



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

# MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies  
Électromécanique  
Électromécanique

Réf. : .....

---

Présenté et soutenu par :  
**Monsef Karim TIBERMACHINE**

Le : mardi 9 juillet 2019

## Commande vectorielle d'une machine asynchrone

---

### Jury :

Dr. BETKA Achour	Pr	Université de biskra	Rapporteur
Dr. MEGHREBI Ahmed Chaouki	MCA	Université de biskra	Président
Dr. DENDOUGA Abdelhakim	MCA	Université de biskra	Examineur



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

# MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies  
Électromécanique  
Électromécanique

---

Présenté et soutenu par :  
**Monsef Karim TIBERMACINE**

Le : mardi 9 juillet 2019

## Commande vectorielle d'une machine asynchrone

---

Présenté par :  
Monsef Karim TIBERMACINE

Avis favorable de l'encadreur :  
Pr. BETKA Achour *signature*

**Avis favorable du Président du Jury**  
MEGHREBI Ahmed Chaouki *Signature*

**Cachet et signature**

## PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE

---

### PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE

La machine utilisée est une machine asynchrone à cage d'écureuil standard. Sa caractéristique principale sont les suivantes :

Puissance nominal	1.5 KW
Tension nominal	220/380 V
Nugmber de pair pole	2
La vitesse de rotation	1000tr/min

#### Paramètres électrique :

Résistance statorique	4.85 $\Omega$
Résistance rotorique	3.805 $\Omega$
Inductance cyclique du stator	0.274 H
Inductance cyclique du rotor	0.274 H
Inductance mutuel	0.258 H

## PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE

---

### Paramètres mécaniques :

Moment de d'inertie du rotor	0.031 Kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement physique	0.001136 SI

## **REMERCIEMENT**

*Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers **Allah**, qui m'a donné la patience et la volonté pour que je puisse continuer ce travail.*

*Nous remercions Très sincèrement Mr. **Betka Achour** notre promoteur de ce travail, pour ses conseils pertinents, et ses orientations judicieuses sa patience et diligence, et par ses suggestions a grandement facilité ce travail.*

*Notre profonde gratitude à tous les enseignants du département Génie électrique, qui ont encouragé à donner le meilleur d'eux même en Nous assurant une formation aussi meilleure que possible, et particulier Nous remercions vivement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.*

## **Référence Bibliographique**

- [1] Akkouchi Kamel, " Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone ", Thèse de magister, Université Annaba 2007.
- [2] Gagui Moussa, "Commande directe du couple d'un moteur asynchrone", mémoire de master, Université Biskra 2017 / 2018.
- [3] Alia Salim, Guedda Smail, "Commande Vectorielle d'une Machine à Induction", mémoire de master, Université de El-Oued 2018.
- [4] Keyhan Sheshyekani, "Machines et entraînements électriques ELE840", cours, école Polytechnique de Montréal 2019.
- [5] LADJEL Younes, TOUIL Ameer, "ÉTUDE D'UN ENTRAINEMENT ÉLECTRIQUE À VITESSE VARIABLE D'UN MOTEUR À INDUCTION", mémoire de master, Université M'sila 2016 /2017.
- [6] Soufien GDAIM, " Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes", thèse de doctorat, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir, 2013.
- [7] AIMENE Ferhat, TOUAHRI Said "Etude et simulation d'un système redresseur MLI – onduleur Pour l'entraînement de la MAS", mémoire de master, Université Ouargla 2015.
- [8] Dr. Mounir HADEF, "Commande Électrique", Cours, Université de Jijel 2015.
- [9] MESBAHI NADHIR, "Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone", Thèse de magister, Université Annaba 2007.
- [10] Tamrabet Hanene "Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure minimale d'une Machine Asynchrone", Thèse de magister, Université de Batna 2006.
- [11] Lotfi BAGHLI, " Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques ", Thèse de doctorat ,14 Janvier 1999.

[12] Chekima Djamel," Commande d'une machine asynchrone par logique floue", mémoire de master, Université de El-Oued 2014.

## RESUME (Français, English et Arabe)

### Résumé :

Le moteur asynchrone de par ses avantages incontestés (simplicité de conception et d'entretien, faible coût, et surtout absence de l'ensemble balais-collecteur), et de loin le moteur le plus utilisé en industrie.

Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, présente une étude détaillée de la structure d'une commande importante qui est la commande vectorielle à flux orientée FOC.

Un système de commande de haute performance demande en général une bonne réponse en régulation et en poursuite, qui soit insensible aux variations des conditions d'opération et des paramètres du procédé.

Dans le présent travail, nous appliquons les principes de commande vectorielle à flux rotorique orienté pour réaliser le découplage entre le flux et le couple. Deux types de commande sont envisagés : commande vectorielle directe et commande vectorielle indirecte. Nous avons ensuite analysé les deux méthodes de commande par des essais de robustesse. Les résultats de simulation confirment la validité et l'efficacité du système de commande.

**Mots clés : modélisation, machine asynchrone, commande vectorielle à flux orienté FOC, commande vectorielle direct et indirecte, Simulation.**

### Abstract :

The asynchronous motor by its undisputed advantages (simplicity of design and maintenance, low cost, and especially absence of the collector-broom assembly), and by far the most used engine in industry.

The work carried out, in the context of this thesis, presents a detailed study of the structure of an important control which is the oriented flow vector control FOC.

A control device of high performance in general requires a good response in regulation and continuation, which is insensitive with the variations of the conditions of operation and the parameters of the process.

In this work, we apply the principles of rotor-flux oriented control to realize decoupling between flux and the torque. Two types of control are considered: direct vector control and indirect vector control. We then analyzed the two methods of control by tests of robustness. The results of simulation confirm the validity and the system effectiveness of control.

### ملخص:

المحرك الغير المتزامن بسبب مزاياه التي لا يمكن انكارها (بساطة التصميم، والتكلفة المنخفضة، وخاصة عدم وجود مجمع مكنسة التجميع)، والى حد بعيد اكثر المحركات استخداما في الصناعة. العمل المنجز، في سياق هذه الاطروحة، يقدم دراسة تفصيلية لبنية تحكم مهم الذي هو تحكم التدفق الموجه ان نظام التحكم الفعال يتطلب بصفة عامة استجابة جيدة في الضبط وهو حساس بالنسبة لتغيرات ظروف التشغيل في هذا العمل طبقنا مبادئ التحكم الشعاعي للتدفق الموجه على الدوار من اجل فصل التدفق على العزم الكهرمغناطيسي بطريقتين مختلفتين: تحكم شعاعي مباشر وتحكم شعاعي غير مباشر. بعد ذلك قمنا بإجراء اختبارات على كلا الطريقتين؛ نتائج الواقع الافتراضي تؤكد صحة وفعالية هذا النوع من التحكم.

## Sommaire

Résumé

Dédicace

Remerciements

Liste des symboles

Sommaire

Liste des figures

Introduction générale .....01

## CHAPITRE I

### GENERALITE SUR L'ENTRAINEMENT ELECTRIQUE BASE SUR LA MAS

I.1. Introduction .....03

I.2. Définition.....03

I.3. Importance des entraînements électriques.....03

I.4. Eléments d'un entraînement.....04

I.4.1 Le moteur .....05

I.4.2. Les capteurs .....07

I.5. Topologies de commande du MAS .....07

I.5.1. L'algorithme  $v/f = \text{constant}$  (commande scalaire) .....07

I.5.2. Commande vectorielle .....08

I.5.3. Commande Directe de Couple .....08

I.6. Avantages d'un entraînement .....09

I.7. Conclusion .....10

## CHAPITRE II

### MODELISATION D'UN SYSTEME D'ENTRAINEMENT BASE SUR UNE MAS

II.1. Introduction .....11

II.2. Schéma bloc de la chaîne du système d'entraînement .....11

**Sommaire**

II.3. Présentation de la machine asynchrone.....	12
II.3.1. Stator .....	12
II.3.2 Rotor .....	12
II.4.Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone .....	13
II.5.Modélisation de la machine asynchrone .....	14
II.5.1.Hypothèse simplificatrices.....	14
II.5.2.Équations générales de la machine asynchrone triphasée .....	14
II.5.2.a. Equations électriques.....	14
II.5.2.b. Equation magnétiques.....	15
II.5.2.c. Equation mécanique.....	16
II.6. TRANSFORMATION TRIPHASE-BIPHASE.....	17
II.6.1.TRANSFORMATION DE CLARKE .....	17
II.6.2.Transformation de concordia .....	17
II.7.Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasee.....	18
II.7.1.Matrices de passage .....	18
II.8.Choix du référentiel .....	19
II.9.Le système d'équation d'état .....	20
II.9.1.Représentation d'état du modèle de la MAS .....	20
II.10.Convertisseur de fréquence .....	21
II.10.1.Description de l'onduleur triphasé .....	21
II.11.Modèle de la machine asynchrone.....	24
II.12. Conclusion .....	24
<b>CHAPITRE III</b>	
<b>COMMANDE VECTORIELLE APPLIQUE A LA MAS</b>	
III.1. Introduction.....	25

**Sommaire**

III.2. Principe du contrôle par flux orienté .....	25
III.3.Type de la commande vectorielle .....	27
III.3.1.Commande vectorielle indirecte .....	27
III.3.1.1.Equation de la commande vectorielle indirecte .....	27
III.3.1.2.Schéma de la commande vectorielle indirecte.....	28
III.3.2.Commande vectorielle directe .....	29
III.3.2.1.Les équation de la commande vectorielle directe .....	30
III.4.Calcul du régulateur .....	31
III.4.1.Calcul du régulateur de vitesse.....	31
III.4.2.Calcul du régulateur du flux .....	32
III.5.Défluxage .....	33
III.6.Commande par hystérésis.....	33
III.6.1.Principe .....	33
III.7.Résultats des simulations .....	36
III.7.1.Résultats de la commande vectorielle indirecte.....	37
III.7.2. Résultats de la commande vectorielle directe .....	39
III.7.3.Variation de sens de rotation.....	42
III.7.4.Variation paramétrique .....	43
III.7.4.1.Commande vectorielle indirect (Rr <sub>1</sub> =3.805 ;Rr <sub>2</sub> =5.7075).....	43
III.7.4.2.Commande vectorielle directe (Rr <sub>1</sub> =3.805 ; Rr <sub>2</sub> =5.7075).....	44
III.8.Conclusion .....	45
Conclusion générale.....	46
PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE	47
Reference bibliographiques	49



# **Chapitre I**

## **Généralité Sur l'entraînement électrique basé sur la MAS**

# **Chapitre II**

## **Modélisation d'un système d'entraînement basé sur une MAS**

# **Chapitre III**

## **Commande Vectorielle applique à la MAS**

### **I.1. Introduction :**

La commande des machines électriques est l'une des applications des convertisseurs statiques (redresseur, hacheur, onduleur) [4]. Cette commande nécessite l'association d'une machine (courant continu, synchrones, asynchrones ou autres). En fait, le choix du moteur d'entraînement dépend du travail demandé, du lieu de travail et de la puissance à fournir.

Un certain nombre d'applications demandent une adaptation du couple, de la vitesse, de l'accélération ou d'autres grandeurs pour une conduite satisfaisante du procédé :

- \* Démarrage progressif du procédé, accélération et décélération contrôlée.
- \* Contrôle précis du couple, de la vitesse en régime statique et/ou dynamique.
- \* Réglage/asservissement des flux de production à la demande.

Pour bien choisir un système d'entraînement à vitesse variable, il est absolument nécessaire de connaître les contraintes imposées par la charge à l'ensemble réseau/convertisseur/machine.

Ce chapitre résume tous ce qui concerne les entraînements électriques à vitesse variable du moteur à induction [5].

### **I.2.Définition :**

Un entraînement électrique est un système assurant une conversion électromécanique par le biais d'un moteur ou d'un transducteur, et comprenant l'ensemble des périphériques nécessaire à la transmission, à l'alimentation et au contrôle.

Le concept du système, par opposition au moteur seul, est caractéristique de l'entraînement électrique.

L'entraînement électrique doit être adapté à l'application considérée par le biais de certains de ses composants. L'organe entraîné (pompe, machine-outil, traceur, périphérique d'ordinateur, robot...), s'il ne fait pas partie intégrante de l'entraînement, détermine ses caractéristiques par le biais du cahier des charges qui en découle [5].

### **I.3.Importance des entraînements électriques [4] :**

L'évolution de toutes les machines a été principalement conditionnée par l'introduction des commandes numériques.

Il en résulte de nouvelles contraintes pour les entraînements électriques :

- Une plus grande souplesse d'exploitation, impliquant une dynamique plus élevée et un contrôle dans un large domaine de vitesse.

- Des exigences croissantes en matière de positionnement.
- Une plus grande fiabilité, impliquant un accroissement de la durée de vie des moteurs.

#### I.4.Eléments d'un entraînement [4] :

Dans un variateur de vitesse, on trouve :

- Une machine électrique : définie par ses caractéristiques externes et de réglage (moteur à courant continu, moteur asynchrone, moteur synchrone...)
- Alimentation électrique (convertisseur statique) à partir d'une source d'alimentation : qui permet d'adapter la source électrique primaire au moteur (Redresseur, hacheur, onduleur, gradateur).
- Des capteurs : de vitesse, de position, de niveau...
- Une régulation

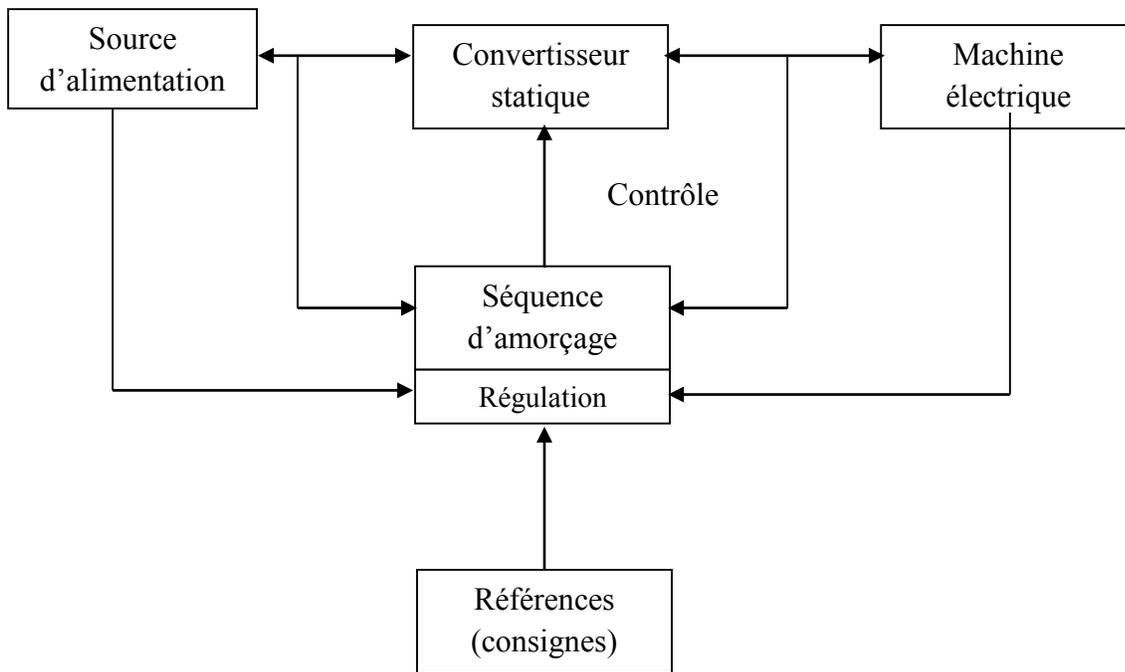
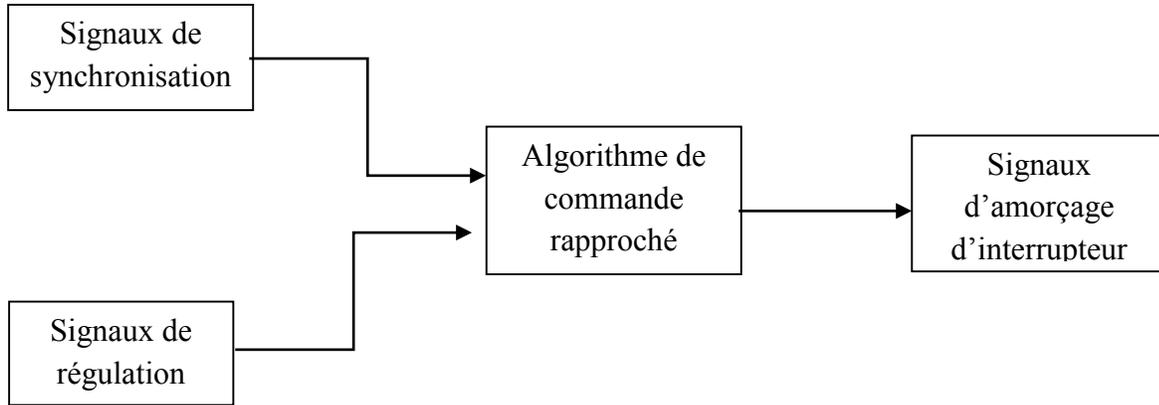
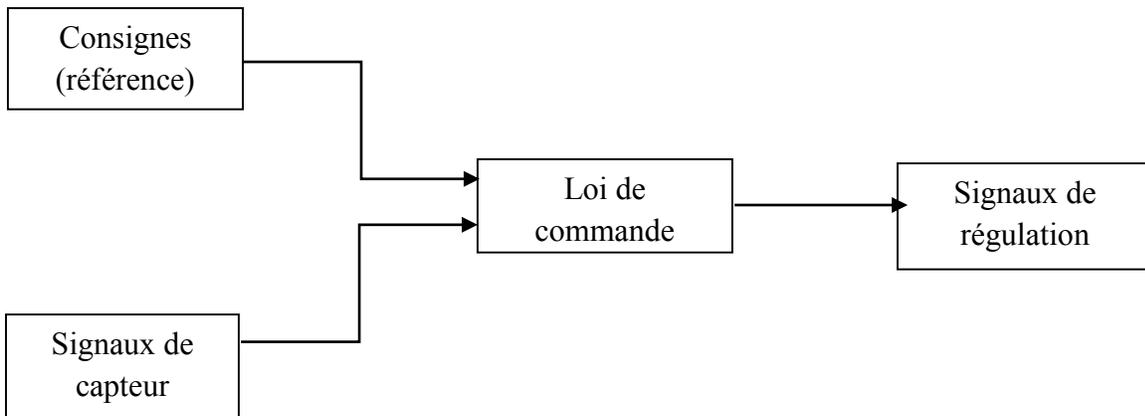


Figure (I.1) : Schéma synoptique du système d'entraînement



**Figure (I.2) :** Schéma synoptique d'algorithme de commande rapproché



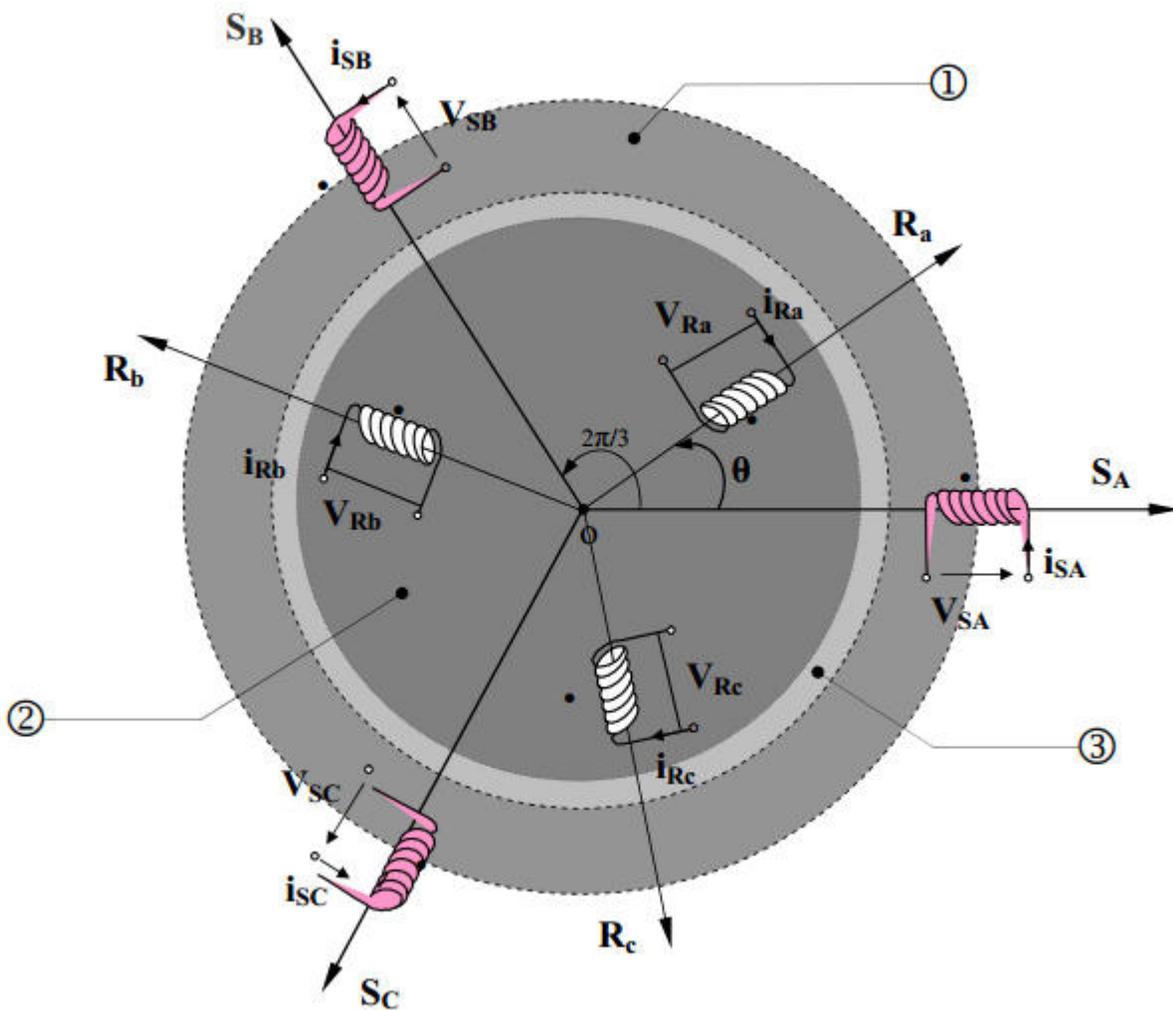
**Figure (I.3) :** Schéma synoptique de régulation

#### **I.4.1. Le moteur :**

Le moteur synchrone possède un rotor alimenté par une tension continue ce qui lui permet de tourner exactement à la fréquence de synchronisme et de ne rejeter aucune puissance réactive sur le réseau. Par contre, en cas de variation brusque du couple résistant sur l'axe du moteur ; et ce moteur ne supporte que de faibles variations de sa fréquence de rotation autour de la fréquence de synchronisme, il existe un risque de « décrochage », c'est à dire que la fréquence de rotation diminue et le moteur finit par s'arrêter.

Contrairement au moteur synchrone, le moteur asynchrone dispose d'un rotor en court-circuit, non alimenté. Dans les spires des induits du rotor circulent des courants induits par le champ magnétique tournant du stator.

Grâce à ces courants induits, un couple s'établit sur l'axe du moteur. La vitesse de rotation est déterminée par le couple résistant. En régime permanent sinusoïdal, la vitesse de synchronisme n'est jamais atteinte (d'où le terme d'asynchrone) et le moteur rejette de la puissance réactive sur le réseau. Parmi les moteurs asynchrones, le moteur à cage d'écureuil est particulièrement répandu en raison de sa structure très simple, donc robuste et facile d'entretien ; Figure (I.4) [5].



① Partie fixe : Stator. ② Partie mobile : Rotor. ③ Entrefer

Figure (I.4) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

#### **I.4.2. Les capteurs**

Les capteurs font partie intégrante de la chaîne d'entraînement car sans eux, le contrôle serait impossible.

Depuis les capteurs de courant jusqu'aux capteurs de vitesse ou de flux, ils permettent de mesurer les variables physiques que nécessite la commande [5].



**Figure (I.5) :** Capteur de vitesse.

#### **I.5. Topologies de commande du MAS :**

##### **I.5.1. L'algorithme $v/f = \text{constant}$ (commande scalaire) :**

Cet algorithme fait partie de la famille des méthodes de contrôle scalaire. Le principe de ces méthodes est d'agir sur la fréquence et l'amplitude des courants ou des tensions d'entrée afin de faire varier la vitesse de rotation des vecteurs spaciaux (flux, tension ...etc.), et donc faire varier le couple et la vitesse de rotation du moteur.

Avec l'algorithme, on s'arrange pour faire évoluer l'amplitude et la fréquence de la tension du moteur tel que leur rapport reste constant, ce qui permet de faire varier le couple du moteur et donc sa vitesse pour un couple résistant constant [5].

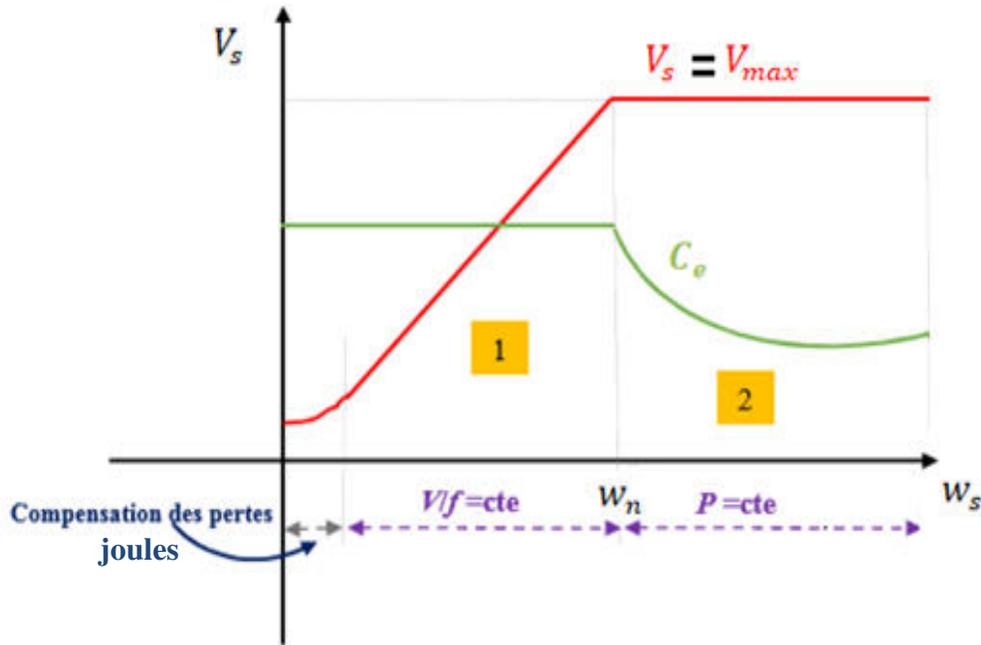


Figure (I.6) : commande scalaire –mode de fonctionnement

### I.5.2. Commande vectorielle :

La commande vectorielle, aussi appelée commande à flux orienté (field-oriented control en anglais), est une méthode de commande des variateurs des vitesses électrique, dans laquelle les courants statoriques triphasés d'un moteur électrique à courants alternatifs sont transformés en deux composantes orthogonales. Le premier vecteur permet le réglage du flux magnétique du moteur, tandis que le second règle le couple. Ils sont alors découplés et le fonctionnement devient alors similaire à celui d'un moteur à courant continu.

### I.5.3. Commande Directe de Couple :

La Commande DTC a été proposée par Takahashi au milieu des années 80. Comparée à la commande vectorielle, la commande DTC est moins sensible aux variations paramétriques de la machine et permet d'obtenir une dynamique précise et rapide du couple. Le principe de cette commande est de contrôler directement le couple et le flux statorique de la machine. Dans ce cadre, deux comparateurs à hystérésis sont utilisés et qui permettent de comparer les valeurs estimées avec celles de références. Ensuite, on commande directement les états de l'onduleur à travers une table de sélection prédéfinie [6].

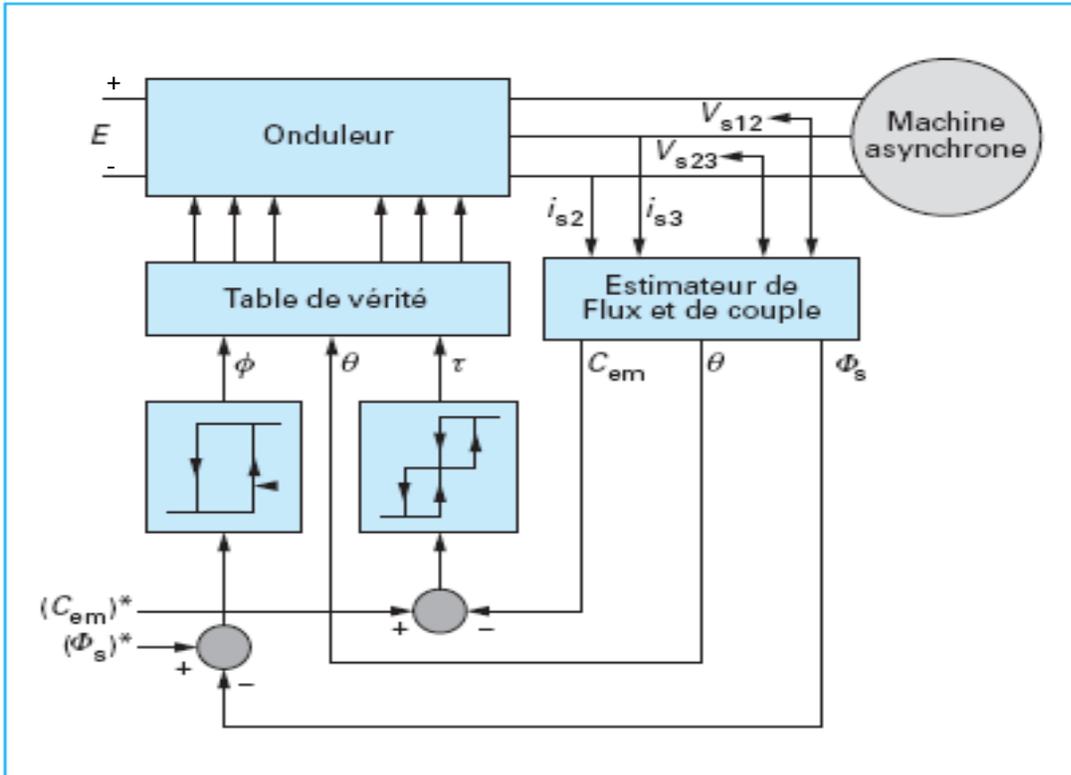


Figure (I.7) : Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

### I.6. Avantages d'un entraînement :

- Dans un entraînement électrique statique, on convertit l'énergie électrique fournie au moteur pour que celui-ci fournisse avec le minimum de pertes les caractéristiques mécaniques demandées par le processus.

- Outre les économies d'énergie, cette technique offre des avantages supplémentaires qui peuvent être déterminants dans le dimensionnement d'une installation.

Pour ce qui concerne le réseau d'alimentation, nous pouvons citer :

- \* La suppression des fortes surintensités du courant appelé par le moteur alternatif au démarrage.

- \* La diminution de la puissance du système d'alimentation.

Pour ce qui concerne le moteur, la technique d'entraînement à vitesse variable permet d'allonger sa durée de vie grâce à la diminution des contraintes qui lui sont appliquées.

Pour ce qui concerne la charge entraînée, nous pouvons citer la possibilité de régler le couple et la vitesse en tout point du plan effort-vitesse. Cet avantage provient des qualités de souplesse, de flexibilité, de précisions et de rapidité attachées aux régulations du système [4].

**I.7.Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons décrit le concept d'un entraînement électrique, et les principales topologies de commande de la vitesse d'un MAS.

A cet effet, les commandes les plus prononcées du MAS sont la commande scalaire, dite : à flux constant, et ses successives : la commande directe du couple et la commande vectorielle (à flux orienté), qui sera l'objet de ce travail.

### **II.1.Introduction :**

Vouloir commander les moteurs électriques suppose non seulement une bonne connaissance de leurs caractéristiques, mais aussi une étude approfondie de la théorie expliquant leur fonctionnement [1].

Cette modélisation de la machine asynchrone nous permet de simuler et déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui, décrivent le comportement de la machine.

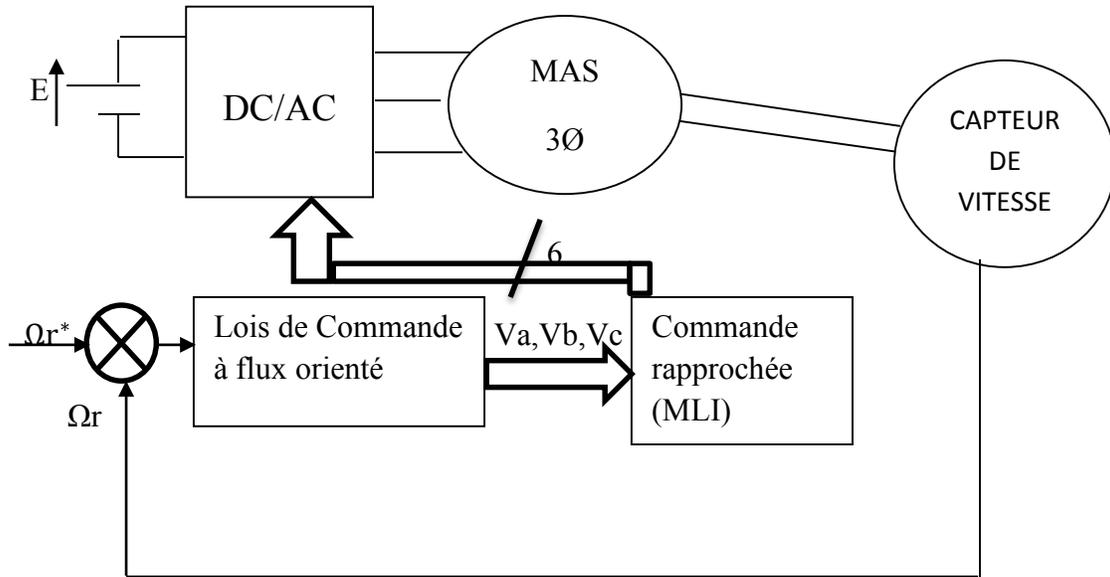
Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir la commande nécessaire, s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse etc... [7].

Dans ce chapitre nous nous intéresserons à la modélisation de la machine asynchrone par :

- \*La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices.
- \*La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park.
- \*La mise sous forme d'équation d'état.

### **II.2. Schéma bloc de la chaîne du système d'entraînement :**

Le système d'entraînement utilisé se compose de : une source d'alimentation continue ; un onduleur de tension à deux niveau commandé en MLI naturelle, un moteur asynchrone a cage et un système de commande basé sur les lois de commande à flux orienté.



**Figure (II.1) :** Système d'entraînement basé sur le contrôle vectoriel

Le but de travail cible :

- La régulation de vitesse en boucle fermée suivant un profil choisi.
- La concrétisation du principe d'orientation du flux rotorique, pour une commande indirecte et directe.

### II.3.Présentation de la machine asynchrone [8] :

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine Figure(II.2).

#### II.3.1.Stator :

Le stator est composé de trois bobinages dont les axes sont décalés de  $120^\circ$ . Les phases sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes, ou par un onduleur de tension.

#### II.3.2.Rotor :

La structure du rotor peut être réalisée par :

- 1- Un système d'enroulements triphasés (rotor bobiné)
- 2- Une cage conductrice intégrée aux pôles ferromagnétiques.

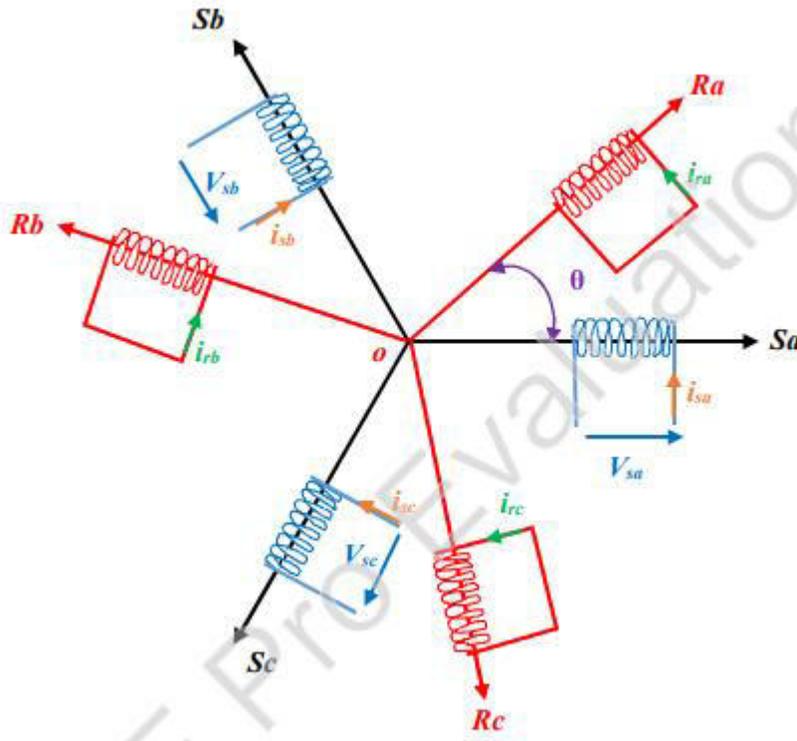


Figure (II.2) : Représentation des enroulements de la machines asynchrone.

#### II.4.Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone :

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant [9].

L'interaction électromagnétique des deux parties d'une machine asynchrone (sans collecteur) n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant ( $n_1$ ) diffère de celle du rotor ( $n$ ) ; c'est-à-dire, lorsque  $n \neq n_1$ , car dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque  $n = n_1$ , le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique. Le rapport :

$$g = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (II.1)$$

Est appelé glissement d'une machine asynchrone.

## **II.5. Modélisation de la machine asynchrone :**

### **II.5.1. Hypothèse simplificatrices :**

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [10] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- la machine alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées.
- La saturation du circuit magnétique, (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables).
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

### **II.5.2. Équations générales de la machine asynchrone triphasée :**

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor, les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

#### **II.5.2.a. Equations électriques :**

La loi de Faraday et la loi d'Ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages [8].

En désignant par :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Les équations (II.2) et (II.3) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$[V_{s(abc)}] = [R_s][i_{s(abc)}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s(abc)}] \quad (\text{II.4})$$

Pour le rotor :

$$[V_{r(abc)}] = [R_r][i_{r(abc)}] + \frac{d}{dt} [\phi_{r(abc)}] \quad (\text{II.5})$$

Avec :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad (\text{II.6})$$

### II.5.2.b. Equation magnétiques :

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}]^T \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Tel que :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{II.9})$$

Où les matrices d'inductances statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire  $\theta$  entre l'axe du stator et celui du rotor :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

### II.5.2.c. Equation mécanique :

Le couple électromagnétique peut s'écrire :

$$C_e = P [i_{s(abc)}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_{r(abc)}] \quad (\text{II.13})$$

Pour avoir un modèle complet de la machine, il nécessite d'introduire l'équation du mouvement de la machine, exprimée comme suivant :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (\text{II.14})$$

Les équations ainsi obtenus sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (II.2), et (II.3). Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres.

## II.6.TRANSFORMATION TRIPHASE-BIPHASE :

Le but de l'utilisation de cette transformation est de passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé (d-q) permettant d'avoir un modèle dynamique à coefficients constants. Il existe principalement deux transformations : CLARKE et CONCORDIA. La transformation de CLARKE conserve l'amplitude des grandeurs, mais ni la puissance ni le couple ; Tandis que celle de CONCORDIA, qui est normée, elle conserve la puissance mais ne conserve pas les amplitudes [1].

### II.6.1.TRANSFORMATION DE CLARKE :

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé de CLARKE  $\alpha\beta$  s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c.à.d } [X_{\alpha\beta}] = C_{23} [X_{abc}] \quad (\text{II.15})$$

Avec :

$$C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Le passage inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = C_{32} [X_{\alpha\beta}] \text{ avec } C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

### II.6.2.Transformation de concordia :

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé  $\alpha\beta$  s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c.à.d } [X_{\alpha\beta}] = T_{23} [X_{abc}] \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Le passage inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = T_{32}[X_{\alpha\beta}] \text{ avec } T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

### II.7. Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée :

La transformation de la machine triphasée à une machine biphasée consiste à remplacer tout enroulement triphasé (a, b, c) par deux enroulements équivalents, l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q).

La transformation de Park consiste à être appliquer aux courants, tensions et flux. La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d, q) est dite de Park, conformément à la Figure(II.3) [1].

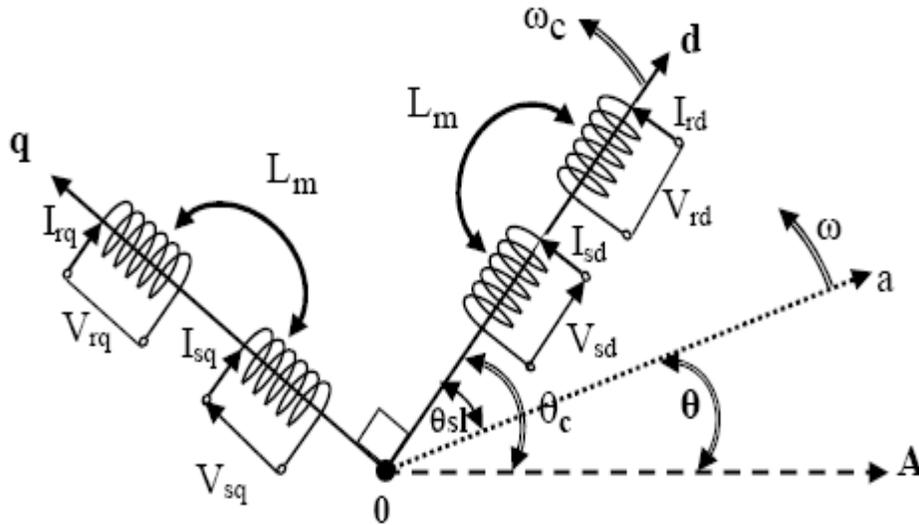


Figure (II.3) : Représentation des enroulements fictifs d'axes d-q

#### II.7.1. Matrices de passage :

La matrice de la transformation de PARK qui conserve la puissance instantanée est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Sous forme plus compacte.

$$[X_{dq0}] = p(\theta)[X_{abc}] \quad (\text{II.22})$$

$$p(\theta) = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Cette transformation est dite orthogonale :  $[P(\theta)]^{-1}=[P(\theta)]^T$  (II.24)

La matrice de la transformation de PARK qui conserve les amplitudes est défini comme suit :

$$p(\theta) = 2/3 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

La composante homopolaire (o) dans un système équilibré est nulle.

L'angle  $\theta$  qui sert à la transformation de Park est a priori quelconque. Il dépend du choix du référentiel.

En appliquant la transformation du Park au système d'équations (II.2), (II.3), le nouveau système d'équations devient dans un repère lié au champ tournant ( $W_{\text{coor}}=W_s$ ) :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_s \\ w_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_{sl} \\ w_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

On utilise encore la transformation de Park dans les relations (II.7), (II.8) :

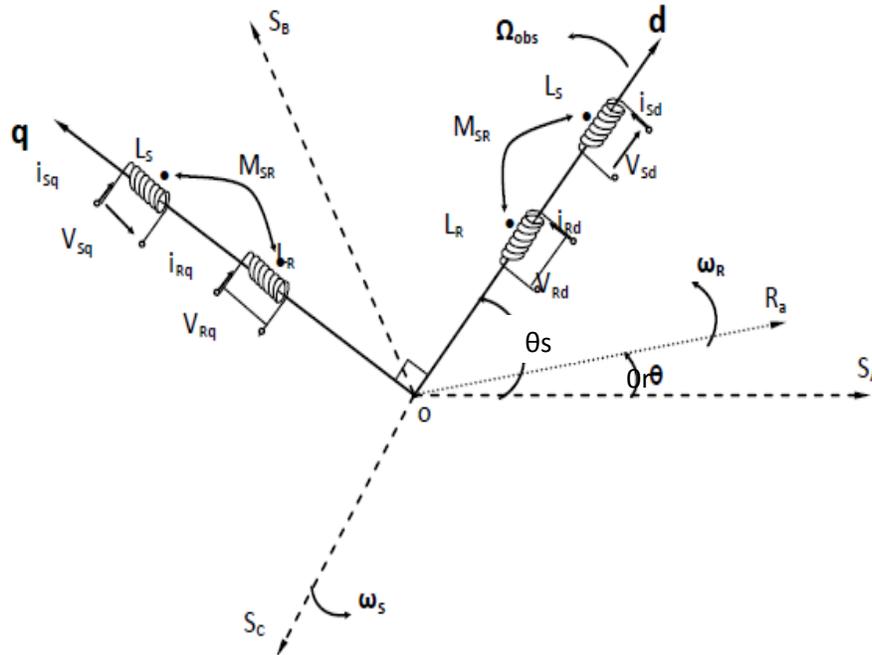
$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{qs} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

$L_s = l_s - L_m$ ,  $L_r = l_r - L_m$  : Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

### II.8.Choix du référentiel :

L'étude analytique d'une machine asynchrone à l'aide de la transformation de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin de connaître pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine .Il existe trois choix important ; on peut fixer le repère d, q au stator, au rotor ou au champ tournant [9].



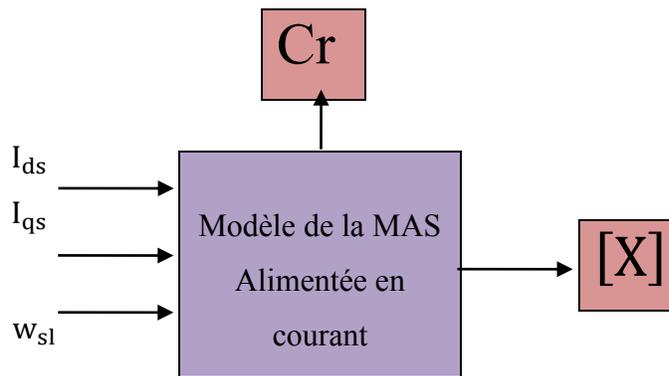
**Figure (II.4) :** Référentiel tournant d'axes (d– q).

θ<sub>s</sub>: Déphasage entre l'axe (A) de la phase statorique et l'axe direct de Park.

θ<sub>r</sub>: Déphasage entre l'axe (A) de la phase statorique et l'axe (a) de la phase rotorique

### II.9. Le système d'équation d'état :

Pour une alimentation en courants, les courants statoriques [ $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ ] sont considérés comme entrées les flux rotoriques [ $\Psi_{dr}$ ,  $\Psi_{qr}$ ,  $\omega_r$ ] comme variables d'état.



**Figure (II.5) :** Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en courant.

#### II.9.1. Représentation d'état du modèle de la MAS :

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (II.30)$$

Avec :

$[X] = [\phi_{dr}, \phi_{qr}, \omega_r]$  : vecteur d'état

$[U] = [I_{ds}, I_{qs}, w_{sl}]$  : vecteur de commande

$[A]$  : Matrice de transition du système dynamique

$[B]$  : Matrice de commande

Ce modèle est déduit des équations suivantes :

$$\frac{d\phi_{dr}}{dt} = \left(\frac{1}{T}\right) \phi_{dr} + \left(\frac{L_m}{T_r}\right) I_{ds} w_{sl} \phi_{qr} \quad (II.31)$$

$$\frac{d\phi_{qr}}{dt} = \left(\frac{1}{T}\right) \phi_{qr} + \left(\frac{L_m}{T_r}\right) \times I_{qs} w_{sl} \times \phi_{dr} \quad (II.32)$$

$$C_e = ((p \times L_m)/L_r) \times (\phi_{dr} \times I_{qs} - \phi_{qr} \times I_{ds}) \quad (II.33)$$

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \left(\frac{pL_m}{L_r}\right) \frac{(\phi_{dr} \times I_{qs} - \phi_{qr} \times I_{ds}) - C_r}{j} - f\Omega_r \quad (II.34)$$

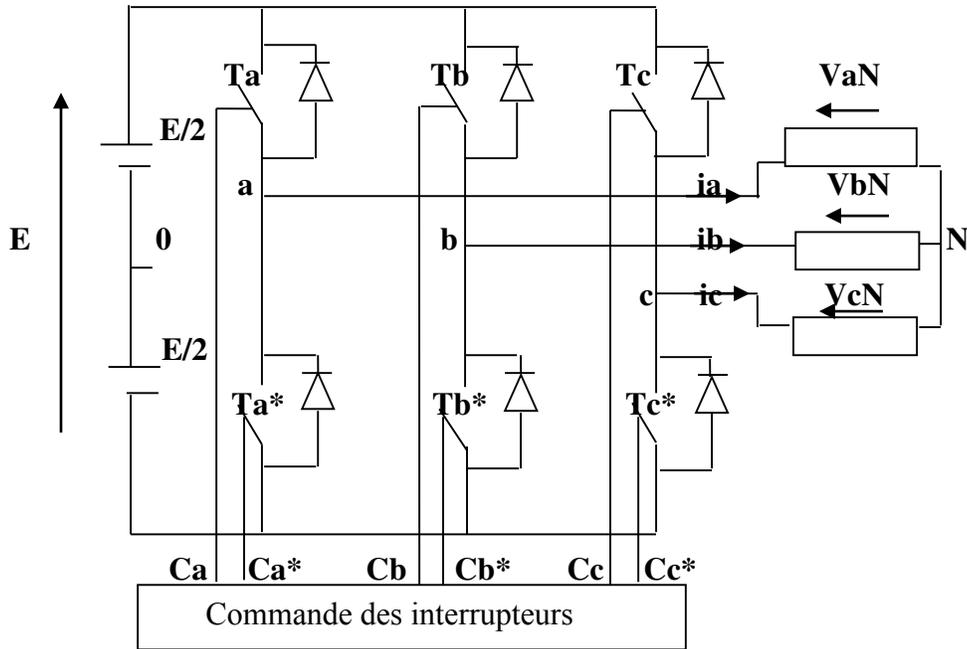
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$  et  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  : constante de temps statorique et rotorique.

## II.10. Convertisseur de fréquence

### II.10.1. Description de l'onduleur triphasé :

L'onduleur de tension est composé de trois bras. Chaque bras étant composé de deux interrupteurs contrôlés de manière complémentaire, C'est pour éviter le court-circuit et d'assurer la continuité du courant de la charge [1].

Chaque interrupteur est formé d'un semi-conducteur contrôlable (IGBT, GTO,.....etc.) et une diode connectée en antiparallèle. Les six diodes de roue libre assurent la protection des transistors et la récupération de l'énergie vers la source, voir la Figure (II.6) [1].



**Figure (II.6) :** onduleur de tension

Les tensions des phases en se référant au neutre fictif (o), en fonction du vecteur de commande  $S_i$ , sont représentées ainsi : [1].

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} - \frac{E}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.35})$$

En introduisant la tension du neutre, les tensions composées de sortie sont déduits ainsi :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} &= V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} &= V_{co} - V_{ao} \end{aligned} \quad (\text{III.36})$$

Le bobinage statorique est équilibré et couplé en étoile :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{III.37})$$

Après quelques manipulations mathématiques, les tensions de sorties de l'onduleur peuvent être obtenus :

$$\begin{aligned}
 V_{an} &= \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\
 V_{bn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\
 V_{cn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co}
 \end{aligned} \tag{III.38}$$

Le système d'équations (III.38) peut être mis sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \tag{III.39}$$

En tenant compte de la relation (III.36), nous pouvons déduire :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{III.40}$$

Les tensions simples du moteur asynchrone ( $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$ ) sont fonction des trois grandeurs booléennes ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) des interrupteurs, supposés idéaux :  $S_i = (1 \text{ ou } 0) \{ i=1,2,3 \}$

La matrice de transfert est donnée par :

$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \tag{III.41}$$



### III.1.Introduction :

En négligeant la réaction magnétique d'induit, la machine électrique qui répond le mieux aux hypothèses de découplage est la machine à courant continu à excitation indépendante. En effet, dans ce type de structure, il est simple d'imaginer des contrôles indépendants du flux et du couple respectivement par les courants d'inducteur et d'induit.

La difficulté de contrôler le moteur asynchrone réside dans la non linéarité du modèle et le fort couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques.

Le but de ce chapitre est de présenter les orientations du flux dans une machine asynchrone triphasée commandée en courant. La simulation a été faite pour l'orientation du flux rotorique seulement, pour une machine alimentée en courant.

### III.2.Principe du contrôle par flux orienté :

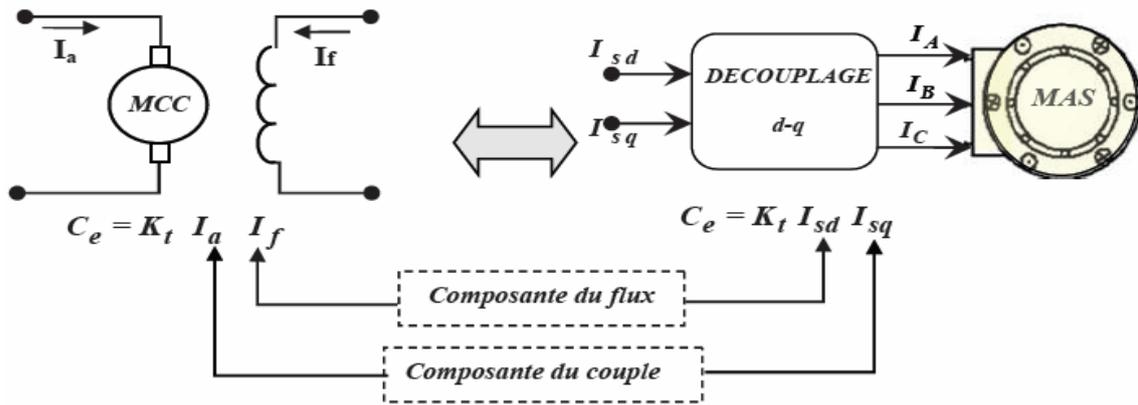
L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine [3].

La commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante, où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux, le courant d'excitation, et celle liée au couple, le courant d'induit. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. [11] La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante [1].

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe d-q que l'on oriente, de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux, c'est-à-dire :

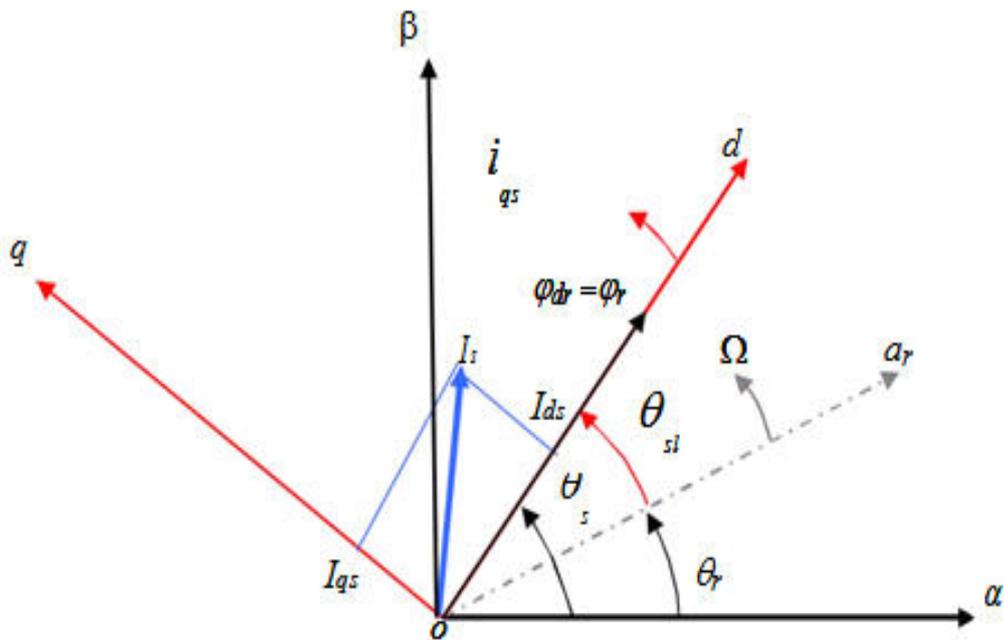
$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad \text{(III.1)}$$

L'objectif de la commande vectorielle est de réaliser artificiellement un découplage similaire comme la montre la Figure (III.1) [1].



**Figure (III.1) :** schéma de principe du découplage pour la MAS en analogie avec la MCC

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer, de point de vue implémentation Figure (III.2) [11].



**Figure (III.2) :** Orientation du flux rotorique

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

Nous avons vu que le couple en régime quelconque s'exprime dans le repère d-q comme un produit croisé de courants ou de flux :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} I_{ds} - \phi_{qr} I_{qs}) \quad (III.2)$$

Donc, si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant, alors le couple devient :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} \quad I_{ds}) \quad (III.3)$$

\*La composante  $I_{ds}$  joue le rôle du courant d'excitation qui génère et contrôle le flux d'excitation  $\Phi_r$  .

\*La composante  $I_{qs}$  joue le rôle du courant induit qui, à flux d'excitation donné, contrôle le couple.

### III.3.Type de la commande vectorielle :

Nous appliquons les principes de commande vectorielle à flux rotorique orienté pour réaliser le découplage entre le flux et le couple. Deux types de commande sont envisagés : commande vectorielle directe et commande vectorielle indirecte.

La méthode directe a été développée par F.Blaschke ; la seconde connue par la méthode indirecte développée par K.Hasse [12].

#### III.3.1.Commande vectorielle indirecte :

Dans le cas de la commande indirecte, le flux n'est pas régulé (donc ni mesuré, ni estimé). Il est fixe en boucle ouverte.

Dans la méthode indirecte, l'angle de Park  $\theta_s$  est calculé à partir de la pulsation elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique  $\omega_r$  [11].

La commande indirecte élimine le besoin d'utiliser un capteur ou un observateur du flux.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation en vers la variation des paramètres de la machine, surtout la constante de temps rotorique  $T_r$  [3].

##### III.3.1.1.Equation de la commande vectorielle indirecte :

Pour cette technique, les entrées de commande sont les courant statoriques et la vitesse de glissement, alors que les variables d'états sont les flux rotoriques et la vitesse rotorique :

$$U = [I_{ds}, I_{qs}, \omega_{sl}] \quad (III.4)$$

$$X = [\Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \Omega_r] \quad (III.5)$$

En adoptant cette orientation, les équations suivantes élaborent les équations de la commande vectorielles :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Tr} \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = L_m I_{ds} \\ \omega_{sl} = \frac{L_m}{\text{Tr}} \frac{I_{qs}}{\phi_r} = \omega_s - \omega_r \\ C_e = p \frac{L_m}{L_r} \phi_r I_{qs} \end{array} \right\} \text{ Lois de commande (modèle vectorielle)} \quad (\text{III.6})$$

L'inversion des équations (III.6) élaborent les entrées de commande :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds}^* = \frac{1}{L_m} (\text{Tr} \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^*) \\ I_{qs}^* = \frac{L_r}{p L_m} * \frac{C_e^*}{\phi_r^*} \\ \omega_{sl} = \frac{L_m}{\text{Tr}} * \frac{I_{qs}^*}{\phi_r^*} \end{array} \right\} \quad (\text{III.7})$$

$\phi_r^*$  : Flux de référence

$C_e^*$  : couple electromagnétique référence

### III.3.1.2. Schéma de la commande vectorielle indirecte :

En adoptant cette technique, l'asservissement de la vitesse est effectué par un régulateur PI, qui détermine par une boucle de contre-réaction le couple électromagnétique de référence  $C_e^*$ , et par conséquent le courant  $i_{qs}^*$ . Le courant direct  $i_{ds}^*$  et la vitesse de glissement  $\omega_{sl}$  sont déterminés par les équations (III.6) et (III.7).

Le bloc de défluxage permet de désaimanter la machine, une fois la vitesse de référence dépasse la vitesse nominale.

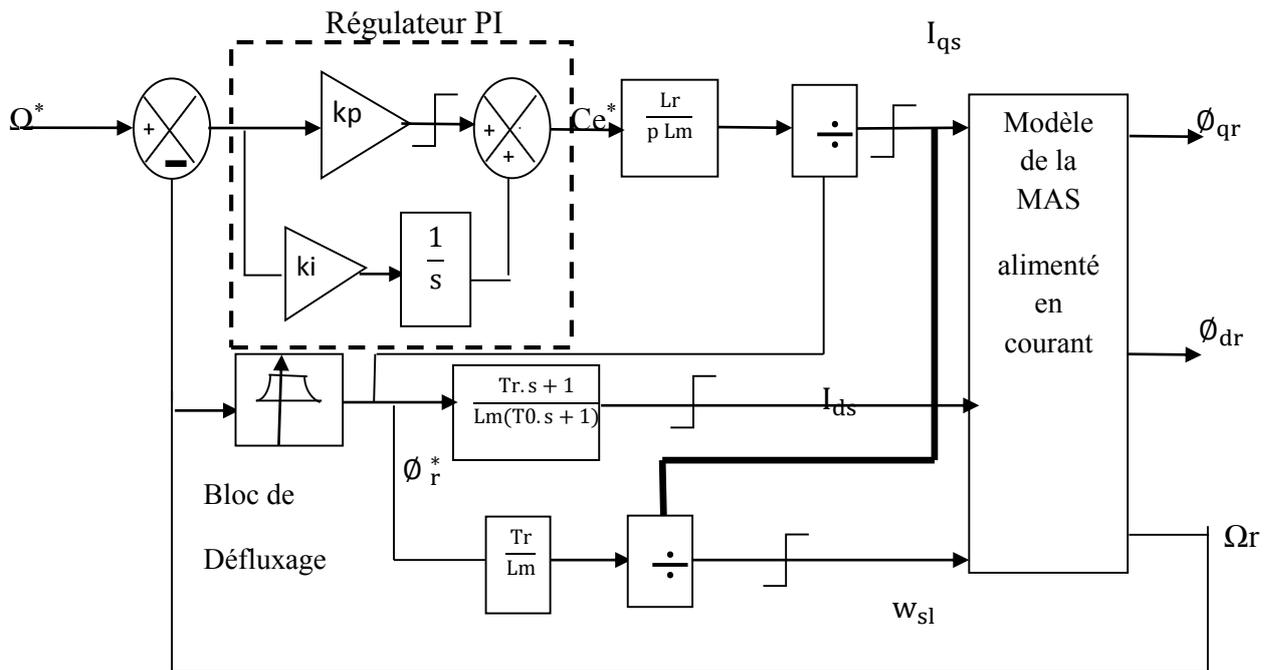


Figure (III.3) : Schéma block de la commande vectorielle indirecte

### III.3.2. Commande vectorielle directe :

Dans cette méthode, le flux est régulé par une contre réaction. Il est donc soit mesuré ou estimé. Il faut utiliser les capteurs placés sur les dents du stator.

Cette méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude. Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibrations,... etc.), de plus, la mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causés par les encoches.

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement [9].

Comme le montre la Figure (III.4), le schéma est le même que celui de la commande indirecte ; à la différence que la courant  $i_{ds}$  est déterminé par un deuxième régulateur PI.

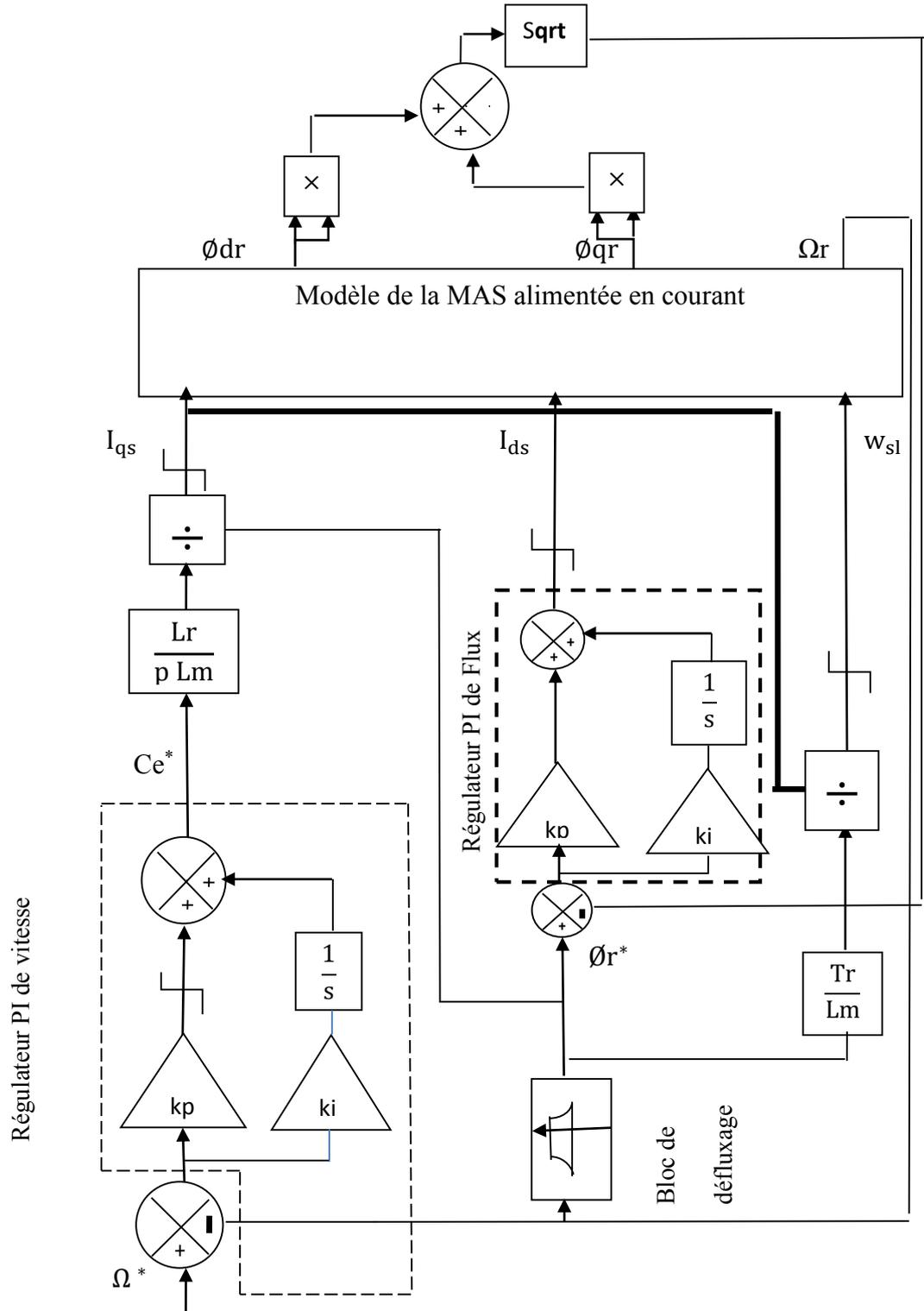


Figure (III.4) : Schéma block de la commande vectorielle directe

### III.3.2.1. Les équations de la commande vectorielle directe :

A cette étape, le couple de référence  $C_e^*$  est déterminée par de contrôleur PI de vitesse, et le courant direct  $i_{ds}$  est obtenu par le contrôleur PI de flux, alors que les équations de la commande de vectorielle indirecte sont valables dans cette commande.

### III.4.Calcul du régulateur :

#### III.4.1.Calcul du régulateur de vitesse :

En admettant que le coefficient de frottement est négligeable, la boucle de vitesse peut être simplifiée par le schéma suivant :

Le régulateur de vitesse :

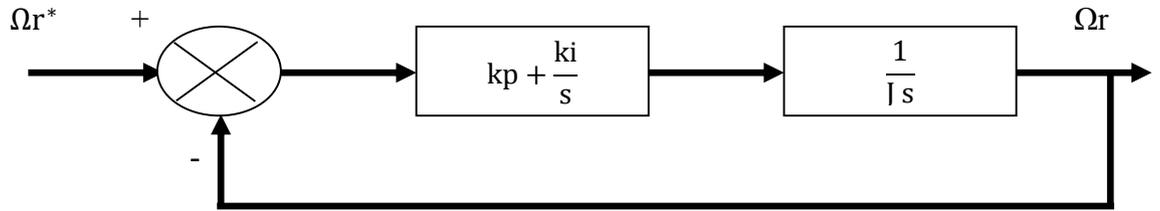


Figure (III.5) : Schéma bloc de régulateur de vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée est obtenue ainsi :

$$\frac{\Omega_r}{\Omega_r^*} = \frac{\left(Kp + \frac{ki}{s}\right)\left(\frac{1}{Js}\right)}{1 + \left(Kp + \frac{Ki}{s}\right)\left(\frac{1}{Js}\right)} \quad (III.8)$$

Après quelques manipulations, l'équation caractéristique est calculée ainsi :

$$s^2 + \frac{Kp}{J}s + \frac{Ki}{J} = 0 \quad (III.9)$$

En adoptant une équation caractéristique désirée de la forme :

$$s^2 + 2\alpha s + \alpha^2 = 0 \quad (III.10)$$

Avec :

$\alpha$  : Pole double

$$\alpha = \frac{2}{\tau} \quad (III.11)$$

$\tau$  : constant de temps désirée

En prenant :

$$\tau = 0.21 \text{ s}$$

$$\alpha = \frac{2}{0.21} = 9.52 \quad (III.12)$$

En comparant l'équation (III.9) et (III.10), les gains Kp et Ki sont déduits ainsi :

$$K_i = \alpha^2 J = 2.81 \quad (III.13)$$

$$K_p = 2 \alpha J = 0.6 \quad (III.14)$$

### III.4.2. Calcul du régulateur du flux :

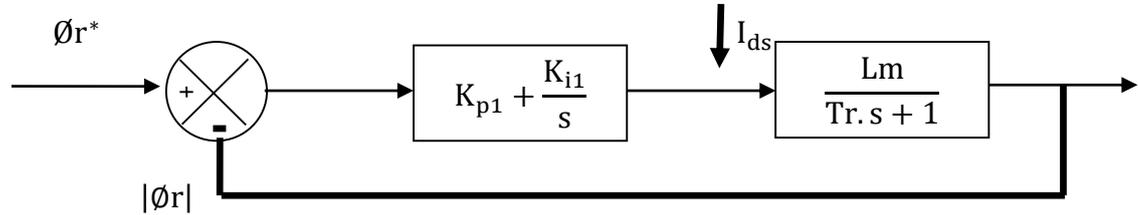


Figure (III.6) : boucle fermée de flux en CVD

La fonction de transfert en b.f s'écrit :

$$\frac{|\phi_r|}{\phi_r^*} = \frac{\left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s}\right) \left(\frac{L_m}{1 + Tr \cdot s}\right)}{1 + \left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s}\right) \left(\frac{L_m}{1 + Tr \cdot s}\right)} \quad (III.15)$$

D'où l'équation caractéristique s'écrit :

$$s^2 + \frac{(K_{p1} s L_m + 1)}{Tr} s + \frac{K_{i1} L_m}{Tr} = 0 \quad (III.16)$$

En adoptant une équation caractéristique désirée :

$$s^2 + 2\alpha_1 s + \alpha_1^2 = 0 \quad (III.17)$$

$$\alpha : \text{pole double } \tau_1 \leq \frac{\tau}{3} \quad (III.18)$$

$$\alpha = \frac{2}{\tau} \quad (III.19)$$

$\tau$  : constant de temps désirée, choisie égale à 0.032s

D'où :

$$\alpha = \frac{2}{0.032} = 62.46$$

Par la comparaison des équations (III.16) et (III.17), les gains du régulateur sont obtenus ainsi :

$$K_{i1} = \frac{Tr \alpha_1^2}{L_m} \quad (III.20)$$

$$K_{p1} = \frac{2\alpha_1 Tr - 1}{L_m} \quad (III.21)$$

$$K_{i1} = 109$$

$$K_{p1} = 3$$

### III.5. Défluxage :

Nous effectuons ce processus à n'importe quelle vitesse pour assurer un fonctionnement optimum de la machine, à en sur vitesse.

Le flux est généralement maintenu constant, à sa valeur nominale pour des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale du moteur. Par contre, il faut qu'il décroisse lorsque la vitesse augmente au-delà de la vitesse nominale afin de limiter la tension aux bornes du moteur. Pour cela, on définit le bloc de défluxage par le non linéarité suivante [7] :

$$\Phi_r = \Phi_{rN} \quad \text{si } |\Omega| \leq \Omega_N \quad (\text{III.22})$$

$$\Phi_r = \frac{\Omega_N}{\Omega} \Phi_{rN} \quad \text{si } |\Omega| > \Omega_N \quad (\text{III.23})$$

Avec :

$\Phi_{rN}$  : Flux rotorique nominal.

$\Omega_N$  : vitesse rotorique nominale.

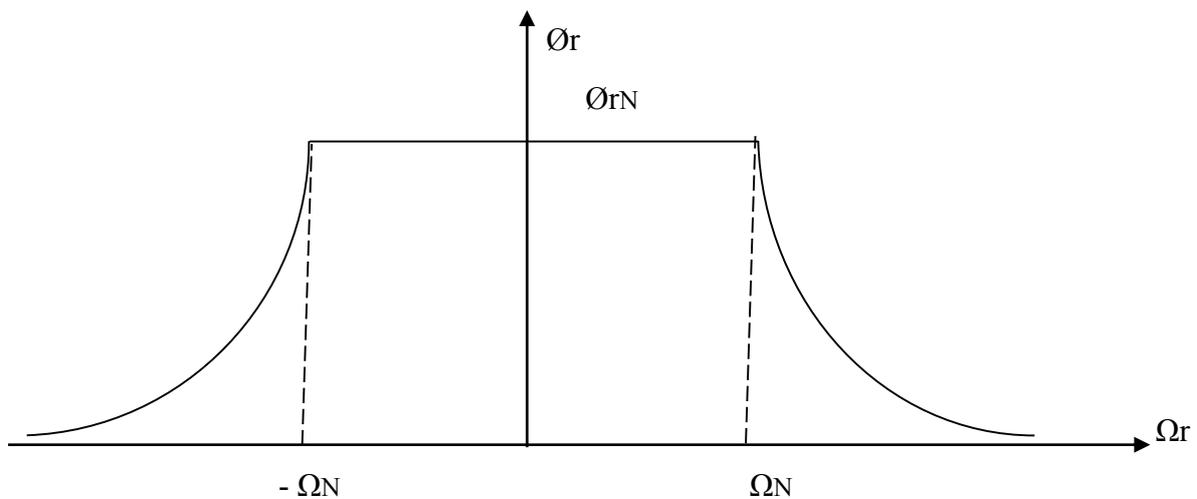


Figure (III.7) : Bloc de défluxage

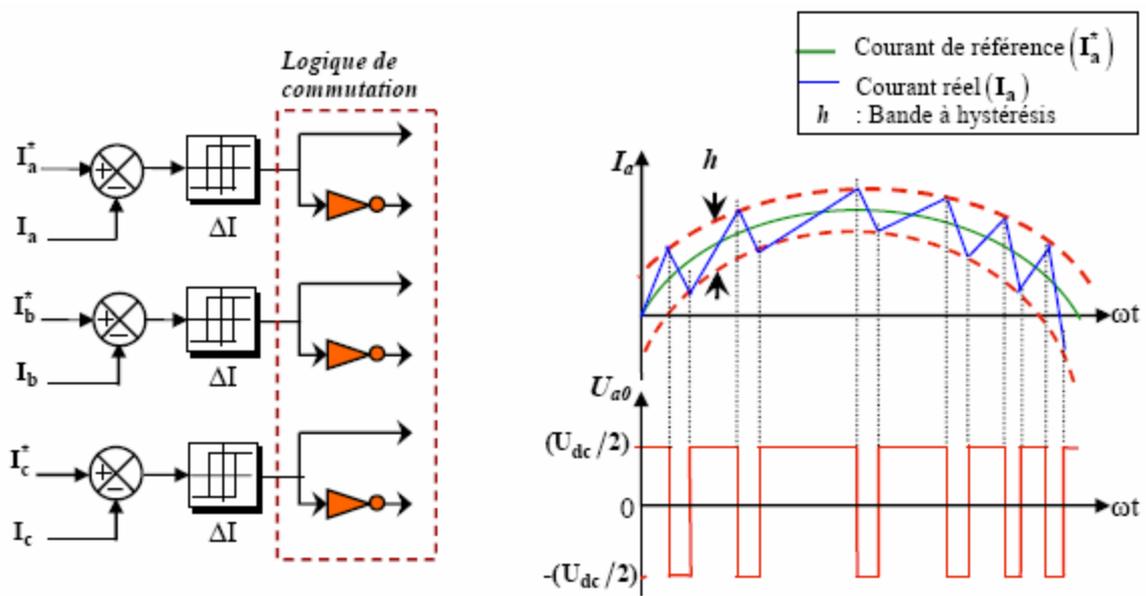
### III.6. Commande par hystérésis :

#### III.6.1. Principe :

Cette méthode fait appel à des régulateurs à hystérésis qui est un système de contrôle des courants (flux). Les sorties des correcteurs sont directement les ordres de commutations de l'onduleur [1].

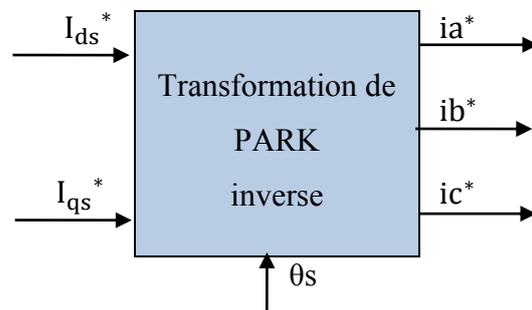
Le contrôle est réalisé par la mesure des courants instantanés des phases  $i_a, i_b$  et  $i_c$ , les forcent pour suivre des courants de référence sinusoïdaux [7].

Le schéma de principe de cette technique est représenté sur la figure suivante :

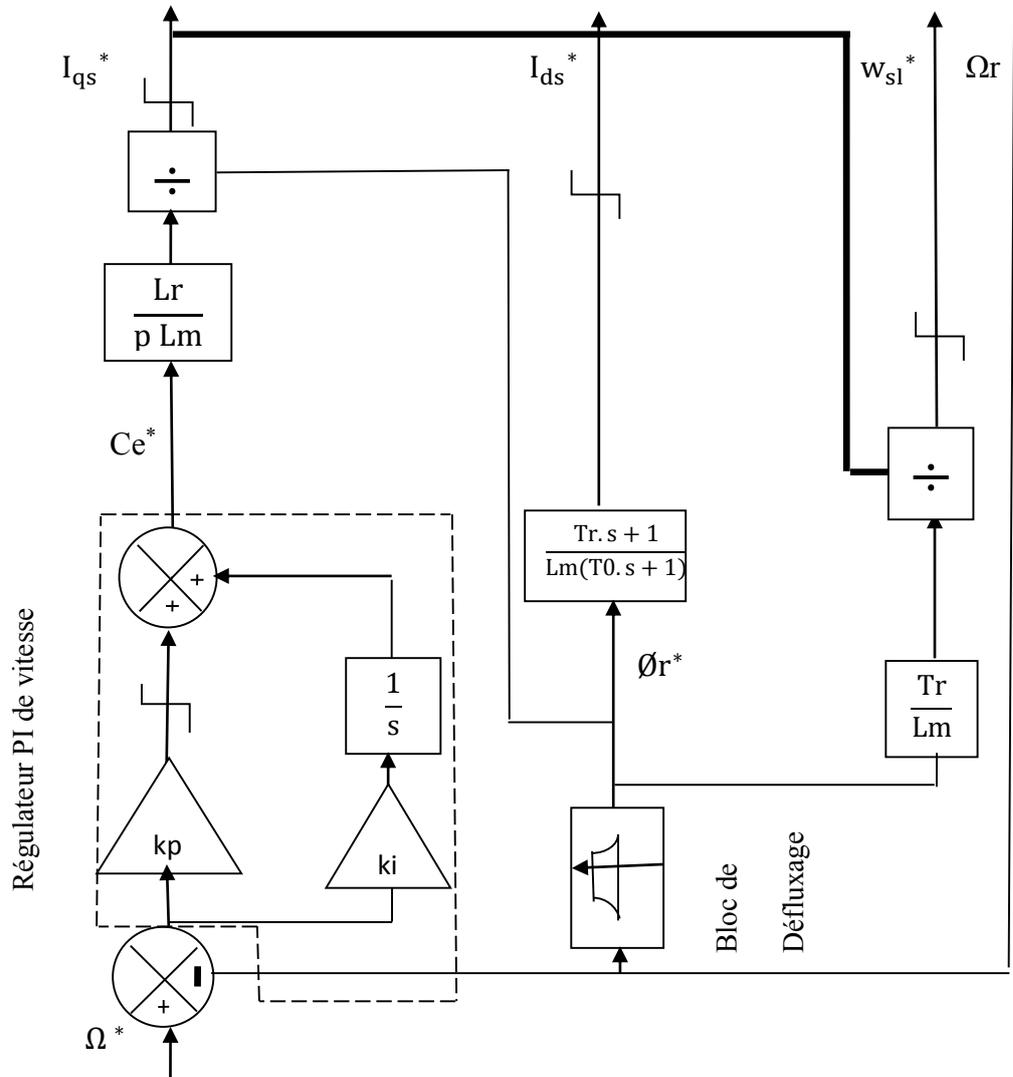


**Figure (III.8) :** Schéma de principe de la commande par hystérésis

Les courants de références  $i_a^*$ ,  $i_b^*$  et  $i_c^*$  sont déduits des courants  $I_{ds}^*$  et  $I_{qs}^*$  d'après le schéma suivant :



**Figure (III.9) :** déduction des courants de référence



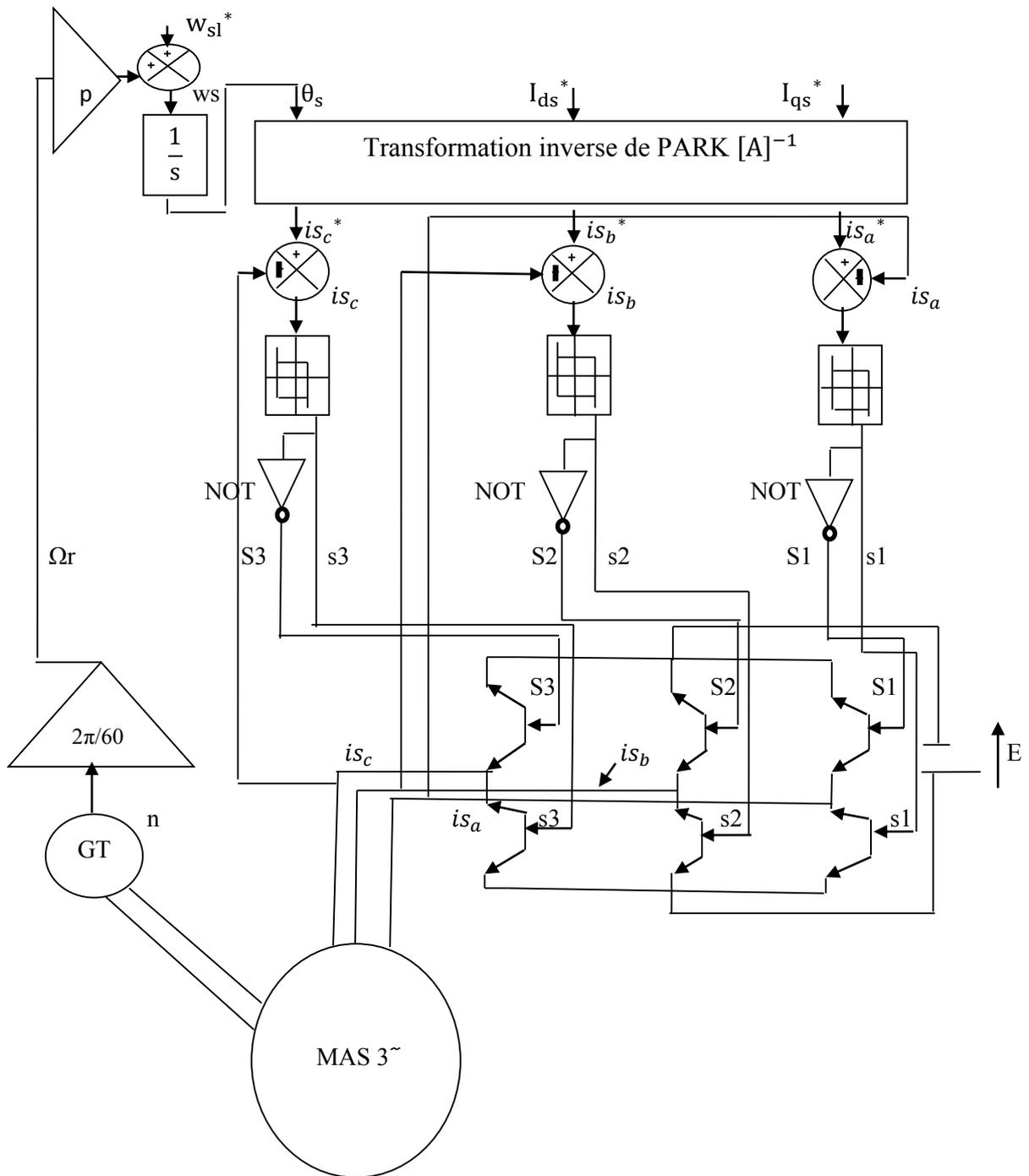


Figure (III.10) : Schéma global de la commande vectorielle indirecte.

### III.7. Résultats des simulations :

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une MAS alimentée par

un onduleur de tension commandé en courant et piloté par une commande vectorielle directe et commande vectorielle indirecte.

Pour réaliser cette simulation, nous avons pris une bande d'hystérésis pour le correcteur de courant de 0.3 A et une période d'échantillonnage de 50µs.

Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

- Démarrage à vide avec l'application de la charge à un certain moment en CVI et CVD,
- Inversion du sens de rotation en CVI et CVD,
- Variation paramétrique (Tr) en CVI et CVD,

### III.7.1. Résultats de la commande vectorielle indirecte :

#### La vitesse et le couple :

Dans cette courbe, on représente l'évolution de la vitesse et le couple électromagnétique, où on applique un couple de 5 N.m à l'instant t=2s.

On remarque que la vitesse est bien régulée à sa valeur de référence  $\Omega_r^*=100$  rad/s, malgré la variation de charge, et le couple électromagnétique rejoint la valeur du couple de charge.

Il est à signaler, que pour éliminer le dépassement, un filtre passe bas est ajouté à la vitesse de consigne.

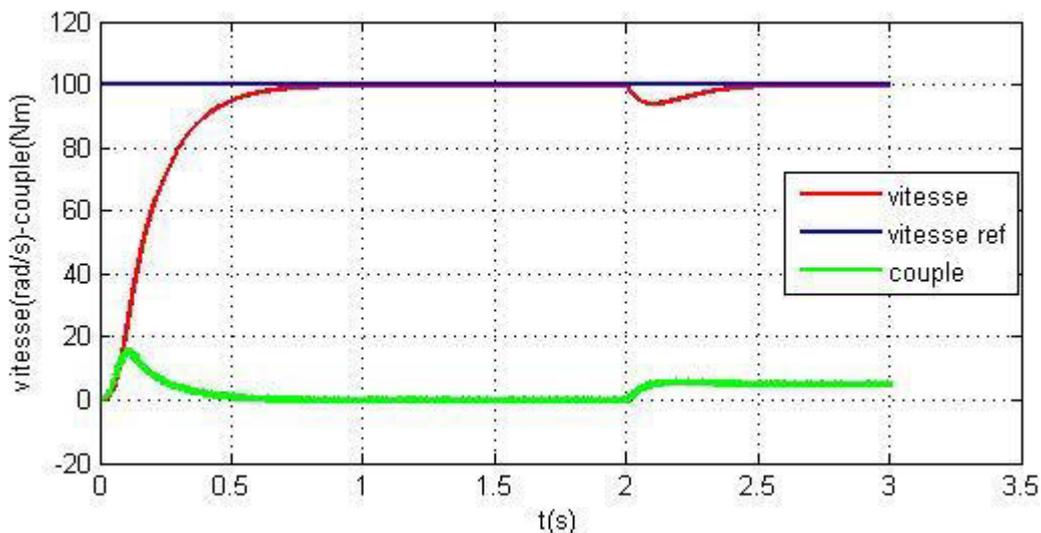


Figure (III.11) : la courbe de la vitesse et le couple

#### Les flux rotoriques :

Dans la deuxième figure, est représentée l'évolution de  $\Phi_{idr}$  et  $\Phi_{iqr}$ . On remarque qu'après un

régime transitoire, le flux ( $\phi_{dr}=|\phi_r|$ ) et  $\phi_{qr}=0$ , ce qui signifie que les conditions de la commande vectorielle sont remplies (découplage).

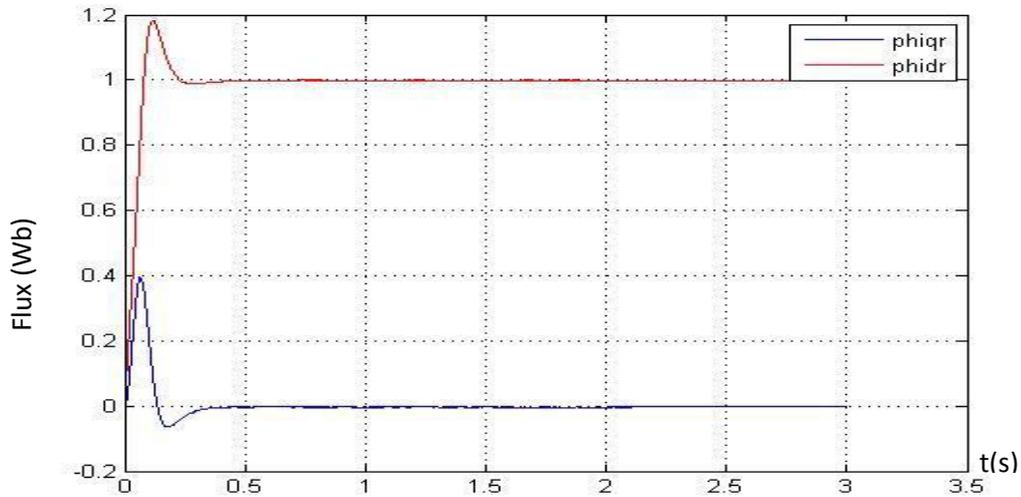


Figure (III.12) : la courbe de flux

**Courants statoriques :**

Dans la troisième figure est illustrée l'évolution des courants statoriques  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$ . On remarque que le courant  $I_{ds}$  est fixé à une valeur constante, car le flux  $\phi_r^*$  est constant, alors que  $i_{qs}^*$  suit les variations du  $C_e$ . En outre, les ondulations sont notable, car la commande est en modulation classique.

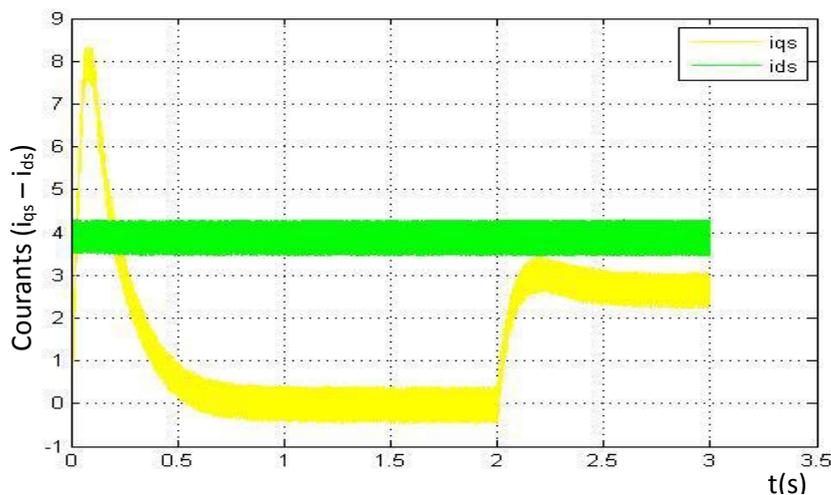


Figure (III.13) : la courbe de la courant statorique

Dans la courbe suivante est représentée l'évolution du courant réel de phase et le courant référence, commandé par hystérésis, ainsi que le zoom.

On peut voir que le courant réel suit parfaitement le courant de référence, et que l'amplitude varie suivant la charge.

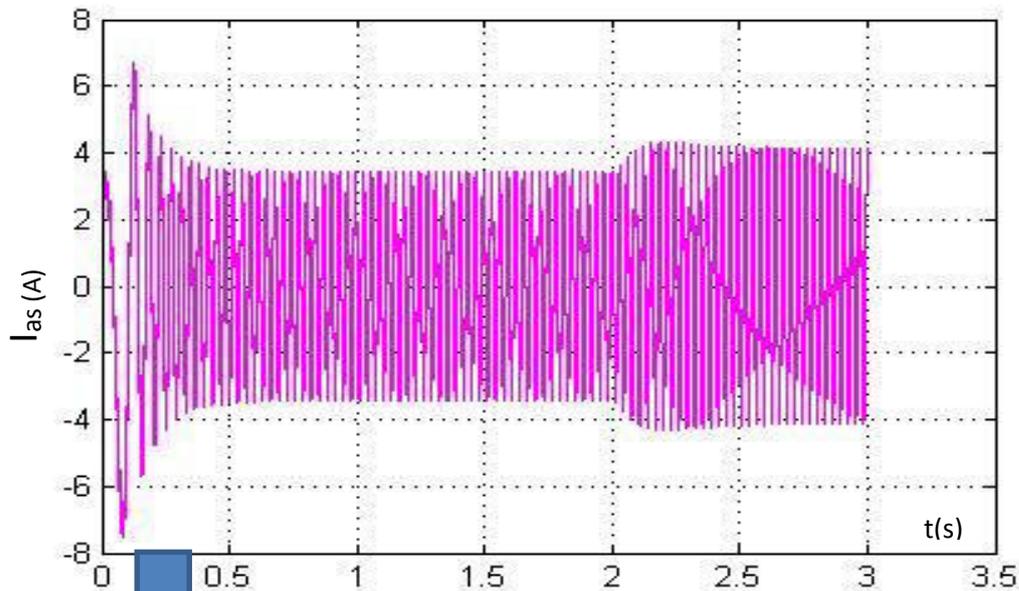


Figure (III.14) : la courbe du courant réel et le courant référence

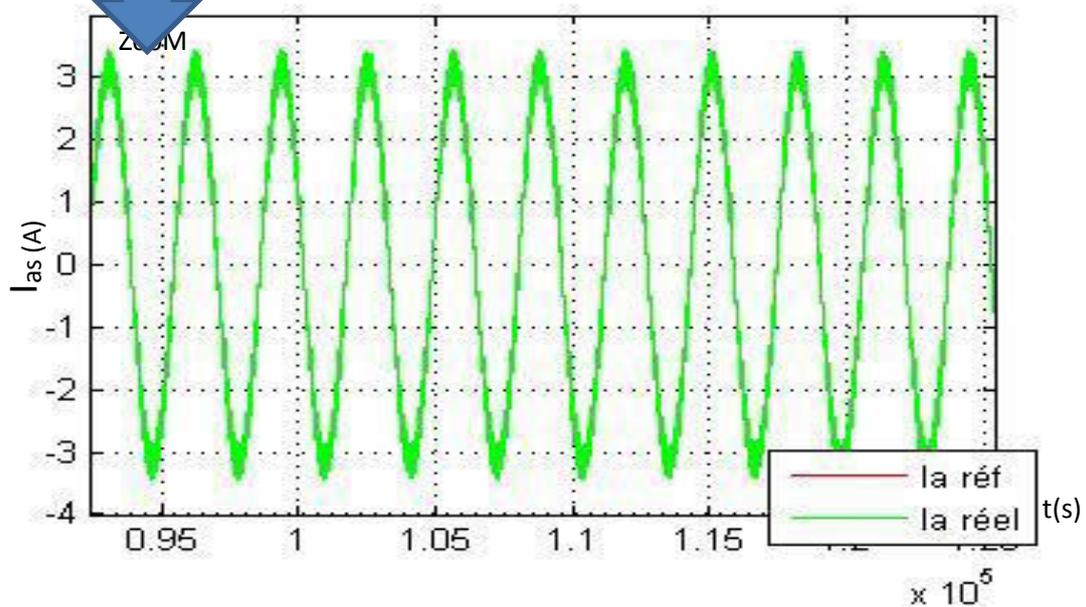


Figure (III.15) : le zoom du courant réel et le courant référence

### III.7.2. Résultats de la commande vectorielle directe :

Afin de vérifier le découplage entre le couple et le flux, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/sec), puis la réponse à un échelon de couple ( $C_r=5$

Nm) appliqué à l'instant  $t=2\text{sec}$ . Les résultats de simulation sont représentés par les figures suivantes :

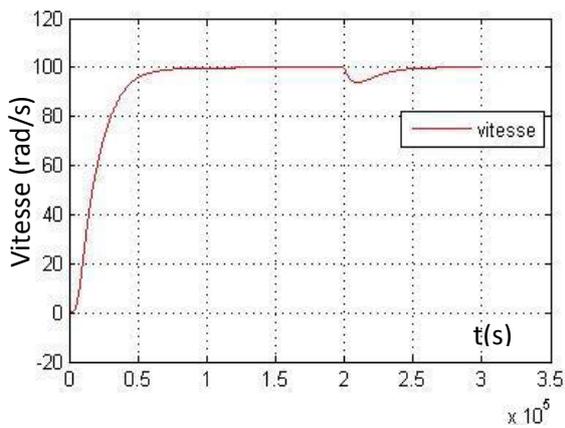


Figure (III.16) : la courbe de la vitesse

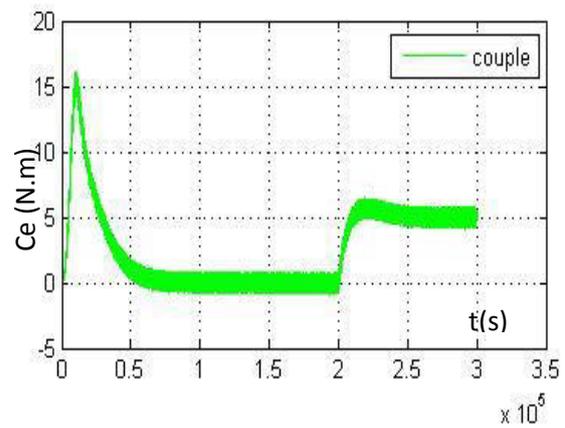
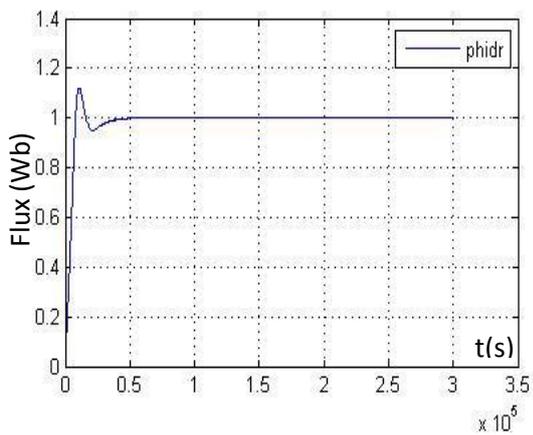
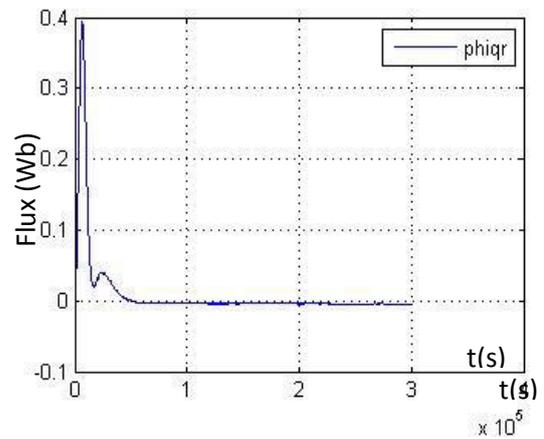


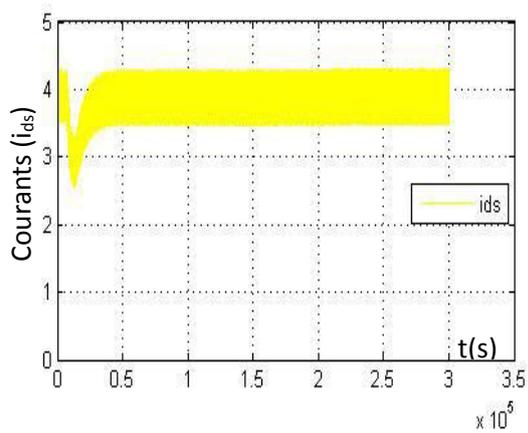
Figure (III.17) : la courbe de couple



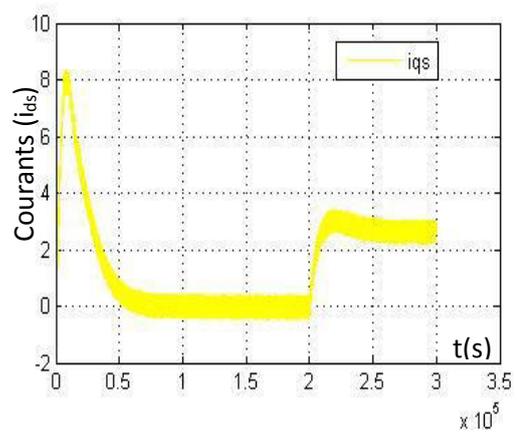
Figure(III.18) : la courbe de flux (phidr)



Figure(III.19) : la courbe de flux (phiqr)



Figure(III.20) : La courbe de courant statorique  $I_{ds}$



Figure(III.21) : La courbe de courant statorique  $I_{qs}$

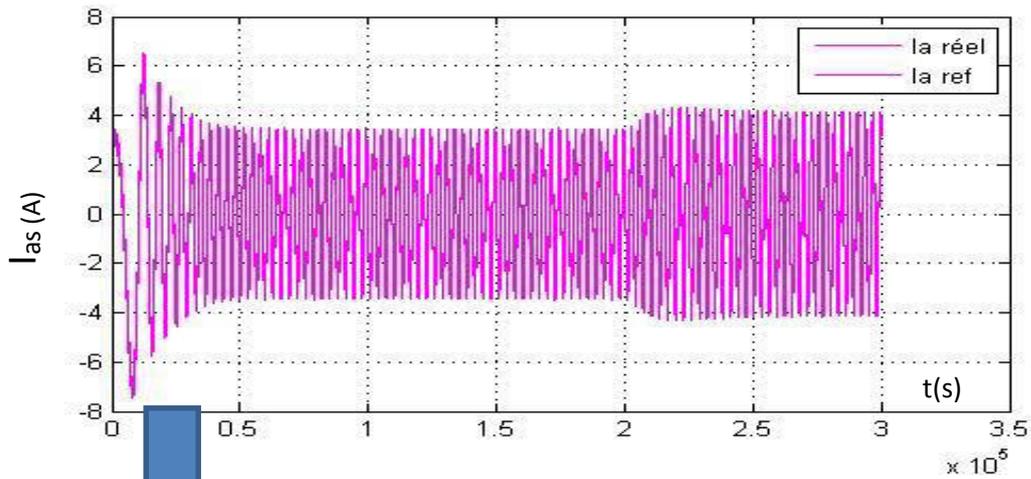


Figure (III.22) : la courbe du courant réel et le courant référence

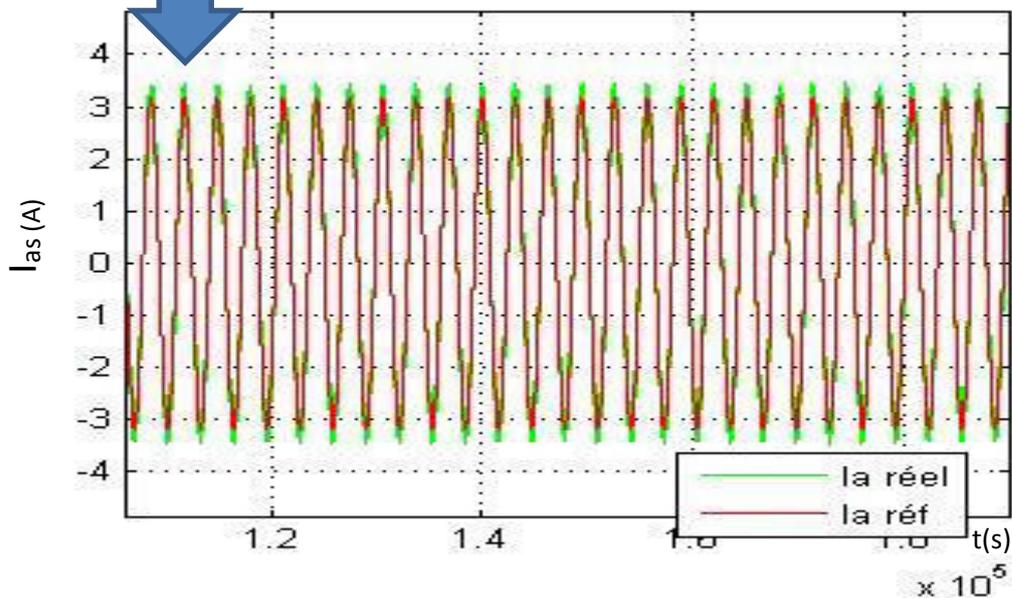


Figure (III.23) : le zoom du courant réel et le courant référence

De ces graphes, on peut déduire les mêmes remarques que la commande vectorielle indirecte :

- 1) L'amplitude du flux est totalement orientée sur l'axe d ( $\varnothing_{dr} = \varnothing_r$  ;  $\varnothing_{qr} = 0$ ).
- 2) Le courant  $i_{ds}$  reste inchangé lors de la variation du couple de charge.
- 3) Le courant  $i_{qs}$  est image du couple électromagnétique.
- 4) La commande par hystérésis permet une poursuite parfaite du courant de phase.

III.7.3.Variation de sens de rotation :

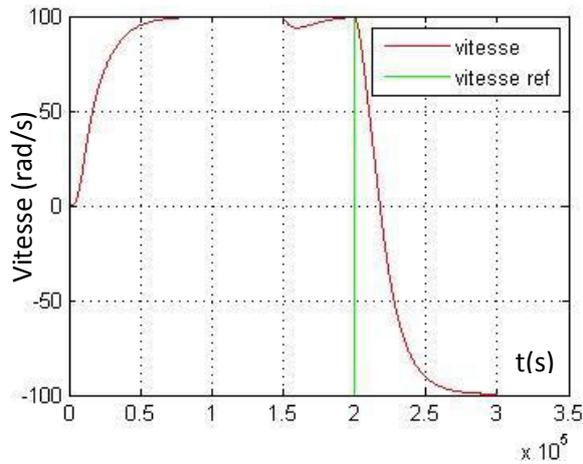


Figure (III.24) : Vitesse en cmd vect indirecte

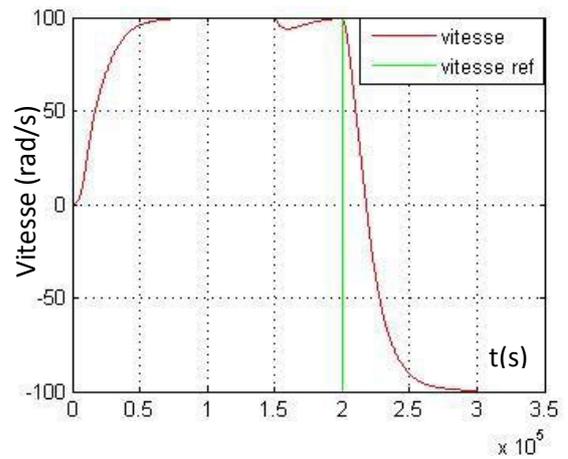


Figure (III.27) : vitesse en cmd vect directe

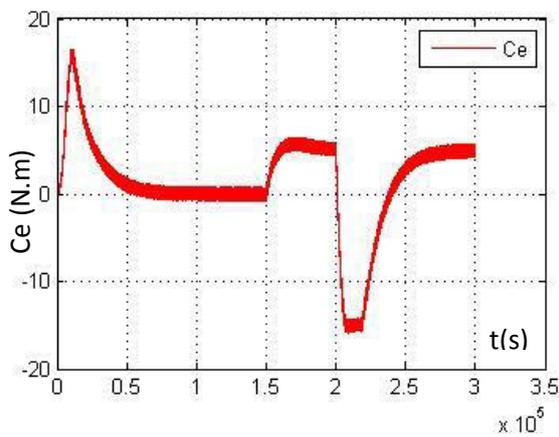


Figure (III.25) : couple en cmd vect indirecte

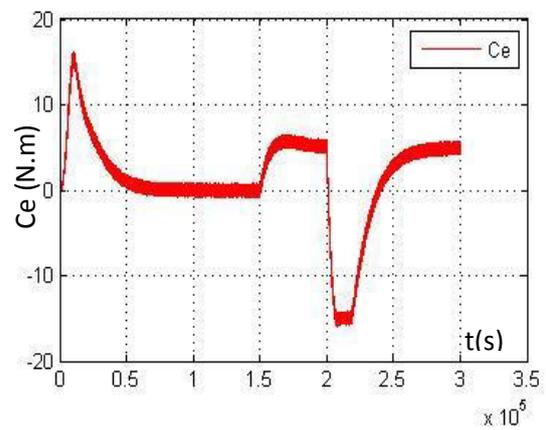


Figure (III.28) : couple en cmd vect directe

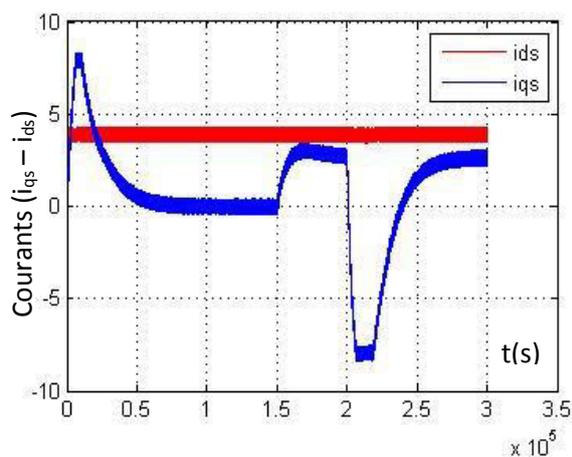
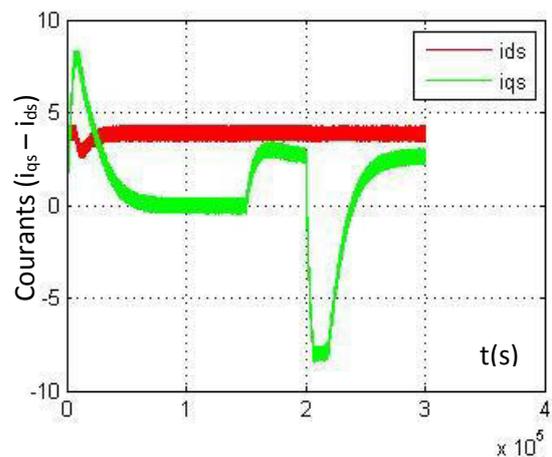


Figure (III.26) : courant en cmd vect indirecte



Figure(III.29) : courant en cmd vect directe

Pour l'inversion du sens de rotation, une variation de 100 rad/s à -100 rad/s a été programmée 2s.

Nous constatons que le système répond de manière satisfaisante et le découplage entre le flux et

le couple est vérifié, Donc, on peut dire que notre commande (CVD et CVI) est faisable lors de variation du sens de rotation (voir courbes de  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$ ).

### III.7.4.Variation paramétrique :

Dans cette partie, on teste l'influence de la variation de la constante de temps rotorique ( $T_r$ ) sur les performances des deux méthodes. Pour ce faire, une augmentation de 50% de la résistance rotorique a été programmée. La comparaison des performances est faite sur la courbe -des vitesses.

#### III.7.4.1.Commande vectorielle indirect ( $R_{r1}=3.805$ ; $R_{r2}=5.7075$ ) :

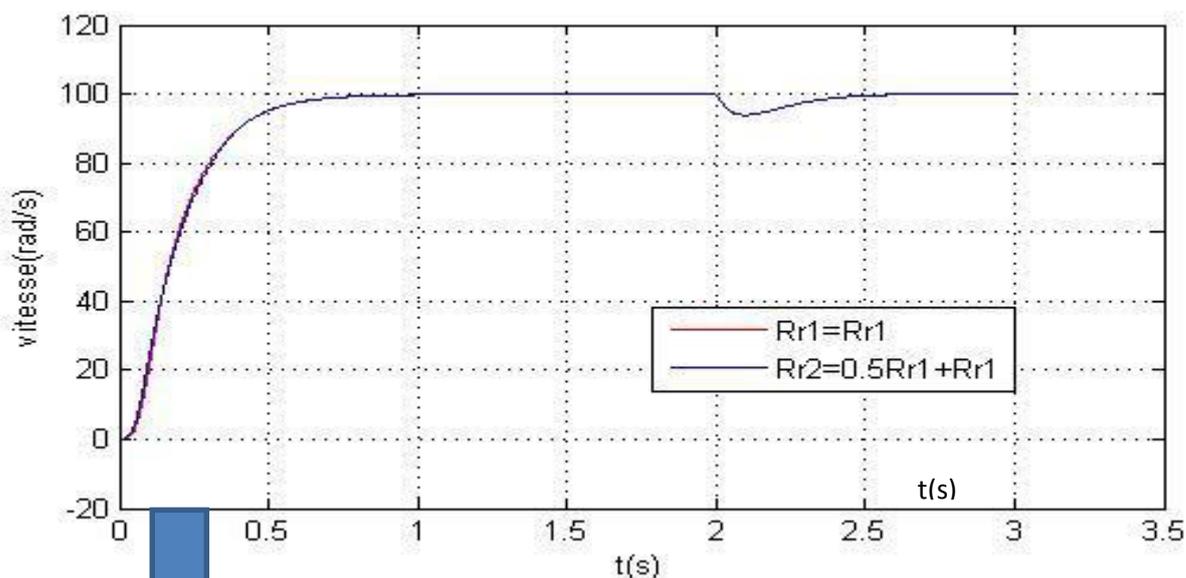


Figure (III.30) : courbe de vitesse

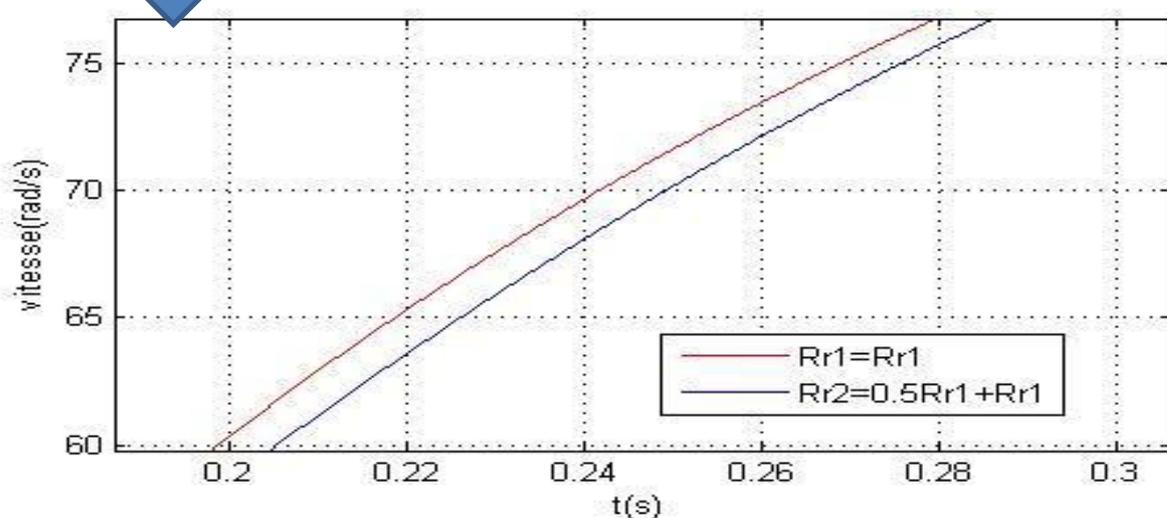


Figure (III.31) : zoom de vitesse

III.7.4.2. Commande vectorielle directe ( $R_{r1}=3.805$  ;  $R_{r2}=5.7075$ ) :

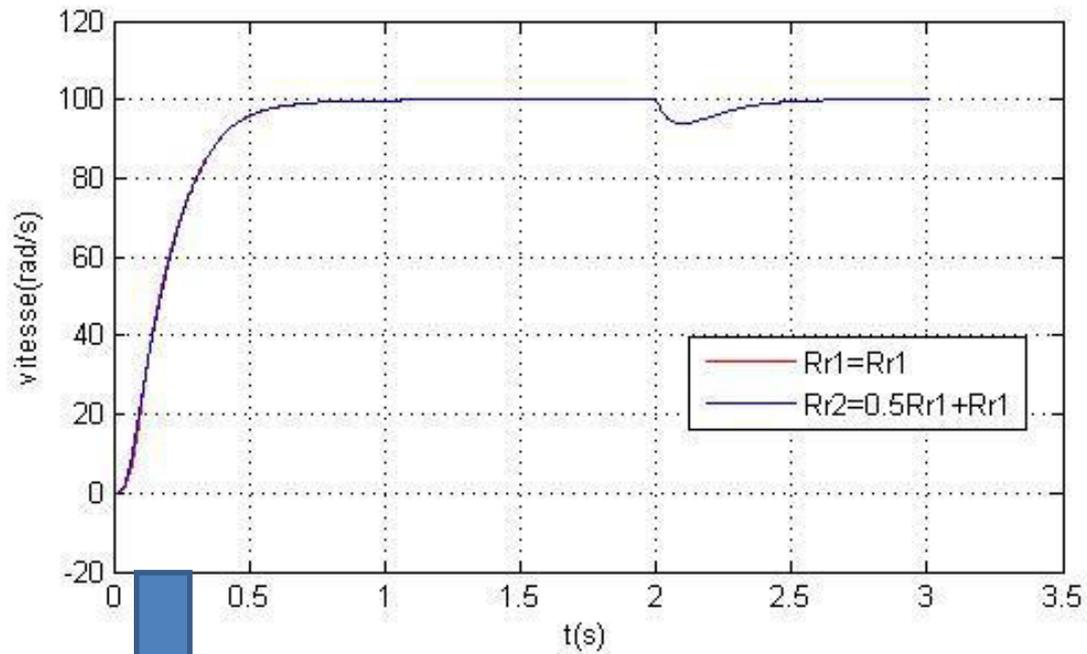


Figure (III.32) : courbe de vitesse

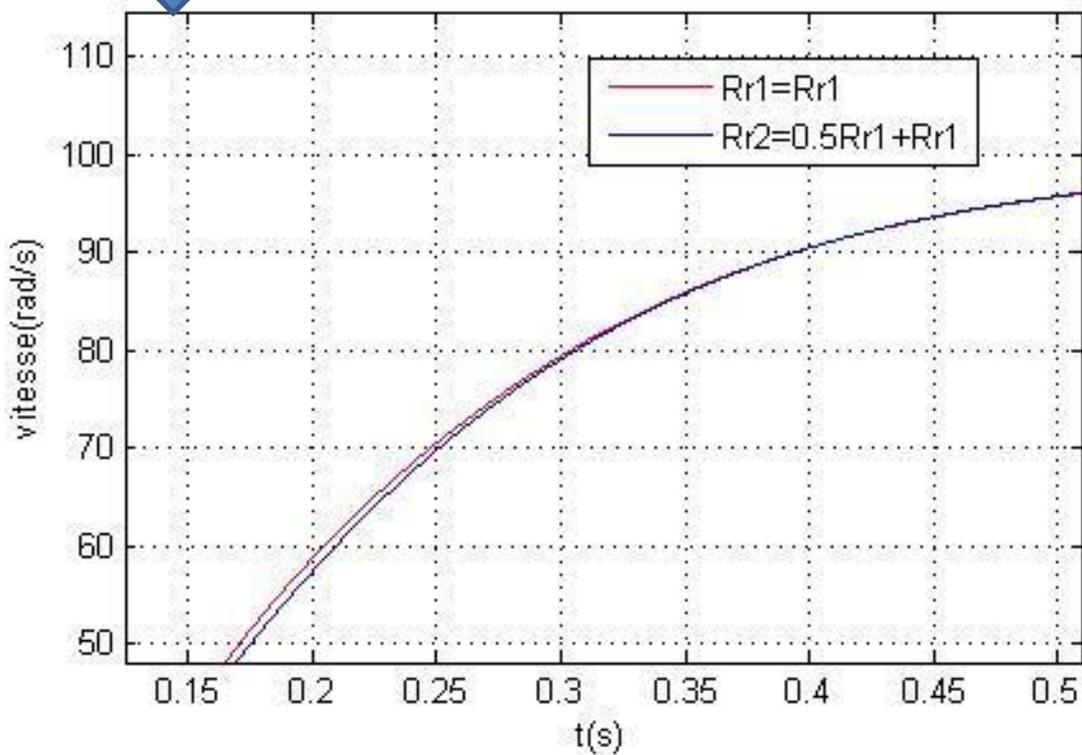


Figure (III.33) : zoom de vitesse

Dans les courbes précédentes est montrée l'évolution de la vitesse lors d'un accroissement de la résistance rotorique de 50%. On peut remarquer que la réponse en vitesse ralentit clairement

quand la résistance augmente, ce qui signifie que la commande vectorielle indirecte est sensible aux variations paramétriques.

Pour la commande vectorielle directe, vue que le flux est réglée par une boucle de contre-réaction, cette commande est moins sensible à ces variations.

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

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle ayant pour principe le découplage entre le couple et le flux.

Les résultats de simulation que nous avons présenté sont relatifs à la commande vectorielle indirecte et la commande vectorielle directe. Ils montrent clairement la réalisation du découplage. Par ailleurs, l'utilisation du réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur donne de bonnes performances malgré la perturbation due à l'augmentation du couple de charge. En plus, ces commandes sont implémentables, mais la commande vectorielle indirecte reste plus sensible aux variations paramétriques, spécifiquement la constante de temps rotorique  $T_r$ .

## Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone. Cette commande, permet d'avoir des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

De ce travail, nous avons présenté une généralité sur la commande des machines électriques, ou nous avons pu en venir au fait que chaque stratégie a ses limites et inconvénients ainsi que ses avantages. La commande vectorielle a permis de remédier aux faiblesses de la commande scalaire, elle présente des performances dynamiques et statiques élevées ; mais elle présente l'inconvénient d'être affecté par les variations paramétriques deus à la température et la saturation des circuits magnétiques, ce qui a appelé à l'intervention de chercheurs pour tenter de se débarrasser des limites de cette méthode. Cela a conduit à l'émergence d'une autre technologie de contrôle : (DTC : commande direct du couple).

A cet effet, les principes de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique ont été résumés, avec un calcul des différents gains des régulateurs classiques (PI) utilisés dans la commande. D'une part, les résultats de simulation montrent bien le découplage entre le couple et le flux. On a vu que la connaissance de la constante de temps rotorique est très importante car elle intervient directement dans la relation de l'autopilotage. Mais le problème majeur pour la commande vectorielle réside dans la variation des paramètres de la machine en fonction de la température et la saturation du circuit magnétique. A cet égard, et vu l'inclusion d'un contrôleur dans la boucle de régulation du flux fait diminuer l'impact de la constant rotorique sur les performances de commande. Comme perspectives, une implémentation pratique de ces types de commande est envisagée.



## Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone. Cette commande, permet d'avoir des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

De ce travail, nous avons présenté une généralité sur la commande des machines électriques, ou nous avons pu en venir au fait que chaque stratégie a ses limites et inconvénients ainsi que ses avantages. La commande vectorielle a permis de remédier aux faiblesses de la commande scalaire, elle présente des performances dynamiques et statiques élevées ; mais elle présente l'inconvénient d'être affecté par les variations paramétriques dues à la température et la saturation des circuits magnétiques, ce qui a appelé à l'intervention de chercheurs pour tenter de se débarrasser des limites de cette méthode. Cela a conduit à l'émergence d'une autre technologie de contrôle : (DTC : commande direct du couple).

A cet effet, les principes de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique ont été résumés, avec un calcul des différents gains des régulateurs classiques (PI) utilisés dans la commande. D'une part, les résultats de simulation montrent bien le découplage entre le couple et le flux. On a vu que la connaissance de la constante de temps rotorique est très importante car elle intervient directement dans la relation de l'autopilotage. Mais le problème majeur pour la commande vectorielle réside dans la variation des paramètres de la machine en fonction de la température et la saturation du circuit magnétique. A cet égard, et vu l'inclusion d'un contrôleur dans la boucle de régulation du flux fait diminuer l'impact de la constante rotorique sur les performances de commande. Comme perspectives, une implémentation pratique de ces types de commande est envisagée.

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail*

*A ma mère avec toute mon affection.*

*A mon père avec toute ma reconnaissance.*

*A mes frères et mes soeurs.*

*A tout ma famille.*

*A tous mes amis.*

*Tibermacine Monsef Karim*

### INTRODUCTION GÉNÉRALE :

La commande à vitesse variable des moteurs électriques a connu une évolution significative dans le développement récent de la méthodologie utilisée. Il est certain que le développement de projets d'électronique numérique a conduit au développement de l'électronique de l'énergie qui permet des algorithmes de commande visionnaire.

La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse.

De par sa structure, la machine asynchrone possède un défaut important relativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux, ce qui rend le modèle de la commande plus complexe.

De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone à cage [1].

L'objectif principal de ce mémoire est d'étudier la commande vectorielle du moteur asynchrone : à savoir la commande vectorielle directe et indirecte.

La technique de commande la plus utilisée dernièrement de la machine asynchrone triphasée est la commande vectorielle par orientation du flux, fut réalisée par BLASCHKE : faisant un découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique.

Cette fonction rend le moteur asynchrone similaire au moteur à courant continu car il offre un découplage naturel entre le couple et le flux, ce qui rend les performances dynamiques du moteur asynchrone similaires à celles du moteur à courant continu. Cette facilité permet de contrôler le couple et le flux d'une manière séparée.

La commande vectorielle (FOC : Field oriented contrôle) vient pour pallier les inconvénients inhérents de la commande scalaire.

Cette méthode bien qu'elle présente beaucoup d'avantages à savoir :

- C'est une commande valable en régime permanent et transitoire.
- présente des performances dynamiques et statiques élevées.
- La dynamique du couple est rapide.
- Découplage entre le couple et le flux.
- Permet de contrôler le moteur à basse et grande vitesse.

Elle possède un certain nombre d'inconvénients :

- Faible robustesse vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques.
- Présence de transformations de coordonnées dépendent d'un angle estimé [2].
- Utilisation d'un capteur mécanique (fragile et coûteux). Quand on n'utilise pas ce capteur (variateur sans capteur de vitesse), les performances de la machine sont dégradées [1].

A cette effet, dans ce mémoire, on présente la commande vectorielle directe et indirecte du moteur asynchrone d'une manière comparative.

Le présent mémoire peut être structuré comme suit :

**Le premier chapitre** porte sur une généralité sur la commande des machines électriques, où on explique brièvement les techniques de commande appliqué à la machine asynchrone (commande scalaire, commande vectorielle, DTC) [2].

**Le deuxième chapitre** sera consacré à l'étude et la modélisation de la machine asynchrone et son alimentation (onduleur de tension), en se basant sur les équations électrique et mécanique qui régissent le comportement dynamique de la MAS [2].

**Le troisième chapitre** est consacré à l'application de la commande vectorielle directe et indirecte par orientation du flux rotorique. Nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par un régulateur classique [3].

A la fin de ce mémoire, une conclusion générale sera donnée et où seront présentées les perspectives à envisager pour la continuation du présent travail.

## Liste des figures

### CHAPITRE I

#### GENERALITE SUR L'ENTRAINEMENT ELECTRIQUE BASE SUR LA MAS

<b>Figure I.1</b> Schéma synoptique du système d'entraînement .....	<b>04</b>
<b>Figure I.2</b> Schéma synoptique d'algorithme de commande rapproché.....	<b>05</b>
<b>Figure I.3</b> Schéma synoptique de régulation .....	<b>05</b>
<b>Figure I.4</b> Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	<b>06</b>
<b>Figure I.5</b> Capteur de vitesse.....	<b>07</b>
<b>Figure I.6</b> commande scalaire – mode de fonctionnement.....	<b>08</b>
<b>Figure I.7</b> Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone....	<b>09</b>

### CHAPITRE II

#### MODELISATION D'UN SYSTEME D'ENTRAINEMENT BASE SUR UNE MAS

<b>Figure II.1</b> Système d'entraînement basé sur le contrôle vectoriel .....	<b>12</b>
<b>Figure II.2</b> Représentation des enroulements de la machines asynchrone .....	<b>13</b>
<b>Figure II.3</b> Représentation des enroulements fictifs d'axes d-q.....	<b>18</b>
<b>Figure II.4</b> Référentiel tournant d'axes (d– q).....	<b>20</b>
<b>Figure II.5</b> Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en courant .....	<b>20</b>
<b>Figure II.6</b> onduleur de tension .....	<b>22</b>
<b>Figure II.7</b> modèle de la machine asynchrone alimentée en courant.....	<b>24</b>

### CHAPITRE III

#### COMMANDE VECTORIELLE APPLIQUE A LA MAS

<b>Figure III.1</b> schéma de principe du découplage pour la MAS en analogie avec la MCC.....	<b>26</b>
<b>Figure III.2</b> Orientation du flux rotorique.....	<b>26</b>

<b>Figure III.3</b> Schéma block de la commande vectorielle indirecte.....	<b>29</b>
<b>Figure III.4</b> Schéma block de la commande vectorielle directe. ....	<b>30</b>
<b>Figure III.5</b> Schéma bloc de régulateur de vitesse.....	<b>31</b>
<b>Figure III.6</b> boucle fermée de flux en CVD.....	<b>32</b>
<b>Figure III.7</b> Bloc de défluxage.....	<b>33</b>
<b>Figure III.8</b> Schéma de principe de la commande par hystérésis.....	<b>34</b>
<b>Figure III.9</b> déduction des courants de référence .....	<b>34</b>
<b>Figure III.10</b> : Schéma globale de la commande vectorielle indirecte.....	<b>36</b>
<b>Figure III.11-III-15</b> Résultats de simulation de la CVI.....	<b>37-39</b>
<b>Figure III.16-III.23</b> Résultats de simulation de la CVD.....	<b>40-41</b>
<b>Fig III.24-III-29</b> Inversion de sens de rotation en cmd vect directe et indirecte...	<b>42</b>
<b>Figure III.30-III.31</b> Variation paramétrique en commande vectorielle indirecte..	<b>43</b>
<b>Figure III.32-III.33</b> Variation paramétrique en commande vectorielle directe....	<b>44</b>

# *Symboles*

## Liste des Symboles

MAS : Machine Asynchrone.

CVI : commande vectorielle indirecte.

CVD : commande vectorielle directe.

cmd vect : commande vectorielle.

FOC : (flux oriented controle) ou Commande vectorielle.

DTC : commande direct du couple.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

s, r : Indices d'axes correspondants au stator et rotor.

a, b, c : Indice correspondants aux trois phases a, b, c.

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : Tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : Tensions rotoriques.

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  : Courants qui traversent les trois phases statoriques.

$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : Courants rotoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$  : Flux totaux à travers ces enroulements statoriques.

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$  : Flux totaux à travers ces enroulements rotoriques.

$L_s$  : matrice des inductances statoriques.

$L_r$  : matrice des inductances rotoriques.

$L_m$  : Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

$R_s, l_s$  : Résistance et inductance propre d'une phase statorique.

$R_r, l_r$  : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.

$M_{sr}$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase de stator et la phase correspondante du rotor.

$\theta$  : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et les axes rotoriques.

$p(\theta)$  : La matrice de la transformation de PARK.

$(\alpha, \beta)$  : Axes fixés au stator.

$(x, y)$  : Axes fixés au rotor.

$(d, q)$  : Axes fixés par rapport au champ tournant.

$\theta_s, \theta_r$  : Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.

$\Omega_r$  : Vitesse de rotation mécanique [rad/s].

$\omega_r$  : Vitesse de rotation électrique ( $\omega_r = p\Omega$ ) [rad/s].

$W_{sl}$  : vitesse de glissement.

$w_s$  : vitesse électrique du stator.

*Liste des Symboles*

$p$  : Nombre de paires de pôles.

$C_r$  : Couple résistant.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.

$J$  : Moment d'inertie des masses tournantes.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$[A]$  : Matrice évaluation d'état du système.

$[B]$  : Matrice du système de commande.

$[X]$  : vecteur d'état.

$[U]$  : vecteur de commande.

$\Phi_{dr}, \Phi_{qr}$  : flux rotorique dans le référentiel (d,q).

$I_{ds}, I_{qs}$  : courant statorique dans le référentiel (d,q).

$\Phi_r^*$  : Flux de référence.

$C_e^*$  : Couple électromagnétique référence.

$T_r$  : Constante de temps rotorique.

$T_s$  : Constante de temps statorique.

$S_i$  : Grandeurs booléennes de commande des bras de l'onduleur.

$K_p$  : Facteur de proportionnalité.

$K_i$  : Facteur intégral.

$P$  : Correcteur à action proportionnelle.

$I$  : Correcteur à action intégrale.

$PI$  : Régulateur intégral-proportionnel.

$GT$  : capteur de vitesse.

$p(\theta)$  : matrice de PARK.