

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
Ministère de l'Enseignement Supérieur Et de La Recherche  
Scientifique



Université de Ghardaïa

N° d'ordre :  
N° de série:

Faculté des Sciences et Technologie  
Département des Sciences et Technologie

Projet de fin d'étude présenté en vue de l'obtention du diplôme de

**LICENCE**

**Domaine :** Science et Technologie

**Filière :** Génie électrique

**Spécialité :** Maintenance en instrumentation industrielle

**THEME:**

*Commande d'une machine  
asynchrone triphasée*

**Par:**

- Salima OULAD MANSOUR
- Salka MOHAMED SABI
- Assma BEN TAMER

**Jury:**

**M<sup>F</sup>: Tahar DJELLOLI**

Maitre Assistant A Univ.de Ghardaïa

**Encadreur**

**M<sup>F</sup>: Redouane sadouni**

Maitre Assistant A Univ.de Ghardaïa

**Examineur**

**Année Universitaire: 2013/2014**

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

## Résumé

Ce mémoire représente une étude générale sur la machine asynchrone triphasée(MAS) qui est appelée aussi machine d'induction, cette machine est constitué du stator (la partie fixe) et du rotor (partie mobile) qui peut être constitué d'enroulements bobinés ou de conducteurs moulés en cage d'écureuil, la modélisation de la MAS nous permet de déduire les techniques de commande.

Ce modeste travail a tout d'abord rappelé les principales commandes de la machine asynchrone: la commande vectorielle, scalaire  $v/f$  et le contrôle direct du couple (DTC).

La simulation par l'outil MATLAB/SIMULINK a été faite pour valider que ce soit la modélisation de la MAS et son alimentation ou soit la technique de commande choisie(DTC)

Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande directe du couple est une commande robuste pour la machine asynchrone

### Mots clés :

MAS, modélisation, stator, rotor, (DTC), Commande vectorielle, scalaire, MATLAB/SIMULINK.

## Abstract

This memory is a general study (MAS) three-phase asynchronous machine which is also known as induction machines, This machine consists of the stator (fixed part) and the rotor (movable portion) which may be comprised of coil windings or molded squirrel cage conductors, modeling MAS enables us to deduce the control techniques.

This modest work was first recalled the main controls of the asynchronous machine: vector control, scalar  $v / f$  and direct torque control (DTC).

The simulation by MATLAB / SIMULINK tool was made to validate whether the modeling of MAS and its power or the technique selected control (DTC)

The simulation results show that the direct torque control is a robust control for asynchronous machine.

### Keywords:

MAS modeling, stator, rotor, (DTC), vector control, scalar, MATLAB / SIMULINK

## تلخيص

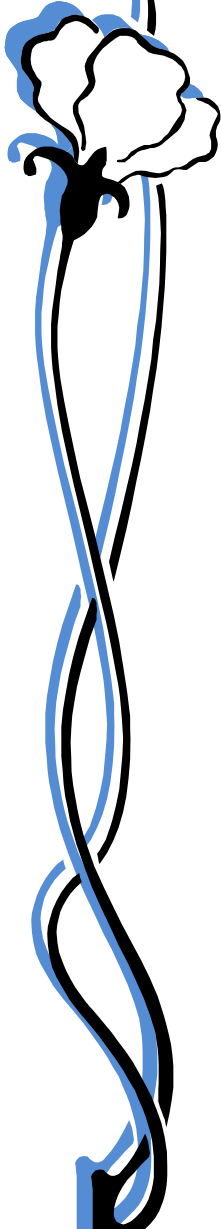
نتحدث في مذكرتنا هذه عن الآلات الغير متزامنة ثلاثية الطور والتي تسمى بالآلات التحريض تتكون هذه الآلات من جزء ثابت(ساكن) وجزء متحرك(دوار)والتي تحتوي على وشائع و نواقل مولية. تسمح نمذجة الآلة الغير متزامنة من استخلاص تقنيات التحكم كما قمنا بذكر أساسيات هذه الأخيرة في هذا العمل ذكرنا عدة أنواع من التحكم من بينها: التحكم الشعاعي، العددي و التحكم المباشر للعزم قمنا بإجراء المحاكاة ببرنامج MATLAB / SIMULINK للتحقق من صحة النمذجة وتقنية التحكم نختار من بين التقنيات تقنية التحكم المباشر للعزم. تظهر نتائج المحاكاة أن التحكم المباشر للثنائي قوي وشديد للآلة.

### الكلمات الرئيسية:

الآلات الغير متزامنة، النمذجة، الساكن، الدوار، التحكم المباشر للعزم، التحكم الشعاعي، التحكم العددي، برنامج MATLAB / SIMULINK



# REMERCIEMENTS



*Nous tenons à remercier tout d'abord Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.*

*Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Monsieur \*DJELLOLI Tahar\* pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils.*

*Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidés à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.*

*Nous tenons également à remercier monsieur les membres de jury pour l'honneur qu'ils ont fait en acceptant de siéger à notre mémoire.*

*Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département, particulièrement monsieur: LAKERMI, SADOUNI, BENCHAAABANE, DHAHAR, BEN AOUICHA, ARIF, et le chef de département des sciences techniques qui a contribué à notre formation par ailleurs.*

## NOTATIONS ET SYMBOLE

P :	Nombre de paire de pôles.
$\Omega_s$ :	Vitesse synchrone de rotation du champ tournant en (rad/s).
$\Omega$ :	La vitesse réelle.
s, r :	Indices respectifs du stator et du rotor.
Sa, Sb, Sc:	Trois enroulements du stator.
Ra, Rb, Rc:	Trois enroulements du rotor.
$\theta$ :	Angle entre l'axe de la phase (Sa) et la phase (Ra).
Vsa, Vsb, Vsc :	Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.
isa, isb, isc :	Les courants qui traversent les trois phases statoriques.
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$ :	Les flux totaux à travers ces enroulements.
Rs :	Résistance d'une phase statorique.
Rr :	Résistance d'une phase rotorique.
Ls :	Inductance propre d'une phase statorique.
Lr:	Inductance propre d'une phase rotorique.
Ms:	Inductance mutuelle entre les phases statoriques.
Mr :	Inductance mutuelle entre les phases rotoriques.
$I_s, I_r$ :	Inductances propres de fuite statorique et rotorique par phase.
Lm :	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.
Mrs :	Inductance cyclique mutuelle cyclique entre rotor et stator.
$\Omega_m$ :	Vitesse mécanique en rad/s.
X :	La tension, le courant ou le flux.
$\omega$ :	Vitesse angulaire du repère biphasé.
C <sub>em</sub> :	Couple électromagnétique.
$\sigma$ :	Coefficient de dispersion.
$\omega_s, \omega_r$ :	Vitesse angulaire des axes (d,q) par rapport au stator et rotor.
W :	Energie émagasinée dans le circuit magnétique.
$\omega_p, \omega_s$ :	Vitesse de synchronisme.
d,q :	Axes correspondants au référentiel de PARK .
Cr:	Couple résistant.
J :	Inertie.

## SIGLES UTILISES

MAS : Machine Asynchrone.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

DTC : Commande Directe de Couple (Direct Torque Control)

FMM : Force MagnétoMotive.

**LISTE DES FIGURES**

<b>CHPITRE I : généralité sur la machine asynchrone</b>	<b>Page</b>
Fig(I.1) : Structure d'un moteur asynchrone triphasée en 1893	4
Fig(I.2) : Vue éclaté d'un moteur asynchrone triphasée	5
Fig (I.3): stator d'un moteur asynchrone triphasé après le bobinage	5
Fig(I.4) : Rotor avec Barres d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil	6
Fig(I.5): Moteur asynchrone à rotor bobiné avec résistances extérieures	6
Fig(I.6): Moteur asynchrone triphasé à cage	7
Fig(I.7) : Symbole d'un moteur	7
Fig(I.8) : Symbole d'un générateur	7
Fig(I.9) : Symbole d'un moteur à cage	8
Fig(I.10) : Symbole d'un moteur à rotor bobiné	8
Fig(I.11) : Schéma électrique équivalent d'un moteur asynchrone	10
Fig(I.12) : Représente le couplage de Dahlander avec une grande vitesse	10
Fig(I.13) : Représente le couplage de Dahlander avec une petite vitesse	10
Fig(I.14) : Champ tournant dans une machine triphasée: a) à deux pôles b) à quatre pôles	11
<b>CHPITRE II : Modélisation de la machine asynchrone</b>	
Fig(II.1) : Représentation angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique	14
Fig (II.2): Modèle d'une machine asynchrone triphasée	15
Fig (II.3): Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé	19
Fig(II.4) : Schéma bloc de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension	23
Fig(II.5) : Schéma bloc de modélisation d'une MAS	24
Fig(II.6) : Représentation d'un démarrage à vide	25
Fig(II.7): Représentation d'un démarrage à vide avec une application d'un ( $C_r=10N.m$ )	26
Fig(II.8): Représentation d'un démarrage en charge avec ( $C_r=10N.m$ )	27

Fig(II.9) : Schéma d'un ensemble actionneur	<b>29</b>
Fig(II-10): Schéma de l'onduleur de tension	<b>29</b>
Fig (II-11) : Principe de la MLI sinusoïdale triangulaire	<b>30</b>
Fig (II-12) modèle de modélisation d'une MAS alimenté par un onduleur à(2) niveaux	<b>30</b>
Fig (II-13):La tension de sortie de l'onduleur	<b>31</b>
Fig (II.14):représentation d'un démarrage à vide avec une application d'un ( $C_r=10N.m$ )	<b>31</b>
Fig(II.15):représentation d'un démarrage en charge avec ( $C_r=10N.m$ )	<b>32</b>
<b>CHPITRE III : La commande de la machine asynchrone triphasée</b>	
Fig(III.1) : Orientation du flux rotorique sur l'axe direct	<b>37</b>
Fig(III.2) : Modèle de la machine asynchrone en régime permanent	<b>39</b>
Fig(III.3) : variation du couple électromagnétique en fonction de $\omega_s$	<b>39</b>
Fig(III.4) : courbe représente la compensation de chute ohmique	<b>40</b>
Fig(III.5) : Evolution du flux statorique dans le plan ( $\alpha, \beta$ )	<b>43</b>
Fig(III.6) : choix du vecteur tension	<b>44</b>
Fig(III.7) : Correcteur de flux à hystérésis est sélection des vecteurs tensions correspondant	<b>47</b>
Fig(III.8) : Correcteur de couple à trois niveaux	<b>48</b>
Fig(III.9): Structure générale du contrôle directe du couple	<b>49</b>
Fig(III.10) : Résultats de simulation avec application d'un couple résistant à $t=1s$	<b>50</b>

### LISTE DES TABLEAUX

Tableau(I.1): les parties principales d'un moteur asynchrone triphasé	<b>4</b>
Tableau(III.1) : représente Grandeurs exprimées dans le référentiel considéré	<b>36</b>
Tableau(III.2): Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à(2) et(3) niveaux	<b>49</b>

# Introduction générale

Le développement de l'automatisation spécifique dans l'industrie a provoqué une croissance exceptionnelle de l'utilisation des actionneurs électriques.

Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées, tant du point de vue de la dynamique de la vitesse que de la précision du couple délivré.

Les machines asynchrones sont les machines (actionneurs) électriques les plus utilisées dans les applications industrielles. Cela est dû, en grande partie, à leur simplicité de construction, leur robustesse, faible coût, facilité d'entretien et leurs performances.

La variation de vitesse d'un moteur asynchrone, prend de plus en plus d'importance grâce d'une part au progrès dans le domaine des composants de l'électronique de puissance et d'autre part aux divers avantages que présente le moteur.

Les applications à vitesse variable se sont également étendues à des machines asynchrones de très fortes puissances. [1]

L'alimentation de ce type des moteurs par un convertisseur de fréquence et les circuits de réglage ou de commande sont plus compliqués que ceux du moteur à courant continu. Pour ce la, le transfert d'énergie électrique entre la source et la machine asynchrone(MAS) s'opère à travers un convertisseur de puissance tel que l'onduleur.

Lorsque nous voulons étudier une commande particulière d'un système quelconque, l'une des parties les plus importantes est la modélisation du système en équation et il est important aussi de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques de la machine étudiée. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de commande.

L'objectif de ce modeste projet s'inscrit dans le cadre de la commande d'une machine asynchrone triphasée. Il consiste à étudier le contrôle direct du couple pour une machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux pour rendre la réponse du système insensible aux variations des paramètres.

Pour satisfaire les besoins de ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de trois chapitres:



- il est indispensable de faire une étude générale sur les machines asynchrones triphasées: constitution principe de fonctionnement, caractéristiques variation de vitesse...etc. c'est l'objet du premier chapitre
- Le second chapitre concerne à la modélisation de la machine asynchrone 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 du modèle qui sera présenté.
- Le troisième chapitre est consacré à la commande de la machine asynchrone en présentant globalement les techniques de commande: vectorielle, scalaire et la commande directe du couple (DTC). Ensuite on prend cette dernière comme exemple pour la simuler par le logiciel MATLAB/SIMULINK et on présente les principaux résultats que nous avons obtenus.

Enfin, le modeste travail effectué se termine par une conclusion générale.

---

---

**SOMMAIRE**

Résumé	I
Notation et symbole	II
Liste des figures et tableaux	IV
Introduction générale	2

***Chapitre I: Généralité sur la machine asynchrone***

I.1. Introduction	3
I.2. Historique	3
I.3. Description de la M.A.S Triphasée	4
I.4. constitution	4
I.4.1. Stator = inducteur	5
I.4.2.1. Rotor à cage d'écureuil	6
I.4.2.2. Rotor bobiné	6
I.4.2. Rotor = induit	6
I.4.3. Entrefer	7
I.5. Symboles	7
I.6. Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone	8
I.7. Glissement d'une machine asynchrone	8
I.7.1. Schéma électrique équivalent	9
I.8. Variation de vitesse	10
I.8.1. Changement du nombre de pôles	10
I.8.2. Variateur électronique	11
I.9. Sens de rotation	11
I.10. Avantages et Inconvénients	11
I.10.1. Avantages	11
I.10.2. Inconvénients	12
I.11. Domaine d'utilisation la MAS	12
I.12. Conclusion	12

***Chapitre II: La modélisation de la machine asynchrone triphasée***

II.1. Introduction	13
--------------------	----

II.2.Hypothèse simplificatrices	13
II.3.Conventions	14
II.4. Modèle généralisé triphasé de la MAS	14
II.5 .Equations générale de la machine asynchrone	16
II.5.1.Equations électriques	16
II.5.2.Equation magnétiques	17
II.5.3.Equations mécaniques	18
II.6.Transformation de PARK	19
II.6.1.Equations électriques	20
II.6.2.Equations magnétiques	21
II.6.3.Expression du couple électromagnétique et de la puissance	21
II.7.Choix de référentiel	21
II.7.1.Référentiel lié au stator	21
II.7.2.Référentiel lié au rotor	21
II.7.3.Référentiel lié au champ tournant	22
II.8.Mise sous forme d'équations d'état	22
II.9.validation	23
II.9.1. Simulation du Moteur asynchrone	23
II.9.2.Développement du modèle de moteur asynchrone	24
II.9.3.Résultats de la simulation	24
II.9.4.Interprétation des résultats de simulation	28
II.10.Modélisation de l'alimentation	28
II.10.1.Modélisation de l'onduleur de tension	29
II.10.2.Résultat de la Simulation d'un moteur alimenté par le réseau	30
II.10.3.Interprétation des résultats de simulation	32
II.11.Conclusion	33

<b><i>ChapitreIII:La commande de la machine asynchrone triphasée</i></b>
--

III.1.Introduction	34
III.2.La commande vectorielle	34
III.2.1.Les méthodes de la Commande vectorielle	35
III.2.1.1.Commande directe	35
III.2.1.2.Commande indirecte	35

III.2.2.Principe de la commande vectorielle	36
III.2.2.1.Principe de l'orientation du flux rotorique	37
III.3.La commande scalaire	38
III.3.1.Principe de la commande scalaire	38
III.3.2.Stratégies de commande	40
III.4.La commande directe du couple(DTC)	41
III.4.1.Principe du contrôle direct du couple	41
III.4.1.1.contrôle du flux statorique	42
III.4.1.2.Contrôle du couple électromagnétique	43
III.4.1.3.Sélection du vecteur tension	44
III.4.1.4.Estimation du flux statorique	45
III.4.1.5.Estimation du couple électromécanique	46
III.4.1.6.Elaboration du vecteur de commande	47
III.4.1.7.Elaboration de la table de commande	48
III.4.2.structure générale	49
III.4.2.1.Résultats de la simulation	50
III.4.2.2.Interprétation	51
III.5.Conclusion	51
Conclusion générale	52
Bibliographie	53
Annexe	55



## **I.1.Introduction**

La machine asynchrone (MAS), appelée aussi machine d'induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [2].

Fait appel à un principe simple de champs tournant qui lui permet un fonctionnement sans contacts électriques glissants. Ceci conduit à une machine très robuste, à l'entretien aisé, qui convient aujourd'hui très bien dans les applications en vitesse variable.

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales .Le rotor est toujours tourne par une vitesse de rotation différente par rapport à celle du champ tournant créer par le stator.

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (maintenance coûteuse, prix élevé, lieu d'installation approprié) tout en gardant les avantages (grande plage de variation de vitesse, la stabilité de fonctionnement et facilité de la commande).

## **I.2.Historique**

La paternité de la machine asynchrone est controversée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs : en 1887, Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone [4], puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets.

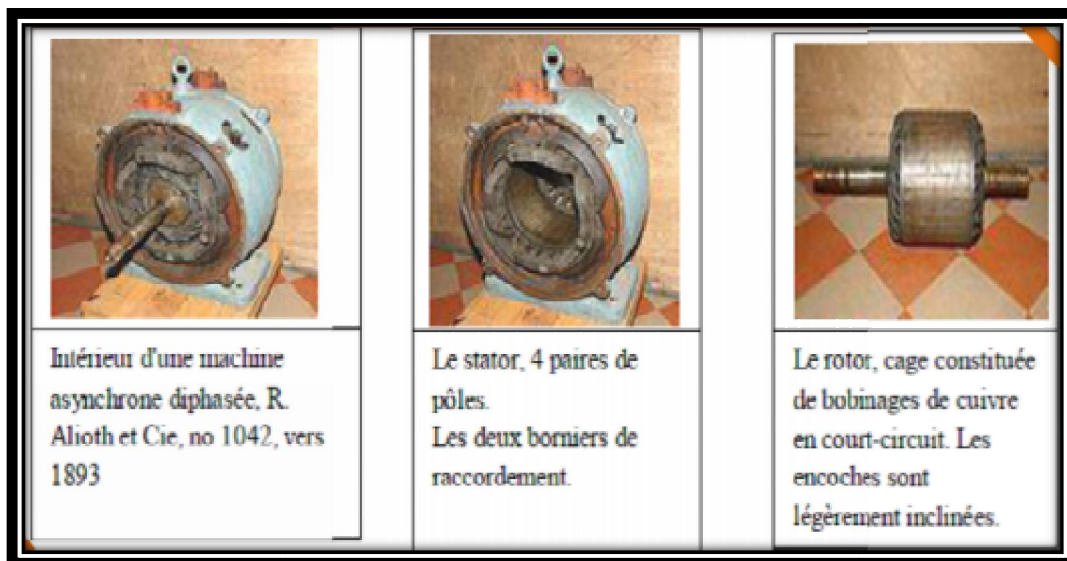
Pendant la même période Galileo Ferrarais publie des traités sur les machines tournantes avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888[5].

En 1889, Michail Ossipowitsch Dolions-Dobrowolski, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891[6].

Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient, la machine asynchrone est aujourd'hui très couramment utilisée comme moteur dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts.

Quand la machine asynchrone est alimentée par un réseau à fréquence fixe, il est difficile de faire varier sa vitesse. En outre, au démarrage, le couple est faible et le courant appelé est très élevé.

Deux solutions historiques ont résolu ce dernier problème : le rotor à encoches profondes et le rotor à double cage découvert en 1912 par Paul Boucherot. Grâce aux progrès de l'électronique de puissance, l'alimentation par un onduleur à fréquence variable permet maintenant de démarrer la machine convenablement et de la faire fonctionner avec une vitesse réglable dans une large plage, C'est pourquoi il est utilisé pour la motorisation des derniers TGV ainsi que des nouveaux métros parisiens [7].



Fig(I.1) : structure d'un moteur asynchrone triphasée en1893

### I.3.Description de la M.A.S Triphasée

La machine asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et relie à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Les machines possédant un rotor « en cage d'écureuil » sont aussi connues sous le nom de machines à cage ou machines à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer [10]

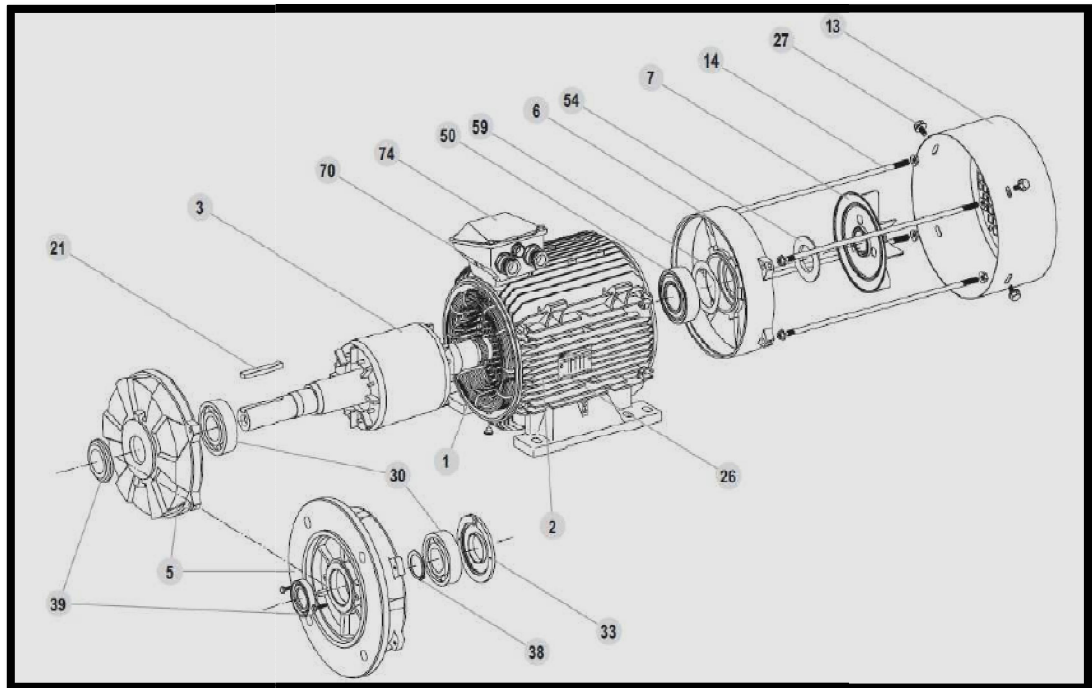
### I.4.constitution

Les principales parties d'un moteur asynchrone triphasé sont :

Tableau(I.1):Les parties principales d'un moteur asynchrone triphasé

Rep	Désignation	Rep	Désignation	Rep	Désignation
1	Stator bobiné	14	Tige de montage	39	Joint coté accouplement
2	carter	21	clavette	50	Roulement arrière
3	rotor	26	Plaque signalétique	54	Joint arrière
5	Flasque coté accouplement	27	Vis de fixation de capot	59	Rondelle de précharge
6	Flasque arrière	30	Roulement coté accouplement	70	Corps de boîte
7	ventilateur	33	Chapeau intérieur	74	Couvercle de boîte
13	Capot de ventilation	38	Circlips de roulement		

-La rondelle élastique de précharge, permet de compenser le jeu axial, de montage des roulements.



Fig(I.2) : vue éclatée d'un moteur asynchrone triphasé

**I.4.1. Stator = inducteur**

Il est constitué de trois enroulements (bobines) parcourus par des courants alternatifs triphasés et possède  $p$  paires de pôles.

Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique tournant à la pulsation de synchronisme:

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p}$$

$\Omega_s$ : vitesse synchrone de rotation des champs tournant en (rad/s).

$\omega$ : Pulsation des courants alternatifs en (rad/s).  $\omega = 2.\pi.f$

$p$  : nombre de paires de pôles.

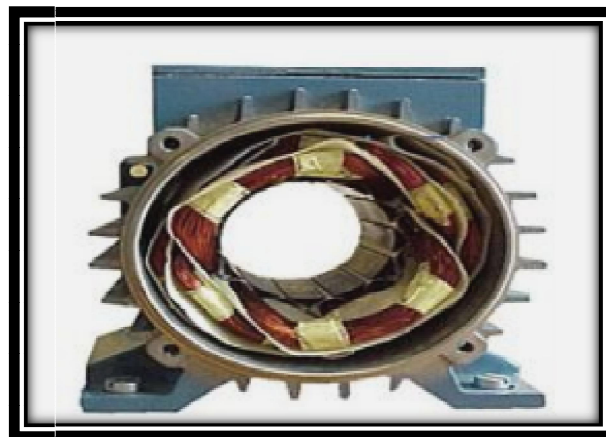


Fig (I.3): stator d'un moteur asynchrone triphasé après le bobinage



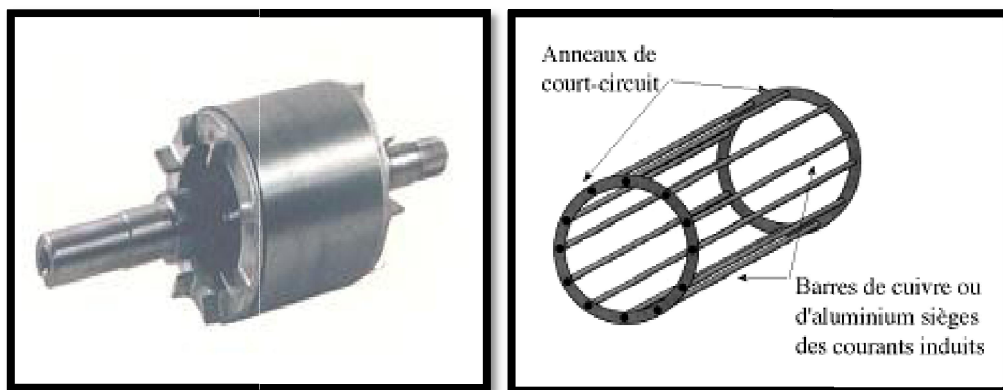
### I.4.2. Rotor = induit

Le rotor n'est relié à aucune alimentation. Il tourne à la vitesse de rotation  $\Omega$ .

On distingue deux types de rotor : à Cage d'écureuil et à rotor bobiné

#### I.4.2.1. Rotor à cage d'écureuil

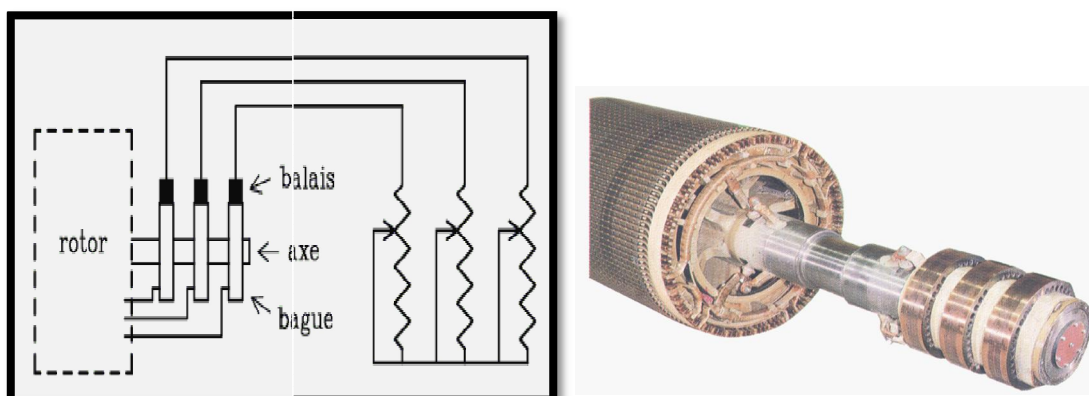
- Les encoches renferment des barres en cuivre ou en aluminium réunies entre elles de part et d'autre du rotor par des anneaux. Les extrémités de ces barres sont réunies par deux couronnes également conductrices. On dit que *le rotor est en court circuit* sa résistance électrique est très faible.
- Les moteurs de faible et moyenne puissance ont en général des cages en aluminium coulé sous pression.
- Le coulage permet d'obtenir en une seule opération les barres, les anneaux de chaque extrémité et parfois même les ailettes servant à la ventilation [11]



Fig(I.4) : rotor d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil

#### I.4.2.2. Rotor bobiné

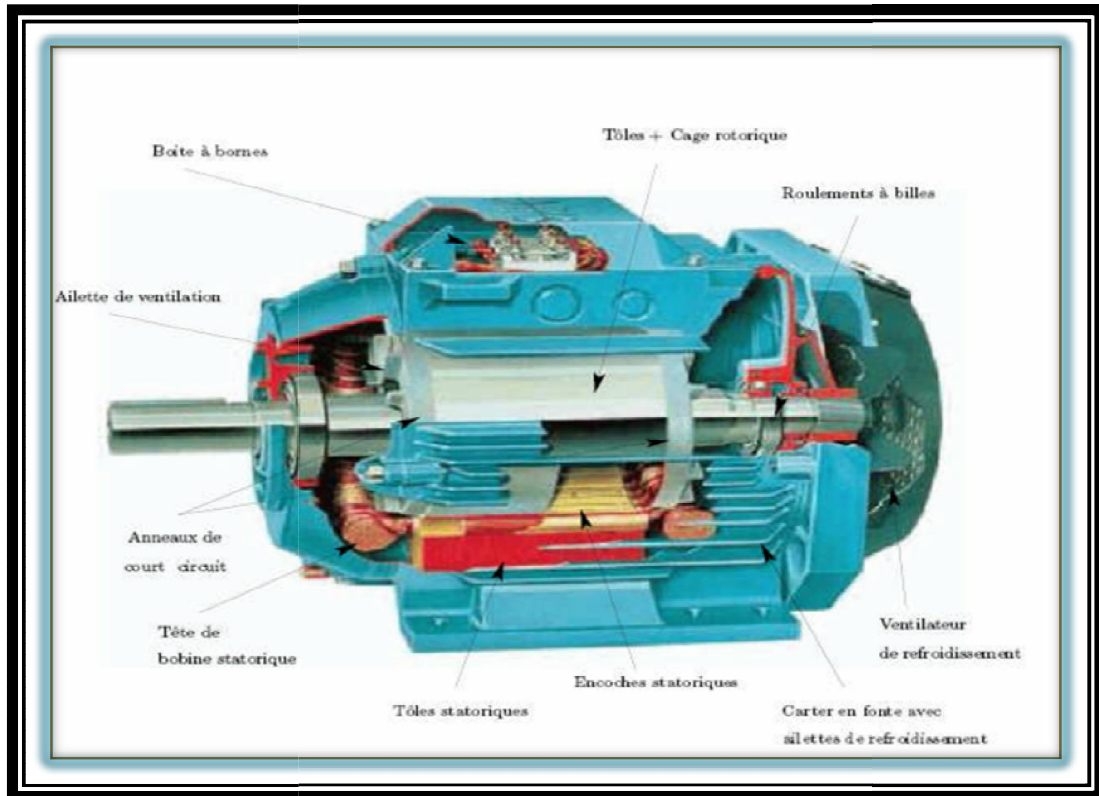
- L'enroulement triphasé, relié en étoile ou en triangle, est connecté à trois bagues qui le rendent accessible de l'extérieur par l'intermédiaire de balais
- Permettent d'insérer des résistances dans le circuit du rotor lors du démarrage et dans certains cas spéciaux de fonctionnement.



Fig(I.5): Rotor bobiné avec résistances extérieures

**I.4.3.Entrefer**

Les deux parties précédentes sont séparées par l'entrefer de faible épaisseur. Il permet le mouvement du rotor par rapport au stator. La grande perméabilité magnétique des matériaux ferromagnétiques vis à vis de l'air permet de supposer que toute induction dans l'entrefer est normale au stator et donc radiale.

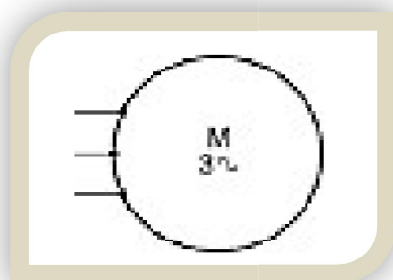


**Fig(I.6): moteur asynchrone triphasé à cage**

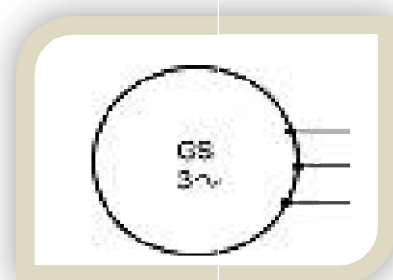
**I.5.Symboles**

La machine asynchrone peut être représentée par son symbole normalisé générale qui précise si elle fonctionne en moteur(FigI.7) ou en générateur(FigI.8) :

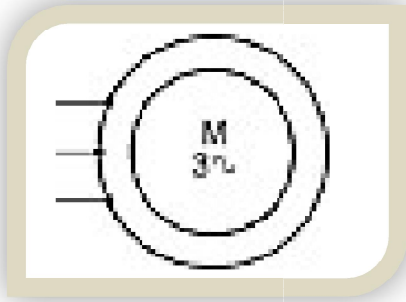
Le symbole peut indiquer s'il s'agit d'un moteur à cage(Fig.9) ou d'un moteur à rotor bobiné (FigI.10)



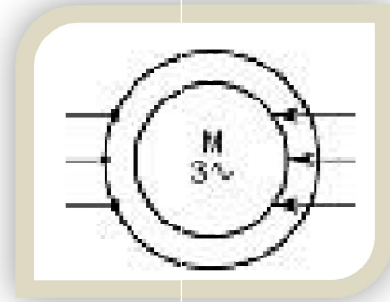
**Fig(I.7) symbole d'un moteur**



**Fig(I.8) symbole d'un générateur**



Fig(I.9) symbole d'un moteur à cage



Fig(I.10) symbole d'un moteur à rotor bobiné

## I.6. Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant (lois de l'induction), créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant. Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor, ainsi que le couple électromagnétique existe à conditions :

- le glissement soit non nul, pour que les grandeurs induites au rotor non nulles.
- les conducteurs du rotor soient en circuit fermé.

De cette façon, nous pouvons dire que, le fonctionnement d'une machine asynchrone se comporte comme un transformateur dont le secondaire (rotor) est en court circuit.

[12][23].

- La vitesse de rotation  $\Omega_s$  du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence  $f_s$  de tension triphasée d'alimentation [8].

La vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r$  différente de  $\Omega_s$  (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [8].

## I.7. Glissement d'une machine asynchrone

Le glissement est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à la vitesse de rotation de son champ statorique. Il doit y avoir une différence de vitesse pour que ce type de moteur fonctionne car c'est le décalage entre le rotor et le

champ statorique qui provoque l'apparition des courants induits au rotor, courants qui créent le champ rotorique. Il est toutefois possible, par exemple pour réaliser des mesures qui permettent d'identifier les caractéristiques de la machines (*essai au synchronisme*), d'atteindre la vitesse de synchronisme en utilisant un dispositif comportant au moins un deuxième moteur. En régime, le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelques pour cents : de 2 % pour les machines les plus grosses à 6 ou 7 % pour les petites machines triphasées, il peut atteindre 10 % pour les petites machines monophasées. Les pertes par effet joule dans le rotor étant proportionnelles au glissement, une machine de qualité se doit de fonctionner avec un faible glissement [13].

Le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de  $\Omega_r$  exprimée en (rad/ s) et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme à  $\Omega_s$  exprimée en (rad/s) mais la vitesse  $\Omega$  reste généralement inférieure à  $\Omega_s$  [12].

Pour caractériser la vitesse du rotor, on définit le glissement ( $g$ ), qui est l'écart relatif entre la vitesse de synchronisme  $\Omega_s$  et la vitesse réelle  $\Omega$ .

Soit:

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s}$$

$$\text{Ou : } \quad \omega_m = \frac{2\pi N}{60} P \quad \text{et} \quad \Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$$

$\Omega_s$ : la vitesse de synchronisme

$\Omega$ : la vitesse réelle.

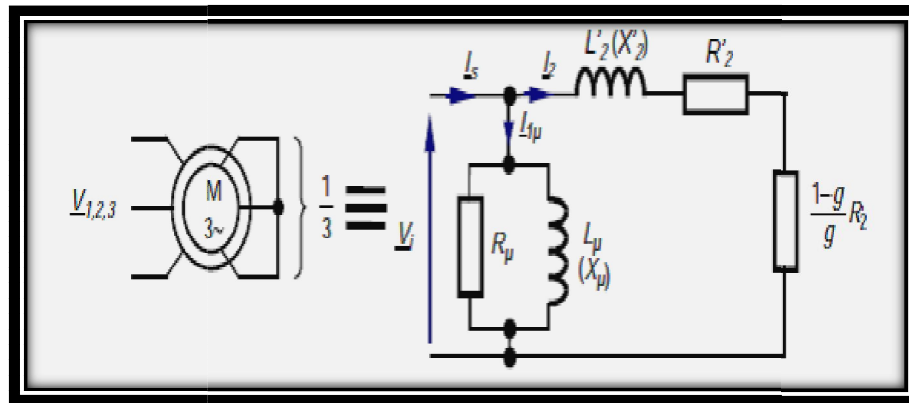
P: Nombre de paires de pôles.

### I.7.1. Schéma électrique équivalent

Pour établir un schéma électrocinétique équivalent des enroulements statoriques et rotoriques, il faut se baser sur les lois de base de l'électromagnétisme. On utilise les symétries des enroulements et du réseau d'alimentation triphasé pour ne s'intéresser qu'à un modèle équivalent ramené la phase de la machine.

Sur cette base, l'écriture du comportement de la machine tant sur le plan électrique qu'électromécanique est possible [4].

On peut considérer la MAS comme un transformateur à champ tournant. En résumé les grandeurs électriques relatives au primaire et au secondaire peuvent s'écrire toujours relativement à un enroulement [13].

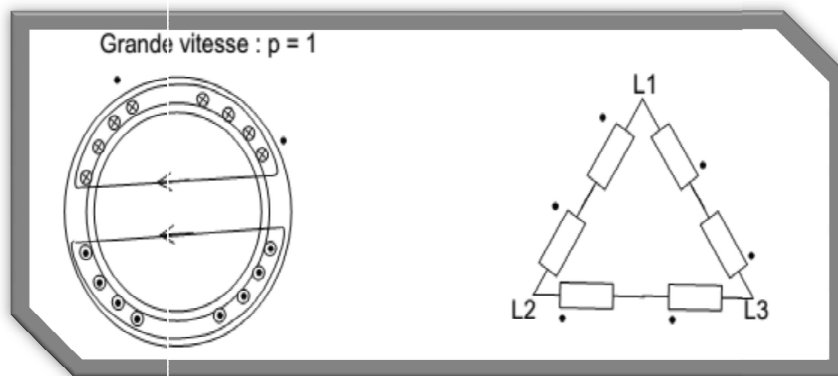


Fig(I.11) : schéma électrique équivalent d'un moteur asynchrone

### I.8.Variation de vitesse

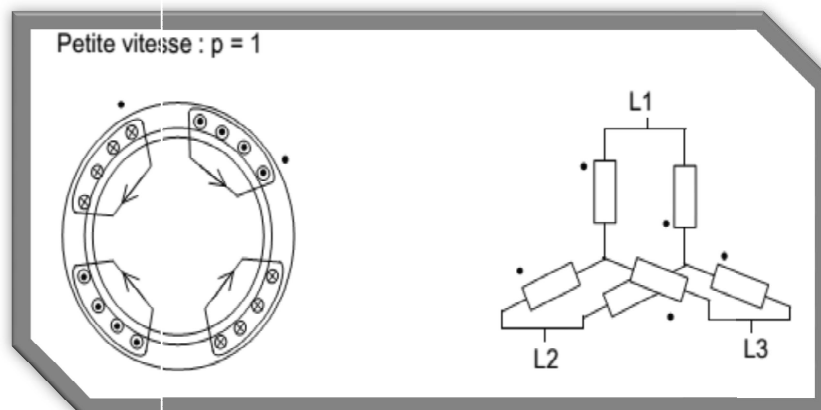
#### I.8.1.Changement du nombre de pôles

Ce moyen simple permet d'obtenir un moteur à deux vitesses multiples l'une de l'autre. On prendra comme exemple le couplage de Dahlander. Dans les exemples ci-dessous, on n'a représenté que les deux bobines concernant une seule phase, réparties dans 8 encoches.



Fig(I.12) : représente le couplage de Dahlander avec une grande vitesse

La machine est couplée en triangle, les deux bobines sont montées en série. La tension aux bornes de chaque bobine vaut  $U/2$ .



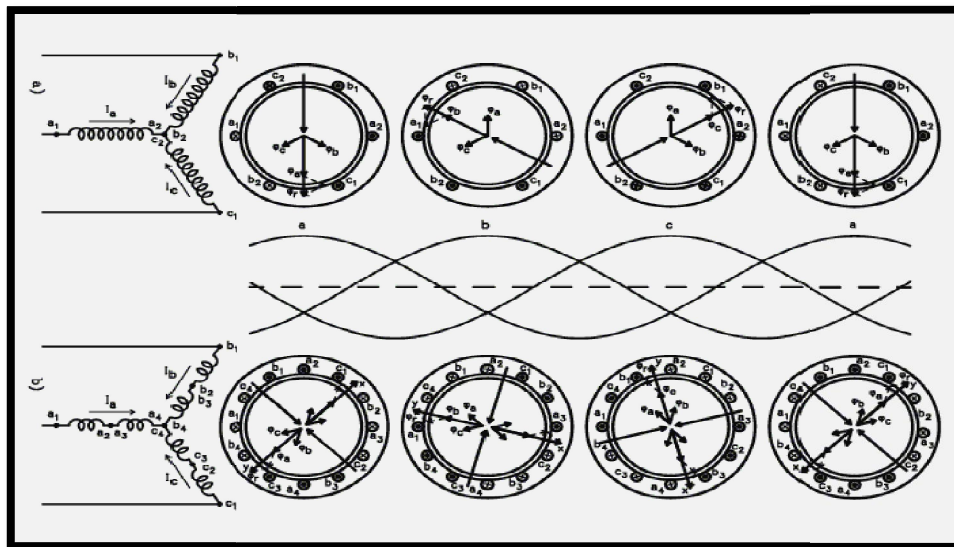
Fig(I.13) : représente le couplage de Dahlander avec une petite vitesse

La machine est couplée en étoile ; les deux bobines sont montées en parallèle. La tension aux bornes d'une bobine vaut  $U/\sqrt{3}$ . Le couple sera donc plus important que dans le cas précédent. Ce n'est pas grave, puisque la vitesse est divisée par deux.

**I.8.2.Variateur électronique**

Avec les progrès de l'électronique de puissance, beaucoup de moteurs sont pilotés par un variateur de ce type. L'avantage est que l'on maîtrise parfaitement et à tout instant la vitesse de rotation de l'arbre, en particulier au moment du démarrage, et en plus le variateur surveille courant, tension et échauffement du moteur. Le moteur asynchrone tourne à une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme  $f / p$ . Il suffit donc de faire varier la fréquence d'alimentation du moteur pour commander sa vitesse.

La vitesse de rotation du champ dépend donc de la fréquence de la source qui alimente le moteur [2].



Fig(I.14) Champ tournant dans une machine triphasée: a) à deux pôles b) à quatre pôles

**I.9. Sens de rotation**

Les valeurs maximales des courants se succèdent dans l'ordre **a-b-c**. On observe que, pour une telle séquence des phases, le champ tourne dans le sens horaire. Si l'on intervertit deux des fils de ligne alimentant le stator, la nouvelle séquence sera **a-c-b**.

En suivant un raisonnement analogue, on constaterait que le champ tourne à la vitesse synchrone dans le sens antihoraire, ce qui change le sens de rotation du moteur.

**I.10. Avantages et Inconvénients**

**I.10.1.Avantages**

Il ya plusieurs avantages dans le moteur asynchrone comme [7] :

- Structure simple.

- Robuste et facile à construire.
- Utilisé dans la puissance moyenne et élevés.
- Relié directement aux réseaux industriels à tension et fréquence.
- Il tourne à vitesse variable différent de la vitesse synchrone.
- Il peut être varie la vitesse de rotation.
- Il est utilisée pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse.

**I.10.2.Inconvénients**

- Parmi les inconvénients de la machine asynchrone:
- Le couple de démarrage très élevé que les couples nominales.
- La vitesse dépend de la charge.
- Variation de vitesse (nécessité d'un variateur de vitesse).
- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage.

**I.11.Domaine d'utilisation la MAS**

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine asynchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires...etc.), dans l'industrie (machines-outils), dans les applications domestiques(machine à laver, réfrigérateur,...etc) dans les domaines spécialisés(auxiliaire dans les centrales électrique, machinerie dans les milieu explosif,...etc), en électroménager (lave-linge) la vitesse des moteurs asynchrones n'est pas réglée par un onduleur, mais ces moteurs possèdent plusieurs bobinages. Il est alors possible de changer le nombre de paires de pôles et donc la vitesse. Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice. C'est par exemple le cas dans les éoliennes [3] [13].

**I.12.Conclusion**

Nous avons mis en évidence une introduction sur les machines asynchrones qui présentent la construction simple de cette machine, ainsi que les différents modes de fonctionnement (moteur, génératrice), en plus les méthodes de démarrage et le freinage sont présente, ainsi que ces avantages et inconvénients.

Finalement on déduit que le moteur asynchrone est le plus utilisé dans le domaine des entrainements réglés à vitesse de rotation variable, Il est souvent employé dans l'industrie.

La mise en place du champ tournant et de son application dans la MAS permettent d'aborder la partie suivante : « Machine asynchrone triphasée : modélisation ».

## **II.1. Introduction**

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, c'est ce qu'on appelle modélisation, il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse.

Nous avons choisi de présenter la modélisation des machines asynchrones triphasées en vue de leur commande.

Ce deuxième chapitre est consacré à l'étude de la modélisation de la machine asynchrone partie étant réservé à la modélisation. Le modèle triphasé, à l'aide de la transformation de PARK, est ramené à un modèle biphasé équivalent. Ce dernier peut être exprimé dans divers référentiels et selon l'objectif de commande on optera pour l'un ou l'autre. Les variables d'état, sont choisies en fonction des objectifs de commande. Donc la modélisation nous permet de simuler la machine ainsi que déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour palier aux différents effets contraignant qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse...etc [5]

Pour obtenir le modèle d'un système trois tâches doivent être accomplies:

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et enfin vérifier sa validité.

Ce chapitre comportera deux parties, dans la première on donnera un modèle mathématique de la machine asynchrone à cage dans le plan triphasé puis biphasé selon la transformation de PARK. la deuxième partie sera consacrer à la validation par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont données par l'annexe.

## **II.2. Hypothèse simplificatrices**

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [14] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.



- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer [15]:

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.
- On négligera la saturation et l'hystérésis du circuit magnétique ainsi que les courants de Foucault (circuit magnétique parfaitement feuilleté.)
- On ne considère que la première harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice (FMM) créée par chaque phase du stator et du rotor.
- On néglige l'effet pelliculaire ainsi que celui de la température.

### II.3.Conventions

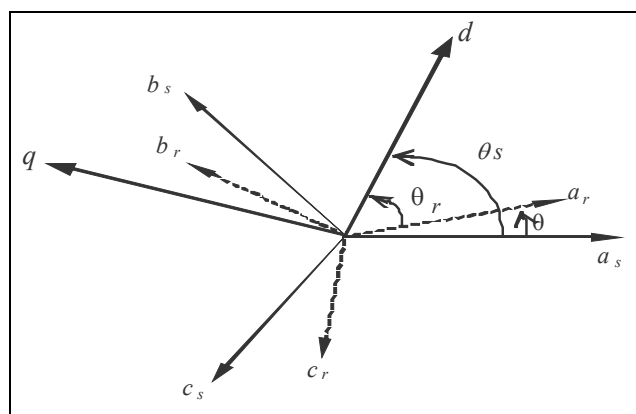
Les trois phases statoriques  $a_s, b_s, c_s$  et rotoriques  $a_r, b_r, c_r$  sont représentées dans la (Fig.II.1)

Avec:

$$\omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}; \quad \theta_r = \theta_s - \theta$$

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} : \text{vitesse angulaire des axes } (d, q) \text{ par rapport au stator.}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} : \text{vitesse angulaire des axes } (d, q) \text{ par rapport au rotor [3].}$$



Fig(II.1): Représentation angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

### II.4. Modèle généralisé triphasé de la MAS

Le modèle de la machine Asynchrone triphasé est illustré par le schéma de la «Fig.II-2» avec les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, sont trois

enroulements du stator : **Sa**, **Sb** et **Sc**, et pour les trois enroulements rotoriques : **Ra**, **Rb** et **Rc** et  $\theta$ : Angle entre l'axe de la phase statorique (Sa) et la phase rotorique (Ra).

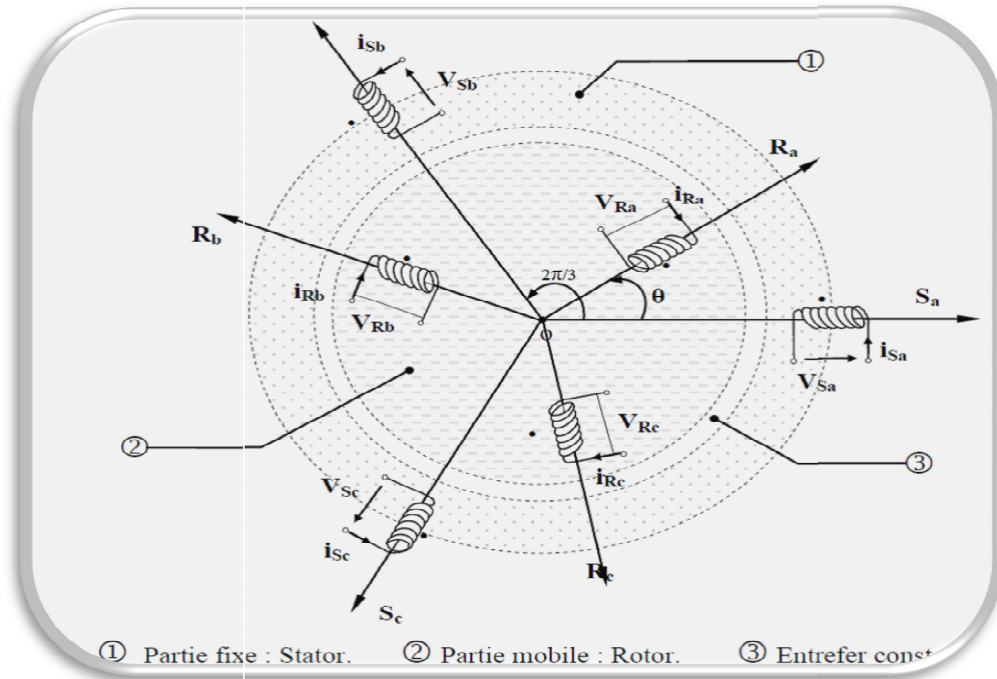


Fig (II.2): Modèle d'une machine asynchrone triphasée

Le modèle basé sur les équations du circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts. Cependant, la précision des résultats de simulation est, évidemment, tributaire du modèle employé. Plus ce dernier est fin, plus précis sont les résultats obtenus.

Toutefois, la complexité des machines électriques aboutit rapidement, si on veut tenir compte de tous les phénomènes, à des modèles difficilement exploitables et particulièrement coûteux en temps de calcul. [3]

Les équations de fonctionnement de la machine asynchrone triphasée sont données sous forme matricielle, pour cela nous utilisons les vecteurs de variables suivants:

Vecteurs de tensions, courants et flux totaux statoriques.

$$[V_s] = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}]^T$$

$$[I_s] = [I_{as}, I_{bs}, I_{cs}]^T$$

$$[\phi_s] = [\phi_{as}, \phi_{bs}, \phi_{cs}]^T$$

Vecteurs de tensions, courants et flux totaux rotoriques

$$[V_r] = [V_{ar}, V_{br}, V_{cr}]^T = [0, 0, 0]^T$$

$$[I_r] = [I_{ar}, I_{br}, I_{cr}]^T$$

$$[\phi_r] = [\phi_{ar}, \phi_{br}, \phi_{cr}]^T$$

## II.5 .Equations générale de la machine asynchrone

### II.5.1.Equations électriques

Les équations générales des tensions s’obtiennent en écrivant la loi de Faraday pour chacun des enroulements statoriques et rotoriques en considérant la chute de tension ohmique. En convention “récepteur”, Les équations de tension des trios phases statoriques et des phases rotoriques sont:

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot I_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s \cdot I_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s \cdot I_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r \cdot I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r \cdot I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases}$$

Les expressions générales de la machine sous la forme matricielle sont :

**-Pour les phases statorique**

$$[V_{abc(s)}] = [R_s][I_{abc(s)}] + \frac{d[\Phi_{abc(s)}]}{dt}$$

Avec:

$$[V_{as}] = [R_s][I_{as}] + \frac{d\Phi_{as}}{dt}$$

$$[V_{bs}] = [R_s][I_{bs}] + \frac{d\Phi_{bs}}{dt}$$

$$[V_{cs}] = [R_s][I_{cs}] + \frac{d\Phi_{cs}}{dt}$$

(II-1)

**-Pour les phases rotorique**

$$[V_{abc(r)}] = [R_r][I_{abc(r)}] + \frac{d[\Phi_{abc(r)}]}{dt}$$

Avec:

$$[V_{ar}] = [R_r] \cdot [I_{ar}] + \frac{d\Phi_{ar}}{dt}$$

$$[V_{br}] = [R_r][I_{br}] + \frac{d\Phi_{br}}{dt}$$

(II-2)

$$[V_{cr}] = [R_r][I_{cr}] + \frac{d\Phi_{cr}}{dt}$$

En désignant par:

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

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

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$  : Les flux totaux à travers ces enroulements

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

### II.5.2. Equation magnétiques

Les expressions des flux statorique et rotorique en fonction des courants statorique et rotorique sous forme matricielle s'écrivant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{abc(s)} \\ \Phi_{abc(r)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{abc(s)} \\ I_{abc(r)} \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

$[L_{ss}]$  : Matrice des inductances statoriques.

$[L_{rr}]$  : Matrice des inductances rotoriques

$[M_{sr}]$  : Matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$[M_{rs}]$  : Matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

Avec :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

Avec :

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

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

$M_s$  : Inductance mutuelle entre les phases statoriques.

$M_r$  : Inductance mutuelle entre les phases rotoriques.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & L_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & L_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

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

$\theta$ : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

$M$ : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique lorsque les deux axes se coïncident.

D'après (II-1) et (II-2) on aura les expressions suivantes :

$$[V_{abc(s)}] = [R_s] \cdot [I_{abc(s)}] + [L_{ss}] \cdot \frac{d}{dt} [I_{abc(s)}] + \frac{d}{dt} \cdot \{ [M_{sr}] \cdot [I_{abc(r)}] \} \quad (II-4)$$

$$[V_{abc(r)}] = [R_r] \cdot [I_{abc(r)}] + [L_{rr}] \cdot \frac{d}{dt} [I_{abc(r)}] + \frac{d}{dt} \cdot \{ [M_{rs}] \cdot [I_{abc(s)}] \} \quad (II-5)$$

### II.5.3. Equations mécaniques

L'équation de mouvement est donnée par:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_m = C_{em} - C_r$$

$\Omega_m$ : vitesse mécanique en rad/s

Le couple est donné par l'expression suivante:

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [I]^t \left\{ \left( \frac{\partial}{\partial \theta} \right) [L] \cdot [I] \right\} \quad (II-6)$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_s] \\ [M_r] & [L_r] \end{bmatrix} \quad \text{Et :} \quad I = [I_{abc(s)}, I_{abc(r)}]$$

Les termes :  $I_s, I_r, M_s,$  et  $M_r$  sont des constantes d'où la possibilité de simplification de (II-5),

On aura :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I_{abc(s)}] \cdot \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [M_{sr}] \cdot [I_{abc(r)}] \right\} \quad (II-7)$$

En somme, on aura un système de six équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement du rotor, d'où une complexité de la résolution analytique.

A cet effet, nous considérons une transformation qui nous offre le passage d'un système triphasé à un système biphasé équivalent simple.

Les équations précédentes font apparaître des difficultés pour la résolution analytique du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position. Cela conduit à l'usage de la transformation de Park, qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position.

## II.6. Transformation de PARK

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

La transformation de PARK consiste à imaginer de remplacer le repère rotorique tournant par un autre repère fictif équivalent fixe à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée. Elle s'applique généralement au système (dqo) [14] [16].

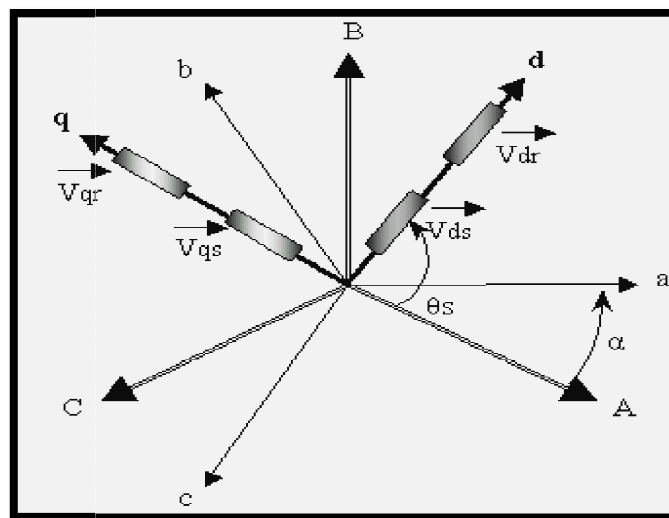


Fig (II.3): Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé

Pour transformer un système triphasé [abc] en un système diphasé tournant, est définie comme suit:

$$[X_{dqo}] = [p(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{II-8})$$

Le passage inverse est donné par:

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[X_{dqo}] \quad (\text{II-9})$$

**Remarque**

Le long de cette modélisation, cette transformation modifiée sera utilisée afin de conserver l'équivalence énergétique.

$$[X_{d^*} X_{q^*} X_{o^*}]^T = [P(\theta)] [X_a X_b X_c]^T$$

$X$  : peut être la tension, le courant ou le flux.

$[P(\theta)]$ : est la matrice de transformation directe de Park.

$[P(\theta)]^{-1}$ : La matrice inverse de Park définie par :

Tel que:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-11})$$

On constate que  $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T$ , ainsi cette transformation est orthogonale.

La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système (abc) est équilibré et symétrique.

$\theta$ : La position angulaire du système d'axes (dq) par rapport au système d'axes réel (abc).

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$  : Vitesse de coordonnée de rotation du repère (dq) par rapport un repère fixe (abc).

$\sqrt{\frac{2}{3}}$  : Conserve la puissance instantanée.

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécaniques deviennent:

**II.6.1. Equations électriques**

On applique la transformation de Park sur les deux équations (II-4) et (II-5) en admettant que le rotor étant en court-circuit, il en résulte:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} - \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_s \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} - \omega_s \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

Le système (d,q) tourne à la vitesse  $\{\omega - \omega_r\}$  par rapport au rotor

$\omega$  : vitesse angulaire du repère biphasé.

$\omega_r$  : vitesse angulaire du rotor.

### II.6.2. Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur l'équation (II-3) donne:

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M_{sr} I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M_{sr} I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M_{rs} I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M_{rs} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

$l_s = L_s - M_s$  : Inductance cyclique propre statorique.

$l_r = L_r - M_r$  : Inductance cyclique propre rotorique.

$M_{sr} = M_{rs} = M$  : Inductance cyclique mutuelle cyclique entre rotor et stator.

### II.6.3. Expression du couple électromagnétique et de la puissance

L'expression du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_{em} = P(\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \quad (\text{II-14})$$

## II.7. Choix du référentiel

Trois types de référentiels peuvent être envisagés à savoir :

- Référentiel lié au stator ;
- Référentiel lié au rotor ;
- Référentiel lié au champ tournant ;

### I.7.1. Référentiel lié au stator

Ce référentiel est choisi en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation, associé ou non aux variations de la fréquence d'alimentation, le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

Il se traduit par la condition :  $\frac{d\theta_p}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$

### II.7.2. Référentiel lié au rotor

Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est supposée constante.

Ce référentiel est caractérisé par:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_p}{dt} = \omega$$



### II.7.3. Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est caractérisé par :  $\omega_p = \omega_s$  ( $\omega_s$  : vitesse de synchronisme).

$$\frac{d\theta_p}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} \Rightarrow \omega_p = \omega_s$$

Dans ce cas, les grandeurs statiques sont continues en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande de la machine asynchrone.

Dans notre travail, on va prendre un référentiel lié au stator. Le modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrit dans ce repère de PARK comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega \phi_{dr} \end{cases}$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + M_{sr} I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + M_{sr} I_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-16})$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M_{rs} I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M_{rs} I_{qs} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \phi_{dm} = M (I_{ds} + I_{dr}) \\ \phi_{qm} = M (I_{qs} + I_{qr}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} C_{em} = p(\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

### II.8. Mise sous forme d'équations d'état

On met le système d'équations (I-12) sous forme d'un système d'équations d'état.

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad \dot{X} = \frac{d}{dt} X \quad (\text{II-18})$$

Avec :

X=vecteur d'état.

U=vecteur de commande.

Y=vecteur de mesure.

On peut choisir le vecteur X indéfiniment

On prend:  $X = [I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^T$  ;  $[U] = [V_{ds} V_{qs}]^T$  et  $[Y] = [I_{ds} I_{qs}]$

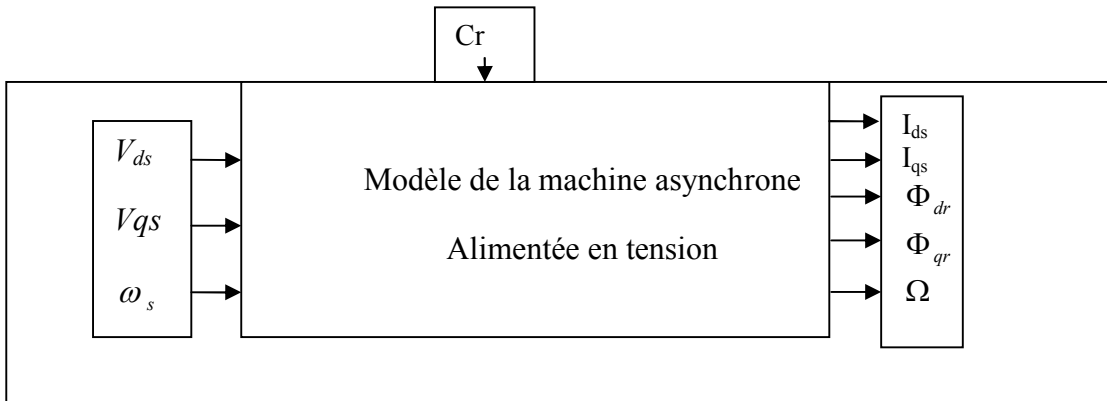
Après un calcul matriciel, on aboutit au système suivant :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{M}{L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{M}{L_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

Avec :  $\sigma = \left( 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right)$   $B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$   $U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$

[A] : Matrice d'évolution d'état du système

[B] : Matrice de commande du système.



Fig(II.4) Schéma bloc de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension

## II.9.validation

### II.9.1. Simulation du Moteur asynchrone

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de la machine dont les paramètres sont donnés. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel à partir duquel les tensions simples d'alimentation nous permettent

d'étudier l'évolution des grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur.

Pour étudier les phénomènes transitoires dans la machine asynchrone on a choisi le référentiel lié au Champ tournant Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suite:

$$\begin{cases} V_{as} = \sqrt{2}V_s \cdot \sin(\omega_s t) \\ V_{as} = \sqrt{2}V_s \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{as} = \sqrt{2}V_s \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II-19)$$

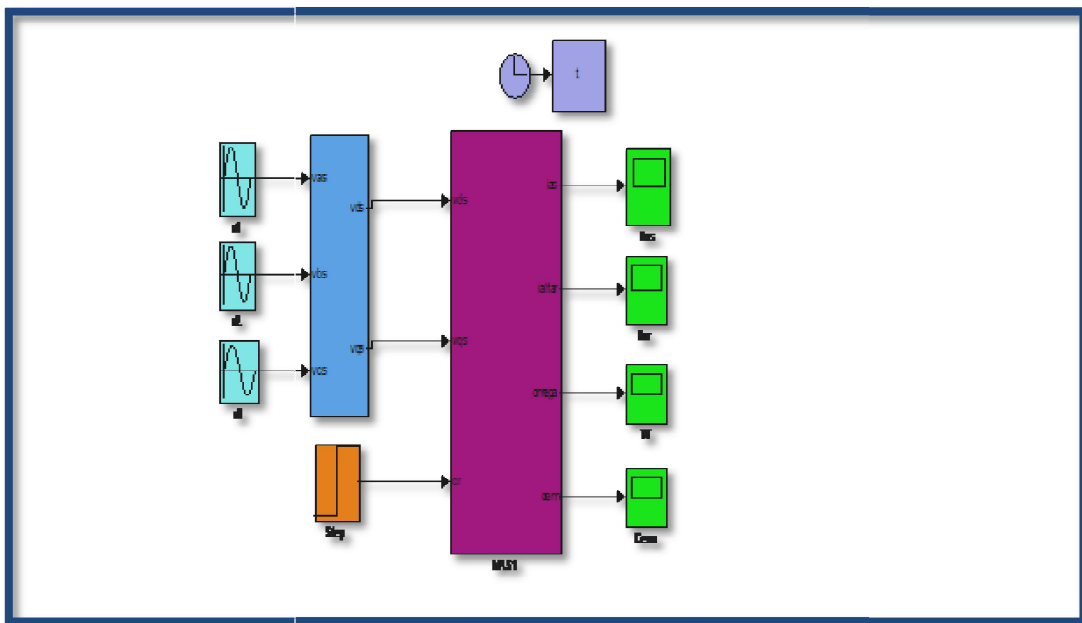
Avec :

$V_s$ : Valeur efficace de tension.

$\omega_s$ : Pulsation d'alimentation.

### II.9.2.Développement du modèle de moteur asynchrone

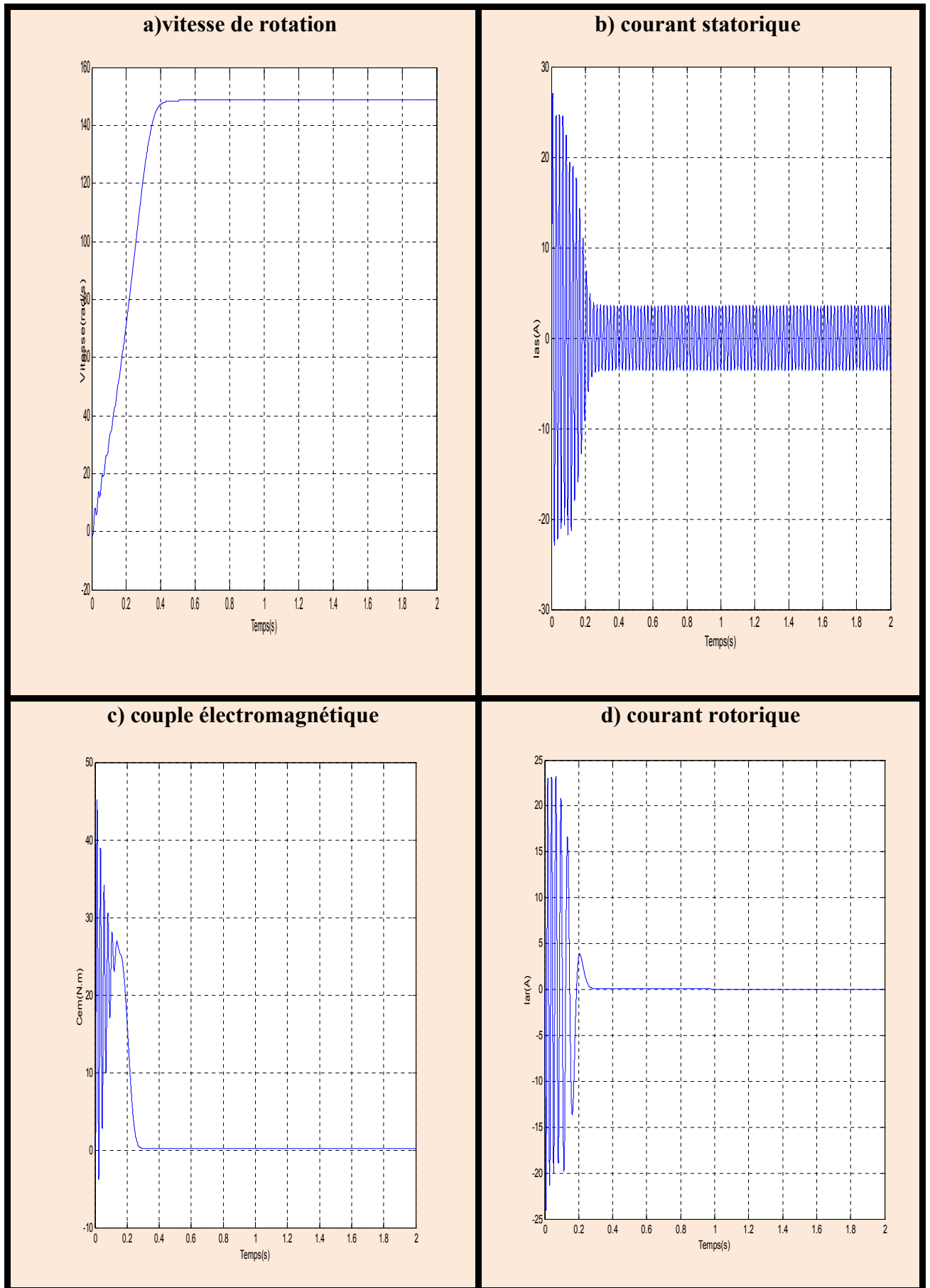
La figure (II.5) représente le modèle SIMULINK du moteur asynchrone Chaque bloc de la figure est issu d'une équation. Ainsi, le bloc« Transformation abc/ dq » est réalisé à partir de l'équation de transformation de PARK.



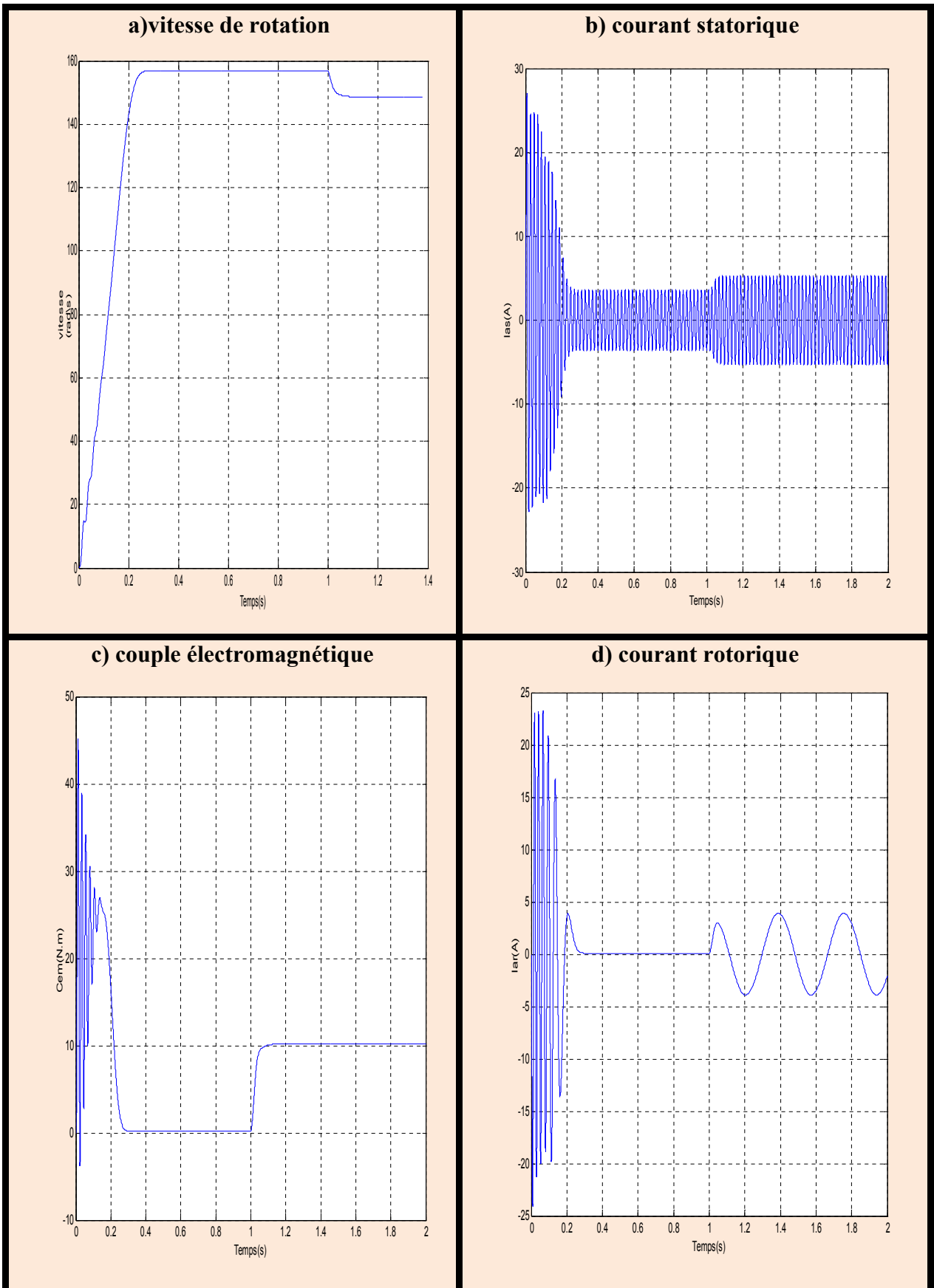
Fig(II.5) : Schéma bloc de modélisation d'une MAS

### II.9.3.Résultats de la simulation

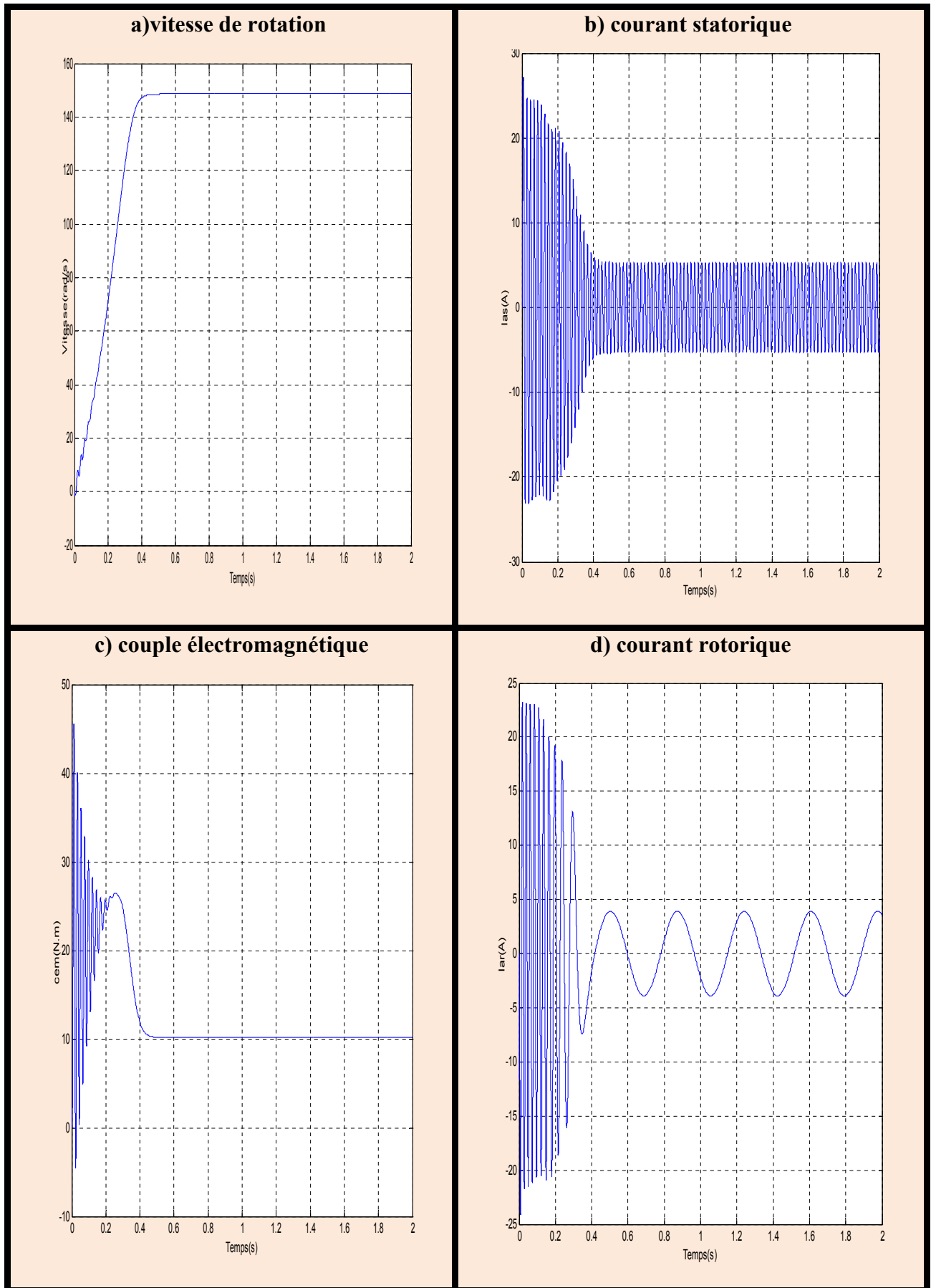
Les figures «II.6/II.7/II.8» montrent les résultats de la simulation du processus de démarrage {à vide/ à vide avec application une charge ( $C_r=10 \text{ Nm}$ ) et en charge} du moteur asynchrone suivi de. Les figures, représentent respectivement les courbes de la vitesse, le courant statorique, le couple électromagnétique, et le courant rotorique.



Fig(II.6) : représentation d'un démarrage à vide



Fig(II.7):représentation d'un démarrage à vide avec une application d'un( $C_r=10N.m$ )



Fig(II.8):représentation d'un démarrage en charge avec ( $C_r=10N.m$ )

### II.9.4. Interprétation des résultats de simulation

**\*La vitesse :** la courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ (0.4s) la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme. A l'application d'un ( $C_r = 10 \text{ N.m}$  à l'instant  $t = 1 \text{ s}$ ) on constate une diminution de la vitesse de rotation qui se traduit par un glissement de vitesse et après un instant de charge la vitesse prend une valeur constante

**\*Le courant statorique:** Au démarrage à vide, la machine se comporte comme un transformateur, Les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (4 A) jusqu'à (0.24 s), après ce temps l'amplitude de ces oscillations à une forme sinusoïdale est restée constante, de même pour charge ( $C_r = 10 \text{ N.m}$ ), on voit le même dépassement avec des amplitudes plus importantes que à vide jusqu'au régime sinusoïdal ou le courant se stabilise.

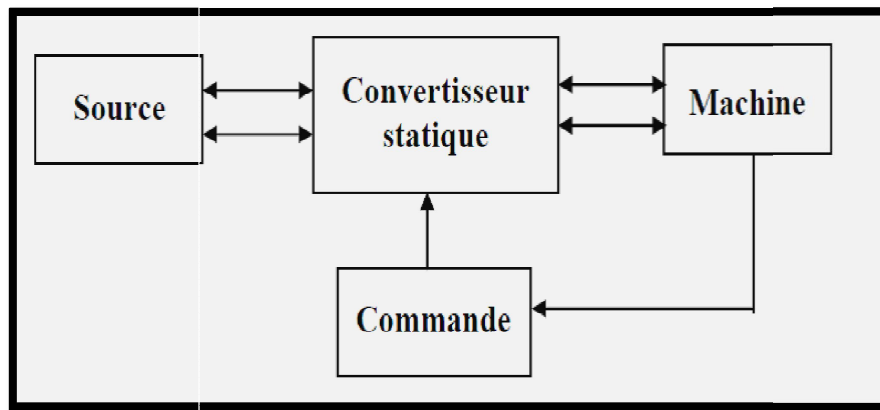
**\*Le Cem :** Cette caractéristique illustre le fort couple électromagnétique aux premiers instants de démarrage et presque nul. En régime établi, le couple électromagnétique est relativement constant. Après l'application de la charge ( $C_r = 10 \text{ N.m}$ ) le couple rejoint sa valeur pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur nominale du couple.

**\*le courant rotorique :** Au démarrage, le courant rotorique présente aux premiers instants du démarrage une pulsation rapide autour de zéro, après (0.3s) le courant rotorique tend vers zéro il disparaît rapidement pour donner lieu à une forme droite constante, de même pour charge ( $C_r = 10 \text{ N.m}$ ), on voit le même dépassement avec des amplitudes plus importantes que à vide jusqu'au régime permanent ou le courant se stabilise.

Lors du démarrage à vide, on remarque l'importance des courants statoriques qui peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par sur-échauffement en cas de répétitions excessives. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatile, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique.

### II.10. Modélisation de l'alimentation

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques sont utilisées comme actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Les caractéristiques exigées de l'actionneur dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble [17].



Fig(II.9) : schéma d'un ensemble actionneur

Ces caractéristiques sont:

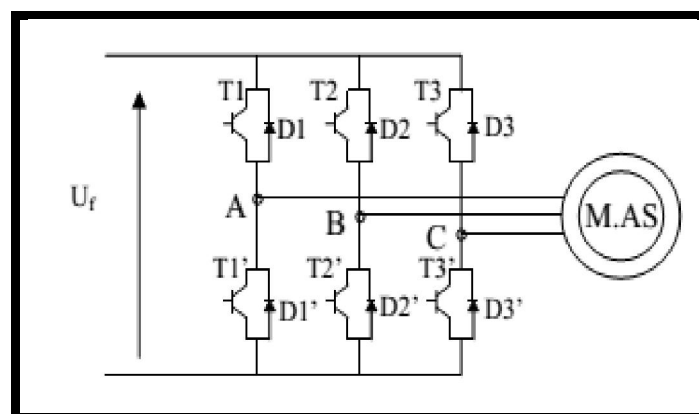
- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, en régime dynamique comme en régime permanent, contrôlable par le plus petit nombre de variables.
- Une large plage de variation de vitesse;
- Des constantes du temps électriques et mécanique faibles [17].

### II.10.1. Modélisation de l'onduleur de tension

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques continu alternatif permettent de fabriquer une source de tension alternative à partir d'une source de tension continue.

L'onduleur de tension transforme un signal constant en un signal alternatif dont nous pouvons contrôler l'amplitude et la fréquence. L'onduleur de tension MLI est toujours habituellement choisi pour sa réponse rapide et ses performances élevée. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquence varie à partir d'un réseau standard 220/380-50HZ. Après redressement la tension filtrée  $U_f$  (étage continu) est appliquée à l'onduleur [18].

Le réglage de la vitesse(ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur les interrupteurs de la tension constituant l'onduleur, figure (II-10).



Fig(II-10):Schéma de l'onduleur de tension



L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor ou un thyristor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux.

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie de l'onduleur deux niveaux de tension.

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \tag{II-20}$$

$$\begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_4 \\ F_5 \\ F_6 \end{bmatrix} \tag{II-21}$$

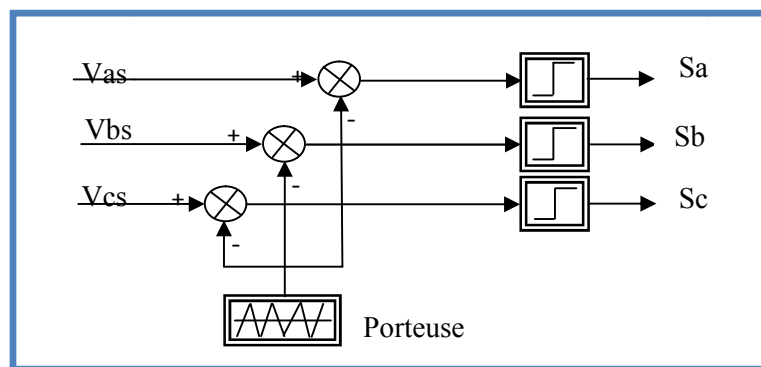


Fig (II-11) : Principe de MLI sinusoidale triangulaire

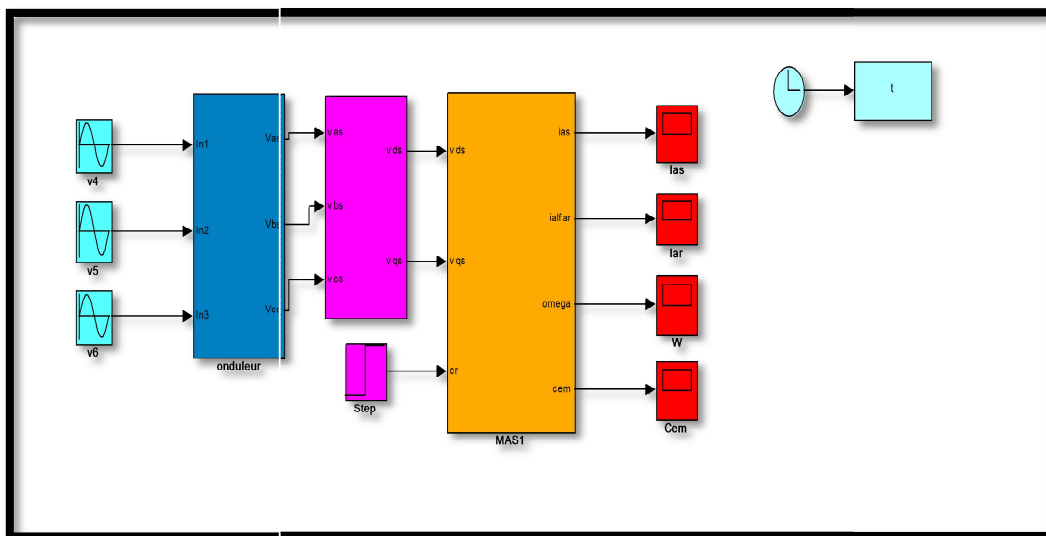


Fig (II-12): modèle de modélisation d'une MAS alimenté par un onduleur à(2) niveaux

II.10.2.Résultat de la Simulation d'un moteur alimenté par le réseau

Les figures «II.14/II.15» montrent les résultats de la simulation du processus de démarrage {à vide et en charge avec application un (Cr=10 Nm) à l'instant t=1s et en charge} d'un moteur est alimenté directement par les réseaux 220/380V ,50HZ . Les figures représentent respectivement les courbes de la vitesse, le courant statorique, le couple électromagnétique, et le courant rotorique.

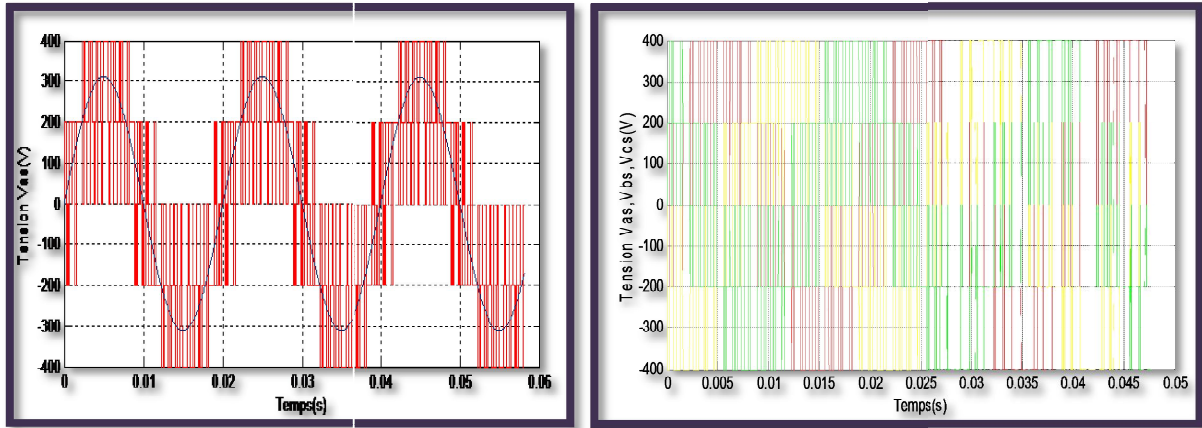


Fig (II-13) Les tensions de sortie de l'onduleur

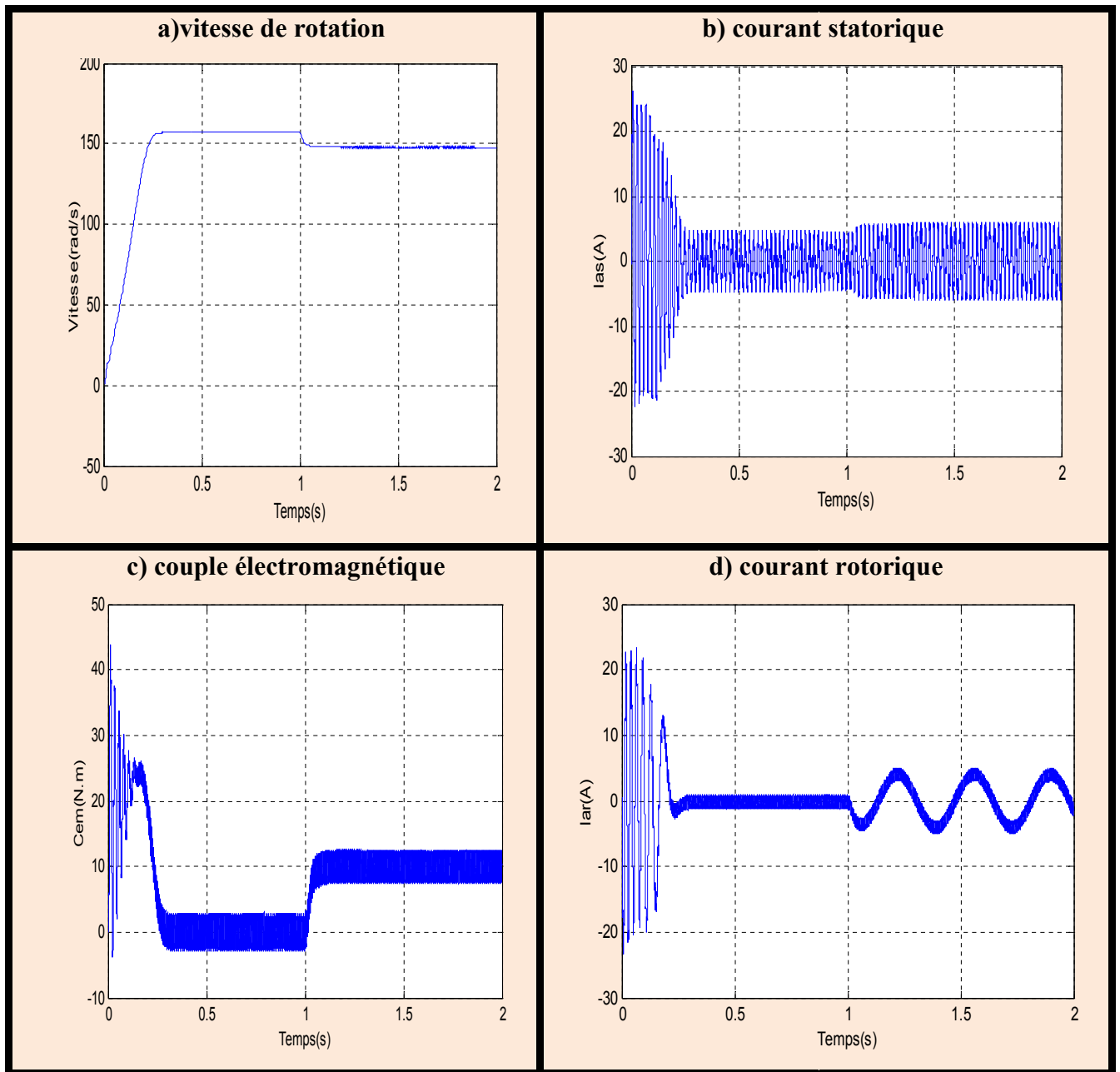
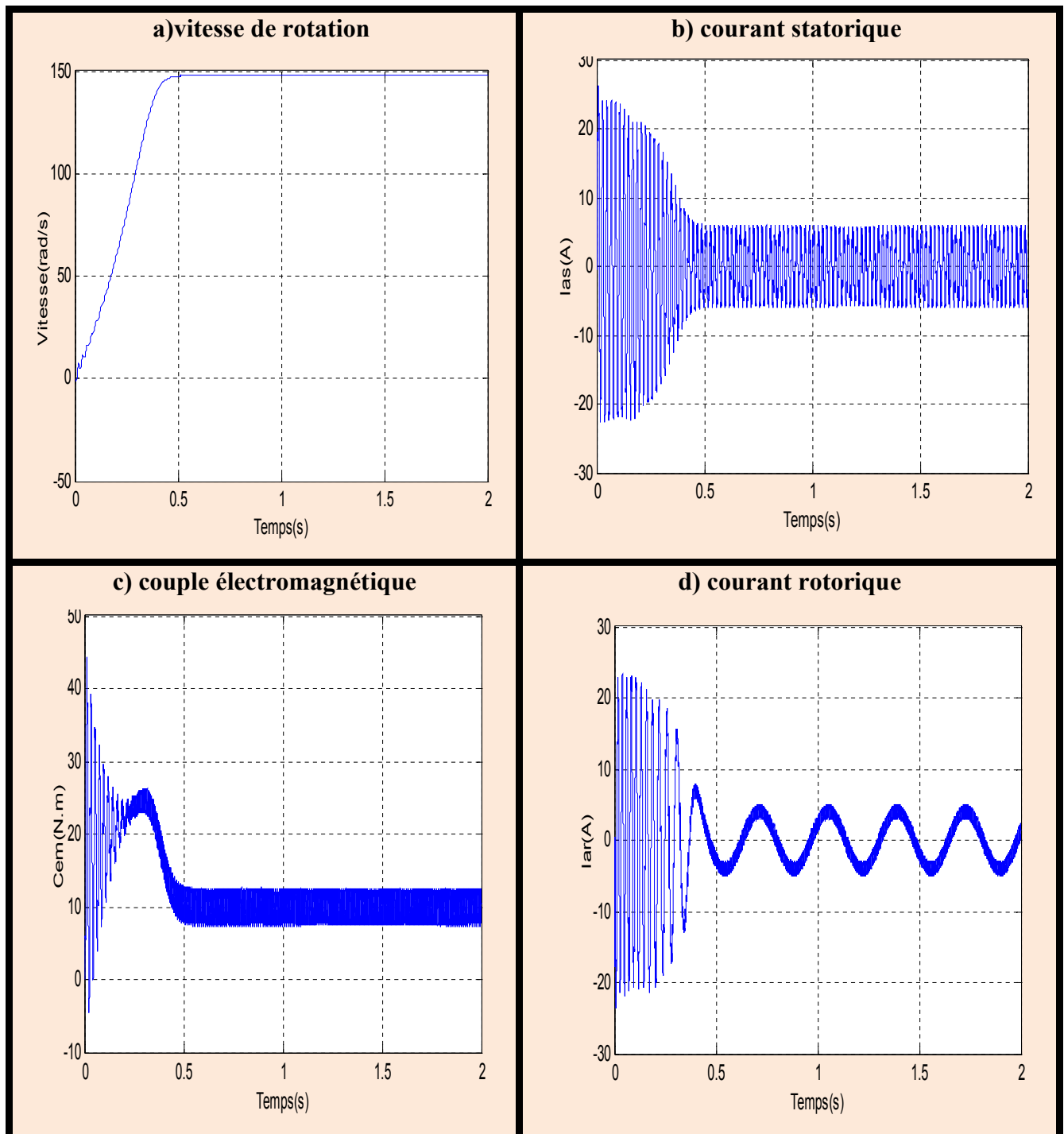


Fig (II.14):représentation d'un démarrage à vide avec une application d'un ( $C_r=10N.m$ )



Fig(II.15):représentation d'un démarrage en charge avec ( $C_r=10\text{N.m}$ )

### II.10.3. Interprétation des résultats de simulation

Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard, (220 / 380V, Hz 50) à vide avec une application d'un ( $C_r=10\text{N.m}$ ) et en charge. L'examen des courbes permet de constater que : La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide.

**\*la vitesse :** La vitesse atteint a la valeur (157 tr/mn) à (0.2s) en régime permanent. En appliquant une charge nominale ( $C_r=10 \text{ Nm}$  à l'instant  $t=1\text{s}$ ) après un démarrage à vide, on remarque que la

vitesse chute à (150 tr/mn) qui sont la vitesse nominale de la machine et avec l'application d'une charge la vitesse décroît à la valeur de (148rad/s).

**\*le courant statorique :** Le courant statorique est sinusoïdal, sa valeur de crête est de 3.6A. En appliquant une charge nominale ( $C_r=10$  Nm à l'instant  $t=1$ s) après un démarrage à vide, on remarque que le courant statorique son amplitude augmente presque (8A) et après la charge il se stabilise à cette valeur.

**\*le  $C_{em}$  :** Le couple électromagnétique est stabilisé à une valeur (0.2Nm) lors du fonctionnement à vide, En appliquant une charge nominale ( $C_r=10$  Nm à l'instant  $t=1$ s) après un démarrage à vide, on remarque que le couple croit et se stabilise à une valeur d'environ (10N.m) avec l'augmentation de la charge, le couple atteint presque à une même valeur (10N.m) à l'instant (0.5s).

**\*le courant rotorique :** le courant rotorique atteint la valeur de (0.2A). En appliquant une charge nominale ( $C_r=10$  Nm à l'instant  $t=1$ s) après un démarrage à vide, on remarque que le courant rotorique est oscillé autour de zéro et avec l'augmentation de la charge, le courant rotorique prend une forme oscillateur son amplitude est presque (5A) à l'instant (0.3s)

## **II.11.Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons établi un modèle mathématique de la machine asynchrone. La complexité de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de PARK qui ramène la machine triphasée en une machine biphasée équivalente. Et on présente la modélisation et la simulation d'un moteur asynchrone à cage par le logiciel MATLAB/SIMULINK<sup>TM</sup>, Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé. D'autres régimes de fonctionnement du moteur peuvent être facilement étudiés, il répendant bien à l'évolution d'une opération d'un démarrage direct sur un réseau standard d'une machine asynchrone.

Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique. Une technique de commande est Introduire dont le nom est la commande DTC, c'est L'objet du troisième chapitre.

### III.1.Introduction

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de la recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commande robustes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs. Numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus Industriels de hautes performances. Nous pouvons citer les techniques de commande les plus utilisées

La commande vectorielle.

La commande scalaire.

La commande directe du couple (DTC).

L'intérêt récent accordé à cette dernière est du essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants [9]

### III.2.La commande vectorielle

Le moteur à courant continu à longtemps assuré le fonctionnement de la plus part des équipements industriels à vitesse variable. En effet, il est particulièrement bien adapté aux exigences de ce type d'entraînements grâce au découplage obtenu par construction, entre le flux et le couple électromagnétique. Cependant, son principal défaut est la présence de son collecteur, mal toléré en raison de sa fragilité, de son besoin d'entretien coûteux, ainsi que du danger qu'il peut entraîner dans certains environnements.

D'où l'intérêt considérable accordé aux entraînements équipés de machines à courant alternatif en général, et de moteur asynchrone en particulier, vu la fiabilité de ce dernier, sa robustesse et son coût de fabrication relativement bas. Toutefois ce moteur présente des difficultés au niveau de sa commande, malgré sa structure mécanique simple, son modèle mathématique est fort complexe, multi variable et fortement non linéaire, il est également caractérisé par des dynamiques rapides, ses variables d'état ne sont pas toutes mesurables et ses paramètres peuvent varier durant le fonctionnement. C'est ce qui a longtemps empêché le développement de commandes appropriées aux exigences et contraintes de la vitesse variable.

La commande vectorielle, ou commande à flux orienté (Field Oriented Control), a été introduite par F.Blaschke et K.Hasse en 1972. Pourtant elle n'a pu être implantée immédiatement, en effet elle nécessite des calculs et des opérations mathématiques complexes qui ne pouvaient pas se faire en électronique analogique pure [3].

Néanmoins les avancées technologiques durant les vingt dernières années dans les domaines des composants de puissance, de la micro électronique et des calculateurs ont permis de satisfaire

les conditions à son implantation en temps réel, et ainsi développer une commande performante pour le moteur asynchrone.

La difficulté principale, étant le couplage complexe existant entre le flux et le couple, la commande à flux orienté a permis de surmonter ce handicap pour obtenir des performances de commande comparables, ou même supérieures, à celle du moteur à courant continu.

Son principe repose sur une notion élémentaire de l'électromagnétisme, à savoir la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant électrique et placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ magnétique. Il en résulte que l'amplitude de cette force sera maximale, pour les intensités du courant et du champ données, quand le vecteur courant sera orthogonal au vecteur champ.

Elle permet d'avoir une dynamique plus rapide et une précision de couple meilleure.

### III.2.1. Les méthodes de la Commande vectorielle

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone, il existe deux méthodes: directe et indirecte.

#### III.2.1.1. Commande directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position. Pour cela deux procédés sont utilisés:

- \* La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur.
- \* L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques.

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

\* *La 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).*

#### III.2.1.2. Commande 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. L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation en vers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique (**Tr**). En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans notre étude, on va travailler avec la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté en tension.

**III.2.2.Principe de la commande vectorielle**

Dans les machines électriques, le couple électromagnétique s'exprime par un produit vectoriel du courant induit et du flux inducteur. Pour une machine à courant continu, le champ inducteur et le courant induit sont orthogonaux. Ainsi, le couple est maximal ce qui donne aux machines à courant continu des performances remarquables en commande. Au contraire, une machine asynchrone présente un fort couplage entre toutes ses grandeurs électromagnétiques. L'objectif de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique et statique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu. La composante d'axe d du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine et la composante d'axe q joue le rôle du courant induit et permet de contrôler le couple. Cette commande appelée « commande à flux orienté » est basée sur un choix judicieux du repère (d-q). En fait, le système d'axes d-q est orienté de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux désiré. L'expression du couple se voit alors simplifiée et n'est plus fonction que du flux et du courant en quadrature. Ainsi, en maintenant le flux à une valeur constante, le couple ne dépend plus que de la composante en quadrature q du courant statorique et peut être contrôlé par celle-ci [8].

Trois référentiels particuliers permettent de simplifier l'expression du couple :

- référentiel lié au flux statorique
- référentiel lié au flux magnétisant
- référentiel lié au flux rotorique

Les différentes grandeurs, écrites dans les trois référentiels sont résumées dans le tableau suivant:

**Tableau(III.1) : représente Grandeurs exprimées dans le référentiel considéré**

Flux rotorique	Flux statorique	Flux magnétisant
$\Phi_{dr} = \Phi_r$ $\Phi_{qr} = 0$	$\Phi_{ds} = \Phi_s$ $\Phi_{qs} = 0$	$\Phi_{dm} = \Phi_m$ $\Phi_{qm} = 0$
$C_{em} = P(L_m / L_r)\Phi_r I_{qs}$	$C_{em} = P\Phi_s I_{qs}$	$C_{em} = P\Phi_m I_{qs}$
$\Phi_r = \frac{L_m I_{ds}}{(1 + T_r S)}$	$\Phi_s = \frac{L_s (1 + \sigma T_r S) I_{ds} - \sigma L_s T_r \omega_{sl} I_{qs}}{(1 + T_r S)}$	$\Phi_m = \frac{L_m (1 + T_{\sigma r} S) I_{ds} - L_m T_{\sigma r} \omega_{sl} I_{qs}}{(1 + T_r S)}$
$\omega_{sl} = \frac{L_m I_{qs}}{\Phi_r T_r}$	$\omega_{sl} = \frac{L_s (1 + \sigma T_r S) I_{qs}}{T_r (\Phi_s - \sigma L_s I_{ds})}$	$\omega_{sl} = \frac{L_m (1 + T_{\sigma r} S) I_{qs}}{T_r \Phi_m - T_{\sigma r} L_m I_{ds}}$

### III.2.2.1.Principe de l'orientation du flux rotorique

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique est actuellement considérée comme la technique la plus utilisée pour les entraînements à vitesse variable des machines asynchrones, Elle permet un contrôle de la vitesse et du couple, avec des performances statiques et dynamiques élevées, ainsi qu'une maîtrise excellente des régimes transitoires.

Le but recherché lors de sa conception est d'obtenir une situation identique à celle rencontrée dans la machine à courant continu en séparant la commande du flux de celle du couple, l'orthogonalité entre les vecteurs flux et courant étant la condition optimale de production du couple maximal. L'objectif est donc de réaliser un découplage efficace entre ces deux grandeurs. La machine asynchrone ne présentant pas la configuration classique [inducteur-induit] à deux alimentations distinctes, il est difficile de mettre en évidence un courant générateur de flux et un courant générateur de couple.

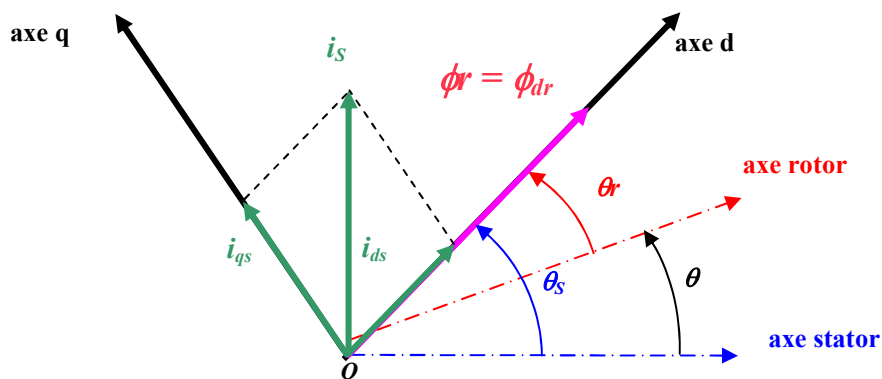
Dans cette optique on exploite le modèle dynamique du moteur asynchrone représenté dans le repère de Park. La commande vectorielle consiste à choisir un système d'axe diphasé ( $d,q$ ) et à l'orienter suivant le flux rotorique le flux statorique ou le flux d'entrefer. L'orientation du référentiel selon le flux rotorique est la plus utilisée, celle-ci éliminant l'influence des réactances de fuites rotoriques et statoriques en donnant les meilleurs résultats.

C'est la seule, parmi les trois possibilités, à permettre un découplage naturel comparable à celui caractérisant la machine à courant continu.

L'orientation du flux rotorique consiste à annuler sa composante quadratique, pour ne conserver que la composante directe, le flux est alors entièrement porté sur l'axe direct.

$$\text{Cet alignement est traduit par : } \phi_{rq} = 0 \quad \text{d'où} \quad \phi_r = \phi_{rd} \quad (\text{III.1})$$

La figure(III.1) illustre le principe de l'orientation du flux rotorique, on y remarque l'orthogonalité retrouvée entre le flux rotorique et le courant de quadrature  $i_{sq}$ .



Fig(III.1) : Orientation du flux rotorique sur l'axe direct



En fait on utilise la formule orientation du flux par abus de langage, c'est plutôt le système d'axe  $(d,q)$  que l'on oriente de manière que l'axe direct  $d$  soit en phase avec le flux.

On peut exprimer le couple électromagnétique de la manière suivante :

$$C_{em} = p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \phi_{dr} \cdot i_{qs} \quad (\text{III.2})$$

On remarque pour cette expression une forme identique à celle du couple développé par une machine à courant continu.

### III.3. La commande scalaire

Cette commande, connue sous le nom de loi "U/f" détermine, selon les équations du régime permanent, en fonction de la fréquence de fonctionnement désirée la valeur de la tension à imposer aux bornes du stator de la machine pour maintenir le flux statorique constant.

Dépendent de l'actionneur utilisé pour alimenter la machine, les auteurs divisent la commande scalaire en deux types, un se nomme " la commande en courant ", pour les machines entraînées par des onduleurs en courant (généralement de fortes puissances) et l'autre, qui est le plus utilisé, nomme " la commande en tension ", connaît aussi sur le nom " commande en V/f ", pour les machines entraînées par des onduleurs en tension (sont généralement de moyennes et de faibles puissances). Pour expliquer le principe de la commande scalaire on fait appel à la modélisation de la machine en régime permanent.

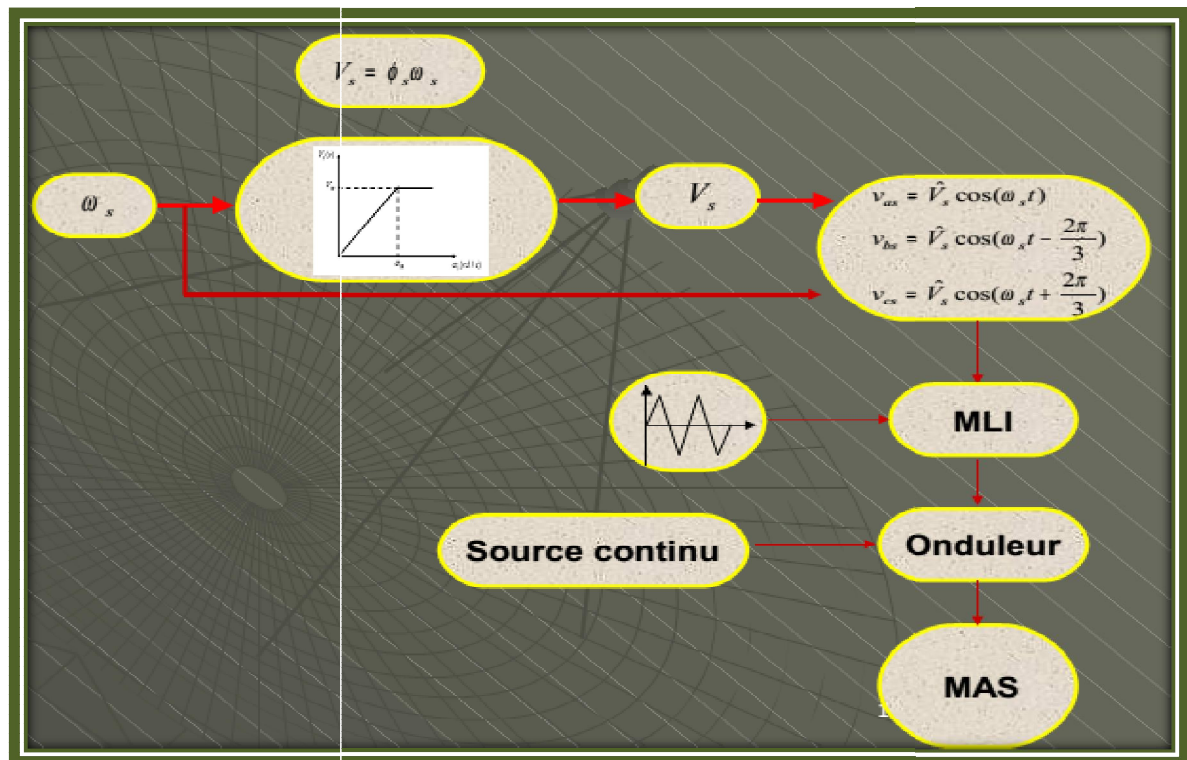
#### III.3.1. Principe de la commande scalaire

Son principe est de maintenir ( $V/f = \text{constant}$ ) ce qui signifie garder le flux constant le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement.

En effet d'après le modèle établi en régime permanent le couple maximum de la machine est proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique :

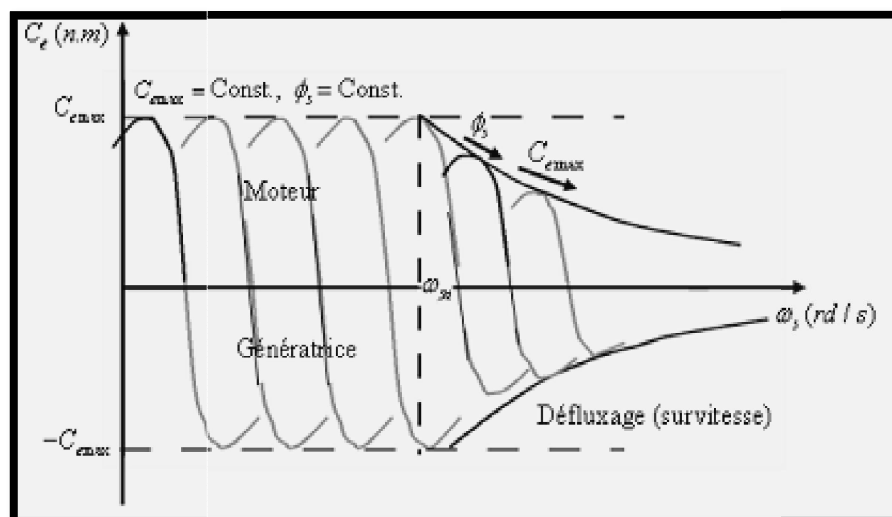
$$\text{Le couple maximum s'écrit : } C_{max} = \frac{3p}{2N_r} \left( \frac{V_s}{\omega_s} \right)^2$$

$$\Phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} = \text{cts.}$$



Fig(III.2): Modèle de la machine asynchrone en régime permanent

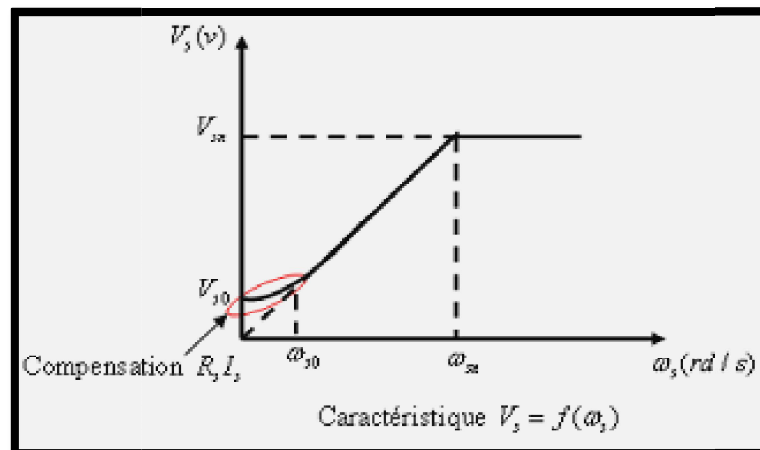
Quand la fréquence dépasse la fréquence nominale on est en régime de défluxage (sur vitesse) la machine entre dans l'état de saturation à cause de la tension saturé et ceci provoque une diminution du rapport ainsi que le couple produit par la machine.



Fig(III.3) : variation du couple électromagnétique en fonction de la  $\omega_s$

Et quand la fréquence est faible l'équation  $(\Phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} = \text{cts})$  n'est pas valable car la chute de tension statorique (tension ohmique) est importante n'est plus négligeable.

Pour éliminer ce problème il faut compenser cette chute ohmique par une augmentation de l'amplitude des tensions statoriques pour les faibles valeurs.



Fig(III.4) courbe représente la compensation de chute ohmique

### III.3.2.Stratégies de commande

La variation de vitesse d'une machine asynchrone est obtenue par le réglage de la fréquence d'alimentation. La fréquence de commutation du convertisseur statique assurant l'alimentation de la machine est asservie à la vitesse du rotor. De plus, les impulsions des convertisseurs sont synchronisées sur la position du rotor.

Cela assure la stabilité et donne à l'ensemble du système convertisseur-machine, un fonctionnement proche de celui d'une machine à courant continu.

La source doit être réversible pour un fonctionnement dans les quatre quadrants (moteur/générateur dans les deux sens de rotation)

\*Dans le cas d'une alimentation en courant, la commutation peut être naturelle (le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée). Elle peut être aussi forcée. Par exemple, au démarrage, les f.e.m. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors.

\*L'alimentation de la machine doit être adaptée aux caractéristiques de celle-ci. Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux de ses phases sont alimentées en série par un courant constant, possède une courbe  $T_e(\theta_m)$  de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires). Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes  $T_e(\theta_m)$  lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant).

\*Le contrôle du couple est directement lié à celui des courants. Les alimentations en tension (et donc les cycloconvertisseurs) peuvent être associées à des régulations de courant effectuées par des comparateurs à hystérésis ou par des régulateurs linéaires. Les interrupteurs sont commandés de manière à assurer les courants désirés dans les phases de la machine.

\*Lors de l'utilisation d'un comparateur par hystérésis, la fréquence de commutation est libre, elle est fixée par la charge. Ce mode de contrôle assure un excellent suivi des consignes mais génère un large spectre de bruits et des pertes.

Le contrôle par régulateur linéaire et MLI est plus délicat. Mais l'utilisation des techniques modernes de commande et l'amélioration des convertisseurs (augmentation de la fréquence de travail) améliorent notablement ses performances.

### III.4. La commande directe du couple (DTC)

La commande directe du couple (en anglais, Direct Torque Control (DTC)) des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980, par les chercheurs japonais et allemands M. Takahachi et I. Depenbork comme concurrentielle des méthodes classiques. Est une technique de plus en plus utilisée pour la commande de l'association onduleur de tension Elle est basée sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsions (MLI), et sur un découplage du flux et du couple moteur. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique et du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur tension imposé par l'onduleur.

Ce système peut être considéré comme un système dynamique hybride dont la composante continue est la machine asynchrone et la composante discrète, l'onduleur de tension. Dans cet article, nous proposons une modélisation de cet ensemble par un système à événements discrets pur décrit par un automate à états finis. Ce modèle est ensuite simulé sur Matlab/Simulink [19]

#### III.4.1. Principe du contrôle direct du couple

Le contrôle direct du couple DTC est basé sur l'estimation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées du vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs tensions de base instantanées, parmi les quels deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on n'a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif [20].

La commande DTC d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe des séquences de commande appliquées aux interrupteurs d'un onduleur de tension à partir des valeurs calculées du flux statorique et du couple. Donc l'état des interrupteurs est lié directement à l'évolution de l'état électromagnétique du moteur asynchrone, qui pour le déterminer il faut disposer d'un modèle approprié du moteur.

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statoriques, le modèle donne à chaque instant :

\*Le flux statorique réel dans le moteur.

\*Le couple réel qu'il développe.

\*La position du secteur.

### III.4.1.1. contrôle du flux statorique

A partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique, le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante :

$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{III.3})$$

Sur un intervalle de temps  $[0, T_e]$ , correspondant à une période d'échantillonnage  $T_e$ , les commandes  $(S_1, S_2, S_3)$  sont fixes, et si on considère le terme  $R_s I_s$  comme négligeable par rapport à la tension  $V_s$ , on peut écrire :

$$\phi_s(t) = \phi_{s0} + V_s T_e \quad (\text{III.4})$$

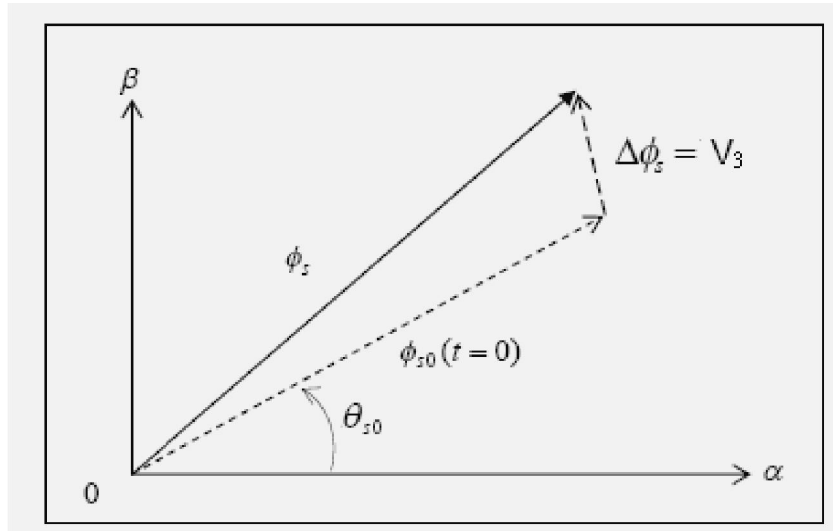
Où  $\phi_{s0}$  est le vecteur flux à l'instant  $t=0$ .

Cette relation montre que si on applique un vecteur tension non nul, l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée.

La figure (III.5) illustre ce principe, en prenant comme exemple le vecteur tension  $V_s = V_3$ .

La composante radiale (composante de flux) du vecteur de tension agit sur l'amplitude du vecteur flux et sa composante tangentielle (composante de couple) sur la position du vecteur flux.

En choisissant une séquence appropriée des vecteurs de tension, on peut imposer à l'extrémité du vecteur flux de suivre une trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module  $\phi_s$  pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle ( $T_e$ ) est très faible devant la période de rotation du flux [21].



Fig(III.5) : Evolution du flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$

### III.4.1.2. Contrôle du couple électromagnétique

En régime établi, on suppose pour simplifier que le vecteur flux statorique  $\phi_s$  tourne avec une amplitude constante  $\phi_{s0}$  et avec une vitesse de rotation moyenne  $\omega_{s0}$ . On suppose également que le vecteur flux rotorique  $\phi_r$  conserve une amplitude constante et tourne à même pulsation moyenne  $\omega_{s0}$  que le vecteur  $\phi_s$  :

$$\phi_s \begin{cases} \bar{\phi}_s = \phi_{s0} e^{j\theta_{s0}} \\ \bar{\phi}_r = \phi_{r0} e^{j\theta_{r0}} \end{cases} \quad (III.5)$$

A partir des relations liant les flux et le courant et de l'expression générale du couple électromagnétique, l'équation du couple électromagnétique peut être transformée en une fonction sinusoïdale :

$$C_{em} = P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin(\gamma_0) \quad (III.6)$$

Où  $\gamma_0$  est l'angle entre le vecteur flux statorique et rotorique.

$$\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \quad (III.7)$$

La relation(III.4) nous montre que le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs  $\phi_s$  et  $\phi_r$  et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\phi_s$  (a partir de Vs) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de  $\phi_r$  et donc le couple.

#### III.4.1.3. Sélection du vecteur tension $\bar{V}_s$

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux, doit avoir une trajectoire circulaire, le vecteur tension appliqué, doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux, mais comme on a huit vecteurs fixé souhaités. Ceci est réalisé par des comparateurs à hystérésis, pour le flux et le couple. Le choix de  $V_s$  dépend alors de la variation souhaitée pour le module de flux statorique, et du sens de rotation, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple.

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de  $\phi_s$  dans le référentiel statorique en le décomposant en six zones  $N = i$ , avec  $i=1, \dots, 6$ ,

Lorsque le vecteur flux  $\phi_s$  se trouve dans une zone numérotée  $N = i$  (la zone 1 dans cet exemple), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

Si  $V_2$  est sélectionné alors  $\phi_s$  croît et  $C_{em}$  croît.

Si  $V_6$  est sélectionné alors  $\phi_s$  croît et  $C_{em}$  décroît.

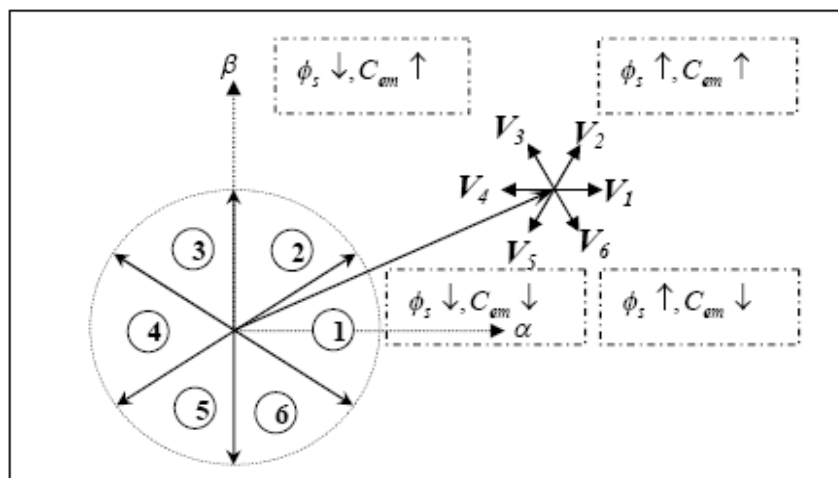
Si  $V_3$  est sélectionné alors  $\phi_s$  décroît et  $C_{em}$  croît.

Si  $V_5$  est sélectionné alors  $\phi_s$  décroît et  $C_{em}$  décroît.

Si  $V_0$  et  $V_7$  est sélectionné alors la rotation du flux  $\phi_s$  est arrêtée.

D'où une décroissance de couple alors que le module du vecteur  $\phi_s$  reste inchangée.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone  $i$ . Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone de position  $N=1$ , les deux vecteurs tensions  $V_1, V_4$  ne sont jamais utilisés. Ce qui signifie que lors du déplacement du flux  $\phi_s$  sur une zone  $N = i$ , un bras de l'onduleur ne se commande jamais [20].



Fig(III.6) : choix du vecteur tension

En effet en début de la zone N=1, les vecteurs  $V_2$  et  $V_5$ , sont perpendiculaires au vecteur flux, d'où une évolution rapide de couple mais une évolution lente de l'amplitude  $\phi_s$ , alors qu'enfin de zone, le choix des vecteurs  $V_6$  et  $V_3$ , correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\phi_s$ .

Le vecteur de tension  $V_s$  à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence ce qui nécessite un estimateur de module et de position du flux statorique et un estimateur de couple.

### III.4.1.4. Estimation du flux statorique

L'estimateur, obtenu par intégration des tensions statoriques dans les axes fixes  $(\alpha, \beta)$ , a été largement utilisé pour la DTC. En raison de sa simplicité cette structure présente des limitations importantes. Le principal inconvénient est le fonctionnement à basses vitesses, en raison de sa sensibilité aux variations de la résistance  $R_s$  au cours du fonctionnement.

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courants et tensions de la machine [22]. On définit tout d'abord avant l'étude du contrôleur de flux, les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude du flux statorique.

#### ➤ Transformation de concordia

Passer d'un système triphasé  $(abc)$  vers un système diphasé  $(\alpha, \beta)$  :

$$[X_{\alpha\beta 0}] = P_1 [X_{abc}] \quad \text{Avec : } P_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = [P_2] \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad \text{avec } [P_2] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad [P] = [P_1] \cdot [P_2]$$

#### ➤ Référentiel lié au stator

C'est ce repère que nous avons utilisé pour l'estimation des grandeurs électriques et mécaniques de la machine. C'est un repère immobile par rapport au stator :

$$\omega_a = 0 \quad \text{Et} \quad \omega_s = -\omega_r$$

Les équations prennent la forme suivante :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt}$$

$$V_r = R_r I_r + \frac{d\Phi_r}{dt} - j\omega_r \Phi_r$$

A partir de l'équation statorique, on obtient les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  du vecteur  $\phi_s$  :



$$\bar{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (\text{III.8})$$

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

On obtient les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ , à partir des commandes  $(S_1, S_2, S_3)$ , de la mesure de la tension de l'onduleur  $U_0$  et en appliquant la transformée CONCORDIA :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{III.10})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 [S_1 - \frac{1}{2}(S_2 + S_3)] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_2 - S_3) \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

De même les courants  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$  sont également obtenus à partir de la mesure des courants réels  $I_{s1}$ ,  $I_{s2}$  et  $I_{s3}$  ( $I_{s1} + I_{s2} + I_{s3} = 0$ ) et par application de la transformation de CONCORDIA :

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{III.12})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{s1} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{s2} - I_{s3}) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Le module du flux statorique est défini par :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.14})$$

La zone Ni dans laquelle se situe le vecteur  $\bar{\phi}_s$  est déterminée à partir des composantes  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$ . L'angle  $\psi_s$  entre le référentiel statorique et le vecteur flux  $\bar{\phi}_s$  est égal à :

$$\psi_s = \arctan \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (\text{III.15})$$

#### III.4.1.5. Estimation du couple électromécanique

Le couple électromagnétique est estimé, uniquement à partir des flux et courants statoriques dans le repère  $(\alpha, \beta)$  qui peut se mettre sous la forme suivante :

$$Cem = P [\phi_{\alpha s} I_{\beta s} - \phi_{\beta s} I_{\alpha s}] \quad (II.16)$$

### III.4.1.6. Elaboration du vecteur de commande

#### III.4.1.6.1 Elaboration du contrôleur de flux

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamique, le choix d'un correcteur à Hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande DTC. Avec ce type de régulateur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux  $\phi_s$  dans une couronne circulaire, comme le montre la figure (III.8).

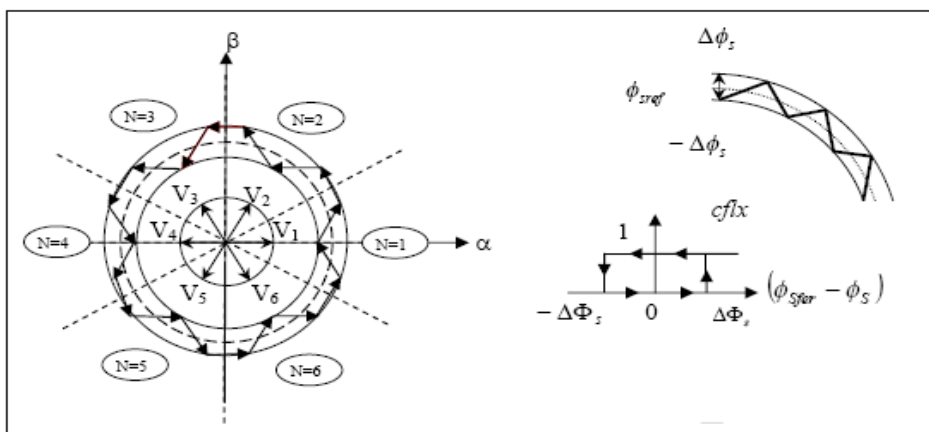
La sortie du contrôleur de flux donnée par la grandeur booléenne  $cflx$ , indique les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux, comme on l'a vu, lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone 3, les vecteurs tensions  $V_2$  et  $V_4$  sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et  $V_1$  et  $V_5$  pour la diminuer. Ceci montre que le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence  $\phi_{réf}$  et le flux estimé  $\phi_s$ . Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter  $|\phi_{réf} - \phi_s| < \Delta \phi_s$ .

Avec :

$\phi_{réf}$  : La consigne de flux.

$\Delta \phi_s$  : L'écart d'hystérésis du contrôleur. Ceci explique que la sortie du correcteur de flux peut être une variable logique "  $cflx$  ":

- $cflx = 1$  : lorsque l'erreur de flux est positive.
- $cflx = 0$  : lorsque l'erreur de flux est négative.



Fig(III.7) : Correcteur de flux à hystérésis est sélection des vecteurs tensions correspondant

#### III.4.1.6.2 Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites

$|C_{e_{ref}} - C_{em}| < \Delta C_e$ , avec  $C_{e_{ref}}$  la référence de couple et  $\Delta C_e$  la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Dans l'étude du contrôleur, appliqué au couple, deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple, soit :

Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

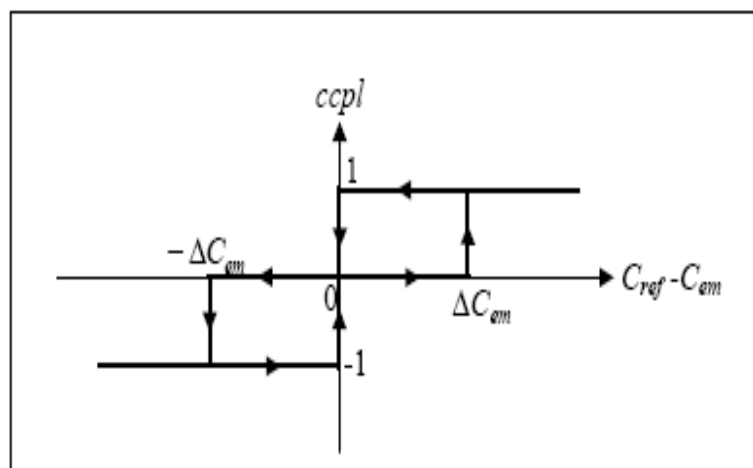
### a) Correcteurs à deux niveaux

Le comparateur à deux niveaux diffère du correcteur à trois niveaux par la plus grande simplicité de son application, il contrôle le couple sur un seul sens de rotation du moteur.

Ainsi, seuls les vecteurs  $V_2$  et  $V_3$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent la diminution du couple est uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls. Par contre, ce correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux. Le changement du sens de rotation se fait donc par croisement de deux phases statoriques.

### b) Correcteurs à trois niveaux

Le correcteur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif, soit pour un couple négatif. On peut avoir besoin d'augmenter ou de diminuer le couple électromagnétique de la machine mais aussi de la maintenir constant, donc un correcteur à trois niveaux est nécessaire. La figure (III.9) montre ce type de correcteur.



Fig(III.8) : Correcteur de couple à trois niveaux

#### III.4.1.7. Elaboration de la table de commande

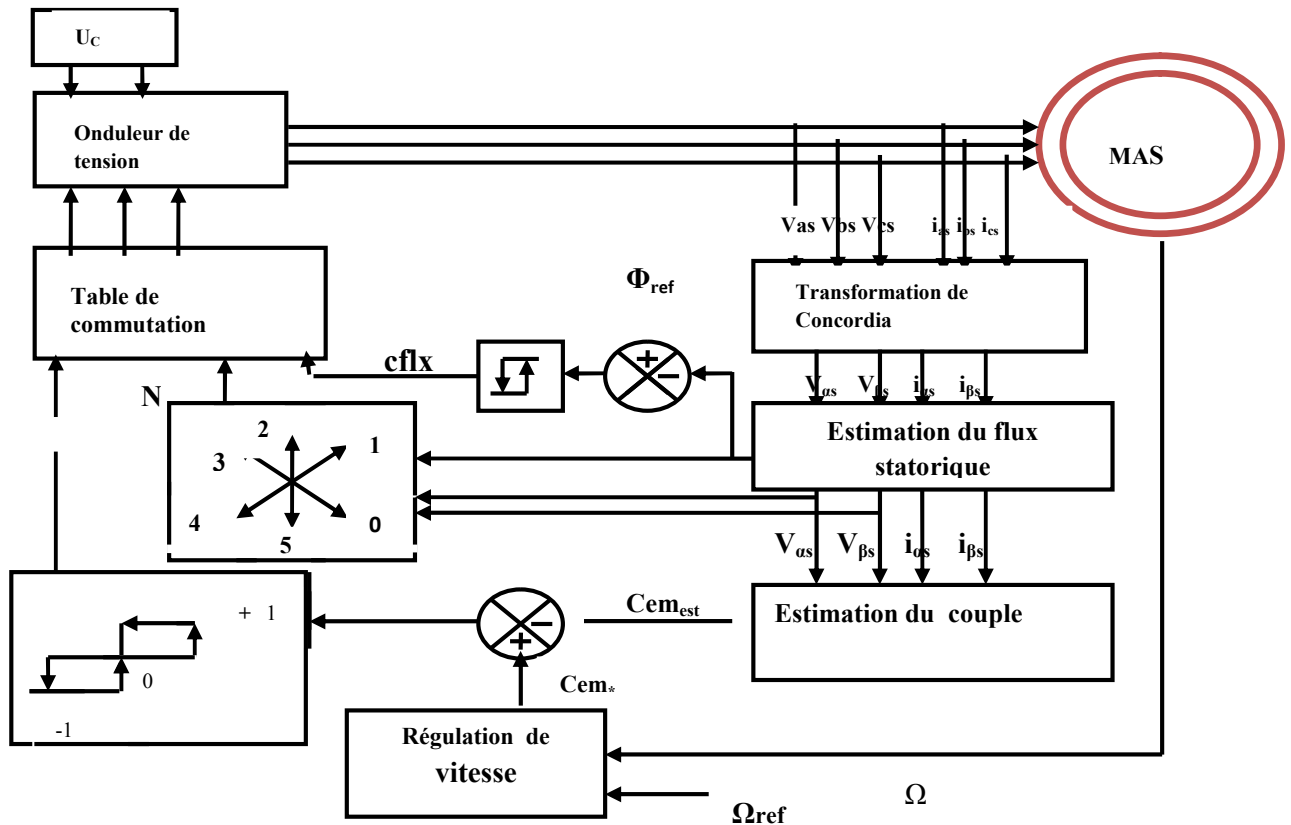
La table de commande est construite en fonction de l'état des variables  $cflx$  et  $ccpl$ , et de la zone N de position de  $\Psi_s$ . Elle se présente donc sous la forme suivante [20]:

Tableau (III.2): Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à deux et trois niveaux

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

III.4.2. structure générale

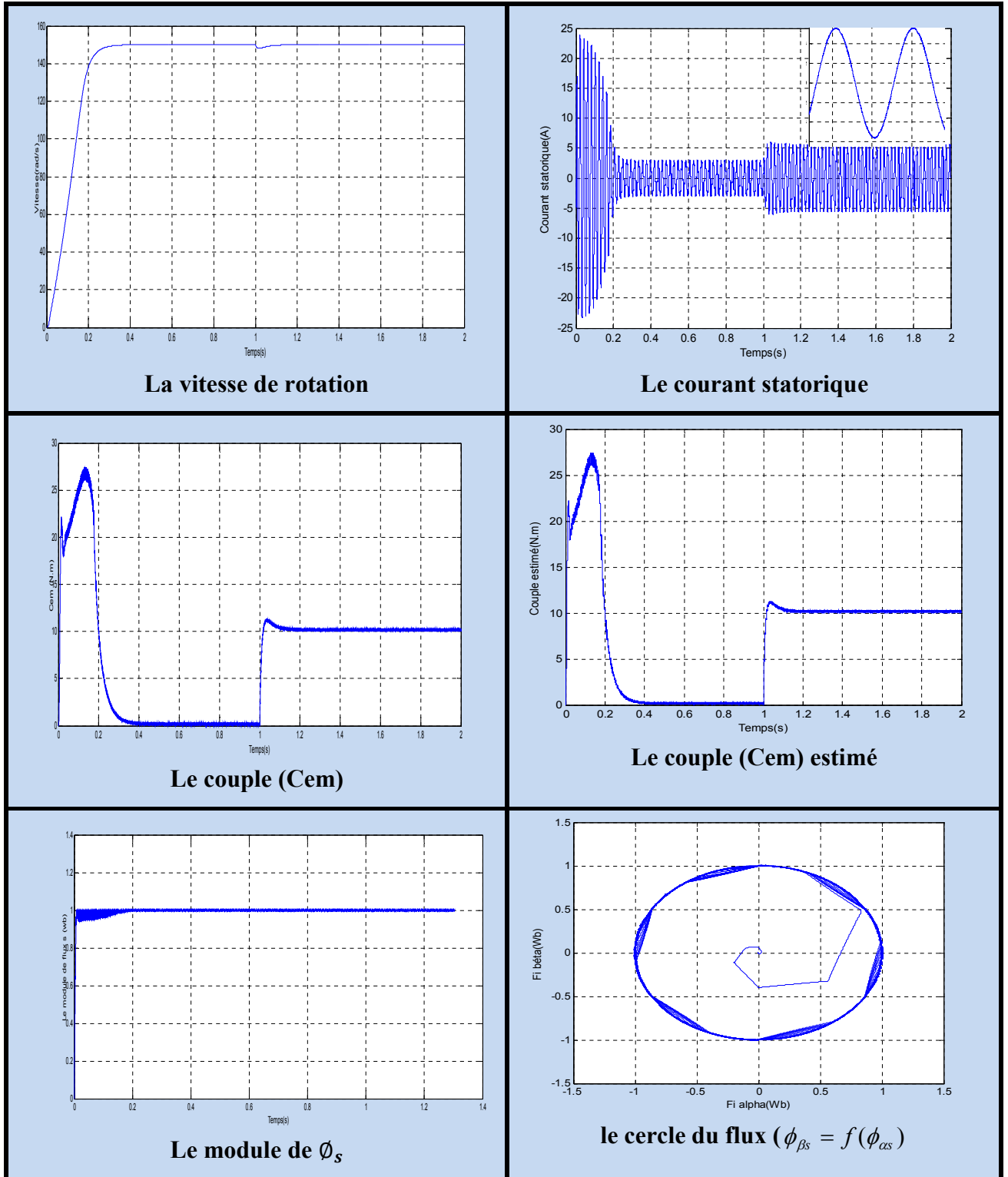
La structure générale d'une commande par DTC appliquée à la MAS est représentée par la figure suivante :



Fig(III.9): Structure générale du contrôle directe du couple

III.4.2.1. Résultats de la simulation

Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée au modèle de la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux, nous avons effectué cette simulation :



Fig(III.10) : Résultats de simulation avec application d'un couple résistant à t=1s

### III.4.2.2. Interprétation

On remarque que le courant statorique «  $I_{as}$  » a une allure sinusoïdale avec une augmentation observée lors de l'application du couple de charge, les flux  $\phi_{\beta s} = f(\phi_{\alpha s})$  présentent une forme circulaire, ce qui vérifie le but du comparateur à hystérésis qui permet aussi d'avoir un flux statorique de module constant égal à 1 Wb pour tous les modèles, montre que les deux composantes du flux  $\psi_{s\alpha}$  et  $\psi_{s\beta}$  sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire le courant statorique répond bien aux variations imposées par le couple. On relève également, que le courant statoriques s'établit rapidement dans la phase de transition et ceci sans des grands dépassements.

Le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence avant et après l'application du couple de charge, sans aucun dépassement.

La vitesse est croissante sans dépassement avec un temps de réponse égale à 0.25s et se rétablit de nouveau lors de l'application du couple de charge

### III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord rappelé les principales commandes utilisées pour les machines électriques, on donne la commande vectorielle, scalaire et DTC. Ce chapitre constitue une approche théorique de la DTC, ainsi qu'une vérification par des simulations sous MATLAB. Il est important de bien connaître certains paramètres du système étudié.

Nous avons présenté les concepts généraux de la commande directe du couple d'une machine asynchrone alimentée en tension. La commande DTC a pour avantages :

- La réduction du temps de réponse du couple.
- La robustesse par rapport à la variation de paramètre de la machine et de l'alimentation.
- L'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux.
- Elle s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre moteur.

Elle présente deux problèmes majeurs :

- L'absence de maîtrise des harmoniques de couple
- L'excitation de certains modes mécaniques résonnants (couples pulsatiles).

D'autre part, cette commande a présentée des inconvénients, principalement illustrés par la présence des oscillations au niveau du couple.

Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande DTC est considérée parmi les commandes robustes du modèle de la machine asynchrone. Son implémentation pratique est considérée facile comparé à d'autres techniques.

# Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire a fait l'objet de la commande d'une machine asynchrone fonctionnée en moteur, contrôlé par un onduleur à deux niveaux.

Selon le travail que nous avons effectué on a constaté que La commande d'une MAS peut se faire suivant plusieurs techniques chacune d'elles offre des performances dynamiques et statiques bien définies avec des limites d'applications.

Dans le premier chapitre on a étudié d'une façon générale la machine asynchrone: sa constitution son principe de fonctionnement et ses caractéristiques. La seule façon d'en faire ce type des moteurs à vitesse variable est de disposer de sources d'alimentation à fréquence variable, ce qui est possible aujourd'hui avec l'évolution de l'électronique de puissance.

Dans le deuxième chapitre on a fait une présentation du modèle de la machine asynchrone dans le repère de PARK qui permet de réduire le nombre des équations de six vers quatre équations globales après des hypothèses simplificatrices. Puis on a validé notre modèle par une simulation. Les résultats obtenus de cette simulation (courant, vitesse, couple,) ont interprété l'étude théorique que nous avons présentée dans ce chapitre.

Dans le troisième chapitre, au début nous avons présenté le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique ainsi que le contrôle scalaire, on a mis en évidence ses difficultés ainsi que ses limites, notamment sa sensibilité vis-à-vis la variation des paramètres de la machine.

Ensuite, nous avons introduit le principe du contrôle direct du couple (DTC) ainsi que l'analyse des différentes stratégies de commutation a été élaborée.

La technique du contrôle direct du couple (DTC) permet d'obtenir des hautes performances dynamiques avec une structure simple. Il apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans la structure de commande vectorielle.

Enfin les tests effectués par simulation (MATLAB/SIMULINK) de la commande de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux commandé par l'algorithme « DTC» a été faite.

En conclusion, l'étude par simulation numérique du fonctionnement d'un entraînement asynchrone à base du contrôle direct du couple nous a permis d'obtenir de très bonnes performances statiques et dynamiques.



## **Bibliographie**

- [1] A. khodir, « techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone », thèse de Doctorat en Sciences en Electrotechnique, option machine électrique Université Mentouri de Constantine ,2010.
- [2] Th. WLIDI, G. SYBILLE, « électrotechnique »4<sup>e</sup> édition, de boek, 2005.
- [3] D.tahar, « commande sans capteur d'une machine asynchrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer», thèse de magister, université Dr yahia FARES, Médéa, 2010
- [4] J. Châtelain, "Machines électriques. Volume X du traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique", Presse polytechnique romande, Éd. Georgi 1983, (réédité par Dunod, 1993).
- [5] Jean-Pierre Caron, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", vol. 7, TECHNIP, coll. « Méthodes et pratiques », 1995.
- [6] Mikhaïl Kotenko et Ludvik Petrovski, "Machines électriques", Tomes I et II, Editions de Moscou (Mir), 1969, (réédité en 1979).
- [7] M. Poloujadoff, « Conversions électromécaniques », Dunod, Paris, 1969.
- [8] S.Moulahoum « contribution à la modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer : application à la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, USTHB, Algérie, Mai ; 2006.
- [9] Nadji Fouad et Yousfi Yacine « Commande vectorielle de la machine à induction avec observateur de flux »Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2005].
- [10] H. Ney, « Electrosystème », première STI - édition Nathan technique 1996.
- [11] pierre mayé « électrotechnique », aide mémoire électrotechnique, dunod, paris2006
- [12] J.Ancel, "Techniques de l'ingénieur (partie Machines asynchrones Fonctionnement et calcul)", Ingénieur de l'institut Electrotechnique de Grenoble.
- [13]T.Amar, GH.Brhim, « étude et simulation d'un onduleur triphasé à point milieu à trois niveaux à MLI associe à une machine asynchrone »mémoire de fin d'étude, université de Kasdi Merbah-Ouargla, 2008.
- [14] R.Abdesmed et M.Kadjoudj "Modélisation des machines électriques "Presse de l'université de BATNA, 1997, (620/185/08).
- [15] L.kadri et S.Boulakhrachef, ' Méthodologie de la commande de la machine asynchrone incluent la logique floue', PFE, ENP 1997.
- [16] C. CANUDAS« Commande des moteurs asynchrones : Modélisation Contrôle vectoriel et DTC »Vol. 1, Hermès Science publications, Paris, 2000.



- [17] M.Boustoua et B.Derkaoui, ' Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux', PFE, ENP 1997.
- [18] G.Grellet, G.Clerc, «actionneurs électriques», principes/modèles/commandes, édition Eyrolles, 1999
- [19] H .YANTOUR, J.SAADI, A.KHOUMSI, «modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée a la machine asynchrone DTC », 6<sup>e</sup> Conférence Francophone de Modélisation et simulation – MOSIM'06 – du 3 au 5 avril 2006 –Rabat – Maroc
- [20] Y. A. Chapuis, "Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par le Contrôle Direct de son Flux Statorique", Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France 1996.
- [21] C.Carlos, «Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [22] A. ELBACHA, M. T. LAMCHICH, M. CHERKAOUI « contrôle direct de couple d'une machine asynchrone. Système de régulation de vitesse avec anti emballement »conférence internationale. ICEL ,2000.



## **Bibliographie**

- [1] A. khodir, « techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone », thèse de Doctorat en Sciences en Electrotechnique, option machine électrique Université Mentouri de Constantine ,2010.
- [2] Th. WLIDI, G. SYBILLE, « électrotechnique »4<sup>e</sup> édition, de boek, 2005.
- [3] D.tahar, « commande sans capteur d'une machine asynchrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer», thèse de magister, université Dr yahia FARES, Médéa, 2010
- [4] J. Châtelain, "Machines électriques. Volume X du traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique", Presse polytechnique romande, Éd. Georgi 1983, (réédité par Dunod, 1993).
- [5] Jean-Pierre Caron, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", vol. 7, TECHNIP, coll. « Méthodes et pratiques », 1995.
- [6] Mikhaïl Kotenko et Ludvik Petrovski, "Machines électriques", Tomes I et II, Editions de Moscou (Mir), 1969, (réédité en 1979).
- [7] M. Poloujadoff, « Conversions électromécaniques », Dunod, Paris, 1969.
- [8] S.Moulahoum « contribution à la modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer : application à la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, USTHB, Algérie, Mai ; 2006.
- [9] Nadji Fouad et Yousfi Yacine « Commande vectorielle de la machine à induction avec observateur de flux »Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2005].
- [10] H. Ney, « Electrosystème », première STI - édition Nathan technique 1996.
- [11] pierre mayé « électrotechnique », aide mémoire électrotechnique, dunod, paris2006
- [12] J.Ancel, "Techniques de l'ingénieur (partie Machines asynchrones Fonctionnement et calcul)", Ingénieur de l'institut Electrotechnique de Grenoble.
- [13]T.Amar, GH.Brhim, « étude et simulation d'un onduleur triphasé à point milieu à trois niveaux à MLI associe à une machine asynchrone »mémoire de fin d'étude, université de Kasdi Merbah-Ouargla, 2008.
- [14] R.Abdessemmed et M.Kadjoudj "Modélisation des machines électriques "Presse de l'université de BATNA, 1997, (620/185/08).
- [15] L.kadri et S.Boulakhrachef, ' Méthodologie de la commande de la machine asynchrone incluent la logique floue', PFE, ENP 1997.
- [16] C. CANUDAS« Commande des moteurs asynchrones : Modélisation Contrôle vectoriel et DTC »Vol. 1, Hermès Science publications, Paris, 2000.

- [17] M.Boustoua et B.Derkaoui, ' Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux', PFE, ENP 1997.
- [18] G.Grellet, G.Clerc, «actionneurs électriques», principes/modèles/commandes, édition Eyrolles, 1999
- [19] H .YANTOUR, J.SAADI, A.KHOUMSI, «modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée a la machine asynchrone DTC », 6<sup>e</sup> Conférence Francophone de Modélisation et simulation – MOSIM'06 – du 3 au 5 avril 2006 –Rabat – Maroc
- [20] Y. A. Chapuis, "Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par le Contrôle Direct de son Flux Statorique", Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France 1996.
- [21] C.Carlos, «Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [22] A. ELBACHA, M. T. LAMCHICH, M. CHERKAOUI « contrôle direct de couple d'une machine asynchrone. Système de régulation de vitesse avec anti emballement »conférence internationale. ICEL ,2000.

# *Chapitre J:*

---

# **GÉNÉRALITÉ SUR LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE**

# *Chapitre JJ:*

---

# MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

# *Chapitre III:*

---

**LA COMMANDE**

**DE LA**

**MACHINE**

**ASYNCHRONE**



*Annexe*

# *Bibliographie*



# *Introduction générale*

*Conclusion générale*