi_{ABC}] = [L_r][i_{ABC}] + [L_{sr}][i_{abc}] \quad (I.4)$$

Où :  $[L_s]$  est la matrice des inductances statoriques, elle est donnée par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix}$$

$[L_r]$  est la matrice des inductances rotoriques, elle est donnée par :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix}$$

Et  $[L_{sr}]$  est la matrice des inductances mutuelles, entre le stator et le rotor, elle est donnée par:

$$[L_{sr}] = L_{aA} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix}_{AB}$$

Avec :

$L_{aa}$  : C'est l'inductance propre d'une phase statorique ;

$L_{ab}$  : C'est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques ;

$L_{AA}$  : C'est l'inductance propre d'une phase rotorique ;

$L_{AB}$  : C'est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques ;

$L_{aA}$  : C'est l'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

En introduisant les équations (I.3) et (I.4) dans les équations (I.1) et (I.2) respectivement, on obtient :

$$[U_{abc}] = R_s[i_{abc}] + [L_s] \frac{d[i_{abc}]}{dt} + \frac{d([L_{sr}][i_{ABC}])}{dt} \quad (I.5)$$

$$[U_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + [L_r] \frac{d[i_{ABC}]}{dt} + \frac{d([L_{sr}]^T [i_{abc}])}{dt} \quad (I.6)$$

La dernière relation importante complétant le modèle de la machine asynchrone à double alimentation, est l'équation fondamentale mécanique décrivant la dynamique du rotor [13]. Cette équation est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f_r \Omega_r = C_{em} - C_r \quad (I.7)$$

Où :

J : est le moment d'inertie du rotor de la machine en (kg.m<sup>2</sup>) ;

$\Omega_r$  : est la vitesse angulaire mécanique du rotor en (rad/s) ;

Avec :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$$

Tel que :

p : est le nombre de paires de pôles ;

$\Omega_r$  : est la vitesse angulaire électrique de rotation du rotor ;

$f_r$  : est le coefficient de frottement en (N.m.s/rd) ;

$C_{em}$  : est le couple électromagnétique en (N.m) ;

$C_r$  : est le couple résistant en (N.m).

Le modèle réel de la machine asynchrone à double alimentation est composé d'un ensemble d'équations différentielles ordinaires à coefficients variables en fonction de l'angle de rotation  $\theta$  (voir la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor). On utilise la transformation de Park qui permet d'obtenir un système d'équations à coefficients constants, en transformant les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents.

## **I.8. Application de la transformation de Park à la MADA**

Transformation de Park consiste à transformer un système d'enroulements triphasés d'axes a, b, c, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice. La composante homopolaire intervient pour équilibrer le système transformé, c'est-à-dire, elle ne participe pas à la création de cette fmm de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d,q). La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices

égales. Ceci conduit à la conservation de puissances instantanées et la réciprocité des inductances mutuelles, et permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé, qui reste invariable pour la machine réelle [14]. Le schéma de la figure (II.2) montre le principe de la transformation de Park appliquée à la machine asynchrone à double alimentation.

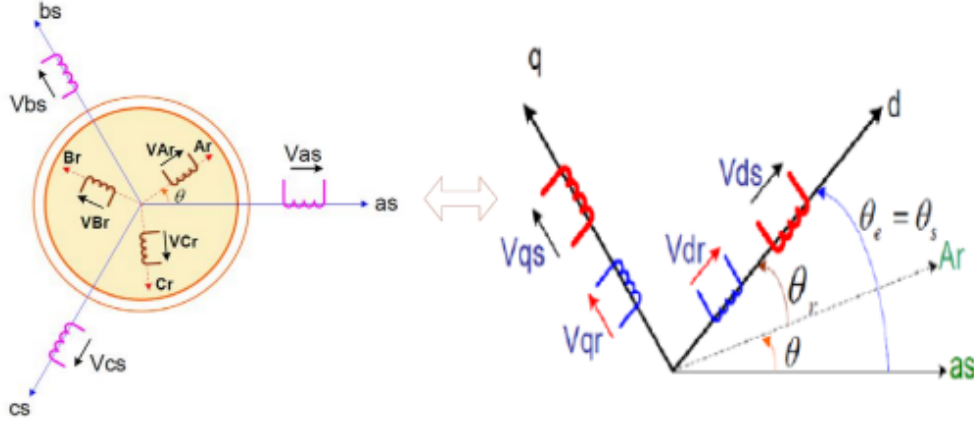


Fig (I.9). Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA

Où :

$\theta$  : est l'angle entre l'axe rotorique A et l'axe statorique a ;

$\theta_r$  : est l'angle entre l'axe rotorique A, et l'axe de Park direct d ;

$\theta_s$  : est l'angle entre l'axe statorique a, et l'axe de Park direct d ;

$\omega_a$  : est la vitesse angulaire du système d'axes (d, q) ;

$\omega_r$  : est la vitesse angulaire électrique rotorique.

Grâce à cette transformation, on définit une matrice unique appelée matrice de Park donnée par :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Les grandeurs statoriques et rotoriques dans le repère de Park sont exprimées en utilisant les deux transformations suivantes :

- **Pour le stator :**

$$[X_{dqo}]_s = [A_s][X_{abc}] \quad (I.8)$$

- **Pour le rotor:**

$$[X_{dqo}] = [A_r][X_{ABC}] \quad (I.9)$$

Telle que X est une grandeur qui peut être une tension U, un courant I, ou un flux  $\phi$ .

Avec :

$$[A_s] = [A(\psi = \theta_s)] \text{ et } [A_r] = [A(\psi = \theta_r)].$$

### I.8.1. Mise en équation de la MADA dans le repère de Park

Dans le repère de Park, on a les transformations suivantes:

- **Pour les tensions:**

$$[U_{dqo}]_s = [A_s][U_{abc}] \quad (I.10)$$

$$[U_{dqo}]_r = [A_r][U_{ABC}] \quad (I.11)$$

- **Pour les courants :**

$$[i_{dqo}] = [A_s][i_{abc}] \quad (I.12)$$

$$[i_{dqo}] = [A_r][i_{ABC}] \quad (I.13)$$

- **Pour les flux :**

$$[\phi_{dqo}]_s = [A_s][\phi_{abc}] \quad (I.14)$$

$$[\phi_{dqo}] = [A_r][\phi_{ABC}] \quad (I.15)$$

### I.8.2.Équations des tensions

Pour le stator, on a:

$$[U_{abc}] = R_s[i_{abc}] + \frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad (I.16)$$

En multipliant l'équation (I.16) par la matrice  $[A_s]$ , il vient :

$$[A_s][U_{abc}] = [A_s]R_s[i_{abc}] + [A_s]\frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad (I.17)$$

Alors:

$$[U_{dqo}] = R_s[i_{dqo}] + [A_s]\frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad (I.18)$$

Le développement de l'équation (I.18) donne:

$$U_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_a \phi_{qs} \quad (I.19)$$

$$U_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \omega_a \phi_{ds} \quad (\text{I.20})$$

$$U_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt}$$

(I.21)

Où :  $\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt} \omega_a = \frac{d\theta_s}{dt}$  est la vitesse angulaire du système d'axes (d,q).

En procédant d'une façon analogue à celle du stator, on trouve pour le rotor :

$$U_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \phi_{qr} \quad (\text{I.22})$$

$$U_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \phi_{dr} \quad (\text{I.23})$$

$$U_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \quad (\text{I.24})$$

### I.8.3.Équations des flux

Pour le stator, en multipliant l'équation (I.3) par  $[A_s]$   $[A_s]$  on trouve :  $[A_s][\phi_{abc}] = [A_s][L_s][i_{abc}] + [A_s][L_{sr}][i_{ABC}]$

$$[A_s] [\phi_{abc}] = [A_s] [L_s] [i_{abc}] + [A_s] [L_{sr}] [i_{ABC}] \quad (\text{I.25})$$

Donc :

$$[\phi_{dqo}] = [A_s] [L_s] [i_{abc}] + [A_s] [L_{sr}] [i_{ABC}] \quad (\text{I.26})$$

Après la simplification, on trouve :

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \quad (\text{I.27})$$

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \quad (\text{I.28})$$

$$\phi_{os} = L_s i_{os}$$

(I.29)

Pour le rotor, et de la même manière, on trouve :

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \quad (\text{I.30})$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \quad (\text{I.31})$$

$$\phi_{or} = L_r i_{or}$$

(I.32)

Avec :

$L_s = L_{aa} - L_{ab}$  : est l'inductance cyclique statorique ;

$L_{os} = L_{aa} + 2 L_{ab}$  : est l'inductance homopolaire statorique ;

$M = \frac{2}{3} L_{aA}$  : est l'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor ;

$L_r = L_{AA} - L_{AB}$  : est l'inductance cyclique rotorique ;

$L_{or} = L_{AA} + 2 L_{AB}$  : est l'inductance homopolaire rotorique

Jusqu'à maintenant, le modèle de Park n'est pas complètement défini, puisque la vitesse de rotation  $\omega_a$  du repère (d,q) par rapport au stator est quelconque. Les équations des tensions sont affectées, par le choix du référentiel, c'est-à-dire de la vitesse de rotation  $\omega_a$ .

#### **I.8.4. Choix du référentiel**

En général, l'étude du comportement dynamique des machines électriques peut se faire suivant la transformation de Park pour différents référentiels. Le choix du référentiel s'effectue suivant le phénomène à étudier et les simplifications offertes par ce choix. Trois types de référentiels sont intéressants en pratique:

- **Référentiel lié au stator:** Ce référentiel est appelé aussi système d'axes ( $\alpha, \beta$ ). Dans ce cas, ( $\omega_a = 0$ ). Ce système est utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines électriques [13]. Les équations électriques de la machine deviennent:

**Au stator:**

$$U_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \quad (I.33)$$

$$U_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \quad (I.34)$$

$$U_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \quad (I.35)$$

**Au rotor:**

$$U_{dr} = R_s i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega_r \phi_{qr} \quad (I.36)$$

$$U_{qr} = R_s i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} \quad (I.37)$$

$$U_{or} = R_s i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \quad (I.38)$$

- **Référentiel lié au rotor :** Dans ce cas, le système d'axes (d,q) est immobile par rapport au rotor et tourne avec la vitesse ( $\omega_a = \omega_r$ ). Ce système d'axes est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [13].

Les équations électriques de la machine dans ce référentiel deviennent:

**Au stator :**

$$U_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \phi_{qs} \quad (I.39)$$

$$U_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_{ds} \quad (I.40)$$

$$U_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \quad (I.41)$$

**Au rotor:**

$$U_{dr} = R_s i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \quad (I.42)$$

$$U_{qr} = R_s i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \quad (I.43)$$

$$U_{or} = R_s i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \quad (I.44)$$

**-Référentiel lié au champ tournant:**

Ce référentiel est appelé aussi système d'axes(X,Y) il tourne avec la vitesse du champ électromagnétique, c'est-à-dire( $\omega_a = \omega_s$ ) les équations électriques deviennent :

**Au stator:**

$$U_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \quad (I.45)$$

$$U_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \quad (I.46)$$

$$U_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \quad (I.47)$$

**Au rotor:**

$$U_{dr} = R_s i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \quad (I.48)$$

$$U_{qr} = R_s i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \quad (I.49)$$

$$U_{or} = R_s i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \quad (I.50)$$

#### I.8.4 Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park

Pour étudier les phénomènes transitoires (démarrage, freinage, variation de la charge) avec une vitesse rotorique variable, il faut ajouter l'équation du mouvement (2.7) au système d'équations différentielles modélisant la machine [16].

La forme générale du couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée modélisée dans le repère de Park est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{3pM}{2L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) = \frac{3p}{2} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (I.51)$$

#### I.9. Modèle de la MADA dans le repère de Park sous forme d'état

Pour la machine asynchrone à double alimentation les variables de contrôle sont les tension statorique et rotorique. En considérant les courants statorique et rotorique comme des vecteurs d'état, alors le modèle de la MADA est par l'équation d'état suivante[17]:

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = A.X + B.U \quad (I.52)$$

Avec:

X : Vecteur d'état.

A : Matrice d'évolution d'état du système.

B : Matrice de commande.

U : Vecteur du système de commande.

Où:

$$X = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T ;$$

$$U = [V_{sd} \ V_{sq} \ V_{rd} \ V_{rq}]^T ;$$

Pour le représentation matriciel:

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\
 & + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \\
 & \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\
 & + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \tag{I.53}
 \end{aligned}$$

On pose:

$$\begin{aligned}
 [L] &= \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \\
 [Z] &= \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Alors l'équation (I.33) dévient:

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} U \tag{I.54}$$

Par analogie de l'équation (2.48) avec l'équation II.45 on trouve:

$$A = [L]^{-1} [Z]$$

$$B = [L]^{-1}$$

La matrice  $[Z]$  peut être écrite comme suit:

Dans le but de simplifier la réalisation par SIMULINK/MATLAB la matrice  $[Z]$  peut être décomposée de la forme suivante:

$$[Z] = -[Z_1] - \omega_s \cdot [Z_2] + \omega_s \cdot [Z_3]$$

Avec :

$$[Z_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [Z_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}, [Z_3] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & M \\ -L_s & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

### ✓ Expressions des Puissances Active et réactive

Les expressions des puissances active et réactive sont données par:

$$P_s = v_{sd} \cdot i_{sd} - v_{sq} \cdot i_{sq}$$

$$Q_s = v_{sq} \cdot i_{sd} - v_{sd} \cdot i_{sq}$$

(I.55)

### I.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait un état de l'art sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Nous avons présenté une étude sur son fonctionnement en moteur ainsi que ses domaines d'application, ses avantages et ses inconvénients.

Et dans ce chapitre nous avons traité l'aspect modélisation et commande de la machine sans alimentation, L'étude de modélisation nous a permis d'élaborer un modèle mathématique simple et adéquat pour commander la machine asynchrone à double alimentation.

La simplicité de sa commande et sa souplesse de reconfiguration lui a associée le surnom d'une « Machine Généralisée»

## **Chapitre II.**

### **Commande Directe de Couple de la MADA**

# Chapitre II.

## Commande Directe de Couple de la MADA

### II.1. Introduction

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

Apparue au milieu des années 80, dans la littérature sous le nom de DTC (Direct Torque Control), a été proposée par les deux chercheurs I. Takahashi et Depenbrock [18].

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 électromagnétique 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 [18]. Cette technique implique un fonctionnement de l'onduleur à deux niveaux standard avec une fréquence de commande variable parfois élevée et incompatible avec des applications forte puissance du fait du niveau des pertes par commutation [19].

Dans ce chapitre, nous proposons une commande par DTC de la MADA. Cette commande est ensuite simulée sur Matlab/Simulink.

### II.2. Principes de la commande directe du couple

L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont: Le flux rotorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux rotorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de

commutation dans l'onduleur [20]. Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.[21].

### II.3. Caractéristiques principales d'une commande directe du couple

Les caractéristiques générales d'une commande directe du couple sont:

- La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur;
- La commande indirecte des intensités et tensions de la machine;
- L'obtention des flux et des courants proches des formes sinusoïdales;
- La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide;
- L'existence des oscillations du couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis;
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

Cette méthode de commande présente différents avantages et inconvénients qui sont cités cidessous:

#### II.3.1. Avantages de la DTC

- ✓ Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator;
- ✓ Utilise un modèle simplifié de la machine;
- ✓ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI);
- ✓ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle;
- ✓ Elle exige deux comparateurs à hystérésis, tandis que la commande vectorielle indirecte exige 4 régulateurs PI et un modulateur de PWM;
- ✓ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux est nécessaire;
- ✓ La réponse dynamique du couple est très rapide;
- ✓ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques;
- ✓ Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition.

### II.3.2 - Inconvénients de la DTC L'existence de problèmes à basse vitesse

- ✗ La nécessité de disposer des estimations de flux et du couple;
- ✗ L'existence des oscillations au niveau du couple;
- ✗ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des comparateurs à hystérésis).

### II.4. Stratégie de commande directe du couple (DTC)

La commande directe du couple est basée sur l'algorithme proposé par TAKAHASHI [23]:

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée  $T_e$ .
- Pour chaque période, on mesure les courants et les tensions de ligne.
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique.
- L'estimation de couple électromagnétique de la MADA est alors possible grâce à l'estimation de flux et aux mesures des courants de ligne.
- L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduit dans un régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie la variable binaire  $c_{flx}$ .
- L'erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduit dans un régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie la variable binaire  $c_{cpl}$ .

### II.5. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée

Dans le plan complexe constitué des axes  $(\alpha, \beta)$ , le vecteur tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante:

$$\bar{V}_r = V_{r\alpha} + jV_{r\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} \left( S_a + e^{\frac{j2\pi}{3}} S_b + e^{\frac{j4\pi}{3}} S_c \right) \quad (\text{II.1})$$

Les différentes combinaisons des 3 grandeurs  $(S_a, S_b, S_c)$  permettent de générer huit ( $2^3$ ) positions du vecteur  $\bar{V}_r$  dont deux correspondants aux vecteurs nuls  $(S_a S_b S_c) = (111)$  ou  $(000)$ , où les trois

interrupteurs du haut (ou du bas) du convertisseur sont actifs en même temps

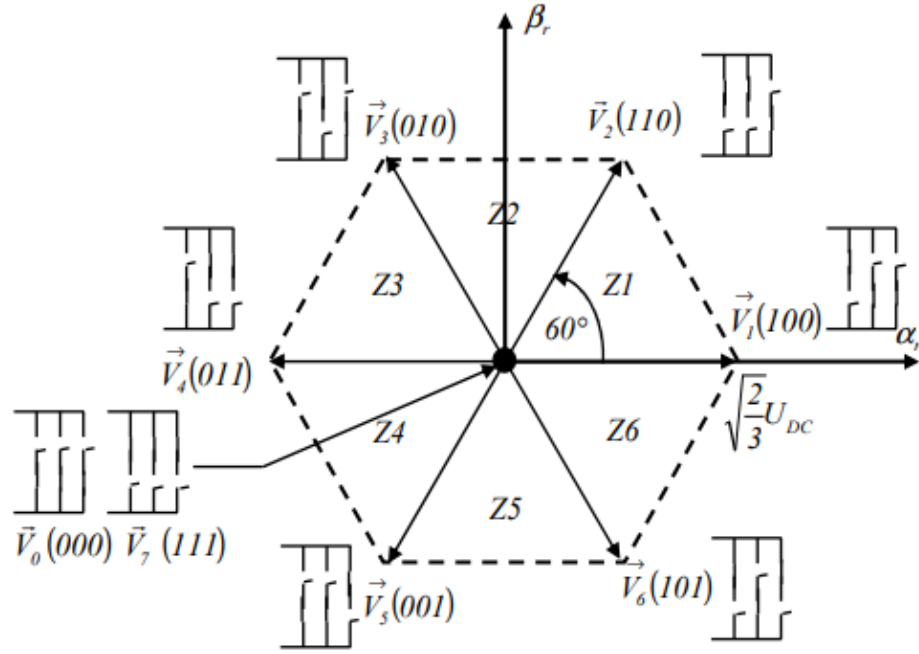


Fig (II. 1). Elaboration du vecteur de tension rotorique à partir des états de commutation de l'onduleur.

### II.5.1. Contrôle du flux statorique

A partir du modèle de la MADA dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique [24] :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (\text{II.3})$$

Côté rotor:

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (\text{II.4})$$

A partir de l'expression (II.4), le flux rotorique de la MADA est donnée par :

$$\bar{\Phi}_r = \int_0^t \bar{V}_r - R_r \bar{I}_r dt \quad (\text{II.5})$$

La chute de tension due à la résistance du rotor ( $R_r I_r$ ) peut être négligée par rapport à la tension  $V_r$  (ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée), on trouve alors :

$$\bar{\Phi}_r = \bar{\Phi}_{r0} + \int_0^t \bar{V}_r dt \quad (\text{II.6})$$



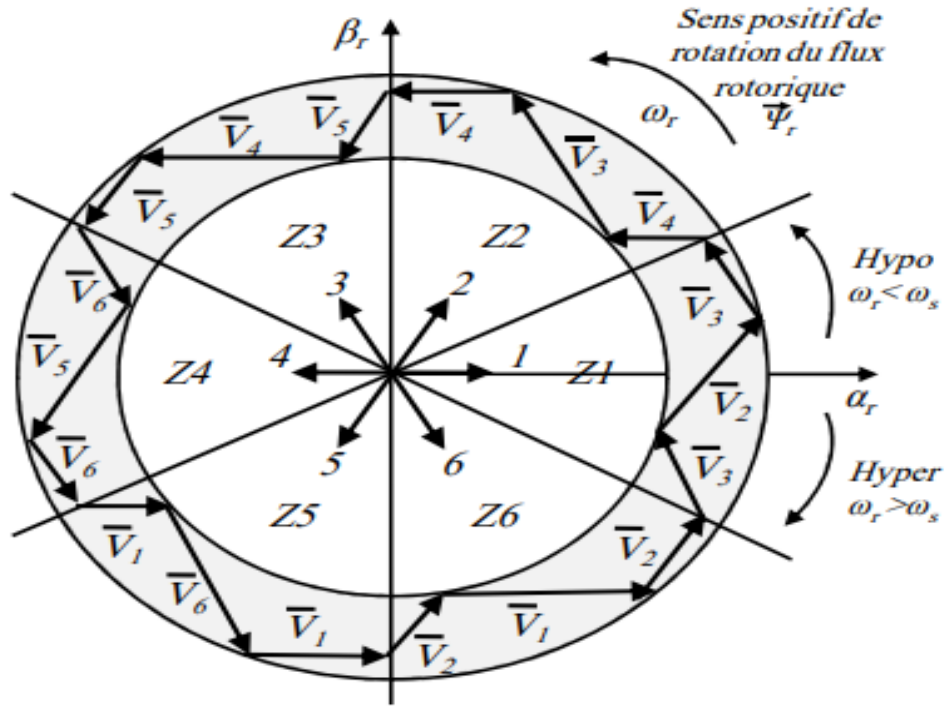


Fig (II.3): Pilotage du vecteur flux rotorique à l'aide des vecteurs tensions rotoriques.

### II.5.2. Contrôle du couple

Le passage des vecteurs de commutation vers la commande s'est d'abord fait suite à l'observation de la figure (II.4).

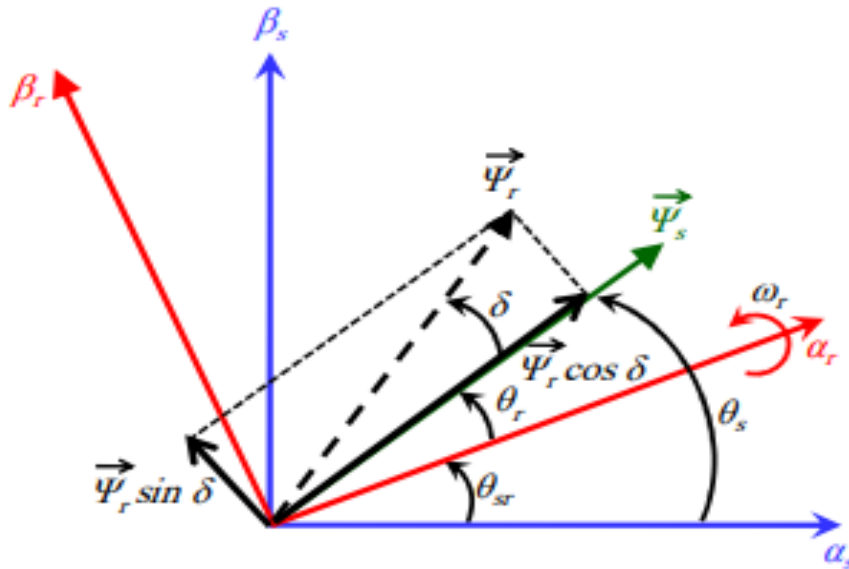


Fig (II.4). La décomposition du vecteur flux rotorique dans le plan  $(\alpha-\beta)$ .

L'interaction entre le flux statorique et rotorique produit un couple électromagnétique proportionnel à l'angle  $\delta$  entre les deux vecteurs où il sera maximal lorsque les deux vecteurs seront parfaitement en quadrature selon l'équation (II.8) :

$$C_{em} = -\frac{3}{2}p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\overline{\Phi}_s| |\overline{\Phi}_r| \sin \delta \quad (II.8)$$

### II.5.3. Choix du vecteur tension

Le choix du vecteur tension  $\overline{V}_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique  $\overline{\Phi}_s$ , de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple [21].

L'espace d'évolution du flux est divisé en six zone appelées secteurs, telle que représentées sur la figure (II.5). Lorsque le flux  $\overline{\Phi}_s$  se trouve dans une zone  $i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants [21] [26] :

- Si  $V_2$  est sélectionné alors  $\Phi_r$  croit et  $C_{em}$  croit.
- Si  $V_3$  est sélectionné alors  $\Phi_r$  croit et  $C_{em}$  décroît.
- Si  $V_5$  est sélectionné alors  $\Phi_r$  décroît et  $C_{em}$  croit.
- Si  $V_6$  est sélectionné alors  $\Phi_r$  décroît et  $C_{em}$  décroît.

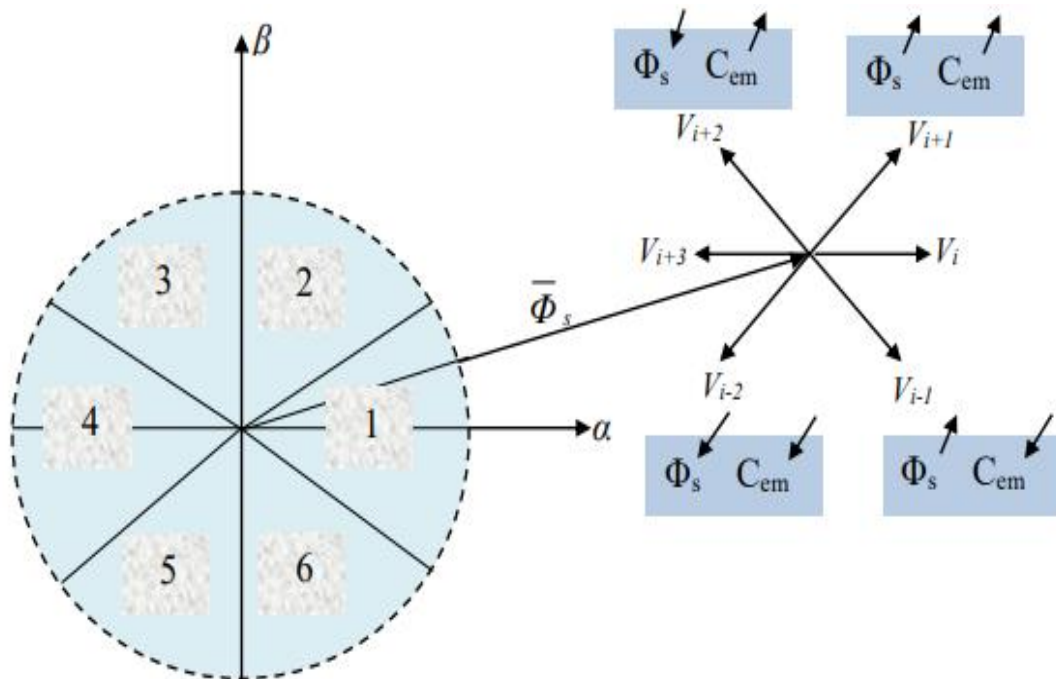


Fig (II.5). Choix du vecteur de tension.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone  $i$ . En effet, en début de la zone, les vecteurs  $\vec{v}_{r\alpha}$  et  $\vec{v}_{r\beta}$  sont perpendiculaires à  $\vec{\Phi}_r$  d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs  $\vec{v}_{r\alpha}$  et  $\vec{v}_{r\beta}$ , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\vec{\Phi}_r$  en début de la zone, alors qu'en fin de la zone c'est le contraire [21].

Quel que soit le sens d'évolution de flux ou du couple, dans la zone  $i$ , les deux vecteurs  $\vec{v}_{r\alpha}$  et  $\vec{v}_{r\beta}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ces deux vecteurs provoquent une forte croissance du flux mais son effet sur le couple dépend de la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension statorique à la sortie de l'onduleur est déduite des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur  $\vec{\Phi}_r$  [26].

Un estimateur de  $\vec{\Phi}_r$  en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires [26].

## II.6. Estimation du flux rotorique et du couple électromagnétique

Le défi de la commande directe du couple et de flux consiste à obtenir une estimation fiable de la valeur instantanée du couple, du flux ainsi que de l'angle du flux rotorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces grandeurs.

L'estimation du flux rotorique peut être effectuée par différentes manières [18], en utilisant le modèle des tensions, le flux de rotor peut être estimé en intégrant à partir de l'équation de tension du rotor.

$$\bar{\Phi}_r = \int_0^t (V_r - R_r I_r) dt \quad (\text{II.9})$$

Dans le plan  $(\alpha-\beta)$ , les composantes du flux rotoriques sont déterminées comme suite :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_{r\alpha} = \int_0^t (v_{r\alpha} - R_r i_{r\alpha}) dt \\ \bar{\Phi}_{r\beta} = \int_0^t (v_{r\beta} - R_r i_{r\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Où  $\Phi_{r\alpha}$  et  $\Phi_{r\beta}$  sont estimées en utilisant l'équation (II.10) qui nécessite la connaissance des composantes des vecteurs courants et tensions rotoriques:  $i_{r\alpha}$ ,  $i_{r\beta}$ ,  $v_{r\alpha}$  et  $v_{r\beta}$ . Les composantes

du vecteur courant rotorique sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurés  $i_{ra}$ ,  $i_{rb}$  et  $i_{rc}$  :

$$\begin{cases} i_{r\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{ra} \\ i_{r\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{rb} - i_{rc}) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Les composantes du vecteur de tension rotorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs [18].

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} \left( S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{r\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{DC} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Cependant, cette simple méthode exigeant la connaissance de la résistance rotorique, qui est très difficile à identifier en cours de fonctionnement [18].

Nous avons opté pour l'estimation du flux à l'aide de l'équation:

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \Phi_s \\ \Phi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} \end{cases}, \text{ en utilisant les inductances et le courant rotorique [18] :}$$

$$\begin{cases} \Phi_{r\alpha} = \sigma L_r i_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_s} \Phi_s \\ \Phi_{r\beta} = \sigma L_r i_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

On peut remarquer qu'aucune intégration n'est nécessaire pour l'estimation du flux en (II.13), qui représente un avantage important particulièrement du point de vue implémentation numérique. A partir de ces deux expressions on peut calculer le module du flux rotorique et l'angle  $\delta$ :

$$|\bar{\Phi}_r| = \sqrt{\bar{\Phi}_{r\alpha}^2 + \bar{\Phi}_{r\beta}^2} \quad (\text{II.14})$$

$$\delta = \arctg \frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}} \quad (\text{II.15})$$

L'espace d'évolution de  $\Phi_r$  dans le référentiel considéré se décompose en six zones  $Z(i)$  ( $i=1, \dots, 6$ ). Ce choix est dicté par souci d'un contrôle plus rigoureux, et tel que :

$$-\frac{\pi}{6} + (i-1)\frac{\pi}{3} \leq Z(i) < \frac{\pi}{6} + (i-1)\frac{\pi}{3} \quad (\text{II.16})$$

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant rotorique donnée par l'équation :

$$C_{em} = -\frac{3}{2}p (\Phi_{r\alpha}i_{r\beta} - \Phi_{r\beta}i_{r\alpha}) \quad (II.17)$$

## II.7. Elaboration des tables de commutation

### II.7.1 Table de commutation de la DTC à deux niveaux

D'Après le principe de la DTC, la sélection adéquate du vecteur tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est effectuée sur la base de l'erreur instantanée du flux et du couple.

En considérant le vecteur flux  $\bar{\Phi}_s$  dans le référentiel statorique divisé en six secteurs, les vecteurs:  $V_i$ ;  $V_{i-1}$ ;  $V_{i+1}$  peuvent être sélectionnés pour augmenter son amplitude. Inversement la décroissance de  $\bar{\Phi}_s$  peut être obtenue par la sélection des vecteurs:  $V_{i+2}$ ;  $V_{i-2}$ ;  $V_{i+3}$ , le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement due à la chute de tension statorique [21]

Le tableau (II.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

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

*Tableau (II.1). Table de commutation généralisée.*

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\Phi_s \uparrow$	$V_6V_1$ $V_2$	$V_1V_2$ $V_3$	$V_2V_3$ $V_4$	$V_3V_4$ $V_5$	$V_4V_5$ $V_6$	$V_5V_6$ $V_1$
$\Phi_s \downarrow$	$V_3V_4$ $V_5$	$V_4V_5$ $V_6$	$V_5V_6$ $V_1$	$V_6V_1$ $V_2$	$V_1V_2$ $V_3$	$V_2V_3$ $V_4$

*Tableau (II.2). Table de commutation du flux.*

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

**Tableau (II.3).** Table de commutation du couple.

Finalemment, la comparaison des deux tables de commutation permet la synthèse finale d'une seule table de commutation, cette dernière peut être divisée en deux autres tables, la première avec vecteurs tension nuls et la deuxième avec vecteurs tension actives (non nuls):

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
$C_{flx}=0$	Ccpl= 1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2
	Ccpl= 0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	Niveaux
	Ccpl= -1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 Niveaux
$C_{flx}=1$	Ccpl= 1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2
	Ccpl=0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	Niveaux
	Ccpl=-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	3 Niveaux

**Tableau (II.4).** Table de commutation de la DTC avec vecteurs tension nuls.

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
$C_{flx}=0$	Ccpl= 1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2
	Ccpl= 0	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	Niveaux
	Ccpl= -1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 Niveaux
$C_{flx}=1$	Ccpl= 1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2
	Ccpl=0	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	Niveaux
	Ccpl=-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	3 Niveaux

**Tableau (II.5).** Table de commutation de la DTC avec vecteurs tension non nuls.

### II.8. Modèle de la MADA

La machine asynchrone a doublé alimentation est modélisé de façon à obtenir des tensions transformées de Concordia toutes les variables nécessaire pour sa commande. On transforme les tensions d'entrée dans l'espace de Concordia pour commander la machine. On observe à l'aide

du modèle Matlab les variables de sorties telles que le couple, les courants directs, quadratique et homopolaire. Ces courants sont ensuite transformés avec la transformation Concordia inverse de façon à avoir  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$ .

### II.8.1. Application de la DTC sur la MADA

La structure générale de la commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone à double étoile est représentée par la figure (Fig.II.8).

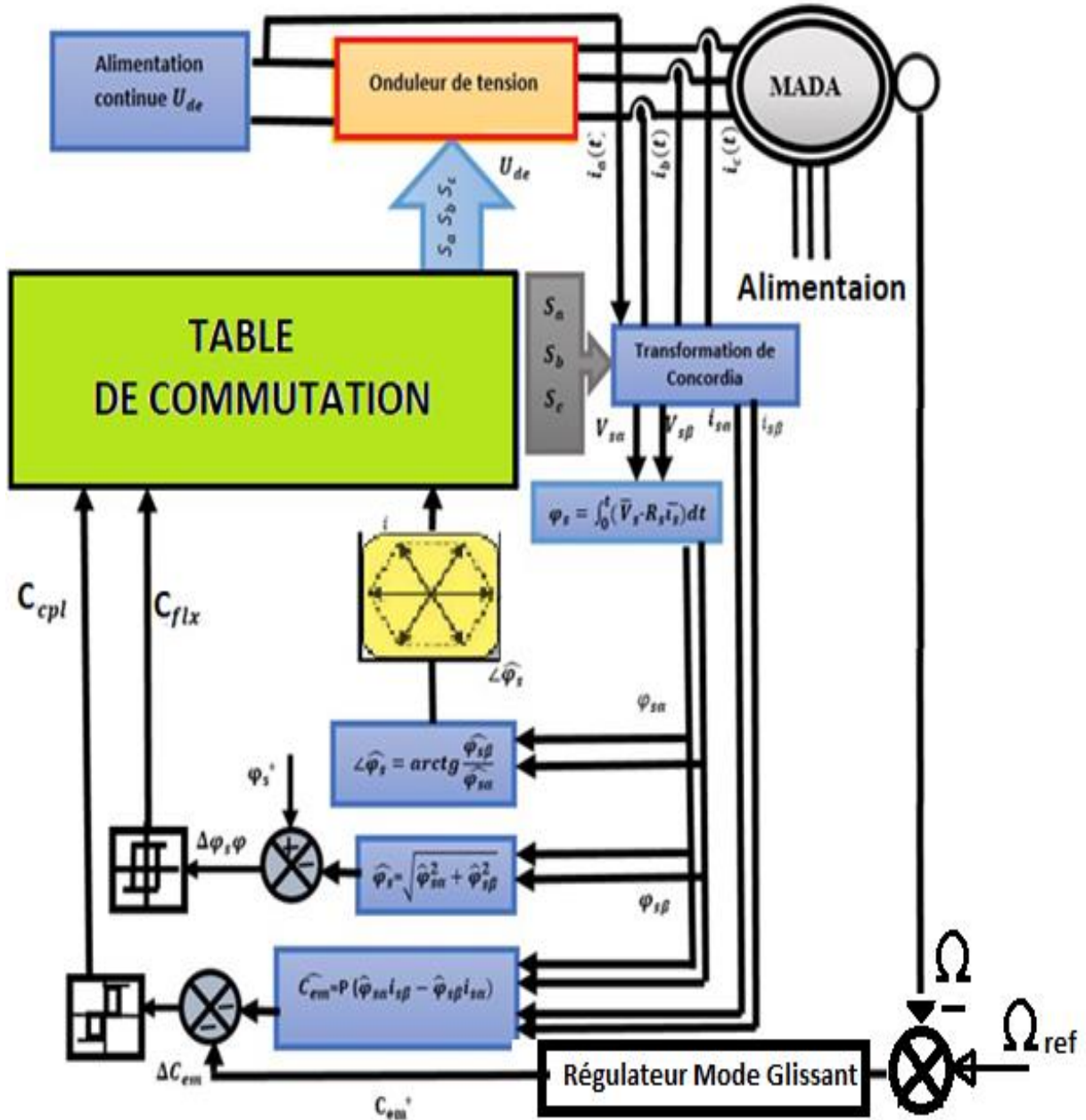


Fig (II.6). Structure générale de la commande directe du couple de la MADA.

II.8.2. Résultat de simulation

Pour bien illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée à un modèle d'une MADA alimenté par un onduleur de tension, en présence de la boucle de régulation de vitesse par les régulateurs linéaires de type PI, on présente dans ce qui suit des résultats de simulation de cette commande sous trois essais différents d'une manière à bien évaluer et ressortir les qualités de cette technique de contrôle concurrentielle aux méthodes classiques:

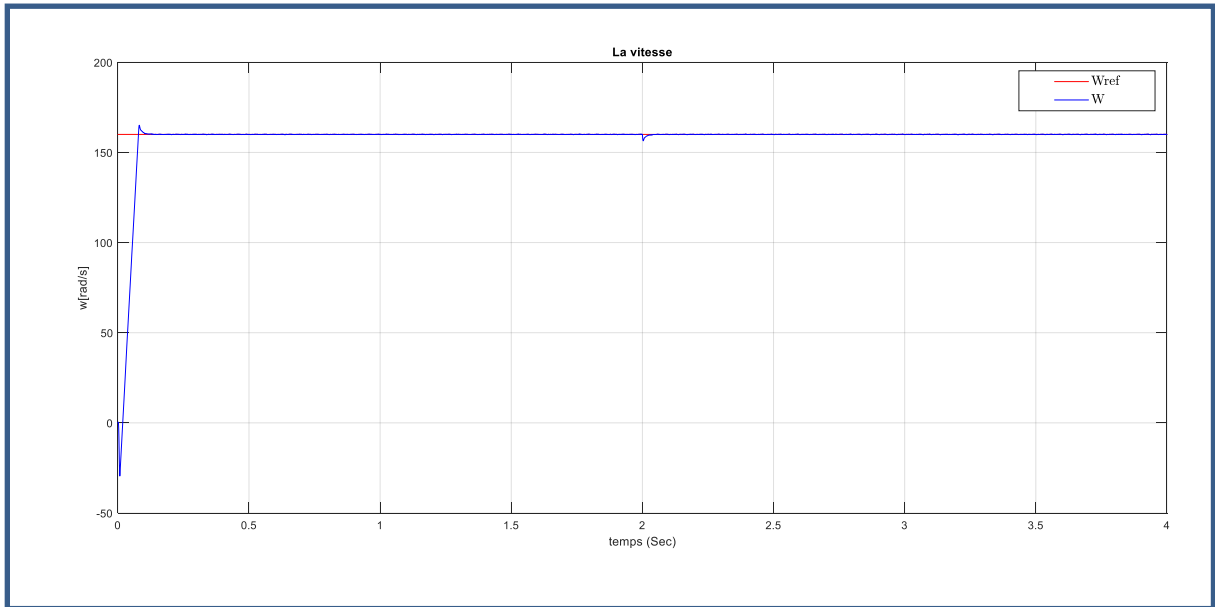


Fig (II.7): La vitesse de la MADA avec DTC classique à deux niveaux avec  $Cr=10$  N.m.

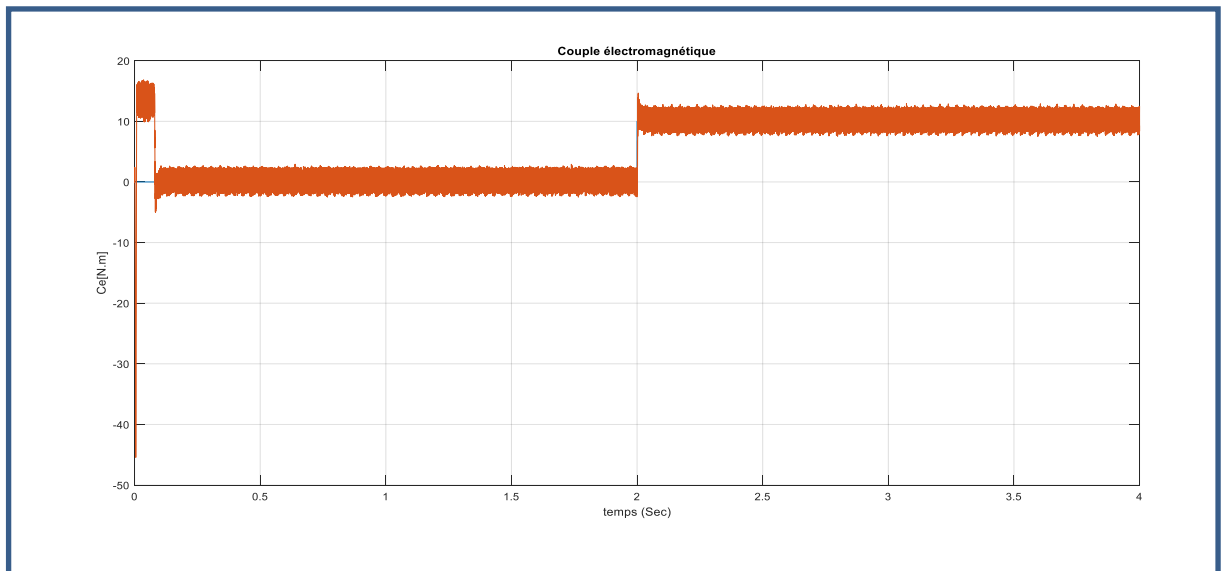


Fig (II.8): Le couple avec DTC classique à deux niveaux avec  $Cr=10$  N.m.

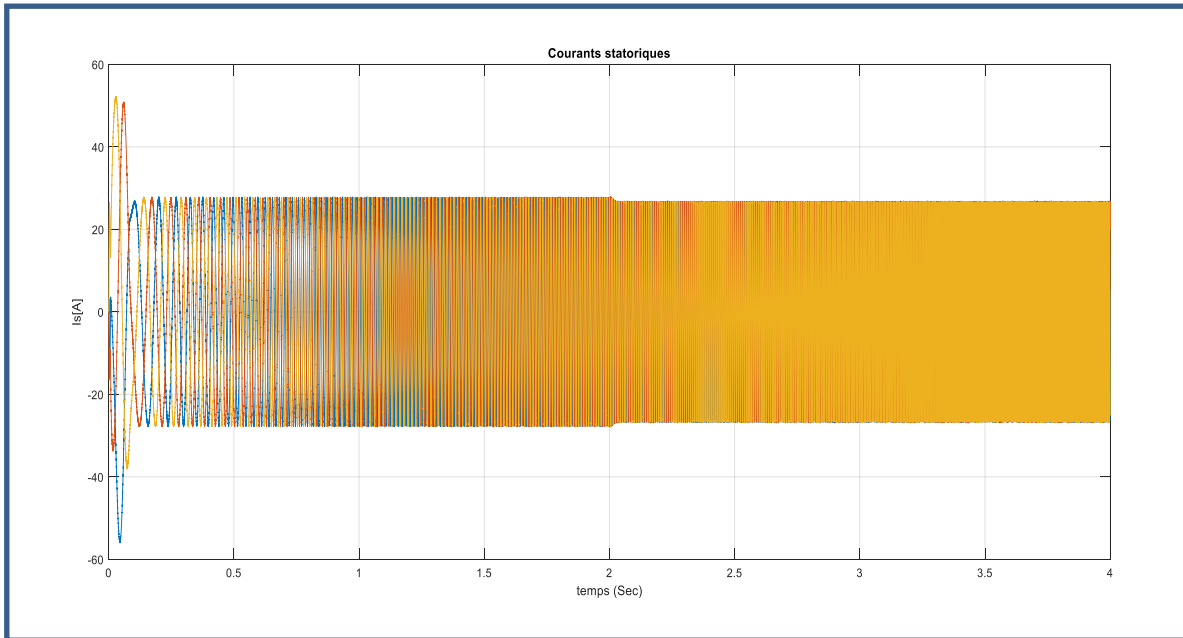


Fig (II.9). Courants statoriques avec  $Cr=10N.m$

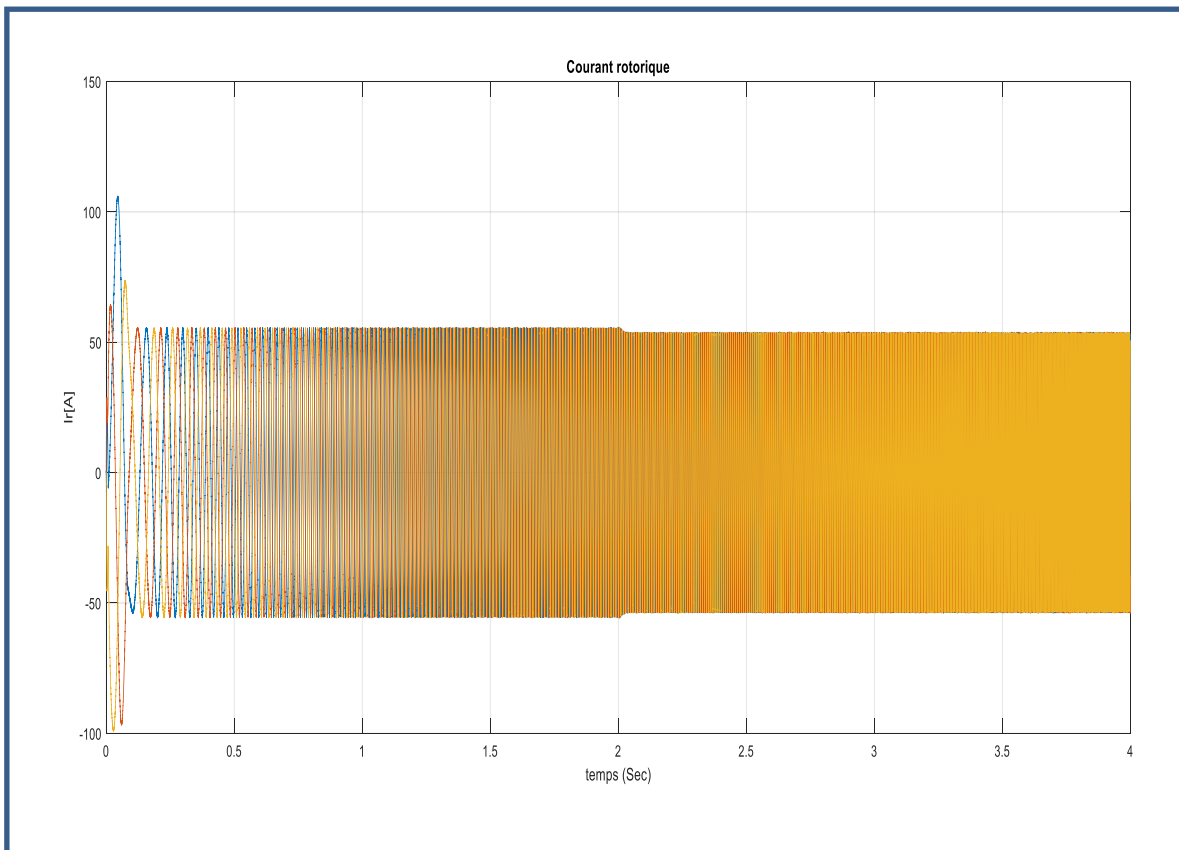
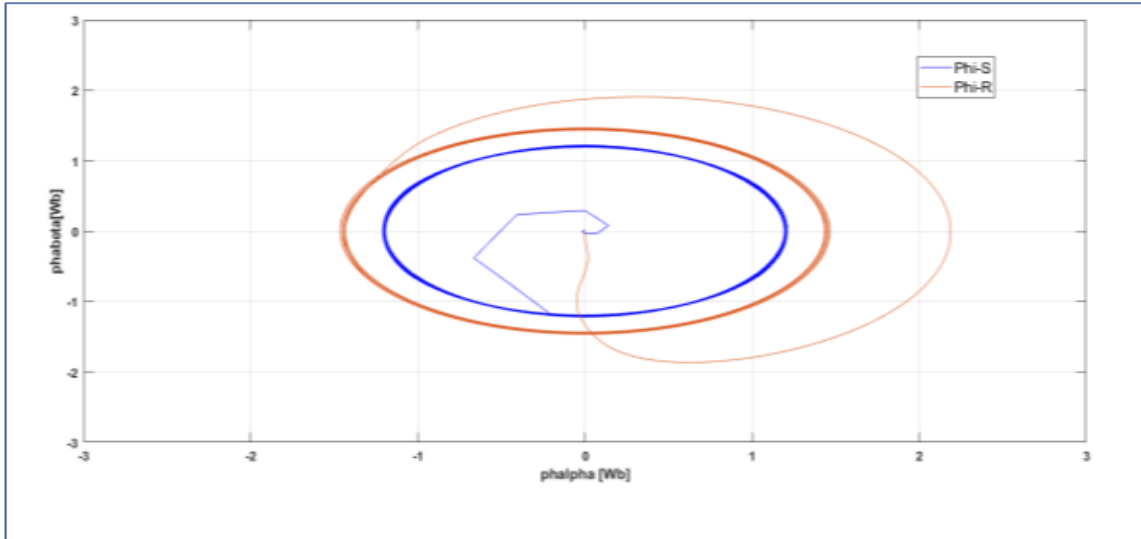


Fig (II.10). Courants rotoriques avec  $Cr=10N.m$



*Fig (II.11). Evolution de flux statorique et rotorique par DTC-PI.*

## II.9. Conclusion

Le principe du contrôle direct du couple (DTC) présente dans ce chapitre, apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique. La DTC obtenue est très performante et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine. La dynamique sur le couple électromagnétique est très importante tout en gardant une bonne précision de contrôle. L'étude de la structure de commande a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales, ou l'on considère la vitesse assez élevée pour négliger le rôle de la résistance statorique, suivi e par une étude sur le choix des bandes d'hystérésis pour diminuer le plus possible l'ondulation du couple et flux, puisqu'elle cause des vibrations et des bruits audibles, qui entraîne le vieillissement précoce de la machine.

## **Chapitre III.**

### **Commande par mode glissant**

## Chapitre III.

### Commande par mode glissant

#### III.1. Introduction

Le réglage par mode glissant est un mode de fonctionnement particulier des système de réglage a structure variable. Ce système a été étudié d'abord en Union Soviétique. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles, [24].

Une caractéristique importante de réglage qui repose sur l'orientation de la tension statorique suivant le référentiel lié au champ tournant (d-q), a le but de réaliser un réglage découplé des puissances active et réactive au niveau du stator de la MADA.

Ce chapitre a comme objectif de représenter la robustesse d'un algorithme de commande des puissances active et réactive de la MADA par des régulateurs en mode glissant, dans des conditions où les courants, les tensions et la vitesse du rotor sont des grandeurs mesurables.

L'objectif principal apporté à ce type de commande est le réglage des puissances actives et réactive d'une manière découplée à partir du réglage des courants statoriques par l'action sur l'alimentation du rotor qui se fait par un convertisseur MLI.

#### III.2. Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels:

- Synthétiser une surface  $S(X,t)$  telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité ;
- Déterminer un loi de commande (commutation),  $U(X,t)$  qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface

#### III.3. Principe de la commande par mode glissant

La commande par mode glissant ( sliding mode) est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. Cette commande est utilisée pour le contrôle des systèmes linéaires et non linéaires en robotique, en aviation militaire ainsi qu'en milieu sous-marin dans la commande des véhicules amphibies....

La commande synergétique est une technique de contrôle assez proche de la commande par mode glissant dans le sens où l'on force le système considéré à évoluer avec une dynamique pré-choisie par le concepteur. Elle en diffère dans le fait que la commande est toujours continue et utilise une macro-variable qui peut être fonction de deux ou plusieurs variables d'état du système [31] [32] [33] [34] [35].

### III.3.1 Notion de base du régime glissant

Avant d'entamer les méthodes utilisées dans la synthèse de système de contrôle par mode de glissement, nous allons expliquer quelques notions de bases du régime glissant.

- **Régime glissant idéal**

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation  $S(x) = 0$ . Le régime glissant idéal correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation (Fig. III.1) [18].

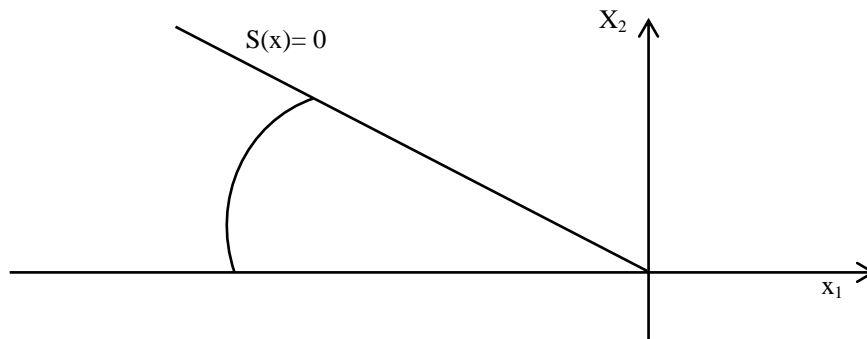


Fig. (III. 1). Glissement idéal.

- **Régime glissant réel:**

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité (Figure. III.4) [31] [32] [33] [34] [35].

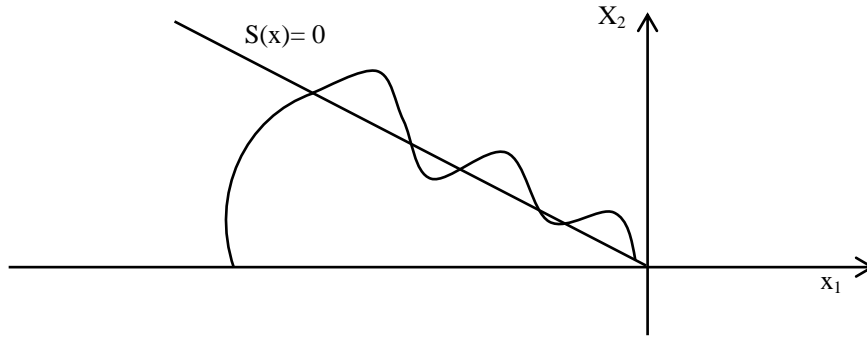


Fig. (III.2). Glissement réel.

### III.3.2. Domaine d'application du réglage par mode glissant

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables, complètement ouvertes ou complètement fermées. Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques 10Hz.

### III.3.3. Les avantages de la commande par mode glissant

Cette commande présente les caractéristiques suivantes:

- ✓ La réponse du système est insensible et robuste aux variations de certains paramètres et aux effets troubles de la charge, et perturbations .
- ✓ Il suffit de connaître une borne pour  $v$ , ce qui simplifie le réglage .
- ✓ Le choix de la surface de commutation est assez libre .
- ✓ La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente, celle-ci peut être supprimée au prix d'une augmentation de  $v$ . [31] [32] [33] [34] [35]

### III.4. Conception de l'algorithme de commande par mode glissant

Soit le système décrit par l'équation suivante:

$$x^{(n)} = f(x, t) + g(x, t)u + w(x, t) \quad (\text{III.1})$$

Où :

$x(t) \in \mathcal{R}^n$  : représente le vecteur d'état, tel que  $x(t) = (x, \dot{x}, \dots, x^{n-1})^T$

$u(t) \in \mathcal{R}^m$  : Vecteur de commande.

$w(x, t) \in \mathcal{R}^n$  : Vecteur de perturbation

$x(x, t) \in \mathfrak{R}^{n \times n}$  et  $g(x, t) \in \mathfrak{R}^{n \times m}$  sont des fonctions non linéaires du vecteur d'état décrivant le système.

Le but du contrôle de la poursuite est de trouver une loi de commande telle que (étant donné une trajectoire désirée  $x_d(t)$ ) l'erreur de poursuite tend vers zéro malgré la présence des perturbations. L'erreur de poursuite est définie par :

$$e(t) = x(t) - x_d(t).$$

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

- 1-Le choix de la surface de glissement.
- 2-L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- 3-La détermination de la loi de commande.

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant:

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(x, t) \\ y = C^m \end{cases} \quad y \in \mathfrak{R}^m \quad (\text{III.2})$$

Il faut choisir « $m$ » surfaces de glissement pour un vecteur  $y$  de dimension « $m$ ». En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état». Celle-ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation. Son inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile[31] [32] [33] [34] [35].

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan déphase. Ainsi, la surface  $S(x)$  représente le comportement dynamique désiré du système.

J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée:

L'équation est donnée par:

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.3})$$

$e(t)$  : L'écart de la variable à régler  $e(x) = x_{ref} - x$ .

$\lambda_x$  : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

$r$  : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour  $r = 1$ ,  $S(x) = e(x)$

Pour  $r = 2$ ,  $S(x) = \lambda_x e(x) + e'(x)$

Pour  $r = 3$ ,  $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2 \lambda_x e'(x) + e''(x)$ .

$S(x) = 0$  est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$ .

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder  $S(x)$  à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « $r$ ».

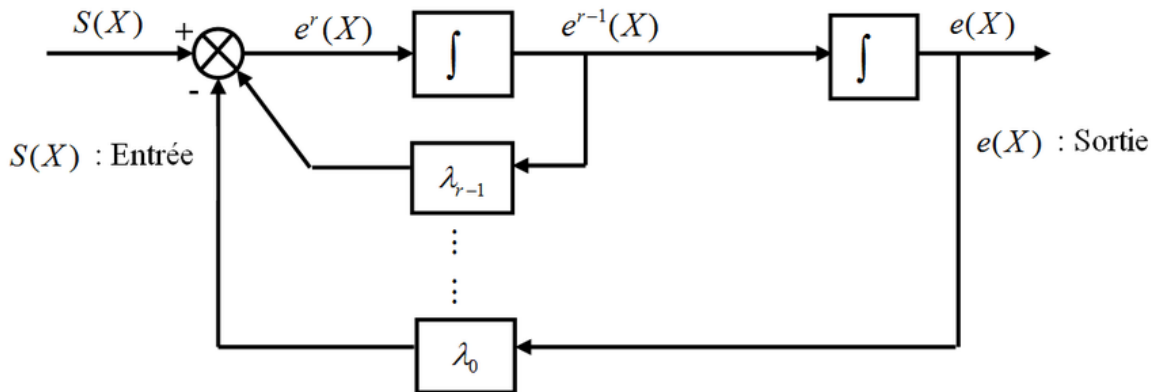


Fig (III.3). Linéarisation exacte de l'écart.

Dans le contrôle de la machine, il faut assurer le contrôle du flux par la suite celui de la vitesse, où de la dynamique de vitesse est la plus lente. Notre choix des surfaces de glissements des variables à contrôler dont la vitesse et le flux qui i sont donnés dans forme d'un système de surface du premier ordre [31] [32] [33] [34] [35].

- pour la vitesse  $\omega$

$$S_1 = K_1 \times (\omega - \omega_{ref}) + (\dot{\omega} - \dot{\omega}_{ref}) \quad (III. 4)$$

Si on introduit l'erreur en vitesse:  $\varepsilon_w = \omega - \omega_{ref}$

On aura:

$$S_1 = K_1 \cdot \varepsilon_w + \dot{\varepsilon}_w \quad (\text{III. 5})$$

- pour le flux  $\Phi$

$$S_2 = K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{r \text{ ref}}) + (\dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{r \text{ ref}}) \quad (\text{III. 6})$$

Avec l'erreur en flux:

$$\varepsilon\Phi_r = \Phi - \Phi_{r \text{ ref}}$$

On aura:

$$S_2 = K_2 \cdot \varepsilon\Phi_r + \dot{\varepsilon}\Phi_r \quad (\text{III. 7})$$

où: K1 et K2 sont des gains positifs.

### III .5. Condition d'existence et de convergence

Les conditions de convergence permettent 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 du système.

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles[31] [32] [33] [34] [35]

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(w - w_{ref}) + k_1(w - w_{ref}) = 0 \\ \frac{d}{dt}(w_r - w_{ref}) + k_2(w_r - w_{ref}) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Par conséquent, pour une surface de glissement nulle ( $S_1=0$ ) la vitesse mécanique et le flux rotorique convergeant exponentiellement vers leurs références. Alors, pour suivre  $\omega_{ref}$  et  $\Phi_{ref}$ , il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

La réalisation d'un mode glissant est conditionnée par la vérification par la relation d'attractivité de Lyapunov ( $S_i \cdot \dot{S}_i < 0$ ) et celle d'invariance ( $\dot{S}_i = 0$ ).

#### III.5.1 Fonction directe de commutation

Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

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

#### III.5.2 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 ( $\dot{V}(x) < 0$  & ), l'idée

est de choisir une fonction scalaire  $S(x)$  pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande  $V$  tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [31] [32] [33] [34] [35].

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III. 9})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III. 10})$$

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

Ceci est vérifié si :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III. 11})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $(S(x))^2$  diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés Figure (II.6). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

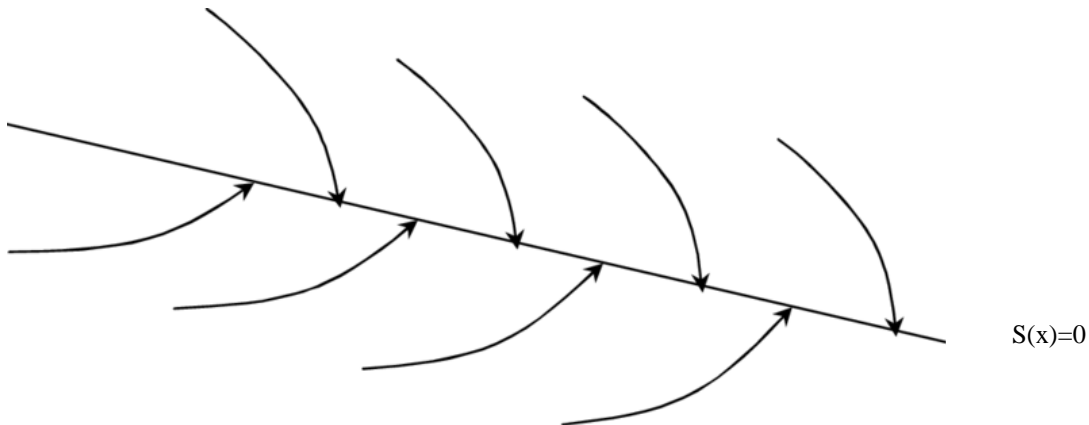


Fig (III.4). Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

### III .6. Détermination de la loi de commande

#### III.6.1. Calcul de la 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 à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre  $V_{Max}$  et  $V_{Min}$  instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement figure (III.5).

Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « broutement » ou « Chattering » apparaissent dans le mode de glissement. [31] [32] [33] [34] [35]

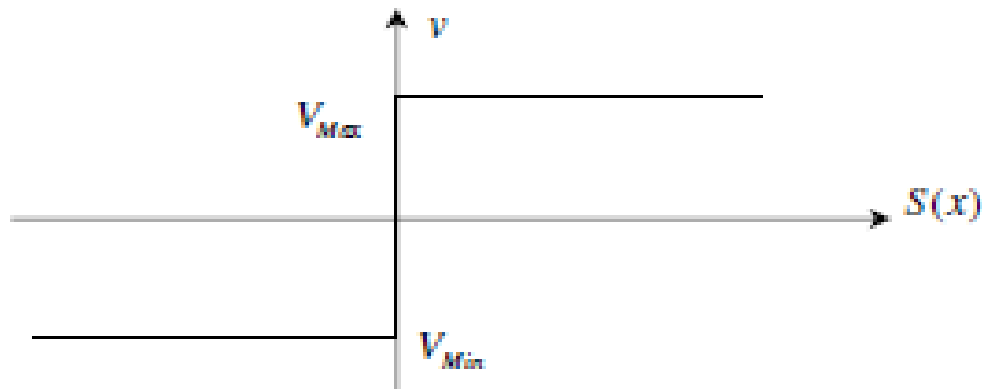


Fig (III.5). Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

### III.6.2. Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties, une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures[31] [32] [33] [34] [35].

Nous posons donc :

$$V(t) = V_{eq}(t) + V_n \tag{III. 12}$$

$v_{eq}(t)$ : Correspond à la commande équivalente.

Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$S(x) = \dot{e}(x) = 0 \tag{III.13}$$

$v_n(t)$  : est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence suivant :

$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$  , Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence. Donc cette commande est garanti l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement.

Le terme  $v_n$  est donné par:

$$V_n = \dot{S}(x) = -K \cdot \text{sign}(S(x))$$

Avec :

$$K > 0; S(x) = \begin{cases} +1 & \text{si } S > 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases}$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $V_{Max}$  et  $V_{Min}$ .

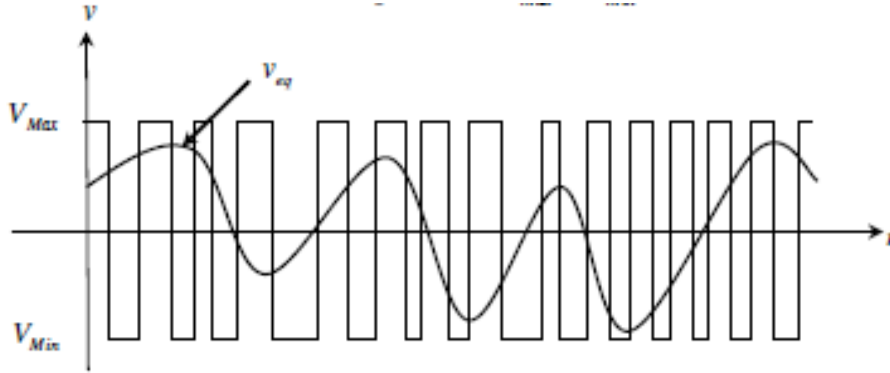


Fig (III.6). La valeur  $v_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre  $V_{Max}$ .

### III.6.2.1 Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III-10) .

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)v(t) \quad (III .14)$$

Le vecteur  $v$  est composé de deux grandeurs:  $v_{eq}$  et  $v_n$ , soit:

$$v(t) = v_{eq}(t) + v_n \quad (III .15)$$

A partir des équations (III -10) et (III -11), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)v_{eq}(t)\} + \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)v_n\} \quad (III .16)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons:

$$v_{eq}(t) = -\left\{\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)\right\}^{-1} \left\{\frac{\partial s}{\partial x} f(x, t)\right\}, \quad v_n = 0 \quad (III .17)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme  $v_{eq}$  par sa valeur (III.13) dans l'équation (III-10), nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)v_n\} \quad (III.18)$$

Le problème revient à trouver  $v_n$  tel que :

$$S(x). \dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)v_N\} < 0 \quad (\text{III.19})$$

La solution la plus simple est de choisir  $v_N$  sous la forme de relais Figure (III.9). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit:

$$v_N = K. \text{signe}(S(x)) \quad (\text{III. 20})$$

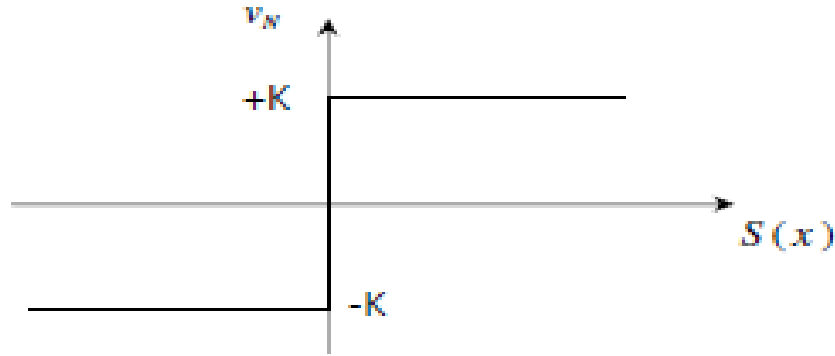


Fig (III.7). Représentation de la fonction « Signe ».

En remplaçant l'expression (III-16) dans (III-15), on obtient [31] [32] [33] [34] [35]:

$$(x). \dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)K.S(x)\} < 0 \quad (\text{III. 21})$$

Où le facteur  $\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)$  est toujours négatif pour la classe des systèmes que nous considérons.

### III.6.3. Commande de type relais (commande sign):

Le gain  $K$  est choisi positif pour satisfaire la condition (III. 17). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand, nous aurons de fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande.

La fonction "relais" est définie par:  $v_N = K.\text{sign}(S(x))$ . Si le gain  $K$  est très petit, le temps de réponse sera long. Si  $K$  est très grand, le temps de réponse sera rapide, mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître sur les réponses en régime permanent.

### III.7. Application de la commande par mode de glissement à la MADA

Dans cette étude, nous avons appliqué une méthode qui utilise une surface de glissement non linéaire exprimée en fonction des variables d'état et pour celle-ci nous établirons les expressions des valeurs de commande en s'appuyant sur le modèle établi au chapitre II, passons au principe d'orientation de flux statorique. Ce ci permis de découpler les puissances active et réactive et de faire régulier d'une façon que la composante du courant statorique suivant l'axe "d" permet de contrôler la puissance active, tandis que celui de l'axe "q" permet de contrôle la puissance réactive, [27].

#### III.7.1. Résultats de simulation

Pour illustrer les performances de la commande par mode glissant appliquée à une MADA, un schéma bloc du système est proposé dans la figure (III-8).

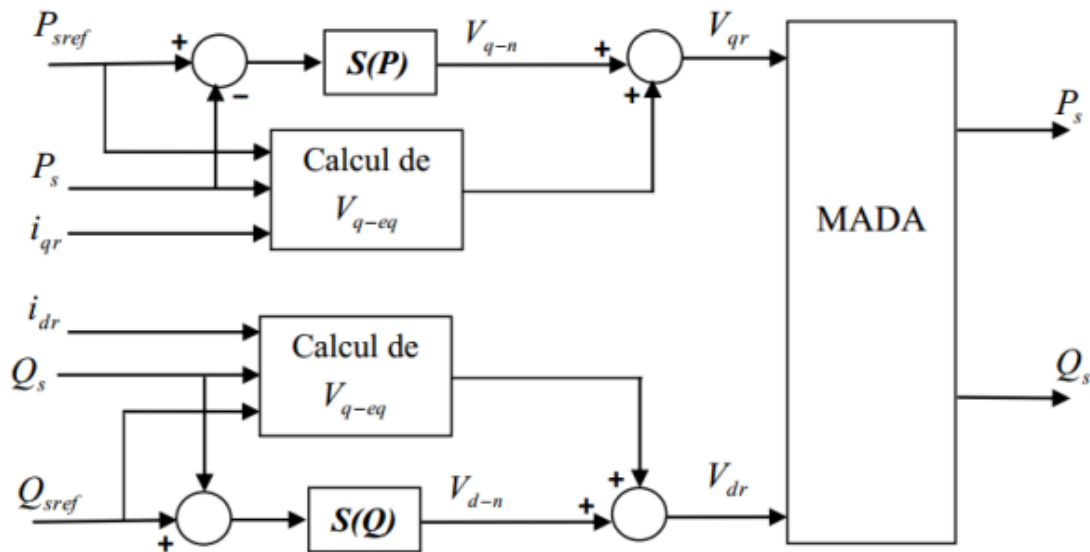


Fig (III.8). Schéma bloc de la structure de commande Par mode glissant.

Les réponses en puissances, générées à des consignes sont montrées, elles poursuivent parfaitement les variables désirées. En commande par mode glissant, les réponses sont sans dépassement, rapide en régime transitoire et l'erreur statique tend.

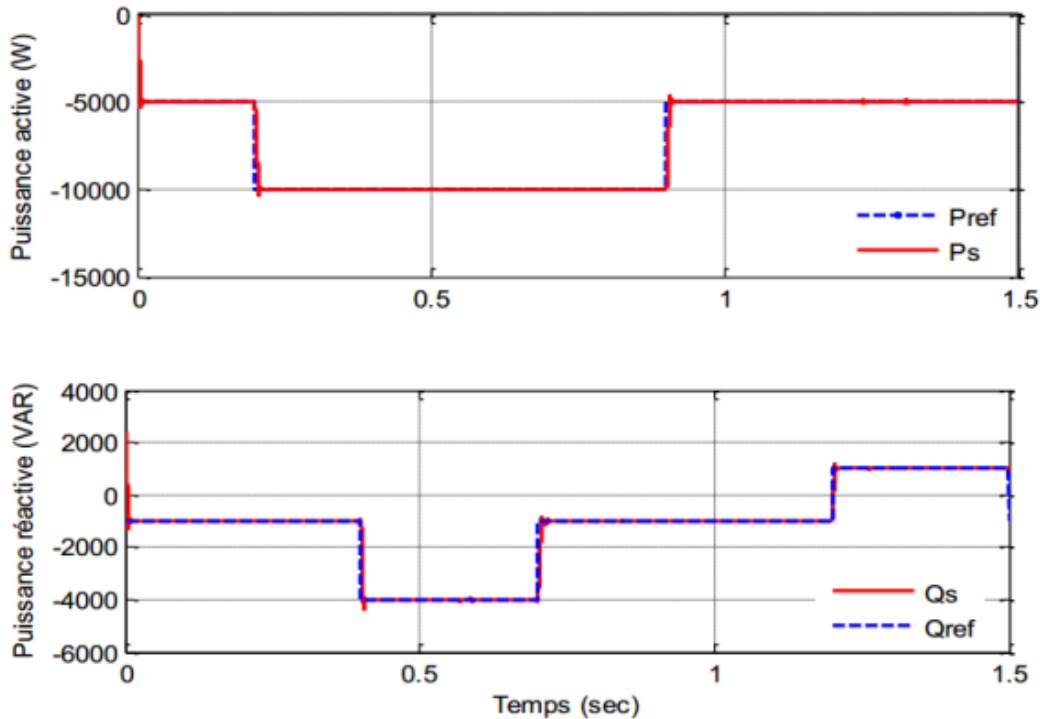


Fig (III.9). Réponses du système avec régulateur RMG.

Les régulateurs des puissances actives et réactives étant par mode de glissement ont été proposés et testés. Les résultats de simulation nous ont permis de juger les qualités de la commande à base du RMG associé à une commande adoucie. A travers les caractéristiques de réponse, on observe des bonnes performances même en présence des variations de consignes.

La poursuite en puissance est sans dépassement. Le découplage, la stabilité et la convergence vers l'équilibre sont assurés. De plus, ce réglage présente un algorithme de commande robuste très simple et qui a l'avantage d'être facilement implantable dans une commande par ordinateur.

### III.7.2. Elimination du phénomène de Chattering

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence.

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction «Signe » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences.

On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation Fig (III.9) [31] [32] [33] [34] [35].

### III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, il a été présenté la commande par mode de glissement de la machine asynchrone à double alimentation, Ce chapitre est un rappel de la théorie des systèmes à structure variable ou modes glissants. La commande par mode glissant était synthétisée pour le fonctionnement des systèmes non-linéaires où les paramètres incertains et variables ne peuvent influencer la robustesse de cette technique. Par ailleurs, on peut choisir plusieurs formes de la surface de glissement, de même qu'on peut travailler sur plusieurs surfaces en même temps.

Vu les nombreux avantages de cette méthode, on a essayé d'utiliser cette commande dans le cas d'un moteur asynchrone et ceci pour rendre le moteur robuste du point de vue variations paramétriques et qui fera l'objectif du chapitre suivant.

# **Chapitre IV.**

## **Commande DTC par mode glissant d'une MADA**

## Chapitre IV.

### Commande DTC par mode glissant d'une MADA

#### IV.1. Introduction

Les simulations présentées dans ce chapitre sont réalisées sur une machine asynchrone à double alimentation triphasée alimentée par un onduleur de tension et pilotée par une commande DTC mode glissant d'une machine asynchrone. Les paramètres de la machine sont mentionnés dans l'annexe.

#### IV.2. Commande DTC-Mode glissant

un régulateur proportionnel intégrale PI pour élaborer le signal de couple électromagnétique  $C_e$ , ce qui est remplacé dans la nouvelle commande DTC par un régulateur par mode glissant.

En prend comme surface de glissement:

$$S = e_\omega = \omega_{ref} - \omega \quad (IV.1)$$

La dérivée de la surface :

$$\dot{S} = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega} \quad (IV.2)$$

Lorsque on prend  $\omega_{ref}$  comme constante alors  $\dot{\omega}_{ref} = 0$ .

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J}C_{em} - \frac{1}{J}C_r - \frac{1}{J}f\omega \quad (IV.3)$$

Alors

$$\dot{S} = -\frac{1}{J}C_{em} + \frac{1}{J}C_r + \frac{1}{J}f\omega \quad (IV.4)$$

Une manière pour atteindre la condition de convergence et en appliquant la technique de la commande continue avec composante intégrale, on prend:

$$\dot{S} = -K.Sig(S) \quad (IV.5)$$

Alors

$$-\frac{1}{J}C_{em} + \frac{1}{J}C_r + \frac{1}{J}f\omega = -K.Sig(S) \quad (IV.6)$$

Finalement le couple électromagnétique qui sera utilisé pour la commande DTC est donné par:

$$C_{em}^* = C_r + f\omega + JK.Sig(S) \quad (IV.7)$$

### IV. 3. Simulation avec les mêmes paramètres (chapitre II)

- ❖ Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- ❖ Utilise un modèle simplifié du moteur asynchrone.
- ❖ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- ❖ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- ❖ Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis dans la commande vectorielle exige 2 régulateurs PI et un modulateur de PWM.
- ❖ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- ❖ La réponse dynamique du couple est très rapide.
- ❖ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- ❖ Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition.

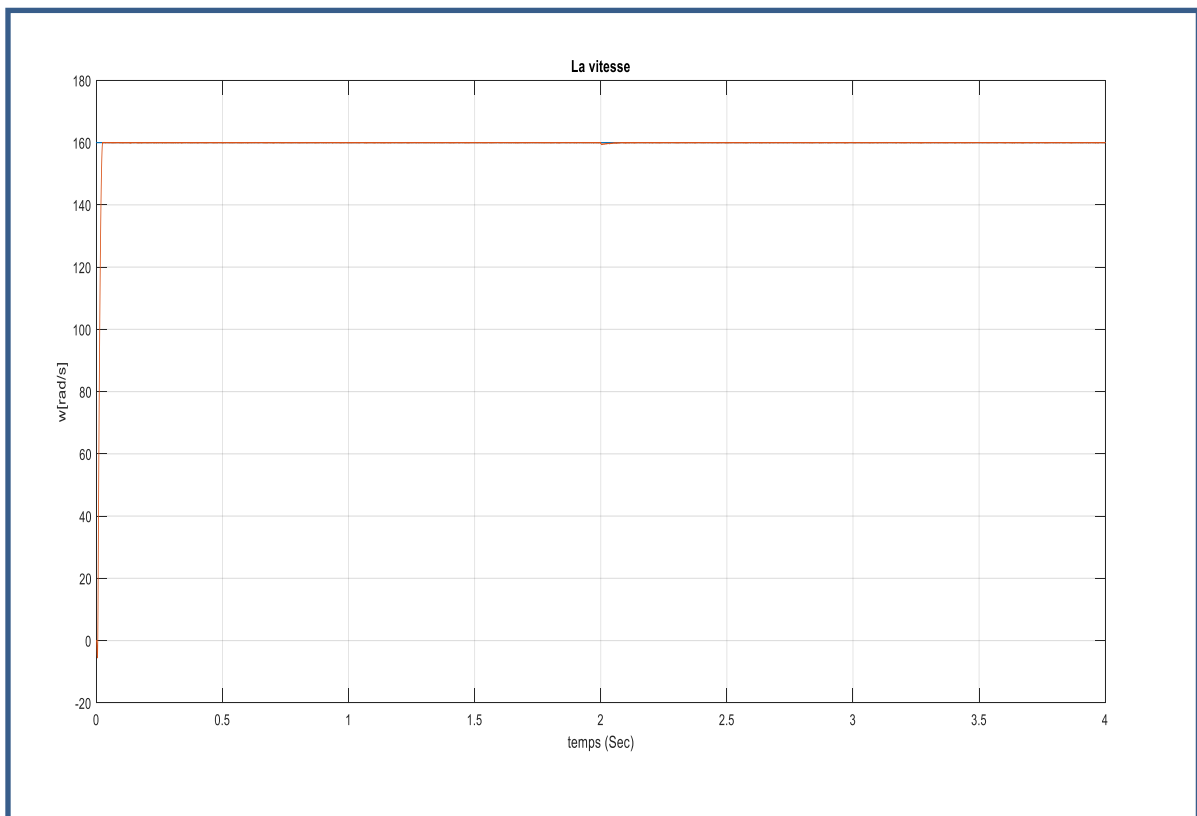
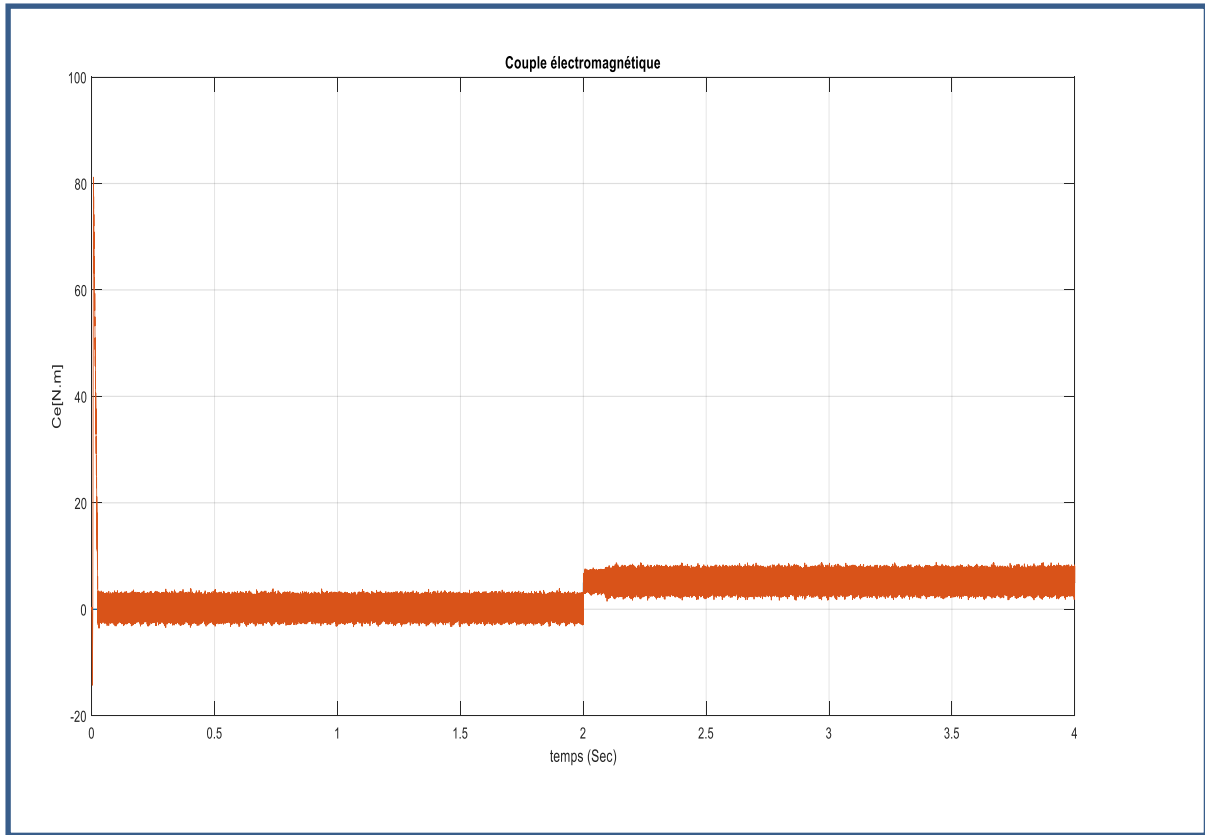
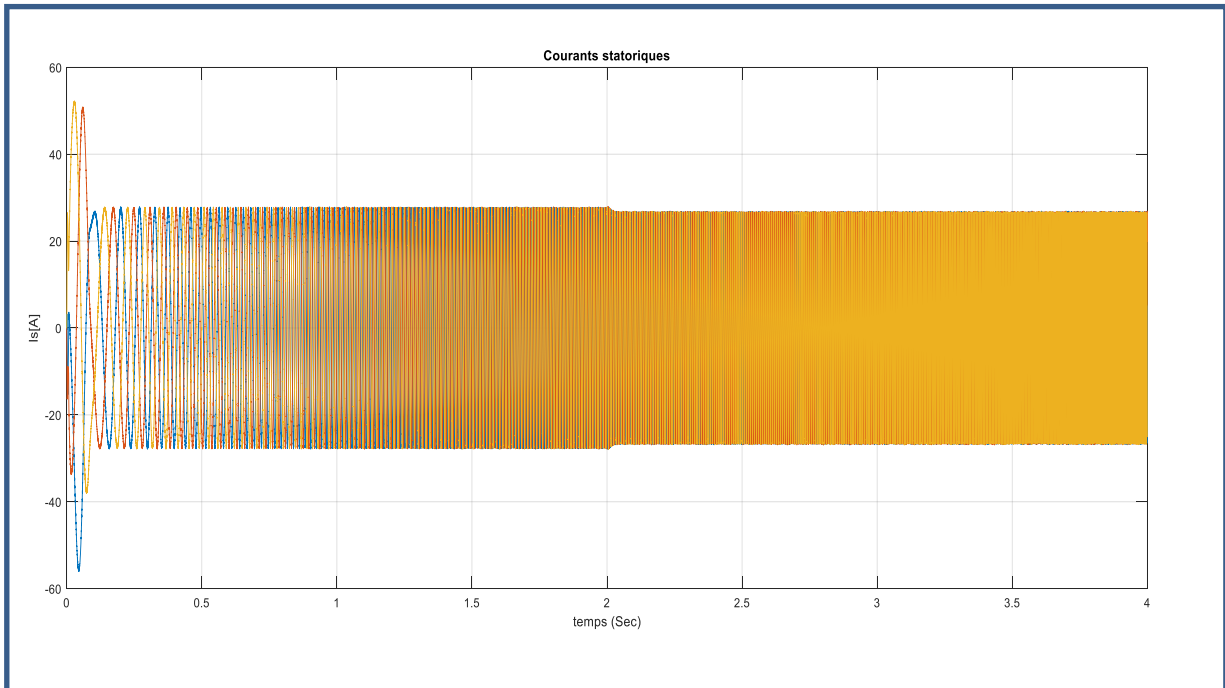


Fig (IV.1): La vitesse de la MADA avec DTC classique à deux niveaux avec  $Cr=10$  N.m.



*Fig (IV.2): Le couple avec DTC classique à deux niveaux avec  $C_r=10$  N.m.*



*Fig (IV.3). Courants statoriques avec  $C_r=10$ N.m*

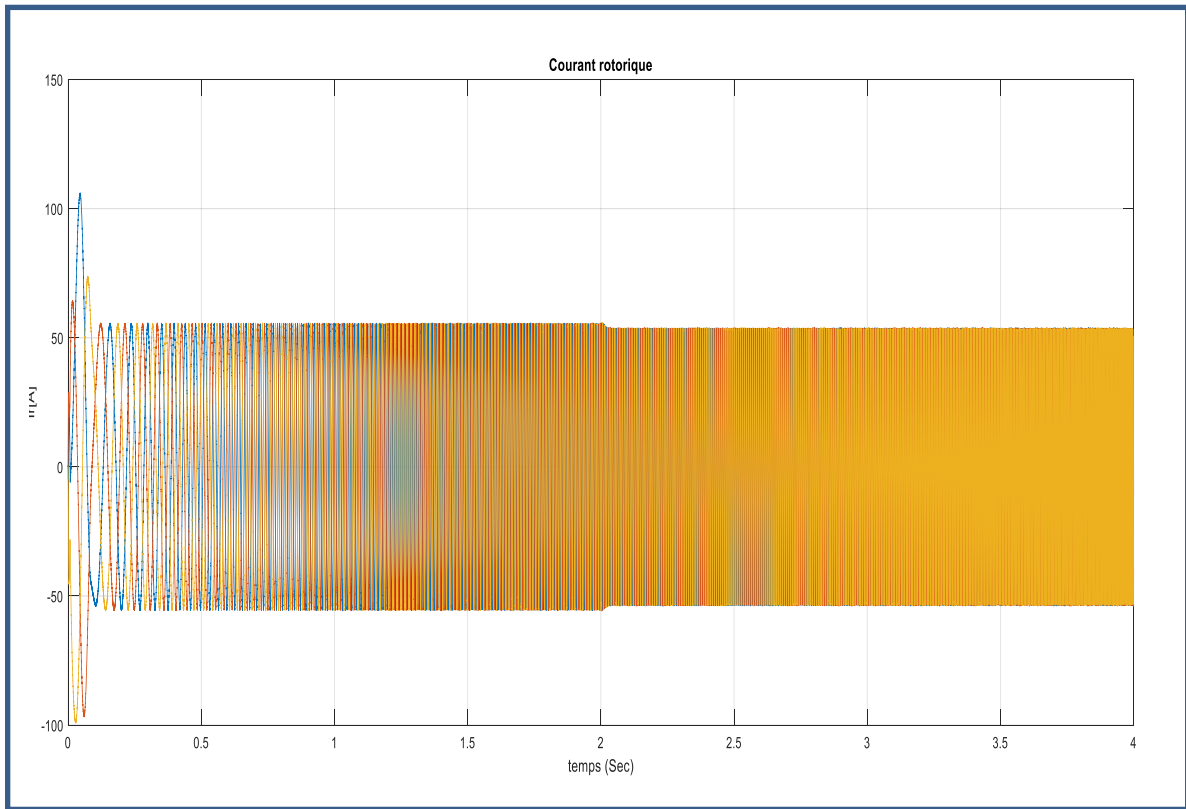


Fig (IV.4). Courants rotoriques avec  $C_r=10N.m$

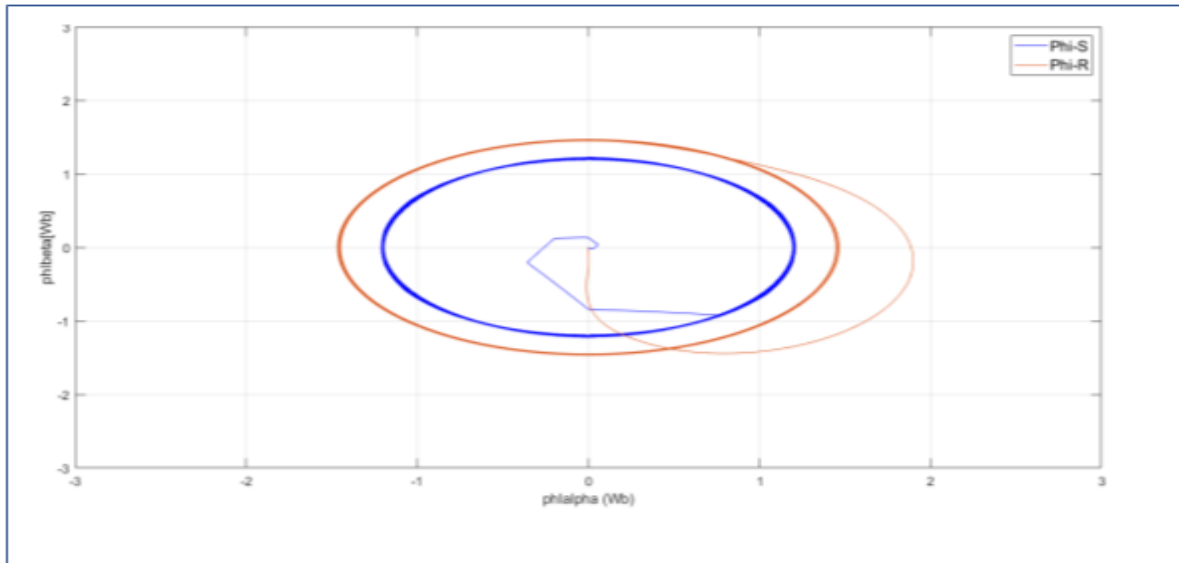


Fig (IV.5). Evolution de flux statorique et rotorique par DTC-MG.

### IV.4. Présentation de résultat de simulation

On a présente une étude comparative de deux structures de la MADA dans les mêmes conditions de fonctionnement. La première structure utilisée un régulateur classique de type PI et la seconde structure basée sur un régulateur a commandé par mode glissant.

le but de cette étude est valide avec simulation numérique de la technique de commande par mode glissant.

Les figure représente les réponses de la vitesse et du couples dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse nominale (120 rad/s) suivi d'un échelon de couple résistant nominale (10 Nm) pour  $t=0.5s$ . Au démarrage la vitesse du commande à mode glissant(MG) fait apparaître un transitoire de même que celui à commande PI, mais maintenu plus longtemps à sa valeur nominale. Cela explique la plus grande rapidité de la réponse en vitesse obtenue avec la MG

Les réponses obtenues avec les deux types de commande montrent clairement que le système commandé avec mode glissant est plus robuste par rapport à la commande PI.

On remarque que le temps de réponse de la MG est plus rapide que la commande par PI.

D'autre part les résultats de simulation montrent que le couple obtenu par la commande du mode glissant diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par la commande PI est retenue à sa valeur maximale plus longtemps.

La commande par mode glissant présente plusieurs avantages tel que, robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

### IV.4.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le principe du comportement de la commande DTC –Mode Glissant d'une machine asynchrone à double alimentation, ainsi on a présenté les résultats de simulation du contrôle direct du couple de la machine.

A partir de ces résultats on peut dire que le contrôle du couple de la MADA est basé sur la structure DTC permet d'obtenir des hautes performances dynamiques, la robustesse vis-à-vis de la charge et vis-à-vis de l'inversion de vitesse, le temps de réponse extrêmement court en régulation du couple, et une bonne précision.

Néanmoins, malgré que la DTC soit insensible aux variations des paramètres rotoriques de la machine, l'estimation du flux et du couple reste dépendants de la résistance statorique lors d'une régulation de la vitesse de rotation en régime transitoire utilisant un PI classique.

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que la régulation de la vitesse par mode glissant, quoiqu'elles soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses sont robustes vis-à-vis de la variation paramétrique interne et externe. Par contre, on a noté une diminution de la rapidité d'établissement de la vitesse face à l'augmentation de l'inertie et du frottement, et une affectation des flux et du courant  $i$  lors de la variation évolutives des paramètres électriques (on a essayé d'introduire un régulateur de flux à mode glissant mais nous n'avons pas trouvé une bonne amélioration).

## Conclusion Générale

La machine asynchrone à double alimentation est un système non linéaire, multi variable, soumis à des variations paramétriques et à des perturbations inconnues. Après avoir donné un aperçu sur la MADA, nous avons mis l'accent sur la modélisation de cette dernière avant de présenter la commande directe du couple. Par la suite, nous avons exposé le principe de la commande par mode glissant.

L'étude réalisée dans ce travail est une étude comparative entre la commande directe de couple conventionnelle d'une machine asynchrone à double alimentation et la DTC à base d'un régulateur par mode glissant.. La DTC est robuste contre les variations paramétriques de la machine et ne nécessite pas de capteur de position. De plus, elle offre un certain nombre d'avantages considérables par rapport aux autres types de commande.

Ensuite, on expose les bases théoriques et les fondements du mode glissant, ainsi que la structure d'une commande basée sur cette approche, puis on effectue la synthèse d'un régulateur de vitesse à mode glissant dans l'objectif de l'intégrer dans la structure de la commande vectorielle précédemment conçue. Grace aux simulations, qui nous ont permis de montrer la supériorité du régulateur glissant, aussi bien dans ses comportements en poursuite que ceux en régulation. Nous avons également observé sa robustesse surtout vis-à-vis des perturbations de la charge traduite par des changements du couple résistant et des variations paramétriques mécaniques. Ce qui nous a permis d'affirmer que l'approche à mode glissant offre une excellente robustesse au contrôle vectoriel.

A partir de cette étude et des résultats de simulation obtenus, on peut tirer les conclusions suivantes qu'on a jugées d'un intérêt de premier plan :

- Grâce au développement dans la commande électrique et l'apparition de diverses structures des convertisseurs de l'électronique de puissance permettant à présent de disposer de sources d'alimentation à fréquence variable, la MADA présente une solution idéale pour les entraînements à grandes puissances.
- L'étude des machines électriques en général et la MADA en particulier exige une bonne modélisation mathématique décrivant l'ensemble de la machine et le système à entraîner. Cela permet de prévoir les performances dynamiques et statiques de ses entraînements.

## Conclusion Générale

---

➤ La technique de la commande DTC appliquée à la MADA peut maîtriser la difficulté de son réglage. Elle permet d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique et améliore la dynamique de la vitesse.

➤ Le mode glissant, caractérisé par sa robustesse, a été exploité pour construire un régulateur glissant de vitesse de la MADA. L'approche de la commande glissant proposée a été justifiée par les résultats de simulation et les performances obtenus. Une comparaison avec les résultats obtenus par le PI classique a montré l'amélioration des performances dynamiques. Ce qui rend le régulateur glissant un choix acceptable pour les systèmes d'entraînement nécessitant des réglages rapides, précis et moins sensibles aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques électriques et mécaniques.

Le travail, présenté dans ce mémoire, amène à soulever les perspectives de recherche suivantes:

- ✓ Les conditions de déroulement de notre mémoire nous ont obligés à limiter notre travail à une étude théorique et à des résultats de simulation. Il serait donc intéressant de tester, sur un banc expérimental, la validité des algorithmes proposés dans ce travail surtout ceux dédiés au découplage, à la commande par mode glissant.
- ✓ Utiliser des techniques adaptatives pour augmenter les performances de la commande en vitesse par mode glissant de la MADA.
- ✓ Utiliser d'autres types de convertisseurs de fréquence, tel que les cyclo convertisseurs et les convertisseurs matriciels adaptés aux grandes puissances.
- ✓ Etudier la MADA associée à d'autres stratégies de commande.

# Bibliographies

- [1].M. S. Vicatos et A. J. Tegopoulos, « A doubly-fed induction machine différentiel drive model for automobiles », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, No. 2, pp. 225- 230, June 2003.
- [2].Zerzouri Nora, Commande d'un moteur asynchrone à double alimentation, Mémoire Présenté en vue de l'obtention du Diplôme de Master, Electrotechnique Industrielle, université badji mokhtar - annaba badji mokhtar – ANNABA UNIVERSITY, 2020/2021.
- [3] B. Hopfenspeger et D.J.Atkinson, « Doubly-fed a.c. machines: classification and comparison », European Conference on Power. Electronics And Applications (EPE), Gras, 2001.
- [5] S. Drid, « Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation : théorie et expérimentation », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [6] A. Dendouga, « Contrôle des puissances actives et réactive de la machine asynchrone a doublé alimentation (DFIM) », Thèse De Doctorat En Science En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [7] A. Meroufel, « Contrôle De La Machine Asynchrone ». Polycopie De Cours, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [8] M. Marty, D. Dixneuf et D. G. Gilbert, « Principe De L'électrotechnique », DUNOD, Paris, 2005.
- [9] Elbia.Yousef, , Thèse Magistère, Université de Batna, 15 Juin 2009.
- [10], "Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone à Double Alimentation ", thèse de doctorat, institut national polytechnique de Toulouse, Mars 2007.
- [11], " Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) ", thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2006.
- [12] Ben Nadji Hocine, « Commande de la puissance active et réactive du GADA par la méthode de mode glissant» . Master Academique, Université Echahid Hamma Lakhdar-El-Oued.
- [13]. ELBIA, Y. Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté. Thèse de magister de l'université de Batna, 2009.
- [14]. BOSE, B.K. Power Electronics and AC Drives. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1986.
- [16]. GUEZ, A, EILBERT, J et KAM, M. Neural Network Architecture for Control. IEEE Control Systems Magazine, pp. 22–25, April 1988.

- [17]. F. NACERI and S. BELKACEM, ' Speed Sensorless DTC for Induction Motor Based on an Improved Adaptive Flux Observer', The Ninth International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control & Computer engineering, December 20 -23, 2008, Sousse, Tunisia.
- [18] H. Mohammed, « Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel Abbes, 5/10/2017.
- [18] R. Sadouni, « Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile » Mémoire de Magister de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2010.
- [19] B. Elakhdar, « Commande directe du couple floue et neuronale d'un moteur synchrone à double étoile sans capteur mécanique alimenté par onduleurs multiniveaux », Thèse Doctorat en sciences, université Djillali liabes –sidi bel abbés, 2015
- [20] M. M.Mohammedi, (2014). Commande tolérante aux défauts de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d'Oran).
- [21] F. Bonnet, (2008). Contribution à l'optimisation de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation utilisée en mode moteur (Doctoral dissertation, INPT).
- [22].DJERIRI Youcef, Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle, UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES, Doctorat en Sciences, 2015.
- [23] S. Rebouh et S. Benaïcha, «commande par DTC d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2008.
- [24] Ridha Kechida "Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple (DTC) d'un moteur asynchrone: Application au diagnostic des défauts", Thèse de magister, université d'El-oued 2010.
- [25] L. Bessouf, « Etude comparative des performances dynamiques et statoriques d'un FOC et d'un DTC d'une Machine à induction », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2005.
- [26] B. Messaoudi, « Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone», thèse de magister d'électrotechnique université de Biskra 2007.
- [27] M. Abd elkebir et N. Merzoug, «contrôle direct de couple d'une machine a induction», mémoire d'ingénieur université de Msila, juin 2005.

- [28] B. Tahar «Contrôle DTC d'une machine asynchrone» diplôme de MASTER université d'ANNABA 2017.
- [29] M. MedIbrahim et R. Med Mokhtar «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone» du diplôme de Master, université EL-Oued2014.
- [30] M. BACHIR «DTC intelligente appliquée à la commande de la machine asynchrone » université de Batna 2014.
- [31] Z. Yamina «Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone», du diplôme de Magister, université de Sétif 2010.
- [32] L. Salah «Commande à Structure Variable d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent (MSAP)», du diplôme de Magister, université DE ANNABA 2006.
- [33] A. Ahmed «Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage», du diplôme de Magister, université DE Biskra 2011.
- [34] A. Hadjer «Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires», du diplôme de Magister, université de Sétif, 2014.
- [35] T. Hicham «Contrôle par mode glissant: Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts», du diplôme de Doctorat université de Biskra 2016.