

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Electrique  
Filière : électrotechnique

**Option : Commande électrique**

**Réf:.....**

**Mémoire de Fin d'Etudes  
En vue de l'obtention du diplôme:**

**MASTER**

***Thème***

**Commande vectorielle d'une machine asynchrone  
par régulateur classique PI**

**Présenté par :  
Makhloufi Hamida  
Soutenu le : 02 Juin 2015**

**Devant le jury composé de :**

<b>Mr Serairi Kamel</b>	<b>prof</b>	<b>Président</b>
<b>Mr Benchouia Mohamed Toufik</b>	<b>prof</b>	<b>Encadreur</b>
<b>Mr Golea ammar</b>	<b>prof</b>	<b>Examineur</b>

**Année universitaire : 2014 / 2015**

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Electrique  
Filière : électrotechnique  
Option : **Commande électrique**

**Mémoire de Fin d'Etudes**  
**En vue de l'obtention du diplôme:**

**MASTER**

*Thème*

**Commande vectorielle d'une machine asynchrone  
par régulateur classique PI**

**Présenté par :**

**Makhloufi Hamida**

**Avis favorable de l'encadreur :**

*Nom Prénom*

*signature*

**Avis favorable du Président du Jury**

*Nom Prénom*

*Signature*

**Cachet et signature**

# Résumé

Le but de ce travail est de présenter le principe de la commande vectorielle indirecte avec l'orientation du flux rotorique, appliquée à la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension commandé à hystérésis.

Dans le premier chapitre, nous présentons le modèle mathématique du moteur asynchrone permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adapté est basé sur la transformation de Park.

Dans le deuxième chapitre nous avons étudié la commande vectorielle indirecte qui permet d'obtenir un contrôle découplé entre le flux et le couple similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec un régulateur classique PI

Enfin, afin de tester la robustesse de cette technique de commande des essais ont été effectués avec le logiciel Simulink sous MATLAB.

## Résumé

Le but de ce travail est de présenter le principe de la commande vectorielle indirecte avec l'orientation du flux rotorique, appliquée à la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension commandé à hystérésis.

Dans le premier chapitre, nous présentons le modèle mathématique du moteur asynchrone permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adapté est basé sur la transformation de Park.

Dans le deuxième chapitre nous avons étudié la commande vectorielle indirecte qui permet d'obtenir un contrôle découplé entre le flux et le couple similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec un régulateur classique PI

Finalement, afin de tester la robustesse de cette technique de commande des essais ont été effectués avec le logiciel Simulink sous MATLAB.

ملخص

يتلخص العمل المقدم في هذه المذكرة في دراسة تقنية التحكم الشعاعي لمحرك لا تزامني ثلاثي الطور مغذى من طرف موج.

في الفصل الأول قدمنا نموذج رياضي لالة المتزامنة باستعمال تحويلات (Park).

و في الفصل الثاني قدمنا شرحا لاستراتيجية التحكم الشعاعي الغير مباشر للتدفق الكهرومغناطيسي للجزء الدوار. هذه الطريقة تسمح لنا بالتحكم في الحقل المغناطيسي و العزم المولد من طرف المحرك بصفة مستقلة كمحرك التيار المستمر ذو التحريض المستقل. ثم أجرينا سلسلة تجارب على

لالة بهدف دراسة فاعلية هذه التقنية. باستعمال برنامج المحاكاة (MATLAB/SIMULINK)

# Remerciements

**Tout d'abord, je tiens à remercier DIEU pour tout ce qu'il me donne.**

**J'exprime ma profonde gratitude à mon encadreur Benchouia Mohamed Toufik, qui a proposé et dirigé ce travail.**

**Je lui en suis reconnaissante pour sa disponibilité, son intérêt et son soutien constant.**

**Il m'est agréable aussi d'adresser mes remerciements aux membres du Jury Mr Golea ammar et Mr Serairi Kamel**

**D'avoir bien voulu juger ce travail.**

**Je tiens à remercier particulièrement tout le personnel du département de Génie électrique pour sa gentillesse et sa disponibilité.**

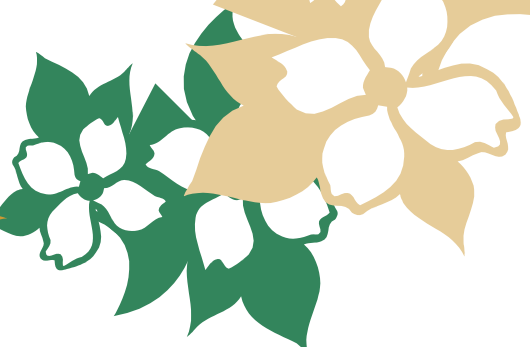
**Mes remerciements vont également à tous les enseignants et responsables de notre Département, qui ont veillé sur ma formation.**

**J'adresse également mes vifs remerciements à tous les étudiants de ma formation.**

**Evidemment, je ne saurai oublier toute ma famille.**

**Enfin, j'exprime mes remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.**

*Hamida makhloufi*



# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail à la mémoire de mon père . et*

*Ma chère mère,*

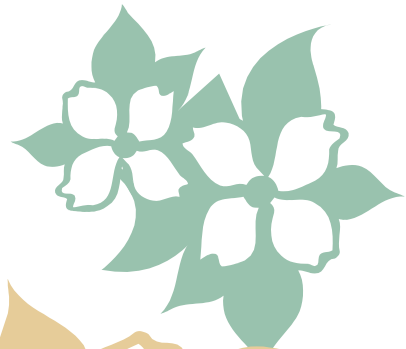
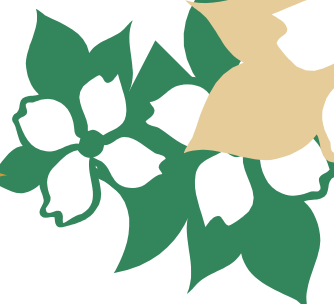
*Mon marié.*

*Toute la famille makhloufi.*

*Toute la famille baira.*

*Tous mes amis.*

*Toute la promotion de 2015.*



*Hamida*

# Notation et Symboles

$MAS$	Machine Asynchrone
$S, R$	Indice correspondants au stator et au rotor
$A, B, C$	Indice correspondants aux trois phases du stator
$a, b, c$	Indice correspondants aux trois phases du rotor
$d, q$	Axe correspondants au référentiel lié au champ tournant
$\alpha, \beta$	Axe correspondants au référentiel fixe par rapport au stator
$x, y$	Axe correspondants au référentiel fixe par rapport au rotor
$i_{S\alpha}, i_{S\beta}$	Courant statorique dans le référentiel ( $\alpha, \beta$ )
$i_{Sd}, i_{Sq}$	Courant statorique dans le référentiel ( $d, q$ )
$i_S$	Courant statorique[A]
$i_r$	Courant rotorique
$V_{S\alpha}, V_{S\beta}$	Tension statorique dans le référentiel ( $\alpha, \beta$ )[V]
$V_{Rd}, V_{Rq}$	Tension statorique dans le référentiel ( $d, q$ )
$V_S$	Tension statorique
$\phi_{ra}, \phi_{rb}$	Flux rotorique dans le référentiel ( $a, b$ )
$\phi_{rd}, \phi_{rq}$	Flux rotorique dans le référentiel ( $d, q$ )
$\phi_R$	Flux rotorique
$\phi_S$	Flux statorique[wb]
$\omega_S$	Vitesse synchrone[rd/s]
$\omega_r$	Vitesse électrique du rotor[rd/s]
$\omega_{gl}$	Vitesse de glissement[rd/s]
$\Omega$	Vitesse mécanique du rotor
$P$	Nombre de paire de pôle

$C_e$	Couple électromagnétique[Nm]
$C_r$	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine [Nm]
$J$	Moment d'inertie de la partie tournante [kg.m <sup>2</sup> ]
$L_m$	Inductance cyclique mutuelle stator-rotor [H]
$L_s, L_r$	Inductance cyclique propre statorique et rotorique par phase [H]
$R_s, R_r$	Résistances par phase du stator et du rotor [ $\Omega$ ]
$T_r$	Constante de temps rotorique
$\sigma$	Coefficient de dispersion total
$[P(\theta_{obs})]$	Matrice de PARK
$f$	Fréquence de tension statorique.[Nm.s/rd]
$T_s$	Constant de temps statorique.
$U_0$	Tension de l'étage continu de l'onduleur [V]





# *Sommaire*

## **Notation et Symboles**

## **List des Figures**

## **Introduction générale ..... 1**

## **Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone**

### **I.1 Introduction ..... 2**

### **I.2 Historique sur les machines asynchrones ..... 2**

### **I.3-Généralités sur les machines asynchrones triphasées ..... 3**

#### **I.3.1 Définition ..... 3**

#### **I.3.2 Description ..... 3**

#### **I.3.3 Les avantages des moteurs asynchrones ..... 3**

#### **I.3.4 Principe du fonctionnement de la machine asynchrone ..... 3**

#### **I.3.5 Démarrage du moteur asynchrone ..... 4**

#### **I.3.6 Réglage de la vitesse de rotation ..... 4**

##### **I.3.6 a. Réglage par action sur le nombre de paires de pôles ..... 5**

##### **I.3.6 b. Réglage par la variation de la tension ..... 5**

##### **I.3.6 c. Réglage par la variation de la fréquence ..... 5**

#### **I.3.7 Organisation de la machine asynchrone ..... 6**

##### **I.3.7.1 Stator ..... 6**

##### **I.3.7.2 Rotor ..... 6**

###### **I.3.7.2.a Rotor à cage (rotor à cage d'écureuil) ..... 6**

###### **I.3.7.2.b Rotor à bague ou rotor bobiné ..... 7**

I.4 Modélisation de la machine asynchrone .....	7
I.4.1 Hypothèse simplificatrices .....	8
I.4.2 Modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée .....	8
I.4.3 Équations générales de la machine asynchrone triphasée .....	9
I.4.3.a Équations électriques .....	9
I.4.3.b Équation magnétiques .....	10
I.4.3.c Équations mécaniques .....	11
I.5 Transformation de Park .....	12
I.5.1 Intérêt des matrices de transformations .....	12
I.5.2 Transformation de Park .....	12
I.5.3 Différents repères .....	12
I.5.3.a Référentielle au stator .....	13
I.5.3.b Référentielle au rotor .....	13
I.5.3.c Référentielle au champ tournant .....	14
I.5.4 Transformation triphasé- biphasé .....	15
I.5.5 Application de la transformation da Park ou modèle de la MAS.....	16
I.5.6 Équation électrique de la machine dans le repère (d, q) .....	17
I.5.6.a Équations des tensions .....	18
I.5.6.b Équation magnétique de la machine dans le repère (d, q) .....	18

I.5.6.c Équation mécanique .....	18
I.6 Machine asynchrone alimentée en tension .....	18
I.7 Modèle du moteur asynchrone sous forme d'état .....	19
I.8 Modélisation de l'onduleur de tension .....	20
I.9 Principe de la commande par hystérésis de courant .....	22
I.10 Conclusion .....	23
 <b>Chapitre II : Commande vectorielle de la machine asynchrone</b>	
II.1 Introduction .....	23
II.2 Principe de la commande par orientation du flux .....	23
II.3 Choix de type d'orientation de flux .....	24
II.4 Différentes méthodes de commande par orientation du flux .....	24
II.4.a Méthode direct .....	25
II.4.b Méthode indirect .....	25
II.5 Modèle de machine alimentée en courant .....	27
II.5.1 Simplification des équations .....	27
II.5.2 Commande vectorielle par orientation du flux rotorique .....	29
II.5.3 Commande Vectorielle Indirecte .....	30
II. 6 Résultats de simulation .....	31
II.6.1 Sans convertisseurs .....	31
II.6.2 Avec convertisseurs .....	37

II.7 Conclusion .....	41
Conclusion générale .....	42

# *Liste des figures*

## **Chapitre I**

**Figure (I-1) :** moteur asynchrone de 6Mw.

**Figure (I-2):** stator d'un moteur asynchrone.

**Figure (I-3) :** Rotor à cage d'écureuil .

**Figure (I-4) :** Rotor a bague.

**Figure (I-5) :** Représentation réelle des bobinages de la machine asynchrone.

**Figure ( I-6) :**Définition de l'axe réel de la MAS par rapport au référentiel ( $\alpha$ - $\beta$ ) .

**Figure (I-7) :** Définition de l'axe réel de la MAS par rapport au référentiel ( $x$ - $y$ ).

**Figure (I-8) :** Définition de l'axe réel de la MAS par rapport au référentiel ( $d$ - $q$ ).

**Figure (I-9) :** Référentiel tournant d'axes ( $d$ -  $q$ ).

**Figure (I-10) :** Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

**Figure (I-11) :** Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimenté la MAS.

**Figure (I-12) :** Schéma synoptique de la commande d'hystérésis en courant.

**Figure (I-13) :** Principe de réglage par hystérésis.

## **Chapitre II**

**Figure (II-1) :** Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande.

**Figure (II-2) :** Modèle de Park de la machine à induction.

**Figure (II-3) :** Le schéma bloc du modèle de la machine alimentée en courant.

**Figure (II-4) :** Orientation du flux rotorique.

**Figure (II-5) :** Schéma bloc de la commande par flux orienté (méthode indirect).

**Figure (II-6) :** Bloc de défluxag.

**Figure (II-7) :** Résultats de simulation de la commande pour un démarrage  $\Omega_{ref}=100\text{rd/s}$ .

**Figure (II-8):** Résultats de simulation de la commande avec inversion de sens de vitesse de rotation de 100rad/s, avec régulateur PI (mode normal).

**Figure (II-9) :** Résultats de simulation de la commande avec inversion du sens de vitesse de rotation de 200rad/s à -200rad/s avec régulateur PI (mode défluxé sans convertisseur).

**Figure (II-10) :** Réponse du système à une augmentation de 100% de l'inertie.

**Figure (II-11) :** Réponse du système à une diminution de 50% de l'inertie.

**Figure (II-12) :** Réponse du système à une variation de couple de charge avec régulateur PI

**Figure (II-13) :** Schéma bloc de la commande par flux orienté avec convertisseur (méthode indirect).

**Figure (II-14) :** Réponse de système avec onvertisseur (mode normal).

**Figure (II-15) :** Résultats de simulation de la commande avec inversion du sens de vitesse de rotation de 200rad/s à -200rad/s avec régulateur PI (mode défluxé avec convertisseur).

### 1.3.1 Généralités sur les machines asynchrones triphasées

1.3.1 Définition	3
------------------	---

1.3.2 Description	3
-------------------	---

1.3.3 Les avantages des moteurs asynchrones	3
---	---

1.3.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	3
---	---

1.3.5 Démarrage du moteur asynchrone	4
--------------------------------------	---

1.3.6 Réglage de la vitesse de rotation	4
---	---

1.3.6 a. Réglage par action sur le nombre de paires de pôles	5
--	---

1.3.6 b. Réglage par la variation de la tension	5
---	---

1.3.6 c. Réglage par la variation de la fréquence	5
---	---

1.3.7 Organisation de la machine asynchrone	6
---	---

1.3.7.1 Stator	6
----------------	---

1.3.7.2 Rotor	6
---------------	---

1.3.7.2.a Rotor à cage (rotor à cage à courant)	6
---	---

1.3.7.2.b Rotor à bague ou rotor bobiné	7
---	---

# Introduction générale

Au début des années 1960, la machine à courant continu occupe une place prépondérante dans le domaine des asservissements de vitesse et de position, de précision. Néanmoins, ce type d'actionneurs présente des inconvénients majeurs de par son coût élevé, ses limitations en puissance et en vitesse de rotation, ses difficultés de maintenance et son interruption de fonctionnement...etc.

Les objectifs des différentes structures industrielles sont toujours liés à l'augmentation de la qualité, la productivité et la rentabilité. La machine asynchrone à cage d'écureuil était réservée aux entraînements électriques à vitesse constante à cause de la difficulté de sa commande et de la connaissance de ses paramètres rotorique. Cependant, cette machine présente également de nombreux avantages, de par sa construction : la machine est la plus robuste et la moins chère du marché. Les progrès réalisés en commande et les avancées technologiques considérables, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que dans celui de la micro-électronique, ont rendu possible l'implantation de commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle rapide du couple. En général, la commande de la machine asynchrone se divise en deux classes :

- Commande de faible coût et faible performance (commande scalaire)
- Commande à haute performance comme le contrôle direct du couple (DTC), et la commande vectorielle par orientation de flux rotorique qui assurent une bonne dynamique. Ces méthodes sont à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines comme la robotique, les machines outils, la traction électrique.....etc.

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire présente la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone en utilisant pour son alimentation un onduleur à hystérésis.

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier la technique de commande vectorielle avec l'orientation du flux rotorique de la machine asynchrone.

Le premier chapitre, sera consacré à la présentation du modèle de la machine asynchrone sous la forme d'équation d'état (modèle de Park). deux types



d'alimentation ont été considérés : machine alimentée directement par le réseau triphasé et par l'intermédiaire d'un convertisseur statique (onduleur hystérésis). On commencera par une description générale du moteur asynchrone puis la modélisation et l'application de la transformation de Park. Le deuxième chapitre sera consacré à la synthèse de la commande vectorielle indirect et à la régulation de la vitesse en utilisant des régulateurs de type PI. et quelque tests de robustesse de la commande vectorielle indirect. Enfin une conclusion générale viendra faire le point sur mon travail et mettra en évidence les principaux résultats auxquels j'ai abouti.

# **Chapitre I**



***Modélisation de la  
Machine Asynchrone***

## I.1 Introduction

La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur- machine-commande d'une façon, à la fois synthétique et claire, très proche des représentations par fonction de transfert des systèmes asservis. Cette représentation est une aide intéressante pour calculer certaines commandes [2].

La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps [3].

Dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite «transformation de Park», qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse. [3]

Dans ce chapitre 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.

## I.2 Historique sur les machines asynchrones

Historiquement le dix-neuvième siècle fut l'époque des grandes découvertes en électrotechnique dont les bases fondamentales ont été établies (1820—1830) par des hommes de science parmi lesquels on peut citer, OERSTED, AMPERE, BIOT, SAVART, LAPLACE, OHM, FARADAY ; plus tard en (1873) MAXWELL formalisa les lois de l'électromagnétisme moderne dans son fameux ouvrage "Teratis onElectricity and Magnétisme".

Mais ce n'est qu'à partir de (1870) que l'électrotechnique industrielle s'affirma notamment grâce à la production d'énergie électrique par les génératrices à courant continu (dynamos) de gramme et de siemens. Ensuite, dans les années (1880), furent conçus les alternateurs et les transformateurs polyphasés. Les premiers devaient concurrencer et détrôner les dynamos pour la production de l'électricité, enfin les travaux du yougoslave TESLA et de l'italien FERRARIS complétèrent les systèmes a courants alternatifs polyphasés par la conception et la construction des machines d'induction ou asynchrone en (1888).

### I.3 Généralités sur les machines asynchrones triphasées

#### I.3.1 Définition

Une machine asynchrone c'est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [6], [7].

#### I.3.2 Description

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournant autour de l'axe de symétrie dite rotor. Elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de 120°. La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil [4].

#### I.3.3 Les avantages des moteurs asynchrones

Les avantages des moteurs asynchrones favorisent leur utilisation dans l'industrie. Pour assurer leur bon fonctionnement et détecter de manière précoce les pannes, un suivi des paramètres sensibles aux défauts fréquents doit se faire en rapidement. Les moteurs asynchrones sont des loin, les moteurs les plus utilisés dans toutes les applications industrielles ou domestiques, du fait de sa facilité d'installation, de son bon rendement et de son excellentes fiabilités.[4]

#### I.3.4 Principe du fonctionnement de la machine asynchrone

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction.

- la machine asynchrone se comporte comme un transformateur dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.
- la vitesse de rotation  $\Omega_s$  du champ tournant d'origine rigide est liée à la fréquence  $f_s$  de tension triphasé d'alimentation est donnée par :

$$\Omega_s = 60 \cdot \frac{f_s}{np} \text{ (Tr/min)} \quad (\text{I-1})$$

On désigne par  $(np)$  le nombre de paires de pôles de la machine lorsque le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_s$  différente de  $\Omega_r$  (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de force électromotrices triphasées engendrant elle-même trois courants rotoriques d'après la loi de Lenz ces derniers s'opposant à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par

rappor au rotor. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essaye de le faire tourner à la même vitesse  $\Omega_s$ .

Cette vitesse ne peut être atteinte, car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r$  inférieure à  $\Omega_s$  il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dit asynchrone.

De ce fait, selon que  $\Omega_r$  est inférieure (hypo synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à  $\Omega_s$ , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à réduire  $\Omega_r$ , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse.

L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ( $\Omega_s - \Omega_r$ ).

On caractérise ( $g$ ) définit par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s}. \quad (\text{I-2})$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcentage est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotorique[5],[3].

### I.3.5 Démarrage du moteur asynchrone

Lors d'un démarrage d'une machine asynchrone, le courant peut atteindre de 4 à 8 fois le courant nominal de la machine. Si l'application utilise un variateur, c'est ce dernier qui se chargera d'adapter les tensions appliquées à la machine afin de limiter ce courant. En l'absence de variateur de vitesse, il existe plusieurs méthodes permettant de limiter le courant de démarrage. Elles ont été développées avant l'apparition de l'électronique de puissance mais elles sont encore utilisées à nos jours dans les anciennes installations ou par mesure d'économie pour des applications ne nécessitant pas de variateur en dehors du démarrage.

### I.3.6 Réglage de la vitesse de rotation

La vitesse du rotor d'un moteur asynchrone est :

$$N = \frac{60 \cdot f_s}{np} (1 - g) \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$np$  : nombre de paires de pôles.

$N$  : vitesse rotorique.

$g$ : le glissement.

$f_s$  : Fréquence de tension statorique.

Le réglage de la vitesse de rotation du moteur peut donc être obtenu par :

### I.3.6.a Réglage par action sur le nombre de paires de pôles

Ce réglage consiste à changer le nombre de pôle de la machine asynchrone en changeant la connexion des enroulements statorique, ce type de réglage peut être utilisé pour les montures ayant la possibilité de changer la connexion de leur enroulement statorique, la gamme de vitesse est étroite, une mauvaise souplesse de réglage car les vitesses sont échelonnées.

### I.3.6.b Réglage par la variation de la tension

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique.

### I.3.6.c Réglage par la variation de la fréquence

La fréquence de rotation du moteur asynchrone est directement proportionnelle à la fréquence de la tension d'alimentation d'où la vitesse de synchronisme. La vitesse d'un moteur asynchrone peut être contrôlé au-dessus et au-dessous de la vitesse nominale en changeant la fréquence de la tension d'alimentation. On essaiera donc de créer pour les enroulements statoriques un réseau à fréquence variable ce sont les onduleurs de tension.[9]



Fig (I-1):Moteur asynchrone de 6MW

### I.3.7 Organisation de la machine asynchrone

Elle comporte deux éléments principaux, un inducteur fixe nommé Stator et un induit mobile nommé Rotor. Le stator (partie fixe) est constitué en tôle magnétique portant l'enroulement chargé de magnétiser l'entrefer. Le rotor (partie tournante) est constitué de disques en tôle magnétique empilé sur l'arbre de la machine portant un enroulement bobiné ou injecté. Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor. [1][2].

#### I.3.7.1 Stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (Figure I.2)[1] [2].

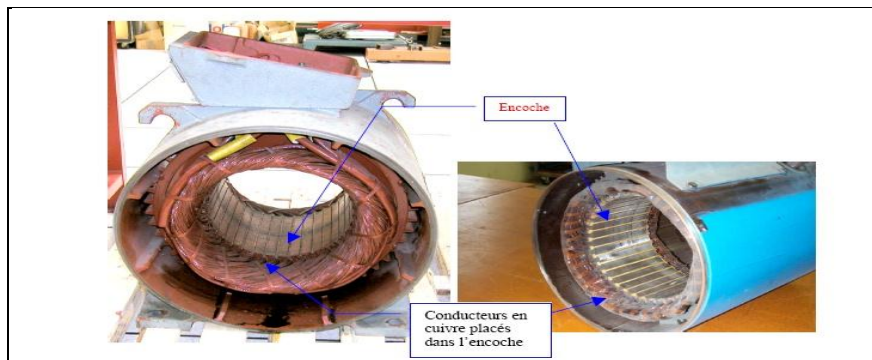


Fig (I-2): stator d'un moteur asynchrone.

#### I.3.7.2 Rotor

Il n'est lié électriquement à aucune source d'énergie continue ou alternative, ce qui simplifie sa construction. Le courant dans ces enroulements est uniquement induit par le champ tournant statorique, l'enroulement rotorique est encore appelé induit. Les différents types des moteurs Asynchrones ne se distinguent que par le rotor. On distingue deux types de rotor :

##### I.3.7.2.a Rotor à cage (rotor à cage d'écureuil)

Il est constitué de barres conductrices très souvent en aluminium. Les extrémités de ces barres sont réunies par deux couronnes également conductrices. On dit que le rotor est en court-circuit (Figure I.3).

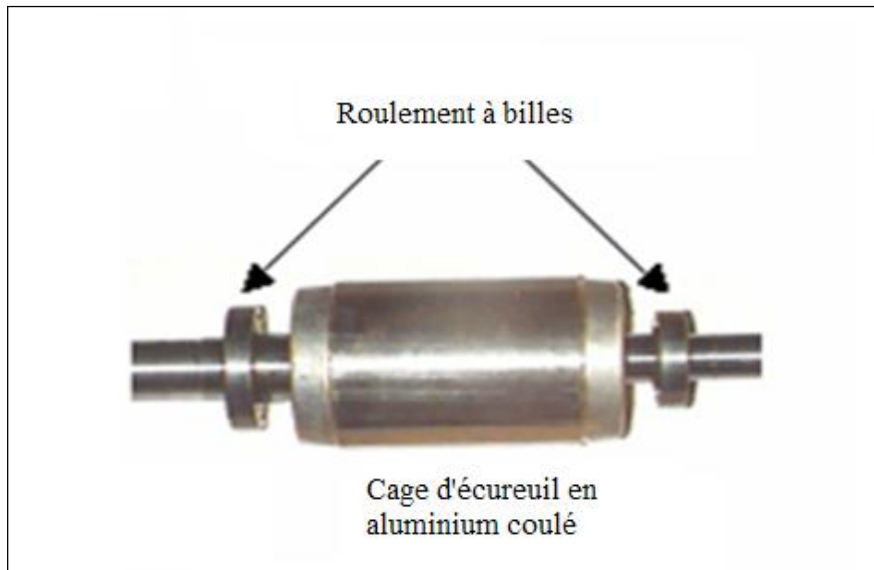


Fig (I-3) : Rotor à cage d'écureuil

#### I.3.7.2.b Rotor à bague ou rotor bobiné

Le rotor est constitué par un enroulement identique à celui de stator, en pratique toujours triphasé à couplage en étoile. Les extrémités des enroulements rotoriques sont sorties et reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuit complémentaires (résistances, électronique de puissance...), qui permettent le réglage de la caractéristique couple/vitesse.

Ce type de moteur est utilisé essentiellement dans des applications où les démarrages sont difficiles et/ou nombreux (il assure de meilleures conditions au démarrage), Figure(I.4)[1],[2].

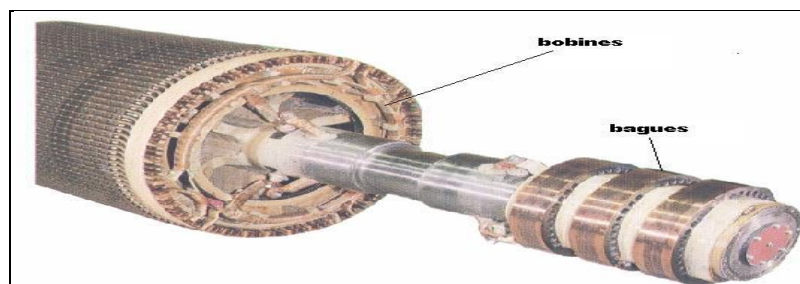


Fig (I-4) : Rotor à bague



## I.4 Modélisation de la machine asynchrone

### I.4.1 Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont : [1] .

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligé.
- La machine triphasé dans le stator et rotor.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.  
Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, 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 statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

### I.4.2 Modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée

Le modèle de la machine à induction triphasé est illustré par le schéma de la figure (I.5) avec les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, ces trois enroulements du stator : SA, SB, et SC et pour les trois enroulements rotoriques Ra, Rb, Rc et  $\theta$  angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique [9].

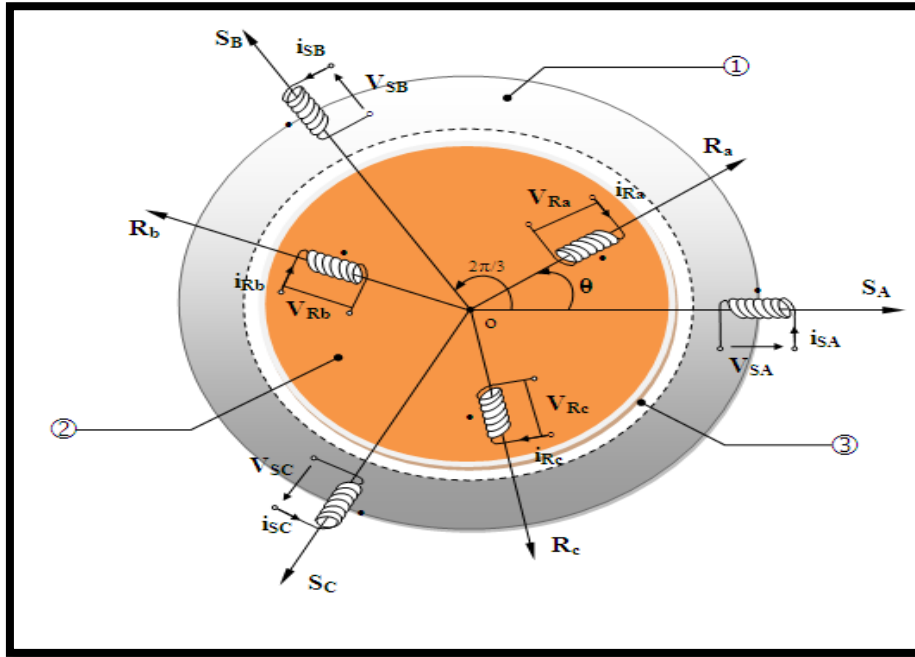


Fig (I-5) : Représentation réelle des bobinages de la machine asynchrone

### I.4.3 Équations générales de la machine asynchrone triphasée

En tenant compte des hypothèses simplificatrices précédentes, et en adoptant la convention de signe moteur, les expressions générales de la machine exprimées en fonction des flux et des courants sont définies comme suit :

#### I.4.3.a Équations électriques

Les équations de tension des trois phases statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (I-4)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (I-5)$$

En désignant par:

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

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

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$  : Les flux statoriques.

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$ : Les tensions rotoriques

$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : Les courants rotoriques

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$  : les flux rotoriques

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique.

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique.

Les équations (I-4) et (I-5) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I-6)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{s(abc)}] = [R_s][i_{s(abc)}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s(abc)}] \quad (I-7)$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{r(abc)}] = [R_r][i_{r(abc)}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{r(abc)}] \quad (I-9)$$

### I.4.3.b Équation magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matricielle comme suit ;

Pour le stator:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [Lm_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [Lm_{rs}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

Telque

$$[Lm_{sr}] = [Lm_{rs}]^T$$

On désigne par:

$[L_s]$  : Matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$  : Matrice des inductances rotoriques.

$[Lm_{sr}]$  : Matrice des inductances mutuelles statoriques.

$[Lm_{rs}]$ : Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

Où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s Lm_s Lm_s \\ Lm_s l_s Lm_s \\ Lm_s Lm_s l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r Lm_r Lm_r \\ Lm_r l_r Lm_r \\ Lm_r Lm_r l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

Ainsi :

$$[Lm_{sr}] = [Lm_{rs}]^T = Lm_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

Avec :

$l_s$  : Inductance propre d'une phase statorique.

$l_r$  : Inductance propre d'une phase rotorique.

$Lm_s$ : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$Lm_r$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

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

Statoriques et les axes rotoriques qui sont choisi comme axes des références.

$Lm_0$ : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase

Correspondent du rotor.

### I.4.3.c Équations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) :

$$C_e = P [i_{s(abc)}]^T \frac{d}{dt} [Lm_{sr}] [i_{r(abc)}] \quad (\text{I-15})$$

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

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (\text{I-16})$$

La vitesse électrique du rotor est :  $\Omega_r \cdot n_p = \omega_r$

Avec :

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

$C_r$  : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

$\Omega_r$  : Vitesse rotorique.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.

## I.5 Transformation de Park

### I.5.1 Intérêt des matrices de transformations

Comme la mise en équation du moteur asynchrone triphasé se traduit par des équations différentielles à coefficients variables, l'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, et cela vu le grand nombre de variables qui interviennent dans son modèle. C'est pourquoi, nous faisons appel à des transformations qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Ces transformations utilisées doivent conserver non seulement la puissance instantanée mais aussi la réciprocité des inductances mutuelles, ce qui permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé qui reste variable pour la machine réelle [7].

### I.5.2 Transformation de Park

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en les ramenant à un modèle unique. Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, elle fait correspondre aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation a pour objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [7].

### I.5.3 Différents repères

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un

repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux [1].

### I.5.3.a Référentielle au stator

Ce référentiel est immobile par rapport au stator et est adopté pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances. Il est caractérisé par

$(\alpha - \beta) \rightarrow \omega_{abc} = \omega_c = 0$ , donnant les équations électriques suivantes :

$$V_{ds} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{sq}$$

$$V_{qs} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{sd} \quad (I-17)$$

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{rq}$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{rd}$$

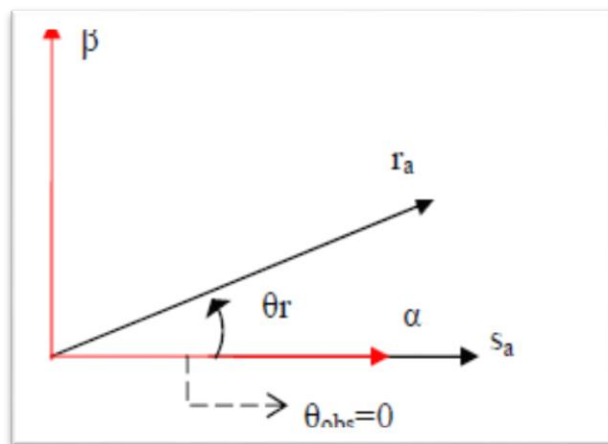


Fig (I-6) : Définition de l'axe réel de la MAS par rapport au référentiel  $(\alpha-\beta)$

Ce référentiel est également très intéressant dans le cas où on veut étudier la variation de la vitesse de rotation avec une fréquence d'alimentation fixe.

### I.5.3.b Référentielle au rotor

Ce référentiel correspond aux transformations des grandeurs de la machine dans un repère lié au rotor est caractérisé par :  $(x - y) \rightarrow \omega_{obs} = \omega_c = \omega_r$ . Ce qui donne :

$$V_{ds} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{sq}$$

$$V_{qs} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{rd} \quad (I-18)$$

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt}$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt}$$

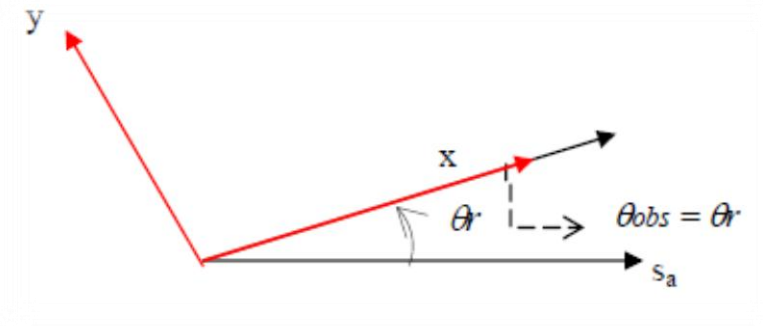


Fig. (I-7) : Définition de l'axe réel de la MAS par rapport au référentiel (x-y)

Il est choisi en vue de l'étude des problèmes de régimes transitoires où l'entraînement est à vitesse constante alors que la fréquence varie, citons à titre d'exemple la commande V/f.

### I.5.3.c Référentielle au champ tournant

Ce référentiel correspond à la transformation des variables par rapport aux (d-q) tournant à la vitesse synchrone du champ de la machine (d-q)  $\rightarrow \omega_{obs} = \omega_c = \omega_s$ , d'où :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{sd} \\ 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{rq} \\ 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{rd} \end{aligned} \tag{I-19}$$

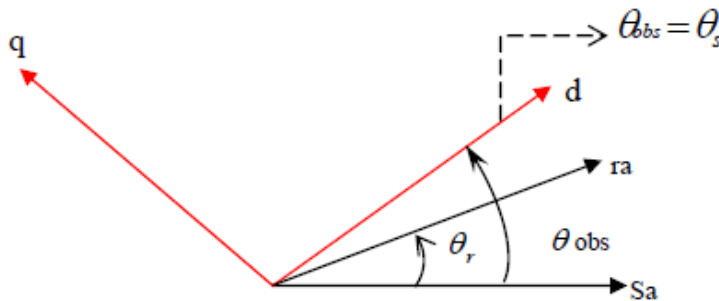


Fig (I-8) : Définition de l'axe réel de la MAS par rapport au référentiel (d-q)

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas la simplification dans la transformation des équations (I-4) (I-5) mais souvent utilisé pour le problème de commande et le pilotage vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues dans ce référentiel.

Où :

$\omega_{\text{obs}}$  : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

$\Omega = \theta$ .

#### I.5.4 Transformation triphasé- biphasé

La transformation triphasée- biphasée aboutit à une famille de modèles de la machine asynchrone, où les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées sur deux axes en quadrature. L'idée de cette transformation repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé équilibré peut

l'être aussi à l'identique par un système diphasé de deux bobines décalées de  $\frac{\pi}{2}$  dans l'espace

alimentées par des courants déphasés de  $\frac{\pi}{2}$  dans le temps. On se donne pour objectif que les forces

magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservées. Dans notre étude et pour plus de simplicité, on établit en premier un modèle où les grandeurs sont dans le repère lié au stator.

Ainsi, l'enroulement équivalent aux trois phases du stator est formé de deux bobinages d'axes direct  $\alpha_s$  et en quadrature  $\beta_s$ . L'axe direct  $\alpha_s$  est confondu avec l'axe de la première phase  $\alpha_s$  statorique. De même, au rotor on substitue deux bobinages  $\alpha_r$  et  $\beta_r$  aux enroulements triphasés équivalents.

Il existe principalement deux transformations Clarke et Concordia, sont représentés sur le tableau suivant :



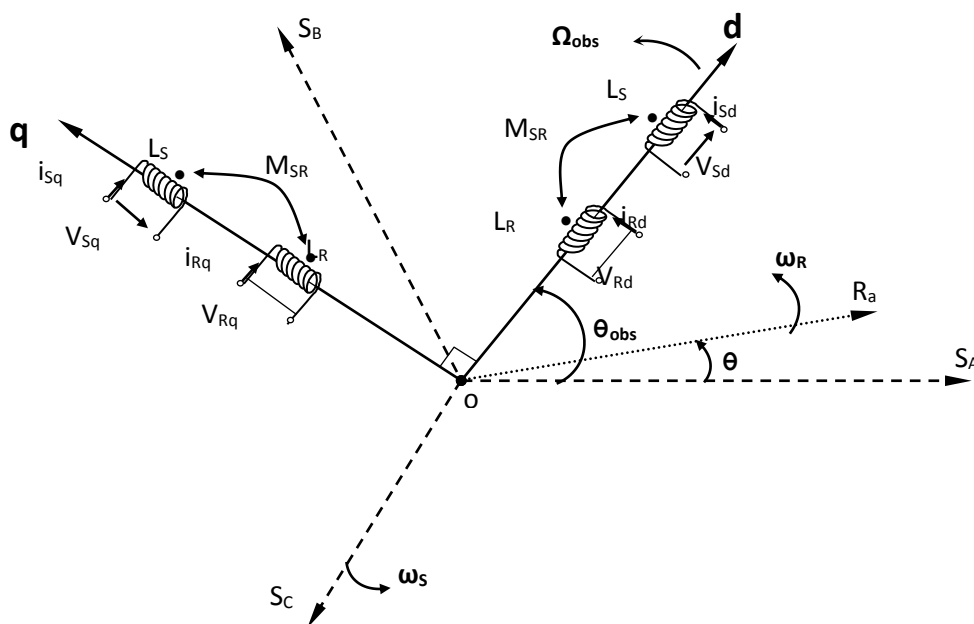
Transformation de <b>Concordia</b>	Transformation de <b>Clarke</b>
Passer d'un système triphasé <b>abc</b> vers un système biphasé <b><math>\alpha\beta</math></b>	
$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c.-à-d., } [X_{abc}] = T_{23} [X_{\alpha\beta}]$	$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c.-à-d., } [X_{\alpha\beta}] = C_{23} [X_{abc}]$
<p>avec <math>T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 &amp; -\frac{1}{2} &amp; -\frac{1}{2} \\ 0 &amp; \frac{\sqrt{3}}{2} &amp; -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}</math></p>	<p>avec <math>C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 &amp; -\frac{1}{2} &amp; -\frac{1}{2} \\ 0 &amp; \frac{\sqrt{3}}{2} &amp; -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}</math></p>

Tableau (I-1) : Comparaison entre la transformation de Concordia et Clark

**I.5.5 Application de la transformation de Park ou modèle de la MAS**

On désire transformer les enroulements de la M.AS triphasées en des enroulements biphasés orthogonaux équivalents selon les axes (d – q) lié au champ tournant, voir, Figure (I-9), ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est à dire :

- Direct selon l'axe (d).
- Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- Homopolaire (o)



Où :

Fig (I-9) : Référentiel tournant d'axes (d– q)

$\theta_{obs} = \int \omega_{obs} dt$  : est une position quelconque d'observation entre les systèmes d'axes biphases par rapport au système d'axes triphasés.

L'application de la transformation de Park à la machine asynchrone correspond à une transformation des trios bobines (statorique et rotorique) à deux bobines équivalentes reprenant les mêmes considérations ou aspects en terme, de flux, de couple, de courant ou du moins une image qui leur sera parfaitement proportionnelle.

Pour le passage du système triphasé vers le système biphase, on a les équivalents suivants :

- L'équivalent de tension :  $[V_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][V_{abc}]$
- L'équivalent de courant :  $[i_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][i_{abc}]$  (I-20)
- L'équivalent de flux :  $[\Phi_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][\Phi_{abc}]$

Où :  $[P(\theta_{obs})]$  est la matrice de park

Dans le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1}[V_{dq0}] \\ [i_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1}[i_{dq0}] \\ [\Phi_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1}[\Phi_{dq0}] \end{cases} \quad (I-21)$$

La matrice de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrit alors :

$$[P(\theta_{obs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-22)$$

- Le facteur  $\left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)$  : est là pour conserver la puissance électrique instantanée. [8]

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

### I.5.6 Equation électrique de la machine dans le repère (d, q)

Dans le cas où le neutre de la machine n'est pas relié les composantes homopolaires sont nulles.

Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle de la machine asynchrone triphasée dans le référentiel de Park généralisé sera par les expressions suivantes.

### I.5.6.a Equations des tensions

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-24})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega_r) \\ (\omega_s - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-25})$$

### I.5.6.b Equation magnétique de la machine dans le repère (d, q)

Les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par les expressions suivantes:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Lm & 0 \\ 0 & Lm \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-26})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Lm & 0 \\ 0 & Lm \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-27})$$

Avec:

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

$Lm = \frac{3}{2} Lm_0$  : Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

$\omega_s = d\theta_s/dt$  : la pulsation de rotation du référentiel.

$\omega_r = np \cdot \Omega_r$  : la pulsation électrique de rotation de rotor.

### I.5.6.c Équation mécanique

Le couple électromécanique développé par le champ tournant est exprimé par la relation :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{Lm}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{I-28})$$

Et l'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_{em} - C_r - f \Omega_r \quad (\text{I-29})$$

## I.6 Machine asynchrone alimentée en tension

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique  $i_s$  et le flux rotorique  $\Phi_R$  comme variables d'état et la pulsation  $\omega_s$  et les tensions  $V_{sd}$ ,  $V_{sq}$  comme grandeur de commande et le couple  $C_r$  comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant, Figure (I-10).

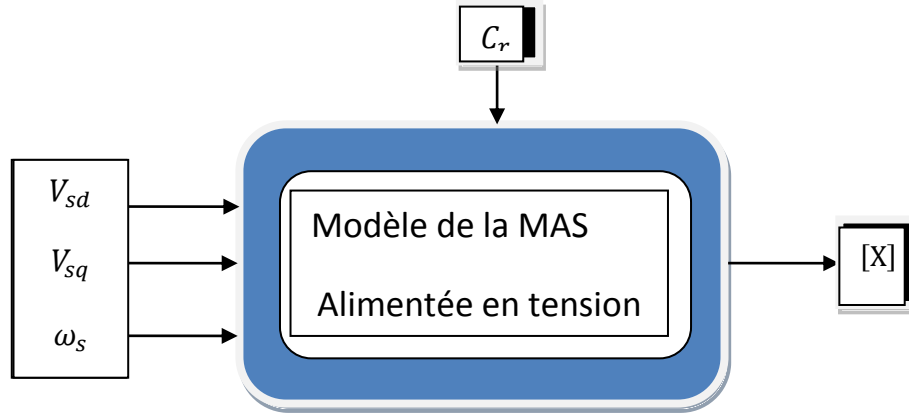


Fig (I-10) : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension

Ainsi, notre choix est porté sur les vecteurs suivantes  $[i_{sd} i_{sq} \Phi_{rd} \Phi_{rq}]^T$ .

### I.7 Modèle du moteur asynchrone sous forme d'état

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante [12], [13]:

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

Avec :

$$[X] = [i_{sd} i_{sq} \Phi_{rd} \Phi_{rq}]^T : \text{Vecteur d'état}$$

$$[U] = [V_{sd} V_{sq}]^T : \text{Vecteur de commande}$$

Pour le référentiel lié au champ tournant ( $d-q$ ), on a :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{L_s \sigma} & \omega_s & \left(\frac{Lm}{LsLrT_r \sigma}\right) & \left(\frac{Lm}{LsLr \sigma}\right) \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_t}{L_s \sigma}\right) & -\left(\frac{Lm}{LsLr \sigma}\right) \omega & \left(\frac{Lm}{LsLrT_r \sigma}\right) \\ \frac{Lm}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{Lm}{T_r} - (\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} & \end{bmatrix} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Pour le référentiel lié au stator ( $\alpha, \beta$ ) la matrice  $[A]$  devient:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{L_s\sigma} & 0 & \left(\frac{Lm}{LsLrTr\sigma}\right) & \left(\frac{Lm}{LsLr\sigma}\right)\omega \\ 0 & -\left(\frac{R_t}{L_s\sigma}\right) & -\left(\frac{Lm}{LsLr\sigma}\right)\omega & \left(\frac{Lm}{LsLrT_s\sigma}\right) \\ \frac{Lm}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} - \omega & \\ 0 & \frac{Lm}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

Avec :

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

$\sigma = 1 - \frac{Lm^2}{L_sL_r}$  : Coefficient de dispersion total.

$R_t = R_s + \frac{Lm^2}{L_r} T_r$  : Résistance total ramenée au stator.

[A] : matrice fondamentale qui caractérise le système et [B] : matrice d'entrée.

### I.8 Modélisation de l'onduleur de tension

Le convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitudes et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380V, 50Hz. Après redressement, la tension filtrée  $U_0$  (étage continu) est appliquée à l'onduleur.

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il ya donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur boolienne :

- $T_{abc} = 1$  : Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) est fermé.
- $T_{abc} = 0$  : Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) est fermé.

Pour simplifier l'étude de l'onduleur, on supposera que :

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

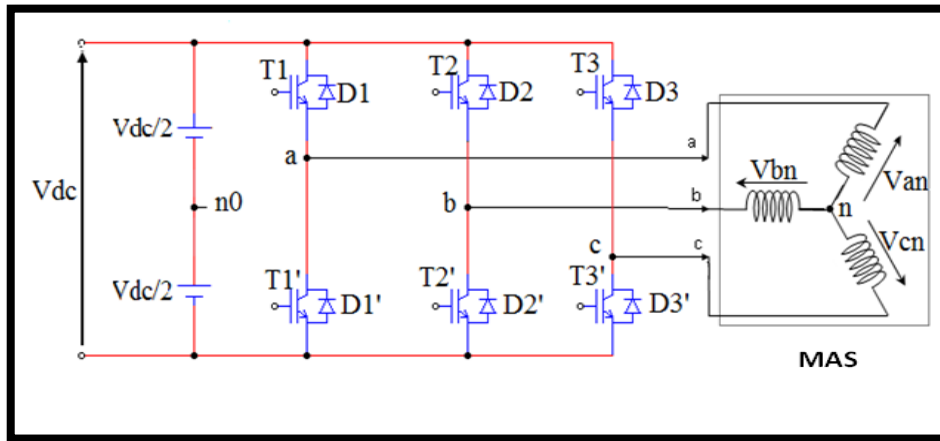


Fig (I-11) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimenté la MAS

Les tensions composées à la sortie du pont de l'onduleur triphasé figure (I -12) sont données par les relations suivantes

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (I.31)$$

$U_{ao}$ ,  $U_{bo}$ ,  $U_{co}$  peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur.

Soit "n" l'indice du point neutre du côté alternatif, on a :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (I.32)$$

$U_{an}$ ,  $U_{bn}$  et  $U_{cn}$  sont les tensions simples de la machine et  $U_{no}$  est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice «o».

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (I.33)$$

La substitution de (I-33) dans (I-32) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3} \cdot (U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (I.34)$$

En remplaçant (I.34) dans (I.32), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3} U_{ao} - \frac{1}{2} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3} U_{ao} + \frac{2}{3} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3} U_{ao} - \frac{1}{3} U_{bo} + \frac{2}{3} U_{co} \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

On peut écrire le système d'équation (I.35), on utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs on à :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_o}{3} (2.S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_o}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_o}{3} (-S_a - S_b + 2.S_c) \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

L'écriture matricielle des équations précédentes est :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_o}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

### I.9 Principe de la commande par hystérésis de courant

Dans cette stratégie, les interrupteurs de l'onduleur sont commandés de sorte que les variations du courant dans chaque phase du moteur soient limitées dans une bande d'hystérésis. Une comparaison en permanente est faite entre les courants réels et les courants de référence ( $i_{as}^*$ ,  $i_{bs}^*$  et  $i_{cs}^*$ ), les sorties des comparateurs sont reliées à la logique de distribution des commandes des interrupteurs [11], Figure (I-12) et (I-13).

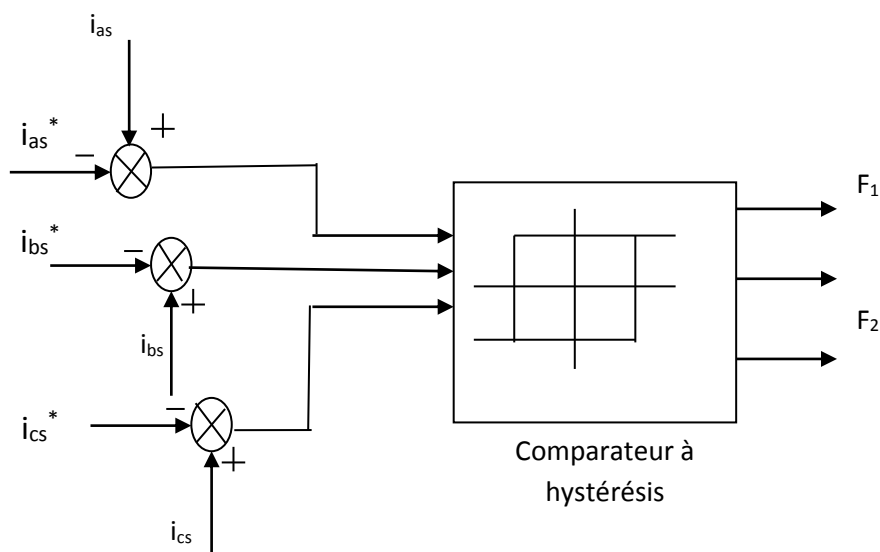


Fig (I-12) : Schéma synoptique de la commande d'hystérésis en courant

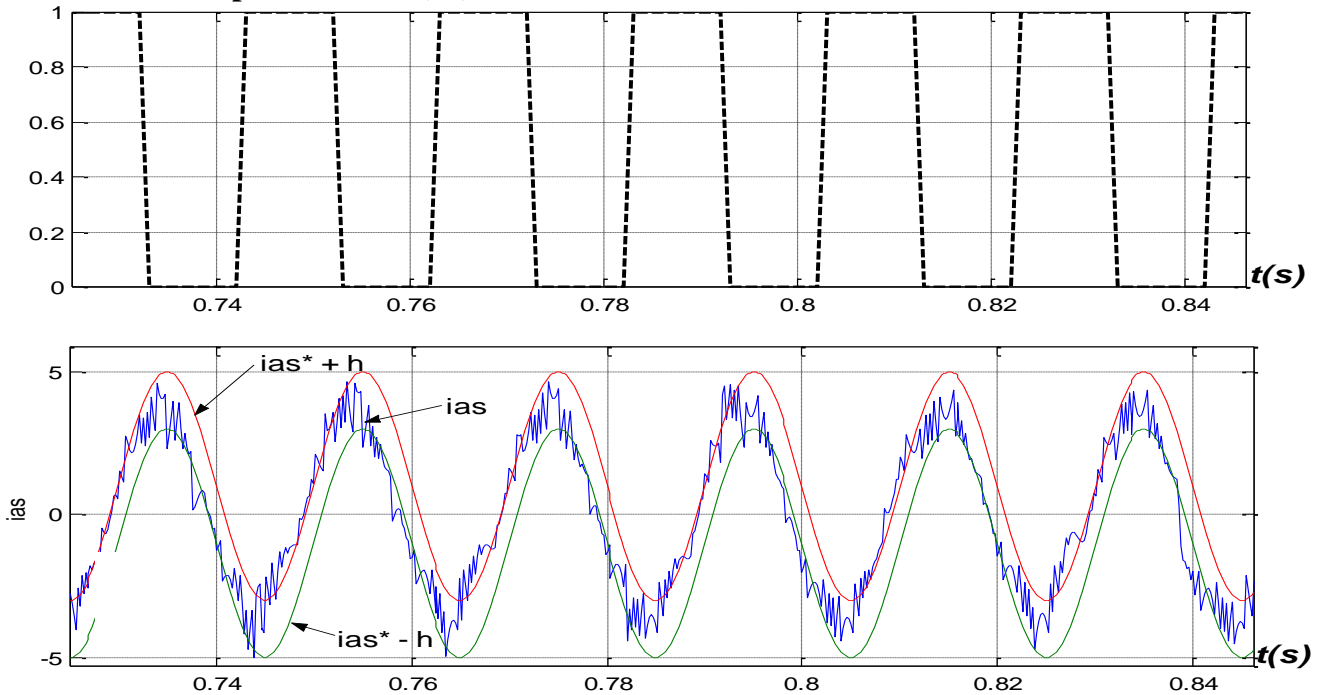
La fonction du premier bras ( $T_1$ )

Fig. (I-13) principe de réglage par hystérésis

## I.10 Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié la modélisation de la machine asynchrone en tenant compte des hypothèses de simplification en se basant sur le modèle de Park. Le grand intérêt de cette transformation est de simplifier le modèle triphasé. On remarque que ce modèle présente un fort couplage entre les grandeurs statoriques et rotoriques de la machine ce qui augmente la complexité des lois de contrôle de cette machine.



# **Chapitre II**

## ***Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone***



## II.1 Introduction

La machine asynchrone est particulièrement séduisante, sur le plan industriel, par sa grande robustesse électromécanique, son faible coût et sa très bonne standardisation. Cependant, sa simplicité structurelle cache une grande complexité fonctionnelle due à l'absence d'inducteur indépendant, aux non linéarités de son modèle et à la difficulté d'identification de ses paramètres, conséquence essentielle du rotor à cage. Ceci se traduit donc par de fortes contraintes sur son contrôle donc par une grande complexité importante de sa commande. De ce fait, différentes méthodes de commande sophistiquées ont été élaborées et proposées.

Grâce au développement des nouvelles technologies des semi-conducteurs et des convertisseurs et l'évolution des moyens de calcul, la commande dite vectorielle ou à flux orienté introduite par Blashke en 1972 est devenue une référence dans le milieu industriel. Cette commande d'obtenir un contrôle découplé entre le flux et le couple similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée [8].

Dans ce chapitre, nous avons fait l'étude de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone avec modèle en courant en donnant le schéma de commande et présenter les résultats de simulation de cette commande avec régulateur classique (PI).

## II.2 Principe de la commande par orientation du flux

Il est connu d'après les principes de l'électromagnétisme, qu'un conducteur parcouru par un courant, et placé dans un champ magnétique, sera soumis à une force qui est égale au produit vectoriel du vecteur de courant par celui du champ. Ainsi, il est clair que pour avoir une amplitude de force maximale avec des intensités de courant et de champ données, il est primordial que les deux vecteurs soient orthogonaux.

Dans ce contexte, et dans le but d'avoir le mode de fonctionnement désiré, cette propriété est utilisée dans les machines électriques, en positionnant de manière optimale les vecteurs courant et flux.

Dans le cas d'une machine à courant continu, ce principe est appliqué naturellement, et cela contrairement à la machine asynchrone. Ainsi, la technique du flux orienté dans le cas machine permet d'orienter ces deux grandeurs en plaçant leurs repères (d-q) de telle sorte à faire coïncider l'axe (o-d) avec le vecteur flux à orienter, rotorique, statorique ou entrefer selon l'objectif de contrôle visé. Par conséquent, le comportement dynamique de la machine asynchrone qui en résulte

devient analogue à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée comme la montre de la Figure (II.1) [14].

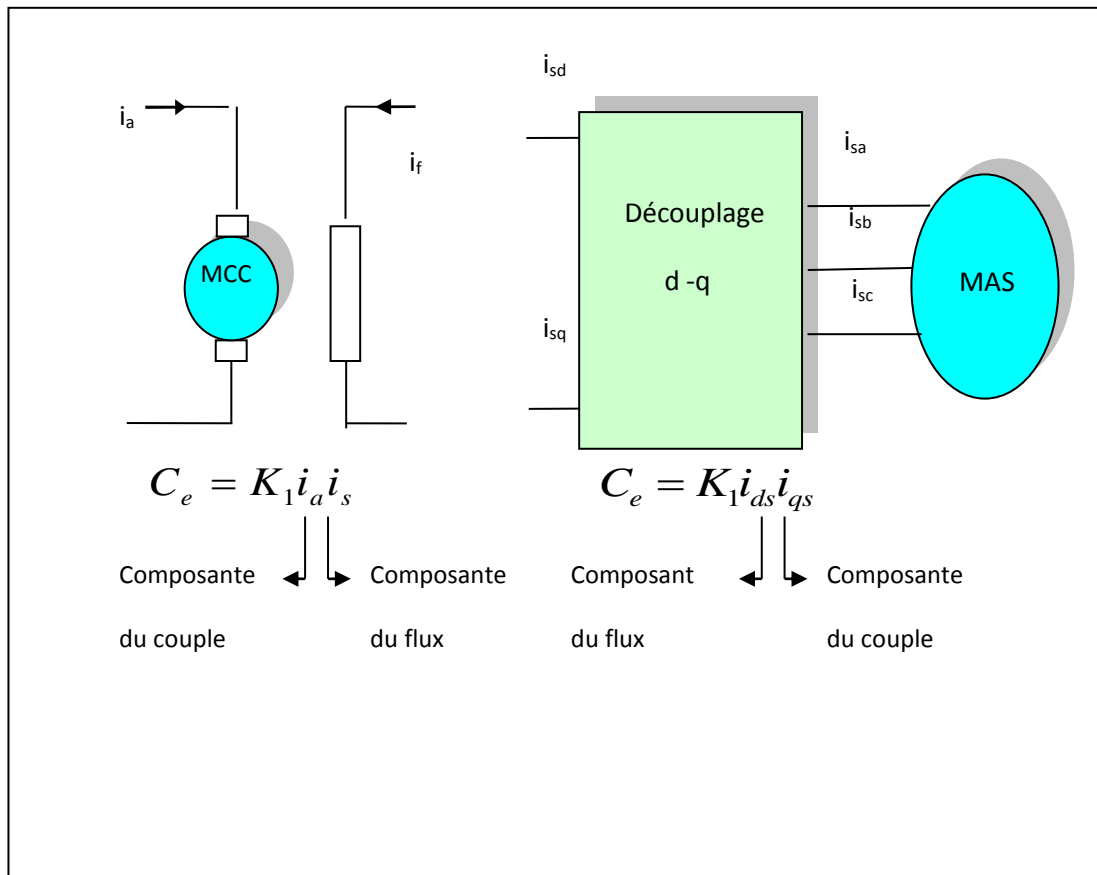


Fig (II-1) : Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

### II.3 Choix de type d'orientation de flux

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant. Le degré de découplage est déterminé selon ce choix dans la majorité des cas, le référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique, ce choix reste vrai aussi bien pour la machine alimentée en tension que celle alimentée en courant [14].

### II.4 Différentes méthodes de commande par orientation du flux

Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux à orienté  $\theta_s$ , ainsi que son amplitude  $|\theta_r|$  :

- la commande directe : où cet angle est mesuré électriquement.
- la commande indirecte : où il est estimé à partir de la relation donnant la vitesse de glissement dans la théorie du flux orienté [15].

### II.4.a Méthode direct

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, qui doit être vérifiée en ligne et de manière plus précise possible tous au long du fonctionnement de notre système. Cependant, comme ces deux grandeurs ne sont pas directement mesurables et que la connaissance de la position de flux est fondamentale pour les changements de coordonnées, celle du module du flux et pour contrôler le régime dynamique de la machine, il est donc nécessaire de procéder à une série de calculs au sein du processus.

Par conséquent deux méthodes de mesure existent à savoir :

- L'utilisation d'un estimateur de flux.
- l'utilisation d'un capteur de flux.

Ces deux méthodes de mesures rendent cette technique de commande moins utilisée car dans ce cas l'estimateur et/ou le capteur devraient être installé au moment de la fabrication de la machine faisant de celle-ci une machine spéciale. En effet, leurs utilisations nécessitent pour les traitements de signaux des appareille très fragiles et assez couteux, et de ce fait, les avantages du moteur asynchrone qui se résument en sa simplicité de construction et robustesse, ainsi que son faible coût seront alors perdus [15].

### II.4.b Méthode indirect

Cette méthode se base sur le contrôle de la pulsation de glissement afin de pouvoir aligner l'axe (o-d) du repère (d-q) avec le vecteur flux rotorique par conséquent, nous auront pas besoin de connaître l'amplitude de flux, mais seulement sa position qui est calculée à partir des grandeurs de référence (flux-couple) et de vitesse de rotation mesurée [15].

La transformation de Park appliquée à la machine à induction, peut être interprétée comme étant une substitution d'enroulement réel par des enroulements fictifs ( $d_s$ ,  $q_s$ ,  $d_r$ ,  $q_r$ ) où les axes magnétiques sont liés au référentiel  $odq$  selon la figure (II-2), Ainsin nous obtenons un système d'équations à coefficients constants.

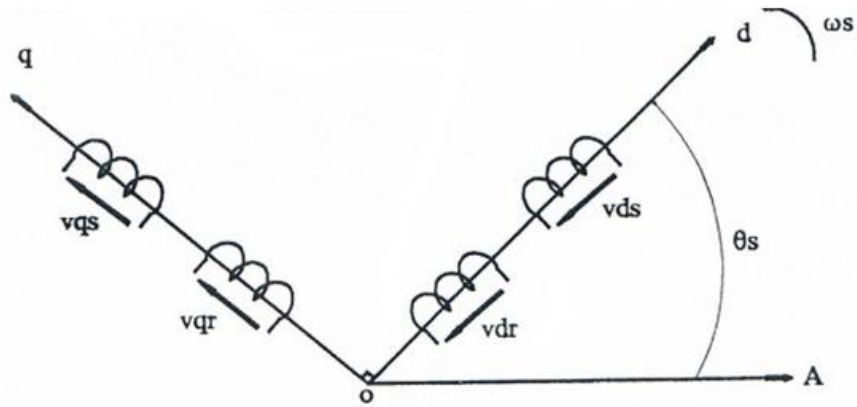


Fig (II-2) modèle de Park de la machine à induction

Dans le cas de la machine à induction à cage,  $V_{dr} = V_{qr} = 0$  (enroulements court-circuités) et les équations dynamiques de la machine sont représentées dans le référentiel lié au champ tournant :

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_s \cdot p i_{ds} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} + L_m \cdot p(i_{ds} + i_{dr}) \quad (\text{II.1})$$

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_s \cdot p i_{qs} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} + L_m \cdot p(i_{qs} + i_{qr}) \quad (\text{II.2})$$

$$V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + L_r \cdot p i_{dr} - \omega_{sl} \cdot \Phi_{qr} + L_m \cdot p(i_{dr} + i_{ds}) \quad (\text{II.3})$$

$$V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + L_r \cdot p i_{qr} + \omega_{sl} \cdot \Phi_{dr} + L_m \cdot p(i_{qr} + i_{qs}) \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$\omega_{sl}$  : glissement de vitesse angulaire électrique.

$P$  : variable de Laplace

$L_s, L_r$  : inductances de fuites statorique et rotorique par phase.

$n_p$  : nombre de paires de pôles

$L_m$  : inductance mutuelle propre.

Le glissement de vitesse angulaire  $\omega_{sl}$  est défini par :

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r \quad (\text{II.5})$$

Avec :  $\omega_r = n_p \cdot \Omega$

Equation mécanique

$$C_e - C_r = J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + f \cdot \Omega_r \quad (\text{II.6})$$

Le couple électromagnétique de la machine est donné par l'expression suivante :

$$C_e = np \cdot (\Phi_{ds.iqs} - \Phi_{qs.ids}) \quad (\text{II.7})$$

Les composantes des flux statorique et rotorique sont données par le système d'équations suivant :

$$\Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr}$$

$$\Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr}$$

$$\Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds}$$

$$\Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$$L_s = l_s + L_m$$

$$L_r = l_r + L_m$$

## II.5 Modèle de machine alimentée en courant

### II.5.1 Simplification des équations

En prenant comme variables de contrôle les composantes du courant statorique  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  ainsi que la vitesse de glissement  $\omega_{sl}$ , le modèle de la machine alimentée en courant est représenté par les équations (II.4), (II.5), (II.7), (II.8) et (II.9). considérons les flux rotorique ( $\Phi_{dr}, \Phi_{qr}$ ) et la vitesse  $\Omega$  comme variable d'état et après, arrangement des équations (II.4), (II.5), (II.7), (II.8) et (II.9). nous obtenons [16] :

$$p \Phi_{dr} = -\frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{dr} + \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{ds} + \omega_{sl} \cdot \Phi_{qr} \quad (\text{II.9})$$

$$p \Phi_{qr} = -\frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{qr} + \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{qs} + \omega_{sl} \cdot \Phi_{dr} \quad (\text{II.10})$$

Ceci permet d'écrire le couple électromagnétique de la façon suivante :

$$C_e = np \cdot \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (\text{II.11})$$

$T_r = L_r / R_r$  : constante de temps rotorique équivalente.

Un schéma –bloc du modèle de la machine alimentée en courant est représenté par la figure(II.3)

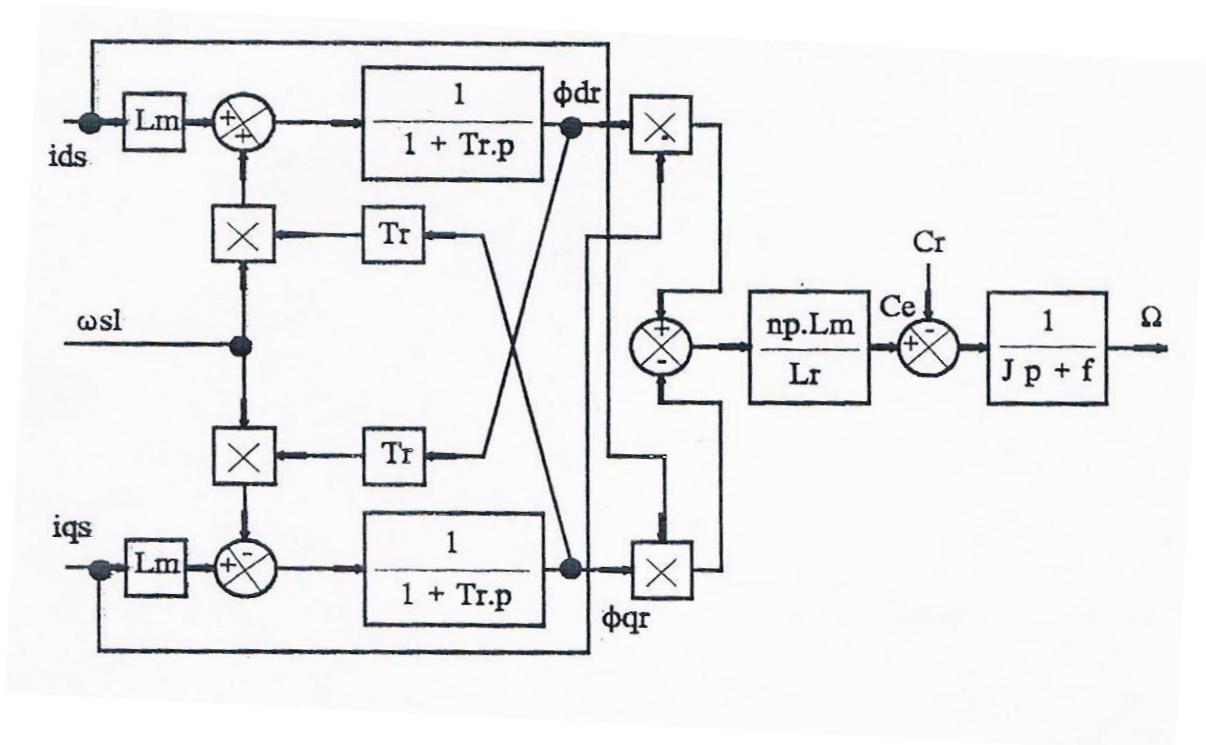


Fig. (II-3): le schéma bloc du modèle de la machine alimentée en courant

**II.5.2 Commande vectorielle par orientation du flux rotorique**

La commande vectorielle peut être réalisée par l'orientation de l'un des trois flux rotoriques statoriques et d'entrefer. Ceci est applicable sur la machine alimentée en courant ou en tension. Dans ce chapitre, nous ne présenterons que la structure de l'orientation du flux rotorique associée au modèle de la machine alimentée en courant.

Le référentiel lié au flux rotorique est choisi pour obtenir des fonctionnements de la machine asynchrone comparables à ceux de la machine à courant continu [17]

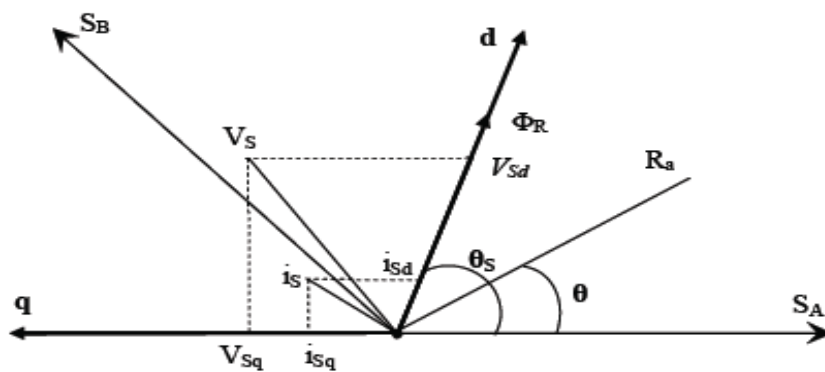


Fig (II-4) : orientation du flux rotorique

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique alors :

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \quad \Phi_{rq} = 0 \quad (\text{II.12})$$

➤ Le flux rotorique devient :

$$\text{A partir de : } \Phi_{rd} = \Phi_r = L_r \cdot I_{rd} + L_m \cdot I_{sd}$$

$$\text{On obtient : } \Phi_r = -T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + L_m \cdot I_{sd}$$

Après l'application de la Transformation de Laplace on trouve :

$$\Phi_r = \frac{L_m}{1 + T_r \cdot s} \cdot I_{sd} \quad (\text{II.13})$$

L'équation (II.2) signifie que le modèle de la MAS est dans le repère synchrone à flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante du courant direct  $I_{sd}$  moyennement d'un premier ordre avec la constante de temps  $T_r$ .

➤ Le couple devient :

$$C_e = p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot I_{sq} \quad (\text{II.14})$$

Evidemment en posant  $k = \frac{L_m}{L_r} \cdot p$ , l'équation (II.3) devient :  $C_e = k \cdot \Phi_r \cdot I_{sq}$  qui est une équation similaire à celle d'une machine à courant continu, d'autant plus si  $\Phi_r = \text{cte}$ , alors le  $C_e$  devient directement contrôlable linéairement par  $I_{sq}$ .

➤ La pulsation de glissement devient :

$$\text{A partir de : } V_{rq} = 0 = R_r \cdot I_{rq} + \omega_{sl} \cdot \Phi_{rd}$$

On obtient:

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \frac{L_m}{\Phi_r \cdot T_r} \cdot I_{sq} \quad (\text{II.15})$$

Nous remarquons que l'amplitude du flux rotorique est déterminée par la composante direct  $i_{ds}$ , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature  $i_{qs}$  si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi, une décomposition entre les deux composantes du courant statorique est



réalisée, ce qui donne à la machine à induction des caractéristiques analogues à celles de la machine à courant continu.

### II.5.3 Commande Vectorielle Indirecte

Nous allons aborder le schéma de commande indirecte par orientation du flux rotorique. La vitesse est mesurée, donc il est facile de faire sa régulation par contre-réaction ; par contre le flux ne peut être mesuré directement et son contrôle le plus simple est de type réaction (la figure II-5). La méthode indirecte est facile à implanter mais elle est fortement dépendante aux variations des paramètres de la machine et en particulier la résistance rotorique qui change avec la température.

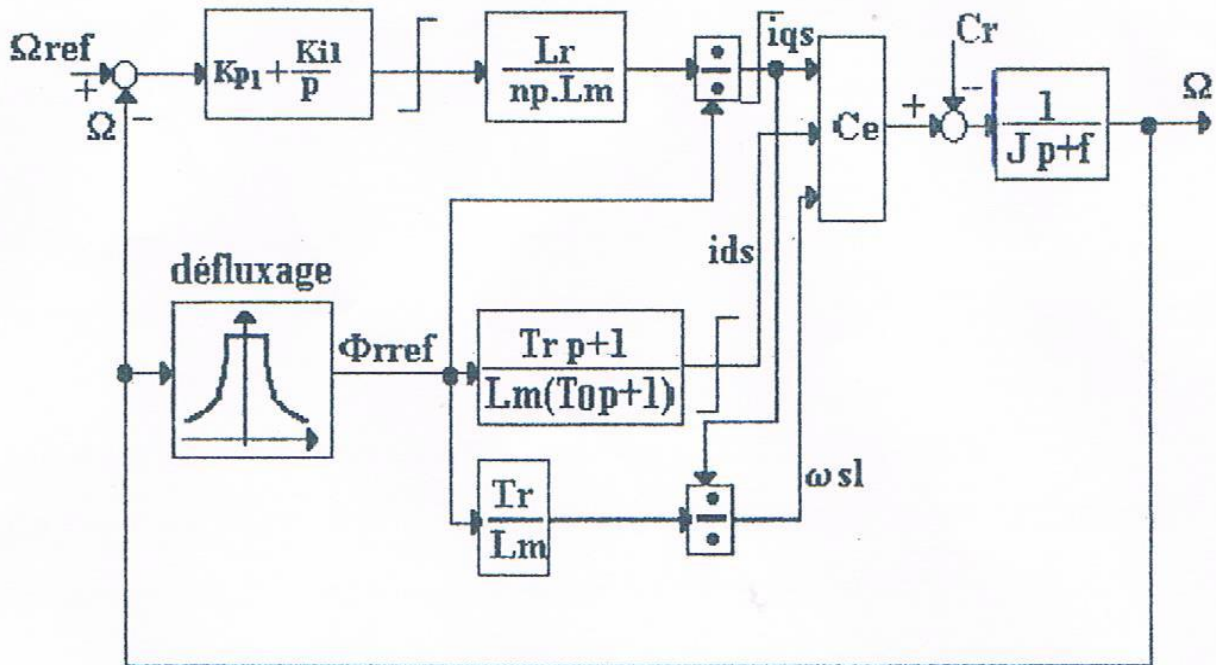


Fig (II-5) : schéma bloc de la commande par flux orienté (méthode indirecte)

Le pôle  $(-1/T_0)$  est implanté dans le but de limiter la bande passante pour compenser la dérivation du flux.

Le régulateur PI utilisé pour la régulation de la vitesse est calculé suivant l'approche analytique développée.

La constante de temps associée au régulateur PI ( $\tau = K_p/K_i$ ) est choisie en tenant compte de la constante de temps statorique ( $L_s/R_s$ ) qui caractérise la dynamique du courant d'alimentation.

Le défluxage est défini par la non-linéarité suivante :

En sous vitesse :

$$\phi_r = \phi_{rnom} \text{ pour } |\Omega r| \leq \Omega_{nom} \quad (\text{II.16})$$

En sur vitesse :

$$\phi_r = \phi_{rnom} \frac{\phi_{rnom} \cdot \Omega_{nom}}{|\Omega r|} \text{ pour } |\Omega r| > \Omega_{nom} \quad (\text{II.17})$$

$\Omega_{nom}$  : Vitesse de rotation nominale.

$\phi_{rnom}$  : Flux rotorique nominale.

$\phi_r$  : Flux rotorique de référence.

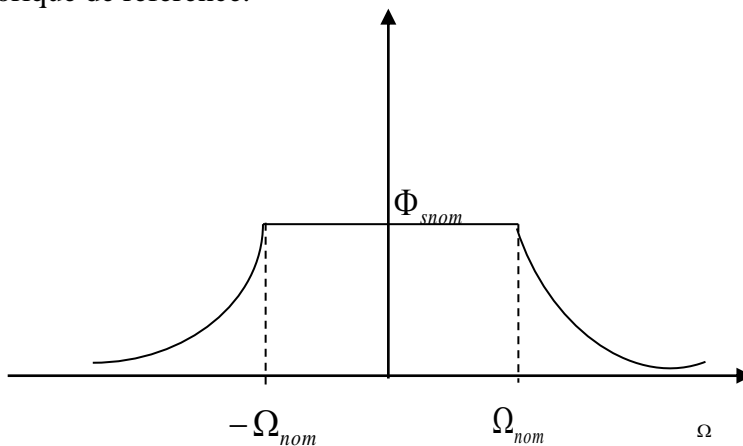
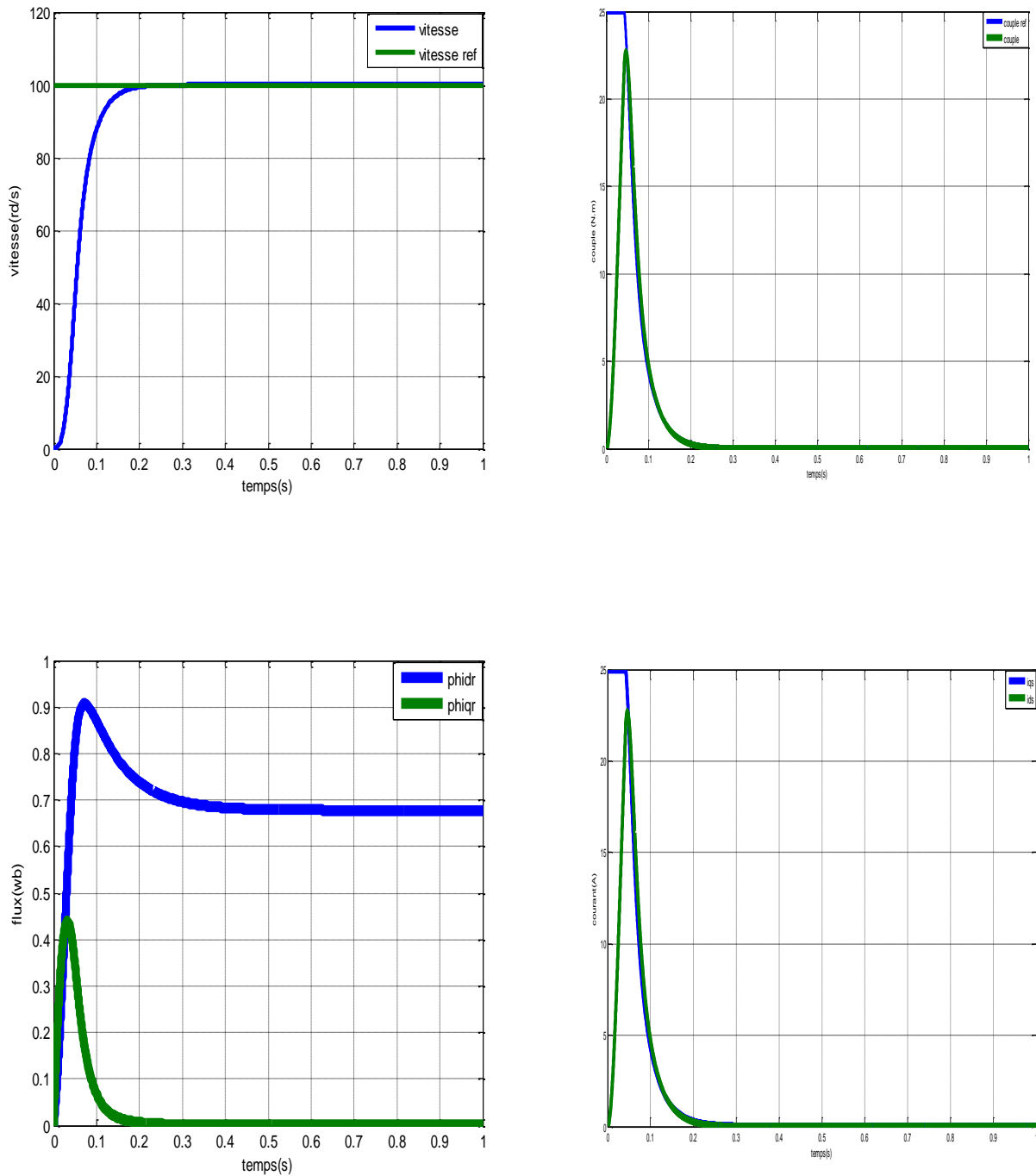


Fig (II-6) : bloc de défluxag

## II. 6 Résultats de simulation

### II.6.1 Sans convertisseurs

Dans un premier temps, nous avons simulé un démarrage pour une vitesse de référence  $\Omega_{ref} = 100$  rad/s, les résultats de simulation (figure II-7) montrent bien une phase d'initialisation du flux rotorique représenté par deux composantes  $\Phi_{dr}$  et  $\Phi_{qr}$  et le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, traduit par la réponse des composantes  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  du courant statorique. Pour l'asservissement de la vitesse, nous avons un temps de réponse  $t = 0.1$  s



Fig(II-7) : Résultats de simulation de la commande pour un démarrage  $\Omega_{ref} = 100 \text{rd/s}$

Ensuite, nous avons effectué une inversion du sens de rotation de la vitesse (100 et -100rad/s) dans le but d’observer la variation temporelle de la vitesse et de couple électromagnétique à vide. Lors de démarrage, nous constatons qu’il y a une différence entre le couple électromagnétique et celui de référence à cause d’initialisation du flux rotorique. Après cette phase d’initialisation nous

remarquons que le couple électromagnétique répond instantanément et suit la référence sans dépassement ni erreur statique (Figure II-8).

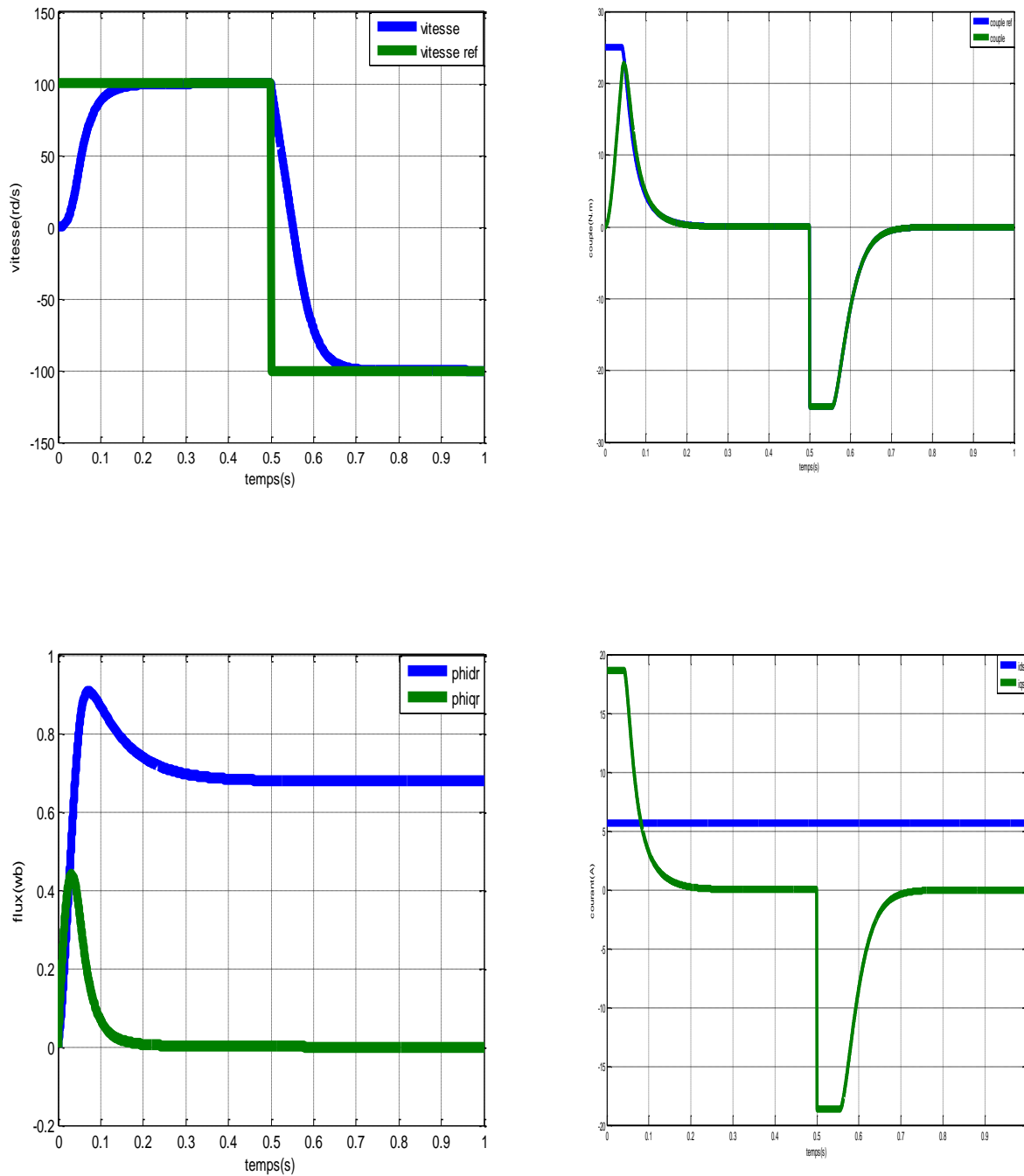


Fig (II-8): Résultats de simulation de la commande avec inversion de sens de vitesse de rotation de 100rad/s, avec régulateur PI (mode normal)

Pour le fonctionnement en mode défluxé, nous avons effectué une inversion du sens de rotation de vitesse de (200 et -200rad/s) (Figure II-11)

Nous remarquons que la vitesse est obtenue sans dépassement malgré la dynamique du flux, le temps de réponse de la vitesse est plus important que le cas en mode normal à cause du défluxage qui se traduit par une diminution du flux rotorique.

Lors du démarrage nous constatons aussi un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux et lorsque le sens de rotation est inversé il ya également un dépassement causé par le défluxage.

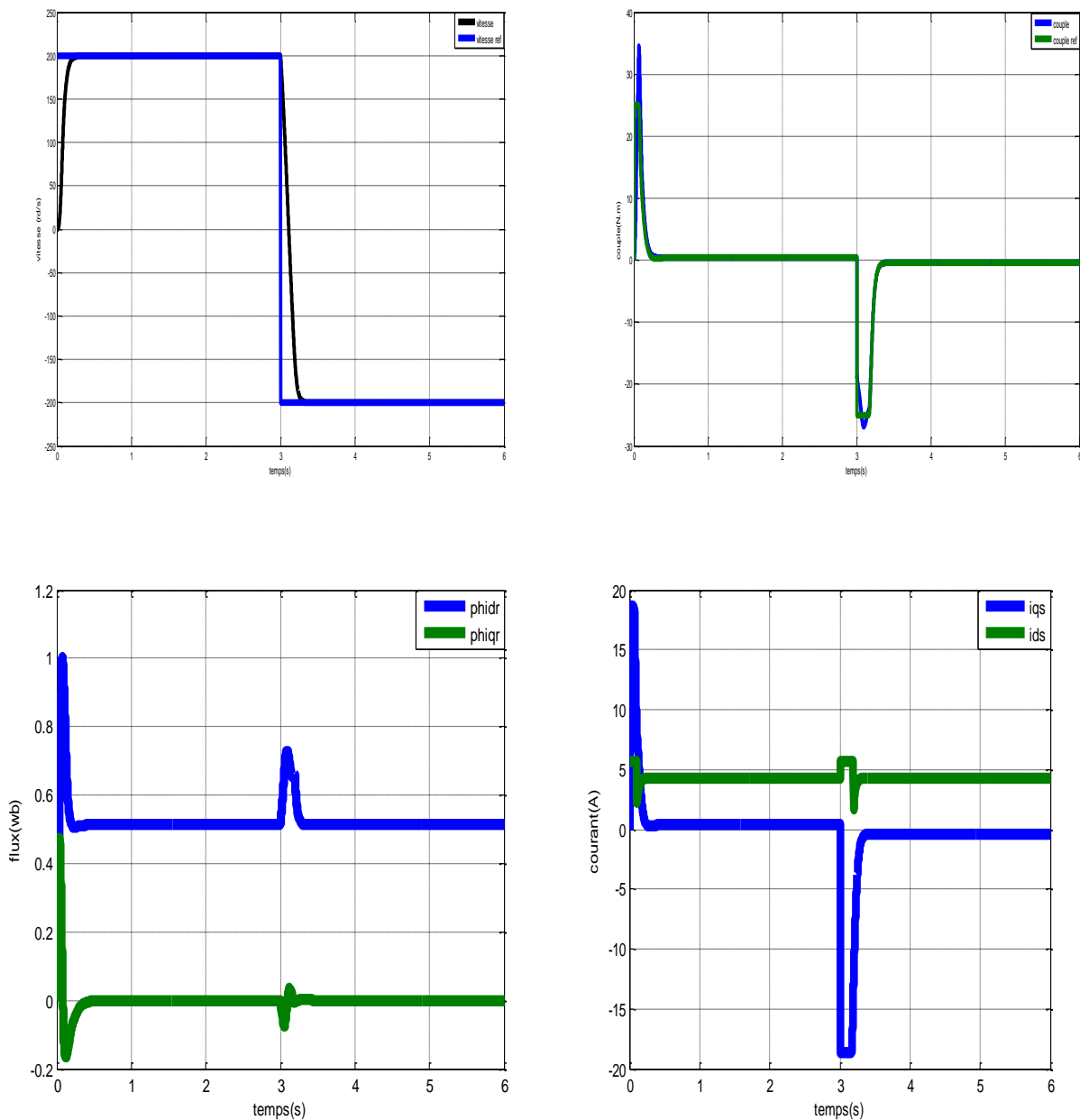


Figure (II-9) : Résultats de simulation de la commande avec inversion du sens de vitesse de rotation de 200rad/s à -200rad/s avec régulateur PI (mode défluxé sans convertisseur)

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons étudié la sensibilité de la commande en variant l'inertie de la machine de 100% et de 50% de sa valeur nominale. On remarque que lorsque l'inertie de la machine augmente de 100% ou diminue de 50% l'allure de la vitesse répond avec dépassement (lorsque l'inertie augmente de 100% de sa valeur nominale). Toutefois il y a une différence entre le couple électromagnétique et celui de référence.

Les résultats de simulation (figure II-10 et II-11), montrent l'influence de la variation de l'inertie de la machine sur le flux et le couple.

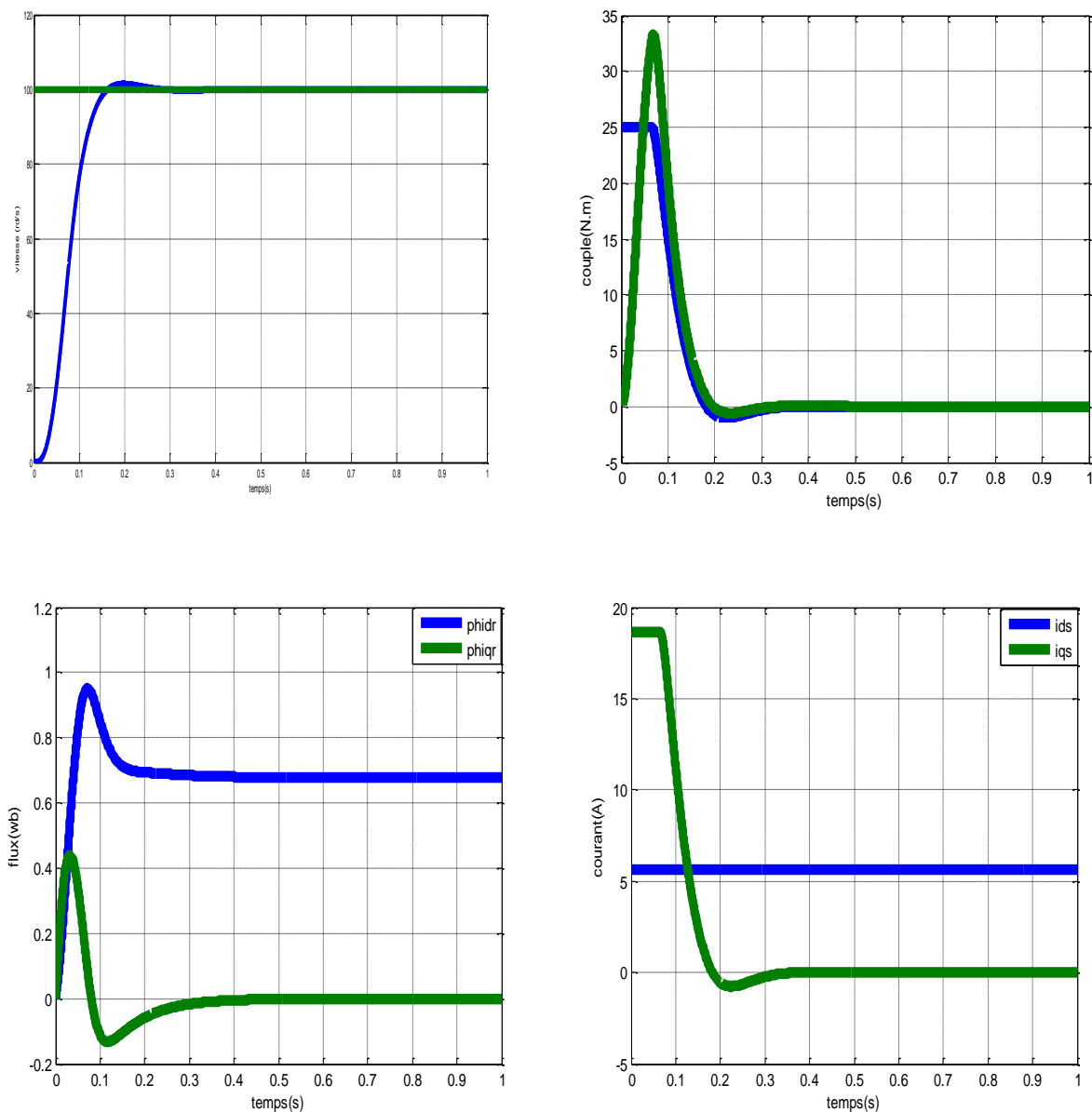


Figure (II-10) : réponse du système à une augmentation de 100% de l'inertie

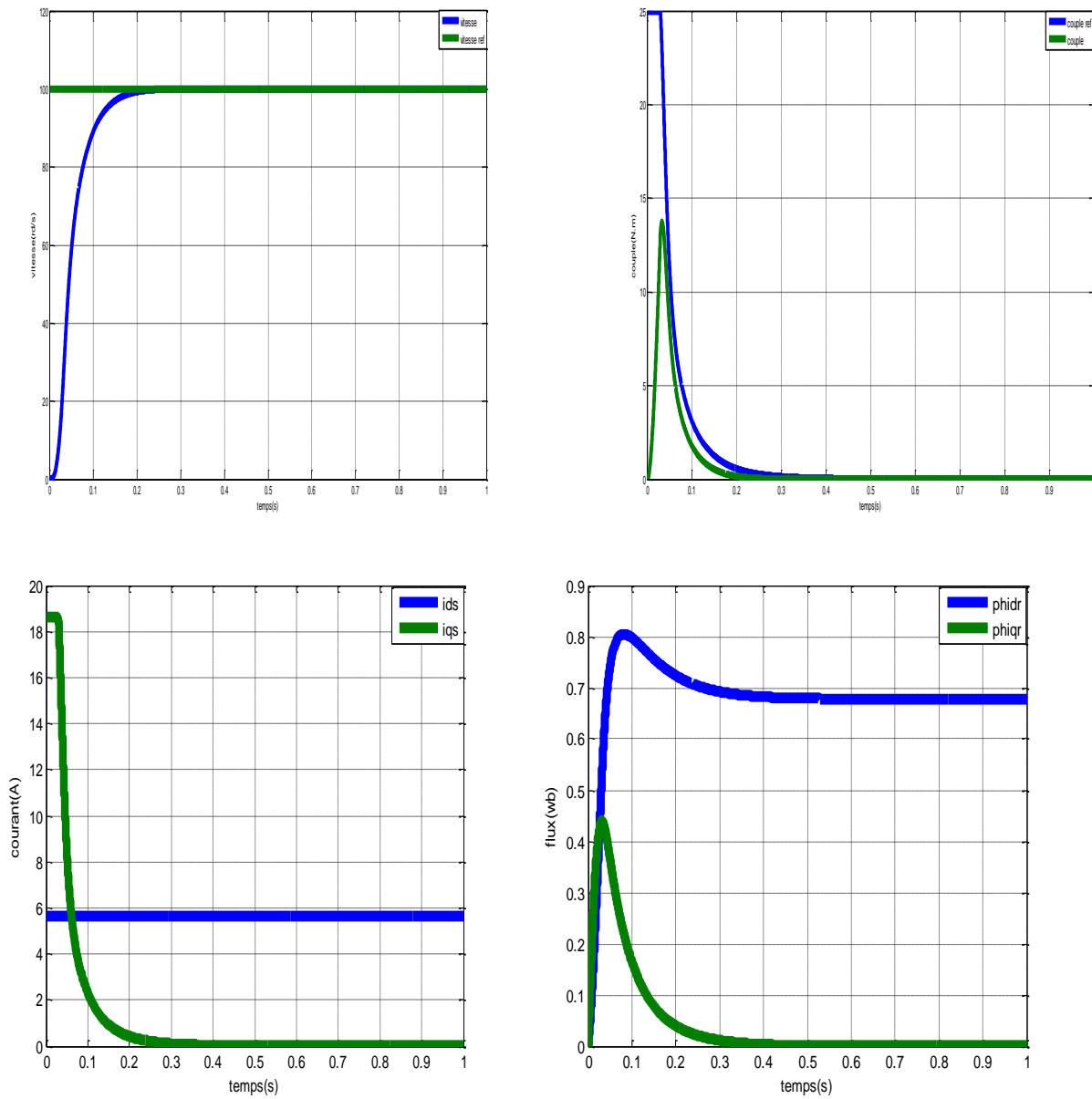
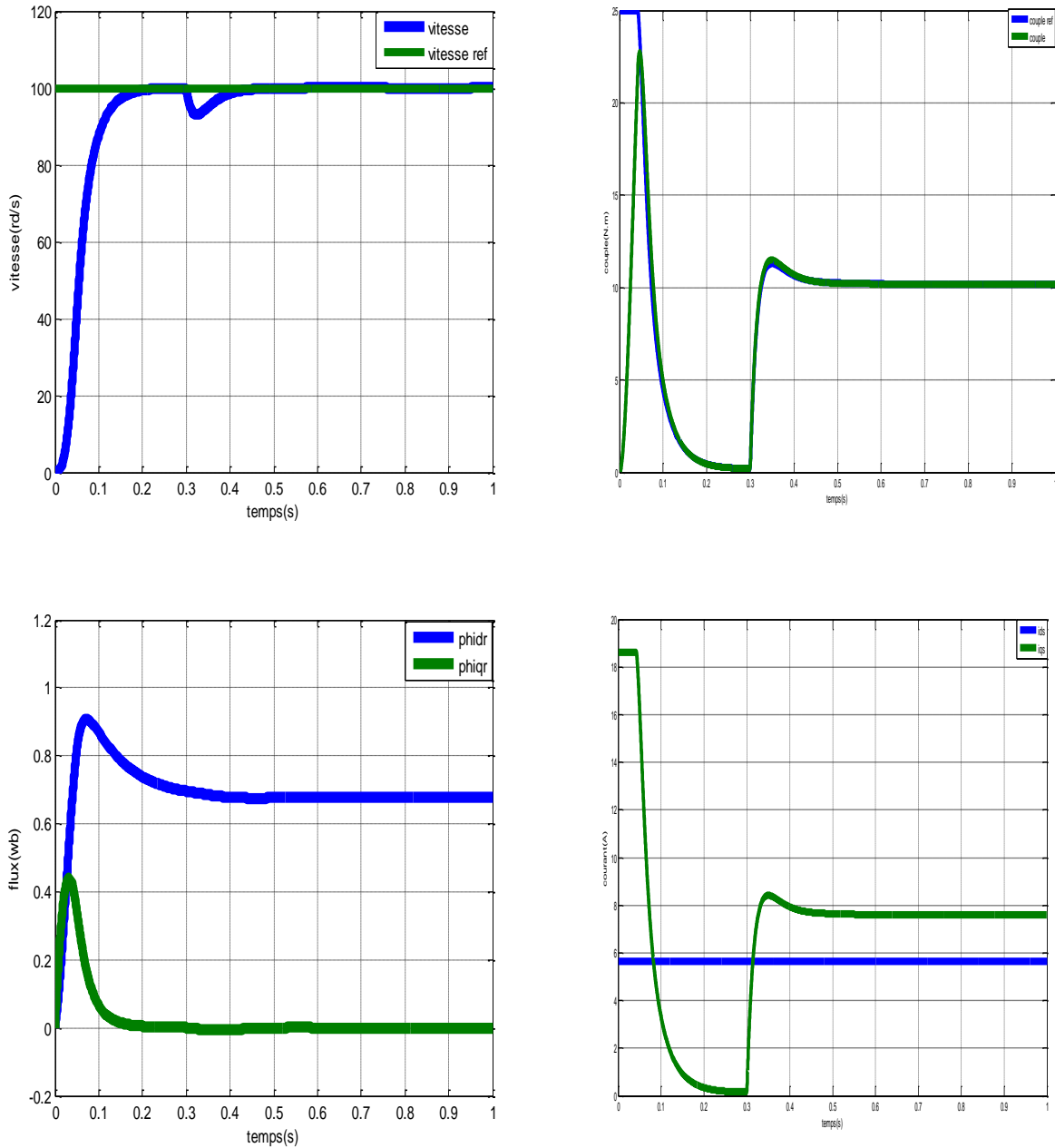


Fig (II-11) :Réponse du système à une diminution de l’inertie

Enfin, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 100 rad/s, puis la réponse à un échelon de couple ( $C_r = 10 \text{ N.m}$ ) appliqué à l’instant  $t=0.3\text{s}$ . Les résultats de simulation (figure II -12) montrent que lors de l’échelon de charge, le couple suit parfaitement la référence avec une influence sur la vitesse qui rejoint par la suite sa valeur de référence.



Fig(II-12) : Réponse du système à une variation de couple de charge avec régulateur PI

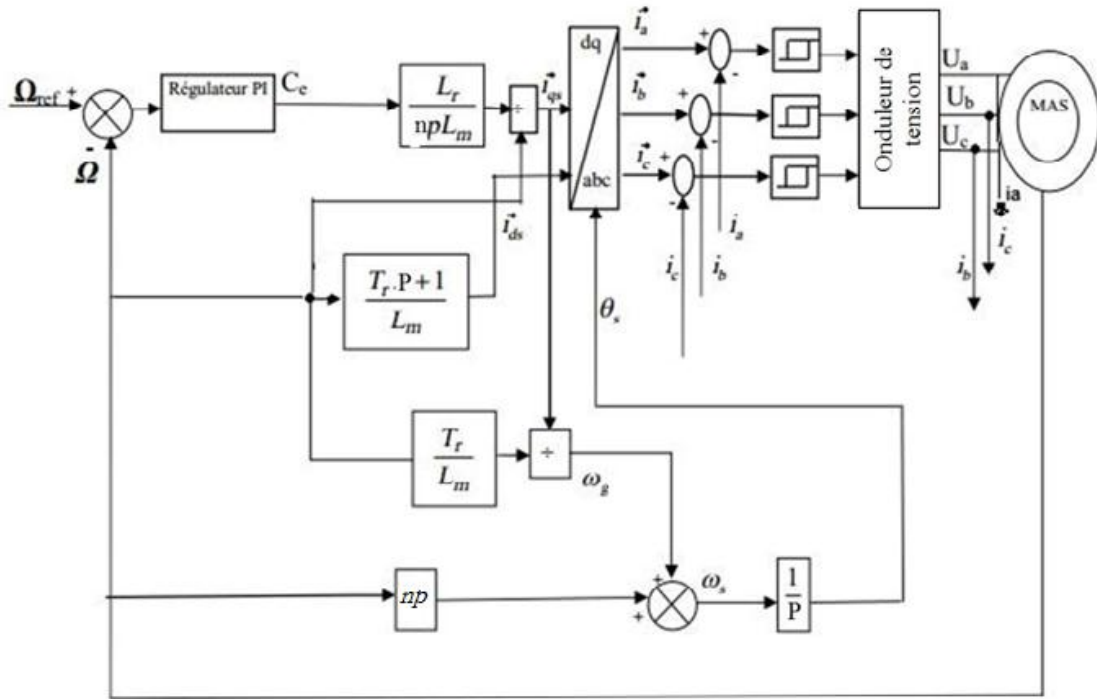
### II.6.2 Avec convertisseurs

En introduisant le convertisseur alimentant la machine (figure II-13) le modèle initialement défini pour l'étude de la régulation (macro-modélisation) est complété (micro-modélisation). Ceci permet de prendre en compte la dynamique du stator et d'évaluer le comportement et les caractéristique du système complet.

Dans ce cas, nous ne considérons que le convertisseur côté machine (onduleur de tension) qu'on suppose alimenté par une tension continue E. Le courant statorique est contrôlé par une boucle



d'hystérésis pour avoir une forme sinusoïdale, ce qui donne un couple presque constant. La fréquence de commutation des interrupteurs est aussi liée à la tension continue appliquée à l'entrée de l'onduleur  $E$ , à la bande d'hystérésis  $\Delta i$  et au niveau de la fem du moteur dépendant de la vitesse.



Fig(II-13) : schéma bloc de la commande par flux orienté avec convertisseur (méthode indirecte)

Les résultats de simulation du système d'entraînement complet sont donnés à la figure (II-14), mode normal et à la figure (II-15), mode défluxé. Nous constatons qu'avec l'introduction du convertisseur alimentant la machine et par conséquent la dynamique du stator, le temps de réponse en vitesse est pratiquement conservé avec absence de dépassement. Le courant statorique contrôlé par boucle d'hystérésis ( $\Delta i = 0.2A$ ) est le siège d'harmonique à haute fréquence. Ceci harmonique donne des pulsations à haute fréquence au niveau du couple électromagnétique.

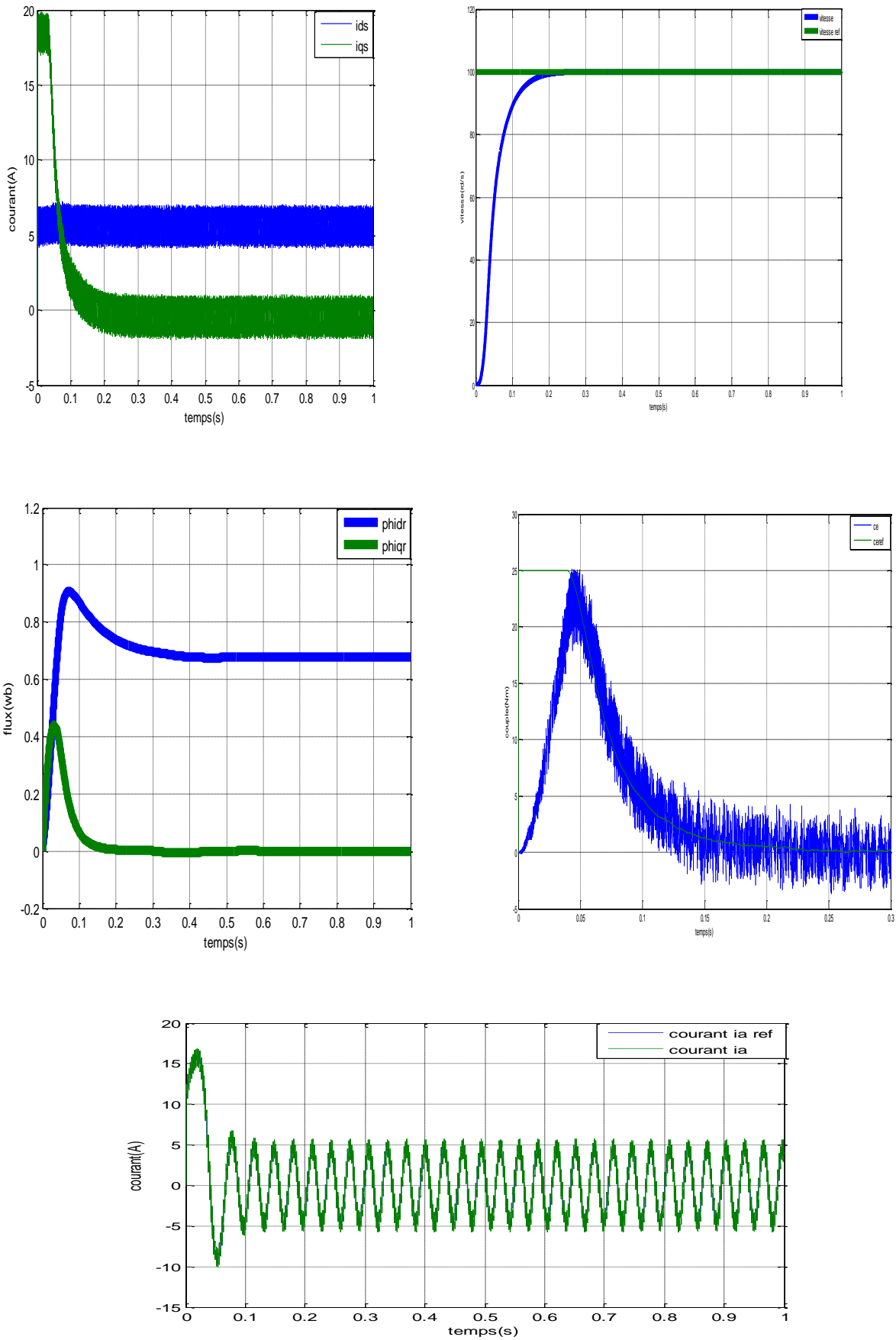


Fig (II-14) Réponse de système avec onvertisseur (mode normal)

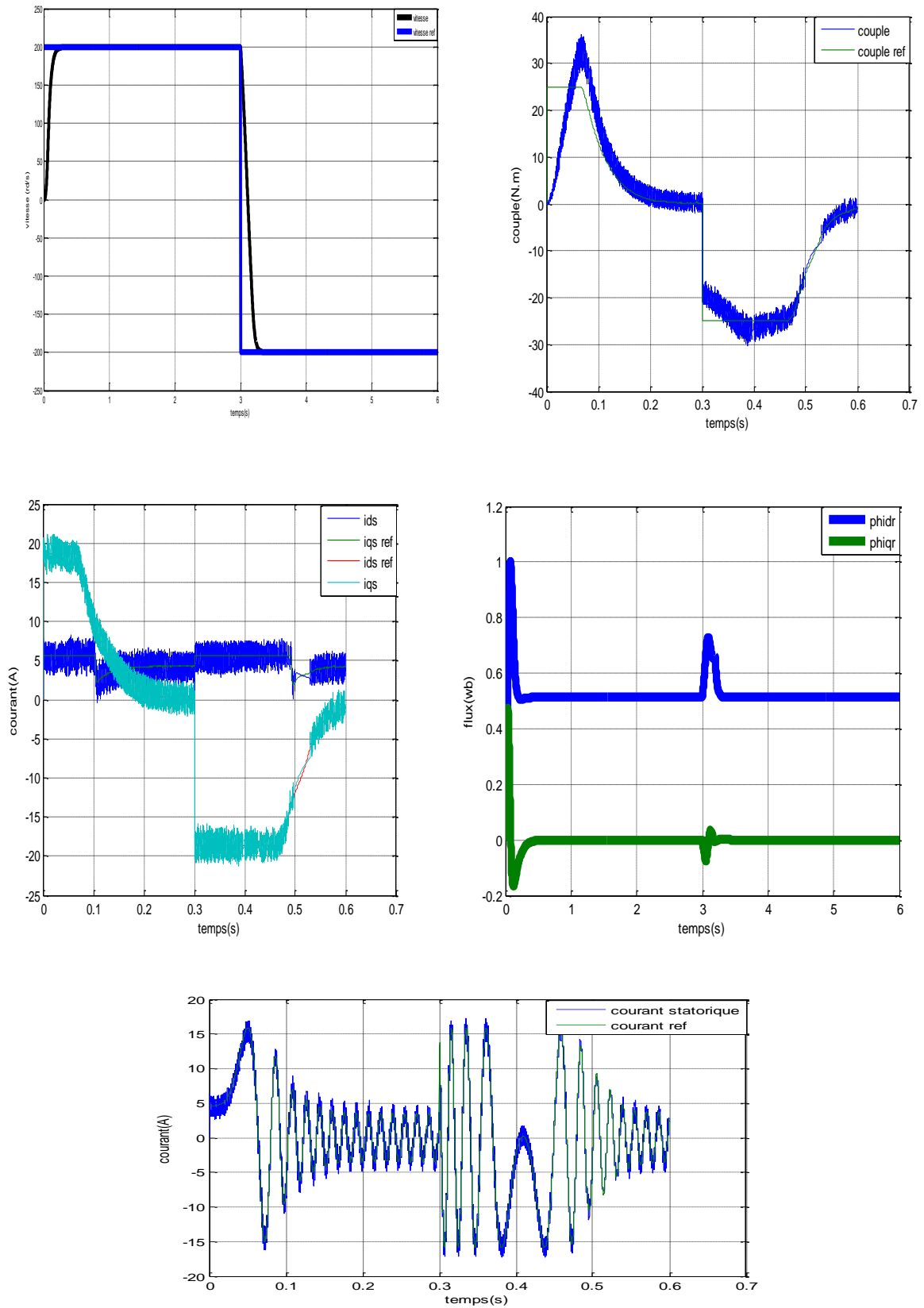


Figure (II-15) : Résultats de simulation de la commande avec inversion du sens de vitesse de rotation de 200rad/s à -200rad/s avec régulateur PI (mode défluxé avec convertisseur)

## II.7 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de comprendre la stratégie de commande par orientation du flux rotorique avec la méthode indirect.

Nous avons présenté les résultats de la simulation pour le système normal et défluxé avec des paramètres fixes pour obtenir les résultats désirés. Et pour tester la robustesse de la commande, nous avons également étudié l'influence de la variation des paramètres de la machine pour tester sa robustesse.

On remarque, la machine est très sensible dans la variation des paramètres.

## Conclusion générale

L'objectif de ce mémoire étant la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension commandée par la technique à hystérésis.

La première étape a consisté en la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur.

L'introduction de quelques hypothèses simplificatrices a permis l'obtention d'un modèle triphasé, réduit à son tour en modèle biphasé suite à l'application de la transformation de Park.

Ensuite donner les principes de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique, qui permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où le flux n'est pas affecté par la variation du couple électromagnétique.

Pour améliorer les performances du réglage j'ai procédé à l'utilisation de régulateur PI.

Afin de juger de l'efficacité de la commande proposée, différents tests ont été effectués ou les résultats indiquent le degré de robustesse offert par ce type de commande.

# *Annexes*

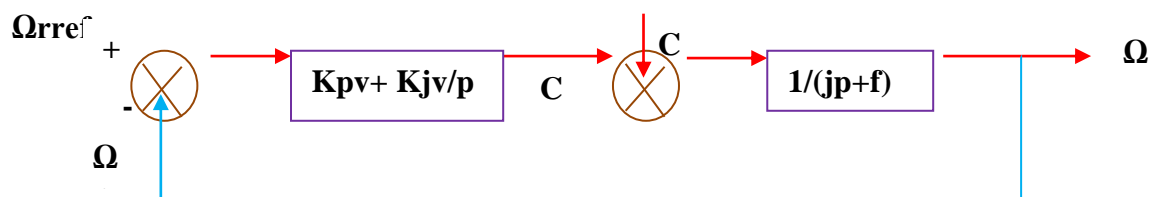
**PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE :**

$P_n$	4 kw
$U_n$	380 V
$R_s$	2.4 $\Omega$
$R_r$	2 $\Omega$
$L_s=L_r$	2.4 $\Omega$
$L_m$	0.1198 H
$T_r$	0.0833 s
$F$	0.002 Nm/rd/s
$P$	2
$\Phi_{r0}$	0.678 wb
$J$	0.013 kg.m <sup>2</sup>

**Calcul des régulateurs**

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la (Figure II-8)

Le schéma bloc caractéristique de régulation de vitesse à l'aide d'un PI est le suivant :



**Schéma de la régulation de la vitesse**

## Annexe

---

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$\Omega(P)/\Omega_{\text{ref}}(P) = \left\{ \frac{\left[ \frac{1}{JP+f} \right] + (K_{P1} + \frac{K_{i1}}{P})}{\left[ 1 + (\frac{1}{JP+f})(K_{P1} + \frac{K_{i1}}{P}) \right]} \right\} = \frac{1 + \tau P}{\left[ 1 + (\tau + \frac{f}{K_{i1}})P + \frac{j}{K_{i1}}P \right]}$$

Avec :

$$\tau = \frac{K_{P1}}{K_{i1}}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique  $(1 + \frac{2\xi}{\omega_0}P + \frac{1}{\omega_0^2}P^2)$ , nous avons à résoudre le système

d'équation suivant

$$\frac{j}{K_{i1}} = \frac{1}{\omega_0^2} \qquad \frac{2\xi}{\omega_0} = \tau_1 + \frac{f}{K_{i1}}$$

Pour un amortissement critique  $\zeta=1$  on obtient :

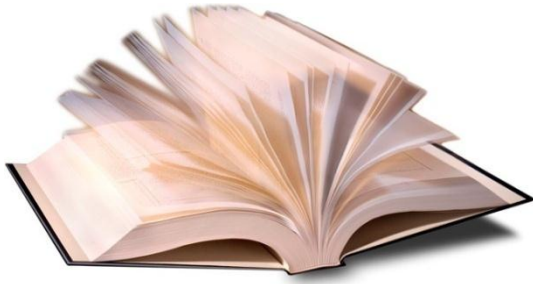
$$K_{P1} = \tau_1 K_{i1}$$
$$K_{i1} = \frac{4j}{\tau_1^2}$$

tel que :

$$\tau_1 = \frac{t_{rep}}{3} \quad (kp1=1.04 \text{ et } ki1=20.8)$$



# *Bibliographie*



# *Bibliographie*

[1] **TAMRABET HANENE** « Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone » Thèse de magistère, Batna, 20.05.2006.

[2] **BOUAKAZ OUAHID** « contribution à l'analyse des onduleurs multi niveaux » Thèse de magistère, Batna année 2005

[3] **L. BAGHLI**, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de LF, RN, AG". Thèse de doctorat, université Henri poicaré, Nancy-1,1999.

[4] **J. P. Caron et J. P. Hautier**. "Modélisation et commande de la machine asynchrone". Editions Technip, Paris, 1995.

[5] **Guy Strutzer, Eddie Samigil**, "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés. Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP". Ellipses, Mars 2000.

[6] **Chatelain** "machines électriques traité d'électricité d'électronique et d'électrotechnique, tonnes 1 et 2 dounod 1989.

[7] **Séguier G, lessenne J Notelet F**" introduction à l'électrotechnique approfondie" Technique et documentation 1981.

[8] **F.Berroubi, W.kharichi**" Technique de commande d'un onduleur à MLI associe a un machine a induction", mémoire d'ingénieur, Université Mouhamed Boudiaf M'sila 2005.

[9] cours professeur **betke ammar** 3<sup>ème</sup> année licence.

[10] **bareet p** "Régime transitoire des machines tournantes électrique "2<sup>ème</sup> édition, édition Eyrolles 1987.

[12] **yahia k** Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé" mémoire de magister, université de biskra 2005.

[11] thèse **Dr A. Meroufel**

---

## *Bibliographie*

---

- [13] **Tamrabet H** ‘‘Robustesse d’un contrôle vectorielle de structure minimale d’une machine asynchrone ‘‘mémoire de magister, université de batna, 2006.
- [14] **Grelet G.ClercG.** «Actionneur électrique, principe modèles commande Editions Ayrolle, 1997.
- [15] **M.Med Amine ; Y.Abdenour,** « étude et conception d’une commande vectorielle à structures variable pour un moteur asynchrone à cage », mémoire d’ingénieur de l’université des sciences et de la technologie Houari Boumediene, 2009.
- [16] **Golea A** « Contribution au développement d’une méthodologie des associations convertisseur machines » thèse de doctorat, institut national polytechnique de Grenoble janvier 94.
- [17] **A.boudiaf ; F.Nazaout** ‘‘ commande vectorielle de la machine asynchrone alimenté par onduleur de tension’’ « Mémoire d’ingénieur, Université de Biskra
- [18] **benchouia mohamed Tofik** ‘‘Commande vectorielle de la machine asynchrone par logique floue 1998.
- [19] **Benakcha M** ‘‘Simulation de la commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur de tension a modulation vectorielle 2012.
-