



République Algérienne Démocratique et  
populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieure et  
de la Recherche Scientifique

**UNIVERSITE A. MIRA DE BEJAIA**



**Mémoire de Fin d'Etudes**  
**En vue de l'obtention du diplôme de**  
**MASTER ACADEMIQUE**  
Domaine : Sciences et de la Technologie  
Filière : électromécanique  
Spécialité : électromécanique

## *Thème*

# *Modélisation et commande de la machine à induction*

---

*Présenté par :*  
**AYADI Aimad**  
**BENABDESSLAM Khaled**

*encadré par :*  
**M<sup>eme</sup> C. SERIR**  
*Membres de jury :*  
**M<sup>r</sup> M.larba (pdt)**  
**M<sup>r</sup>B.Fella (Exam)**

*Année universitaire : 2021/2022*

---

# Remerciement

*En préambule à ce mémoire nous remerciant ALLAH qui nous a aidé et nous a donné la patience et le courage durant ces longues années d'étude.*

*Nous souhaitant adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.*

*Nous tenons à remercier sincèrement Madame **C. SERIR** qui, en tant qu'encadrant de mémoire, elle a toujours montré l'écoute et la disponibilité tout au long de la réalisation de ce mémoire, ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'elle a bien voulu nous consacrer pour que ce mémoire voit le jour.*

*On n'oublie pas nos parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience. Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours encouragés au cours de la réalisation de ce mémoire. Merci à toutes et à tous.*

# Dédicace

*A mes frères, mes parents et Ceux qui ont partagé avec moi tous les moments d'émotion lors de la réalisation de ce travail. Ils m'ont chaleureusement supporté et encouragé tout au long de mon parcours. A ma famille, mes proches et à ceux qui me donnent de l'amour et de la vivacité.*

**Table des matières**

Table des matières .....	4
CHAPITRE I : .....	14
GENERALITES SUR LES MACHINES ELECTRIQUES .....	14
I. INTRODUCTION : .....	15
II. CLASSIFICATION DES MACHINES ELECTRIQUES : .....	15
II.1. MODES DE FONCTIONNEMENTS : .....	16
A) FONCTIONNEMENT EN MODE MOTEUR : .....	16
B) FONCTIONNEMENT EN MODE GENERATRICE : .....	16
II.2. MACHINE A COURANT CONTINU : .....	16
II.2.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT : .....	16
II.2.2. CONSTITUTION DE LA MACHINE A COURANT CONTINU : .....	17
A. STATOR (INDUCTEUR) : .....	17
B. ROTOR (INDUIT) : .....	18
C. COLLECTEUR BALAIS : .....	18
II.2.3. LES TYPES DES MACHINES A COURANT CONTINU : .....	19
II.2.3.1. MOTEURS A EXCITATION EN DERIVATION (SHUNT) : .....	19
II.2.3.2. MOTEURS A EXCITATION SERIE : .....	20
II.2.3.3. MOTEURS A EXCITATION INDEPENDANTE (SEPARÉE): .....	20
II.2.3.4. MOTEURS COMPOUND : .....	21
II.2.4. UTILISATION DE LA MACHINE A COURANT CONTINU [2] .....	21

II.2.5. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES MACHINES A COURANT CONTINU : .....	22
II.3. MACHINES A COURANT ALTERNATIF : .....	22
II.3.1. MACHINES SYNCHRONES : .....	23
II.3.1.1. CONSTITUTION DE LA MACHINE SYNCHRONE : .....	23
II.3.1.2. MACHINES SYNCHRONES A AIMANT PERMANENT : .....	23
II.3.1.3. TYPE DES MACHINES SYNCHRONE A AIMANT PERMANANT : .....	23
A. AIMANTS MONTES EN SURFACE (MACHINE A POLES LISSES).....	24
B. AIMANTS INSERES (MACHINE A POLES SAILLANTS) : .....	24
C. AIMANTS ENTERRES (MACHINE A POLES SAILLANTS) : .....	24
D. AIMANTS A CONCENTRATION DE FLUX (MACHINE A POLES SAILLANTS) : .....	24
II.3.1.4. LES APPLICATIONS INDUSTRIELLES DES MACHINES SYNCHRONES : .....	25
II.3.2. MACHINE ASYNCHRONE : .....	25
II.3.2.1. CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE : .....	25
II.3.2.2. CHOIX DE LA MACHINE ASYNCHRONE : .....	27
II.3.2.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE : .....	27
II.3.2.4. CARACTERISTIQUES DES MACHINES ASYNCHRONES : .....	28
II.3.2.4.1. LE CHAMP TOURNANT : .....	28
II.3.2.4.2. GLISSEMENT : .....	29
II.3.2.5. BILAN DES PUISSANCES : .....	29
A. PUISSANCE ACTIVE : .....	29

B. LA PUISSANCE TRANSMISE AU ROTOR ( $P_{tr}$ ) :.....	30
C. PUISSANCE MECANIQUE ( $P_{mEc}$ ). .....	30
D. LA PUISSANCE UTILE ( $P_u$ ) :.....	30
II.3.2.6. DOMAINE D'UTILISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE :.....	30
II.3.2.7. AVANTAGES ET INCONVENIENTS LA MACHINE ASYNCHRONE :.....	31
CONCLUSION :.....	31
CHAPITRE II : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	33
I.1. INTRODUCTION :.....	34
I.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE :.....	34
I.3 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES :.....	34
<i>I.4 MODELE DYNAMIQUE DANS LE REPERE ABC :.....</i>	<i>35</i>
I.4.1 EQUATIONS DES TENSIONS :.....	35
I.4.2 EQUATIONS DES FLUX :.....	35
I.4.3 EQUATION MECANIQUE :.....	37
<i>I.5 TRANSFORMATION TRIPHASE BIPHASE :.....</i>	<i>37</i>
<i>I.5.1 LA TRANSFORMATION DE CLARKE : .....</i>	<i>37</i>
<i>I.5.2 LA TRANSFORMATION DE CONCORDIA : .....</i>	<i>38</i>
<i>I.5.3 TRANSFORMATION DE PARK :.....</i>	<i>39</i>
TRANSFORMATION DE PARK INVERSE : .....	40
EQUATIONS ELECTRIQUES : .....	41

EQUATIONS MAGNETIQUES.....	41
EQUATION ELECTROMAGNETIQUE :.....	41
I.6 PUISSANCE ABSORBEE :.....	41
I.7 ALIMENTATION DE LA MAS PAR UN ONDULEUR DE TENSION A COMMANDE MLI :.....	42
I.7.1 L'ONDULEUR TRIPHASE :.....	42
I.7.2 ONDULEUR DE TENSION A MLI :.....	44
I.8 ASSOCIATION DE LA MAS-ONDULEURS DE TENSION A COMMANDE MLI :.....	45
<b>I.9 Simulation et interprétation des résultats :.....</b>	<b>45</b>
CONCLUSION :.....	48
<b>CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE.....</b>	<b>49</b>
III.1 INTRODUCTION :.....	50
III.2 CONTROLE DE VITESSE AVEC UNE METHODE CLASSIQUE (COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS) :.....	50
III.3 CHOIX D'ORIENTATION DE FLUX :.....	50
III.3 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ORIENTE :.....	51
III.5 TYPES DES COMMANDES VECTORIELLES :.....	52
III.6 DESCRIPTION DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE ET INDIRECTE :.....	53
A. COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE :.....	53
B. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE : [25].....	53
III.7 STRUCTURE DE LA CVOFR DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN TENSION :.....	54
III.7.1 DESCRIPTION :.....	54

III.6.2 SYSTEME D'EQUATIONS LIEES AU FLUX ROTORIQUE :	54
III.6.3 DECOUPLAGE ENTRE-SORTIE :	55
III.6.4 DECOUPLAGE PAR COMPENSATION :	55
III.7 REGULATION PID :	56
1. ACTION PROPORTIONNELLE (P) :	57
2. ACTION INTÉGRALE (I) :	57
3. ACTION DÉRIVÉE (D) :	57
III.8 CALCUL DES COEFFICIENTS DES REGULATEURS :	58
REGULATEURS DE VITESSE :	58
REGULATEURS DE COURANT :	59
III.9 RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATION :	60
III.10 TEST DE PERFORMANCE ET DE ROBUSTESSE :	62
III.10.1 TEST DE PERFORMANCE :	62
III.10.2 TEST DE ROBUSTESSE :	64
III.10. CONCLUSION :	66
CONCLUSION GENERALE :	67
BIBLIOGRAPHIE :	68

## Liste des figures :

Figure I. 1 Principe de fonctionnement de MCC.....	17
Figure I. 2 : Stator (inducteur) de MCC.....	18
Figure I. 3: Rotor (induit) de Moteur.....	18
Figure I. 4: Collecteur balais.....	19
Figure I. 5 : MCC à excitation shunt.....	20
Figure I. 6: MCC à excitation série.....	20
Figure I. 7 : MCC à excitation indépendante.....	21
Figure I. 8: MCC Composée.....	21
Figure I. 9: Différentes structures rotoriques pour une MSAP.....	25
Figure I. 10 : Morphologie d'une machine asynchrone à cage.....	26
Figure I. 11: Principe de fonctionnements de la MAS.....	28
Figure I. 12: bilan de puissance de la MAS.....	29
Figure II. 1 : passage du system triphasé au système biphasé.....	37
Figure II. 2: le schéma électrique simplifié d'un onduleur de tension alimentant une charge triphasée qui est connectée en étoile.....	42
Figure II. 3: Association MAS-Convertisseurs de tensions à commande MLI.....	45
Figure II. 10: l'allure couple résistant $C_r$ .....	45
Figure II. 4: l'allure de la vitesse rotorique de moteur asynchrone.....	46
Figure II. 5 : l'allure du couple électromagnétique.....	46
Figure II. 6: l'allure flux rotorique directe.....	46
Figure II. 7: l'allure flux rotorique quadrature.....	47
Figure II. 8: l'allure courant statorique $i_a$ .....	47
Figure II. 9: l'allure courant statorique $I_s$ par rapport la tension $v_{as}$ .....	47
Figure III. 1: Orientation du flux (rotorique).....	52
Figure III. 2: Représentation schématique du bloc de découplage FOC.....	56
Figure III. 3: Régulateur PID.....	57
Figure III. 4: Boucle de régulation de vitesse.....	58
Figure III. 5: Boucle de régulation des courants $I_d$ et $I_q$ .....	59
Figure III. 6: Le couple résistant.....	61
Figure III. 7: L'allure de la vitesse angulaire.....	61
Figure III. 9: Flux rotorique directe.....	61
Figure III. 11: Le courant statorique $i_{as}$ par rapport à la tension $v_{as}$ .....	62
Figure III. 12: l'allure de la vitesse avec.....	63
Figure III. 13: l'allure de couple.....	63
Figure III. 14: flux rotorique directe.....	63
Figure III. 15: zoom a.....	63
Figure III. 16: flux rotorique quadrature.....	64
Figure III. 17: Zoom b.....	64
Figure III. 18: Le courant statorique $i_{sa}$ .....	64
Figure III. 19: le courant statorique $i_{sq}$ .....	64
Figure III. 20: la vitesse angulaire.....	65
Figure III. 21: couple électromagnétique.....	65

Figure III. 22:flux rotorique direct et Quadrature .....	65
Figure III. 23: Courant statorique $i_{sa}$ .....	65
figure III. 24 : Courant statorique $i_{sq}$ .....	66
Tableau 1:Types de la machine à courant continu. ....	19
Tableau 2 : Classification de la machine à Courant alternatif .....	22
Tableau 3: Caractéristiques du régulateur PID .....	58

## Liste des symboles

- s, r :** Indices respectifs du stator et du rotor.
- P :** Nombre de paires de pôles.
- Rs, Ls :** Résistance et inductance cyclique d'une phase statorique.
- Rr, Lr :** Résistance et inductance cyclique d'une phase rotorique.
- Lm :** Maximum de l'inductance mutuelle
- V<sub>as</sub>, V<sub>bs</sub>, V<sub>cs</sub> :** Tensions d'alimentation respectivement des phases a<sub>s</sub>, b<sub>s</sub>, c<sub>s</sub>.
- I<sub>as</sub>, I<sub>bs</sub>, I<sub>cs</sub> :** Courants statoriques respectivement des phases a<sub>s</sub>, b<sub>s</sub>, c<sub>s</sub>.
- I<sub>ar</sub>, I<sub>br</sub>, I<sub>cr</sub> :** Courants rotoriques respectivement des phases a<sub>r</sub>, b<sub>r</sub>, c<sub>r</sub>.
- φ<sub>s</sub> :** Flux statoriques.
- φ<sub>r</sub> :** Flux rotoriques.
- Ω :** Vitesse angulaire de rotation.
- Θ :** Angle électrique entre a<sub>s</sub> et a<sub>r</sub>.
- σ :** Coefficient de dispersion.
- d-q :** axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
- ω<sub>s</sub>, ω<sub>r</sub> :** Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.
- ω<sub>gl</sub> :** Glissement de vitesse angulaire électrique.
- T<sub>r</sub>, T<sub>s</sub> :** Constantes de temps statorique et rotorique.
- M<sub>S</sub>, M<sub>r</sub> :** Inductance mutuelle entre phases statoriques (rotoriques).
- [M<sub>sr</sub>] = [M<sub>rs</sub>] :** Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator rotor.
- M<sub>0</sub> :** Maximum de l'inductance mutuelle entre les phase.
- 
- C<sub>em</sub> :** Le couple électromagnétique de la machine [Nm].
- C<sub>r</sub> :** Le couple résistant (statique) à l'arbre de la machine [Nm].
- J :** Le moment d'inertie [Kgm<sup>2</sup>].
- Ω :** La vitesse angulaire du rotor, ou la vitesse mécanique du rotor [rad/s].
- f :** Coefficient de frottement [Nm/rad/s].
- ed :** FEM de rotation créée par **i<sub>sd</sub>** .
- eq :** FEM de rotation créée par **i<sub>sq</sub>** .
- 
- I<sub>d</sub> :** Le courant statorique de l'axe d (A)
- I<sub>q1</sub> :** Le courant statorique de l'axe q (A)
- I<sub>dref</sub> :** Le courant référence statorique
- I<sub>qref</sub> :** Le courant référence statorique
- ε :** Coefficient d'amortissement.

$K_i$ :	Paramètres du régulateur pid
$K_p$ :	Paramètres du régulateur pid
$x$ :	Vecteur d'état
$U$ :	Vecteur de commande
$f_r$ :	Coefficient de frottement visqueux

### **Abréviations :**

<b>PI :</b>	Proportionnel Intégral.
<b>MLI :</b>	Modulation de Largeur d'Impulsion.
<b>FTBO :</b>	fonction de transfert en boucle ouvert.
<b>FTBF :</b>	fonction de transfert en boucle fermé.
<b>CV-OF :</b>	Commande vectorielle par orientation du flux

# Introduction générale :

Un moteur électrique est une machine qui convertit de l'énergie électrique en énergie mécanique. Les types de moteurs les plus courants sont les moteurs à courant continu, synchrone et asynchrone.

Les progrès réalisés en commande et les avancées technologiques considérables, que celui de l'électronique de puissance, ont rendu possible l'implication de commandes performantes pour les machines électriques.

D'une façon générale, la commande des machines électriques par les méthodes classiques telles que les régulateurs standards (P, PI et PID) a l'avantage d'être efficace et simple à concevoir. Mais, elle est souvent limitée en raison de la complexité réelle des systèmes. Pour cela en utilisant les techniques de l'automatique moderne telle que la commande vectorielle (directe ou indirecte). L'emploi de cette technique de commande nécessite une bonne modélisation du système et beaucoup de précision pour aboutir à des résultats performants. Ce qui n'est pas toujours évident. En effet, dès que le système présente des non linéarités importantes et/ou qu'il est trop complexe pour être modélisé, les méthodes classiques ont du mal à réaliser une commande performante.

## **Objectif du mémoire :**

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation numérique des performances de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone.

## **Structure de mémoire:**

Le premier chapitre aborde l'état de l'art sur les machines électrique. Nous allons tout d'abord modéliser la machine asynchrone et discrétiser le modèle dans le référentiel d-q.

Le deuxième chapitre est consacré pour la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension en vue de sa commande. En utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc. La simulation numérique permet la validation des modèles qui seront présentés.

Le troisième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par le régulateur classique PID.

On terminera par conclusion générale et des annexes ainsi qu'une bibliographie indiquant quelques sources d'informations utilisées.

# Chapitre I :

# Généralités sur les machines électriques

**I. Introduction :**

Les machines électriques tournante sont des dispositifs électromagnétiques destiné à transformer de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement en générateur) ou, inversement, à transformer de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement en moteur). Elle comprend principalement deux parties mobiles l'une par rapport à l'autre : l'inducteur qui crée un champ magnétique et l'induit dans lequel ce champ induit crée une force électromotrice ; ces deux parties sont séparées par un entrefer.

Les machines électriques tournantes ont plusieurs types y compris les machines à courant alternatif qui, à leur tour, sont divisés en machines synchrones et asynchrones ce dernier est au centre de notre travail.

Dans ce chapitre nous allons présenter l'état de l'art des machines électriques, ainsi que la constitution des chaque types, le domaine d'utilisation, les avantage et les inconvénients de chacun.

Cette partie de chapitre a pour but d'effectuer quelques rappels élémentaires sur les éléments des machines électriques.

**II. Classification des machines électriques :**

Ils existent deux différentes classes de machines électriques. Selon le type de l'alimentation utilisé, on distingue ainsi les machines à courant alternatifs et celles à courant continu. Chacune de ces deux catégories englobe des types divers, on des exemples de ces machines électriques tournantes, notons toutefois que cette liste est loin d'être exhaustive :

**➤ Machines à courant continu :**

- Moteur à excitation série
- Machine à excitation séparée
- Machine à excitation shunt
- Machine à excitation composée

**➤ Machines à courant alternatif :**

- Moteur asynchrone
- Alternateur (machine synchrone)

**II.1. Modes de fonctionnements :**

Les machines électriques tournantes sont des conversions destinées à transformer une forme d'énergie vers une autre forme. Pour cela on peut distinguer deux types de fonctionnement des machines selon nos besoins d'utilisations :

- Le fonctionnent en mode moteur.
- Le fonctionnement en mode génératrice.

**a) Fonctionnement en mode moteur :**

Le fonctionnent en mode moteur c'est de transformer du l'énergie électriques en énergie mécanique.

On rappelle qu'en régime continu nous avons l'énergie  $W$  est égale à la puissance  $P$  multipliée par le l'unité du temps

$$W = P \cdot t \quad (I.1)$$

Avec l'unité de travail est le joule (J)

**b) Fonctionnement en mode génératrice :**

Le fonctionnement en mode génératrice c'est de transformer du l'énergie mécanique en énergie électrique.

**II.2. Machine à courant continu :**

La machine à courant continu est utilisée dans les asservissements où la facilité de réglage de la vitesse, du moment, du couple, et du sens de rotation, permet une mise en œuvre utile facile.

**II.2.1. Principe de fonctionnement :**

Un conducteur parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique donne que l'interaction du courant avec le champ magnétique crée des forces électromagnétiques. Ces forces forment un couple électromagnétique moteur qui fera tourner l'induit. Le sens de ces forces électromagnétiques est donné par la règle des trois doigts de la main droite [1]

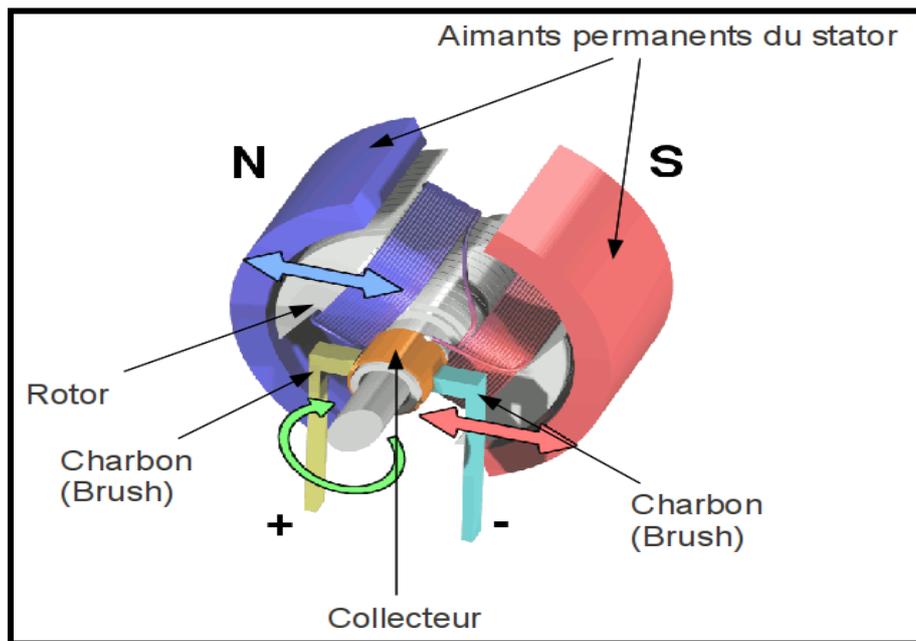


Figure I. 1 Principe de fonctionnement de MCC

## II .2.2. Constitution de la machine à courant continu :

La machine à courant continu est équipée d'un convertisseur d'énergie électromécanique réversible. Elle est capable de transformer l'énergie électrique à énergie mécanique (fonctionnement en moteur), ou l'inverse ; transformer l'énergie mécanique à énergie électrique (fonctionnement en génératrice). [2]

La machine à courant continu est constituée principalement de 4 éléments essentielles :

- Le Stator (inducteur)
- Le rotor (induit)
- Le collecteur
- Les balais

### A. Stator (Inducteur) :

C'est la partie fixe qui est à l'origine de la circulation d'un flux magnétique longitudinal fixe créé soit par d'enroulements statoriques (bobinage) soit par des aimants permanents. Il est aussi appelé (inducteur) en référence au fonctionnement en génératrice de cette machine.[3]

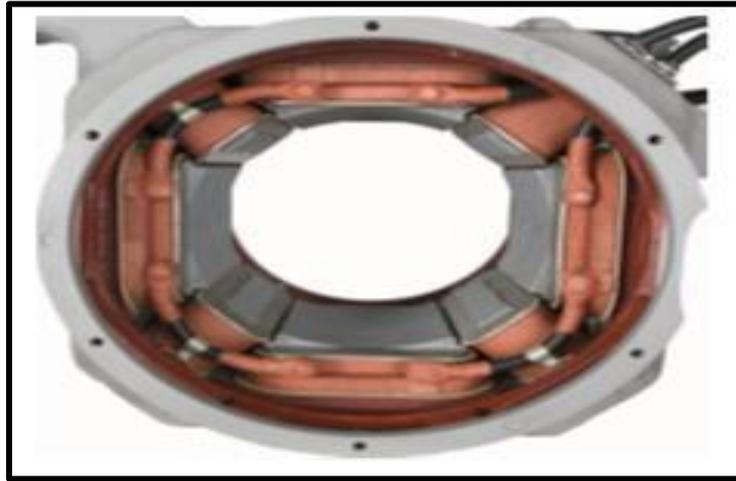


Figure I. 2 : Stator (inducteur) de MCC

### B. Rotor (Induit) :

C'est la partie mobile de la machine, porte les conducteurs soumis au flux magnétique de l'inducteur. Il est constitué de tôle en fer au silicium isolé entre elles pour limiter les pertes par hystérésis les pertes par courants de Foucault. Le fer de l'induit comporte des encoches à la périphérie et dans ces encoches qu'est logé le bobinage de l'induit parcouru par un courant continu. Le bobinage de l'induit est formé de sections. Une section est un groupe de spires isolées entre elles. Les extrémités du bobinage de l'induit sont reliées au collecteur.



Figure I. 3: Rotor (induit) de Moteur

### C. Collecteur balais :

Le collecteur est un ensemble de lames de cuivre où sont reliées les extrémités du bobinage de l'induit. Et, les balais (ou charbons) sont situés au stator et frottent sur le collecteur en rotation. Qui sert la transition de courant à partie tournant de la machine à courant continu

surtout des grandes puissances. De fois ne trouve pas ce dispositif surtout en machine à courant continu faible puissance de rotor à aimant permanent (systèmes robotiques). [4]

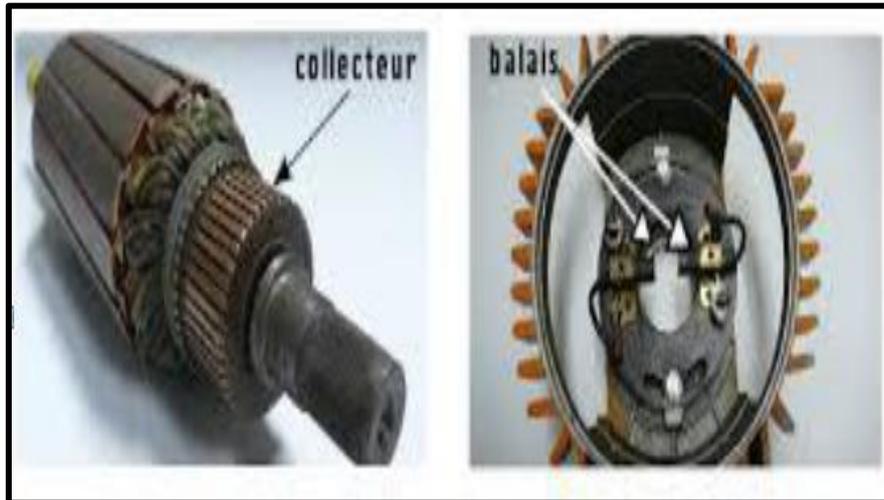


Figure I. 4: Collecteur balais

II.2.3. Les types des machines à courant continu :

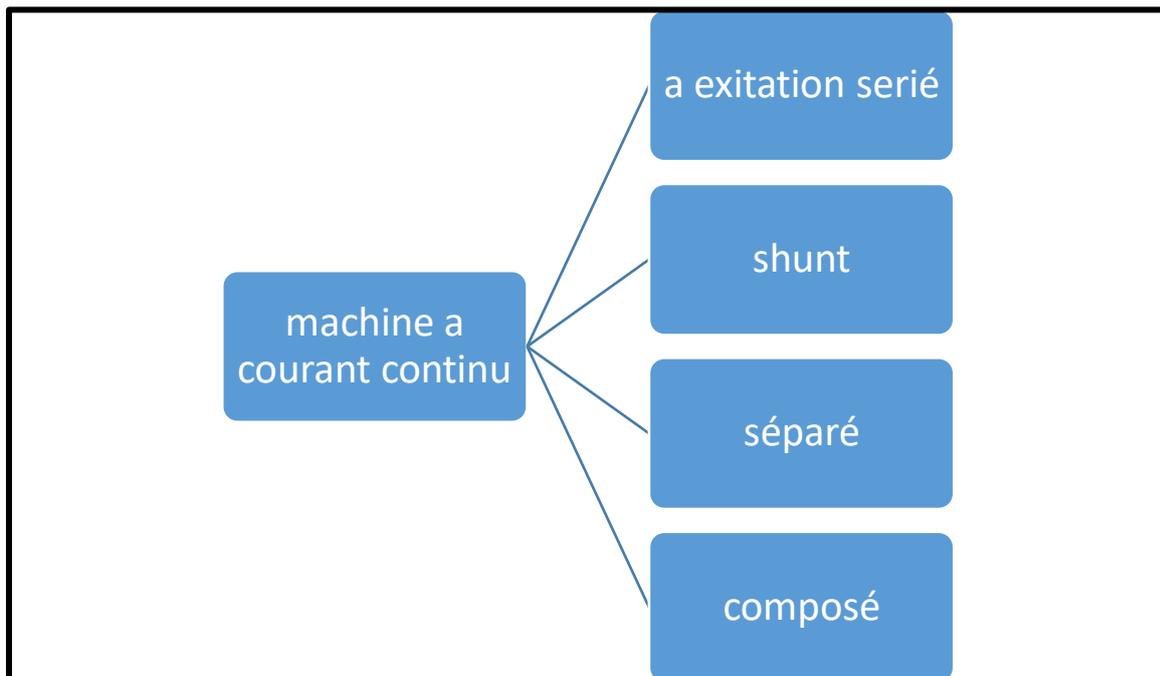


Tableau 1:Types de la machine à courant continu.

II.2.3.1. Moteurs à excitation en dérivation (shunt) :

Les enroulements de l'inducteur et l'induit sont reliés en parallèle. Une seule tension d'alimentation est utilisée, le flux  $\Phi$  est constant. Alimentés à tension constante, ils ont les mêmes caractéristiques que les moteurs à excitation indépendante. Leur caractéristique principale est de disposer d'une vitesse peu sensible à la charge. [5]

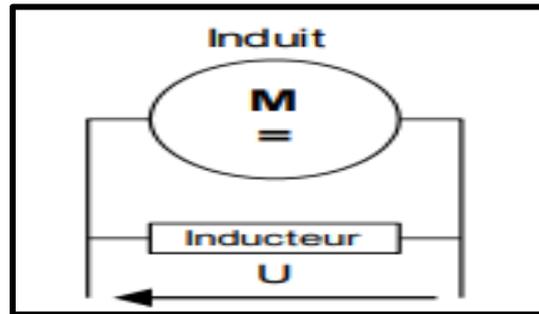


Figure I. 5 : MCC à excitation shunt

### II.2.3.2. Moteurs à excitation série :

Les enroulements inducteurs et induits sont montés en série, la tension d'alimentation est unique avec un même courant qui les traverse. (Moteur universel). Ces moteurs ont un très fort couple de démarrage et sont utilisés principalement en traction électrique (domaine ferroviaire).

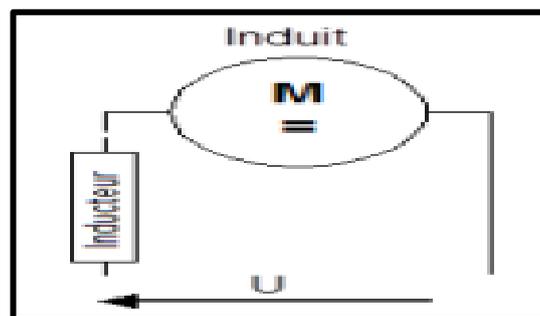


Figure I. 6: MCC à excitation série

### II.2.3.3. Moteurs à excitation indépendante (séparée):

Ce sont les moteurs à courant continu standards. Ces moteurs ont leurs alimentations d'inducteur et d'induit totalement séparées. Pour faire varier leur vitesse, ils peuvent ainsi être commandés par l'induit (à flux constant) ou par l'inducteur (à puissance constante) :

- Commandés par l'induit, leur vitesse est pratiquement insensible aux variations de charge, mais ils nécessitent de contrôler de fortes puissances électriques.
- Commandés par l'inducteur, ils nécessitent de faibles puissances, mais leur couple est alors variable. [5]

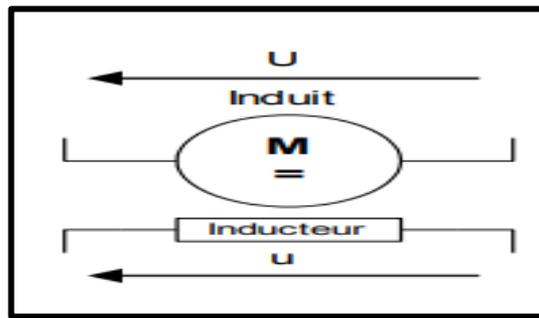


Figure I. 7 : MCC à excitation indépendante

#### II.2.3.4. Moteurs compound :

A excitation série-parallèle (composée ou « compound ») Cette permet de réunir les qualités du moteur à excitation série et du moteur à excitation parallèle. Ce moteur comporte deux enroulements par pôle inducteur. L'un est en parallèle avec l'induit. Il est parcouru par un faible courant au regard du courant de travail. L'autre est en série. Le moteur est à flux additif si les ampères-tours des deux enroulements ajoutent leurs effets.

Il est à flux soustractif dans le cas contraire, mais ce mode de montage est très rarement utilisé car il conduit à un fonctionnement instable pour les fortes charges [5]

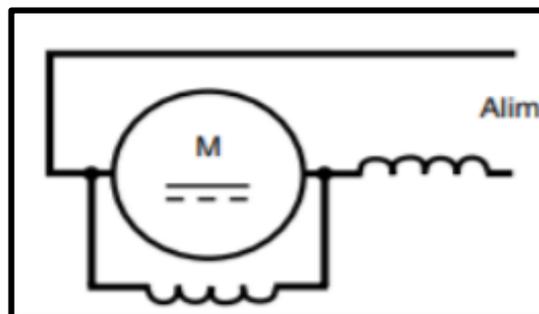


Figure I. 8: MCC Composée

#### II.2.4. Utilisation de la machine à courant continu [2]

Le moteur série est intéressant quand la charge impose d'avoir un gros couple, au démarrage et à faible vitesse de rotation. Le moteur sépare est particulièrement adapté aux entraînements de machines nécessitant des vitesses réglables (action sur la tension) et présentant un couple important en basse vitesse (machines-outils).

- Démarreur (automobile)
- Moteur de traction (locomotive, métro)

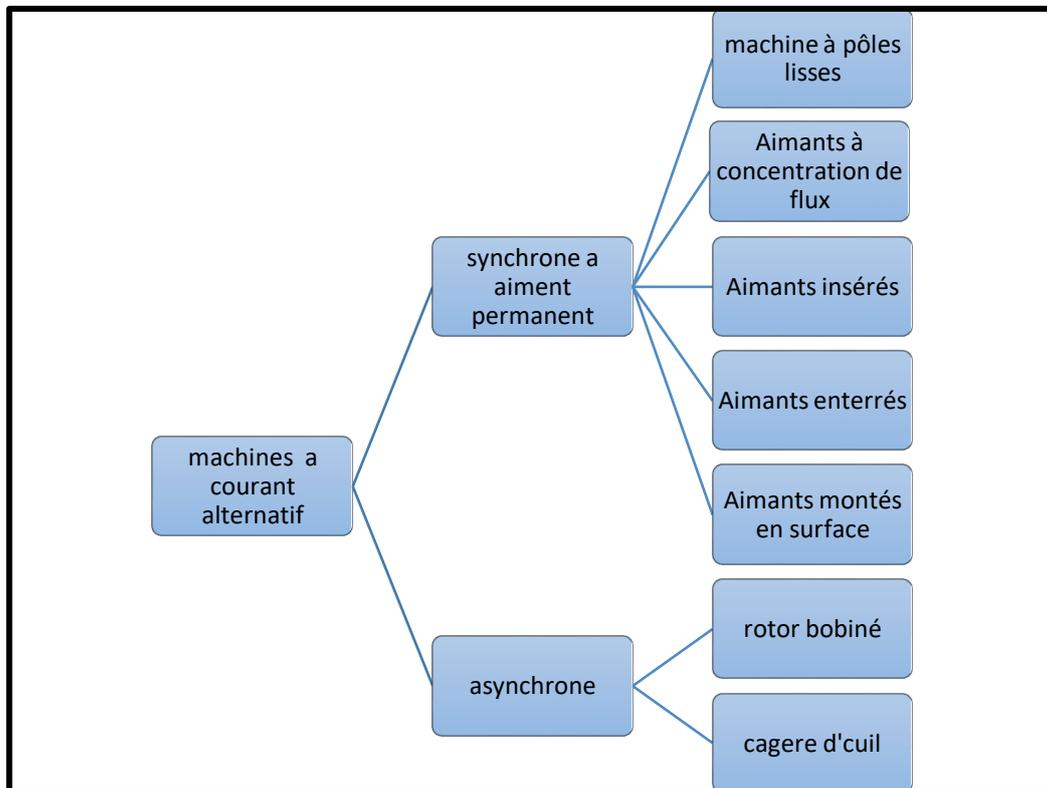
- Appareils de levage
- Ventilateurs,
- Pompes centrifuges
- Les compresseurs,
- Les pompes à piston et les pompes centrifuges
- Machines
- Outils à couple variable ou à mouvement alternatif (étaux limeurs, raboteuses)
- Les dynamos

**II.2.5. Avantages et inconvénients des machines à courant continu :**

Parmi les avantages de la machine à courant continu est la facilité de sa commande et sa vitesse et son coût d'entretien. L'inconvénient majeur de ce dernier est lié à la nécessité du système collecteur balais. Sa présence est une source de problème de communication, d'étincelles, elle limite la vitesse de rotation et elle entraîne la nécessité de maintenance, la présence de l'induit au rotor, à l'intérieur de stator, ne facilite pas les échanges thermiques et le prix de la machine à courant continu.

**II.3. Machines à courant alternatif :**

Ils existent deux différents types des machines alternatives :



**Tableau 2 : Classification de la machine à Courant alternatif**

**II.3.1. Machines synchrones :**

La machine synchrone est un convertisseur électromécanique réversible c'est à dire qui peut fonctionner soit en mode génératrice (alternateur), soit en mode moteur. En mode génératrice, elle produit un courant électrique dont la fréquence est déterminée par la vitesse de rotation de la machine et en mode moteur, elle absorbe un courant électrique dont la fréquence détermine la vitesse de rotation de la machine.

**II.3.1.1. Constitution de la machine synchrone :**

Comme toute machine électrique la machine synchrone est constituée principalement de 2 éléments essentielles talque :

- Le stator
- Le rotor

**Stator :**

Le stator est habituellement l'induit (siège de la transformation de puissance). Le stator est constitué d'un bobinage triphasé généralement couplé en étoile, découpé en  $p$  paire de pôles. Les bobinages sont insérés dans des encoches au sein de culasse en ferrite. [6]

**Rotor :**

De la même manière, l'inducteur est généralement le rotor suivant la technologie utilisée, le champ magnétique est créé par des bobinages ou des aimants permanents. (cf. diaporama durant le cours). Lorsque que l'inducteur est bobiné, il est nécessaire de conserver des balais afin de l'alimenter (mais cette fois sans commutation). [6]

**II.3.1.2. Machines synchrones a aiment permanent :**

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor. Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Le rotor est une partie mobile qui est monté sur l'axe de rotation.

**II.3.1.3. Type des machines synchrone a aiment permanant :**

Il existe plusieurs types de la machine synchrone à aimants permanents qui dépendent du placement des aimants permanents sur le rotor de la machine. En effet, la disposition des aimants a une influence directe sur la saillance de la machine (rapport entre les inductances de l'axe direct  $Lsd$  et de l'axe en quadrature  $Lsq$ ).

Les principales structures des rotors utilisées dans les MSAP sont les suivantes : [7]

**A. Aimants montés en surface (machine à pôles lisses)**

Dans ce type de machine, les aimants sont collés directement à la surface du rotor. La perméabilité des aimants étant proche de celle de l'air, l'entrefer de la machine peut être considérée comme constante. Ainsi, la machine est à pôles lisses (absence de saillance  $Lsd = Lsq$ ). Cette structure est souvent utilisée pour sa simplicité de fabrication et de commande mais aussi en raison de son rapport poids-puissance avantageux, ce qui rend cette solution très adaptée aux applications embarquées. Cependant, les aimants placés en surface sont susceptibles de se décoller à haute vitesse car ils sont soumis directement aux forces centrifuges. Une solution pour remédier à ce problème est de consolider le collage des aimants avec un tube de matériau amagnétique (**Figure 2a**).

**B. Aimants insérés (machine à pôles saillants) :**

Cette structure est analogue à celle des aimants montés en surface. Cependant, les ouvertures entre les aimants sont remplies de fer pour créer une saillance ( $Lsq > Lsd$ ). Cette machine à pôles saillants présente également un bon rapport poids puissance et le collage des aimants ne nécessite plus d'être consolidé (**Figure 2b**).

**C. Aimants enterrés (machine à pôles saillants) :**

Dans ce type de machine, les aimants permanents sont directement enterrés dans le rotor. Cette structure présente un rapport de saillance plus élevée que celle à aimants insérés ( $Lsq > Lsd$ ). Le risque de décollement des aimants est nul cependant, le rapport poids puissance est réduit. Ainsi, cette topologie est adaptée pour des fonctionnements à haute vitesse où l'encombrement n'est pas une contrainte (**Figure 2c**).

**D. Aimants à concentration de flux (machine à pôles saillants) :**

Cette structure utilise une distribution tangentielle de l'aimantation (au lieu d'une distribution radiale dans les structures précédentes), ce qui implique une forte concentration du flux magnétique dans le rotor. Cela permet d'augmenter sensiblement l'induction dans l'entrefer. Cette topologie utilise principalement des aimants de type « ferrite » pour éviter la saturation magnétique de l'acier et s'applique donc pour des applications où le volume n'est pas une contrainte (**Figure 2d**) [7].

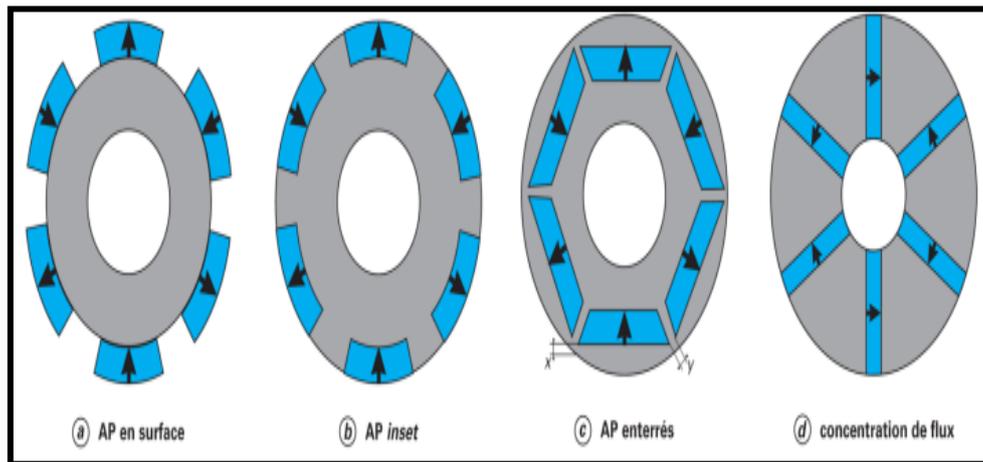


Figure I. 9: Différentes structures rotoriques pour une MSAP

#### II.3.1.4. Les applications industrielles des machines synchrones :

- Alternateur équipant des centrales thermiques, hydraulique, éolienne ou des alimentations de secours ou des alimentations embraquées
- Ces machines peuvent être utilisées comme compensateur synchrone
- En faible puissance, elles sont autopilotées dans des entraînements à vitesse variable.

#### II.3.2. Machine asynchrone :

Les moteurs asynchrones sont largement utilisés comme actionneurs électriques, ils sont principalement caractérisés par leur simplicité de construction, leur grande fiabilité, leur coût relativement faible et leur facilité d'entretien.

##### II.3.2.1. Constitution de la machine asynchrone :

La machine asynchrone triphasée peut se décomposer du point de vue mécanique en trois parties distinctes [8] :

- Le stator
- Le rotor
- Rotor à cage d'écureuil
- Rotor bobiné
- Les paliers

##### Le stator :

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans les quelles sont placés les bobinages statoriques, ces tôles sont pour les petites machines découpées en une seule pièce alors qu'elles sont pour les machines de puissances plus élevées découpées par sections. Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault [9].

Au final elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide des boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

## Le Rotor :

Anneau de tôles rainuré à l'extérieur, concentrique à la première et séparé de lui par un entrefer étroit d'épaisseur constante. Le rotor porte un enroulement polyphasé mis en court-circuit constituant le secondaire. On distingue principalement deux types de structures de rotors:

- **Rotor à cage d'écureuil :**

L'ensemble à l'aspect d'une cage cylindrique dont à chaque bout une couronne métallique est raccordée dans laquelle se trouve un empilement de tôles dont l'axe du moteur passe au centre.

- **Rotor bobiné :**

Comme pour le rotor à cage il est constitué de tôles empilées, mais des encoches sont pratiquées pour le passage du bobinage qui lui-même est raccordé en une extrémité en bout d'arbre sur des bagues l'autre extrémité du bobinage est connectée ensemble (point milieu du couplage étoile). Sur les bagues viennent frotter les balais (aussi appelé les collecteurs) qui sont raccordés au dispositif de démarrage (résistance).

## Les paliers :

Les paliers qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage comme nous pouvons le voir sur la (**figure 3**). L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage d'écureuil [10].

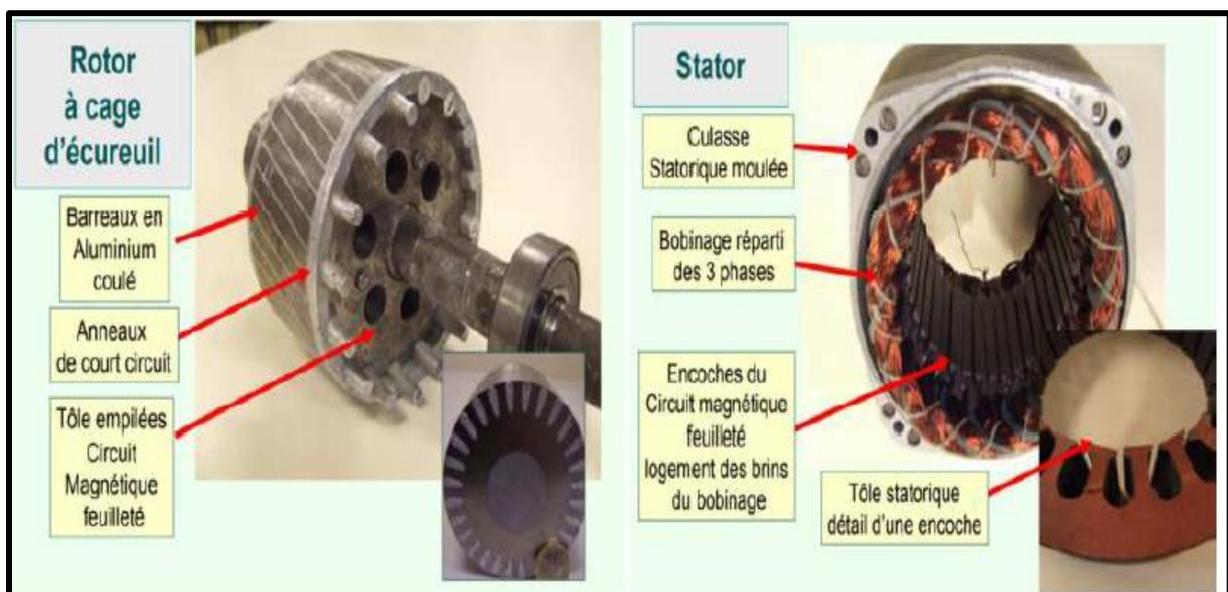


Figure I. 10 : Morphologie d'une machine asynchrone à cage.

**II.3.2.2. Choix de la machine asynchrone :**

Le choix de la machine asynchrone doit permettre l'entraînement de la machine accouplée avec les performances imposées par le cahier des charges à savoir :

- Le nombre de quadrants de fonctionnement
- Le couple sur toute la plage de vitesse : caractéristique  $C_r = f(\Omega)$
- La vitesse désirée
- L'accélération et la décélération souhaitée et le respect des normes pour le réseau d'alimentation énergétique
- La puissance de démarrage disponible
- La consommation d'énergie réactive
- Le taux d'harmoniques imposé au réseau
- La compatibilité électromagnétique

**II.3.2.3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone :**

Le principe de fonctionnement de la machine repose sur les lois fondamentales de l'induction électromagnétique. En effet, le stator alimenté par un système de tensions triphasées équilibrées crée un champ magnétique tournant. La vitesse de rotation du champ tournant statorique  $N_s$ , appelée vitesse synchrone, est rigidement liée à la fréquence de la tension d'alimentation  $f$ (Hz) et au nombre de pair de pôles  $p$  de chacun des enroulements, la vitesse de synchronisme  $N_s$  exprimée en tours par minute est donnée par :

$$N_s = \frac{60f}{p} \quad (\text{I.2})$$

Avec:

$N_s$  : La vitesse de synchronisme [tr/min].

$f$  : La fréquence des courants statoriques.

$p$  : Nombre de paires de pôles.

Le rotor du moteur asynchrone ne peut pas tourner à la vitesse de synchronisme. Afin d'induire un champ électromagnétique dans le rotor, le rotor doit se déplacer plus lentement que la vitesse de synchronisme. Soumis au champ tournant créé par le stator, les enroulements rotoriques sont le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. Ces courants rotoriques par leurs effets vont s'opposer à la cause qui leur a donné naissance.

Ainsi, les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifeste par un couple électromagnétique qui lance le rotor a une vitesse  $N$  en essayant d'atteindre la vitesse synchrone mais en vain. [11] [12]

La relation entre la vitesse du rotor et la vitesse de synchronisme est appelée le glissement (slip en anglais). Le glissement est la vitesse de rotation du champ magnétique, par rapport au rotor, divisé par la vitesse de rotation du champ magnétique statorique : [13]

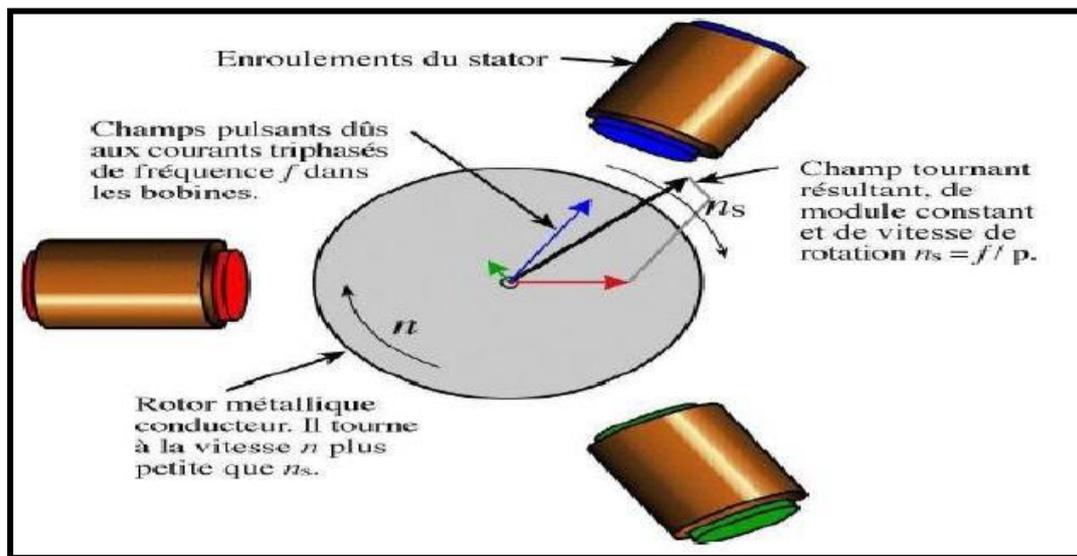


Figure I. 11: Principe de fonctionnements de la MAS

II.3.2.4. Caractéristiques des machines asynchrones :

II.3.2.4.1. Le champ tournant :

C'est la variation du flux magnétique créée par les courants statoriques, sa fréquence de rotation est imposée par la fréquence des courants du stator. C'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence d'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme  $\Omega_s$  [rad/s] [7].

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \tag{I.2}$$

Ou :

$$\Omega_s = \frac{2\pi N_s}{60} \tag{I.3}$$

Avec :

$\Omega_s$  : La vitesse angulaire de synchronisme [rad/s].

$\omega_s$  : Pulsation électrique synchrone du champ tournant [rad/s].

$\omega_s$  : Vitesse de synchronisme en [tr/min].

$\omega_s$  : Nombre de paires de pôles.

**II.3.2.4.2. Glissement :**

Il existe une différence de vitesse de rotation entre le champ tournant statorique et la vitesse mécanique du rotor. Cette différence s'appelle le glissement.

C'est la raison pour laquelle un moteur électrique fonctionnant suivant le principe que nous venons de décrire est appelé « moteur asynchrone ». La différence entre la vitesse de synchronisme et celle du rotor est appelée "glissement" et s'exprime en % de la vitesse de synchronisme [15].

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \tag{I.4}$$

Avec :

$g$  : Le glissement

$N_s$  : La vitesse angulaire de synchronisme [rad /s]

$N$  : La vitesse angulaire de rotation du rotor [rad /s]

**II.3.2.5. Bilan des puissances :**

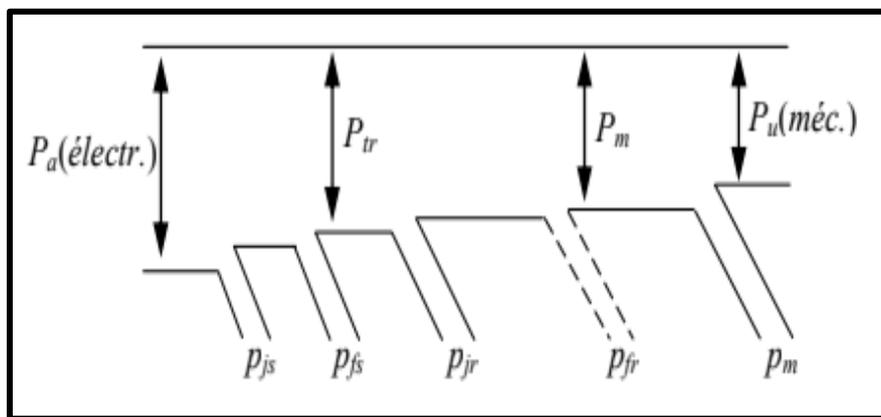


Figure I. 12: bilan de puissance de la MAS

**A. Puissance active :**

Le moteur absorbe une puissance active donnée par :

$$P_a = 3V_s I_s \cos \varphi_s \tag{I.5}$$

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 électromagnétique (ou la puissance transmise).

- Pertes joules statorique ( $p_{js}$ ):

$$P_{js} = 3 \cdot R \cdot i^2 \quad (\text{I.6})$$

- Pertes fer (hystérésis et courant de Foucault) ( $p_{fs}$ ) :

$$P_{fs} = 3 \frac{V_s^2}{R_f} \quad (\text{I.7})$$

### B. La puissance transmise au rotor ( $P_{tr}$ ) :

$$P_{tr} = 3 \frac{R}{g} \cdot i'^2 \quad (\text{I.8})$$

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

- Pertes joules rotor ( $p_{jr}$ ) :

$$P_{jr} = g \cdot P_{tr} \quad (\text{I.9})$$

- Pertes mécaniques ( $p_m$ ) :

$$P_m = P_u - P_{méc} \quad (\text{I.10})$$

### C. Puissance mécanique ( $P_{méc}$ ).

$$P_{méc} = C_{em} \cdot \Omega_r \quad (\text{I.11})$$

### D. La puissance utile ( $P_u$ ) :

Le reste de puissance est la puissance utile qui est pris à utiliser

$$P_u = C_u \cdot \Omega_r \quad (\text{I.12})$$

#### II.3.2.6. Domaine d'utilisation de la machine asynchrone :

De fait de sa simplicité, sa robustesse et son faible cout, la machine asynchrone est utilisée dans plusieurs domaine que on peut citer :

- Dans le domaine de la traction ferroviaire et la traction électrique.
- Industrie (entraînement des machines-outils).
- Dans le domaine de l'automobile avec des voitures électriques à pulsation.

La ventilation.

### II.3.2.7. Avantages et inconvénients la machine asynchrone :

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie ; il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique. Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor).

Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement est en générale ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent. Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé.

Par contre dans le moteur asynchrone les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas.

D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator.

L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres ( $R_r$  en particulier). [16]

#### Conclusion :

Au cours de ce chapitre, nous avons fait une étude théorique, pour les machines tournantes, où nous avons parlé de son principe de fonctionnement et ses différents types

machines (machines courant continu et bien que machines à courant alternatifs) et ses domaines d'utilisation.

La machine asynchrone reste de loin les plus utilisées en industrie, compte tenu de son cout et entretien assez intéressent pour cela dans le chapitre qui viens nous allons parlons sur la modélisation des machines asynchrone.

# Chapitre II : modélisation de la machine asynchrone

**I.1. Introduction :**

Les machines à synchronisme, ou machines à induction, est actuellement les machines électriques dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire, leur stator est relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse de synchronisme c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans ce chapitre, nous allons pencher sur un sujet très intéressant et important sur les machines asynchrones où nous allons aborderons la modélisation de la machine asynchrone ainsi tous les différentes transformations de Concordia, Park et Park inverse et la modélisation avec l'association d'onduleurs de tension avec commande MLI. Ensuite, nous donnerons les résultats de simulation du moteur asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé via un onduleur de tension à commande MLI.

**I.2. Modélisation de la machine asynchrone :**

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'élaboration des lois de commande. En effet, aborder la commande des machines électriques nécessite l'emploi d'une méthode de modélisation adaptée à la commande. Il est donc évident que cette étape de modélisation soit un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse.

**I.3 Hypothèses simplificatrices :**

L'étude de la modélisation des machines asynchrones repose sur le contexte habituel des hypothèses simplificatrices, à savoir :

- L'hystérésis et les courants de Foucault négligée.
- L'entrefer constant.
- L'effet des encoches négligé.
- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques de la machine (résistance des enroulements) n'est pas prise en compte.

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

- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

#### I.4 Modèle dynamique dans le repère abc :

Les phases statoriques sont alimentées par un réseau de tensions sinusoïdal les équilibrées à amplitude et fréquence constantes.

##### I.4.1 Equations des tensions :

Pour tous les enroulements du stator et du rotor, nous écrivons en notation matricielle :

Au stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Où :

$$[V_{sabc}] = [R_{sr}][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sabc}] \quad (\text{II.2})$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Où :

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

##### I.4.2 Equations des flux :

Les équations des flux sous forme matricielle s'écrivent :

Au stator :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_S & M_S & M_S \\ M_S & I_S & M_S \\ M_S & M_S & I_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Avec :

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Où :

$$[[\phi_{sabc}]] = [l_S][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{II.7})$$

Avec :

$$[l_S] = \begin{bmatrix} I_S & M_S & M_S \\ M_S & I_S & M_S \\ M_S & M_S & I_S \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

**Au rotor :**

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_r & M_r & M_r \\ M_r & I_r & M_r \\ M_r & M_r & I_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{sr}]^T \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Où :

$$[[\phi_{rabc}]] = [l_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$[lr] = \begin{bmatrix} I_r & M_r & M_r \\ M_r & I_r & M_r \\ M_r & M_r & I_r \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

Avec :

**I.4.3 Equation mécanique :**

$$c_{em} - c_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (II.12)$$

**I.5 Transformation triphasé biphasé :**

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc Vers un système biphasé dq, Il existe principalement deux transformations :

- Clarke.
- Concordia.

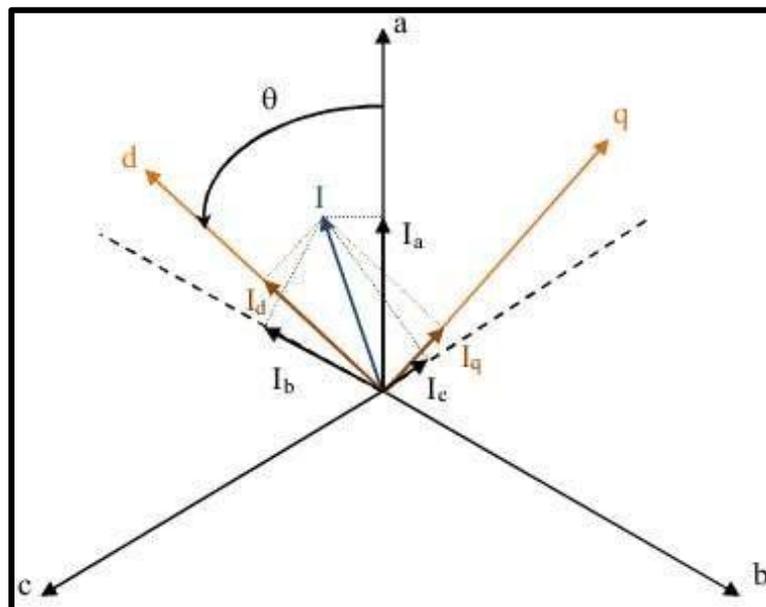


Figure II. 1 : passage du system triphasé au système biphasé.

**I.5.1 La transformation de Clarke :**

C'est un passage conserve l'amplitude de grandeur d'un système triphasé abc à un système biphasé  $\alpha\beta$ .

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{\alpha\beta 0/abs}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

C'est à dire :

$$[\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}] = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0/abc} [\mathbf{x}_{abc}] \quad (\text{II.14})$$

Avec :

$$\mathbf{C}_{\alpha\beta 0/abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \mathbf{1} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \mathbf{0} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

La passage inverse :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\alpha} \\ \mathbf{x}_{\beta} \\ \mathbf{x}_0 \end{bmatrix} \xrightarrow{\mathbf{C}_{abc/\alpha\beta 0}} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_a \\ \mathbf{x}_b \\ \mathbf{x}_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

C'est-à-dire :

$$[\mathbf{x}_{abc}] = \mathbf{C}_{abc/\alpha\beta 0} [\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}] \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$$\mathbf{C}_{abc/\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{1} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \mathbf{1} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

### I.5.2 La transformation de Concordia :

C'est un passage conserve la puissance et le couple électromagnétique d'un système triphasé abc vers un système biphasé  $\alpha\beta 0$ .

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_a \\ \mathbf{x}_b \\ \mathbf{x}_c \end{bmatrix} \xrightarrow{\mathbf{T}_{\alpha\beta 0/abs}} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\alpha} \\ \mathbf{x}_{\beta} \\ \mathbf{x}_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

C'est-à-dire :

$$[\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}] = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0/abc}[\mathbf{x}_{abc}] \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0/abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \mathbf{1} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \mathbf{0} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Le passage inverse :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\alpha} \\ \mathbf{x}_{\beta} \\ \mathbf{x}_0 \end{bmatrix} \xrightarrow{\mathbf{T}_{abc/\alpha\beta 0}} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_a \\ \mathbf{x}_b \\ \mathbf{x}_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

C'est-à-dire :

$$[\mathbf{x}_{abc}] = \mathbf{T}_{abc/\alpha\beta 0}[\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}] \quad (\text{II.23})$$

Avec :

$$\mathbf{C}_{abc/\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

### I.5.3 Transformation de Park :

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée – diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère fixe  $\alpha\beta$  puis vers le repère mobil dq, avec conservation de puissance.

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{pmatrix} = [p(\theta)] \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Où :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{II.26})$$

#### I.5.4 Transformation de Park inverse :

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = [p(\theta)]^{-1} \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Avec :

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Avec :

Equations électriques :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \\ 0 = R_r i_{rd} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r i_{rq} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Equations magnétiques :

$$\begin{aligned} \varphi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} &= L_r i_{rq} + M i_{sq} \\ \varphi_{dm} &= M \cdot (i_{rd} + i_{sd}) \\ \varphi_{dm} &= M \cdot (i_{rq} + i_{sq}) \end{aligned} \quad (\text{II.30})$$

Equations électromagnétiques :

$$C_{em} = \begin{cases} \frac{PM}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \\ \frac{PM}{L_s} (\varphi_{sd} i_{rq} - \varphi_{sq} i_{rd}) \\ P (\varphi_{rq} i_{rd} - \varphi_{rd} i_{rq}) \\ PM (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

### I.6 Puissance absorbée :

La transformation de PARK conserve la puissance instantanée ce qui nous permet d'écrire :

$$p_a = v_{sa} i_{sa} + v_{sb} i_{sb} + v_{sc} i_{sc} = v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq} \quad (\text{II.32})$$

En remplaçant les tensions  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$

$$p_a = \left[ R_s i_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \right] i_{sd} + \left[ R_s i_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \right] i_{sq} \quad (\text{II.33})$$

On peut écrire l'équation de cette forme :

$$p_a = \underbrace{[R_s i_{sd}^2 + R_s i_{sq}^2]}_1 + \underbrace{\left[ \frac{d\varphi_{sd}}{dt} i_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} i_{sq} \right]}_2 + \underbrace{[\omega_s (\varphi_{sd} i_{sd} - \varphi_{sq} i_{sq})]}_3 \quad (\text{II.34})$$

Cette équation divise une trois termes :

1 : les pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques.

2 : l'énergie magnétique stocké dans le circuit magnétique.

3 : la puissance électromagnétique ( $p_{em}$ ).

## I.7 Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à commande MLI :

### I.7.1 L'onduleur triphasé :

L'onduleur est un convertisseur d'électronique de puissance qui permet la conversion continue alternative. Il fonctionne en commutation forcée et il est généralement conçu à base de transistors. Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI). L'onduleur de tension transforme un signal continu à son entrée en un signal alternatif à sa sortie, tout en contrôlant l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie. Le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et l'amplitude de tension [17].

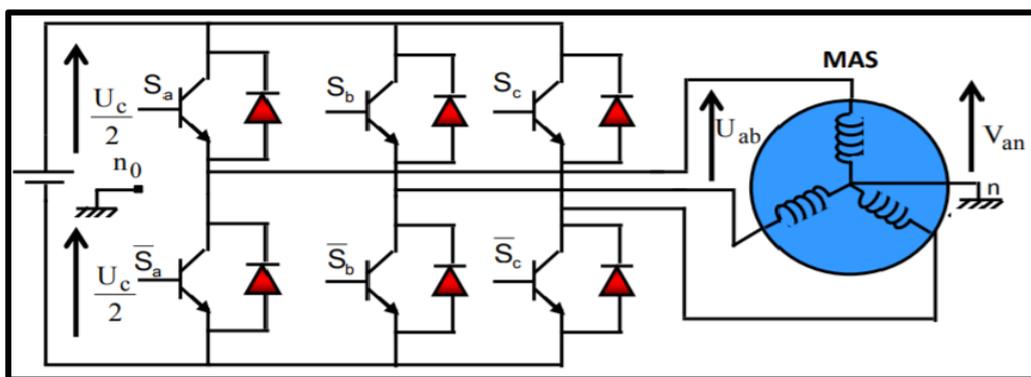


Figure II. 2: le schéma électrique simplifié d'un onduleur de tension alimentant une charge triphasée qui est connectée en étoile

On a un régime équilibré :

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

Nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{an} = \mathbf{v}_{a0} + \mathbf{v}_{0n} \\ \mathbf{v}_{bn} = \mathbf{v}_{b0} + \mathbf{v}_{0n} \\ \mathbf{v}_{cn} = \mathbf{v}_{c0} + \mathbf{v}_{0n} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

En faisant la somme des équations du système :

$$\mathbf{v}_{an} + \mathbf{v}_{bn} + \mathbf{v}_{cn} = \mathbf{v}_{a0} + \mathbf{v}_{b0} + \mathbf{v}_{c0} + 3\mathbf{v}_{0n} = \mathbf{0} \quad (\text{II.39})$$

D'où :

$$\mathbf{v}_{an} + \mathbf{v}_{bn} + \mathbf{v}_{cn} = -3\mathbf{v}_{0n} = \mathbf{v}_{a0} + \mathbf{v}_{b0} + \mathbf{v}_{c0} \quad (\text{II.40})$$

Donc :

$$\mathbf{v}_{0n} = -\frac{1}{3} (\mathbf{v}_{a0} + \mathbf{v}_{b0} + \mathbf{v}_{c0}) \quad (\text{II.41})$$

En remplace (II.41) dans l'équation (II.38) on va obtenir :

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{an} = -\frac{1}{3} (2\mathbf{v}_{a0} + \mathbf{v}_{b0} + \mathbf{v}_{c0}) \\ \mathbf{v}_{bn} = -\frac{1}{3} (\mathbf{v}_{a0} + 2\mathbf{v}_{b0} + \mathbf{v}_{c0}) \\ \mathbf{v}_{cn} = -\frac{1}{3} (\mathbf{v}_{a0} + \mathbf{v}_{b0} + 2\mathbf{v}_{c0}) \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

On peut écrire l'équations sur forme matrice :

$$[\mathbf{v}_{AC}] = [\mathbf{T}][\mathbf{v}_{DC}] \quad (\text{II.43})$$

$$[\mathbf{v}_{AC}] = [\mathbf{v}_{an} \mathbf{v}_{bn} \mathbf{v}_{cn}] \quad (\text{II.44})$$

$$[\mathbf{v}_{DC}] = [\mathbf{v}_{An} \mathbf{v}_{Bn} \mathbf{v}_{Cn}] \quad (\text{II.45})$$

$$[T] = \begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

### I.7.2 Onduleur de tension à MLI :

La modulation de largeur d'impulsions (MLI ; en anglais : Pulse Width Modulation, soit PWM), est une technique d'approximer une tension de sortie sinusoïdale en modifiant sa valeur moyenne. la commande MLI compare une tension de référence à un signal triangulaire symétrique appelé porteuse haute fréquence à chaque instant. A chaque intersection de ces deux signaux, la commande envoie une commande marche ou arrêt aux interruptions qui composent l'onduleur.[18] c'est un modulateur sinusoïdal d'amplitude  $A_m$  et de fréquence  $f_m$  combiné aune porteuse triangulaire de haute fréquence  $f_p$  d'amplitude, l'angle de commutation de la tension d'entrée du pont est à l'intersection de la porteuse et du modulateur.

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

- L'indice de modulation  $m$  qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f$  de la référence.

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II.47})$$

- Le taux de modulation  $r$  (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $v_m$  à la valeur crête  $v_p$  de la porteuse :

$$r = \frac{v_m}{v_p} \quad (\text{II.48})$$

## I.8 Association de la MAS-onduleurs de tension à commande MLI :

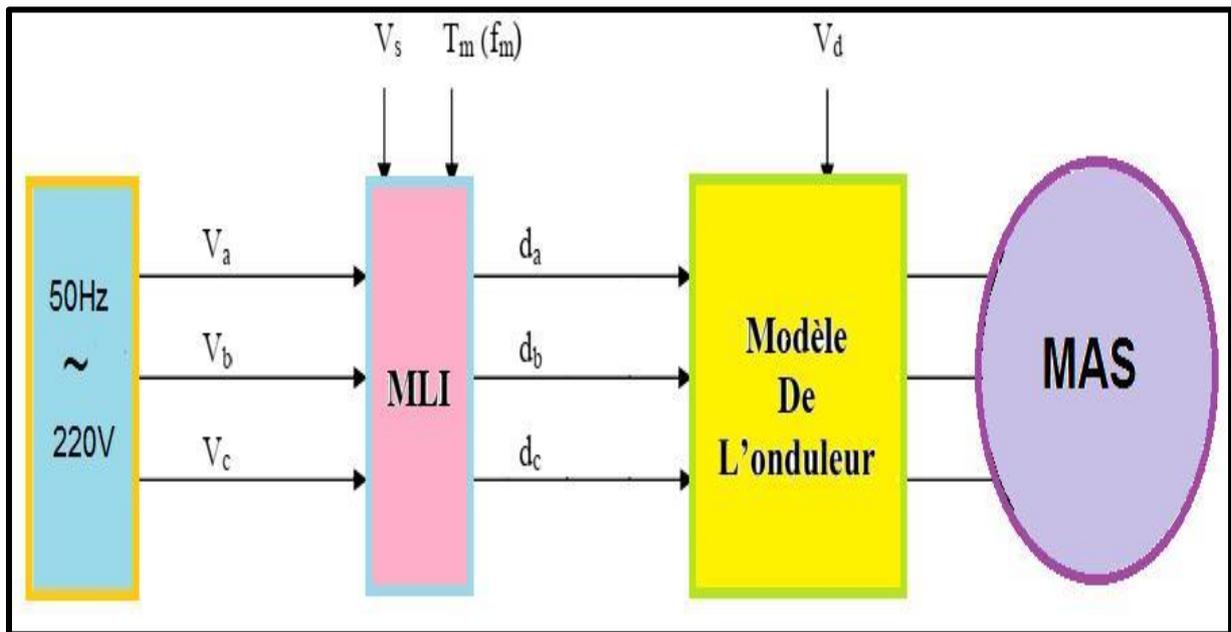
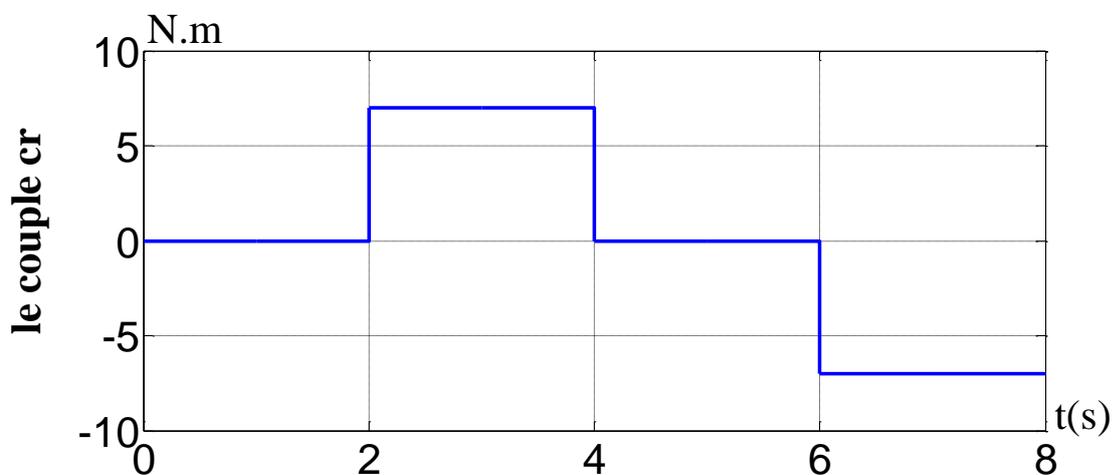


Figure II. 3: Association MAS-Convertisseurs de tensions à commande MLI.

## I.9 Simulation et interprétation des résultats :

La simulation a été effectuée par le logiciel « Simulink » sous « Matlab ». Dans cette partie on présentera le cas d'une machine asynchrone triphasée Association avec onduleurs de tension à commande MLI.

Tension sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ suivie de l'application des charges nominales  $C_r = 7 \text{ N.m}$ ,  $C_r = 0 \text{ N.m}$ ,  $C_r = -7 \text{ N.m}$  et les intervalles du temps  $t = [2 \ 4] \text{ s}$ ,  $[4 \ 6]$  et  $t = [6 \ 8] \text{ s}$ .

Figure II. 4: l'allure couple résistant  $C_r$

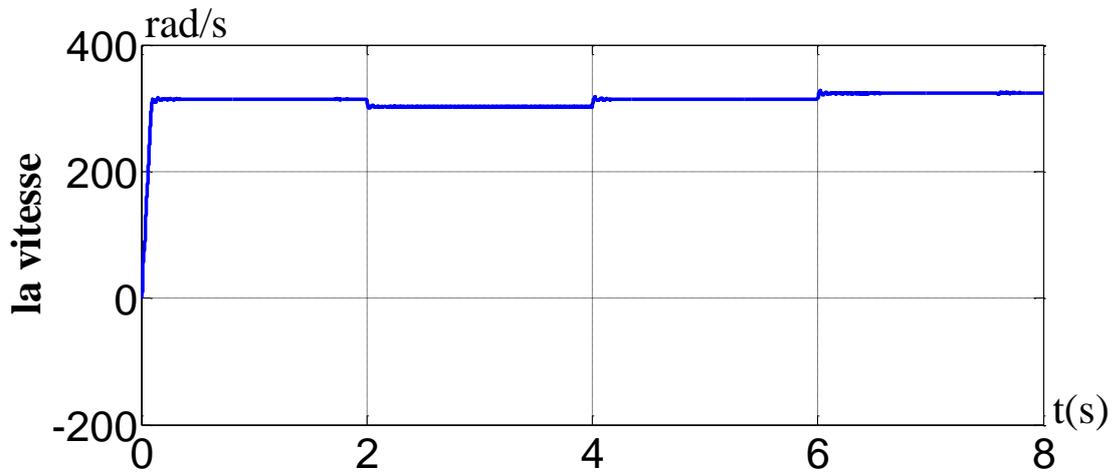


Figure II. 5: l'allure de la vitesse rotorique de moteur asynchrone

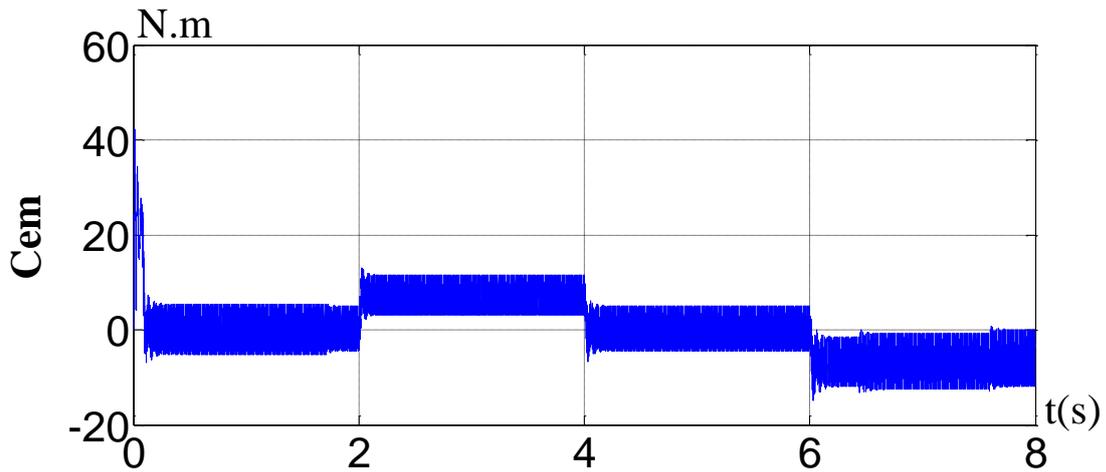


Figure II. 6 : l'allure du couple électromagnétique.

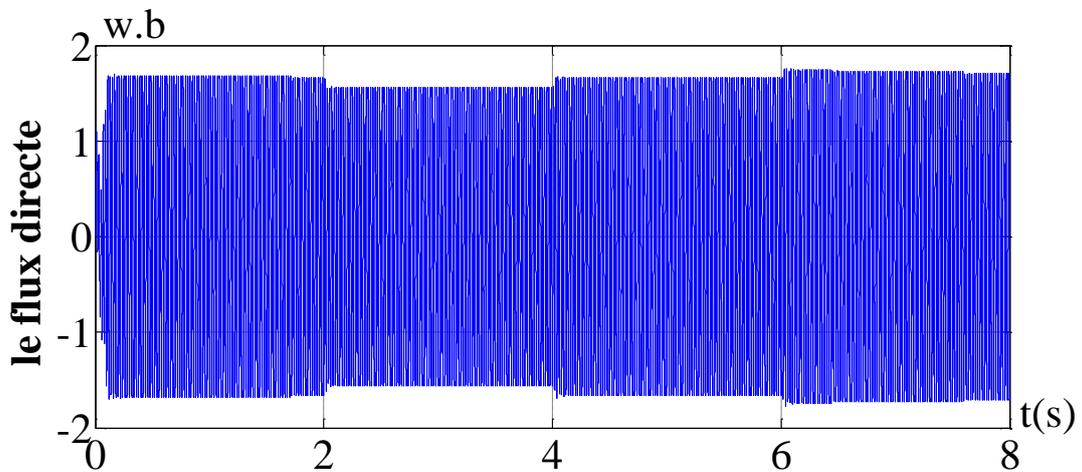


Figure II. 7: l'allure flux rotorique directe.

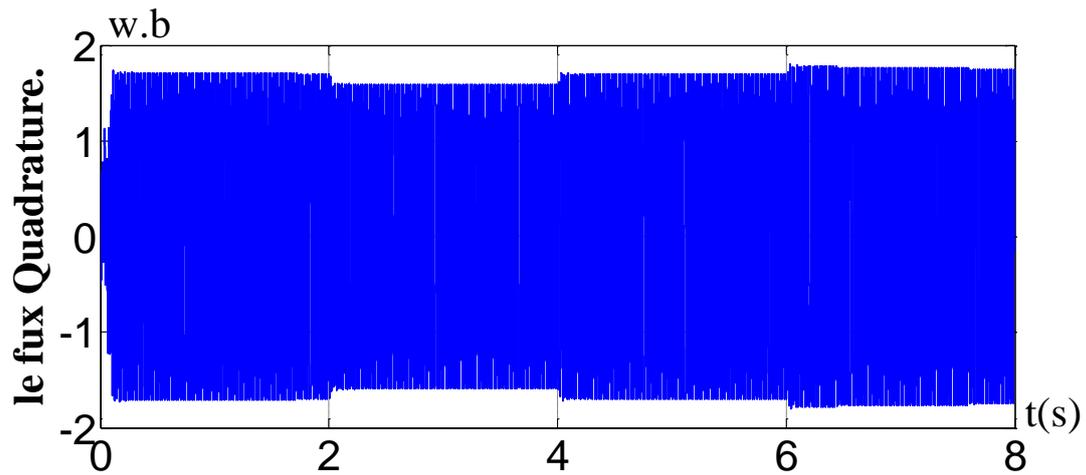


Figure II. 8: l'allure flux rotorique quadrature .

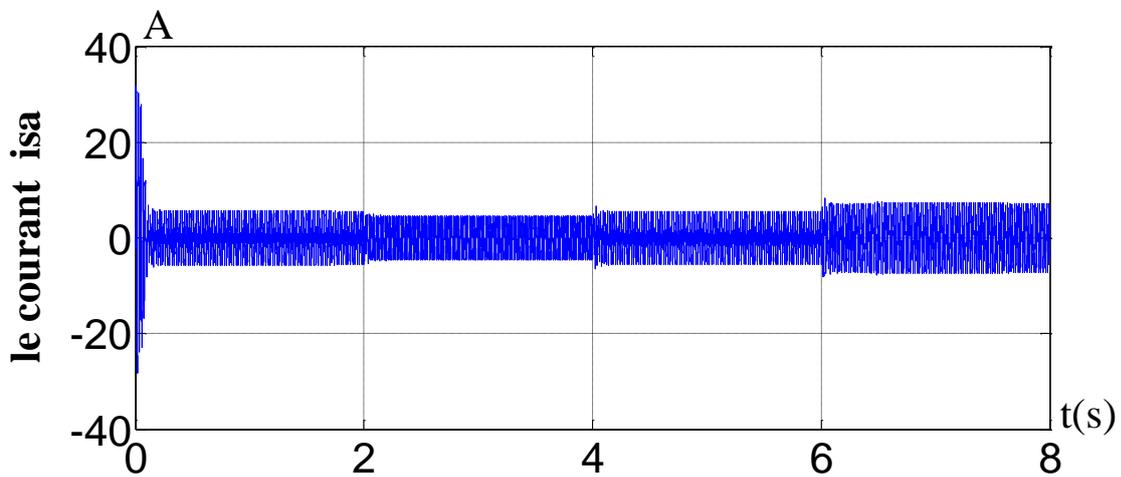


Figure II. 9: l'allure courant statorique  $i_a$

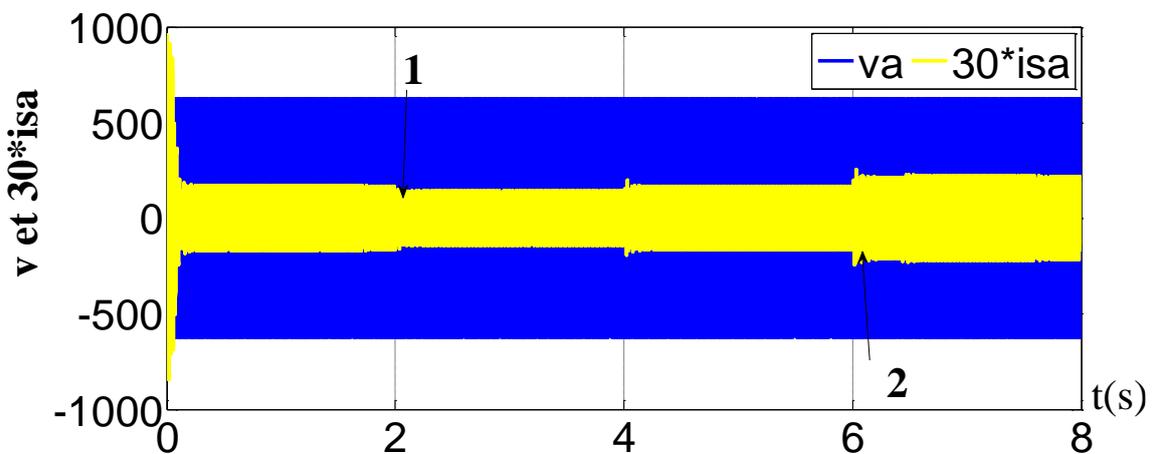
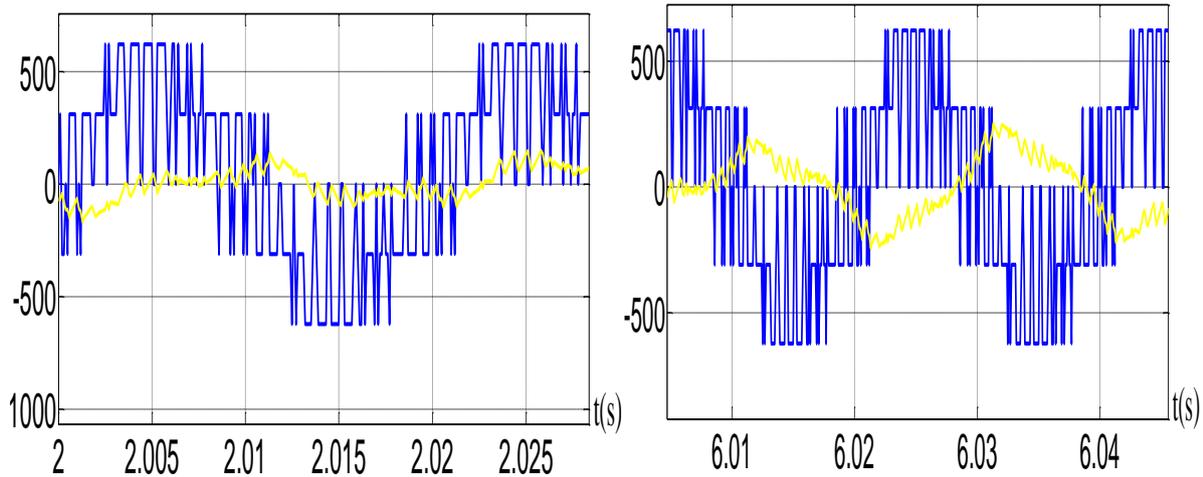


Figure II. 10: l'allure courant statorique  $I_s$  par rapport la tension  $v_{as}$ .

ZOMME 1 a l'instant  $t=2$ ZOMME 2 a l'instant  $t=6$ 

Après la simulation les graphes montrent que la vitesse de moteur asynchrone est constatée à 314 rad/s et la courbe du couple électromagnétique présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante ; après 0.25s le couple tend vers 35 Nm, et après la charge résistante dans les deux cas :

**Cas1** : Le charge résistante positive (fonctionnement moteur) :

La vitesse diminue à la valeur nominale 300 rad/s. Pour le couple électromagnétique suit absolument le couple résistante. Mais le courant est en retard par rapport à la tension parce que quand augmente la charge la puissance active et réactive augmentent conduisant à la consommation.

**Cas2** : Le charge résistante négative (fonctionnement génératrice) :

La vitesse augmente à la vitesse synchrone, et le couple électromagnétique suit le couple résistante.

Le courant et la tension sont décalés de presque  $180^\circ$ , c'est-à-dire le produit du courant et de la tension est négatif, ce qui signifie que le MAS fournit de la puissance active et en absorbe la puissance réactive de son aimantation.

**Conclusion** :

A partir de ces expériences, nous définissons la modélisation et la simulation de moteurs asynchrones et l'association d'onduleurs de tension commandés par MLI.

La machine Asynchrone et l'onduleur de commande MLI sont tous deux importants pour le système d'alimentation car ils sont utilisés pour fournir de l'énergie à des fins différentes.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons les concepts de base de la commande vectorielle orientée flux rotorique pour la commande de moteurs asynchrones

# Chapitre III : commande vectorielle

### III.1 Introduction :

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps. Cependant, elle n'a pas pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique [18]. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation des fonctions trigonométriques, des intégrations ..., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique.

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit) [19]. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du commande vectorielle direct par orientation du flux rotorique, débiter par une explication du principe de cette méthode, puis on va appliquer la commande vectorielle sur le modèle de la machine asynchrone et nous faisons le réglage par une méthode classique des grandeurs (courant, flux et vitesse) de la machine en utilisant des régulateurs de type PID.

Finalement, on présentera les résultats de simulation.

### III.2 Contrôle de vitesse avec une méthode classique (commande vectorielle de la MAS) :

La commande vectorielle utilisée dans ce chapitre est une commande directe par orientation du flux rotorique. Dans cette partie, nous allons nous intéresser à la régulation par une méthode classique (régulateur de vitesse, régulateur de courant et régulateur de flux).

### III.3 Choix d'orientation de flux :

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant [23] :

- Pour le flux rotorique :

$$\varphi_{rd} = \varphi_r \quad \text{Et} \quad \varphi_{rq} = \mathbf{0} \quad (\text{III.1})$$

- Pour me flux statorique :

$$\varphi_{sd} = \varphi_s \quad \text{Et} \quad \varphi_{sq} = \mathbf{0} \quad (\text{III.2})$$

- Pour le flux d'entrefer :

$$\varphi_{nd} = \varphi_n \quad \text{Et} \quad \varphi_{nq} = \mathbf{0} \quad (\text{III.3})$$

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique. [24]

### III.3 Principe de la commande vectorielle à flux orienté :

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine [20].

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée.[20]

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sd} - \varphi_{rq} i_{sq}) \quad (III.4)$$

On se retrouve confronté à une difficulté supplémentaire pour commander ce couple. La commande vectorielle vient régler ce problème de découplage entre le flux à l'intérieur de la machine et le couple [21].

Pour cela on va éliminer le deuxième produit c'est-à-dire ( $\varphi_{rq} i_{sq} = 0$ ), alors il suffit, pour ce faire d'orienter le repère ( $d-q$ ) de manière à annuler la composante de flux en quadrature autrement dit on choisit l'angle de rotation de Park de telle sorte que le flux rotorique soit porté sur l'axe direct ( $d$ )

$$\varphi_{rq} = 0 \quad \text{Et} \quad \varphi_{rd} = \varphi_r \quad (III.5)$$

L'expression de couple devient alors :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\varphi_r i_{sq}) \quad (III.6)$$

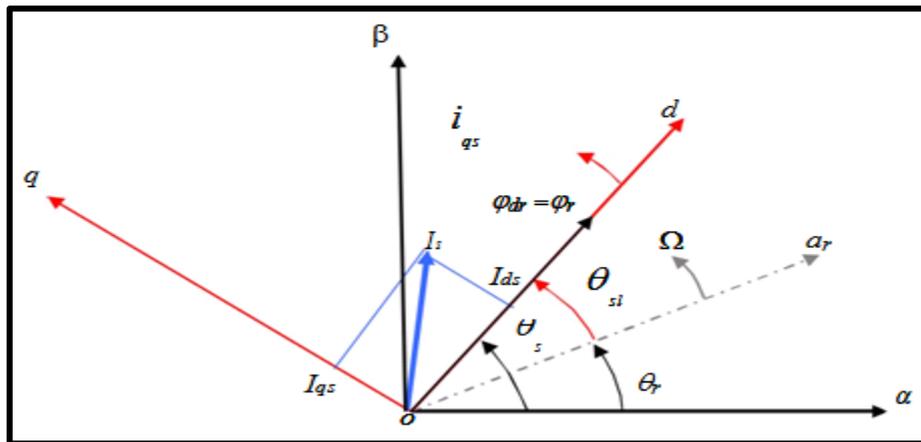


Figure III. 1: Orientation du flux (rotorique)

Dans cette condition nous avons :  $\varphi_{rq} = \mathbf{0}$  et  $\varphi_{rd} = \varphi_r$ . Seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques, ne le sont pas, il faut donc pouvoir les estimer à partir des grandeurs statoriques. Par conséquent le modèle du moteur à induction, établi dans le domaine du flux rotorique orienté, est alors donné comme il suit :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} - \omega_s \varphi_{sd} \\ \mathbf{0} &= R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_r}{dt} \\ \mathbf{0} &= R_r i_{rq} + \omega_r \varphi_r \end{aligned} \tag{III.7}$$

En tenant compte de la condition :  $\varphi_{rq} = \mathbf{0}$  et  $\varphi_{rd} = \varphi_r$ , la position du flux sera alors donnée par  $\theta_s$  qui est la position instantanée **Figure III.1** du référentiel  $(d,q)$  par rapport au référentiel  $(\alpha,\beta)$ , [22]. Elle est déterminée par :

$$\theta_s = \int_0^T \omega_s dt \tag{III.8}$$

Avec:

$$\omega_s = \omega p + \omega_r^* \tag{III.9}$$

### III.5 Types des commandes vectorielles :

Il existe deux types de commande vectorielle appelé aussi (commande à flux orienté) :

- Commande vectorielle directe

- Commande vectorielle indirecte

### III.6 Description de la commande vectorielle directe et indirecte :

#### A. Commande vectorielle directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement. Tout fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- Le non fiabilité de la mesure du flux :
  - problème de filtrage du signal mesuré.
  - précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs +filtre).

#### B. Commande vectorielle indirecte :

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées. Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique. L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique. En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué. Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté en tension (sans convertisseur).

Parmi ces deux derniers de la commande méthodes on a choisi la méthode vectorielle indirecte pour commander notre machine asynchrone [25].

### III.7 Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension :

#### III.7.1 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 ( $v_{ds}, v_{qs}$ ) et la vitesse du champ tournant ( $\omega_s$ ).

Considérons les deux tensions statoriques ( $v_{ds}, v_{qs}$ ) comme variables de commande, les deux courants statoriques ( $i_{sd}, i_{sq}$ ), le flux rotorique ( $\varphi_r$ ) et la vitesse mécanique ( $\Omega_r$ ) comme variables d'état, nous obtenons le modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension par orientation du flux rotorique.

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma T_s \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds} = \frac{v_{ds}}{R_s} + \sigma T_s \omega_s i_{qs} - \frac{T_s}{M} (1 - \sigma) \frac{d\varphi_r}{dt} \\ \sigma T_s \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs} = \frac{v_{qs}}{R_s} - \omega_s \left[ \sigma T_s i_{ds} + \frac{T_s}{M} (1 - \sigma) \varphi_r \right] \\ T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M i_{ds} \\ \omega_r = \frac{M i_{qs}}{T_r \varphi_r} \\ C_e = \frac{PM}{l_r} \varphi_r i_{qs} \\ \frac{jd\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \end{array} \right. \quad (III.10)$$

#### III.6.2 Système d'équations liées au flux rotorique :

Les équations (II.36), munies de la contrainte ( $\varphi_{rq} = 0$ ) se simplifient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{di_{ds}}{dt} \sigma L_s + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{di_{ds}}{dt} \sigma L_s + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r \\ \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{M}{t_r} i_{sd} - \frac{1}{t_r} \varphi_r \\ \omega_r = \frac{M i_{qs}}{t_r \varphi_r} \\ C_e = \frac{PM}{l_r} \varphi_r i_{qs} \\ \frac{jd\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \end{array} \right. \quad (III.11)$$

### III.6.3 Découplage entré-sortie :

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes monovariabiles évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent découplage utilisant un régulateur, parmi de ces techniques le découplage par compensation [26].

### III.6.4 Découplage par compensation :

Différentes techniques de découplage existent : découplage par retour d'état, découplage statique ou découplage par compensation, que nous allons présenter maintenant, 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. En considérant une dynamique longue du flux en basse vitesse  $\frac{d\varphi_d}{dt} = \mathbf{0}$  par rapport aux courants, alors les équations de tensions sont réécrites en introduisant l'opérateur de Laplace  $s$  de la manière suivante :

**On a :**

$$Vs_{d1} = \sigma l_s \frac{di_{sd}}{dt} + (R_s + R_r \frac{M^2}{Lr^2}) i_{sd} \quad (\text{III.12})$$

$$Vs_{q1} = \sigma l_s \frac{di_{sq}}{dt} + (R_s + R_r \frac{M^2}{Lr^2}) i_{sq} \quad (\text{III.13})$$

**Et :**

$$e_d = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + R_r \frac{M^2}{Lr^2} \varphi_r \quad (\text{III.14})$$

$$e_q = -(\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r) \quad (\text{III.15})$$

**D'ou :**

$$Vs_d = Vs_{d1} - e_d \quad (\text{III.16})$$

$$Vs_q = Vs_{q1} - e_q \quad (\text{III.17})$$

La représentation schématique du bloc de découplage FOC est donnée par la figure III.2 :

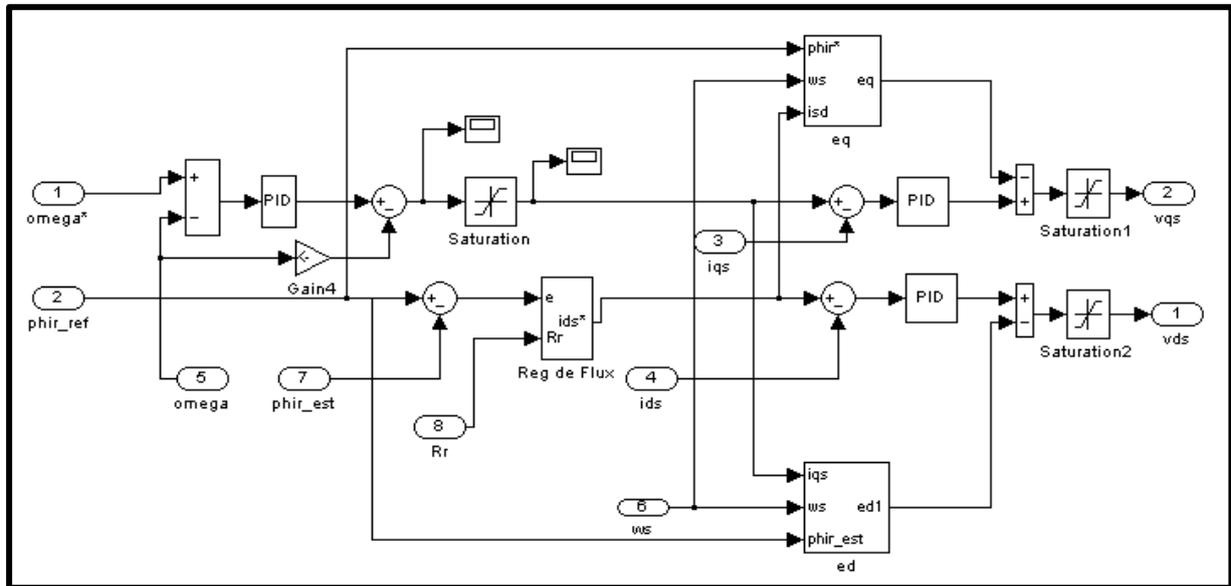


Figure III. 2: Représentation schématique du bloc de découplage FOC

### III.7 Régulation PID :

Régulateur PID (Proportionnel, Intégral, Dérivé) C'est un système d'auto régulation (boucle fermée), est l'un des composants les plus importants d'un système de contrôle. Il s'agit d'une boucle de rétroaction qui ajuste l'entrée du procédé pour maintenir le point de consigne à une valeur constante. Après comparaison entre grandeur réglée et grandeur de référence, il en résulte un écart de réglage. En fonction de cet écart, le régulateur forme un signal de commande.

Un régulateur PID est obtenu par l'association de ces trois actions et il remplit essentiellement les fonctions trois fonctions suivantes :

- Elimine l'erreur statique au terme intégrateur.
- Anticipe les variations de la sortie grâce au terme dérivateur.
- Fournit un signal de commande en tenant compte de l'évolution du signal de sortie par rapport à la consigne.

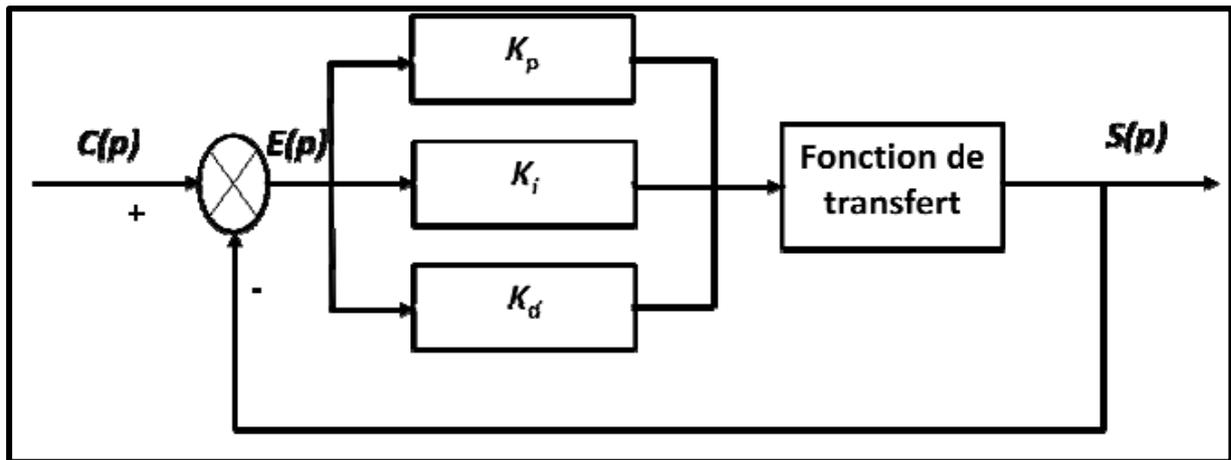


Figure III. 3: Régulateur PID

### 1 .Action proportionnelle (p) :

L'action est dite proportionnelle lorsque le signal de commande est proportionnel au signal d'erreur. Elle corrige de manière instantanée, donc rapide, tout écart de la grandeur à régler, elle permet de vaincre les grandes inerties du système.

### 2. Action intégrale (I) :

L'action est dite intégrale lorsque le signal de commande est proportionnel à l'intégrale du signal d'erreur. Elle complète l'action proportionnelle et permet d'éliminer l'erreur résiduelle en régime permanent. Afin de rendre le système plus dynamique (diminuer le temps de réponse), on diminue l'action intégrale mais, ceci provoque l'augmentation du déphasage ce qui provoque l'instabilité en état fermé.

### 3.Action dérivée (D) :

L'action est dite dérivée lorsque le signal de commande est proportionnel à la dérivée du signal d'erreur. L'action dérivée, en compensant les inerties dues au temps mort, accélère la réponse du système et améliore la stabilité de la boucle, en permettant notamment un amortissement rapide des oscillations dues à l'apparition d'une perturbation ou à une variation subite de la consigne.

Coefficients	Temps de répons	Dépassement	Erreur statique
Kp	Augmente	Augmente	Diminue

<b>Ki</b>	<b>Augmente</b>	<b>Augmente</b>	<b>Annule</b>
<b>Kd</b>	<b>Diminue</b>	<b>Diminue</b>	<b>-</b>

Tableau 3: Caractéristiques du régulateur PID

III.8 Calcul des coefficients des régulateurs :

A. Régulateurs de vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la Vitesse correspondante. Le schéma bloc de régulation de la vitesse est le suivant :

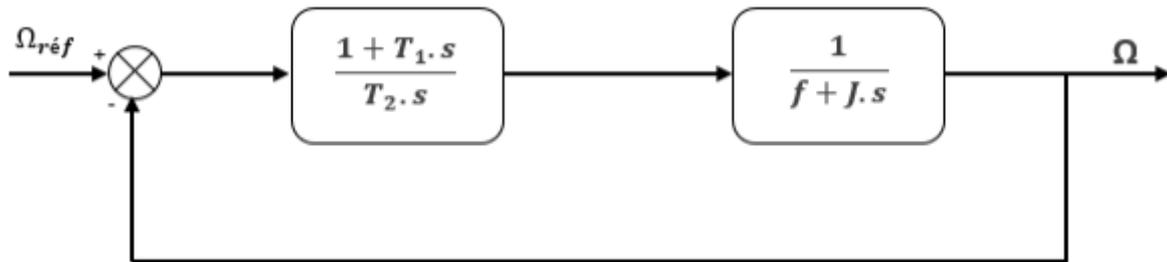


Figure III. 4: Boucle de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est donnée par :

$$FTBO(s) = \frac{1 + T_1 \cdot s}{T_2 \cdot s} \cdot \frac{1}{J \cdot s + f} \tag{III.18}$$

Par compensation de pôles, on obtient :

$$1 + T_1 \cdot s = \frac{J}{f} s + 1 \tag{III.19}$$

On a

$$T_1 = \frac{J}{f} \tag{III.20}$$

La boucle fermée (FTBF) est donnée par :

$$FTBF = \frac{1}{T_2 f \cdot s + 1} \tag{III.21}$$

La fonction de transfert est de premier ordre :

$$t = T_2 f \tag{III.22}$$

Avec :  $3 \cdot t = t_r$

$$T_2 = \frac{t_r}{3 \cdot f} \tag{III.23}$$

Donc :

$$\begin{cases} k_p = \frac{3J}{t_r} \\ k_i = \frac{3 \cdot f}{t_r} \end{cases} \tag{III.24}$$

Pour l'action derivé (régulateur d) on a choisi la valeur de 1 c'est dire (kd=1)

**B. Régulateurs de courant :**

Le régulateur du courant fournit la tension nécessaire pour maintenir le Couple à sa valeur de référence.

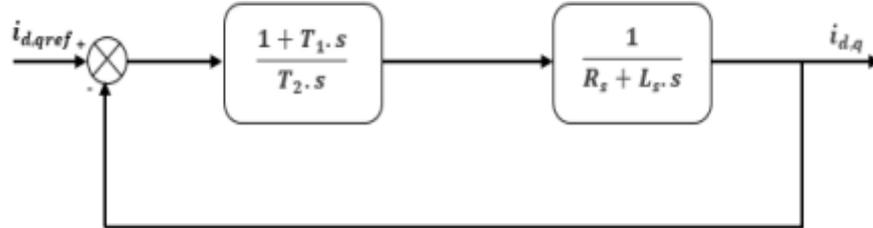


Figure III. 5: Boucle de régulation des courants Id et Iq

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est donnée par :

$$FTBO(s) = \frac{1+T_1.s}{T_2.s} \cdot \frac{1}{R_s+L.s} = \frac{1+T_1.s}{T_2.sR_s(1+\frac{L}{R_s}s)} \tag{III.25}$$

Avec :

$$\begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} \\ k_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \tag{III.26}$$

Par compensation de pôles, on obtient :

$$1 + T_1 \cdot s = \frac{L}{R_s} s + 1 \tag{III.27}$$

On a

$$T_1 = \frac{L}{R_s} \tag{III.28}$$

Avec :  $t = \frac{L}{R_s}$  : constante de temps électrique.

L'équation de boucle ouverte :

$$FTBO(s) = \frac{1}{T_2 R_s \cdot s} \tag{III.29}$$

La fonction de transfert en La boucle fermée (FTBF)est donnée par :

$$FTBF = \frac{1}{1+T_2 R_s \cdot s} \tag{III.30}$$

La fonction de transfert est de premier ordre :

$$t = T_2 R_s \tag{III.31}$$

Avec :  $3. t = t_r$

$$T_2 = \frac{t_r}{3.R_s} \tag{III.32}$$

En remplaçant  $T_1$  et  $T_2$  dans l'équation (III.26) on a :

$$\begin{cases} k_p = \frac{3.L}{t_r} \\ k_i = \frac{3.R_s}{t_r} \end{cases} \tag{III.33}$$

Pour l'action dérivé (régulateur d) on a choisi la valeur de 1 c'est dire (kd=1).

### III.9 Résultats de simulation et interprétation :

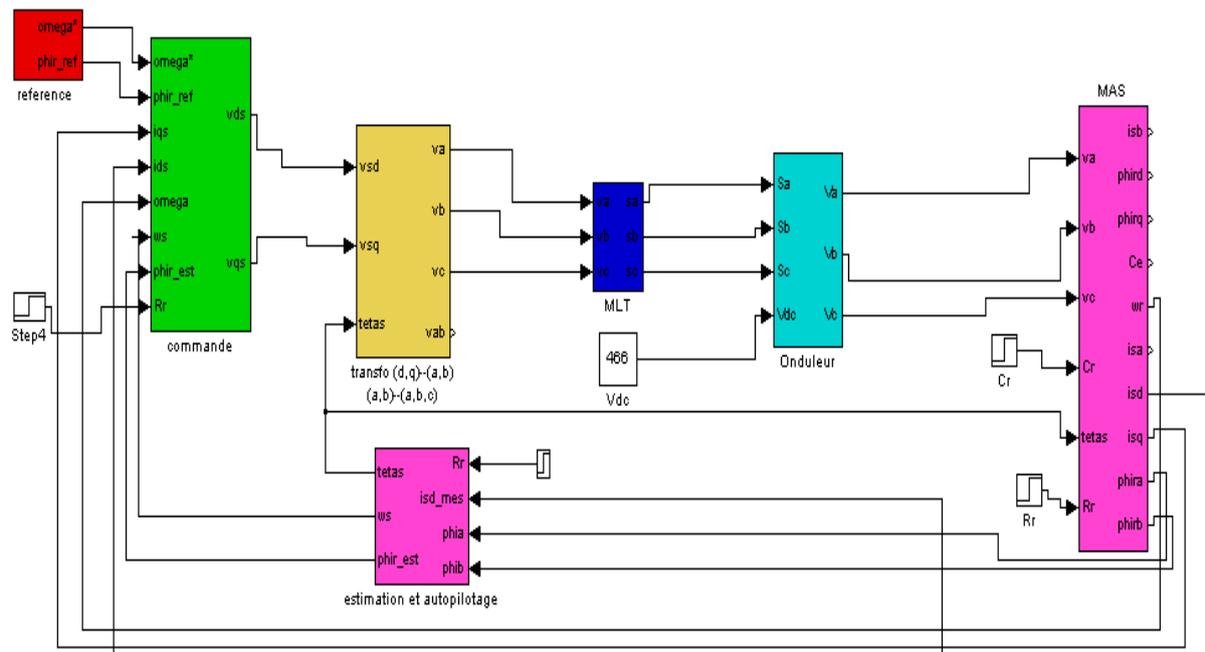


Figure III. 6 : Schéma globale de la commande vectorielle

La machine commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique, est mise en évidence par simulation numérique sous environnement MATLAB/ SIMULINK.

Pour évaluer les performances de réglage, nous avons simulé avec un démarrage à vide (vitesse de consigne  $\omega_r = (314\text{rad/s})$ . Après on a appliqué des charges nominales  $Cr = 10N.m$ ,  $Cr=0N.m$  et  $Cr = (-10N.m)$  respectivement entre les intervalles de temps  $t= [2\ 4]$  s,  $t=[4\ 6]$ s,  $t= [6\ 8]$  s.

La réaction de MAS avec la commande vectorielle direct, la vitesse suit rigoureusement la vitesse de référence, c'est un régime transitoire de 0.35 (s) et le flux rotorique direct prend sa valeur de consigne à partir de 0.2s, l'allure de courant statorique change sa valeur quand le couple varie entre des valeurs positifs et négatifs.

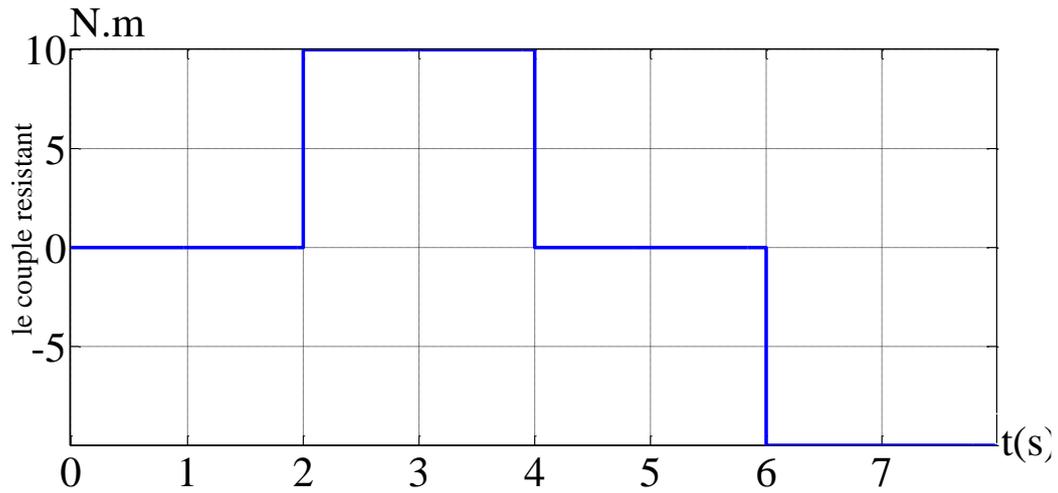


Figure III. 7:Le couple résistant

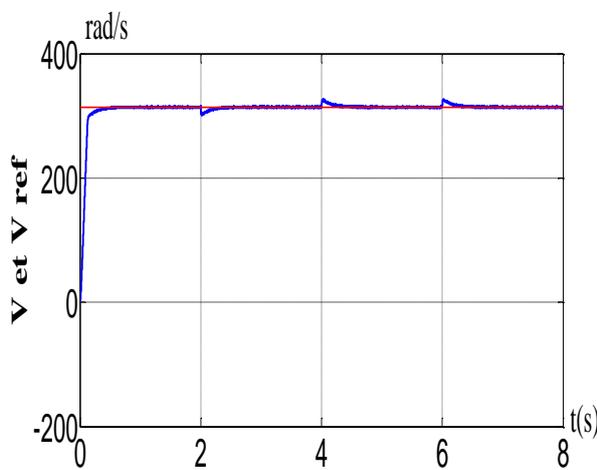


Figure III. 8:L'allure de la vitesse angulaire.

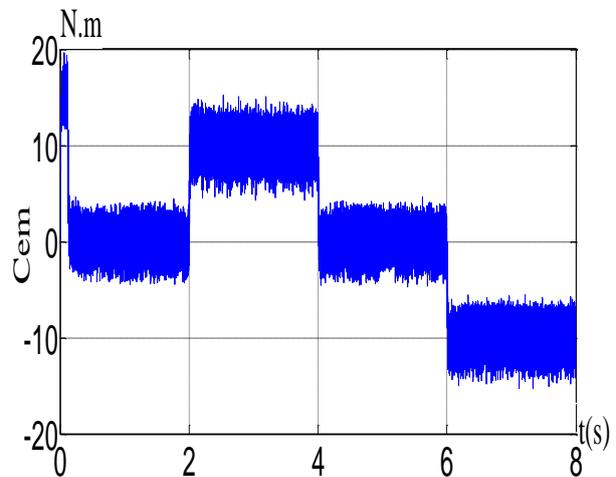


Figure III. 9:l'allure Couple Électromagnétique.

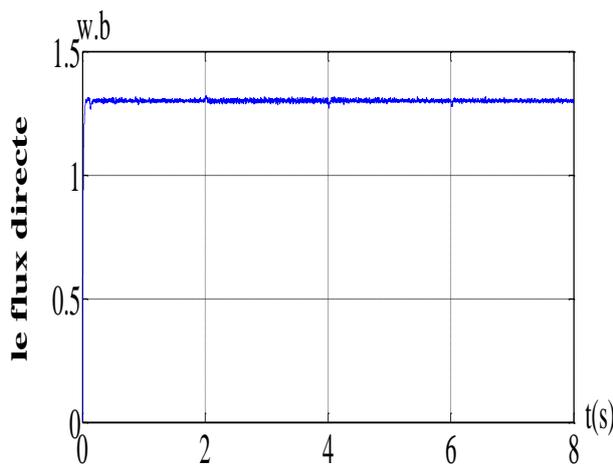


Figure III. 10:Flux rotorique directe sa valeur 1.3 Wb.

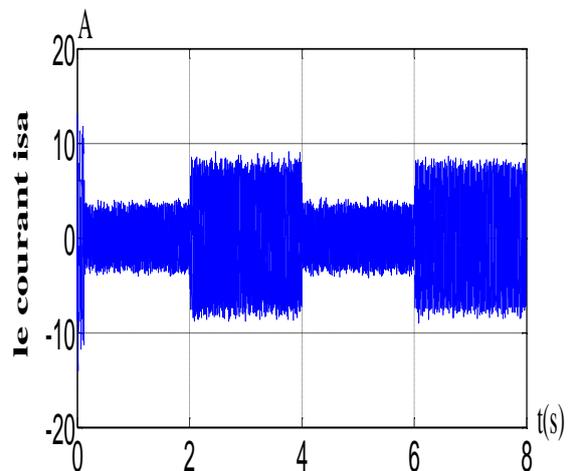


Figure III. 11:courant statorique Is(A).

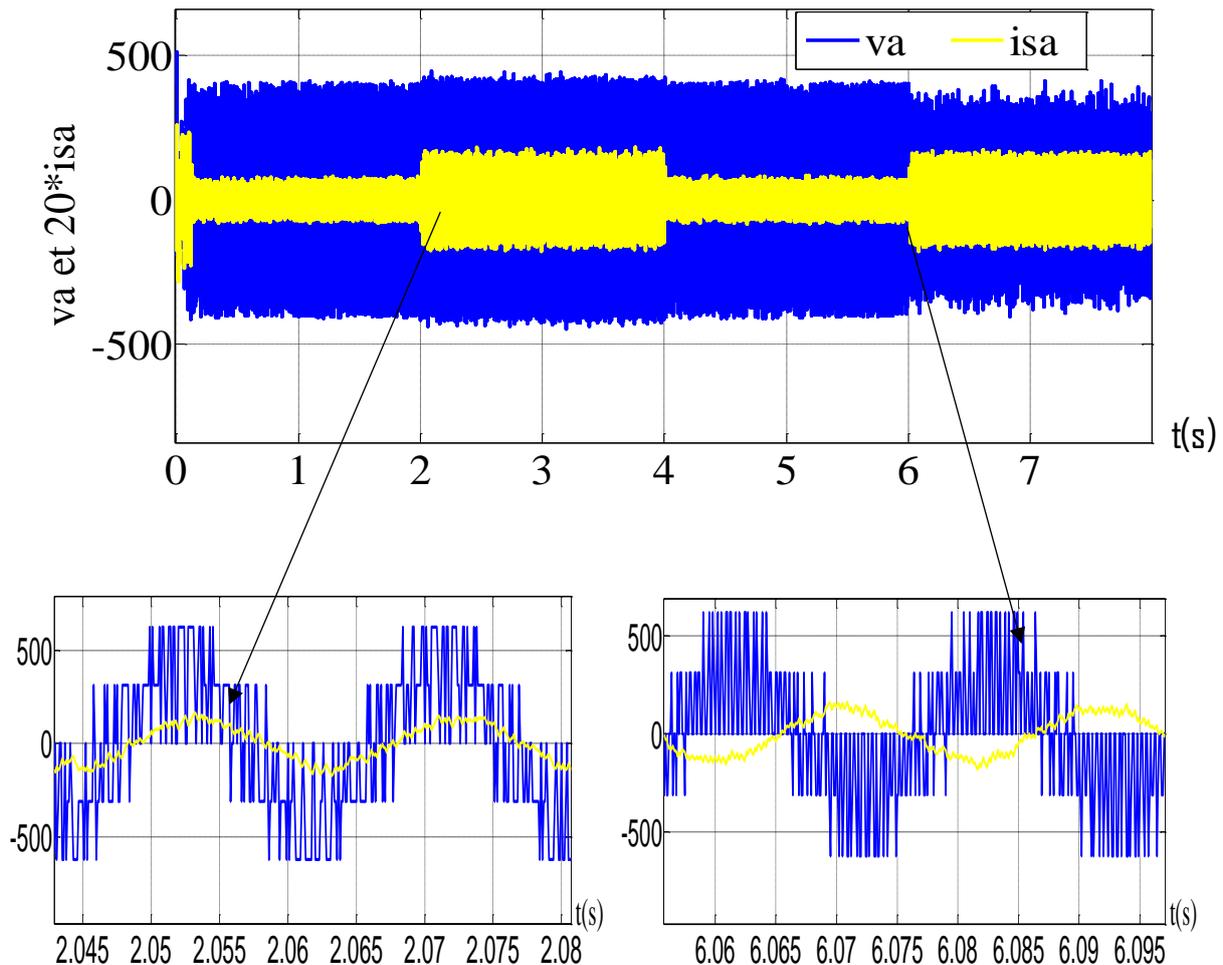


Figure III. 12:Le courant statorique  $i_{as}$  par rapport à la tension  $v_{as}$

### III.10 Test de performance et de robustesse :

Les tests de performance et de robustesse sont une technique qui peut être utilisée pour identifier les performances d'une application ou d'un système. Ces tests sont utilisés pour identifier la stabilité, l'évolutivité et la fonctionnalité d'un système.

#### III.10.1 Test de performance :

Le test de performance consiste à l'inversion de la vitesse de rotation du rotor de MAS avec le régulateur de vitesse par la méthode commande vectorielle direct, on a inversé la vitesse de consigne 200rad/s a -200rad/s a l'instant  $t=4s$ .

Afin de terminer le test, la vitesse suis parfaitement la consigne avant et après l'inversement de vitesse, Pour ce qu'est de couple électromagnétique, on observe qu'il atteint

une valeur de  $(-17.37 \text{ N.m})$ . Concernant le flux direct flux quadratique on observe une petite perturbation a l'instant  $t=4\text{s}$  puis se stabilise vers la fin, telle que le courant statorique  $i_{sa}$  augmente jusqu'à la valeur de  $10\text{(A)}$  et pour le courant statorique  $i_{sq}$  évolue d'une façon identique avec le couple électromagnétique.

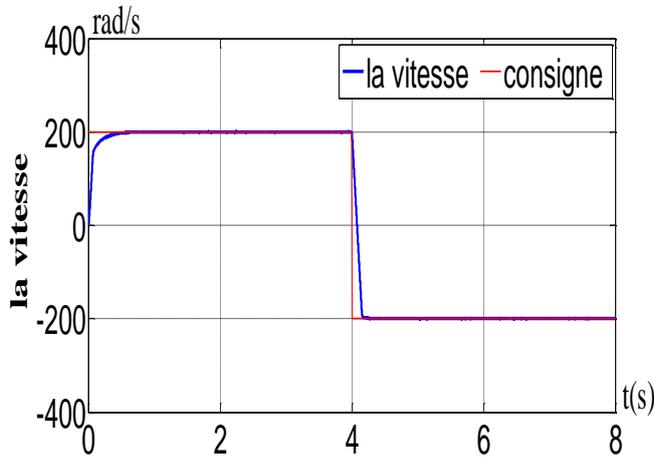


Figure III. 13: l'allure de la vitesse avec sa consigne.

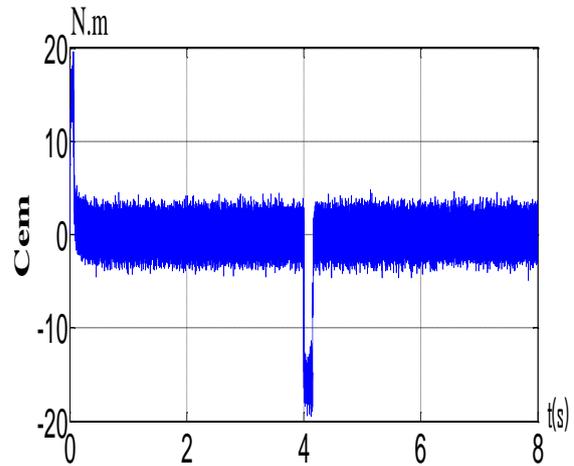


Figure III. 14: l'allure de couple Électromagnétique.

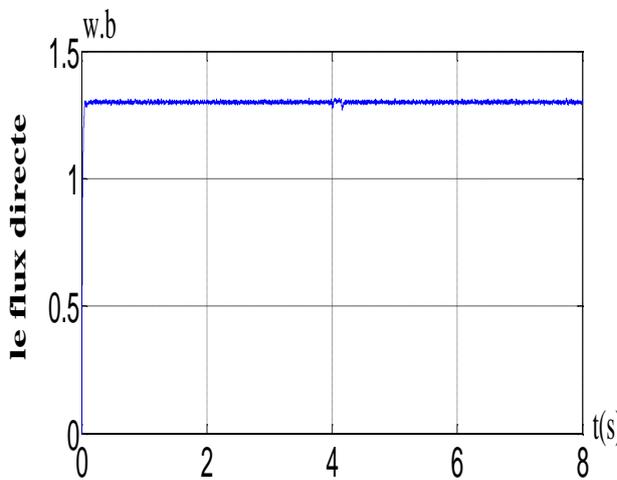


Figure III. 15: flux rotorique directe

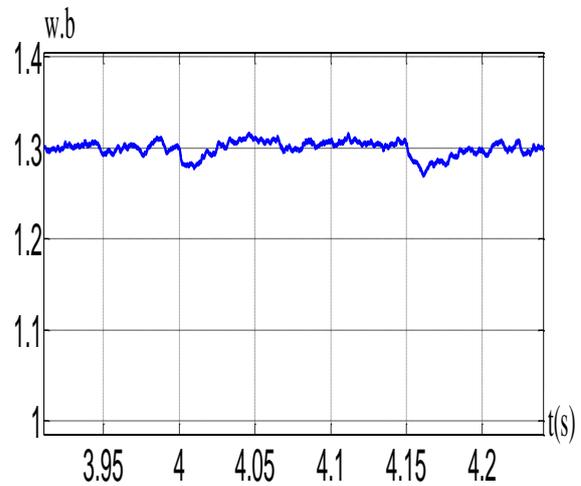


Figure III. 16: zoom a

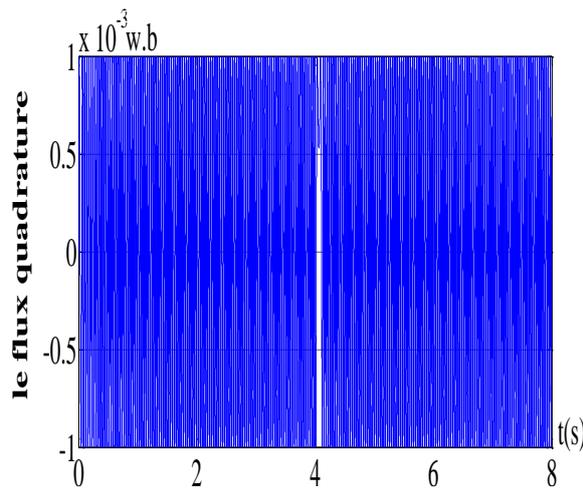


Figure III. 17: flux rotorique quadrature

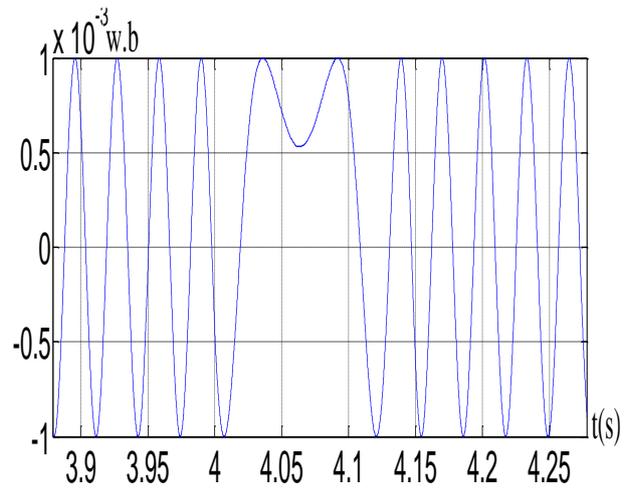


Figure III. 18: Zoome b

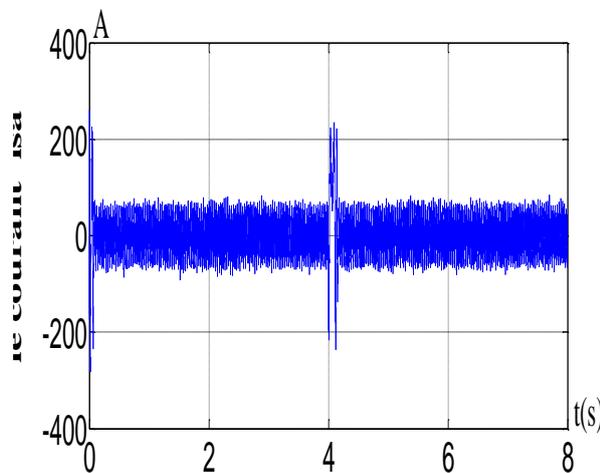


Figure III. 19: Le courant statorique isa

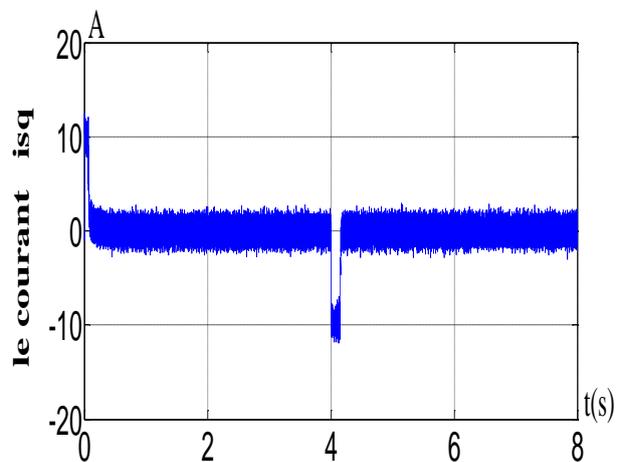


Figure III. 20: le courant statorique isq

### III.10.2 Test de robustesse :

La robustesse est une mesure de ce qu'un moteur peut supporter avant de devoir être remplacé. Ceci est important car les moteurs sont utilisés dans de nombreuses applications différentes et il n'existe pas de solution unique. Plus un moteur est robuste, mieux il fonctionnera dans différents environnements et applications.

Nous avons appliqué le test sur MAS avec régulateur de vitesse en utilisant la méthode de contrôle direct, alors nous avons augmenté la résistance rotorique (c'est-à-dire  $R_r = 2\Omega$ ) à partir de l'instant  $t=4$  s, avec l'application de la charge nominale  $C_r = 15$  N.m à l'instant  $t=3$  s, tout en imposant une vitesse de référence de  $\Omega_r^* = 314$  rad/s.

Ce test monte, quand on augmente la résistance rotorique et on applique la charge, la vitesse diminue légèrement sur la consigne bien que le changement de comportement de couple électromagnétique à l'instant  $t=4s$ , aussi une petite variation sur le courant statorique  $isq$ .

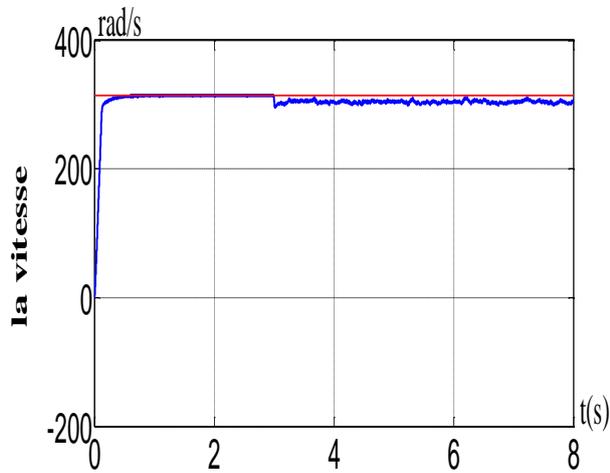


Figure III. 21:la vitesse angulaire.

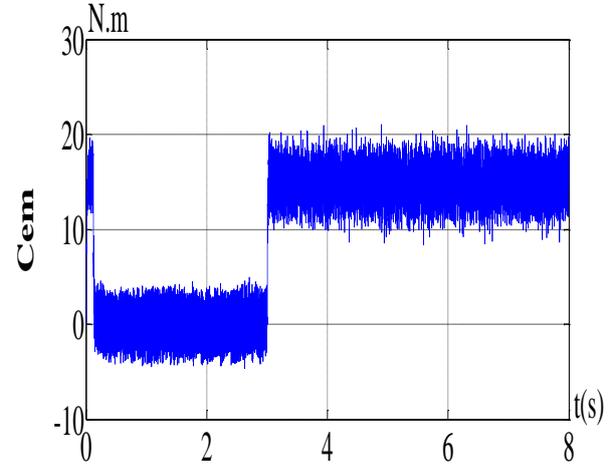


Figure III. 22:couple électromagnétique

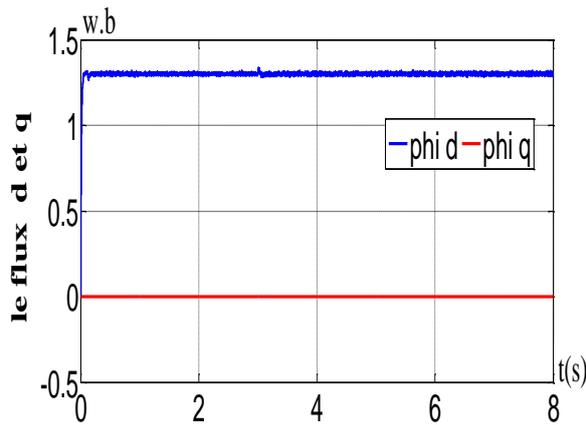


Figure III. 23:flux rotorique direct et Quadrature.

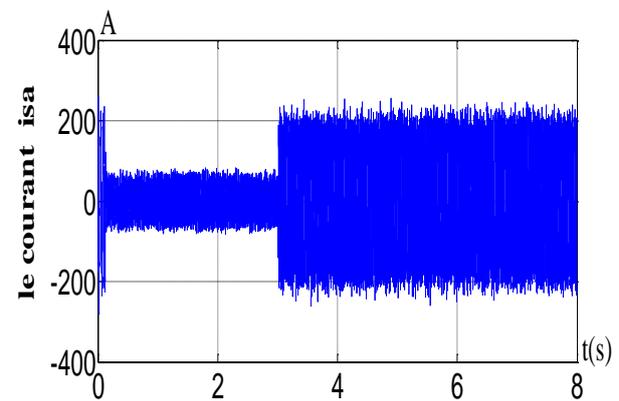
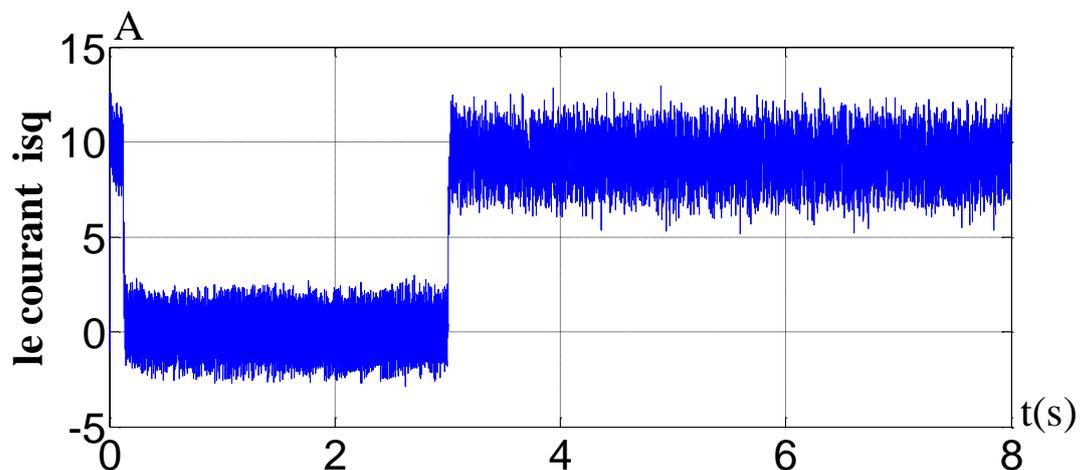


Figure III. 24: Courant statorique  $is_a$



**figure III. 25 : Courant statorique  $i_{sq}$** **III.10. Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cette commande assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple. On a commencé par montrer comment calculer les différents régulateurs, puis on a effectué le test de robustesse et de performance pour la variation de vitesse, la charge et la variation de résistance rotorique.

Les résultats montrent que la commande vectorielle est sensible à la variation paramétrique (Résistance rotorique).

## Conclusion générale :

Dans ce mémoire, nous avons tout d'abord entamé un rappel sur les généralités des machines électriques, ses types, ses avantages et ses inconvénients.

Ensuite nous avons présenté la modélisation et le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone où nous avons établi le modèle mathématique de la machine d'après la modélisation linéarisée de Park, afin de simplifier considérablement les équations de la machine asynchrone en régime transitoire.

Dans le dernier chapitre nous avons présenté les principes de bases la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique, qui permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement qui ressemble pratiquement à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Les tests de robustesse ont prouvé que cette commande permet de faire fonctionner la machine avec de bonnes performances dynamiques et statiques.

Nous pensons que les objectifs visés par ce travail ont été atteints. De plus les expériences de simulations sous l'environnement MATLAB et SIMULINK du système de commande vectorielle directe ont montré la stabilité du système et la performance du comportement dynamique du contrôle du flux et des performances acceptables concernant le contrôle du couple.

Les résultats obtenus par la commande vectorielle directe montrent bien un découplage parfait, mais ce dernier est affecté par les variations des paramètres de la machine, ce qui représente l'inconvénient majeur de la commande vectorielle.

## **Bibliographie :**

- [1] Résumé sur moteur à courant continu (document proposé sur le site « Sciences physiques en BTS » [www.nicole.cortial.net](http://www.nicole.cortial.net)).
- [2] Luc Lasne, <<Notions de base et machine électrique>>, Dunod, Paris, 2005
- [3] F. Bernot. Machines à courant continu, constitution et fonctionnement. Techniques de l'ingénieur, pages D3555 1-14,1999.
- [4] Desineni subbaram Naidu, <<OPTIMAL CONTROL SYSTEMS>>, Idaho State University.jaune 2002.
- [5] C.U. A/Boussouf – Mila – Cours 1ere année Master EM / S2
- [6] H. BENDERRADJI "Commande d'une Machine à Induction Par la Méthode  $H_{\infty}$ " université M'SILA, 2007.
- [7] Hellal .M et Ramdane .S, « Analyse des performances de la machine asynchrone sous défauts » Mémoire de fin d'étude Master, UMMTO, année 2017.
- [8] Merad. R « outils de diagnostic appliques a la machine asynchrone à cage d'écureuil, magister en électrotechnique option machine électrique » Université de Constantine, année 2005/2006.
- [9] Rouaibla. R « Détection et diagnostic des défauts des moteurs asynchrones » Magister en électronique, UBMA Annaba, année 2009.
- [10] Desineni subbaram Naidu, <<OPTIMAL CONTROL SYSTEMS>>, Idaho State University.jaune 2002.
- [11] J.Lessenne, F.Notelet, G.Séguier, « Introduction à l'électrotechnique approfondie », Edition Technique & Documentations, Paris 1981.
- [12] Crlos canudas de wit « Modélisation contrôle vectoriel et DTC », Tome 1, Editions Sciences Hermes, 2000.
- [13] B.Metidji, « Commande robuste des moteurs à courant alternatif alimentés par un convertisseur matriciel », Thèse Doctorat, Département de Génie Electrique, Université de Bejaia, 11/06/2013.
- [14] Kaikaa. M.Y « Modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la non uniformité de l'entrefer. Application au diagnostic » Doctorat en électrotechnique, Université

Mentouri Constantine, année 2010.

[15] Abed Khoudir, "Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone", Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 22/06/2010. DSP". Ellipses, Mars 2000.

[16] N. Bouhalli, "Etude et intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et magnétiquement couplés," Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, 2009.

[17] GR.OUAHID, et GH.AHMED « Commande vectorielle sans capteur d'un machine asynchrone » Université d'Oran, 2011.

[18] B. Walid H. Lamnaouar et H. Houari, «Commande de la machine a induction par technique MRAS », Mémoire d'ingénieur, Université Msila, 2007.

[19] C. Djamel, «Commande d'une machine asynchrone par logique floue», Thèse de master académique, Université d'EL-Oued, Juin 2014.

[20] Y. D. Landau, "Adaptive Control ". The Modèle Référence Approche. Inc., NewYorck, 1979.

[21] T. Hanene, «Robustesse d'un contrôle vectoriel structure minimale d'une machine asynchrone», Thèse de Magistère, Université de Batna, 2006.

[22] G. GRELLET, G. CLERC, «Actionneurs Electriques, Principe –Modèles –Commande», collection Electrotechnique, éditions Eyrolles, 1997 Paris.

[23] B. Nour el islam et B. Mimouna, «Commande par backstepping d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux.», Thèse de master académique, Université de Ouargla, 2017.

[24] Y. D. LANDAU, "Adaptive Control ". The Modèle Référence Approche. Inc., NewYorck, 1979.

[25] L. AHMED" Commande Vectorielle directe d'un moteur asynchrone sans capteur mécanique" Sidi Bel- Abbés ,2010

[26]BaziSmail, " Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension,mémoire ingénieur d'état", Université de Batna,1995.

# Annexes :

Puissance nominale	$P_n=0.75 \text{ kw}$
Vitesse nominale	$V_n=3000 \text{ tr/min}$
Fréquence nominale	$F=50 \text{ Hz}$
Résistance rotorique	$R_s=5.88\Omega$
Résistance statorique	$R_r=5.80 \Omega$
Induction statorique	$L_s=0.6560 \text{ H}$
Induction rotorique	$L_r=0.6530 \text{ H}$
Induction mutuelle	$M=0.3672 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J=0.006\text{kg/m}^2$
Le frottement	$f=0.0011\text{N.m.s/rd}$
Le nombre de pair de pole	$P=1$

Paramètres des régulateurs de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

## Régulateur de vitesse :

$$K_p= 0.2432$$

$$K_i= 3.0401$$

$$K_d=1$$

## Régulateur de courant :

$$K_p= 50.5973$$

$$K_i= 1.3047\text{e}+04$$

$$K_d=1$$