

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTRY OF HIGHER  
EDUCATION  
AND SCIENTIFIC RESEARCH

HIGHER SCHOOL IN APPLIED



درسة العليا في العلوم التطبيقية  
École Supérieure e  
Sciences Appliquée

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

المدرسة العليا في العلوم التطبيقية  
-تلمسان-

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Energie et Environnement

Présenté par :

**M.ABBAS NACER EDDINE**

Thème

**Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte**

**DATE DE SOUTENANCE :14/09/2022**

**Devant les membres de jury composés de :**

Président	Mr. F. BOUKLI-HACENE	ESSAT
Examineur 1	Mr. A. CHEMIDI	ESSAT
Examineur 2	Mem. I. BOUSMAHA	ESSAT
Encadreur	Mme. S. BOURI	UABT

**Année universitaire 2021-2022**

# REMERCIEMENTS

*En préambule à ce mémoire, Je souhaite adresser mon remerciement les plus sincères aux personnes qui m'ont apporté leur aide et qui ont contribué à son élaboration, ainsi qu'à la réussite de cette année universitaire des plus remplies.*

*Je remercie infiniment mon encadrante **Madame Bouri** d'avoir m'orienté dans ce travail, et de m'avoir accordé sa confiance. Je la remercie pour ses instructions et ses conseils afin d'améliorer mes compétences toute au long d'année.*

*Mes sincères remerciements s'adressent aussi aux membres de jury d'avoir accepté de juger ce travail, sans oublier tous les enseignants qui ont participé à ma formation.*

*Je remercie ma chère famille, mes amis et mes collègues et toutes les personnes qui ont contribué à ma formation de près ou de loin durant mon cursus universitaire.*

*Merci à tout le monde.*

# Dédicace

*Avec une grande joie je dédie ce travail*

*À ceux qui m'ont aidé et m'ont encouragé.*

*À ma mère et mon père qui m'ont donné la force d'avancer dans mes études.*

*À mes frères et sœurs et à toute la famille.*

*À tous mes amis qui étaient présents toujours auprès de moi.*

*À tous ceux que j'aime et qui essaient de créer ce milieu plein de joie et d'ambiance  
favorable autour de moi.*

*ABBAS NACER EDDINNE*

## **Résumé :**

Les progrès réalisés en matière d'électronique de puissance et de circuits de commande ont Contribué à l'utilisation grandissante des machines asynchrones dans les systèmes d'entraînements électriques. Le recours aux machines asynchrones est surtout lié à leur robustesse, leur puissance massique et à leur coût de fabrication.

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 la méthode directe de commande par des essais de robustesse. Les résultats de simulation confirment la validité et l'efficacité du système de commande.

### ***Mots clés :***

Machine Asynchrone, Commande Vectorielle.

## **Abstract:**

Advances in power electronics and control circuits have contributed to an increasing use of induction motors in electrical drive systems. The large – scale utilization of induction motors is mainly due to their robustness, their power – weight ratio, and to their manufacturing cost.

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 method direct of control by tests of robustness. The results of simulation confirm the validity and the system effectiveness of control.

### ***Key words:***

Asynchronous machine, vector control.

## ملخص:

اهم التقدم في إلكترونيات الطاقة ودوائر التحكم في الاستخدام المتزايد للآلات غير المتزامنة في أنظمة القيادة الكهربائية. يرتبط استخدام الآلات غير المتزامنة بشكل أساسي بقوتها وقوتها المحددة وتكلفة تصنيعها.

في العمل الحالي، نطبق مبادئ التحكم في متجه تدفق الدوار الموجه لتحقيق الفصل بين التدفق وعزم الدوران. يُتوخى نوعان من المكافحة: التحكم المباشر في النواقل والسيطرة غير المباشرة على النواقل.

ثم قمنا بتحليل طريقة التحكم المباشر عن طريق اختبارات المتانة. تؤكد نتائج المحاكاة صحة وكفاءة نظام التحكم.

*الكلمات الدالة:*

آلة غير متزامنة، مكافحة ناقل

# SOMMAIRE

## Table des matières

<b>Nomenclature</b> .....	II
<b>Glossaire</b> .....	II
<b>Liste des figures</b> .....	III
<b>Introduction générale</b> .....	1
Chapitre I : Généralités sur la machine asynchrone	
<b>Chapitre I</b> .....	3
<b>I.1.Introduction :</b> .....	4
<b>I.2.Machine asynchrone triphasé :</b> .....	4
<b>I.2.1. Définition :</b> .....	4
<b>I.2.2. Constitution :</b> .....	4
<b>A) Stator :</b> .....	5
<b>B) Rotor</b> .....	5
<b>C) Rotor à cage</b> .....	5
<b>D)Rotor bobiné</b> .....	6
<b>I.2.3. Couplage du stator et plaque signalétique</b> .....	6
<b>A) Couplage du stator</b> .....	6
<b>B) Plaque signalétique</b> .....	7
<b>I.3. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone</b> .....	7
<b>I.3.1. Principe</b> .....	7
<b>I.3.2. Le glissement</b> .....	7
<b>I.3.3. La fréquence des courants rotoriques</b> .....	8
<b>I.4. Modèle du circuit équivalent d'une phase (rotor ramené au stator)</b> .....	8
<b>I.5. Bilan des puissances et rendement</b> .....	9
<b>I.5.1. Puissance active</b> .....	9
<b>I.5.2. Puissance réactive</b> .....	10
<b>I.5.3. Puissance apparente</b> .....	10
<b>I.5.4. Couple électromagnétique</b> .....	10
<b>I.6. Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones</b> .....	12
<b>I.7. Conclusion</b> .....	13

<b>Chapitre II</b> .....	14
<b>Modélisation et alimentation de la machine asynchrone</b> .....	14
<b>II.1. Introduction</b> .....	15
<b>II.2. Modèle triphasé de la machine asynchrone</b> .....	15
<b>II.2.1. Hypothèses simplificatrices</b> .....	15
<b>II.2.2. Représentation du moteur asynchrone triphasé</b> .....	15
<b>II.2.3. La transformation de Park</b> .....	18
<b>II.2.4. Modèle de Park de la MAS</b> .....	20
<b>A) Les équations des tensions</b> .....	20
<b>B) Les équations des flux</b> .....	21
<b>II.2.5. Choix du référentiel (d,q)</b> .....	21
<b>A) Référentiel lié au stator (<math>\alpha, \beta</math>)</b> .....	21
<b>B) Référentiel lié au rotor (X, Y)</b> .....	21
<b>C) Référentiel lié au champ tournant (d, q)</b> .....	21
<b>II.2.6. Référentiel lié au champ tournant</b> .....	22
<b>II.2.7. Simulation du moteur asynchrone à cage</b> .....	23
<b>II.2.8. Interprétation des résultats</b> .....	23
➤ Résultats de simulation à vide ( $C_r=0$ N.m).....	23
✓ Résultats de la simulation de charge à l'instant $t=2,25$ s ( $C_r=10$ N.m).....	26
<b>II.3. Modélisation de l'ensemble Convertisseur-MAS</b> .....	30
<b>II.3.1. L'onduleur triphasé</b> .....	30
<b>II.3.2. Principe de fonctionnement</b> .....	30
<b>II.3.3. Modélisation de l'onduleur</b> .....	31
<b>II.3.4. Onduleur MLI</b> .....	34
<b>II.3.4.1. Commande par modulation sinus – triangle (STPWM)</b> .....	35
<b>II.3.4.2. Les résultats de simulation de la technique STPWM</b> .....	37
<b>II.3.5. Simulation de l'ensemble de MAS-onduleur MLI</b> .....	39
<b>II.3.6. Les avantages de la commande MLI</b> .....	39
<b>II.4. Conclusion</b> .....	40
Chapitre III : Simulation et comparaison entre la commande vectorielle directe et indirecte	
<b>Chapitre III</b> .....	41
<b>III.1. Introduction</b> .....	42
<b>III.2. Objectif de la commande vectorielle</b> .....	42
<b>III.3. Principe de la commande vectorielle</b> .....	42
<b>III.3.1 Principe du découplage</b> .....	42
<b>III.3.2. Principe de la commande par orientation du flux</b> .....	43

---

<b>III.3.3. Orientation du flux rotorique</b> .....	44
<b>III.4. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté</b> .....	45
<b>III.4.1. Structure de la commande vectorielle directe</b> .....	45
<b>III.4.1.1. Description</b> .....	45
<b>III.4.1.2. Système d'équations</b> .....	45
<b>III.4.1.3. Estimateur du flux rotorique</b> .....	46
<b>III.4.1.4. Organisation fonctionnelle de la CVD</b> .....	48
<b>III.4.1.5. Découplage par compensation</b> .....	49
<b>III.4.1.6. Calcul des régulateurs</b> .....	51
<b>A) Le régulateur de courant <math>I_{sd}</math> et <math>I_{sq}</math></b> .....	51
<b>B) Le régulateur de vitesse</b> .....	52
<b>C) Régulateur de flux</b> .....	53
<b>III.4.2. Simulation de la commande vectorielle directe</b> .....	54
<b>III.4.2.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge</b> .....	55
<b>III.4.2.2. Réponse à une inversion de vitesse</b> .....	59
<b>III.5. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté</b> .....	62
<b>III.5.1. Simulation de la commande vectorielle indirecte</b> .....	64
<b>III.5.1.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge</b> .....	64
<b>III.5.1.2. Réponse à une inversion de vitesse</b> .....	67
<b>III.6. Interprétation des résultats</b> .....	69
<b>III.7. Conclusion</b> .....	69
<b>Conclusion générale</b> .....	71
<b>Les perspectives futures</b> .....	71
<b>ANNEXE</b> .....	72
<b>Bibliographie</b> .....	76
<b>Résumé</b> .....	78



## Nomenclature

Symbole	Signification
$R_s$	Résistance statorique [ $\Omega$ ]
$R_r$	Résistance rotorique [ $\Omega$ ]
$r$	Le coefficient de réglage en tension
$L_s$	Inductance statorique [H]
$L_r$	Inductance rotorique [H]
$l_s$	Inductances propres d'enroulements statorique [H]
$l_r$	Inductances propres d'enroulements rotorique [H]
$M$	Inductance mutuelle propres [H]
$m_s$	Inductance mutuelle statorique [H]
$m_r$	Inductance mutuelle rotorique [H]
$M_{sr}$	Inductance mutuelle entre le stator et le rotor [H]
$M_{rs}$	Inductance mutuelle entre le rotor et le stator [H]
$m$	Indice de modulation
$f$	Coefficient de frottement [N.s/rad]
$f$	Fréquence du réseau d'alimentation [Hz]
$f_r$	Fréquence des courants rotoriques [Hz]
$J$	Moment d'inertie [ $kg.m^2$ ]
$P$	Nombre de paires de pole
$P_a$	La puissance absorbée [W]

NOMECLATURE

$P_{tr}$	La puissance transmise [W]
$P_u$	La puissance utile [W]
$p_{js}$	Les pertes joule au stator [W]
$p_{jr}$	Les pertes joule au rotor [W]
$p_{fs}$	Les pertes fer au stator [W]
$p_{méc}$	Les pertes mécaniques [W]
$Q$	La puissance réactive [VAR]
$S$	La puissance apparente [VA]
$s$	Opérateur de LAPLACE
$d, q$	Axes direct et quadrature
$X_d, X_q$	Composantes des grandeur X dans le repère (d-q)
$V_{sa,b,c}$ et $V_{ra,b,c}$	Tension de phases (stator et rotor) [V]
$V_{sd,q}$ et $V_{rd,q}$	Tension dans le repère (d-q) (stator et rotor) [V]
$I_{sa,b,c}$ et $I_{ra,b,c}$	Courant statorique et rotorique de phases [A]
$I_{sd,q}$ et $I_{rd,q}$	Courant statorique et rotorique dans le repère (d-q) [A]
$\varphi_{sa,b,c}$ et $\varphi_{ra,b,c}$	Flux statorique et rotorique de phases [wb]
$\varphi_{sd,q}$ et $\varphi_{rd,q}$	Flux statorique et rotorique dans le repère (d-q) [A]
$W^*$	Vitesse de référence [rad/s]
$W_s$	Pulsation électrique statorique [rad/s]
$W_r$	Pulsation électrique rotorique [rad/s]
$W_g$	Vitesse angulaire de glissement [rad/s]
$\Omega$	Vitesse mécanique [rad/s]
$n_s$	Vitesse de synchronisme [tr/mn]
$n$	Vitesse de rotation de rotor [tr/mn]
$g$	Le glissement

## NOMECLATURE

---

$\theta_s$	Angle entre l'axe Sa et d [rad/s]
$\theta_r$	Angle entre l'axe Ra et l'axe d [rad/s]
$\theta$	Angle entre l'axe Sa et l'axe Ra [rad/s]
$C_{em}$	Couple électromagnétique [N.m]
$C_r$	Couple résistant [N.m]
$K_p, K_i$	Action proportionnelle et intégrale
$\rho(-1 + j)$	Pole désiré
$T_r$	Constant de temps rotorique [s]
$T_s$	Constant de temps statorique [s]
$T_p$	Période du signal de la porteuse [s]
$[T]$	La matrice de passage de l'onduleur
$[P(\theta)]$	Matrice de passage direct de Park
$\sigma$	Coefficient de dispersion de Blondel
$E$	Tension continue d'entrée de l'onduleur [V]
$t$	Temps continu [s]

## Glossaire

DFOC	Direct Field Oriented Control.
FOC	Field Oriented Control.
MCC	Machine à Courant Continu.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
MAS	Machine Asynchrone.
PI	Proportionnel et Intégral.
OND	Onduleur.
IGBT	Insulated Gate Commutated Transistor.

## Liste des figures

### Chapitre I : Généralités sur la machine asynchrone

<b>Fig I. 1:</b> constitution générale d'un moteur asynchrone à cage.....	4
<b>Fig I. 2:</b> (a) stator (b) stator dont les enroulements sont connectés en étoile les bornes A, B, C sont raccordées à une source triphasée .....	5
<b>Fig I. 3:</b> rotor à cage d'écureuil .....	5
<b>Fig I. 4:</b> rotor bobiné.....	6
<b>Fig I. 5:</b> plaque à bornes.....	6
<b>Fig I. 6:</b> (a) couplage étoile (b) couplage triangle .....	6
<b>Fig I. 7:</b> circuit équivalent d'une phase du MAS (rotor ramené au stator).....	8
<b>Fig I. 8:</b> bilan des puissances d'un moteur asynchrone [3].....	9
<b>Fig I. 9:</b> caractéristique mécanique d'un moteur asynchrone.....	12

### Chapitre II : Modélisation et alimentation de la machine asynchrone

<b>Fig II. 1:</b> Représentation des enroulements statoriques et rotoriques .....	16
<b>Fig II. 2:</b> Position des axes d,q par rapport aux axes de la machine [2].....	19
<b>Fig II. 3:</b> Modèle de la machine asynchrone sous Matlab Simulink.....	23
<b>Fig II. 4:</b> La vitesse.....	24
<b>Fig II. 5:</b> couple électromagnétique.....	24
<b>Fig II. 6:</b> courant statorique.....	25
<b>Fig II. 7:</b> flux rotorique direct et quadrature .....	25
<b>Fig II. 8:</b> courant statorique direct et quadratique. ....	26
<b>Fig II. 9:</b> La vitesse.....	26
<b>Fig II. 10:</b> couple électromagnétique .....	27
<b>Fig II. 11:</b> courant statorique.....	27
<b>Fig II. 12:</b> flux rotorique direct et quadrature.....	28
<b>Fig II. 13:</b> courant statorique direct et quadrature. ....	28
<b>Fig II. 14:</b> Convertisseur à onde de tension [12] .....	30
<b>Fig II. 15:</b> Principe de fonctionnement d'un onduleur [12] .....	31
<b>Fig II. 16:</b> Représentation de l'onduleur de tension triphasé [12] .....	31
<b>Fig II. 17:</b> Représentation de l'onduleur MLI triphasé [12].....	35
<b>Fig II. 18:</b> schéma fonctionnel de la commande sinus – triangle .....	36
<b>Fig II. 19:</b> Principe de la MLI sinus-triangle pour une tension de référence.....	37
<b>Fig II. 20:</b> le signal S1 de sortie de la MLI qui commande les interrupteurs de l'onduleur .....	37
<b>Fig II. 21:</b> La tension de sortie $V_{sa}$ de l'onduleur qui alimente le moteur $V_{sa}=f(t)$ .....	38
<b>Fig II. 22:</b> La tension de sortie $V_{ab}$ de l'onduleur qui alimente le moteur $V_{ab}=f(t)$ .....	38
<b>Fig II. 23:</b> Modèle de l'ensemble onduleur MLI-MAS. ....	39

---

## Chapitre III : Simulation et comparaison entre la commande vectorielle directe et indirecte

<b>Fig III. 1:</b> Principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu [19] .....	43
<b>Fig III. 2:</b> Orientation du flux rotorique [19] .....	44
<b>Fig III. 3:</b> Représentation de l'estimateur [19] .....	48
<b>Fig III. 4:</b> Commande vectorielle directe de flux d'une machine alimentée en tension .....	49
<b>Fig III. 5:</b> Commande découplée .....	50
<b>Fig III. 6:</b> Boucle de régulation des courants .....	51
<b>Fig III. 7:</b> Boucle de régulation de la vitesse .....	52
<b>Fig III. 8:</b> schéma bloc de régulation du flux .....	53
<b>Fig III. 9:</b> $\varphi_r$ en fonction de $\Omega$ .....	54
<b>Fig III. 10:</b> Schéma de simulation de CVD .....	55
<b>Fig III. 11:</b> La vitesse .....	56
<b>Fig III. 12:</b> Le couple électromagnétique.....	56
<b>Fig III. 13:</b> Le couple électromagnétique.....	57
<b>Fig III. 14:</b> Le courant direct et en quadrature .....	57
<b>Fig III. 15:</b> Flux rotorique direct .....	58
<b>Fig III. 16:</b> Flux rotorique quadrature.....	58
<b>Fig III. 17:</b> La vitesse .....	59
<b>Fig III. 18:</b> Le couple électromagnétique.....	60
<b>Fig III. 19:</b> Le courant statorique $I_{sa}$ .....	60
<b>Fig III. 20:</b> Le courant direct et en quadrature .....	61
<b>Fig III. 21:</b> Flux rotorique direct .....	61
<b>Fig III. 22:</b> Flux rotorique quadrature.....	62
<b>Fig III. 23:</b> Commande vectorielle indirecte d'une machine alimentée en tension .....	63
<b>Fig III. 24:</b> La vitesse.....	65
<b>Fig III. 25:</b> Le couple électromagnétique.....	65
<b>Fig III. 26:</b> Le courant direct et en quadrature. ....	66
<b>Fig III. 27:</b> Flux rotorique direct et quadrature. ....	66
<b>Fig III. 28:</b> La vitesse.....	67
<b>Fig III. 29:</b> Le couple électromagnétique.....	67
<b>Fig III. 30:</b> Le courant direct et en quadrature .....	68
<b>Fig III. 31:</b> Le flux direct et en quadrature .....	68

## Introduction générale

Dans le domaine de la vitesse variable, les moteurs à induction occupent actuellement une part de marché très importante et croissante en raison de leur simplicité, de leur robustesse et de leurs faibles coûts de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste l'une des plus complexes par rapport à un moteur à courant continu du fait de son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, contrairement à sa simplicité structurelle.

La résolution de ce problème de couplage entre flux et couple a abouti à la commande vectorielle, qui vise à déterminer le sens du flux rotor, stator ou entrefer.

Développement de la micro-informatique et disponibilité des moyens de contrôle les DSP, par exemple, peuvent désormais exécuter des algorithmes de contrôle très complexes pour tenir compte de la non-linéarité des modèles de moteurs à induction.

Le contrôle des moteurs à induction a considérablement évolué au cours des deux dernières décennies il a été donné, dans lequel on peut distinguer la commande vectorielle par orientation de flux, la commande directe de couple DTC, la commande non linéaire et la commande par mode glissant.

Techniques de contrôle récentes pour les moteurs à induction BLASCHKE implémente le contrôle vectoriel triphasé via flux orienté Commande de découplage sous la rubrique : découplage entre flux magnétique et couple électromagnétique, notez également que MAS peut être implémenté avec ces moteurs à courant continu excités séparément. Ce dernier présente l'avantage d'un contrôle aisé du flux et du couple car ils sont naturellement découplés.

D'où le contrôle vectoriel (par Blaschke), appelé contrôle vectoriel à flux directionnel (Field Oriented Control : FOC). Le principe est de supprimer le couplage entre l'inductance et l'induit du moteur asynchrone, de manière à obtenir un fonctionnement comparable à celui d'un moteur à courant continu. Cependant, l'expérience a montré que cette approche souffre d'incertitude paramétrique, qu'il s'agisse de mesurer des paramètres, tels que la vitesse du moteur, ou de changer pendant le fonctionnement, tels que les résistances du rotor et du démarreur.

Sur la base de ces premières réflexions, nous pouvons maintenant résumer les objectifs et le contenu de ce travail.

Le but de notre travail est d'étudier en détail la commande vectorielle des machines asynchrones à travers la direction du flux rotorique. Et de donner une étude comparative des méthodes de contrôle vectoriel direct et indirect par simulation numérique ce document est subdivisé à (03) chapitres dans lesquels on trouve :

- ✚ Le premier chapitre est consacré à la recherche du moteur asynchrone, et rappelle la structure, le principe de fonctionnement et le changement de vitesse.
- ✚ Le deuxième chapitre est consacré à la représentation de la modélisation de la machine à induction commandée en tension, ainsi que le principe de la transformation de Park. L'application de cette transformation à la MAS permettra d'avoir un modèle à deux axes représente l'image du modèle triphasée, puis en le formulant sous forme d'équation d'état. L'alimentation du moteur composé d'onduleurs PWM, et enfin au traitement de la modélisation. Association Convertisseur-Machine.
- ✚ Le chapitre 3 est dédié au contrôle vectoriel des machines Il existe deux méthodes pour diriger le flux magnétique vers l'asynchrone triphasé : la méthode directe et la méthode (indirecte). Les résultats de la simulation du moteur asynchrone sont effectués dans l'environnement Matlab Simulink pour le contrôle vectoriel indirect et le suivi les explications des Résultats, ainsi que nous avons donné une étude comparative entre les résultats obtenues lors de la commande vectorielle directe et indirecte.



# **Chapitre I**

## **Généralités sur la machine asynchrone**

## I.1.Introduction :

Le moteur asynchrone (MAS) est le moteur le plus largement utilisé dans le domaine industriel domestique. Son principal avantage réside dans sa conception mécanique et électrique simple (simple, robuste et facile à construire). Il est utilisé dans de nombreuses applications, notamment dans les transports (métro, trains, propulsion marine, véhicules électriques), l'industrie (machines-outils) et l'électroménager. Il n'était initialement utilisé que comme "moteur", et grâce à l'électronique de puissance, il est de plus en plus utilisé comme "générateur", par exemple dans les éoliennes.

Dans ce chapitre, nous nous consacrerons à l'étude des moteurs asynchrones, avec des rappels sur leur composition, leur fonctionnement, et les changements de vitesse.

## I.2.Machine asynchrone triphasé :

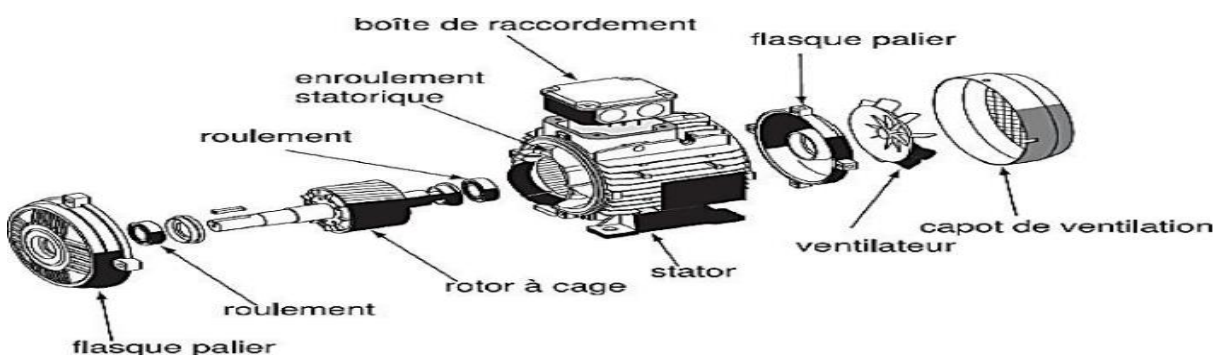
### I.2.1. Définition :

Machine électrique tournante qui convertit l'énergie électrique reçue sous forme de courant alternatif en énergie mécanique. A  $2p$  pôles et connectée à un réseau de fréquence  $f$ , la machine tourne à une fréquence légèrement inférieure à la fréquence synchrone  $n_s$ , en tours par minute, définie comme suit :

$$n_s = \frac{f}{p}$$

### I.2.2. Constitution :

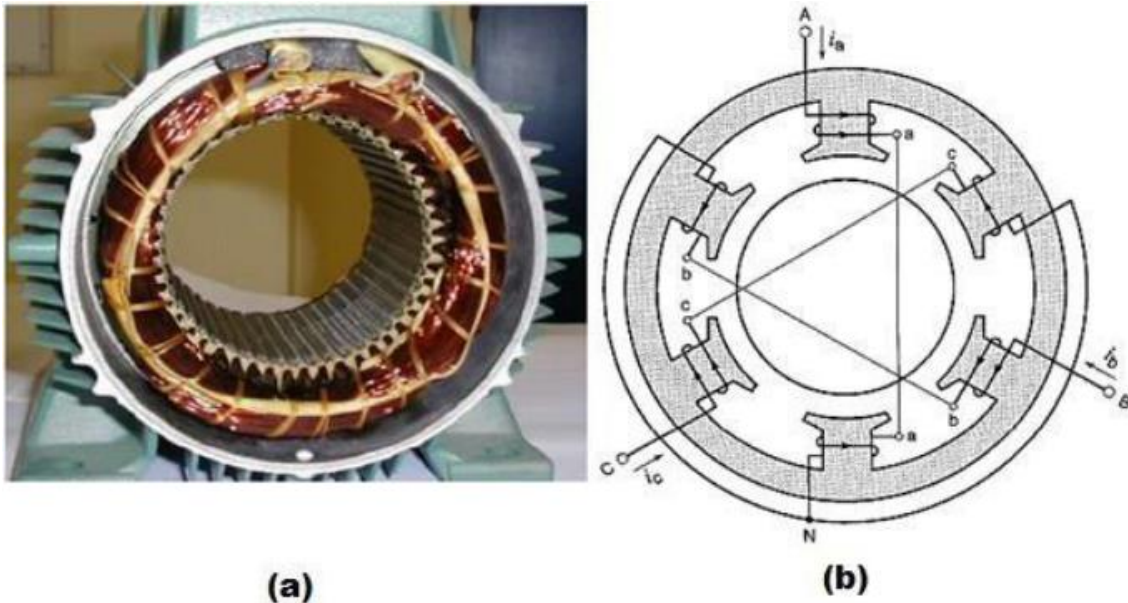
La figure ci-dessous montre les différentes parties d'une machine asynchrone :



*Fig I. 1: constitution générale d'un moteur asynchrone à cage [1]*

La machine asynchrone est constituée de deux parties principales :

**A) Stator** : Armature immobile ; elle porte un enroulement triphasé à  $(p)$  paires de pôles relié au réseau d'alimentation.



**Fig I. 2:** (a) stator (b) stator dont les enroulements sont connectés en étoile les bornes A, B, C sont raccordées à une source triphasée [1]

**B) Rotor** : C'est l'armature tournante qui n'est reliée électriquement à aucune source d'énergie. On y loge un enroulement polyphasé mis en court-circuit. Cette armature peut être de diverses sortes : bobinée, à cage.

**C) Rotor à cage** : Il est constitué de barres métalliques identiques parallèles ou non à l'axe du rotor. De chaque côté, les extrémités de ces barres sont réunies entre elles par des couronnes métalliques peu résistives. L'ensemble forme donc une cage, appelée cage d'écureuil.



**Fig I. 3:** rotor à cage d'écureuil [1]

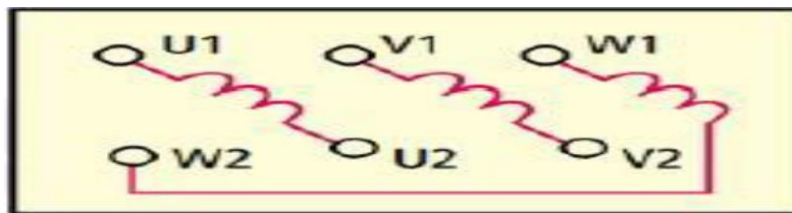
**D) Rotor bobiné :** Les conducteurs installés dans les encoches du rotor forment un enroulement triphasé avec le même nombre de pôles que le stator. Les extrémités de ces enroulements sont soudées à trois anneaux solidaires de l'arbre tournant. Les balais frottant sur ces bagues peuvent entrer en contact avec le rotor.



*Fig I. 4: rotor bobiné [1]*

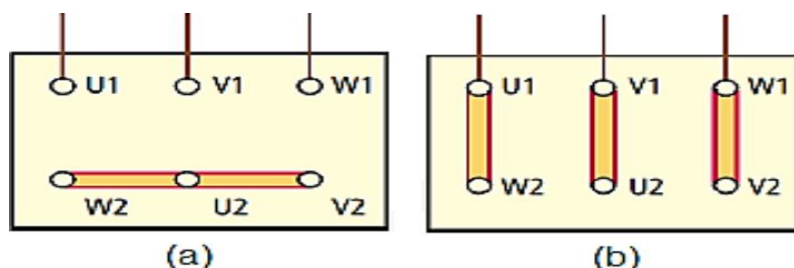
### I.2.3. Couplage du stator et plaque signalétique :

**A) Couplage du stator :** La plaque à bornes d'un moteur asynchrone triphasé est représentée, le couplage des enroulements peut s'effectuer selon la tension du réseau (230/400 V) :



*Fig I. 5: plaque à bornes [3]*

- **En étoile :** Lorsque la tension entre phases du réseau d'alimentation est égale à la tension de fonctionnement la plus élevée.
- **En triangle :** lorsque la tension entre phases (tension composée) du réseau d'alimentation est égale à la tension de fonctionnement la plus basse.



*Fig I. 6:(a) couplage étoile (b) couplage triangle [3]*

**B) Plaque signalétique :** Sur la plaque signalétique on trouve toutes les différentes caractéristiques du moteur asynchrone

### I.3. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone :

#### I.3.1. Principe :

Les courants statoriques de fréquence génèrent un champ tournant à la vitesse synchrone  $\Omega_s = \omega_s / p$ . Ce flux balayant le bobinage rotorique y induit dès ce bobinage étant en court-circuit, ces f.e.m. y produisent des courants. L'action du flux tournant statorique sur les courants rotoriques et induit crée le couple. C'est pour cela que ce moteur est souvent appelé d'induction.

#### I.3.2. Le glissement :

Si le rotor tournait à la vitesse synchrone  $\Omega_s$ , donc aussi vite que le flux, le flux à travers chacune des bobines rotoriques serait constant. Au rotor, il n'y a plus de f.e.m. induites, donc plus de courant et plus de couple. Le rotor tourne nécessairement à une vitesse  $\Omega$  inférieure à

La vitesse  $\Omega_s$  du champ.  $\Omega$  est d'autant inférieure à  $\Omega_s$  que la charge entraînée le freine davantage, donc que le moteur doit développer un couple plus important. Puisque  $\Omega$  diffère de  $\Omega_s$ , c'est un moteur asynchrone.  $(\Omega_s - \Omega)$  est la vitesse de glissement.

Le rapport de la vitesse de glissement  $(\Omega_s - \Omega)$  à la vitesse synchrone  $\Omega_s$  donne le glissement  $g$  [1].

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (I.1)$$

Avec :

$$\omega_s = p\Omega_s \quad \text{et} \quad \omega = p\Omega \quad (I.2)$$

$$n_s = \frac{\Omega_s}{2\pi} \quad \text{et} \quad n = \frac{\Omega}{2\pi} \quad (I.3)$$

$g$  : le glissement en %.

$\Omega_s$  : la vitesse angulaire synchrone en rad/s.

$\Omega$  : la vitesse angulaire rotorique en rad/s.

$\omega_s$  : la pulsation des courants statorique en rad/s.

$\omega$  : la pulsation mécanique en rad/s.

$n_s$  : la vitesse synchrone en tr/s.

$n$  : la vitesse de rotation du rotor en tr/s.

### I.3.3. La fréquence des courants rotoriques :

Le bobinage rotorique est balayé par le flux tournant statorique à la vitesse de glissement ( $\Omega_s - \Omega$ ).  
La pulsation des grandeurs rotoriques est :

$$w_r = p(\Omega_s - \Omega) = w_s - w \quad (I.4)$$

Puisque :

$$g = \frac{w_s - w}{w_s} \Rightarrow w_r = gw_s \Rightarrow f_r = gf \quad (I.5)$$

Avec :

$f_r$  : la fréquence des courants rotors en Hz.

$f$  : la fréquence du réseau d'alimentation en Hz.

Les courants rotoriques de pulsation  $w_r$  passant dans les enroulements du rotor créent une f.m.m et un flux  $\phi_r$  dont la vitesse par rapport au rotor est :

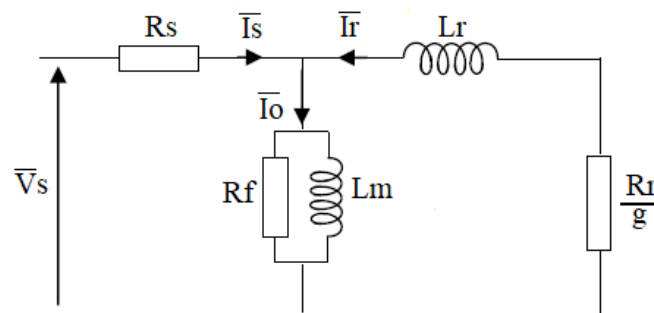
$$g \frac{w_s}{p} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \Omega_s = \Omega_s - \Omega \quad (I.6)$$

Par rapport au stator, la vitesse est :

$$\Omega + (\Omega_s - \Omega) = \Omega_s \quad (I.7)$$

Quelque ce soit le glissement, les f.m.m et les flux dus aux courants statoriques et rotoriques tournent à la même vitesse  $\Omega_s$  [1].

### I.4. Modèle du circuit équivalent d'une phase (rotor ramené au stator) :



*Fig I. 7: circuit équivalent d'une phase du MAS (rotor ramené au stator)*

$V_s$  : tension aux bornes d'un enroulement statorique en [volt].

$I_o$  : courant magnétique lié au flux statorique [A].

$R_s$  : Résistance d'un enroulement statorique en  $[\Omega]$ .

$R_f$  : Résistance représente les pertes fer en  $[\Omega]$ .

$R_r/g$  : Résistance du rotor, ramenée au stator en  $[\Omega]$ .

$L_m$  : Inductance magnétisante en [Henry].

$L_r$  : Inductance de fuite, ramenée au stator en [Henry].

$g$  : le glissement

### I.5. Bilan des puissances et rendement :

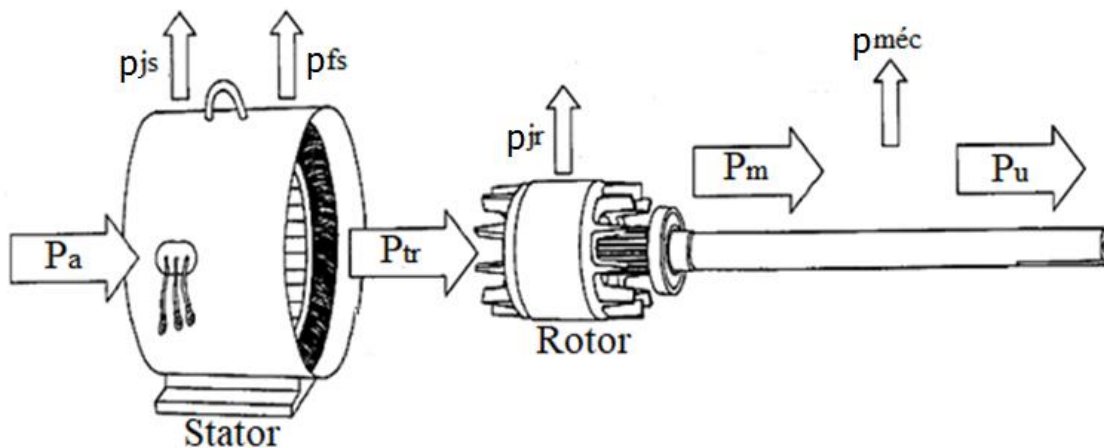


Fig I. 8: bilan des puissances d'un moteur asynchrone [3]

#### I.5.1. Puissance active :

- Le moteur absorbe une puissance active donnée par :

$$P_a = 3V_s I_s \cos \varphi_s \quad (I.8)$$

- Une partie de cette puissance est dissipée en pertes Joule au stator  $P_{js}$  et en pertes fer dans le stator  $P_{fs}$ , le reste traverse l'entrefer ; c'est la puissance transmise.

$$P_{tr} = P_a - p_{js} - p_{fs} \quad (I.9)$$

Avec :

$$p_{js} = 3R_s I_s^2 \text{ et } p_{fs} = 3 \frac{V_s^2}{R_f} \quad (I.10)$$

- Une partie de  $P_{tr}$  est dissipée en pertes joules au rotor  $P_{jr}$  dans l'enroulement rotorique, le reste est transformé en puissance mécanique  $P_m$ .

$$P_m = P_{tr} - p_{jr} = P_{tr} - gP_{tr} = (1 - g)P_{tr} \quad (I.11)$$

- De la puissance mécanique, on soustrait les pertes mécaniques  $P_{méc}$  pour arriver à la puissance utile ;

$$P_u = P_m - p_{méc} \quad (I.12)$$

Remarque :

En fonctionnement normal, on néglige les pertes dans le fer du rotor  $P_{fr}$  car les variations de l'induction dans le fer du rotor ont une fréquence  $g.f$  très faible.

### I.5.2. Puissance réactive :

La puissance réactive consommée par la machine s'exprime par :

$$Q = 3V_s I_s \sin \varphi_s \quad (I.13)$$

### I.5.3. Puissance apparente :

$$S = 3V_s I_s = \sqrt{P_a^2 + Q^2} \quad (I.14)$$

### I.5.4. Couple électromagnétique :

A) Expression du couple électromagnétique  $C_{em}$  :

L'étude du schéma équivalent monophasé de la figure (I.8) permet de trouver facilement l'expression du couple de la machine asynchrone.

- Expression du courant  $I_r$  rotorique :

On voit sur le schéma (I.8) que :  $\underline{I}_r = \frac{V_s}{\frac{R_r}{g} + jL_r \omega_s}$  (I.15)    soit donc :

$$I_r = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{g}\right)^2 + (L_r \omega_s)^2}} \quad (I.16)$$

- La puissance transmise au rotor  $P_{tr}$  :

$$P_{tr} = \frac{p_{jr}}{g} = 3 \frac{R_r}{g} I_r^2 \quad (I.17)$$

On remplace la formule (I.16) dans la formule (I.17), on obtient :



$$P_{tr} = 3 \frac{R_r V_s^2}{g \left[ \left( \frac{R_r}{g} \right)^2 + (L_r \omega_s)^2 \right]} \quad (I.18)$$

- Le couple électromagnétique  $C_{em}$  :

Le couple est le quotient de la puissance mécanique fournie au rotor par la vitesse de rotation. On écrit alors :

$$C_{em} = \frac{P_m}{\Omega} = \frac{P_{tr}}{\Omega_s} \quad (I.19)$$

On remplace la formule (I.18) dans la formule (I.19), on obtient :

$$C_{em} = \frac{3R_r V_s^2}{g \Omega_s} \frac{1}{\left[ \left( \frac{R_r}{g} \right)^2 + (L_r \omega_s)^2 \right]} \quad (I.20)$$

B) Caractéristique couple – vitesse ( $C_{em}=f(\Omega_s)$ ) :

La relation (I.20) du couple nous permet de noter ce qui suit ;

- Le couple est nul pour  $g=0$
- Quand le glissement est faible, le couple est proportionnel au glissement
- Lorsque le glissement est grand, le couple est inversement proportionnel au glissement
- Entre ces deux situations, le couple passe par un maximum.

En effet :  $\frac{\partial C_{em}}{\partial g} = 0$  soit lorsque  $g = g_{cr}$  défini par :

$$g_{cr} = \frac{R_r}{L_r \omega_s} \quad (I.21)$$

C'est la valeur du glissement qui donne la valeur du couple maximal défini par :

$$C_{max} = \frac{3V_s^2}{2\Omega_s L_r \omega_s} \quad (I.22)$$

On calcule aussi le couple de démarrage ( $C_d$ ) en remplaçant  $g$  par la valeur 1.

Tracé de la caractéristique mécanique :

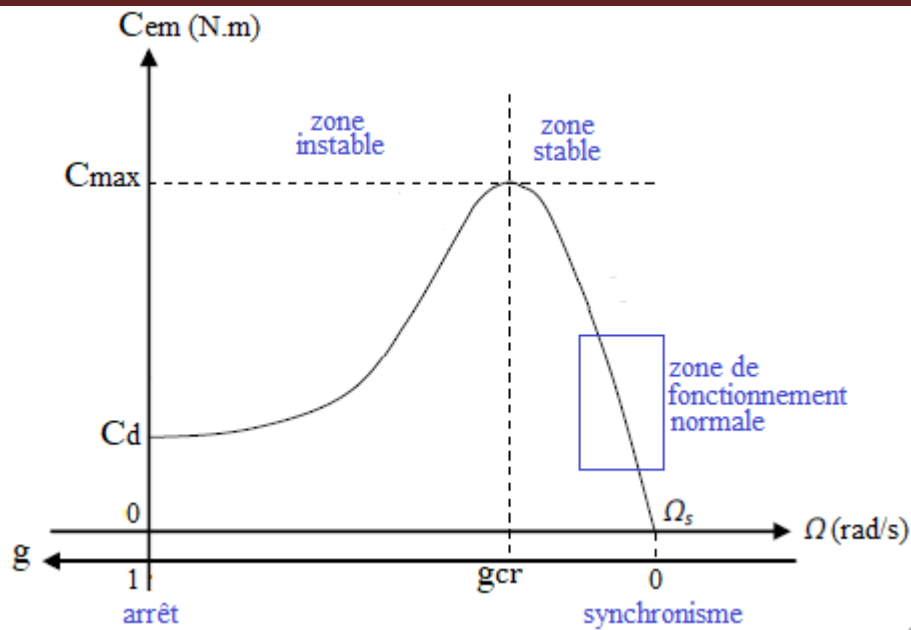


Fig I. 9 : Caractéristique mécanique d'un moteur asynchrone [2]

Le rapport du couple maximal au couple nominal ne peut pas être trop élevé, le moteur risque de caler (s'arrêter) lorsque la tension chute. Ce rapport est généralement autour de 2, donc le glissement du gcr est également faible (environ 10% à 20%). De ce fait, le couple de démarrage ( $g=1$ ) est forcément plus faible par rapport au couple nominal.

### I.6. Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones :

D'après la deuxième formule on obtient :

$$n = n_s(1 - g) \quad (I.23)$$

On remplace et on obtient :

$$n = \frac{60f}{p}(1 - g) \quad (I.24)$$

Donc on peut agir sur la vitesse de rotation de moteur asynchrone en agissant sur trois paramètres :

- Le glissement de rotor.
- La fréquence d'alimentation.
- Le nombre de pair de pôle du moteur.

Autre méthode pour commander la vitesse il s'agit de la commande scalaire.

$$C_{\max} = \frac{3p}{8\pi^2 L_r} \left( \frac{V_s}{f} \right)^2 \quad (I.25)$$

Son principe est de garder le flux constant dans la machine en maintenant le rapport  $(V_s/f) = \text{Cte}$ . Plusieurs commandes scalaires peuvent être envisagées selon que l'on agit sur le courant ou sur la

Tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant...)

Ce type de contrôle convient surtout à des performances moyennes de fonctionnement de la machine asynchrone. Par contre pour répondre à de meilleure performance les études des chercheurs on aboutit à un autre type de commande appelé commande vectorielle notamment la commande vectorielle à flux orienté (qui est la plus utiliser)

Cette commande permet le contrôle de la vitesse et son principe de fonctionnement repose sur le découplage entre le flux et le couple de tel sorte que les deux composantes se feront commandées séparément et sans interaction entre les deux, cette commande est très réponde dans le domaine industriel aujourd'hui et cela est dû à sa précision et a ses avantages par rapport à la commande scalaire.

### **I.7. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu des moteurs asynchrones et quelques informations sur la régulation de vitesse des moteurs asynchrones et l'initiation de la commande vectorielle, qui fait partie de la commande de vitesse et de couple des moteurs asynchrones. Le sujet de notre dernier projet de recherche portera sur la commande vectorielle. Dans le chapitre suivant, nous explorerons le sujet de la modélisation du moteur asynchrone et de l'alimentation.

## **Chapitre II**

# **Modélisation et alimentation de la machine asynchrone**

## II.1. Introduction :

L'établissement d'un modèle mathématique d'une machine asynchrone est très important pour la réalisation de la structure de commande, à condition que le modèle représente et décrive fidèlement l'ensemble de la machine et ces processus, l'avantage est qu'il simplifie l'étude et l'analyse de la commande, et en même temps, en simplifiant les hypothèses : conduisant au plus Les résultats sont suffisamment précis pour l'application.

L'objet de ce chapitre est de présenter un modèle de machine asynchrone dont les phases statoriques sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales, suivi d'un autre réseau d'alimentation constitué d'onduleurs PWM (sinus-triangle). Un modèle qui associe un moteur asynchrone à sa source d'alimentation.

## II.2. Modèle triphasé de la machine asynchrone :

### II.2.1. Hypothèses simplificatrices :

Une machine asynchrone idéalisée est une machine avec les hypothèses suivantes [6], [7] :

- ✓ L'épaisseur de l'entrefer est uniforme et l'effet d'entaille peut être ignoré.
- ✓ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault peuvent être ignorés ;
- ✓ La résistance d'enroulement ne change pas avec la température, l'effet de peau n'est pas pris en compte.
- ✓ Les moteurs asynchrones sont considérés comme symétriques.

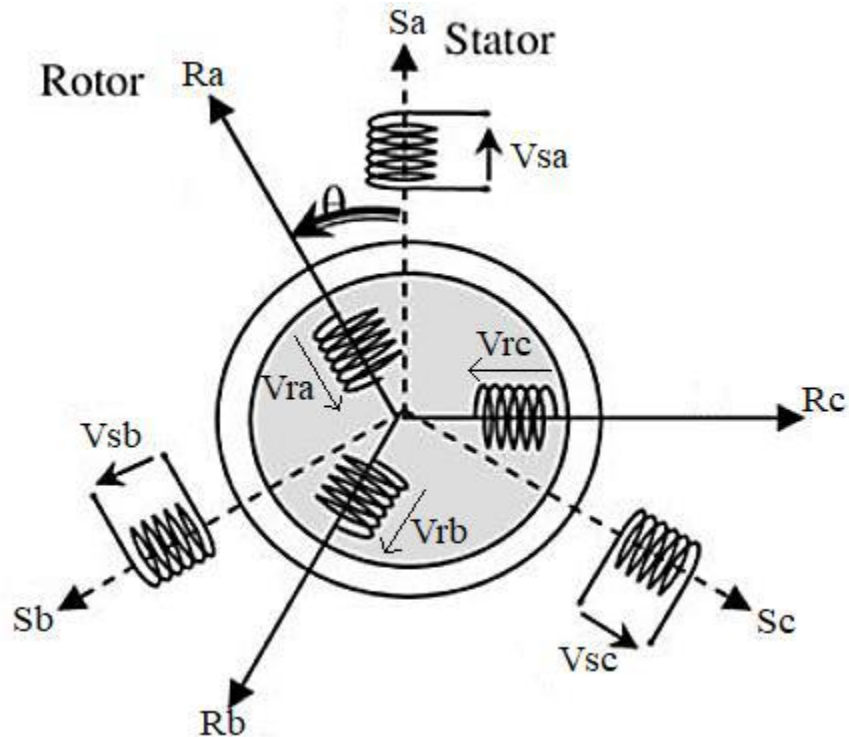
De plus, il est admis que la f.m.m produite par chaque phase des deux armatures a une distribution sinusoïdale.

Les conséquences importantes de ces hypothèses incluent [8], [9] :

- ✓ Additivité du débit ;
- ✓ Constante d'auto-inductance ;
- ✓ L'inductance mutuelle entre l'enroulement du stator et l'enroulement du rotor change avec la variation sinusoïdale de l'angle électrique de l'axe magnétique.

### II.2.2. Représentation du moteur asynchrone triphasé :

Un moteur asynchrone bipolaire triphasé à six enroulements (trois sur le stator et trois sur le rotor) est représenté schématiquement sur la figure (II.1).



**Fig II. 1:** Représentation des enroulements statoriques et rotoriques [2]

Le stator est constitué de 3 enroulements (Sa, Sb, Sc.) avec une règle de déphasage de  $2\pi/3$  radians. Idem pour les rotors (Ra, Rb, Rc), mais ils se court-circuitent.

L'axe Sa est généralement considéré comme une référence, et l'angle  $\theta$  définit la position du rotor par rapport au stator.

La relation entre le courant  $i$  traversant la résistance  $R$ , l'inductance  $L$  et la tension aux bornes de la bobine pour la variation du flux magnétique :

$$V = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (II.1)$$

- ✓ Les équations des tensions représentant pour chaque enroulement est somme de la chute ohmique et la chute inductive liée au flux.

Pour le stator on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{array} \right. \quad (II.2)$$

Pour le rotor :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{array} \right. \quad (II.3)$$

Où

- ✓  $V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  et  $V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : les tensions triphasées au stator et au rotor, respectivement ;
- ✓  $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  et  $i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : le courant du stator et du rotor du moteur ;
- ✓  $\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$  et  $\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$  : flux magnétiques appropriés circulant respectivement au stator et au rotor ;
- ✓  $R_s$  et  $R_r$  : Résistance des enroulements du stator et du rotor.

L'expression du flux sous forme matricielle est :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sabc} \\ \varphi_{rabc} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (II.4)$$

Où

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} = l_s \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (II.4)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} = l_r \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (II.4)$$

Avec :

- ✓  $l_s$  et  $l_r$  : les inductances propres statorique et rotorique ;
- ✓  $m_s$  et  $m_r$  : les inductances mutuelles statorique et rotorique.
- ✓ Avec,  $m_s = -l_s/2$  et  $m_r = -l_r/2$ .

L'inductance mutuelle entre le stator et le rotor est définie par :

$$[Lr] = [M_{rs}]^T = M_{max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II.5)$$

Dans la formule,  $M_{max}$  est la valeur maximale du coefficient d'inductance mutuelle du stator et du rotor obtenue lorsque les enroulements sont opposés.

- ✓ L'équation du mouvement du moteur asynchrone est :

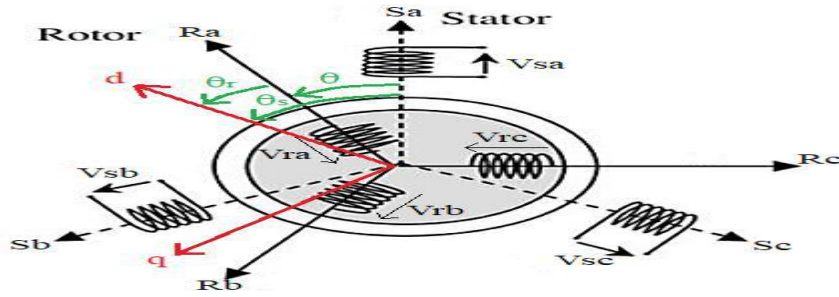
$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (II.6)$$

- ✓  $C_{em}$  : le couple électromagnétique du moteur ;
- ✓  $C_r$  : le couple résistant (statique) à l'arbre du moteur ;
- ✓  $J$  : le moment d'inertie ;
- ✓  $\Omega$  : la vitesse angulaire du rotor, ou la vitesse mécanique du rotor.

### II.2.3. La transformation de Park :

La transformée de Park est utilisée pour obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles. Physiquement, il transforme les trois enroulements du MAS en seulement deux enroulements [10]. Il consiste en une conversion triphasée en biphasée suivie d'une rotation. Il peut être passé de la référence abc à la référence mobile dq. Pour chaque ensemble de grandeurs (stator et rotor), appliquez la transformée de Park. Afin de simplifier les équations et le modèle, les références des transformées de Park des grandeurs statorique et rotorique doivent concorder (Figure II.2).





**Fig II. 2:**Position des axes d.q par rapport aux axes de la machine [2]

$$\theta + \theta_r = \theta_s \tag{II.7}$$

Où

- ✓  $\theta_s$ : angle entre l'axe Sa et d;
- ✓  $\theta$ : l'angle entre l'axe Sa et l'axe Ra;
- ✓  $\theta_r$ : l'angle entre l'axe Ra et l'axe d.

Les grandeurs directes (d) et en quadrature (q) des grandeurs stator et rotor sont imaginaires ; les équivalents de ces grandeurs pour chaque phaseur sont les suivants :

$$\begin{bmatrix} V_{da} \\ V_{sq} \\ V_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \sqrt{\frac{2\pi}{4}}\right) & \cos\left(\theta_s - \sqrt{\frac{2\pi}{4}}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \sqrt{\frac{2\pi}{4}}\right) & -\sin\left(\theta_s - \sqrt{\frac{2\pi}{4}}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{da} \\ V_{sq} \\ V_o \end{bmatrix} = [p(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{da} \\ V_{sq} \\ V_o \end{bmatrix} \tag{II.8}$$

$$\text{Et } \begin{bmatrix} V_{da} \\ V_{sq} \\ V_o \end{bmatrix} = [p(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{da} \\ V_{sq} \\ V_o \end{bmatrix} \tag{II.9}$$

Avec :

- ✓  $V_{sd}$  : est appelée composante directe de Park.
- ✓  $V_{sq}$  : est appelé composante en quadrature.
- ✓  $V_o$  : est appelé composante homopolaire, elle est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés.
- ✓  $P(\theta_s)$  : est la matrice de transformation de Park, défini comme la matrice de changement de base.

$$[p(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \sqrt{\frac{2\pi}{4}}\right) & \cos\left(\theta_s - \sqrt{\frac{2\pi}{4}}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \sqrt{\frac{2\pi}{4}}\right) & -\sin\left(\theta_s - \sqrt{\frac{2\pi}{4}}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \tag{II.10}$$

Son inverse égale à sa transposée :

$$[p(\theta_s)]^{-1} = [p(\theta_s)]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

Le passage du système triphasé ou système diphasé est définie par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [p(\theta_s)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \text{ ou l'inverse } \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [p(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

#### II.2.4. Modèle de Park de la MAS :

Application de Park Transforme aux équations de tension et de flux.

##### A) Les équations des tensions :

On applique la transformation de Park (II.7) aux expressions (II.2) et (II.3), on obtient

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \varphi_{sq} \omega_s \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \varphi_{sd} \omega_s \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \varphi_{rq} \omega_r = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \varphi_{rd} \omega_r = 0 \end{cases} \quad (II.13)$$

Avec :

- ✓  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  : la vitesse angulaire du système d'axes dq par rapport au stator immobile ;
- ✓  $\omega = \frac{d\theta}{dt}$  : la vitesse angulaire mécanique ;
- ✓  $\omega_r = \omega_s - \omega = \frac{d\theta_r}{dt}$  : la vitesse angulaire du système d'axes dq par rapport au rotor.

Les tensions statoriques et rotoriques sont définies par :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sm} \cos[(\omega_{s0} - \omega_s)t + \theta_{s0}] \\ V_{sq} = V_{sm} \sin[(\omega_{s0} - \omega_s)t + \theta_{s0}] \\ V_{rd} = V_{rm} \cos[(\omega_{r0} + \omega - \omega_s)t + \theta_{r0}] \\ V_{rq} = V_{rm} \sin[(\omega_{r0} + \omega - \omega_s)t + \theta_{r0}] \end{cases} \quad (II.14)$$

Avec :

- ✓  $V_{sm}, V_{rm}$ : les amplitudes des tensions simples ;

- ✓  $\omega_{so} = 2\pi f_s$ : la vitesse angulaire du champ électromagnétique du stator.
- ✓  $\omega_{ro} = 2\pi f_r$ : la vitesse angulaire du champ rotor.
- ✓  $\theta_{so, ro}$  : les phases initiales des enroulements du stator et rotor respectivement par rapport aux axes dq.

## B) Les équations des flux :

On applique la transformée de Park (II.7) à l'expression (II.4), on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (II.15)$$

- ✓  $L_s = l_s - m_s$  : Inductances cycliques propres statorique ;
- ✓  $L_r = l_r - m_r$  : Inductances cycliques propres rotorique ;
- ✓  $M = \frac{3}{2} M_{sr}$  : Inductances mutuelles cyclique entre stator et rotor ;

## II.2.5. Choix du référentiel (d,q) :

Trois types de références peuvent être considérés, à savoir :

### A) Référentiel lié au stator ( $\alpha, \beta$ ) :

Le système d'axes est fixe par rapport au stator ( $\omega_s = 0$ ). Il peut être utilisé pour étudier les Mécanismes de démarrage et de freinage des moteurs asynchrones avec des résistances supplémentaires connectées au niveau du circuit statorique [11].

### B) Référentiel lié au rotor (X, Y) :

Le système d'arbre est fixe par rapport au rotor ( $\omega_s = \omega$ ). Il est utilisé pour les processus transitoires dans les machines asynchrones avec des circuits de rotor connectés de manière asymétrique [11].

### C) Référentiel lié au champ tournant (d, q) :

Le troisième système d'arbre tourne à la vitesse du champ électromagnétique généré par les enroulements du stator ( $\omega_s = \omega_{so}$ ). Il est stationnaire par rapport au champ électromagnétique de la machine. L'avantage d'utiliser ce cadre de référence est qu'il a des constantes en régime permanent. Il est alors plus facile à régler (ex : contrôle vectoriel) [12].

Dans notre étude, nous avons sélectionné des références liées aux champs tournants.

### II.2.6. Référentiel lié au champ tournant :

Compte tenu des avantages des moteurs à induction à cage d'écurueil et de leur forte présence dans l'industrie. Dans la plupart des cas, la modélisation de tels moteurs est traitée dans un référentiel  $(d, q)$  relatif au champ tournant [11].

L'application de la transformée de Park directe permet d'obtenir des équations électriques, magnétiques et mécaniques. Pour l'équation de tension, nous aurons le système d'équations électriques suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \varphi_{sq} \omega_s \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \varphi_{sd} \omega_s \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \varphi_{rq} \omega_r = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \varphi_{rd} \omega_r = 0 \end{cases} \quad (II.16)$$

Pour les flux stator et rotor, on obtiendra les équations magnétiques :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (II.17)$$

En introduisant l'expression du flux (II.14) dans le système (II.13), ce dernier devient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s i_{sd} + M i_{rd} + \omega_s (-L_s i_{sq} - M i_{rq}) \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s i_{sq} + M i_{rq} + \omega_s (L_s i_{sd} + M i_{rd}) \\ 0 = R_r i_{rd} + L_r i_{rd} + M i_{sd} + (\omega_s - \omega) (-L_r i_{sq} - M i_{rq}) \\ 0 = R_r i_{rq} + L_r i_{rq} + M i_{sq} + (\omega_s - \omega) (L_r i_{sd} + M i_{rd}) \end{cases} \quad (II.18)$$

$$[V] = [I][R] + [L][I] + \omega_s [A_1][I] + (\omega_s - \omega) [A_2][I] \quad (II.19)$$

Avec:

$$[V] = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; [I] = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}; [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

$$[A1] = \begin{bmatrix} 0 & -Ls & 0 & -M \\ Ls & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [A2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -Lr & 0 & -M \\ Lr & 0 & M & 0 \end{bmatrix} \quad (II.20)$$

A partir de l'expression (II.16) on peut écrire :

$$[I] = [L]^{-1}([V] - [I][R] - w_s[A_1][I] - (w_s - w)[A_2][I]) \quad (II.21)$$

L'équation (II.5) en biphasé, nous donne l'équation du couple comme suit :

$$Cem = p(\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd}) \text{ ou : } Cem = P \frac{M}{Lr} (\varphi_{rd}i_{sq} - \varphi_{rq}i_{sd}) \quad (II.22)$$

### II.2.7. Simulation du moteur asynchrone à cage :

Un modèle de moteur à induction triphasé à cage d'écurueil alimenté en tension peut être simulé à l'aide de (MATLAB/SIMULINK). La figure (II.3) montre le schéma synoptique de simulation du moteur. A noter que les paramètres moteur sont en annexe.

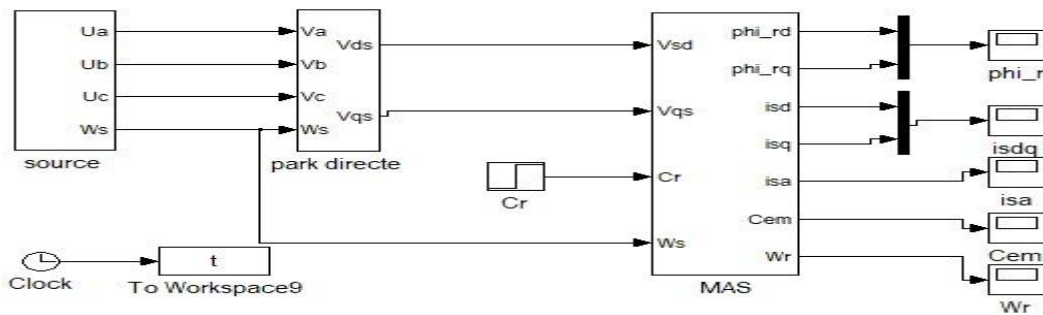
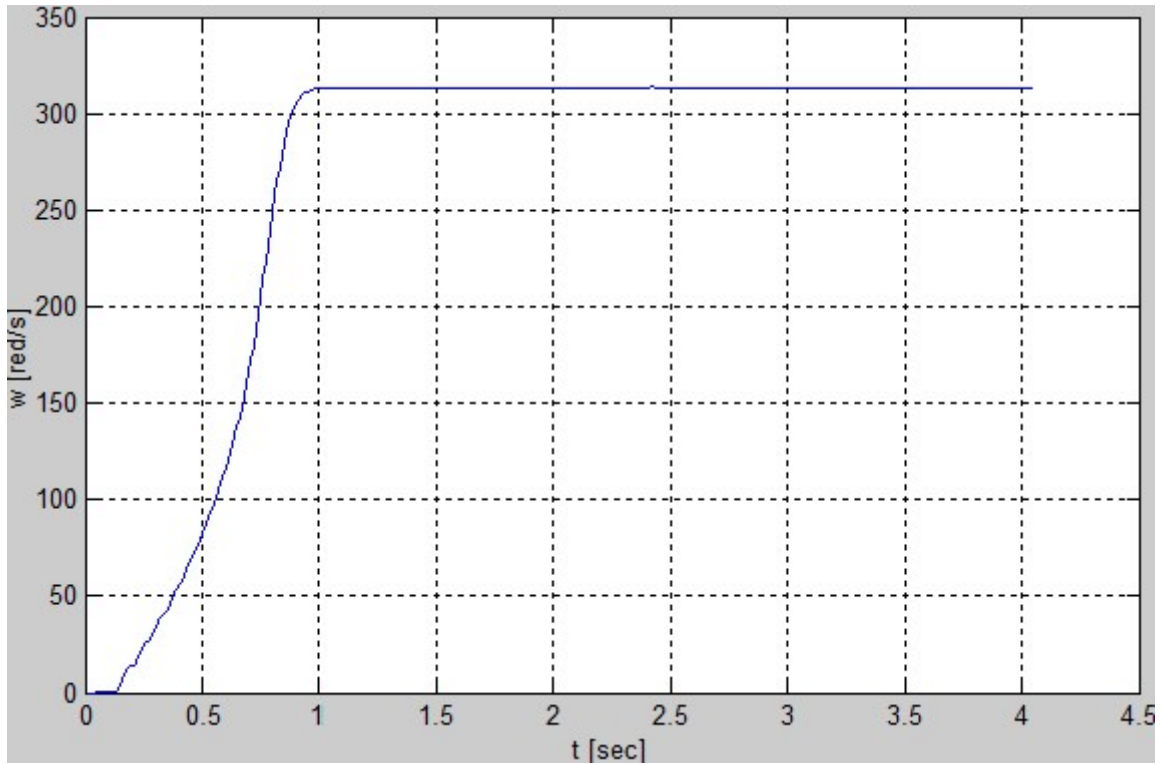


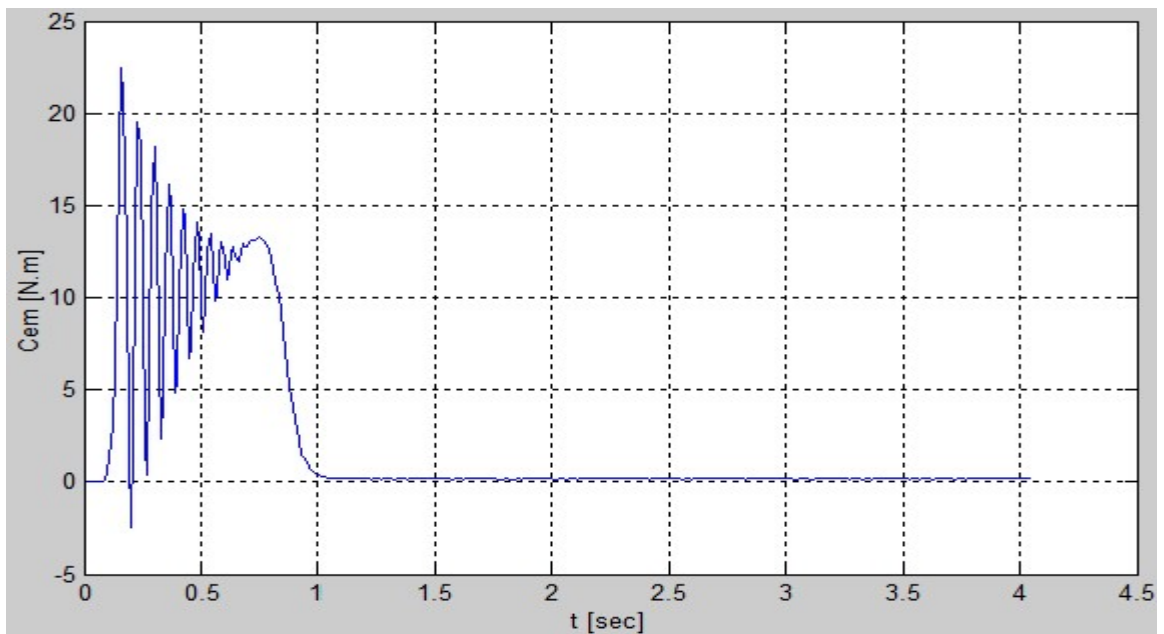
Fig II. 3: Modèle de la machine asynchrone sous Matlab Simulink

### II.2.8. Interprétation des résultats :

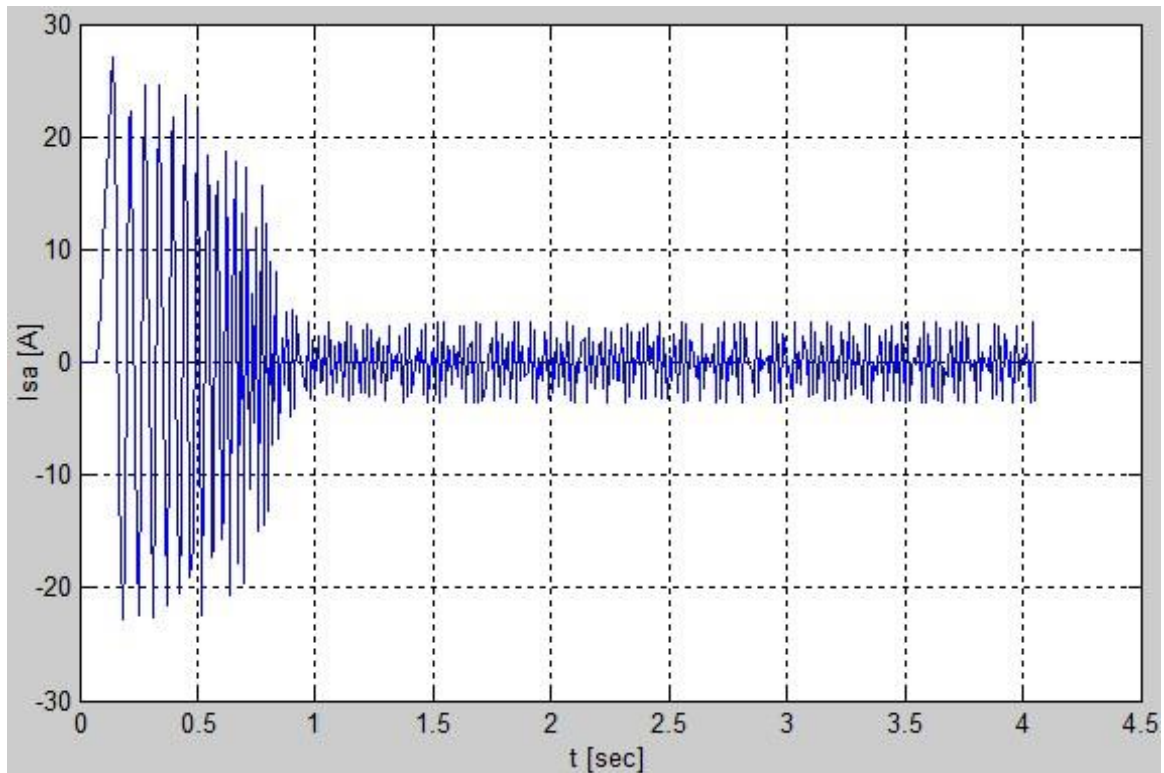
- Résultats de simulation à vide (Cr=0 N.m) :



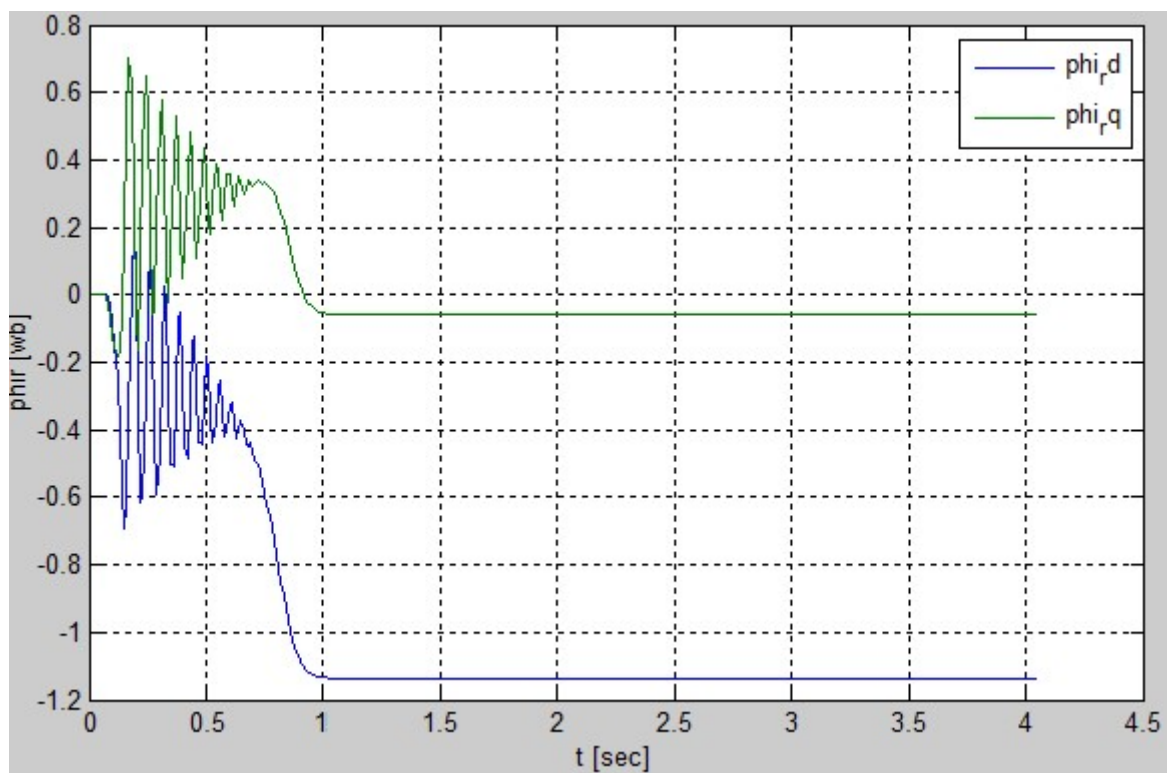
*Fig II. 4: La vitesse*



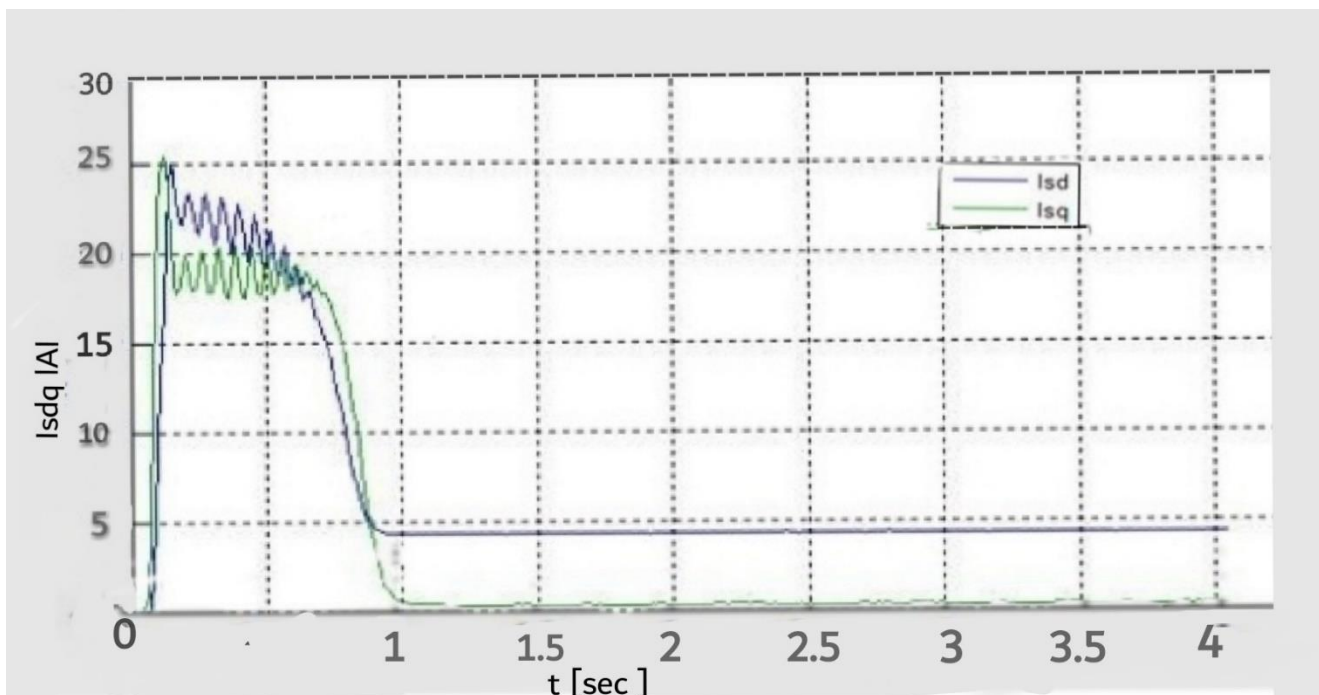
*Fig II. 5: couple électromagnétique.*



*Fig II. 6: courant statorique*



*Fig II. 7: flux rotorique direct et quadrature*



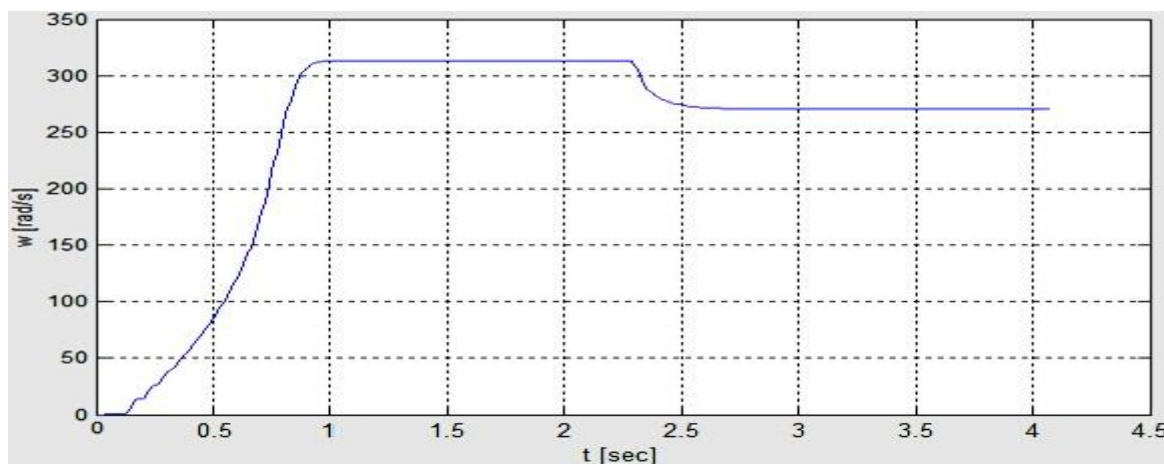
**Fig II. 8:** courant statorique direct et quadratique.

Lors du démarrage, un pic de courant important est observé, qui décroît au fur et à mesure que le transitoire évolue.

Lors des transitoires, on remarque une augmentation linéaire de la vitesse et une tendance à osciller du fait de l'inertie de la masse.

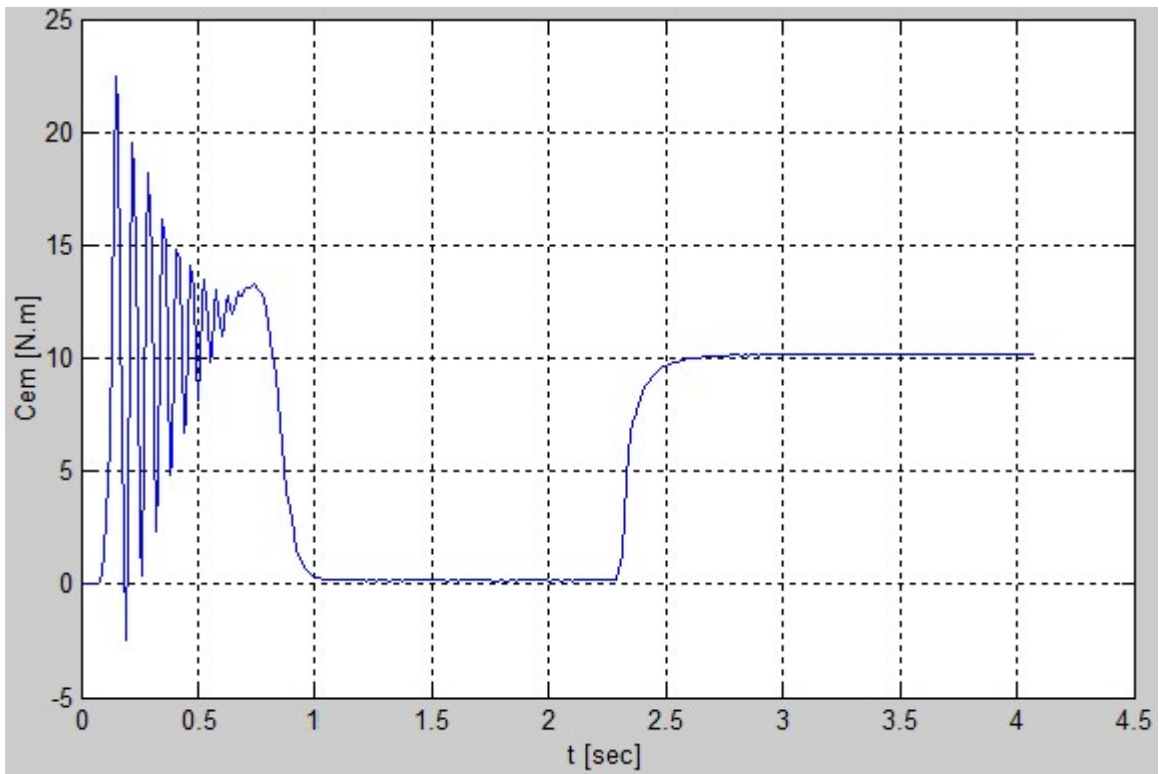
Pendant l'état transitoire, le couple pulse fortement puis se stabilise à la fin de l'état.

✓ Résultats de la simulation de charge à l'instant  $t=2,25$  s ( $C_r=10$  N.m) :

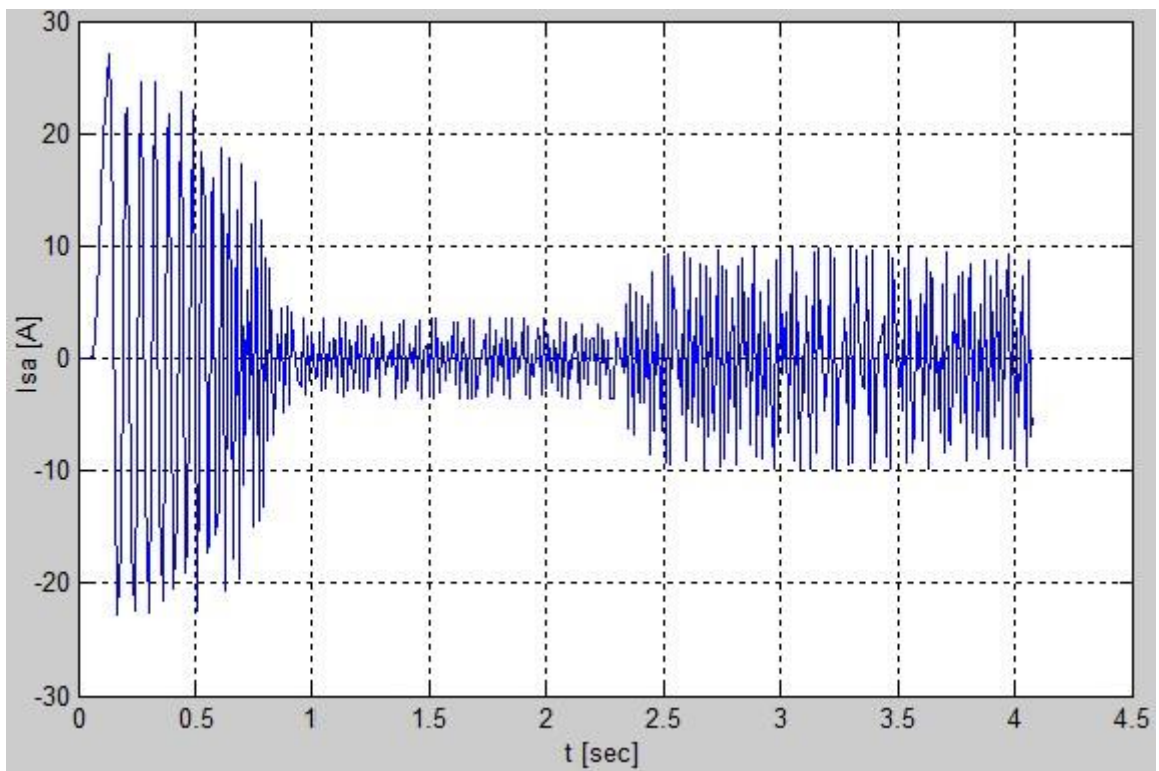


**Fig II. 9:** La vitesse.





*Fig II. 10: couple électromagnétique*



*Fig II. 11: courant statorique.*

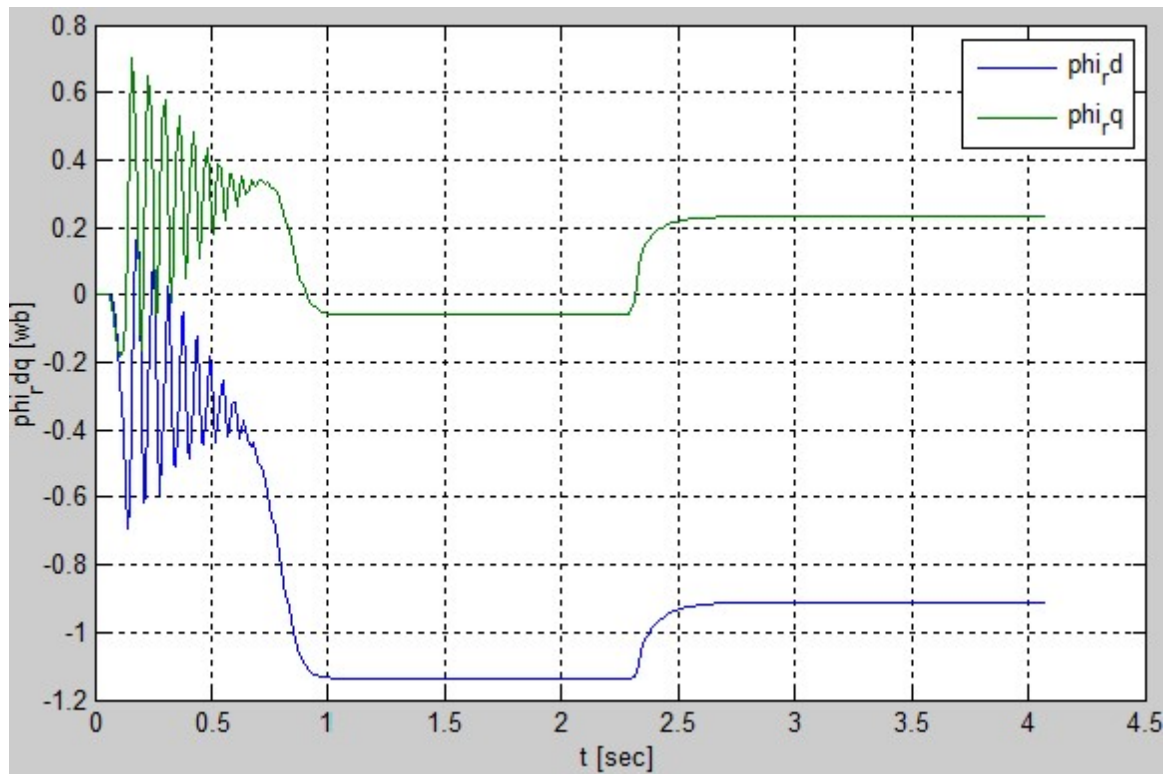


Fig II. 12: flux rotorique direct et quadrature.

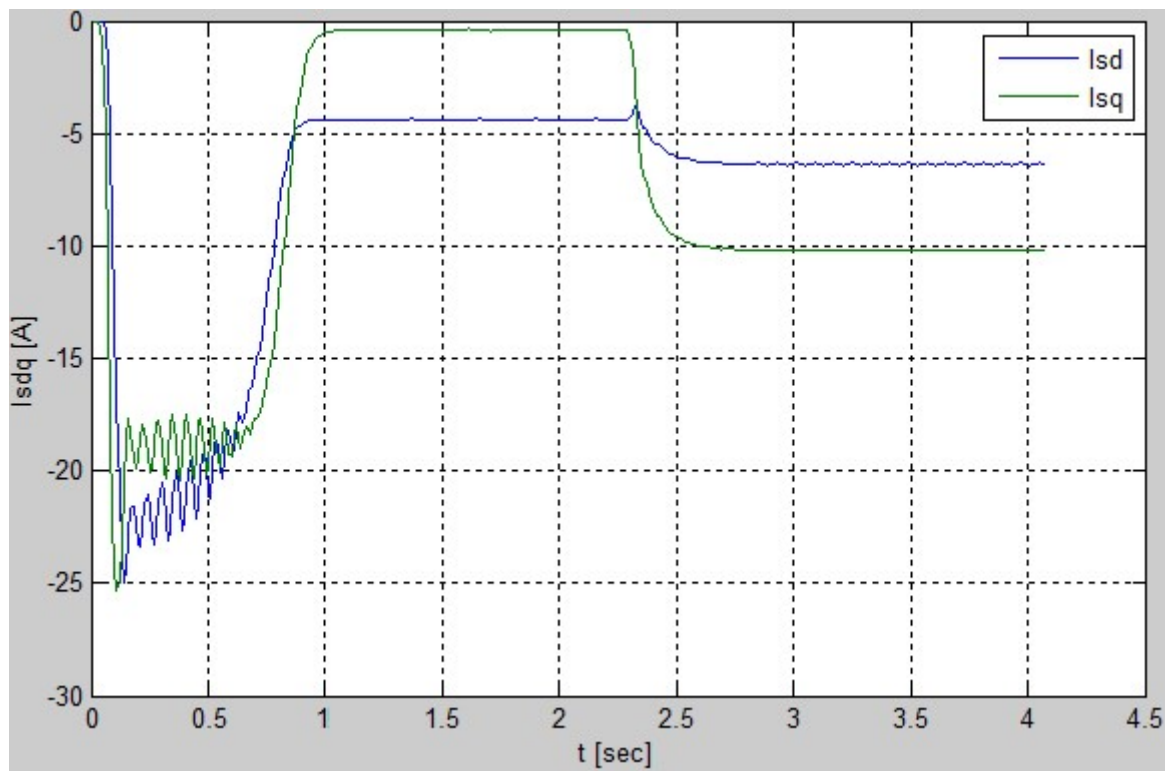


Fig II. 13: courant statorique direct et quadrature.

On voit que le passage de l'état vide à l'état chargé à l'instant  $t = 2s$  s'établit de manière quasi instantanée, sans oscillation et peu de dépassement.

L'augmentation de la résistance statorique réduit la valeur du choc de couple au premier instant de démarrage.

Contrairement à la résistance du stator, la résistance du rotor a une grande influence sur les paramètres de la machine. La durée des transitoires n'est que peu affectée. On remarque principalement l'augmentation de la valeur de choc du couple.

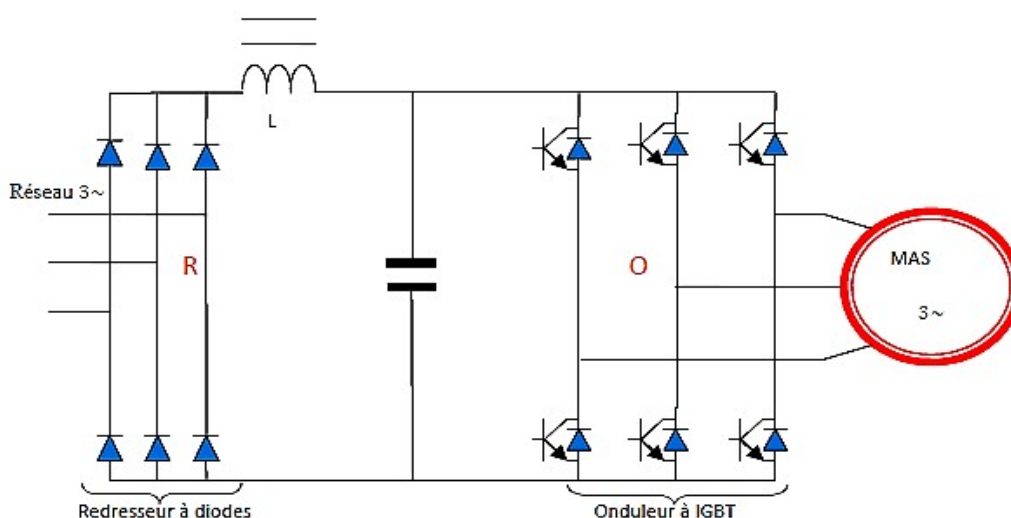
Les diminutions de l'auto-inductance  $L_r$  et de l'inductance mutuelle  $M$  entraînent des augmentations transitoires de la vitesse, du couple et des courants du stator et du rotor.

## II.3. Modélisation de l'ensemble Convertisseur-MAS :

### II.3.1. L'onduleur triphasé :

Un onduleur est un dispositif électronique de puissance qui fournit une tension et un courant alternatifs à partir d'une source de courant continu. C'est la fonction inverse du redresseur [13].

La technologie des onduleurs de tension est la plus maîtrisée et présente dans la plupart des systèmes industriels et dans toutes les gammes de puissance (quelques watts à plusieurs mégawatts) [14]. Les onduleurs autonomes fournissent une tension à fréquence fixe ou réglable par l'utilisateur.



*Fig II. 14: Convertisseur à onde de tension [12]*

### II.3.2. Principe de fonctionnement :

Les onduleurs sont des structures en pont et se composent généralement de commutateurs électroniques tels que des IGBT, des transistors de puissance ou des thyristors. La source est modulée pour obtenir un signal alternatif de la fréquence souhaitée via un ensemble de commutateurs contrôlés de manière appropriée (généralement une modulation de largeur d'impulsion) [13].

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur la commutation de l'électronique en générant une onde de tension alternative à partir d'une tension continue comme indiqué dans le schéma ci-dessous :

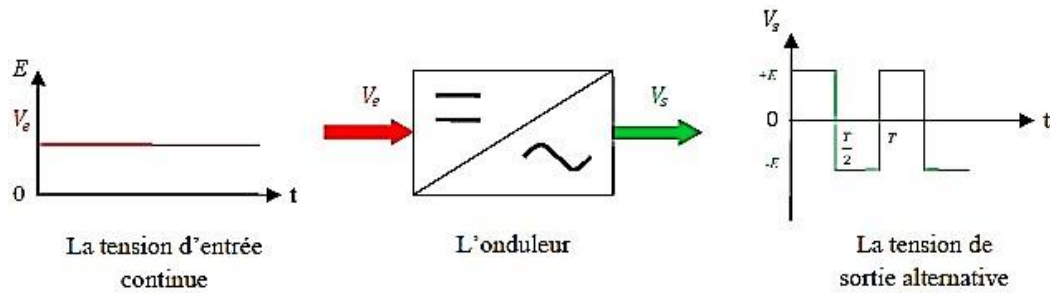


Fig II. 15: Principe de fonctionnement d'un onduleur [12]

### II.3.3. Modélisation de l'onduleur :

- ✓ Pour simplifier l'étude, nous supposons :
- ✓ La commutation de l'interrupteur est instantanée.
- ✓ La chute de tension aux bornes de l'interrupteur est négligeable.
- ✓ La charge est un couplage triphasé en étoile équilibré avec neutre isolé.

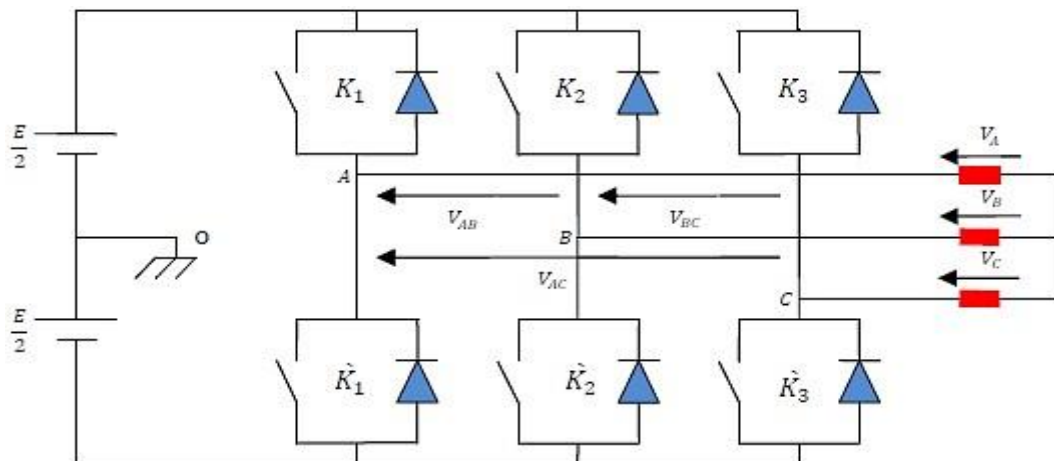


Fig II. 16: Représentation de l'onduleur de tension triphasé [12]

Les interrupteurs  $K_1$  et  $K_1'$ ,  $K_2$  et  $K_2'$ ,  $K_3$  et  $K_3'$  doivent se compléter, quelle que soit la loi de commande utilisée, la relation générale que nous utiliserons pour la commande PWM peut être établie ; quel que soit le courant, la tension est appliquée entre les bornes de sortie A, B, C et le point médian (imaginaire) "O" de la source de tension [13].

Nous avons :

$$V_{AO} = V_A - V_O \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{si } K1 \text{ est fermé} \\ \frac{E}{2} & \text{si } K1 \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (II.23)$$

$$V_{CO} = V_C - V_O = \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{si } K1 \text{ est fermé} \\ \frac{E}{2} & \text{si } K1 \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (II.24)$$

$$V_{BO} = V_B - V_O = \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{si } K1 \text{ est fermé} \\ \frac{E}{2} & \text{si } K1 \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (II.25)$$

Ce qui nous donnera pour la première tension :

$$V_A - V_B = (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = \begin{cases} E & \text{si } K1 \text{ est fermé, } K2 \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } K1, K2 \text{ sont fermés} \\ -E & \text{si } K1 \text{ est ouvert, } K2 \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } K1, K2 \text{ sont ouverts} \end{cases} \quad (II.26)$$

Son point neutre est isolé, et si le récepteur est équilibré, il peut passer de la tension composée aux tensions composées  $V_A$ ,  $V_B$  et  $V_C$  en sortie de l'onduleur.

Pour que les trois courants  $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$  aient des sommes nulles, quelles que soient leurs formes d'onde, il faut que leurs trois ondes fondamentales aient des sommes nulles, et cela doit également être vrai pour les différentes harmoniques.

Si le récepteur est équilibré, si les trois phases ont la même impédance au fondamental et aux différentes harmoniques, alors la tension a une somme nulle pour le fondamental ainsi que le système harmonique continu. En additionnant toutes ces sommes, on obtient la somme nulle des trois tensions [13] [14].

Le récepteur équilibré donne :

$$\begin{cases} IA + IB + IC = 0 \\ VA + VB + VC = 0 \end{cases} \quad (II.27)$$

Nous pouvons donc écrire :

$$\frac{1}{3}(VA - VB) - \frac{1}{3}(VC - VA) = \frac{2}{3}VA - \frac{1}{3}VB - \frac{1}{3}VC = VA - \frac{1}{3}(VA + VB + VC) = VA \quad (II.28)$$

Alors :

$$\begin{cases} VA = \frac{1}{3}(VA - VB) - \frac{1}{3}(VC - VA) \\ VB = \frac{1}{3}(VB - VC) - \frac{1}{3}(VA - VB) \\ VC = \frac{1}{3}(VC - VA) - \frac{1}{3}(VB - VC) \end{cases} \quad (II.29)$$

Le système d'équations des tensions sera le suivant :  $V_{\frac{1}{3}}$

$$\begin{cases} VA = \frac{1}{3}[2(VA - VO) - (VB - VO) - (VC - VO)] \\ VB = \frac{1}{3}[-(VA - VO) + 2(VB - VO) - (VC - VO)] \\ VC = \frac{1}{3}[-(VA - VO) - (VB - VO) + 2(VC - VO)] \end{cases} \quad (II.30)$$

Qui mène à écrire les tensions de sortie en fonction des tensions d'entrée

$$\begin{cases} VA = \frac{1}{3}(VA - VB) - \frac{1}{3}(VC - VA) \\ VB = \frac{1}{3}(VB - VC) - \frac{1}{3}(VA - VB) \\ VC = \frac{1}{3}(VC - VA) - \frac{1}{3}(VB - VC) \end{cases} \quad (II.31)$$

VAO, VBO et VCO sont les tensions d'entrée de l'onduleur et les tensions de sortie sont VA, VB et VC. Ainsi, selon le dernier système d'équations, on peut modéliser l'onduleur par une matrice qui permet de passer d'une grandeur continue (DC) à une grandeur alternative (AC) comme suit [13] [14] :

$$[VAC]=[T].[VDC] \quad (II.32)$$

Avec :

$$\begin{cases} [VAC] = [VA \quad VB \quad VC]^T \\ [VDC] = [VAO \quad VBO \quad VCO]^T \end{cases} \quad (II.33)$$

Et la matrice de passage de l'onduleur est la suivante :

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (II.34)$$

Dans une branche d'onduleur, un interrupteur statique (k) peut prendre la valeur +1 ou 0 selon les conditions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{rA} \geq V_{pA} \rightarrow K_A = 1, \text{ sinon } K_A = 0 \\ V_{rB} \geq V_{pB} \rightarrow K_B = 1, \text{ sinon } K_B = 0 \\ V_{rC} \geq V_{pC} \rightarrow K_C = 1, \text{ sinon } K_C = 0 \end{array} \right. \quad (II.35)$$

Avec :

- ✓ Vr : amplitude de référence ;
- ✓ Vp : amplitude de porteuse.

Les branches Vio peuvent être exprimées en fonction des switches (Ki) par :

$$V_{io} = \frac{E}{2} K_i, \quad i = A, B, C \quad (II.36)$$

D'où le système de tension triphasé (II.27) peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

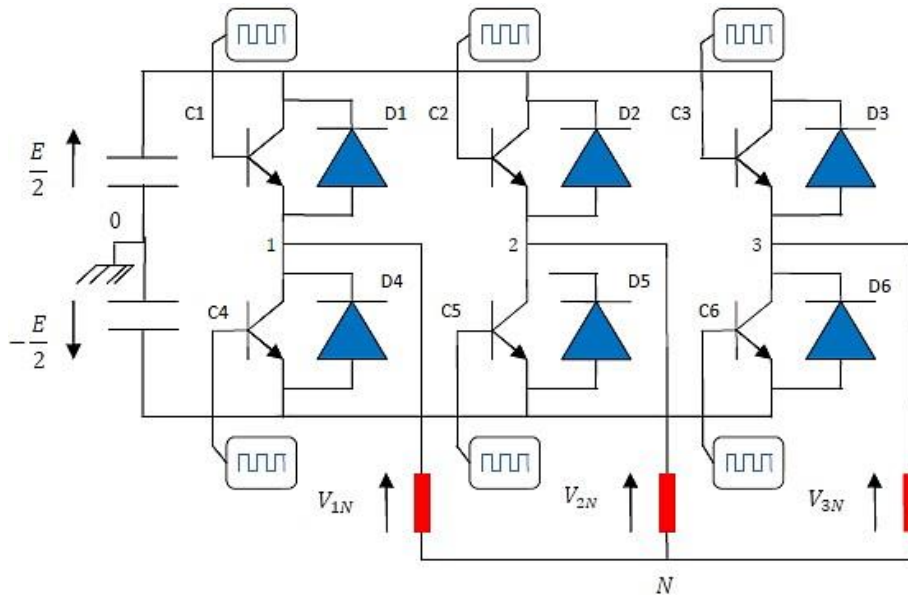
$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_A \\ K_B \\ K_C \end{bmatrix} \quad (II.37)$$

### II.3.4. Onduleur MLI :

La modulation de largeur d'impulsion "PWM" permet un échange d'énergie entre une source de tension continue et une charge inductive triphasée. Il se compose de trois bras, utilise un interrupteur à



Trois étages, le courant est bidirectionnel et contrôle le démarrage et le verrouillage. Selon la puissance à contrôler, des transistors MOS ou bipolaires, IGBT ou GTO peuvent être utilisés pour la commutation et associés à des diodes antiparallèles pour la réversibilité du courant [15].



*Fig II. 17: Représentation de l'onduleur MLI triphasé [12]*

### II.3.4.1. Commande par modulation sinus – triangle (STPWM) :

Le PWM sinusoïdal-triangulaire est mis en œuvre en comparant une onde de modulation basse fréquence (tension de référence) avec une porteuse haute fréquence triangulaire. Le moment de commutation est déterminé par l'intersection entre la porteuse et la modulation. La fréquence de commutation des commutateurs est fixée par la porteuse [11].

La tension de référence sinusoïdale est :

$$\begin{cases} VrA = Vm \sin(\omega t) \\ VrB = Vm \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ VrC = Vm \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.38)$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

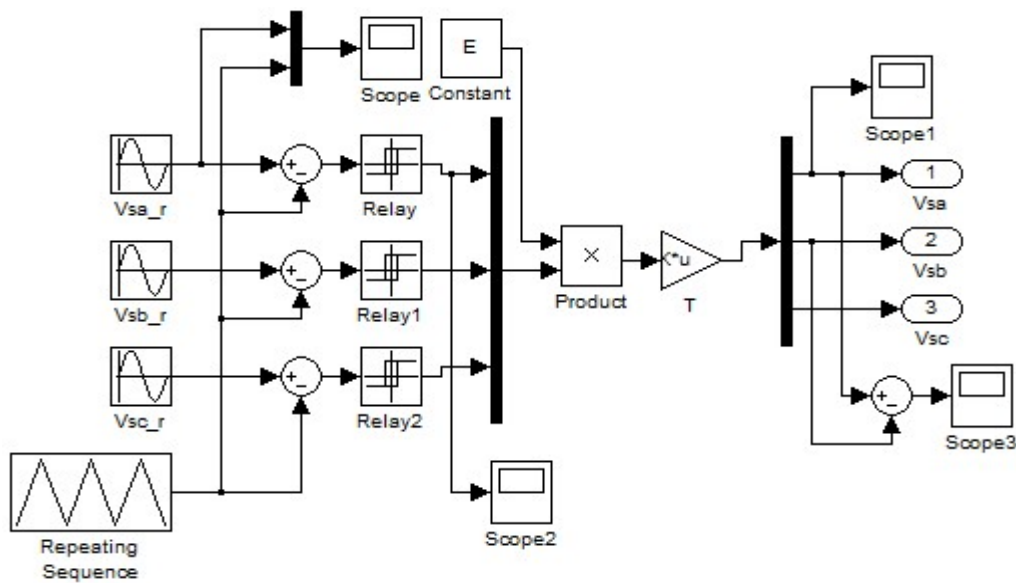
$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left( 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left( -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (II.39)$$

Avec :

- ✓  $T_p$  : Période du signal de la porteuse (s).

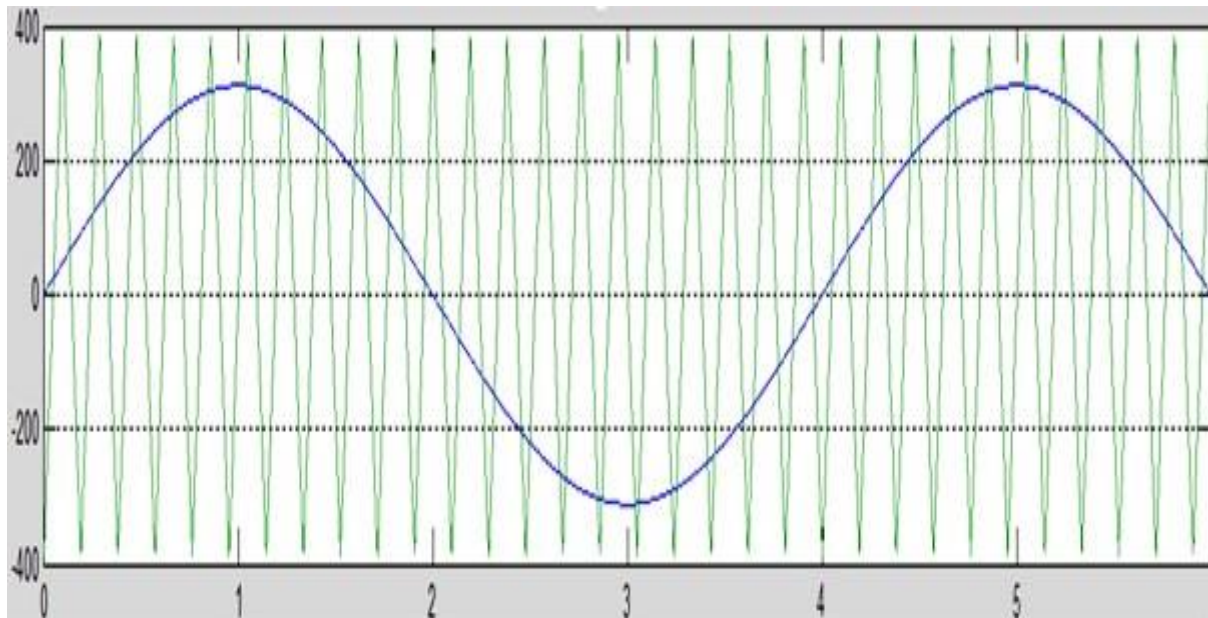
Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

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

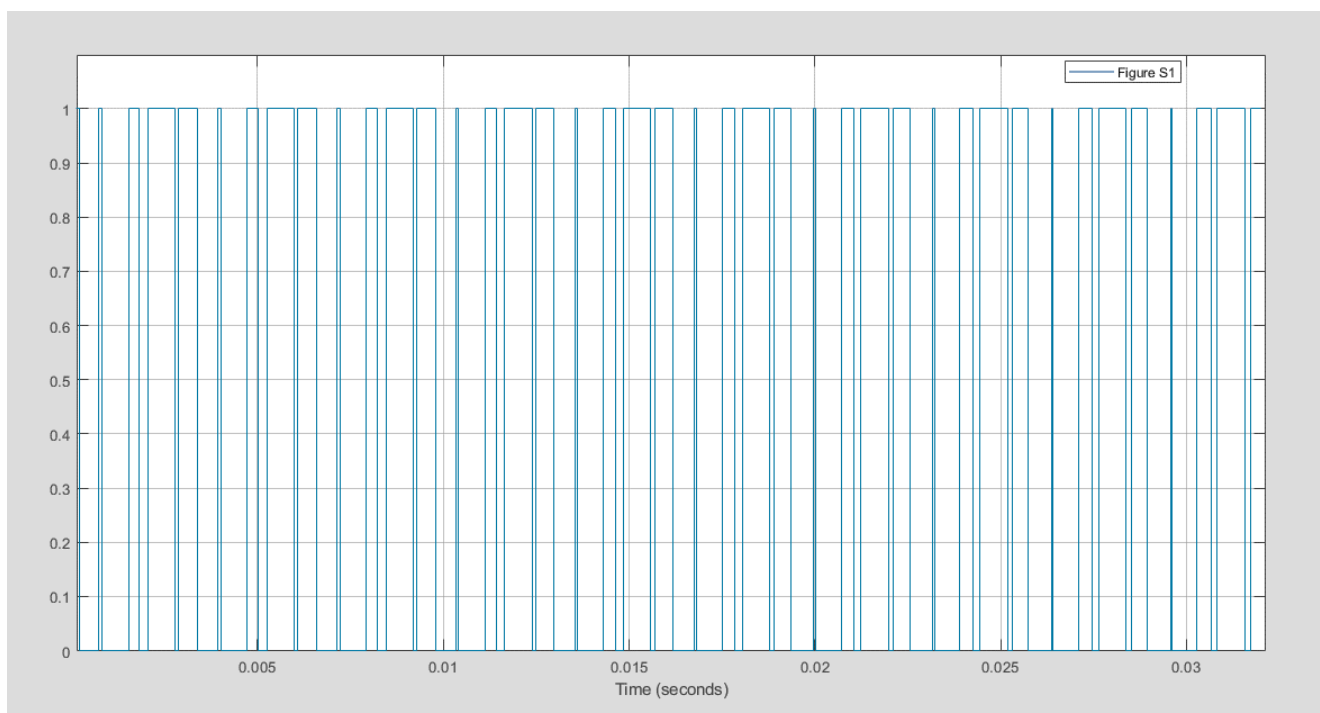


*Fig II. 18: schéma fonctionnel de la commande sinus – triangle*

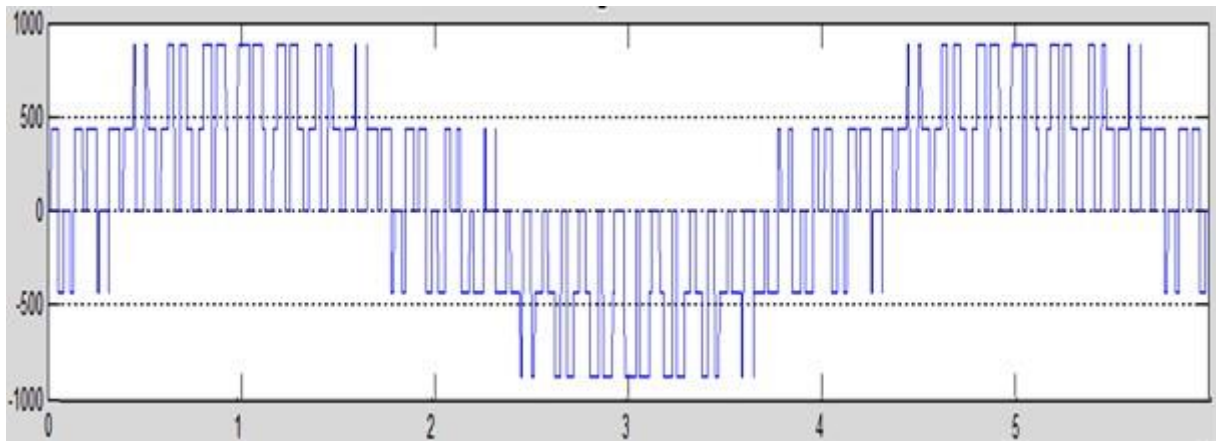
### II.3.4.2. Les résultats de simulation de la technique STPWM :



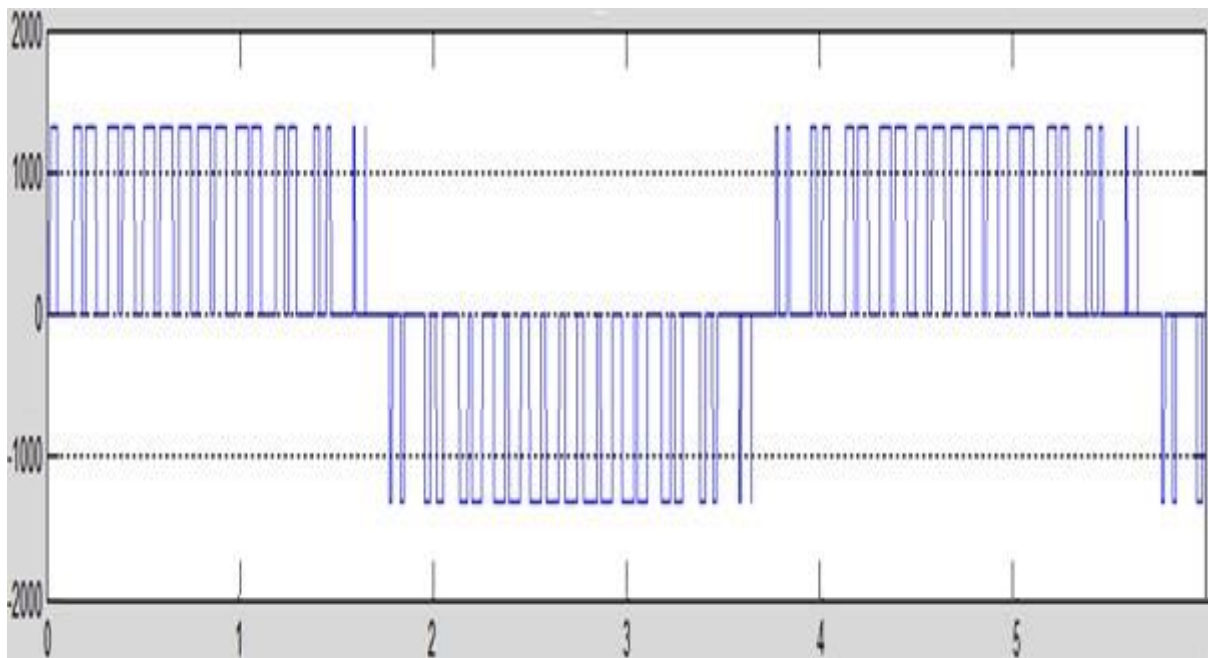
*Fig II. 19: Principe de la MLI sinus-triangle pour une tension de référence*



*Fig II. 20: le signal S1 de sortie de la MLI qui commande les interrupteurs de l'onduleur*



*Fig II. 21: La tension de sortie  $V_{sa}$  de l'onduleur qui alimente le moteur  $V_{sa}=f(t)$*



*Fig II. 22: La tension de sortie  $V_{ab}$  de l'onduleur qui alimente le moteur  $V_{ab}=f(t)$*

### II.3.5. Simulation de l'ensemble de MAS-onduleur MLI :

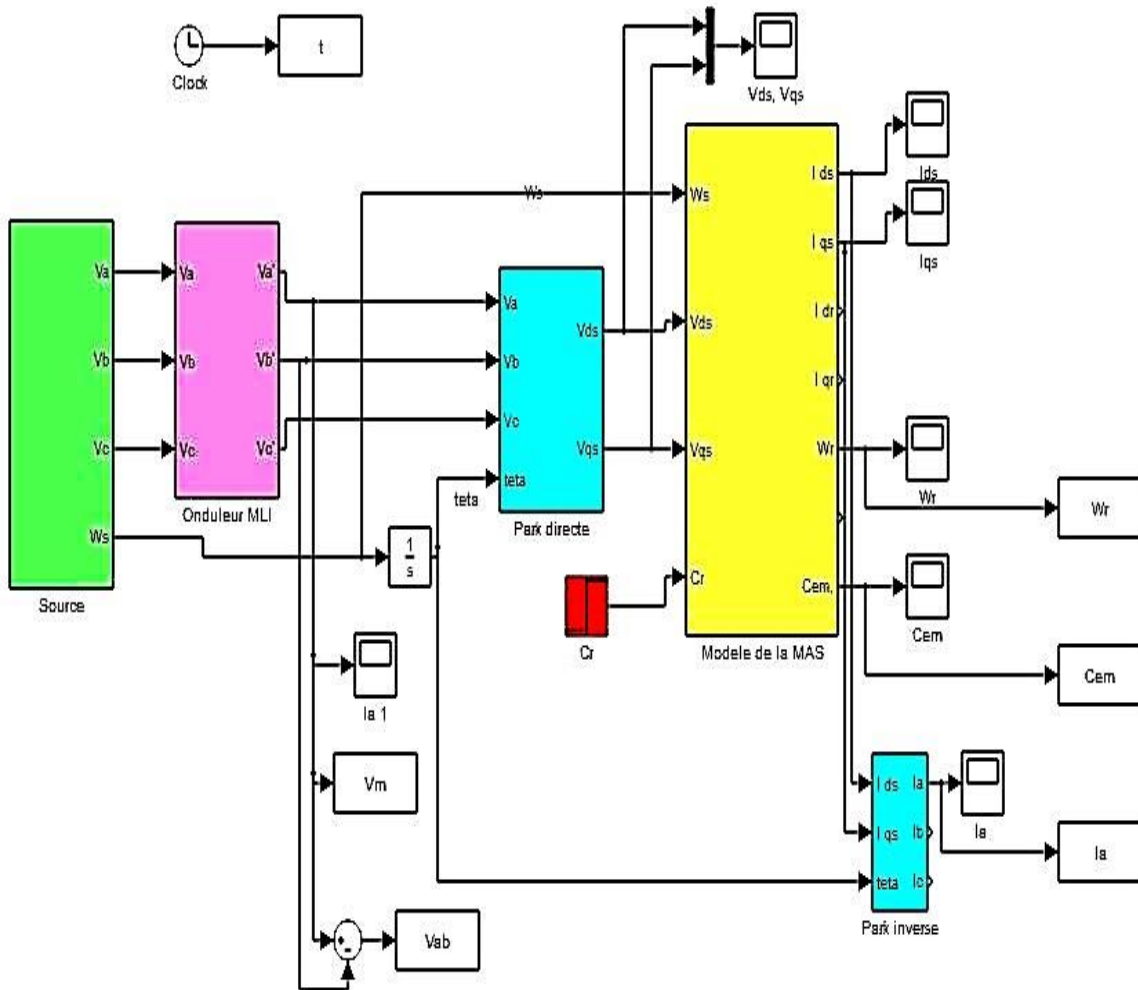


Fig II. 23: Modèle de l'ensemble onduleur MLI-MAS.

### II.3.6. Les avantages de la commande MLI :

Le PWM joue un rôle crucial dans toutes les performances du système : performances du variateur, pertes dans les onduleurs ou les machines, bruit acoustique, bruit électromagnétique [16].

Le principal avantage de ces techniques est qu'une fréquence de découpage bien définie est imposée aux interrupteurs de l'onduleur [17].

Les commandes MLI sont principalement utilisées pour pouvoir :

- ✓ Repousser les harmoniques de la tension de sortie vers les hautes fréquences, ce qui est bénéfique au filtrage (plus facile à mettre en œuvre et moins coûteux) ;
- ✓ Permet de régler l'amplitude de l'onde fondamentale de la tension de sortie ;
- ✓ Fournit un courant quasi-sinusoïdal pour les moteurs à courant alternatif.

## II.4. Conclusion :

La simulation est nécessaire avant de commencer toute implémentation, et dans notre travail nous utilisons le logiciel Matlab-Simulink connu pour sa puissance.

Le but de cette simulation est de valider le modèle MAS adopté et d'analyser le comportement de la machine lorsqu'elle est alimentée directement par un réseau standard.

Les différentes vitesses et caractéristiques présentées permettent de constater une augmentation quasi linéaire de la vitesse au début du départ, et une baisse de la vitesse lors de l'application de la charge, du fait de l'absence de régulation. De plus, on voit bien le courant d'appel à la mise sous tension du moteur (caractéristique des moteurs asynchrones) et le fait que le couple électromagnétique suit la valeur de consigne.

Dans ce chapitre, nous avons établi le modèle mathématique du SMA, en adoptant certaines hypothèses simplificatrices, et en faisant des changements de référence en appliquant la transformée de Park, puis, la recherche sur les caractéristiques du SMA directement remonté au réseau d'une part, et l'Inverseur de tension pour M.L.I.

Il a été constaté que lorsqu'un moteur asynchrone est chargé, la vitesse diminue [Fig. (II.9)]. Nous voulons que ce dernier reste le même, une régulation de vitesse est nécessaire à cet effet, ce qui fera l'objet du prochain chapitre.

## **Chapitre III**

# **Commande vectorielle d'une machine asynchrone**

### **III.1. Introduction :**

De multiples applications industrielles avec lesquels on tente de réaliser un bon contrôle du couple et de la vitesse pour remplacer la commande scalaire aux performances modeste et insuffisante.

La commande de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, et du flux. Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage naturel entre le flux et le couple rend sa commande aisée. La commande vectorielle introduite au début des années 70 est venue répondre à découpler les grandeurs du stator et du rotor comme cela est requis dans le moteur à courant continu. Son application n'était faisable que grâce aux avancées technologiques de l'électronique de puissance et de traitement du signal, où elle nécessite des calculs très important.

Dans ce qui suit on va développer l'étude théorique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté puis faire sa simulation.

### **III.2. Objectif de la commande vectorielle :**

La commande vectorielle de la machine asynchrone a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée.

En effet dans cette dernière le découplage entre le flux et le couple est naturellement réalisé.

Ainsi, pour arriver à des situations de commande similaire à celles de la machine à courant continu, il faut un système de commande extérieur à la MAS, qui réalisera un découplage du flux et du couple, et évitera l'interférence des transitoires du flux avec ceux du couple. Cela est réalisable aujourd'hui grâce à la commande vectorielle à flux orienté (de l'anglais, *Field Oriented Control* ou *FOC*).

### **III.3. Principe de la commande vectorielle :**

#### **III.3.1 Principe du découplage :**

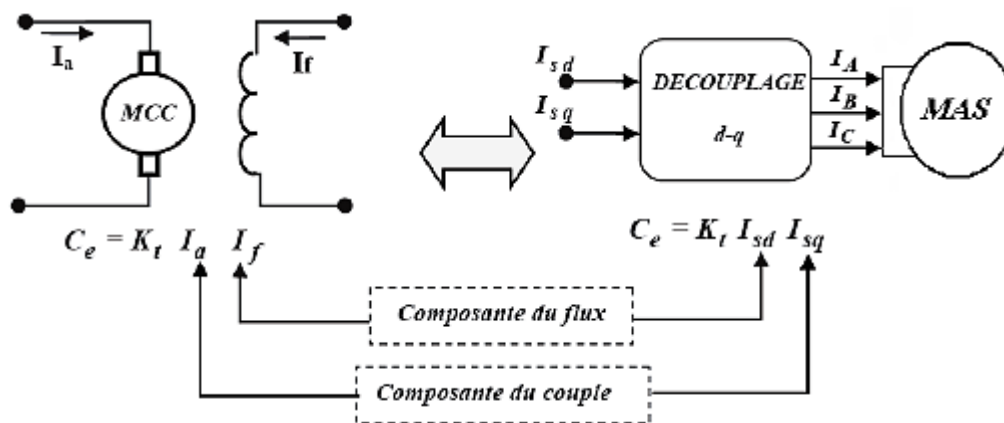
Dans une machine à courant continu, le rotor est bobiné de telle manière, que l'axe de la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de  $90^\circ$  avec l'axe du flux inducteur, et ceci



quelle que soit la vitesse de rotation de la machine. De ce fait, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et de courant d'induit.

Par contre, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec le temps, ce qui donne des interactions complexe.

Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une machine à courant continu, on cherche un repère propre pour que le vecteur courant du stator se décompose en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple [18] comme le montre la figure (III.1).



**Fig III. 1:** Principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu [19]

### III.3.2. Principe de la commande par orientation du flux :

Le principe de cette commande est de réduire l'équation de couple électromagnétique de la machine afin d'être comparable à celle d'une machine à courant continu.

Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon la nature du flux :

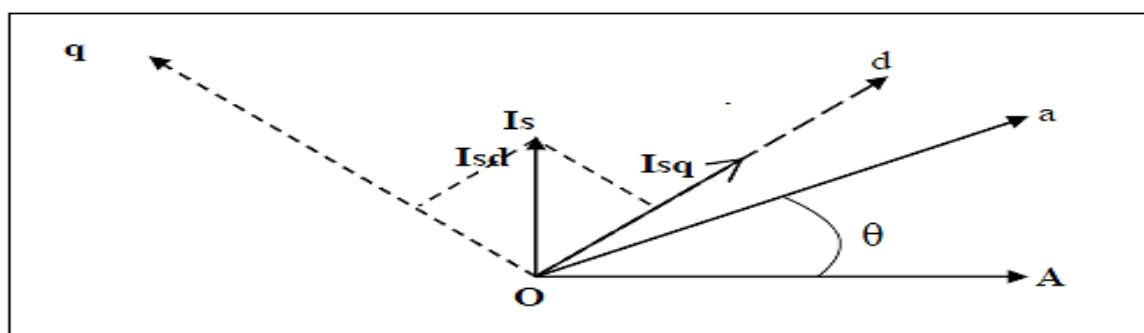
- Commande vectorielle à flux rotorique orienté ;
- Commande vectorielle à flux statorique orienté ;
- Commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.

La plus fréquemment utilisée est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, puisque dans le cas de la MAS non saturée on obtient les équations du rotor complètement découplées [20].

Pour cela, dans le présent travail, c'est ce type de commande qui sera traité. Le choix du type de commande vectorielle à flux orienté dépend du choix de l'équation de couple électromagnétique.

### III.3.3. Orientation du flux rotorique :

Cette commande est réalisée en orientant le flux rotorique suivant l'axe direct "d" du repère tournant, tels que  $\varphi_{rd} = \varphi_r$  (constante) et  $\varphi_{rq} = 0$  figure (III.2).



*Fig III. 2: Orientation du flux rotorique [19]*

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 :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (III. 1)$$

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

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq}) \quad (III. 2)$$

A l'examen de ces dernières relations, on constate que :

- La composante  $i_{sd}$  joue le rôle du courant d'excitation qui génère et contrôle le flux d'excitation  $\varphi_r$ .

- La composante  $i_{sq}$  joue le rôle du courant induit qui, à flux d'excitation donné, contrôle le couple.

On retrouve à partir de (III.2) la configuration des machines à courant continu, constituant la base de la commande à flux rotorique orienté.

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée *méthode directe* qui a été développée par F. Blaschke, la seconde connue par *méthode indirecte* développée par K. Hasse [19].

### III.4. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté :

Ce type de contrôle exige la connaissance du module et de la phase du flux (rotorique dans notre cas) à tout instant. Une première 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 et la phase. Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibrations, etc.) de plus la mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causée par les encoches.

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement [20].

#### III.4.1. Structure de la commande vectorielle directe :

##### III.4.1.1. Description :

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques et la vitesse du champ tournant.

##### III.4.1.2. Système d'équations :

D'après le chapitre (II) en faisant appel au modèle de la machine dans le repère lié au champ tournant comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_s = L_s i_s + M i_r \\ \varphi_r = L_r i_r + M i_s \end{cases} \quad (III.3)$$

D'après l'équation (III.3), on tire  $i_r$  comme suit :

$$i_r = \frac{1}{L_r} (\varphi_r - M i_s) \quad (III.4)$$

D'après l'expression (III.4) de  $i_r$ , on la remplace dans l'équation (III.3) de  $\varphi_s$  :

$$\varphi_s = L_s i_s + \frac{M}{L_r} \varphi_r - \frac{M^2}{L_r} i_s \quad (III.5)$$

D'où, on a :

$$\varphi_s = L_s \sigma i_s + \frac{M}{L_r} \varphi_r \quad (III.6)$$

Où le coefficient  $\sigma$  défini par le coefficient de dispersion de Blondel. Ce dernier donne une estimation globale des inductances de fuites dans la machine.

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \quad (III.8)$$

Sachant que la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique nécessite la condition suivante :

$$\varphi_{rd} = \varphi_r \text{ et } \varphi_{rq} = 0 \quad (III.9)$$

En substituant (III.9) dans l'équation (II.13) du chapitre II, et en tenant compte de (III.6), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + L_s \sigma \frac{di_{sd}}{dt} - w_s L_s \sigma i_{sq} - \frac{R_r M}{L_r^2} \varphi_{rd} \\ V_{sq} = \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sq}}{dt} + w_s L_s \sigma i_{sd} + w \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} \\ 0 = \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rd} - \frac{R_r M}{L_r} i_{sd} \\ 0 = -\frac{R_r M}{L_r} i_{sq} + (w_s - w) \varphi_{rd} \end{array} \right. \quad (III.10)$$

### III.4.1.3. Estimateur du flux rotorique :

L'orientation du flux rotorique est déterminée moyennant une mesure directe par des capteurs dont la réalisation pratique est délicate. Dans la majorité des cas, ces capteurs sont proscrits et on a recours à des techniques d'estimation ou d'observation du flux à partir des grandeurs dites mesurables (tension, courant, vitesse) [19] [21].

Un estimateur du vecteur flux  $\widehat{\varphi}_r$ , établi dans (d, q) à partir de la transformation de Laplace de l'équation (III.5) :

$$\left(s + \frac{R_r}{L_r}\right) \widehat{\varphi}_r = \frac{R_r}{L_r} M i_{sd}, \text{ soit: } \widehat{\varphi}_r = \frac{\frac{R_r M}{L_r}}{s + \frac{R_r}{L_r}} i_{sd}$$

D'où :

$$\widehat{\varphi}_r = \frac{M}{T_r s + 1} i_{sd} \quad (III. 11)$$

Avec :

$T_r = L_r/R_r$  : la constante de temps rotorique ;

$T_s = L_s/R_s$  : la constante de temps statorique.

La pulsation statorique s'écrit, d'après (III.3) :

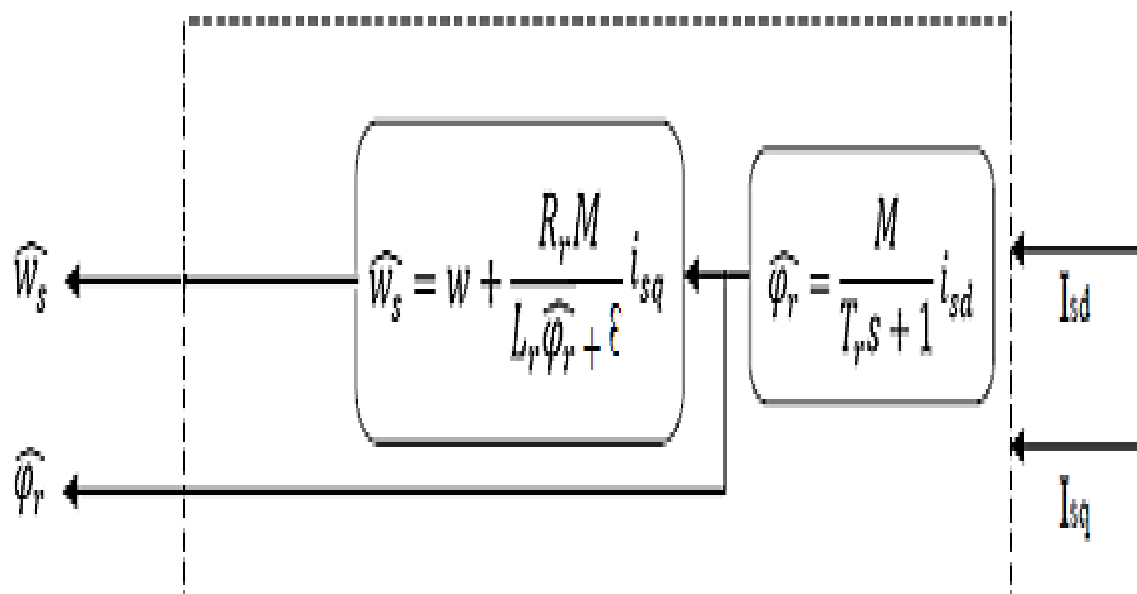
$$\widehat{w}_s = w + \frac{R_r M}{L_r \widehat{\varphi}_r} i_{sq} \quad (III. 12)$$

L'équation (III.12) n'est pas exploitable telle quelle puisque  $\widehat{\varphi}_r$  est nulle au démarrage du moteur. Nous utilisons, pour l'implantation, l'équation suivante :

$$\widehat{w}_s = w + \frac{R_r M}{L_r \widehat{\varphi}_r + \varepsilon} i_{sq} \quad (III. 12)$$

Avec :  $\varepsilon = 0.01$ , nous avons alors :

Le schéma bloc correspondant à l'estimateur est donnée par la figure (III.3).



*Fig III. 3: Représentation de l'estimateur [19]*

#### III.4.1.4. Organisation fonctionnelle de la CVD :

Le schéma de la commande en vitesse par la méthode vectorielle directe est représenté par la figure (III.4). Nous utilisons les estimateurs de flux et de pulsation statorique qui sont présentés ci-dessous. Comme l'indique la figure (III.4), le système comprend essentiellement une machine asynchrone alimentée par un onduleur, un redresseur en pont à diodes et un filtre LC, l'onduleur est commandé par la technique MLI cités précédemment.

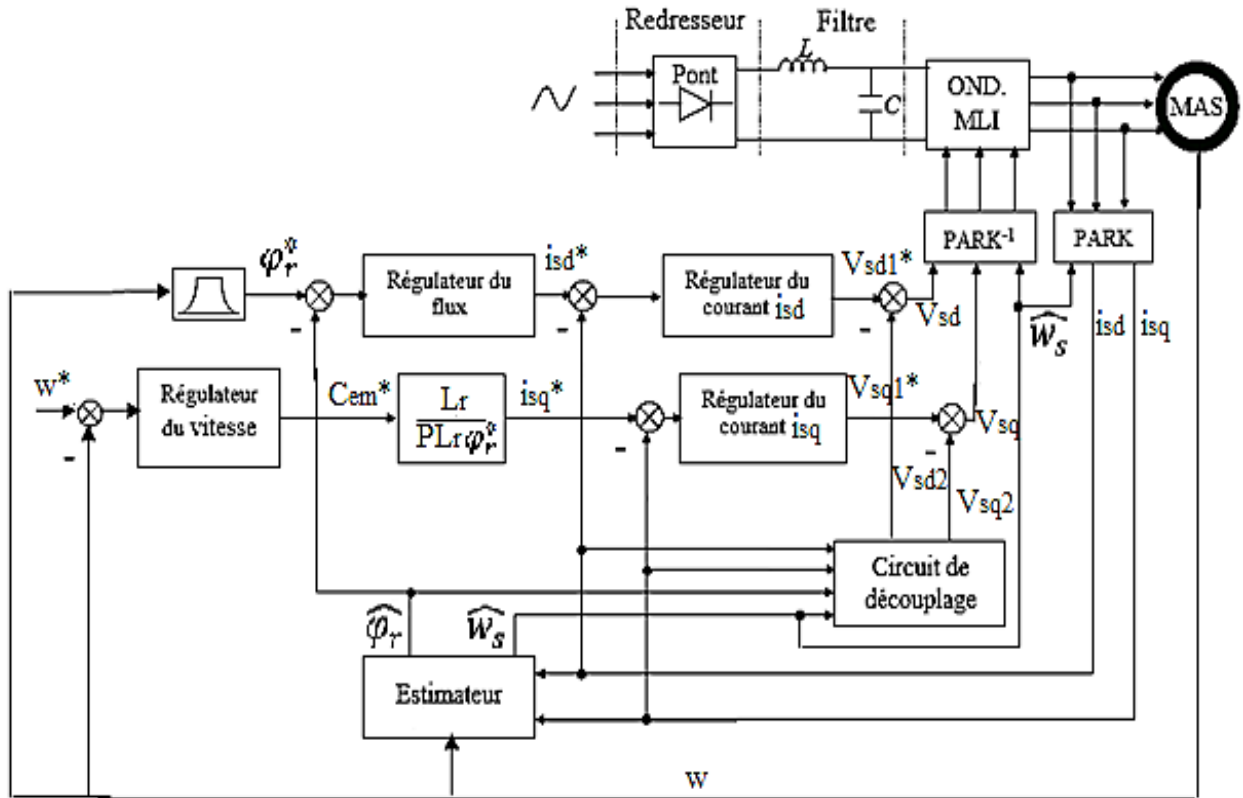


Fig III. 4: Commande vectorielle directe de flux d'une machine alimentée en tension

Les expressions du système (III.10) peuvent être exploitées telles quels pour réaliser la commande vectorielle mais elles ont un grand inconvénient :  $V_{sd}$  influe à la fois sur  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  donc sur le flux et le couple. Il en est de même pour  $V_{sq}$ . On est alors amené à réaliser un découplage [21].

Nous utilisons dans notre travail le découplage par compensation.

### III.4.1.5. Découplage par compensation :

La compensation a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine, et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [19] [21].

A partir des équations (III.10) nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \sigma \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s L_s \sigma i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r \end{cases} \quad (III. 13)$$

Soit encore sous la forme de Laplace :

$$\begin{cases} V_{sd} = (R_s + L_s \sigma S) I_{sd} - w_s L_s \sigma I_{sq} \\ V_{sq} = (R_s + L_s \sigma S) I_{sq} + w_s L_s \sigma I_{sd} + w_s \frac{M}{L_r} \varphi_r \end{cases} \quad (III.14)$$

Définissons deux nouvelles variables de commande ( $V_{sd1}$  ;  $V_{sq1}$ ) et ( $V_{sd2}$  ;  $V_{sq2}$ ) telles que :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} + V_{sd2} \\ V_{sq} = V_{sq1} + V_{sq2} \end{cases} \quad (III.15)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{sd1}^* = (R_s + L_s \sigma S) I_{sd} \\ V_{sq1}^* = (R_s + L_s \sigma S) I_{sq} \\ V_{sd2} = -w_s L_s \sigma I_{sq} \\ V_{sq2} = w_s L_s \sigma I_{sd} + w_s \frac{M}{L_r} \varphi_r \end{cases} \quad (III.16)$$

Avec : \* désignant la variable de commande ou de référence.

Les tensions de commande  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{sd1}^*$  et  $V_{sq1}^*$  comme le montre la Figure (III.5) :

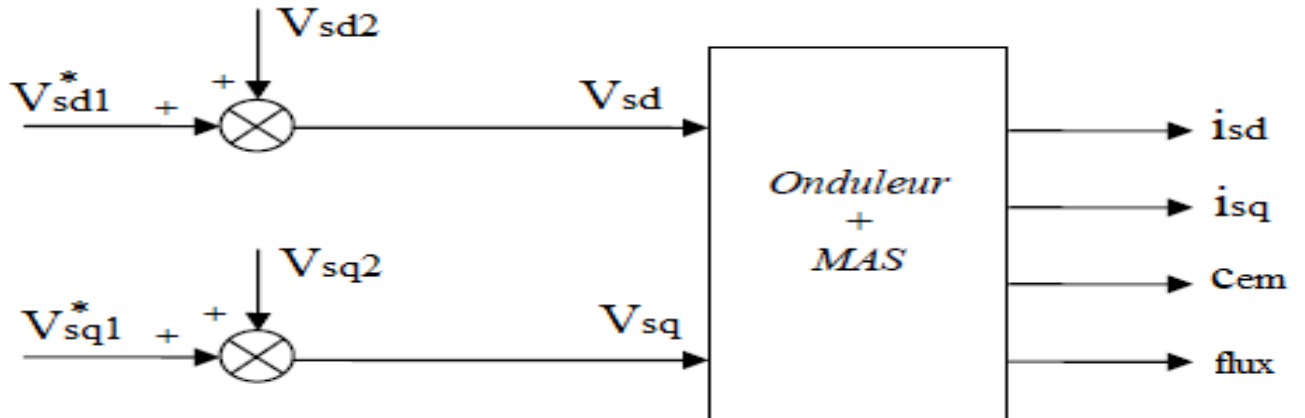


Fig III. 5: Commande découplée



### III.4.1.6. Calcul des régulateurs :

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle P assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent [21].

Dans notre commande il y a quatre régulateurs PI, un pour la régulation de la vitesse, un pour la régulation de flux et deux pour les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ .

#### A) Le régulateur de courant $i_{sd}$ et $i_{sq}$ :

En utilisant la méthode de placement de pôles, le découplage proposé permet d'écrire :

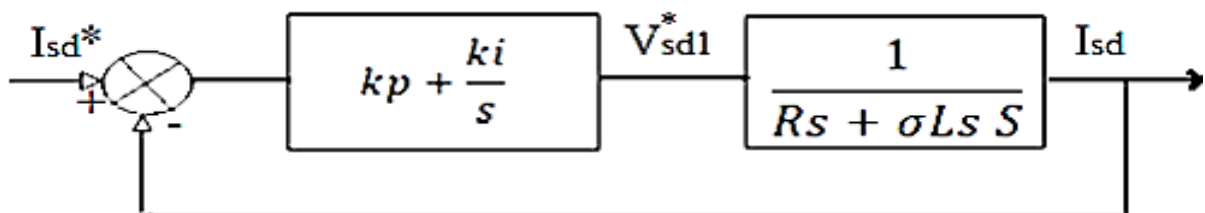
$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{1}{R_s + L_s \sigma S} V_{sd1}^* \\ I_{sq} = \frac{1}{R_s + L_s \sigma S} V_{sq1}^* \end{cases} \quad (III. 17)$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 2<sup>ème</sup> ordre.

Soit un régulateur proportionnel-intégral classique de type :

$$PI(S) = K_p + \frac{K_i}{S} \quad (III. 18)$$

Le système en boucle fermée peut être représenté par la figure :



*Fig III. 6: Boucle de régulation des courants*

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

$$FTBF_I = \frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{\frac{K_p s + K_i}{L_s \sigma}}{s^2 + \frac{K_p + R_s}{L_s \sigma} s + \frac{K_i}{L_s \sigma}} \quad (III.19)$$

Pour que la réponse du système soit optimale, les deux pôles de la fonction de transfert en boucle fermée s'expriment par :

$$s_{1,2} = -\rho \pm j\rho \quad (III.20)$$

Le polynôme de second ordre est :

$$s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (III.21)$$

En comparant le dénominateur de (III.19) avec (III.21), nous aurons :

$$\begin{cases} K_p = 2\rho L_s \sigma - R_s \\ K_i = 2\rho^2 L_s \sigma \end{cases} \quad (III.22)$$

Remarque : Les deux régulateurs de courant sont identiques.

### B) Le régulateur de vitesse :

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :

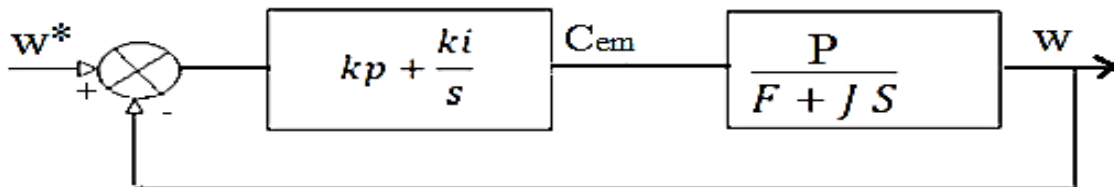


Fig III. 7: Boucle de régulation de la vitesse

En utilisant la méthode de placement de pôles toujours, la fonction de transfert de système en boucle ouverte :

$$FTBO_w = \frac{w}{w^*} = \frac{K_p s + K_i}{s} \frac{P}{F + Js} \quad (III.23)$$

Donc en boucle fermée, la fonction de transfert sera :

$$FTBF_w = \frac{w}{w^*} = \frac{\frac{K_p s + K_i}{Js}}{s^2 + \frac{K_p P + F}{J} s + \frac{K_i P}{J}} \quad (III.24)$$

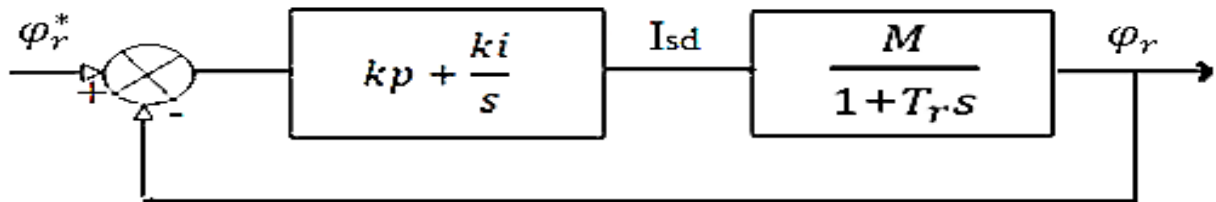
Les paramètres du régulateur de la vitesse seront calculés par :

$$\begin{cases} K_p = \frac{2\rho J - F}{P} \\ K_i = \frac{2\rho^2 J}{P} \end{cases} \quad (III.25)$$

### C) Régulateur de flux :

Pour assurer un bon fonctionnement de la machine le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale lors des changements de vitesse ou application des charges additifs [22].

Le schéma bloc de la régulation sera donc :



*Fig III. 8: schéma bloc de régulation du flux*

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_\phi = \frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{\frac{MK_p s + K_i}{T_r}}{s^2 + \frac{MK_p + 1}{T_r} s + \frac{MK_i}{T_r}} \quad (III.26)$$

En identifiant cette dernière avec le polynôme caractéristique (III.21). Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants :

$$\begin{cases} K_p = \frac{1}{M} \left( \frac{2L_r \rho}{R_r} - 1 \right) \\ K_i = \frac{2L_r \rho^2}{R_r M} \end{cases} \quad (III.27)$$

➤ **Remarque :**

Le flux est maintenu constant à sa valeur nominale ( $\phi_{rn}$ ) pour un fonctionnement à une vitesse inférieure ou égale à la vitesse de base correspond généralement au point de fonctionnement nominal [22]. Pour des vitesses supérieures à la valeur nominale, le flux ne

peut plus maintenir constant, il doit être diminué afin de limiter la tension aux bornes de la machine. Pour cela nous définissons le flux de référence par :

$$\varphi_r^* = \begin{cases} \varphi_{rn} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \frac{\varphi_{rn}}{|\Omega|} \Omega_n & \text{si } |\Omega| \geq \Omega_n \end{cases} \quad (III.28)$$

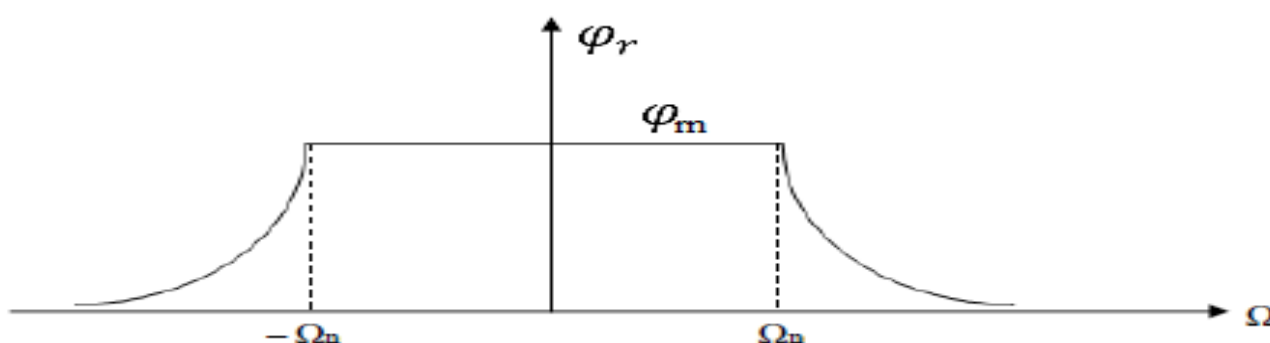


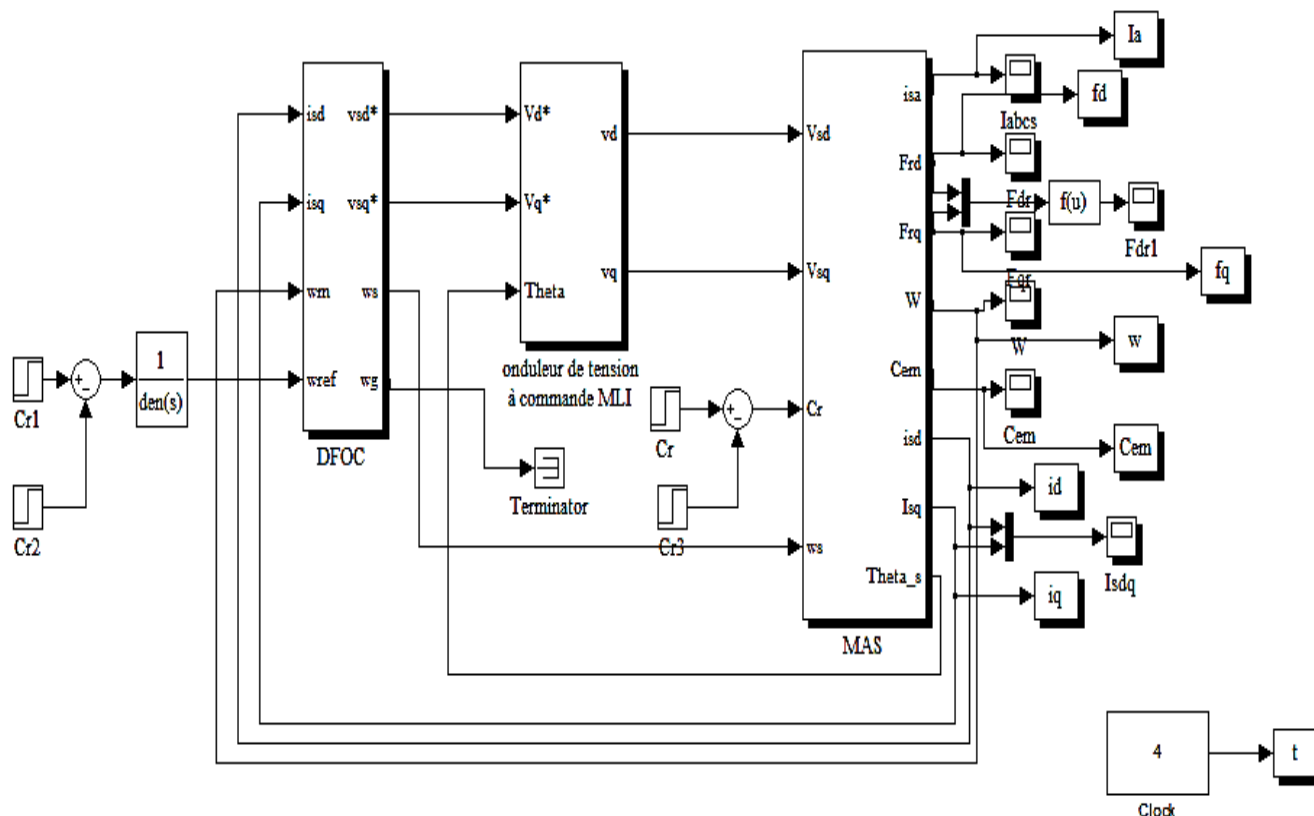
Fig III. 9:  $\varphi_r$  en fonction de  $\Omega$

### III.4.2. Simulation de la commande vectorielle directe :

La figure (III.10) illustre le schéma de simulation sous Simulink MATLAB représente la structure de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.

Pour illustrer les performances et la robustesse de la machine asynchrone en notre commande on a simulé des modes de fonctionnement suivants :

- Démarrage à vide puis introduction du couple de charge.
- Inversion du sens de rotation.

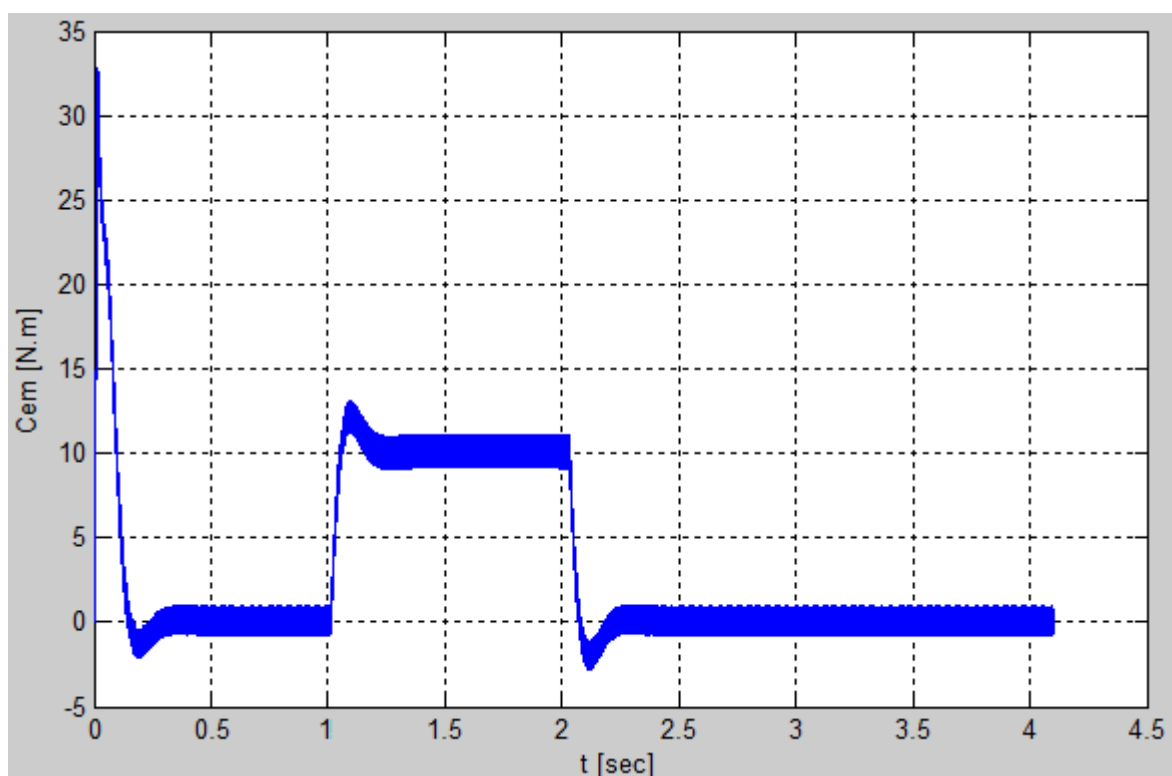
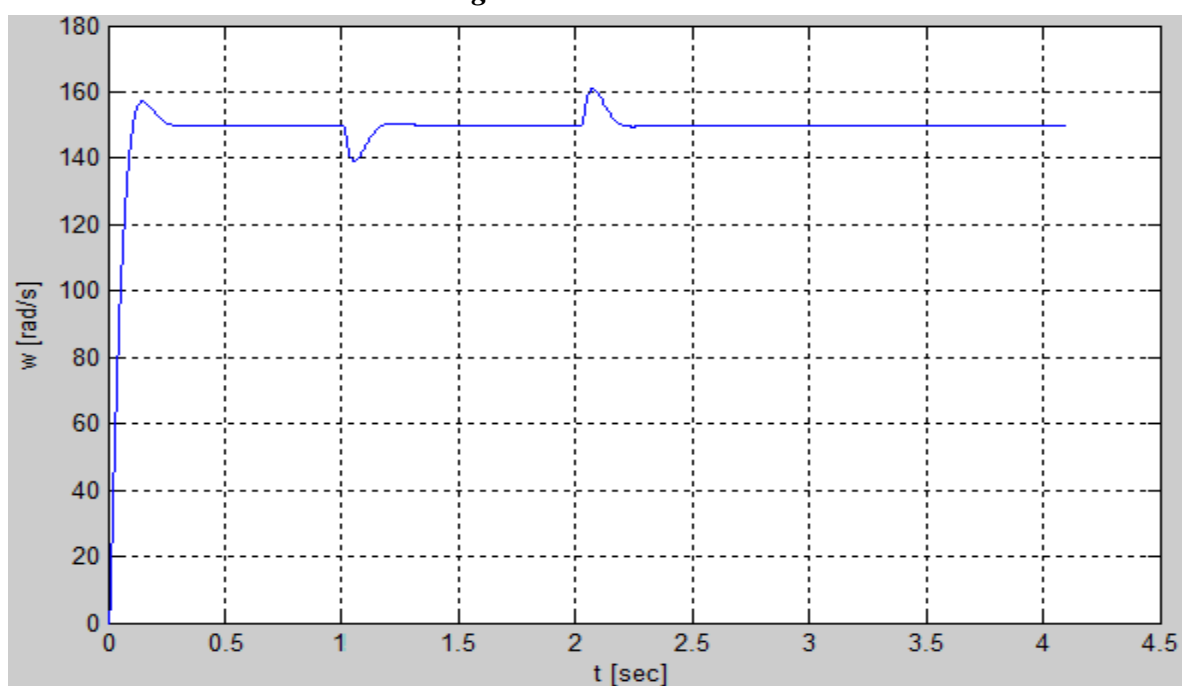


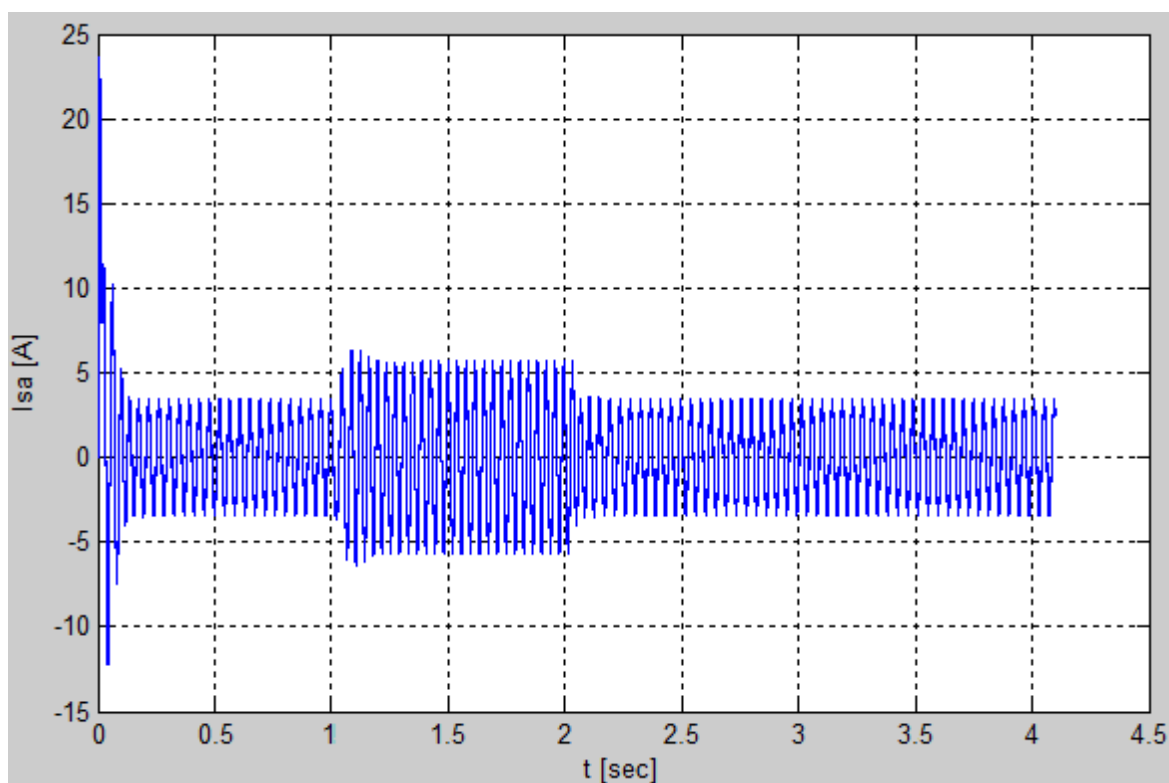
*Fig III. 10: Schéma de simulation de CVD*

### III.4.2.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge :

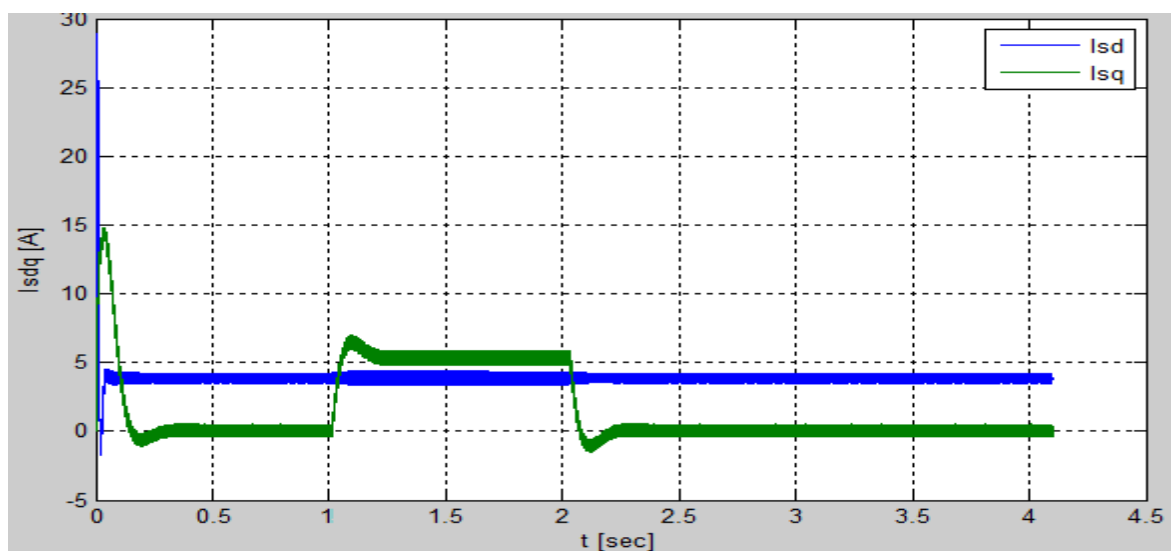
- Démarrage à vide avec application d'un échelon de vitesse de 150 rad/s.
- Le flux de référence est de 1 wb.
- Application d'un couple de charge nominal de 10 N.m à l'instant  $t=1$  s.
- Elimination de la charge à l'instant  $t = 2$  s.

Les résultats de simulation sont représentés par les figures (III.11.12.13.14.15.16) :

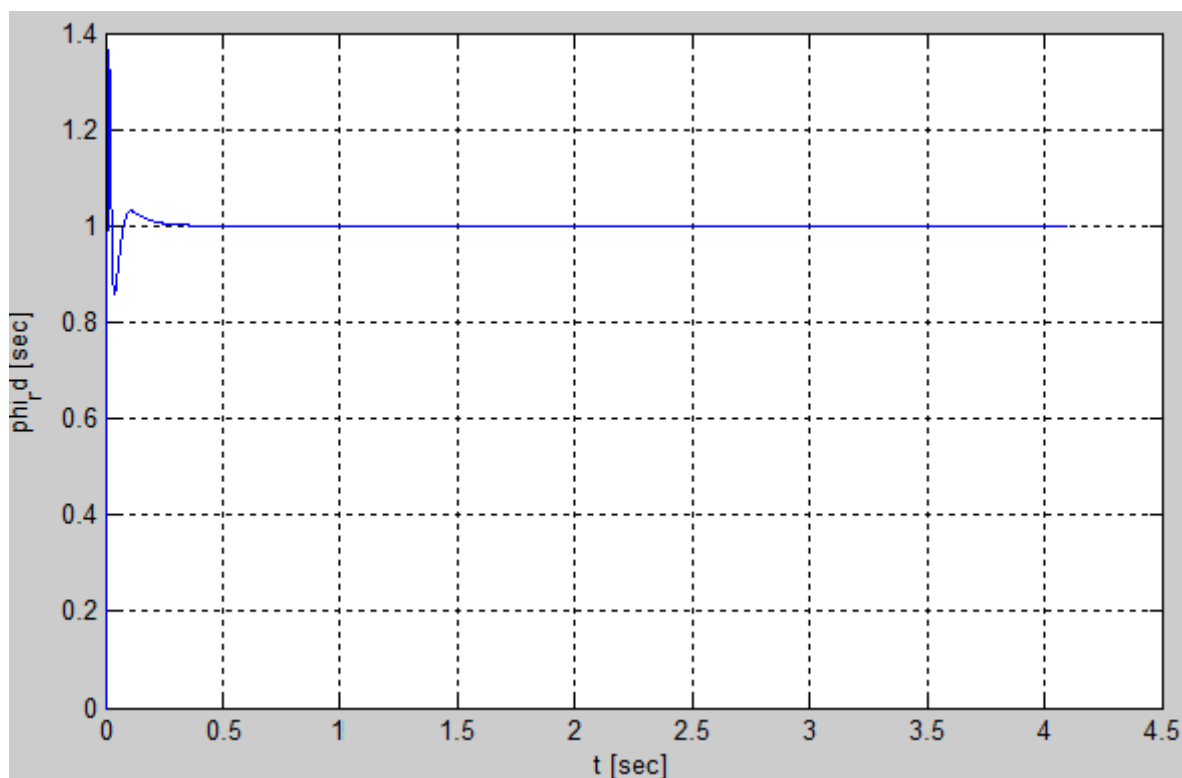
*Fig III. 11: La vitesse**Fig III. 12: Le couple électromagnétique*



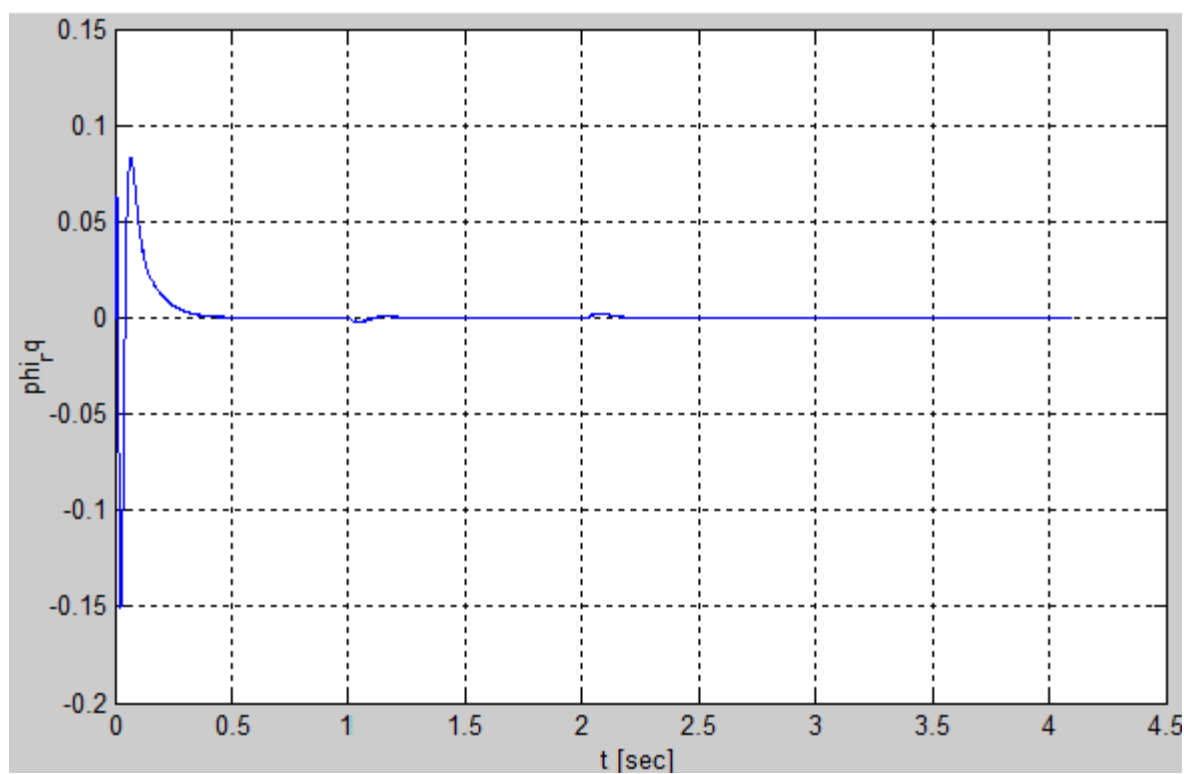
*Fig III. 13: Le couple électromagnétique*



*Fig III. 14: Le courant direct et en quadrature*



*Fig III. 15: Flux rotorique direct*



*Fig III. 16: Flux rotorique quadrature*



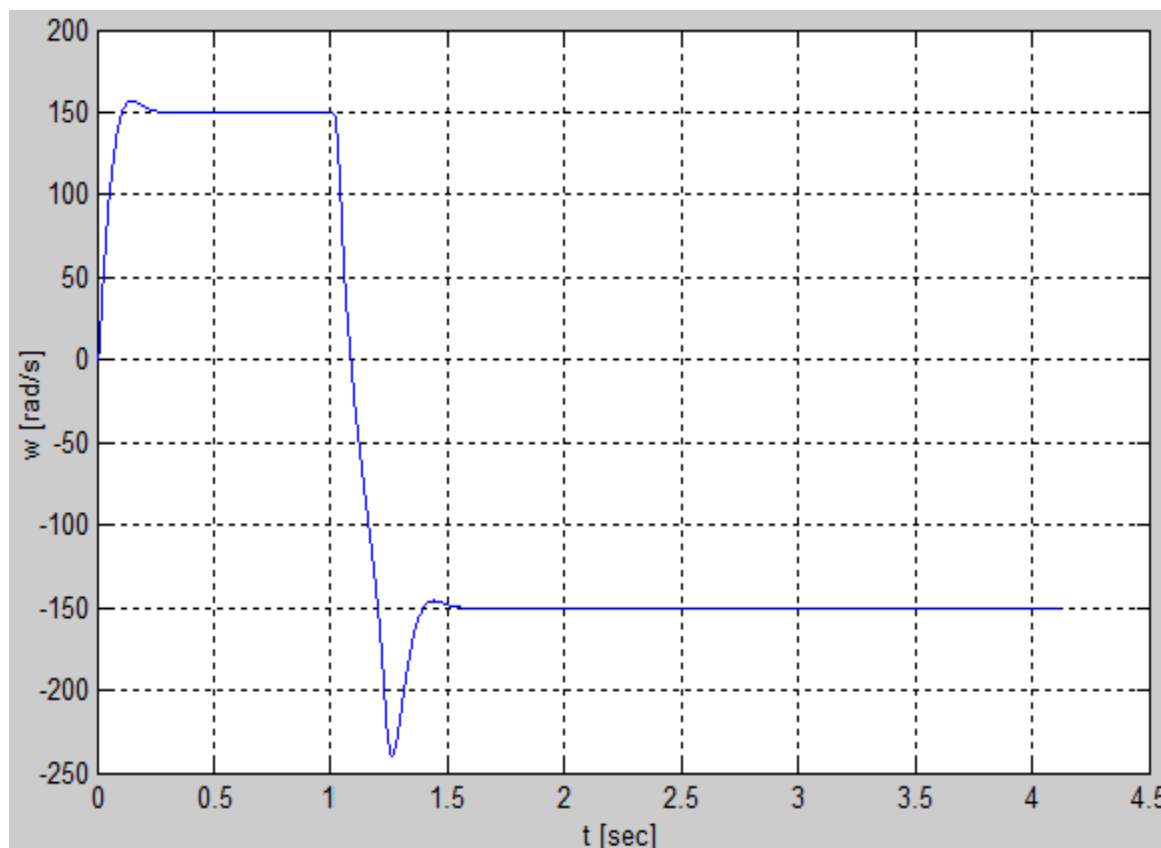
Ces résultats permettent de constater l'efficacité de la commande vectorielle dans les changements brusques de couple électromagnétique.

Les flux rotoriques des axes d et q tout au long du même essai, nous voyons que le flux d'axe q est nul comme souhaité et le flux d'axe d correspond à la consigne, ceci est la preuve du découplage entre le flux et le couple.

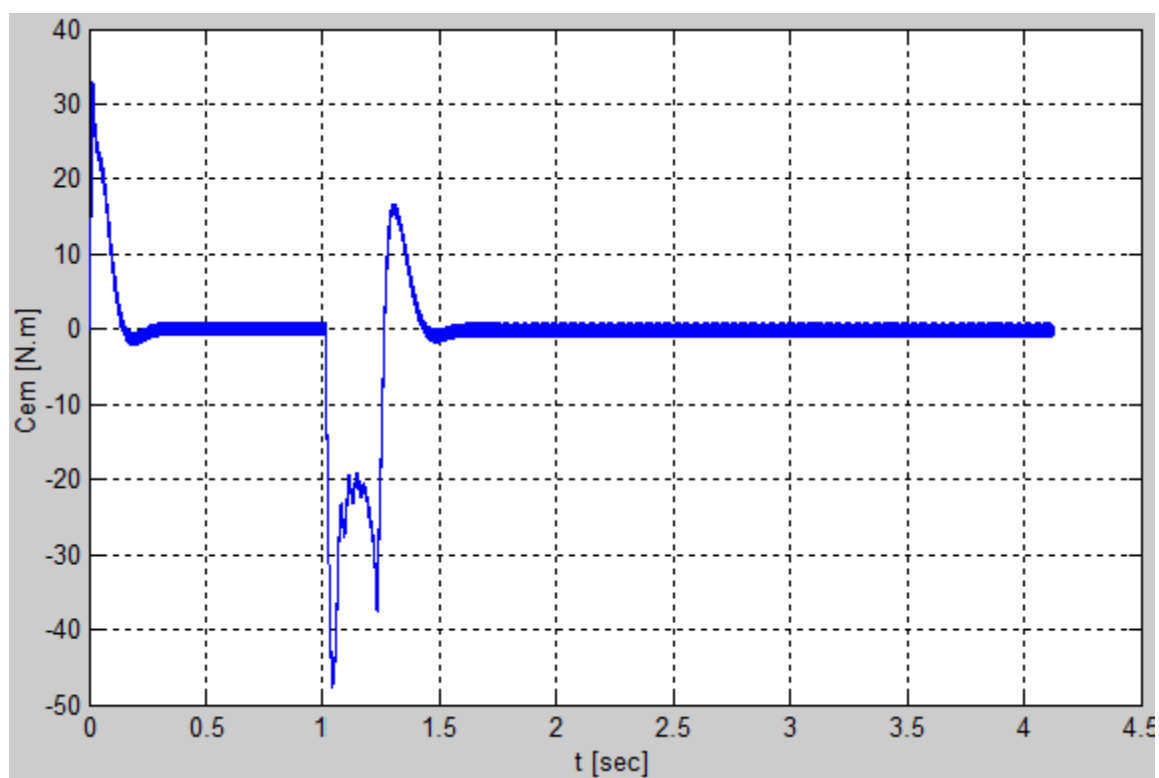
### III.4.2.2. Réponse à une inversion de vitesse :

- Démarrage à vide avec application d'un échelon de vitesse de 150 rad/s.
- Inversion de sens de rotation à l'instant  $t = 1$  s à  $-150$  rad/s.

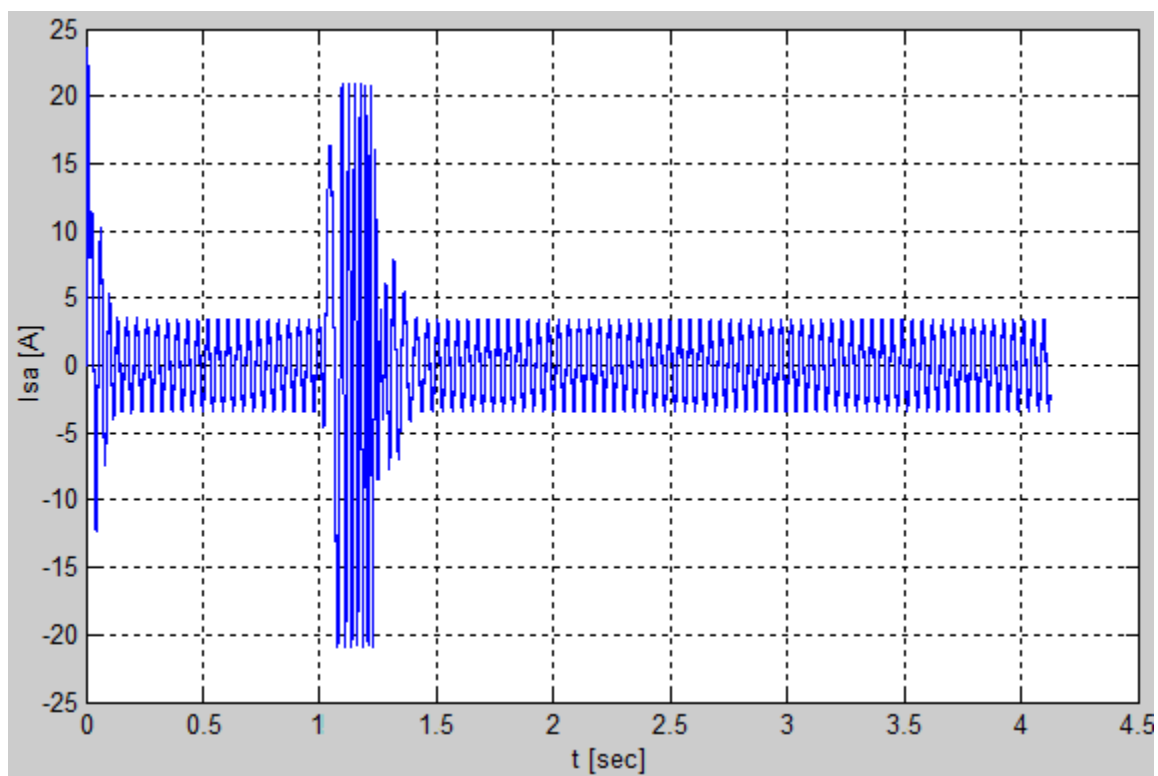
Les résultats de simulation sont représentés par les figures (III.17.18.19.20.21.22) :



*Fig III. 17: La vitesse*



*Fig III. 18: Le couple électromagnétique*



*Fig III. 19: Le courant statorique  $I_{sa}$*

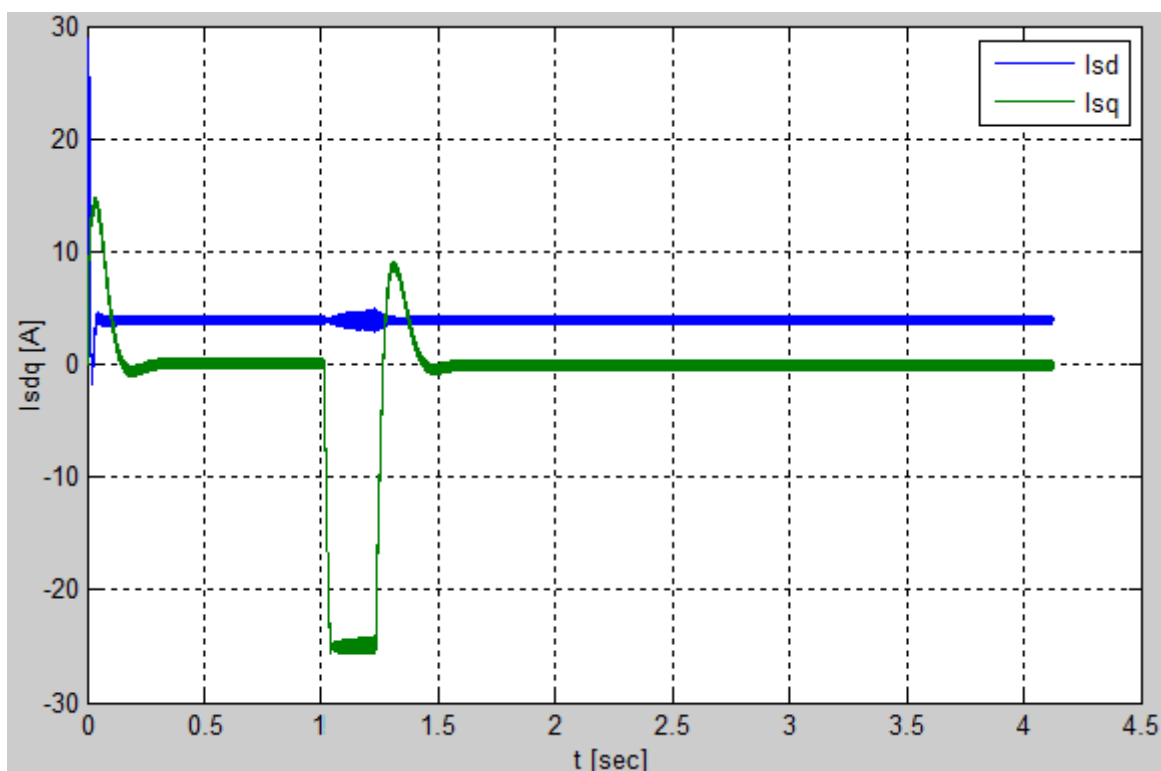


Fig III. 20: Le courant direct et en quadrature

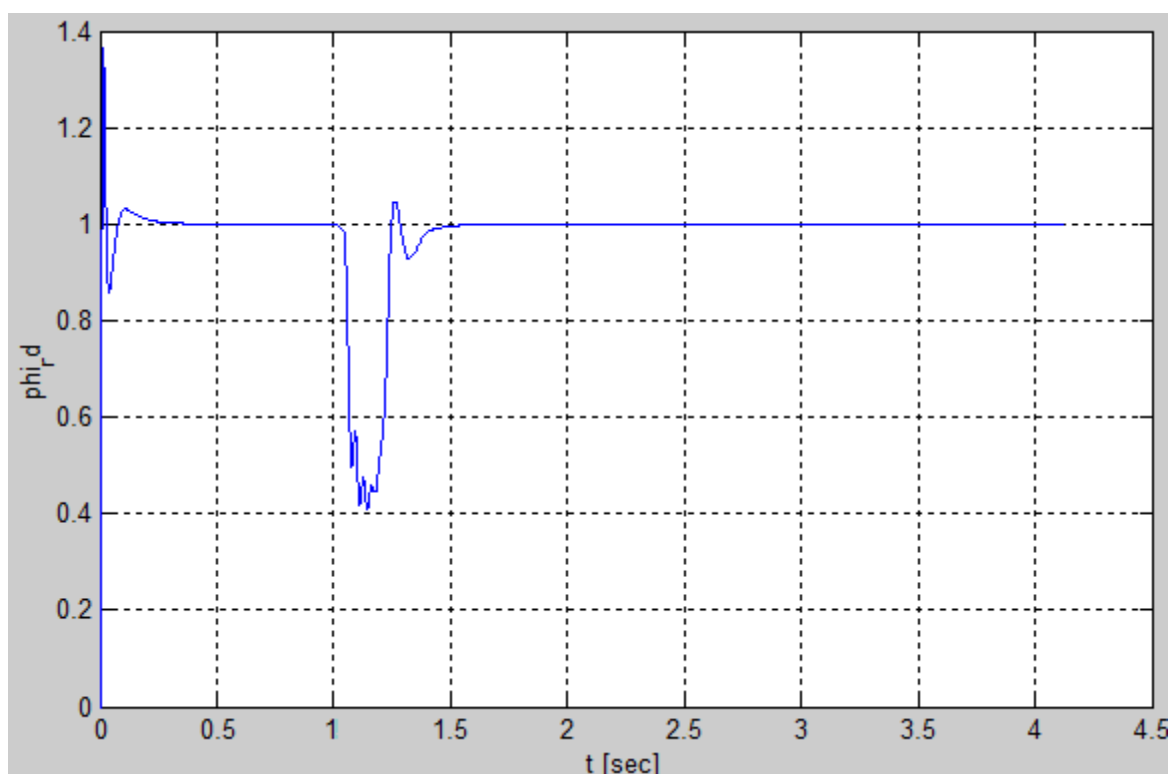
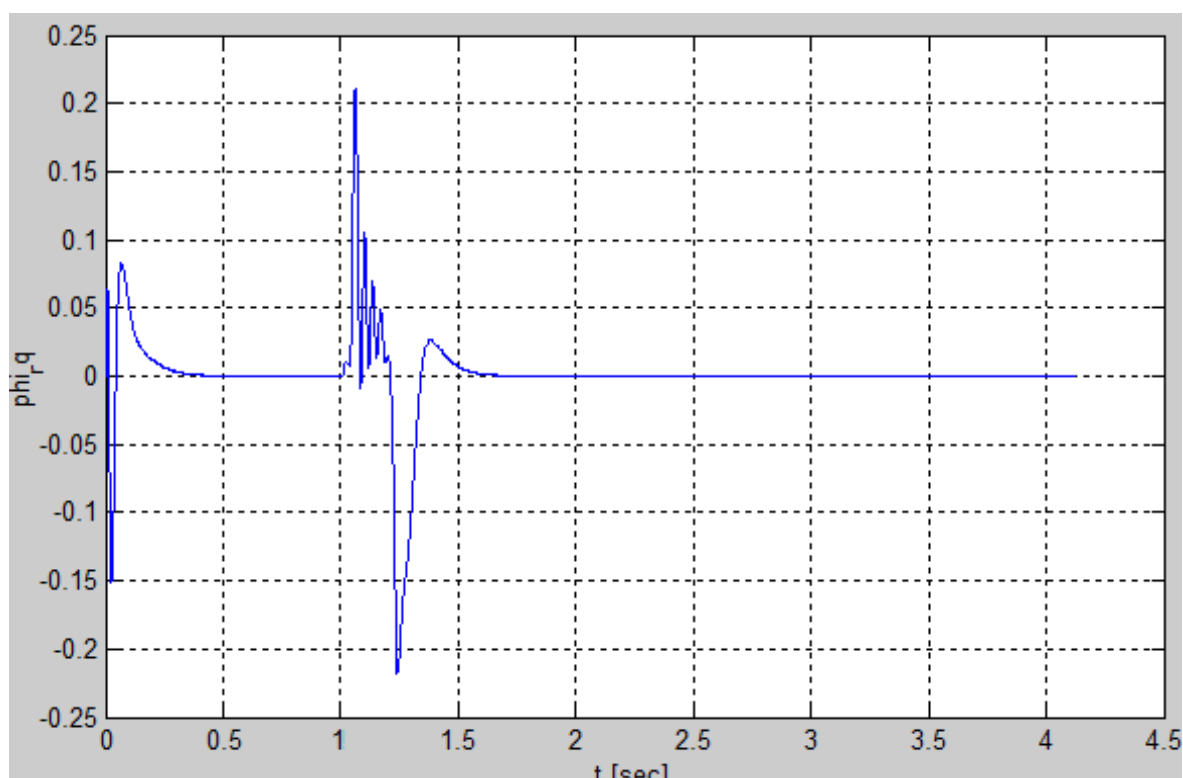


Fig III. 21: Flux rotorique direct



**Fig III. 22:** Flux rotorique quadrature

On constate que le couple électromagnétique et les composantes du flux rotorique marquent des impulsions lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent, et le découplage persiste toujours ce qui montre la robustesse de ce réglage face à des variations larges de vitesse.

### III.5. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté :

Contrairement à la commande vectorielle directe. La méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence  $\varphi_{rd}^*$ .

L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence et du flux rotorique de référence les courants de références  $i_{sd}^*$  et  $i_{sq}^*$  se déduisent par : [19]

$$\begin{aligned}
 i_{sd}^* &= \frac{1}{M} (T_r \cdot \varphi_{rd}^* + \varphi_{rd}) \\
 i_{sd}^* &= \frac{L_r \cdot C_{em}}{P.M. \varphi_{rd}}
 \end{aligned}
 \tag{III.29}$$

On peut obtenir la position du repère par intégration de l'équation (III.12) sachant d'une part que la mesure de la position mécanique  $\theta$  est nécessaire et d'autre part que la composante  $\varphi_{rd}$  correspond à la référence, c'est-à-dire :

$$\varphi_{rd} = \varphi_{rd}^* \cdot \varphi_{rd} = \varphi_{rd}^*$$

$$\dot{\theta}_s = P \cdot \dot{\theta} + \int_0^1 \frac{M \cdot i_{sq}^*}{T_r \cdot \varphi_{rd}} \quad (III.30)$$

flux n'est nécessaire. Le contrôle vectoriel est alors simplifié. La méthode repose en fait en grande partie sur la capacité de l'onduleur et de sa commande à imposer les courants désirés dans la machine. En effet, à partir de l'instant où le système n'impose pas les courants désirés, cette commande perd sa principale propriété de découplage entre flux et couple. Cette méthode consiste à générer à l'aide d'un bloc IFOC (Indirect Field Oriented Control). Les tensions d'alimentation afin d'obtenir un flux et un couple désirés.

Le schéma de principe de la loi de commande vectorielle indirecte est présenté dans la figure (III.23) :

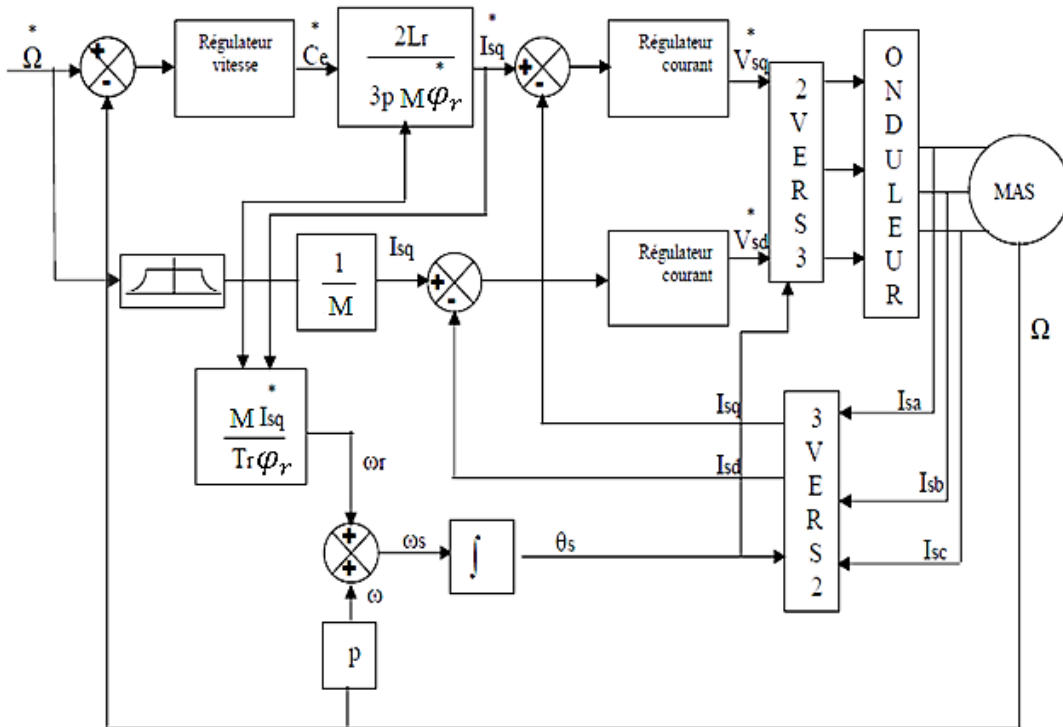


Fig III. 23: Commande vectorielle indirecte d’une machine alimentée en tension

Le bloc de contrôle IFOC (génère les trois grandeurs de commande  $(V_{sd}^*, V_{sq}^* \text{ et } W_s)$  En fonction des deux entrées de référence  $(i_{sq}^*, \varphi_{ra}^*)$  qui assurent le découplage.

$$V_{sd}^* = R_s \cdot i_{sd}^* - W_s^* \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} \quad (\text{III.31})$$

$$V_{sq}^* = R_s \cdot i_{sq}^* + W_s^* \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd}$$

$$i_{sq}^* = \frac{\varphi_{rd}}{M} \quad (\text{III.32})$$

Ces grandeurs de commande générées par le IFOC; sont utilisées pour contrôler les composants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ , du courant stator de façon à obtenir des courants identiques aux courants de référence, et par conséquent, le flux et le couple maintenus à leurs valeurs de référence.

Le régulateur de vitesse est calculé de la même façon que dans le cas de la commande vectorielle directe.

### III.5.1. Simulation de la commande vectorielle indirecte :

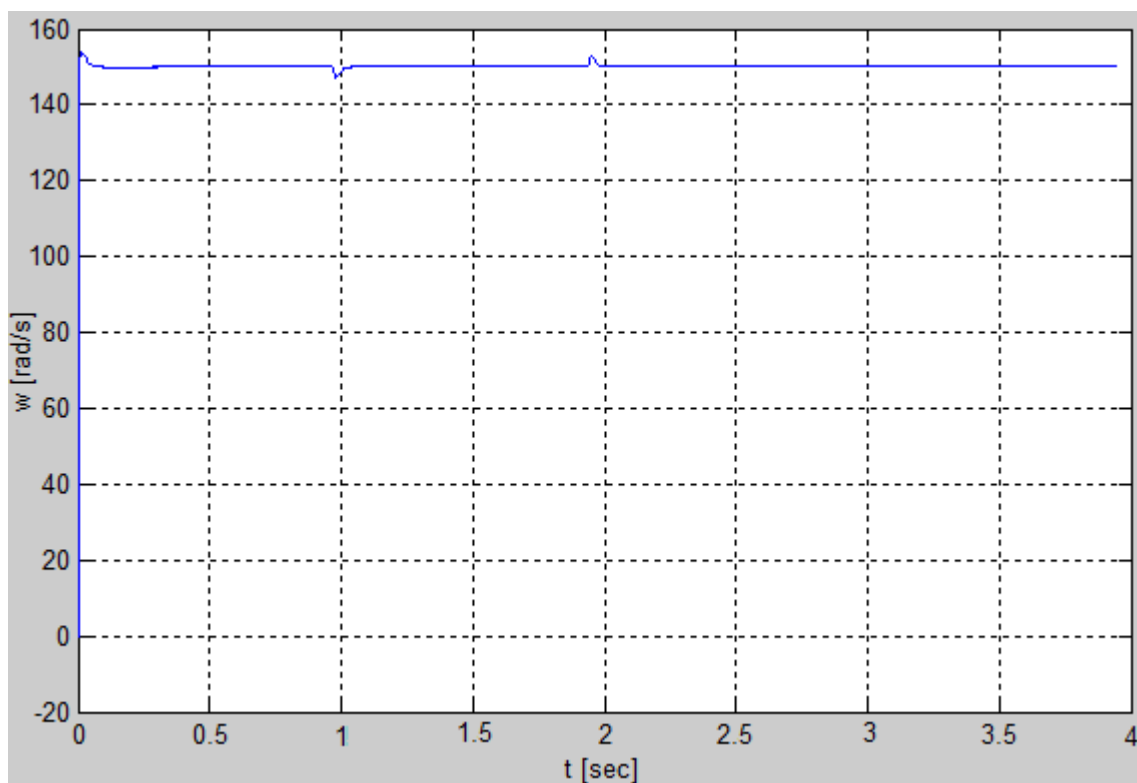
Dans cette partie on va illustrer les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté pour deux modes de fonctionnement suivants :

- Démarrage à vide puis introduction du couple de charge.
- Inversion du sens de rotation.

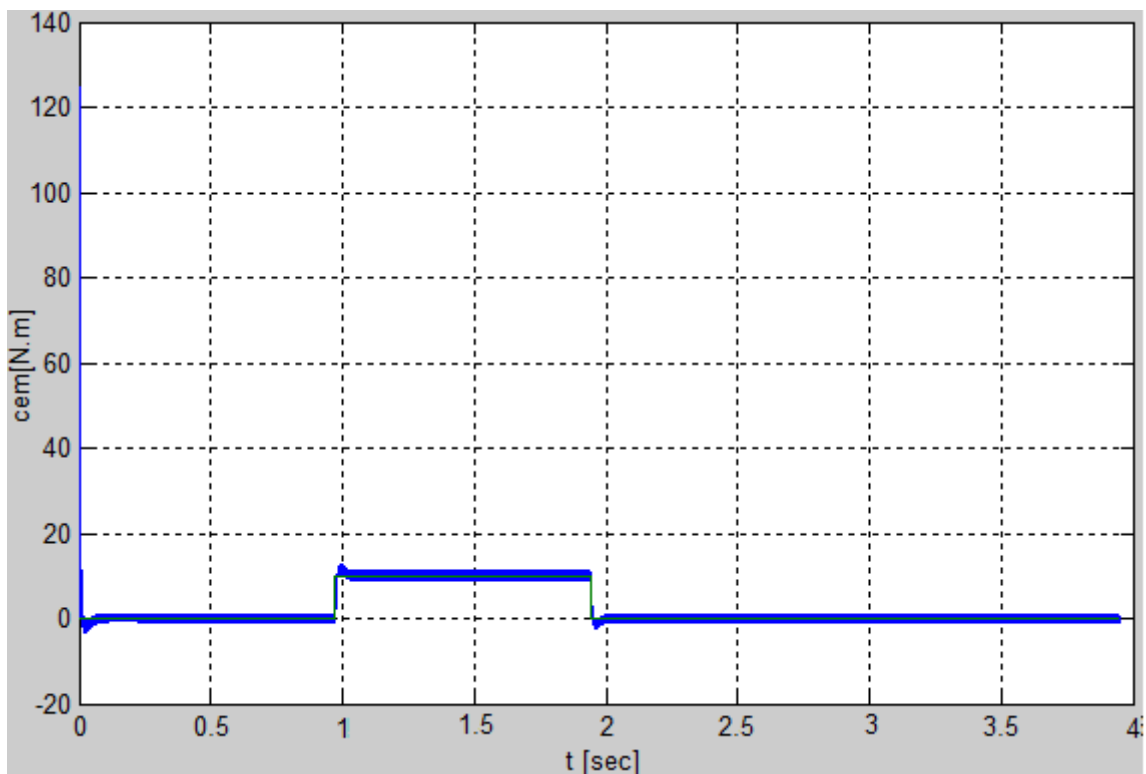
#### III.5.1.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge :

- Démarrage à vide avec application d'un échelon de vitesse de 150 rad/s.
- Le flux de référence est de 1 wb.
- Application d'un couple de charge nominal de 10 N.m à l'instant  $t=1s$ .
- Elimination de la charge à l'instant  $t = 2s$ .

Ces résultats montrent que la commande vectorielle indirecte est robuste vis-à-vis de la variation de la charge.



*Fig III. 24: La vitesse.*



*Fig III. 25: Le couple électromagnétique.*

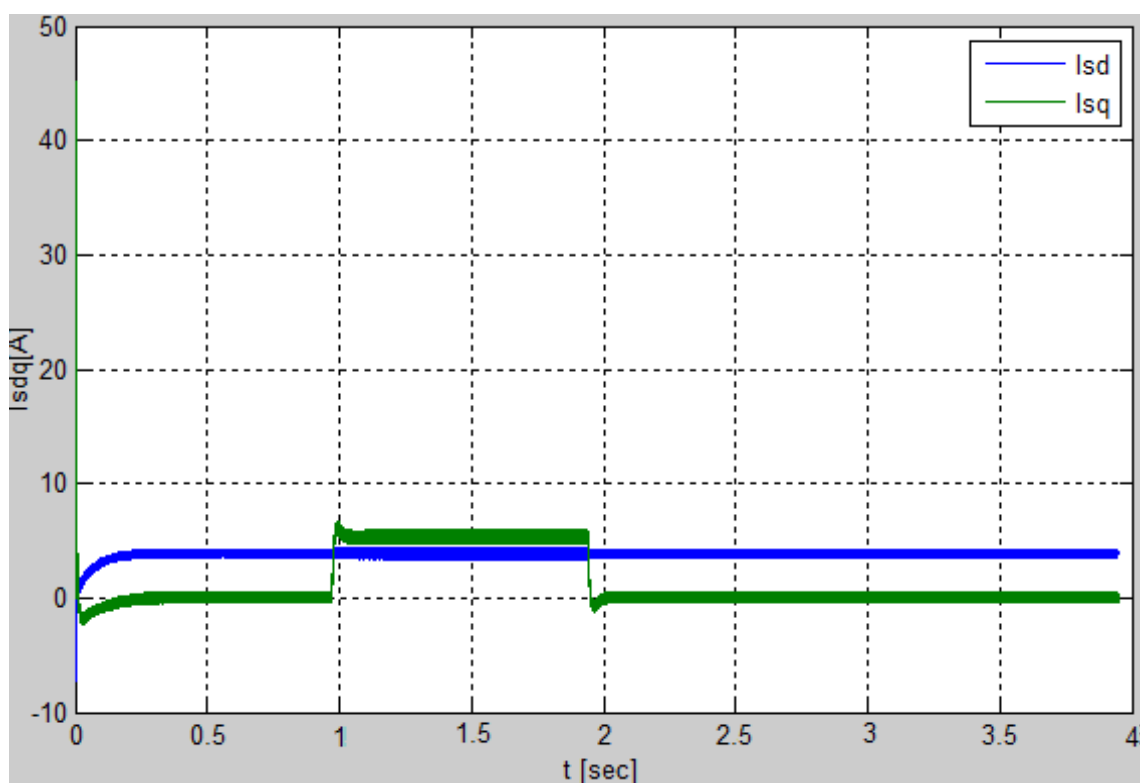


Fig III. 26: Le courant direct et en quadrature.

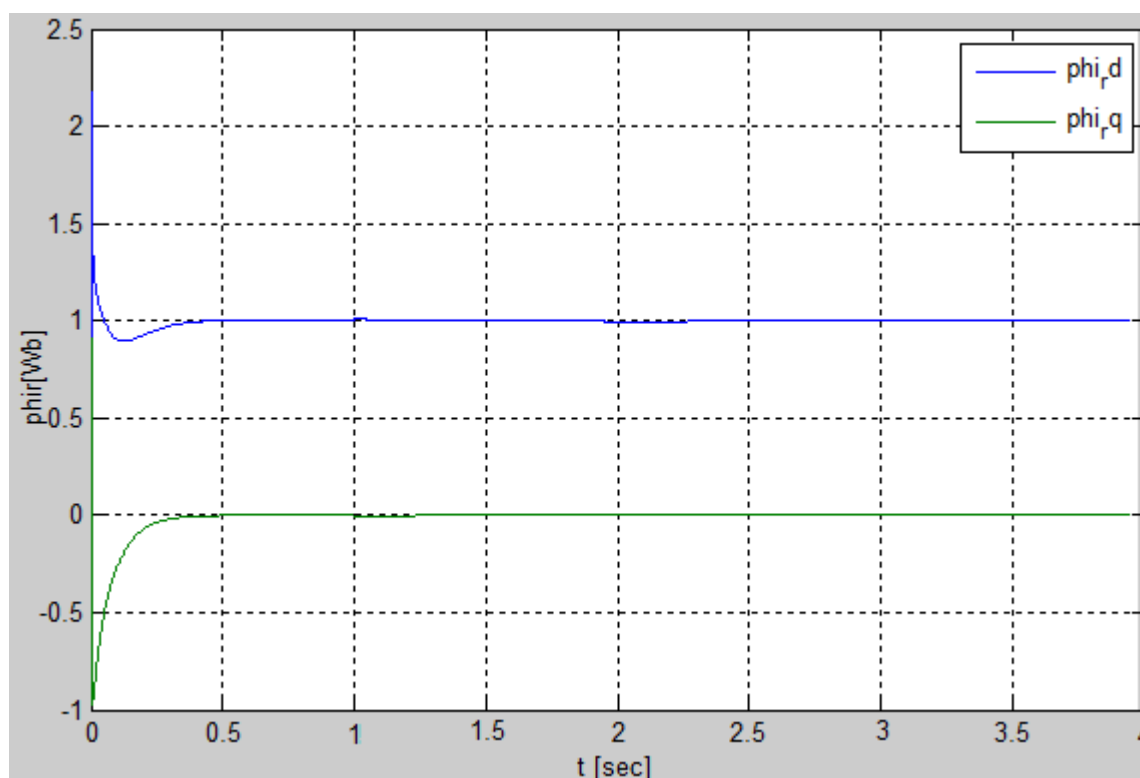
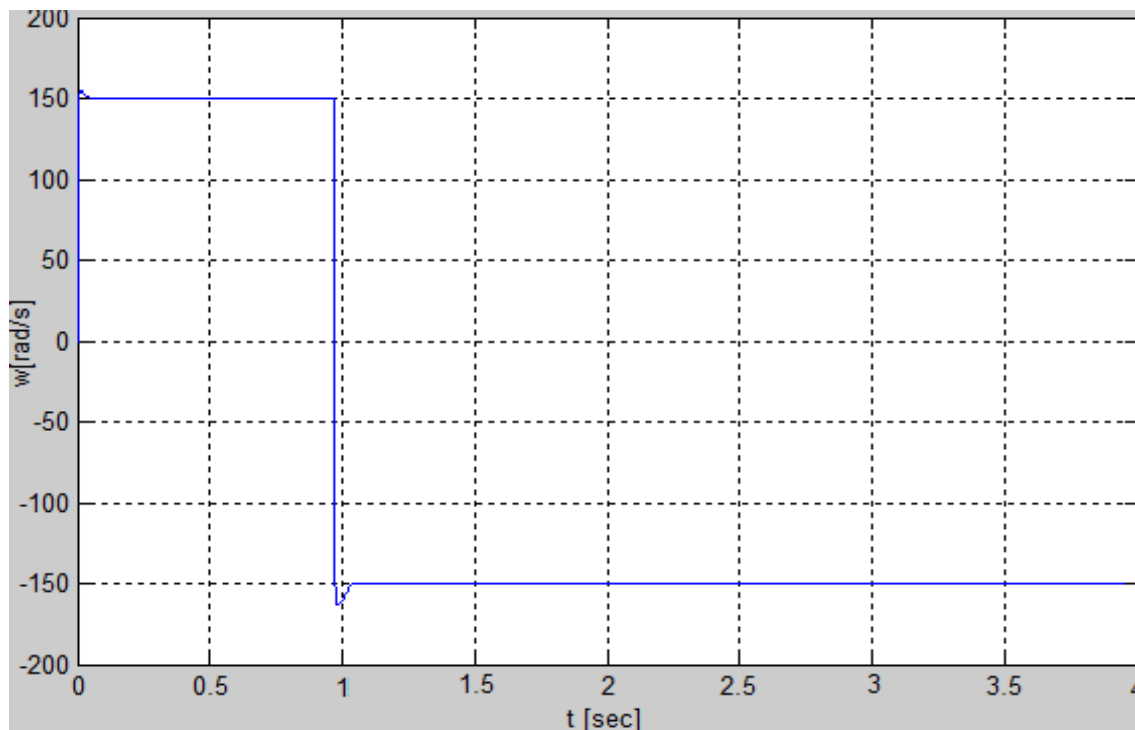
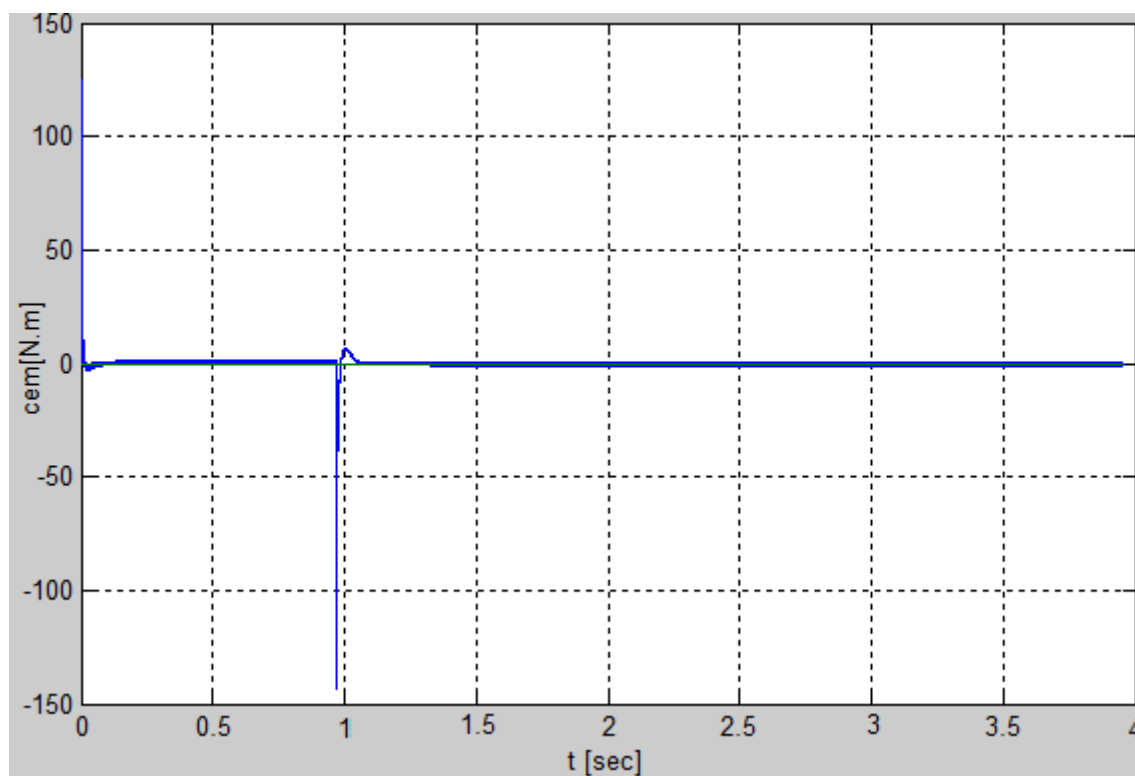


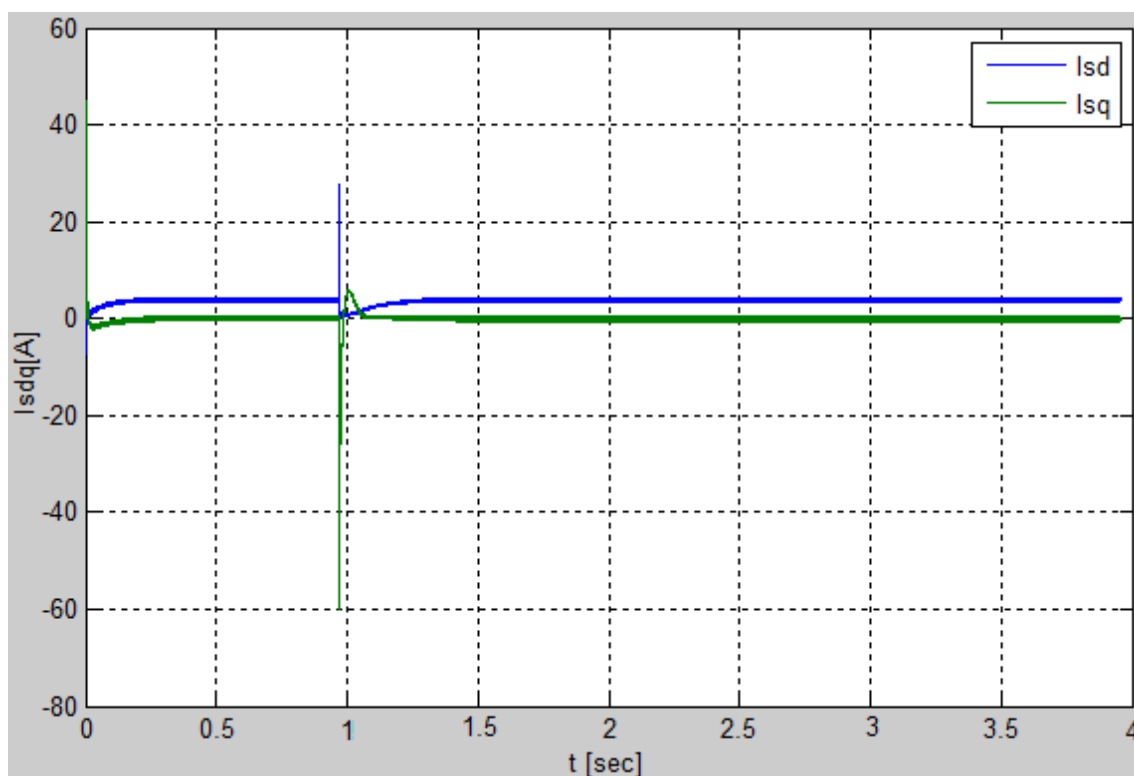
Fig III. 27: Flux rotorique direct et quadrature.



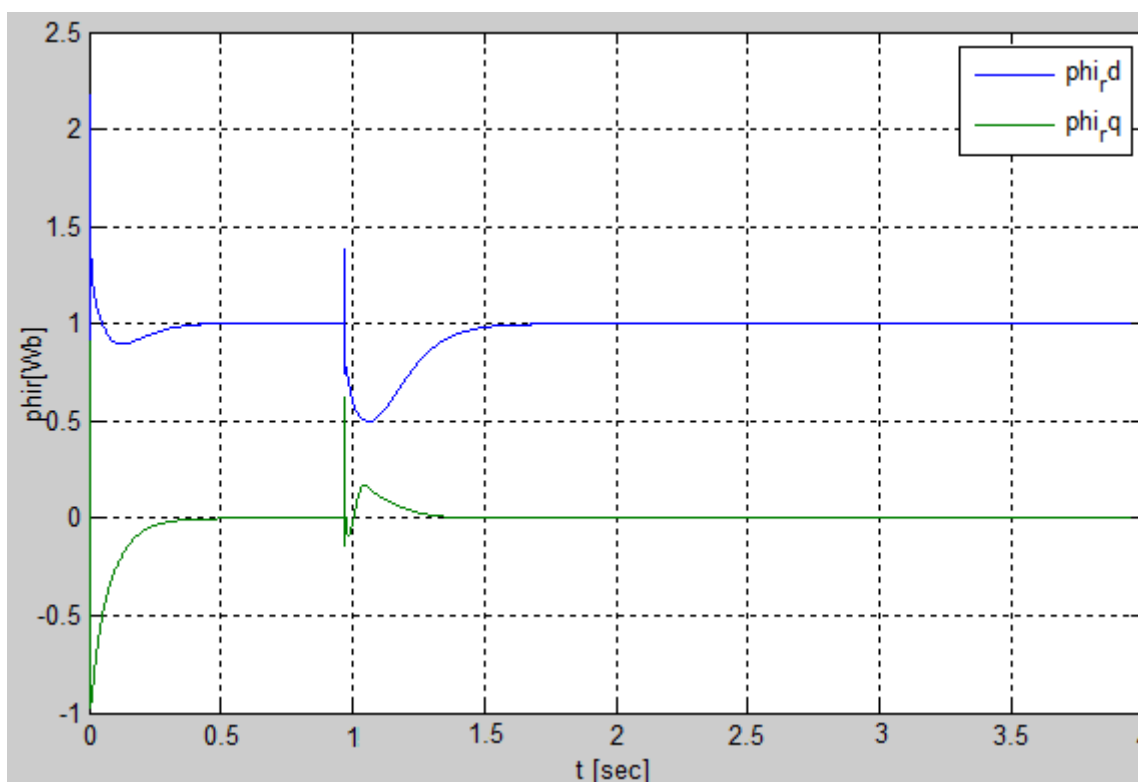
**III.5.1.2. Réponse à une inversion de vitesse :**

- Démarrage à vide avec application d'un échelon de vitesse de 150 rad/s.
- Inversion de sens de rotation à l'instant  $t = 1$  s a  $-150$  rad/s.

*Fig III. 28: La vitesse.**Fig III. 29: Le couple électromagnétique.*



*Fig III. 30: Le courant direct et en quadrature*



*Fig III. 31: Le flux direct et en quadrature*

### **III.6. Interprétation des résultats :**

Les méthodes directe et indirecte donnent des résultats pratiquement semblables cela vient du fait que l'estimation du flux dans la commande directe est basée sur les paramètres de la machine.

D'une part, les résultats de simulation montrent bien le découplage entre le couple et le flux, D'autre part, ces résultats montrent aussi que la commande vectorielle directe présente une dynamique très performante par rapport à la commande vectorielle indirecte. Cette dernière est simple à mettre en œuvre et nécessite ainsi peu de temps de calcul dans le microprocesseur.

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 il est à signaler que ce type de contrôle nécessite la connaissance exacte de la constante de temps rotorique qui intervient dans le modèle dynamique de la machine.

### **III.7. Conclusion :**

A travers ce chapitre, nous avons établi la technique de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de deux méthodes directe et indirecte. Grâce à cette technique de commande, la machine asynchrone est assimilable à une machine à courant continu.

Les résultats de simulation montrent que les objectifs de régulation ont été atteints en découplant le flux et le couple, mais cette commande est affectée par les perturbations de la variation de vitesse et de l'application de couple de charge.

# Conclusion générale

### **Conclusion générale**

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone. Cette commande, qui permet d'avoir des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée. Avant d'aborder cette étude, nous avons commencé par présenter le modèle de la machine et son alimentation.

La modélisation de la machine asynchrone est basée sur la transformation de Park, ce qui permet de simplifier les équations de la machine électrique, les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de Park pour la détermination des différentes caractéristiques de la machine.

L'étude et la simulation de la commande vectorielle directe et indirecte avec orientation du flux rotorique dont la machine est alimentée en tension, nous a permis de valider les performances du système d'entraînement associé à cette technique de commande. D'une part, les résultats de simulation montrent bien le découplage entre le couple et le flux ; D'autre part, ces résultats montrent aussi que la commande vectorielle directe présente une dynamique très performante par rapport à la commande vectorielle indirecte. Cette dernière est simple à mettre en œuvre et nécessite ainsi peu de temps de calcul dans le microprocesseur.

A la fin on se propose des perspectives futures qui cerne sur ce projet parmi-elles :

#### **Les perspectives futures :**

En perspective on propose d'affiner ce travail en se rend compte de la saturation du circuit magnétique pour identifier les paramètres de la machine et utiliser les méthodes de l'intelligence artificielle pour le réglage et l'optimisation des régulateurs et des estimateurs.

# ANNEXE

**Paramètres de la MAS :**

<b>Paramètre</b>	<b>Notation</b>	<b>Valeur</b>	<b>Unité</b>
Résistance statorique	$R_s$	4.850	$\Omega$
Résistance rotorique	$R_r$	3.805	$\Omega$
Inductance statorique	$L_s$	0.274	H
Inductance rotorique	$L_r$	0.274	H
Mutuelle inductance	$M$	0.258	H
Moment d'inertie	$J$	0.031	$\text{Kg.m}^2$
Frottement visqueux	$F$	0.00114	$\text{Kg.m}^2/\text{s}$
Paire de pole	$P$	2	/

**Donnés nominale de la MAS :**

Tension nominale	$V$	220/380	Volt
Courant nominale	$I$	3.4/6.4	A
Puissance nominale	$P$	1.5	KW
Fréquence nominale	$F$	50	Hz

**Paramètres de l'onduleur :**

Tension continue d'entrée	$E$	660	V
Indice de modulation	$m$	21	/
Le coefficient de réglage en tension	$r$	0.8	/

**Paramètres des régulateurs :**

<b>Régulateurs</b>	<b>K<sub>p</sub></b>	<b>K<sub>i</sub></b>
Régulateur de vitesse	0.3	11
Régulateur du courant	39.2	31232
Régulateur de flux	49.7	5925.9



# Bibliographie

## Bibliographie

- [1] BOUDRIES, Z. Cours commande des machines électriques. Béjaia, Université de Béjaia, 2017.
- [2] OTHMANI, A. Commande vectorielle d'une machine asynchrone associée à un observateur adaptatif. Master, Electromécanique. Annaba, Université de Annaba, 2019.
- [3] THEODOR, W. Electrotechnique. Canada, Laval, Les presses de l'université Laval, 1999.
- [4] LAIFAOU, A. Schémas et appareillages électriques. Béjaia, Université de Béjaia, 2017.
- [5] Plaque signalétique du moteur asynchrone (Internet).
- [6] Postnikov I.M. Théorie générale et processus transitoires dans les machines électriques. Moscou, Vischaya Chkola, 1975.
- [7] Kopilov I.P. Modélisation mathématique des machines électriques. Moscou, Edition Vischaya Chkola, 1987.
- [8] Abdessamed R, Kadjoudj K. Modélisation des machines électriques. Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [9] LAAMYAD, T. Modélisation et commande de la machine à induction. Edition Universitaire Européennes, 2014.
- [10] CHERIF, B. Commande vectorielle indirecte d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur sous défaut. MAGISTER, Electrotechnique. Oran, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2015.
- [11] Abdessamed, R. Modélisation et simulation des machines électriques. Ellipses Edition Marketing S.A., Paris, 2011.
- [12] BENBOUDAUD M, MOKRANI Z. Alimentation d'une machine asynchrone par onduleur MLI en utilisant la carte Dspace 1104. Master, Electromécanique. Bejaia, Université de Bejaia, 2012.
- [13] B, HOUSSEINI. Prototypage Rapide à Base de FPGA d'un Algorithme de Contrôle Avancé pour le Moteur à Induction. Mémoire présenté comme Exigence Partielle de la Maîtrise en Génie Electrique. Université du Québec à Trois-Rivières, Décembre 2010.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [14] A, BOUZID. Onduleur Triphasé Commandé par la Stratégie d'Élimination d'Harmonique SHE. Mémoire de Magister en Analyse et Commande des Machine électriques, Université des Science et de la Technologie d'Oran, 2010.
- [15] P, LADOUX. Variation de Vitesse des Machines à Courant Alternatif. Réseau Nationale de ressources en Electrotechnique.
- [16] S, L, CAPITANEANU. Optimisation de la Fonction MLI d'un onduleur de Tension Deux-niveau. Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [17] P, SEIXAS. Commande Numérique d'une Machine Synchrone Autopilotée. Thèse de Doctorat de l'Institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 1988.
- [18] G, Grellet. G, Clerc. Actionneurs électriques, principe, modèles, commande. Edition Eyrollres, Paris, 2000.
- [19] MESBAHI, N. Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone. MAGISTER, Electrotechnique. ANNABA, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR- ANNABA, 2007.
- [20] D, Hadiouche. Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure. Thèse de doctorat, Université Nancy-I, Décembre 2001.
- [21] Lashab, A. Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone sous la Carte DS1104. Master, Electrotechnique. Constantine, Université Mentouri Constantine, 2012.
- [22] A, Benarbia. Contribution à la commande Neuro-floue des machines asynchrones. P.F.E, USTO, 2005.

**Résumé :**

Les progrès réalisés en matière d'électronique de puissance et de circuits de commande ont Contribué à l'utilisation grandissante des machines asynchrones dans les systèmes d'entraînements électriques. Le recours aux machines asynchrones est surtout lié à leur robustesse, leur puissance massique et à leur coût de fabrication.

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 :**

Machine Asynchrone, Commande Vectorielle.

**Abstract :**

Advances in power electronics and control circuits have contributed to an increasing use of induction motors in electrical drive systems. The large – scale utilization of induction motors is mainly due to their robustness, their power – weight ratio, and to their manufacturing cost.

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.

**Key words :**

Asynchronous machine, vector control.

### ملخص:

اهم التقدم في إلكترونيات الطاقة ودوائر التحكم في الاستخدام المتزايد للآلات غير المتزامنة في أنظمة القيادة الكهربائية. يرتبط استخدام الآلات غير المتزامنة بشكل أساسي بقوتها وقوتها المحددة وتكلفة تصنيعها.

في العمل الحالي، نطبق مبادئ التحكم في متجه تدفق الدوار الموجه لتحقيق الفصل بين التدفق وعزم الدوران. يتوخى نوعان من المكافحة: التحكم المباشر في النواقل والسيطرة غير المباشرة على النواقل.

ثم قمنا بتحليل طريقة التحكم المباشر عن طريق اختبارات المتانة. تؤكد نتائج المحاكاة صحة وكفاءة نظام التحكم.

*الكلمات الدالة:*

آلة غير متزامنة، مكافحة ناقل