

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
CENTRE UNIVERSITAIRE SALHI AHMED – NAAMA



INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES  
DÉPARTEMENT DE TECHNOLOGIE

## MÉMOIRE

En vue de l'obtention du diplôme de **Master** en :

**Énergie renouvelable**

**Option : Énergie renouvelable en électrotechnique**

**Intitulé :**

### Étude d'une commande scalaire d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil

**Présenté par :**

- ❖ Derbale Ahlam
- ❖ Rais wafa
- ❖ Soualhia Chahra

**Soutenu le :** ../ ../.. Devant le Jury :

M. Rekkale Kahina	MCB	Centre Universitaire Naâma	Présidente
M. Medjadji Nacira	MCB	Centre Universitaire Naâma	Encadreur
M. Medjahed Dris medah	MCA	Centre universitaire Naama	Co-Encadreur
M. Khessam Medjdoub	MCA	Centre Universitaire Naâma	Examineur

**Nâama – Algérie – 2021/2022**



## *Remerciement*

*Au terme de ce travail, nous tenons à remercier notre Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage, la patience et la santé afin d'achever ce modeste travail.*

*Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreurs Dr.Medjahed et Dr.Medjadji pour avoir d'abord proposée ce thème, pour le suivi continué tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils.*

*Nous remercions également tous les membres du jury d'avoir accepté du jurer ce travail.*

*Enfin, nos remerciements à toute personne ayant participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.*





## *Dédicace*

*Je dédie ce travail avec toute la gratitude à mes parents pour ses prières et pour tant d'années d'amour, de sacrifices, d'encouragements et de soutien moral.*

*À mes frères, mes sœurs, neveux et nièces.*

*À toute ma famille.*

*À tous mes amis.*

*À tous ceux que j'aime.*

*À tous mes profs et mes collègues.*

*À ceux qui vont lire ce mémoire.*

*Rais Wafa*





## *Dédicace*

*A celle qui a attendu avec patience les fruits de sa bonne  
éducation et de ses dévouements*

*A ma chère mère*

*A celui qui s'est changé la nuit en jour pour m'assurer les  
bonnes conditions*

*A mon cher père*

*A mes chers frères et sœurs et leurs enfants, source de joie et de  
bonheur*

*A toute ma famille, source d'espoir et de motivation*

*A tous mes collègues et amis*

*Je dédie ce modeste travail*

*Derbale Ahlam*





## *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail*

*À la lumière de ma vie qui a éclairé mon chemin avec son amour et ses prières et m'a soutenu toute ma vie... À un coin de paradis, ma chère mère.*

*A la source du courage et de la tendresse, qui s'est sacrifiée pour nous, mon cher père, mon bien aimé...*

*A mon frère Omar, cher à mon cœur, le deuxième père qui a pris soin de moi avec sa sagesse et sa tendresse et m'a soutenu tout au long de mon parcours...*

*À l'homme de ma vie, le cadeau de Dieu pour moi... Mon amour, mon battement de cœur et mon bonheur, qui m'a toujours soutenu et a pris soin de moi à chaque instant... Mon cher mari, dont je suis fière,*

*A mes chers frères Hamza, Abd el Hakim, Salah el Dinne, qui ne se retiennent pas si j'en ai besoin, que dieu les protège*

*A mes adorables sœurs, le sucre l'espoir et le soutien de ma vie Samia, Nawel, Fatima, la source de la loyauté et d'amour...*

*Aux enfants de la famille neveux et nièces qui ont donné la douceur a ma vie*

*A ma chère deuxième famille, ma belle-mère, mon beau-père, mes belles-sœurs Souad et Nadia, et mes beaux-frères, une famille bienveillante et aimante ...*

*A mon fœtus que nous n'avons pas encore rencontré, la plus belle chose qui me soit jamais arrivée*

*A tous mes chers amis*

*A tous mes enseignants et collègues*

*A tous ceux qui m'ont soutenu de près ou de loin*

*Soualhía Cháhra*



# Liste des figures

## **Chapitre I : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil**

Figure I.1: moteur asynchrone .....	5
Figure I.2: Symbole générale d'une machine asynchrone triphasé.....	6
Figure I.3: constitution d'un moteur asynchrone à cage stator .....	6
Figure I.4: stator d'un moteur asynchrone .....	7
Figure I.5: rotor à cage d'écureuil.....	7
Figure I.6: Rotor bobiné.....	8
Figure I.7: principe de fonctionnement.....	9
Figure I.8: Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de MAS triphasé.....	11
Figure I.9: Représentation de la transformation triphasé-biphasé .....	15
Figure I.10: Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique .....	16
Figure I.11: Représentation du modèle d'état dynamique sous schéma fonctionnel .....	22
Figure I.12: Diagramme des puissances .....	25
Figure I.13: Modélisation de la machine asynchrone .....	27
Figure I.14: Évolution de la vitesse mesurée .....	27
Figure I.15: Évolution du couple électromagnétique.....	28
Figure I.16 : Évolution des courants statoriques I abc.....	28

## **Chapitre II: Modélisation et simulation de l'onduleur triphasé**

Figure II.1: familles des convertisseurs statiques .....	31
Figure II.2: Schéma symbolique d'un onduleur .....	32
Figure II.3: symbole et signal d'un onduleur [12] .....	35
Figure II.4: Schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension .....	35
Figure II.5: MLI d'une simple impulsion .....	38
Figure II.6: MLI multiple.....	39
Figure II.7 : Principe de la commande MLI .....	40
Figure II.8: La porteuse et la modulatrice.....	41
Figure II.9: Comparateur deux états à hystérésis de courant électrique .....	41
Figure II.10: Schéma fonctionnel de la commande en courant par hystérésis.....	42

## Liste des figures

---

Figure II.11: Principe de la commande en courant par hystérésis .....	42
Figure II.12: Les différents états de commutation possible pour l'onduleur .....	43
Figure II.13: Les sept positions du vecteur spatial de la tension de sortie dans le plan $(\alpha, \beta)$ .....	45
Figure II.14: Temps d'application des vecteurs V1 et V2 pour secteur 1 .....	46
Figure II.15: Schéma synoptique de la MLI .....	47
Figure II.16: Technique MLI Sinus triangulaire.....	49
Figure II.17 : Génération des tensions $V_{sa}$ , $V_{sb}$ , $V_{sc}$ avec la technique MLI.....	50
Figure II.18 : Génération des tensions $V_{sa}$ , $V_{sb}$ , $V_{sc}$ avec la technique MLI.....	52

### **Chapitre III: Application de la commande scalaire (V/F)**

Figure III.1: principe de la commande scalaire. ....	57
Figure III.2: Schéma par phase en régime permanent .....	59
Figure III.3: schéma équivalent au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor .....	59
Figure III.4: Déplacement de la caractéristique Couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation.....	61
Figure III.5: schéma-bloc de régulation de vitesse .....	61
Figure III.6: Modèle Matlab/Simulink de la commande scalaire de la machine Asynchrone.....	63
Figure III.7: Vitesse mesurée et vitesse de référence .....	63
Figure III.8: Les courants statoriques $I_{abc}$ .....	64
Figure III.9: Couple du moteur .....	64
Figure III.10: (a)Vitesse de la rotation et la vitesse du référence (Rad/s) (b) Zoom de la vitesse (t=2.8s-t=3.4s).....	65
Figure III.11 : (a) couple du moteur (N.m), (b) Zoom du couple (t=2.7s-t=3.4s) .....	65
Figure III.12 : Les courants statoriques $I_{abc}$ (a)-Zoom a (1.8s-2.2s) (b)-Zoom a (2.8s-3.2s) ....	66



# **Table des matières**

## Table des matières

Remerciements

Dédicaces

Listes des figures

Introduction générale ..... 1

### **Chapitre I : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil**

I.1 Introduction..... 3

I.2 Présentation de la machine asynchrone ..... 3

I.2.1 Historique ..... 3

I.2.2 Définition d'une machine asynchrone..... 4

I.2.3 symbole ..... 5

I.2.4 Constitution d'un moteur asynchrone ..... 6

I.2.5 Utilisation ..... 8

I.2.6 Principe de fonctionnement du moteur à induction à cage d'écureuil..... 9

I.3 Les avantages et les inconvénients des machines asynchrones ..... 10

I.3.1 Avantages ..... 10

I.3.2 Inconvénients ..... 10

I.4 Hypothèses simplificatrice..... 10

I.5 Modélisation du moteur asynchrone ..... 11

I.5.1 Mise en équation du modèle de la machine ..... 11

I.7 Transformation de Park : ..... 15

I.7.1 Equation électrique :..... 18

I.7.2 Equations magnétiques..... 19

I.7.3 Equations mécaniques ..... 19

I.8 Choix du repère..... 19

## Table des matières

---

I.8.1 Référentiel fixe par rapport au stator.....	20
I.9 Puissances et rendement .....	25
I.9.1 Bilan de puissances actives .....	25
I.9.2 Relation entre puissance transmise et pertes par effet joule au rotor .....	26
I.9.3 Relation entre puissance transmise et puissance mécanique interne.....	26
I.9.4 Bilan des puissances réactives.....	26
I.9.5 Rendement.....	26
I.10 Résultats de simulation : .....	26
I.11 Interprétation des résultats de simulation : .....	29
I.12 Conclusion .....	29
 <b>Chapitre II : Modélisation et simulation de l'onduleur triphasé</b>	
II.1 Introduction .....	31
II.2 Définition d'un convertisseur Continu-Alternatif (DC- AC) .....	32
II.3 Classification des onduleurs .....	32
II.3.1 Onduleurs non autonomes.....	33
II.3.2 Onduleurs autonomes.....	33
II.3.3 Onduleurs à résonance : .....	33
II.4 Les différents types d'onduleur .....	34
II.4.1 Onduleur de courant.....	34
II.4.2 Onduleur de tension .....	34
II.5. Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé.....	34
II.6 Modélisation de l'Onduleur de tension triphasé.....	35
II.7 Commande par Modulation de Largeur d'impulsion .....	37
II.7.1 MLI simple: .....	38
II.7.2 MLI multiple:.....	38

## Table des matières

---

II.7.3 MLI Sinus triangulaire .....	39
II.7.4 MLI Hystérésis.....	41
II.7.5 MLI Vectorielle (SVM) .....	43
II.8 Principe de base de MLI.....	47
II.9 domaine d'application .....	48
II.10 Objectifs de MLI .....	48
II.10.1 MLI Sinus triangulaire .....	49
II.11 Simulation d'onduleur triphasé commandé par MLI Sinus triangulaire .....	49
II.11.1 Interprétation des résultats .....	50
II.12 La modulation par hystérésis .....	51
II.12.1 Simulation d'onduleur triphasé commande par MLI hystérésis .....	51
II.12.2 Interprétation des résultats .....	53
II.13 Alimentation d'un moteur avec un onduleur .....	53
II.14 Conclusion .....	54

### **Chapitre III : Application de la commande scalaire (V/F)**

III.1 Introduction .....	56
III.2 Principe de la commande .....	56
III.3 Modélisation de la machine asynchrone en régime permanent.....	57
III.3.1. Modèle de la machine asynchrone en régime permanent.....	58
III.3.2 Schéma électrique équivalent de la Mas.....	59
III.3.3 Expression de Couple .....	59
III.4 Contrôle en V/F de la machine asynchrone : .....	60
III.5 Calcul de régulateur.....	61
III.5.1 Régulateur de vitesse avec PI .....	61
III.6 Simulation de la commande scalaire de la MAS: .....	63

## Table des matières

---

III.6.1 Interprétation des résultats : .....	63
III.7 Conclusion.....	67
Conclusion Générale .....	68
Les références bibliographiques .....	70
Les annexes .....	74

# Liste des symboles

## Liste des symboles

---

MAS	Machine Asynchrone.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
$(\alpha \beta)$	Axes correspondant au référentiel lie au stator.
$(d q)$	Axes correspondant au référentiel lie au champ tournant.
$\Omega$	Vitesse mécanique.
$P$	Nombre de paires de pôles.
$f_s$	fréquence statorique.
$\theta$	Angle électrique rotorique.
$\theta_s$	Angle électrique statorique.
$\theta_{obs}$	Vitesse angulaire d'observation de la matrice de PARK
a, b, c	Indices correspondants au trois phases a, b, c.
V	Tension.
I	Courant.
$\emptyset$	Flux.
$R_s, R_r$	Résistance propre d'une phase statorique et rotorique.
$L_s, L_r$	Inductance propre statorique et rotorique.
$[L_s]$	Matrice des inductances statoriques.
$[L_r]$	Matrice des inductances rotoriques.
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelle entre stator et rotor.
$M_{sr}$	Inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.
$M$	Inductance mutuelle cyclique.
$C_{em}$	Couple électromagnétique.
$C_r$	Couple résistant.
$J$	Moment d'inertie de la partie tournante.
$f$	Coefficient de frottement.
$\omega$	Pulsation rotorique.
$\omega_s$	Pulsation statorique.

## Liste des symboles

---

$\omega_g$	Pulsation de glissement.
$[P]$	matrice de passage.
$T_s, T_r$	Constante de temps statorique et rotorique.
$\sigma$	Coefficient de dispersion de Blondel.
(U V)	Axes du système biphasé.
$\Omega_{ref}$	Vitesse de référence.
$[A]$	matrice d'évolution d'état du système.
$[B]$	matrice de système de commande.
$[U]$	matrice de commande.
$f_p$	fréquence de modulation.
$f_{ref}$	fréquence de référence.
m	l'indice de modulation.
$v_p$	Tension porteuse triangulaire.
$v_{ref}$	Tension de références.
r	Coefficient de réglage en tension.
PI	Régulateur proportionnel- intégral.
$\Omega_s$	vitesse synchronisme.
$V_s$	La matrice des tensions par phases au stator.
$V_r$	La matrice des tensions par phases au rotor.
$I_r$	La matrice des courants au rotor.
$M_s$	L'inductance mutuelle de couplage entre bobinages du stator.
$M_r$	L'inductance mutuelle de couplage entre bobinage du rotor
$C_{st}$	Le couple résistant (statique) à l'arbre de la machine. [Nm].
$C_e$	Le couple électromagnétique de la machine. [Nm].
«0»	indice de l'axe homopolaire.



## Liste des symboles

---

«d »	indice de l'axe direct.
« q »	indice de l'axe quadrature.
$\Phi_{ds}$	Flux statorique instantanée dans l'axe d.
$\Phi_{qs}$	Flux statorique instantanée dans l'axe q.
$\Phi_{dr}$	Flux rotorique instantanée dans l'axe d.
$\Phi_{qr}$	Flux rotorique instantanée dans l'axe q.
$I_{ds}$	Courant statorique instantanée dans l'axe d.
$I_{qs}$	Courant statorique instantanée dans l'axe q.
$I_{dr}$	Courant rotorique instantanée dans l'axe d.
$I_{qr}$	Courant rotorique instantanée dans l'axe q.
$I_s$	Inductance propre d'un enroulement réel du stator.
$\omega_r$	La vitesse angulaire des axes d-q dans le repère lie au rotor.
$V_{ds}$	Tension statorique instantanée dans l'axe d.
$V_{qs}$	Tension statorique instantanée dans l'axe q.
$V_{dr}$	Tension rotorique instantanée dans l'axe d.
$V_{qr}$	Tension rotorique instantanée dans l'axe q.
$X(t)$	vecteur d'état du système de dimension n.
$U(t)$	vecteur d'entrée ou vecteur de commande du système de dimension l.
$Y(t)$	vecteur de sortie du système de dimension m.
A	matrice d'état du système de dimension $n \times n$ .
K	nombre de secteur.
$C_{\max}$	Le couple maximum.
$\xi$	Coefficient d'amortissement.
$w_n$	Fréquence propre d'oscillation.

# **Introduction générale**

## Introduction générale

---

Grâce la robustesse et le faible coût et les performances encore la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur asynchrone dans des nombreuses applications industrielles.

Les qualités de la MAS justifient le regain d'intérêt de l'industrie vis-à-vis de ce type machine. De plus, les développements récents de l'électronique de puissance et de commande permettent aux moteurs asynchrones d'avoir les mêmes performances que celles des machines à courant continu.

Le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. Cet avantage a joué en faveur de la MAS, car actuellement elle est utilisée pour la réalisation de la majorité des entraînements à vitesse variable. En effet, la première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles

Le principe de cette commande est fondé sur la modélisation en régime permanent de la machine asynchrone. En cherchant à maximiser les capacités du couple, le flux doit être maintenu, dans une large plage, égale à sa valeur nominale correspondant au maintien du rapport  $V/f$  constant.

Le travail présenté dans ce mémoire est répartie comme suit :

Le premier chapitre nous présentons des généralités sur les machines asynchrone ensuite, on se consacrera à la modélisation du moteur asynchrone à cage qui permettra d'établir le modèle mathématique de la machine en utilisant les transformations de park. Ensuite nous abordons le modèle de park de la MAS sous Matlab/Simulink.

Le deuxième chapitre est présenté l'étude du principe de fonctionnement et la modélisation de l'onduleur à MLI pour commander la MAS

Le troisième chapitre, nous allons expliquer en premier lieu le principe de cette dernière et sa modélisation en régime permanent et sa contrôle en  $V/f$ . Pour pouvoir entamer l'association onduleur-MAS, on étudiera commande scalaire en boucle fermée, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par le régulateur classique PI, on analysera les résultats obtenus par la simulation sous MATLAB-SIMULINK.

# **I. Chapitre I : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil**

### I.1 Introduction

La modélisation de la machine asynchrone est une phase primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

La représentation des processus physiques à l'aide de modèles mathématiques est une étape importante dans la maintenance des systèmes. En fait, il est essentiel de disposer d'un modèle mathématique qui représente avec précision les caractéristiques du processus afin de développer une structure de commande. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'écarter de la réalité physique, et ne doit pas être trop complexe pour faciliter l'analyse et la synthèse des structures de commandement.

Dans ce chapitre, on va présenter et modéliser la machine asynchrone, plus exactement dans son fonctionnement moteur.

Dans un premier lieu, on donnera de manière explicite le modèle mathématique du moteur asynchrone à cage d'écureuil (Equations électriques magnétiques et mécaniques) dans son référentiel triphasé. Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de PARK. Cette transformation modélise le moteur asynchrone à cage d'écureuil dans un nouveau référentiel, dans le but de réduire son modèle du triphasé au biphasé. En dernier lieu, on présentera la simulation numérique des différentes grandeurs du moteur asynchrone à cage d'écureuil.

### I.2 Présentation de la machine asynchrone

#### I.2.1 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, puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets. Pendant la même période Galileo FERRARI publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur la machine asynchrone en avril 1888, en 1889, Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski, électricien allemand d'origine russe, invente la première machine asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construite industriellement à partir de 1891. 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 mis au point 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 TGV ainsi que des métros parisiens comme le MP 89[1].

### **I.2.2 Définition d'une machine asynchrone**

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 en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

En fonctionnement « moteur », dans deux quadrants du plan couple-vitesse, l'énergie électrique apportée par la source est transformée en énergie mécanique vers la charge; et en fonctionnement « générateur », dans les deux autres quadrants, l'énergie mécanique de la charge est transformée en énergie électrique vers la source (la machine se comporte comme un frein).

Cette machine est réversible et susceptible de se comporter, selon la source d'énergie, soit en « Moteur » soit en « Générateur », dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse. [2]



**Figure I.1:** moteur asynchrone

On peut distinguer deux types de moteurs asynchrones :

### **a. Les moteurs à cage d'écureuil (induction)**

Est un type de moteur à induction triphasé qui fonctionne sur le principe de l'électromagnétisme. On l'appelle un moteur à «cage d'écureuil» parce que le rotor à l'intérieur - connu sous le nom de «rotor à cage d'écureuil» - ressemble à une cage d'écureuil.

Ce rotor est un cylindre de tôles d'acier, avec un métal hautement conducteur (généralement de l'aluminium ou du cuivre) intégré dans sa surface. Lorsqu'un courant alternatif traverse les enroulements du stator, un champ magnétique tournant est produit.

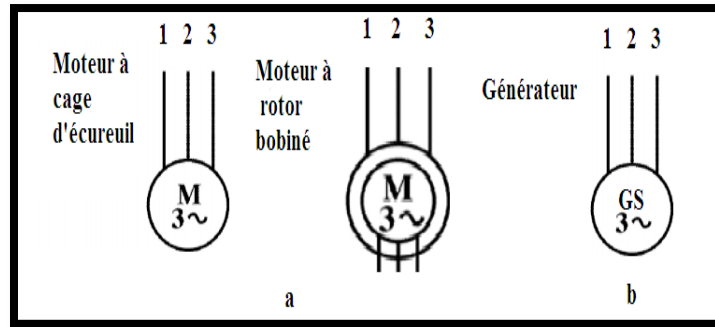
Cela induit un courant dans l'enroulement du rotor, qui produit son propre champ magnétique. L'interaction des champs magnétiques produits par les enroulements du stator et du rotor produit un couple sur le rotor à cage d'écureuil. [2]

### **b. Les moteurs à rotor bobiné**

L'armature tournante est reliée au réseau par un collecteur, ce qui permet d'apporter ou de prélever de la puissance au rotor sans imposer la fréquence des courants dans celui-ci. [2]

### **I.2.3 symbole**

La machine asynchrone peut être représentée par son symbole normalisé générale qui précise si elle fonctionne en moteur ou en générateur .Le symbole peut être apporté des précisions sur la nature de la machine [3]:

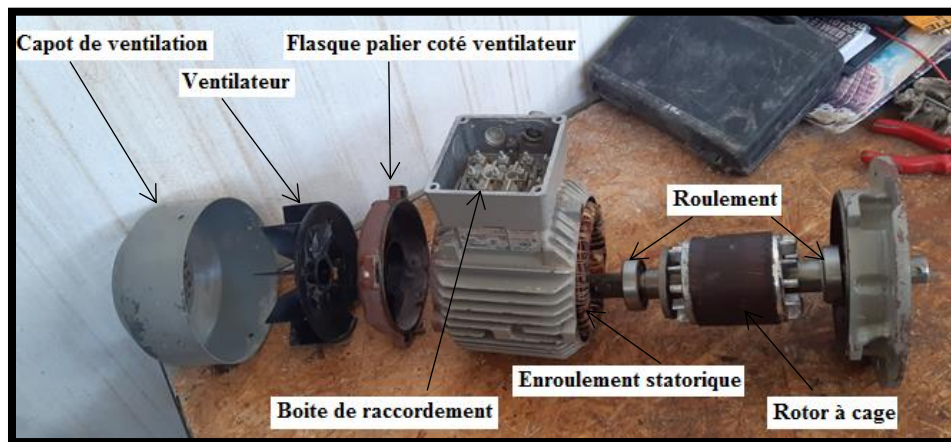


**Figure I.2:** Symbole générale d'une machine asynchrone triphasé

### I.2.4 Constitution d'un moteur asynchrone

Il est constitué d'une partie fixe (stator) et d'une partie tournante (rotor) magnétiquement couplées.

Et il comprend les pièces suivantes :



**Figure I.3:** constitution d'un moteur asynchrone à cage stator

Il s'agit de la partie du moteur formé par le circuit magnétique et le bobinage qui est alimenté par la source électrique. Le circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches. Elles permettent le passage des conducteurs qui constituent l'enroulement statorique polyphasé à  $p$  paires de pôles le bobinage statorique est triphasé. [4]





**Figure I.4:** stator d'un moteur asynchrone

### 1) Rotor

Le rotor est réalisé de deux façons :

#### a) Rotor à cage

Il est constitué par un empilement de tôles percées de trous, dans les quelles, on loge des barres conductrices. Ces barres sont court-circuitées à leurs extrémités par des couronnes conductrices, ce qui constitue une véritable cage d'écureuil. [4]



**Figure I.5:** rotor à cage d'écureuil

#### b) Rotor bobiné

Au lieu de loger des barres dans le fer du rotor, on peut disposer des conducteurs dans les encoches et réaliser un bobinage polyphasé (généralement triphasé) similaire à celui du stator. [4]



**Figure I.6:** Rotor bobiné

### **c) Ventilateur**

Est fixé à l'arrière du rotor pour assurer l'échange de chaleur et maintient donc la température du moteur sous une limite. [4]

### **d) Roulements**

Sont fournis comme base pour le mouvement du rotor, et les roulements maintiennent la rotation en douceur du moteur. [4]

### **e) Les paliers**

Supportent l'arbre rotorique, ils sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone. [4]

## **I.2.5 Utilisation**

### **a) Moteur asynchrone**

Le moteur asynchrone est le moteur industriel par excellence, les moteurs asynchrones ont, pour leur grande majorité, un rotor à cage. Les progrès accomplis ces dernières années dans l'alimentation et la commande des machines n'ont fait que réduire la part des moteurs asynchrone à rotor bobiné par rapport à leurs homologues à cage d'écureuil. [5]

### **b) Générateur asynchrone**

Le générateur asynchrone est beaucoup plus rare que l'alternateur, mais on le trouve dans quelques applications de puissance limitée comme les microcentrales hydrauliques, il occupe surtout la plus grande part du marché des éoliennes, le plus souvent avec des machines à cage

d'écoreuil pour les puissances modestes, mais aussi avec des machines à rotor bobiné pour les installations plus importantes. [5]

### I.2.6 Principe de fonctionnement du moteur à induction à cage d'écoreuil

Le branchement est très simple, trois fils amènent le courant de la ligne à l'enroulement du stator. Le rotor est court-circuit.

Dès que le stator est alimenté par du courant triphasé de pulsation  $\omega$  il se produit un champ tournant ; si le bobinage statorique comprend deux paires de pôles ce champ tourne à la vitesse angulaire dite vitesse synchronisme

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p} \quad (I.1)$$

Ce champ balaie les conducteurs du rotor et y induit des f.é.m. le rotor étant en court-circuit, ces f.é.m. y produisent des courants induits.

Ces courants, placés dans le champ tournant, sont soumis à des forces comme dans un transformateur à champ tournant formant un couple.

Le rotor étant libre, ce couple le fait tourner, le sens de rotation est tel que d'après la loi Lenz, la rotation s'oppose à la cause qui lui donne naissance. Cette cause est le déplacement du champ par rapport aux conducteurs du rotor. Le rotor tourne donc pour rattraper le champ, dans le même sens que le champ. Mais il ne peut tourner aussi vite, car il n'y aurait plus déplacement du champ par rapport au rotor, le mouvement du rotor n'est pas synchrone à celui du champ c'est pour cette raison que ce moteur est dit asynchrone. [6]

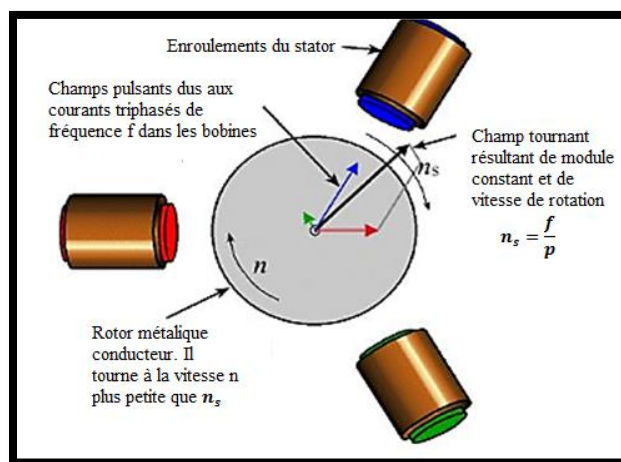


Figure I.7: principe de fonctionnement

### I.3 Les avantages et les inconvénients des machines asynchrones

#### I.3.1 Avantages

Il y a plusieurs avantages dans le moteur asynchrone [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 différente de la vitesse synchrone
- Il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse
- Coût réduit
- Absence d'un système bagues balais

#### I.3.2 Inconvénients

Parmi les inconvénients de la machine asynchrone [7] :

- Le couple de démarrage très élevé que les couples nominaux
- 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

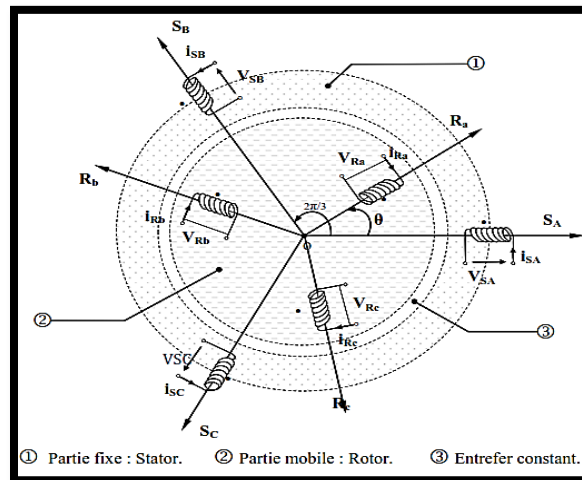
### I.4 Hypothèses simplificatrice

Pour simplifier la présentation des relations de base qui régissent le fonctionnement et la stratégie de commande du moteur asynchrone, on peut faire des hypothèses suivantes [8]:

- On néglige la saturation, ce qui permet de définir les inductances
- On ramène le rotor au stator, c'est-à-dire quand suppose que le rotor est triphasé comme le stator, que ces enroulements comptent le même nombre de spires
- On suppose que les bobinages du stator et du rotor sont bipolaires et que leurs phases créent des flux à répartition sinusoïdale
- On ne tient compte que des fondamentaux des grandeurs alternatives.

## I.5 Modélisation du moteur asynchrone

L'enroulement des trois phases rotoriques et statoriques peuvent être représentées comme indique la figure (I.8). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes.  $\theta$  Est l'angle électrique entre l'axe de la phase  $\alpha$  statorique et la phase  $\alpha$  rotorique. [8]



**Figure I.8:** Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de MAS triphasé

### I.5.1 Mise en équation du modèle de la machine

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Les équations électriques
- Les équations magnétiques
- Les équations mécaniques

Afin de bien mener la modélisation de la machine, il faut adopter les simplifications suivantes

- Entrefer constant
- Effets des encoches négligés
- Circuit magnétique non saturé et perméabilité constante
- Pertes ferromagnétiques négligeables
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte

Parmi les conséquences de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additive des flux
- La constance des inductances propres
- Une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statorique et rotorique

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée et couplée en étoile, les équations de la machine s'écrivent sous la forme matricielle suivante:

### I.5.1.1 Equations électriques

Pour l'ensemble des phases au stator:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

La résistance statorique étant la même pour les trois phases, il n'y a pas lieu d'écrire une matrice de résistances

Ou :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (I.3)$$

De même, au rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Ou :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] = [0] \quad (I.5)$$

Le rotor étant en court-circuit, des tensions sont nulles.

$V_s$  : la matrice des tensions par phases au stator.

$V_r$  : la matrice des tensions par phases au rotor.

$I_s$  : la matrice des courants au stator.

$I_r$  : la matrice des courants au rotor.

### I.5.1.2 Equations magnétiques

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (Notion de flux / inductance propre).

$$\begin{bmatrix} [\varphi_S] \\ [\varphi_R] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_S] & [M_{SR}] \\ [M_{RS}] & [L_R] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_S] \\ [I_R] \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Avec :

Matrice des bobinages au stator

$$[L_S] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$L_S$  : Est l'inductance d'un bobinage seul

$M_S$  : L'inductance mutuelle de couplage entre bobinages du stator.

Matrice des bobinages au rotor :

$$[L_R] = \begin{bmatrix} L_R & M_R & M_R \\ M_R & L_R & M_R \\ M_R & M_R & L_R \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$L_r$  : est l'inductance d'un bobinage seul

$M_r$  : L'inductance mutuelle de couplage entre bobinage du rotor

$$[M_{SR}] = [M_{RS}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$\theta$  : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes rotoriques et les axes statoriques qui sont choisis comme axes de références.

On aura finalement :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (I.10)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [L_r][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}] \quad (I.11)$$

### I.5.1.3 Equation mécanique

L'étude des caractéristiques dynamiques de la machines asynchrone fait introduire des variations non seulement des paramètres électriques (tension, courant flux, FEM) mais aussi des paramètres mécanique (couple, vitesse). L'équation du mouvement de la machine s'écrit :

$$C_e - C_{st} = f \Omega_m + J \frac{d\Omega_m}{dt} \quad (I.12)$$

$C_{st}$  : Le couple résistant (statique) à l'arbre de la machine. [Nm].

$C_e$  : Le couple électromagnétique de la machine. [Nm].

$J$  : Le moment d'inertie. [Kgm<sup>2</sup>].

$\Omega$  : La vitesse angulaire du rotor, ou la vitesse mécanique du rotor.

$f$  : Coefficient de frottement [Nm / rad/s].

La vitesse électrique du rotor :  $\omega_r = P\Omega$

$P$  : le nombre de paires de pôles.

Donc :

$$C_e - C_{st} = \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{f\omega_r}{p} \quad (I.13)$$

## I.6 Modèle biphasé

La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales.

La transformation triphasée- biphasée aboutit à une famille des modèles de la machine asynchrone, ou les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées sur deux axes en quadrature. L'idée de cette transformation repose sur le fait qu'un champ tournant crée par un système triphasé équilibré peut l'être aussi, à l'identique, par un système diphasé de deux bobines décalées



de  $\frac{\pi}{2}$  dans l'espace, alimentées par des courants déphasés de  $\frac{\pi}{2}$  dans le temps. On se donne pour objectif que les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservées. Dans notre étude et pour plus de simplicité, on établit en premier un modèle où les grandeurs sont dans le repère lié au stator.

Ainsi, l'enroulement équivalent aux trois phases du stator est formé de deux bobinages d'axes direct,  $\alpha_s$  et en quadrature  $\beta_s$  et l'axes direct,  $\alpha_s$  est confondu avec l'axe de la première phase  $a_s$  statorique. De même, au rotor, on substitue deux bobinages,  $\alpha_r$  et  $\beta_r$  aux enroulements triphasés équivalents. [8]

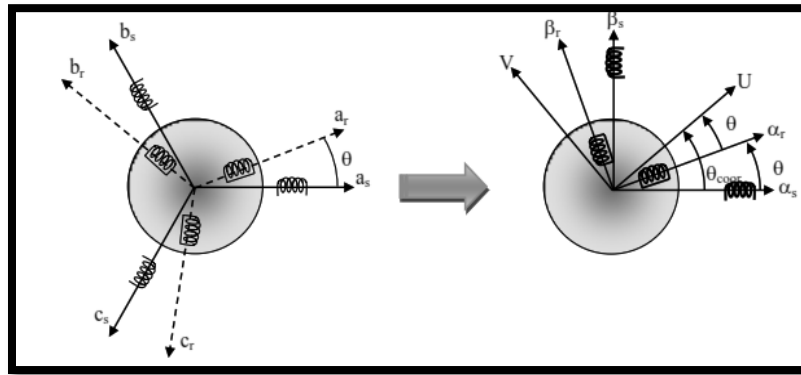
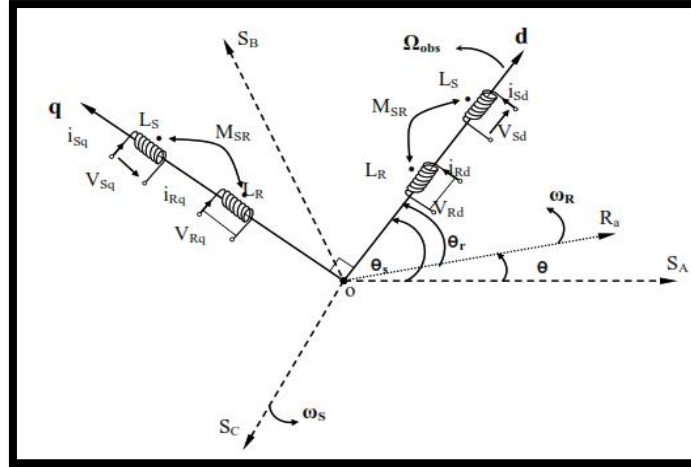


Figure I.9: Représentation de la transformation triphasé-biphasé

### I.7 Transformation de Park :

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-biphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (abc) vers le repère (  $\alpha\beta$  ) puis vers (dq). Egalement elle permet de passer du repère (abc) directement vers le repère (dq). Le repère (  $\alpha\beta$  ) est toujours fixe par rapport au repère (abc) du stator, par contre le repère (dq) est mobile.



**Figure I.10:** Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier leurs équations Figure (I.9). Ceci se fait en liant les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$  par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (\text{I.14})$$

Alors dans ce cas la transformation de Park normalisée est obtenue à l'aide de la Matrice de passage:

$$[P]^{-1}[V_{dq0}] = [R][P]^{-1}[I_{dq0}] + \frac{d}{dt}([P]^{-1}[\phi_{dq0}]) \quad (\text{I.15})$$

Avec :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Cette matrice est orthogonale, c'est-à-dire  $[P(\theta)]^t = [P(\theta)]^{-1}$ . La transformation de Park peut être appliquée sur les tensions, les courants et les flux. Le changement de variable relatif aux courants, tensions et flux est défini par la Transformation :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Avec  $x$  : tension, courant ou flux. Et les indices suivants représentent :

«0» : indice de l'axe homopolaire.

«d » : indice de l'axe direct.

« q » : indice de l'axe quadrature.

La matrice inverse de transformation de PARK normalisée a pour expression :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

$$[V_{dq0}] = [R][I_{dq0}] + \frac{d}{dt}[\phi_{dq0}] + [P]\left(\frac{d}{dt}[P]^{-1}\right)[\phi_{dq0}] \quad (I.19)$$

On démontre que

$$[P]\left(\frac{d}{dt}[P]^{-1}\right) = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

On obtient finalement le système des équations de PARK, qui constitue ainsi un modèle électrique dynamique pour l'enroulement biphasé équivalent

$$V_d = RI_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \left(\frac{d\theta}{dt}\right)\phi_q \quad (I.21)$$

$$V_q = RI_q + \frac{d\phi_q}{dt} - \left(\frac{d\theta}{dt}\right)\phi_d \quad (I.22)$$

$$V_0 = RI_0 + \frac{d\phi_0}{dt} \quad (I.23)$$

Pour la réduction de la matrice des inductances les transformation établissent les relations entre les flux d'axes d, q, 0 et les flux d'axe a,b,c

$$[\phi_{sdq0}] = [P(\theta_s)][\phi_{sabc}] \quad (I.24)$$

$$[\phi_{rdq0}] = [P(\theta_r)][\phi_{rabc}] \quad (I.25)$$

Après le calcul, on trouve

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{0s} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & I_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & I_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & I_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & I_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & I_r + 2M_r \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

$M_s$  : Inductance cyclique statorique

$M_s$  : Inductance cyclique rotorique

$M_{sr}$  : Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor

Le mode habituel d'alimentation du stator et la structure des enroulements rotorique conférant la nullité aux sommes des courants statoriques et de courants rotoriques, les composants d'indice (0) sont nulle

Dans ces conditions de fonctionnement en mode non dégradé, les flux d'axes d et q sont simplement définis par les trois paramètres constants  $L_s, L_r, M$  et liés aux courants par la relation

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

### I.7.1 Equation électrique :

Les équations de park des tensions, statorique et rotorique s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I.28)$$

Dans le repère de park (d q) tournant à la vitesse angulaire  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  l'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad (I.29)$$

$$\begin{cases} R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega)\phi_{qr} = 0 \\ R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega)\phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I.30)$$

### I.7.2 Equations magnétiques

Avec les flux :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \quad (I.31)$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r I_{ds} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (I.32)$$

### I.7.3 Equations mécaniques

L'équation du couple et celle du mouvement s'écrivent :

$$C_e = PM[I_{qs}I_{dr} - I_{ds}I_{qr}] \quad (I.33)$$

$$\frac{Jd\omega}{Pdt} = C_e - C_r - \frac{f}{P}\omega \quad (I.34)$$

$J$  : Coefficient de frottement visqueux.

$f$  : Moment d'inertie du rotor.

$P$ : Nombre de paire de pôles.

$C_e$ : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant.

## I.8 Choix du repère

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère dq qui fait un angle électrique  $\theta_s$  avec le stator et qui fait également un angle électrique  $\theta_r$  avec le rotor mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est-à-dire qu'il est libre.

Il existe trois choix important. On peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère dq est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park  $\theta_s$  et  $\theta_r$  afin d'effectuer les rotations.

### I.8.1 Référentiel fixe par rapport au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\begin{aligned}\theta_s &= 0 & , \theta_r &= -\theta \\ \frac{d\theta_s}{dt} &= 0 & , \frac{d\theta_r}{dt} &= -\frac{d\theta}{dt} \\ \omega_s &= 0 & , \omega_r &= -\omega\end{aligned}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.35)$$

Après arrangement des équations avec  $(I_{ds}, I_{qs}, I_{dr}, I_{qr})$  on aboutit à :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{T_s \sigma} I_{ds} + \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} \omega I_{qs} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{dr} + \frac{M}{L_s \sigma} \omega I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_s \sigma} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{M^2}{L_s L_r \sigma} \omega I_{ds} - \frac{1}{T_s \sigma} I_{qs} - \frac{M}{L_s \sigma} \omega I_{dr} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{qr} + \frac{V_{qs}}{L_s \sigma} \\ \frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{ds} - \frac{M}{L_r \sigma} \omega I_{qs} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{dr} - \frac{1}{\sigma} \omega I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{ds} \\ \frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{M}{L_r \sigma} \omega I_{ds} + \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{qs} + \frac{1}{\sigma} \omega I_{dr} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{qs} \end{cases} \quad (I.36)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Le coefficient de la fuite totale.}$$

$$T_s = \frac{L_s}{r_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{r_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

### I.8.2 Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce référentiel est choisi de préférence en vue d'étudier des variations des grandeurs statoriques.

Il se traduit par les conditions :

$$\begin{aligned}\theta_s &= 0 & , \theta_r &= 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} &= \frac{d\theta}{dt} & , \frac{d\theta_r}{dt} &= 0 \\ \omega_s &= 0 & , \omega_r &= \omega\end{aligned}$$

Les équations électriques prennent la forme

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (I.37)$$

Après arrangement des équations, on aboutit à:

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{T_s \sigma} I_{ds} + \left( \omega_r + \frac{1}{\sigma} \omega \right) I_{qs} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{dr} + \frac{M}{L_s \sigma} \omega I_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{ds} \\ \frac{dI_{dr}}{dt} = -\left( \omega_r + \frac{1}{\sigma} \omega \right) I_{ds} - \frac{1}{T_s \sigma} I_{qs} - \frac{M}{L_s \sigma} \omega I_{dr} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{qs} \\ \frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{ds} - \frac{M}{L_r \sigma} \omega I_{qs} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{dr} + \left( \omega_r - \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} \omega \right) I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{ds} \\ \frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{M}{L_r \sigma} \omega I_{ds} + \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{qs} + \left( -\omega_r + \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} \omega \right) I_{dr} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{qs} \end{cases} \quad (I.37)$$

### I.8.3 Mise sous forme d'équation d'état en vue de la commande:

La forme généralisée des équations de système sous forme d'état est :

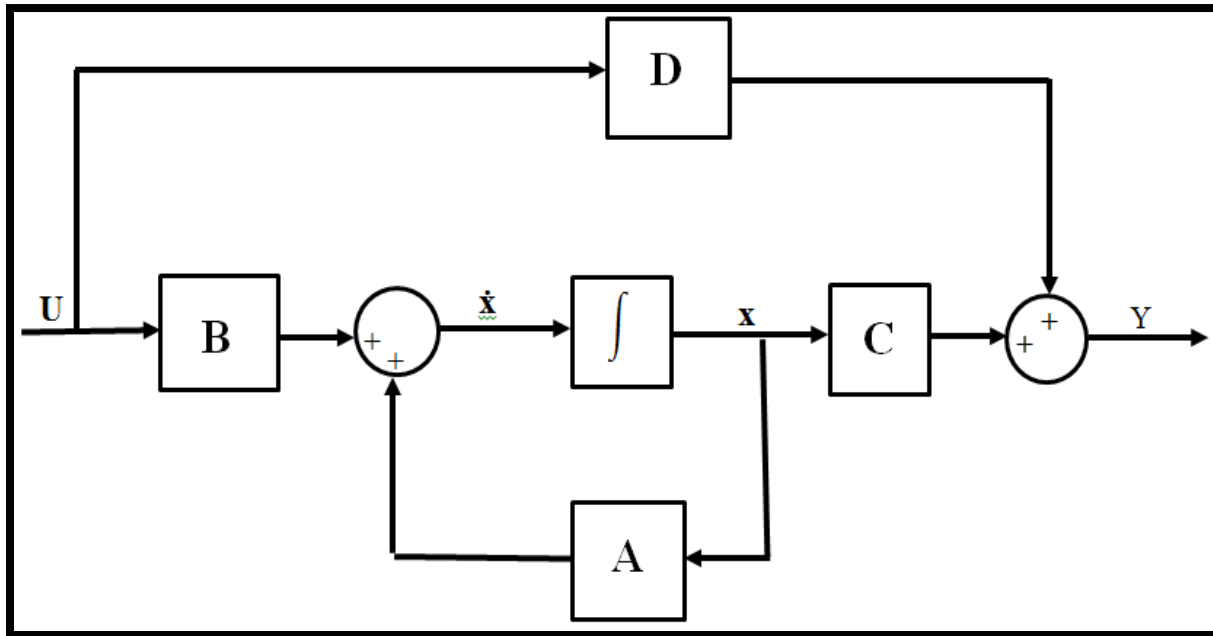
$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \\ Y(t) = CX(t) + CU(t) \end{cases} \quad (I.38)$$

$X(t)$  : vecteur d'état du système de dimension  $n$ .

$U(t)$  : vecteur d'entrée ou vecteur de commande du système de dimension  $l$ .

$Y(t)$  : vecteur de sortie du système de dimension  $m$ .

$A$  : matrice d'état du système de dimension  $n \times n$ .



**Figure I.11:** Représentation du modèle d'état dynamique sous schéma fonctionnel

- $B$  : matrice d'entrée ou de commande du système de dimension  $n \times 1$ .
- $C$  : matrice de sortie du système de dimension  $m \times n$ .
- $D$  : matrice de transmission directe du système de dimension  $m \times 1$ .

Le vecteur d'état, vecteur d'entrée ou vecteur de sortie sera choisi en vue de commande ou de nécessité de modélisation, alors on a les modèle comme suite:

Considérons les tensions  $V_{ds}$ ,  $V_{qs}$ ,  $V_{dr}$  et  $V_{qr}$  comme grandeurs de commande, les courants statoriques et rotoriques  $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ ,  $I_{dr}$  et  $I_{qr}$  comme variables d'état. A partir des équations pour le cas référentiel fixe par rapport au champ tournant (36), on peut écrire le système d'équations après nous posons que:

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Le coefficient de dispersion de blondel.}$$

Le vecteur d'état :



$$x = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.39)$$

La matrice d'état A s'écrit comme suit :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s\sigma} & \left(\omega_r + \frac{1}{\sigma}\omega\right) & \frac{M}{L_s T_r \sigma} & \frac{M}{L_s \sigma} \omega \\ -\left(\omega_r + \frac{1}{\sigma}\omega\right) & -\frac{1}{T_s\sigma} & -\frac{M}{L_s \sigma} \omega & \frac{M}{L_s T_r \sigma} \\ \frac{M}{L_r T_s \sigma} & -\frac{M}{L_r \sigma} \omega & -\frac{1}{T_r \sigma} & \left(\omega_r - \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} \omega\right) \\ \frac{M}{L_r \sigma} \omega & \frac{M}{L_r T_s \sigma} & \left(-\omega_r + \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} \omega\right) & -\frac{1}{T_r \sigma} \end{bmatrix} \quad (I.40)$$

On peut écrire la matrice [A] comme suit :

$$[A] = [A_1] + \omega[A_2] + \omega_r[A_3] \quad (I.41)$$

Alors :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s\sigma} & 0 & \frac{M}{L_s T_r \sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_s\sigma} & 0 & \frac{M}{L_s T_r \sigma} \\ \frac{M}{L_r T_s \sigma} & 0 & -\frac{1}{T_r \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{M}{L_r T_s \sigma} & 0 & -\frac{1}{T_r \sigma} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sigma} & 0 & \frac{M}{L_s \sigma} \\ -\frac{1}{\sigma} & 0 & -\frac{M}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{L_r \sigma} & 0 & -\frac{M^2}{L_s L_r \sigma} \\ \frac{M}{L_r \sigma} & 0 & \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} & 0 \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

Le vecteur de commande du système :

$$[U] = [V] = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.43)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \sigma} \\ -\frac{M}{L_s L_r \sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{L_s L_r \sigma} \end{bmatrix} \quad (I.44)$$

Lorsque on considéré que le vecteur d'état comme le vecteur de sortie du système Y, il faut ajouter [C]

$$[D] : C = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ et } D = 0$$

### I.8.4 Equations de puissance et de couple

Dans le cas générale, la puissance électrique instantanée  $P_e$  fournie aux les enroulements statoriques et rotoriques s'exprimes en fonction des grandeurs d'axes d, q :

$$P_e = V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq} + V_{rd}I_{rd} + V_{rq}I_{rq} \quad (I.45)$$

Elle se décompose en trois séries de termes qui correspondent respectivement aux trois colonnes des équations des tensions :

- Puissance dissipée en pertes joule :

$$P_j = R_s(I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r(I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad (I.46)$$

Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec les sources:

$$P_{\text{élm}} = I_{sd} \left( \frac{d\phi_{sd}}{dt} \right) + I_{sq} \left( \frac{d\phi_{sq}}{dt} \right) + I_{rd} \left( \frac{d\phi_{rd}}{dt} \right) + I_{rq} \left( \frac{d\phi_{rq}}{dt} \right) \quad (I.47)$$

Puissance mécanique  $P_m$  regroupant l'ensemble des termes liés aux dérivées des positions angulaires :

$$P_m = (\phi_{sd}I_{sq} - \phi_{sq}I_{sd}) \left( \frac{d\theta_s}{dt} \right) + (\phi_{rd}I_{rq} - \phi_{rq}I_{rd}) \left( \frac{d\theta_r}{dt} \right) \quad (I.48)$$

En tenant compte des équations des flux on peut donc écrire que :

$$P_m = (\phi_{sd}I_{sq} - \phi_{sq}I_{sd}) \left( \frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} \right) \quad (I.49)$$

La puissance mécanique est aussi égale à  $C_e \Omega$  ou à  $C_e \omega/p$ , on en tire l'expression du couple :

$$C_e = P(\phi_{sd}I_{sq} - \phi_{sq}I_{sd}) \quad (I.50)$$

Ou bien :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} (\phi_{rd}I_{rq} - \phi_{rq}I_{rd}) \quad (I.51)$$

## I.9 Puissances et rendement

### I.9.1 Bilan de puissances actives

La puissance active appelée par le moteur au réseau est:

$$P_s = 3V_s I_s \cos \varphi_s \quad (I.52)$$

Le stator est le siège de pertes ferromagnétiques  $P_{fs}$  et de pertes par effet joule  $p_{js}$  :

$$p_{js} = 3R I^2 \quad (I.53)$$

La puissance électromagnétique transmise à travers l'entrefer est :

$$P_e = P_s - p_{js} - P_{fs} \quad (I.54)$$

Le rotor est le siège de pertes ferromagnétiques  $p_{fr}$  et de pertes par effet joule  $p_{jr}$  :

$$p_{jr} = 3R_r I_r^2 \quad (I.55)$$

La puissance mécanique interne (c'est-à-dire la partie de la puissance électrique transformée en puissance mécanique) est :

$$P_m = P_e - p_{jr} - p_{fr} \quad (I.56)$$

Pour obtenir la puissance utile  $p_u$ , c'est-à-dire celle qui est utilisable par la charge entraînée, il reste à retrancher les pertes mécanique  $p_m$  :

$$P_u = P_m - p_m \quad (I.57)$$

Ce bilan permet de tracer le diagramme des puissances :

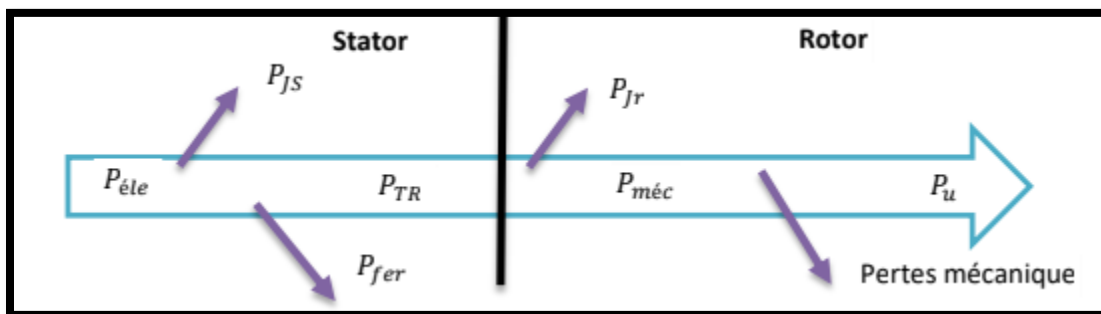


Figure I.12: Diagramme des puissances

### I.9.2 Relation entre puissance transmise et pertes par effet joule au rotor

La puissance électromagnétique transmise à travers l'entrefer est fournie à la résistance  $\frac{R_r'}{g}$

$$P_e = 3 \frac{R_r'}{g} I_r'^2 \quad (I.58)$$

Les pertes par effet joule au rotor s'expriment donc :

$$p_{jr} = g P_e \quad (I.59)$$

### I.9.3 Relation entre puissance transmise et puissance mécanique interne

Quand les pertes ferromagnétiques au rotor sont négligeables, nous pouvons écrire

$$P_m = P_e - p_{jr} \quad (I.60)$$

Soit :

$$P_m = (1-g)P_e \quad (I.61)$$

### I.9.4 Bilan des puissances réactives

La puissance réactive appelée par le moteur au réseau est :

$$Q_s = 3V_s I_s \sin \varphi_s \quad (I.62)$$

### I.9.5 Rendement

Le rendement est défini par rapport de la puissance utile à la puissance mécanique appelée par le moteur :

$$\eta = \frac{P_u}{P_s} \quad (I.63)$$

## I.10 Résultats de simulation :

Nous avons simulé la machine asynchrone à rotor à cage pour le type de fonctionnement moteur. Son modèle est basé sur les équations obtenues avec la transformation de Park. (Plan (dq)) lié aux champs tournant. la figure (I.13) représente le schéma Simulink du modèle mathématique du moteur synchrone. Les résultats seront représentés sur les figures (I.14),( I.15) et (I.16) ci-dessous

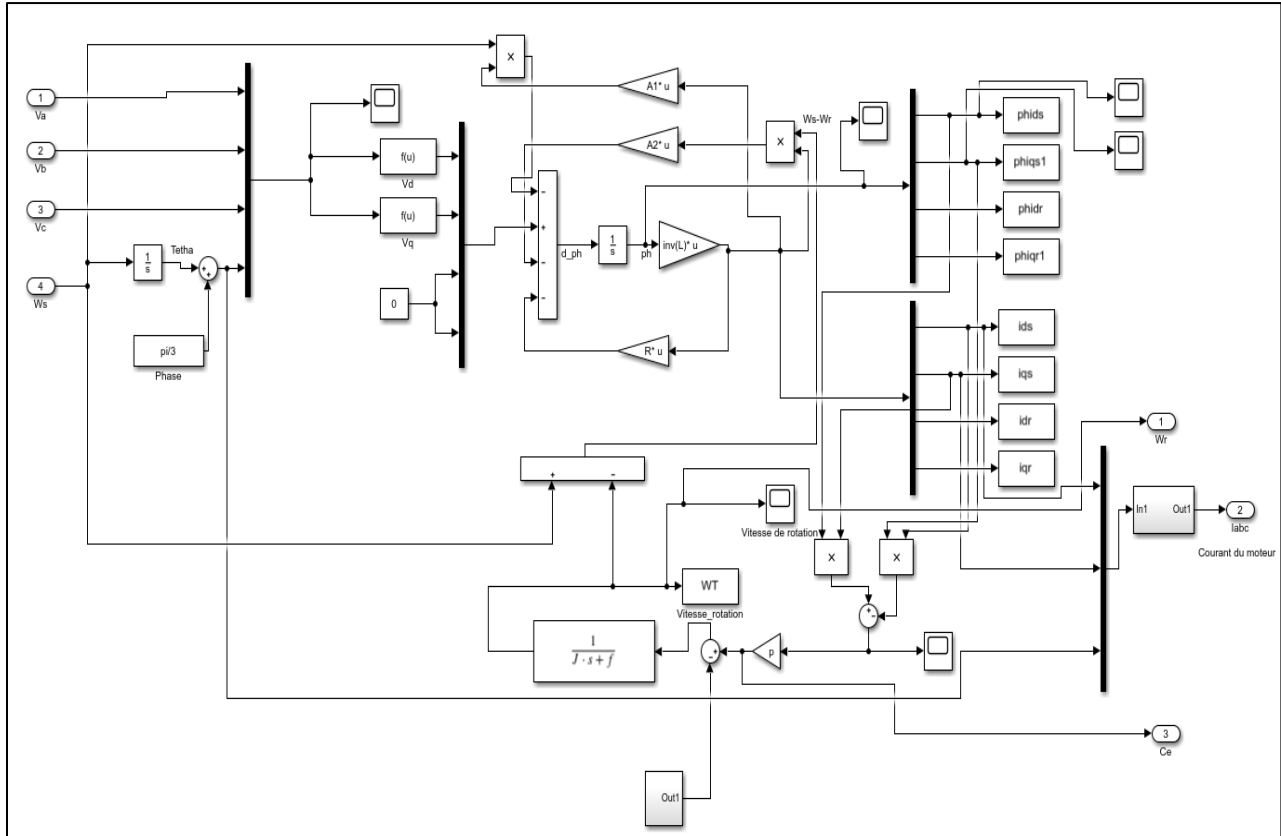


Figure I.13: Modélisation de la machine asynchrone

### En charge

Évolution de la vitesse :

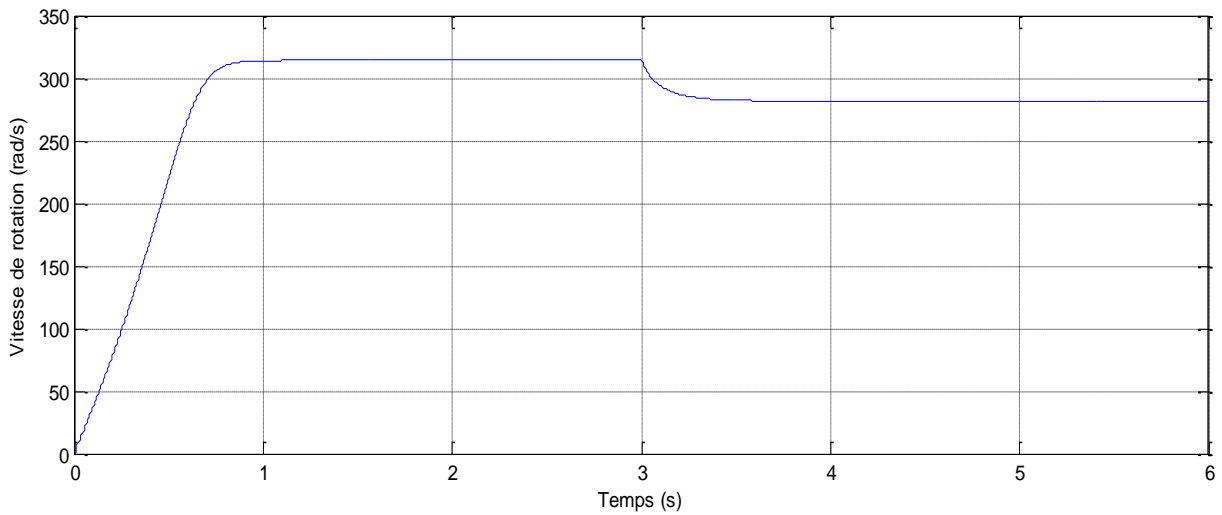
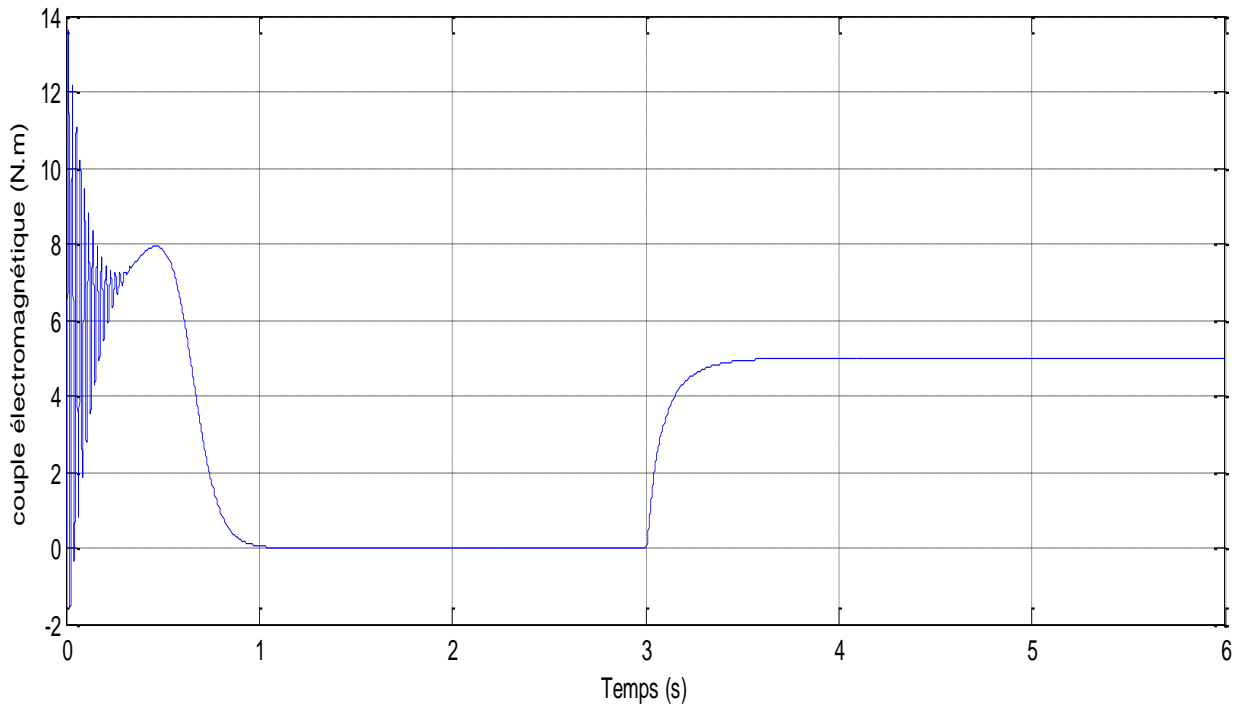


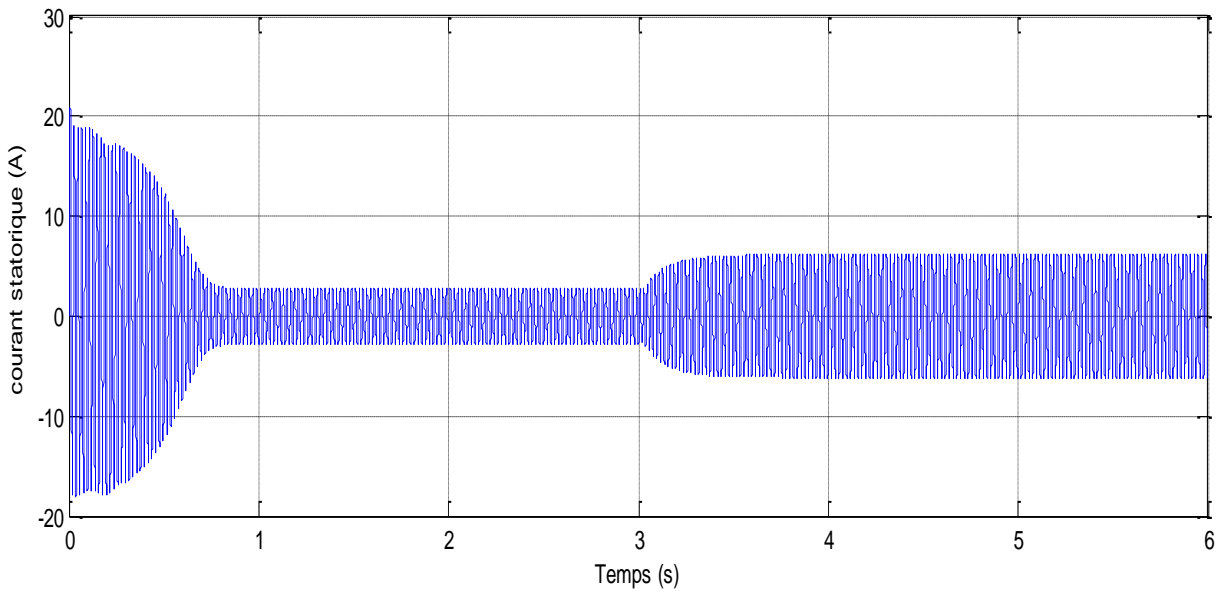
Figure I.14: Évolution de la vitesse mesurée

**Évolution du couple :**



**Figure I.15:** Évolution du couple électromagnétique

**Évolution du courant du moteur :**



**Figure I.16 :** Évolution des courants statoriques I abc.

### I.11 Interprétation des résultats de simulation :

- ❖ **La Figure I.14:** représente l'évolution de la vitesse de rotation en fonction du temps, le moteur démarre avec un régime transitoire puis se stabilise en régime permanent (315rad/s). Le moteur démarre à vide puis on applique à  $t=3s$  un couple de charge ( $C_r=25N.m$ ), celui-ci provoque une diminution de vitesse puis revient à son régime stable.
- ❖ **La Figure I.15:** représente l'évolution du couple se présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très importante (régime transitoire), après  $t=0.5s$  le couple tend vers zéro (régime permanent) jusqu'à  $t=3s$  nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ( $C_r=25N.m$ ). Le couple électromagnétique tend vers du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée.
- ❖ **La Figure I.16:** représente l'évolution de courant statorique en fonction du temps, On remarque l'appel de courant au démarrage égal à 5 fois environ le courant nominal et après disparition du régime transitoire il reste un courant sinusoïdal d'amplitude constante jusqu'à  $t=3s$ . Le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

### I.12 Conclusion

La modélisation d'une machine asynchrone triphasée et biphasée a été démontrée grâce à la transformation de Park. Ensuite, la mise sous forme d'équation d'état en vue de la commande et sa représentation sous forme de schéma fonctionnel ont également été présentées. Les modèles mathématiques de la machine asynchrone nous permettent de simuler la machine pour avoir un modèle proche ou équivalent à la machine réelle ainsi que l'association des techniques de contrôle appropriées.

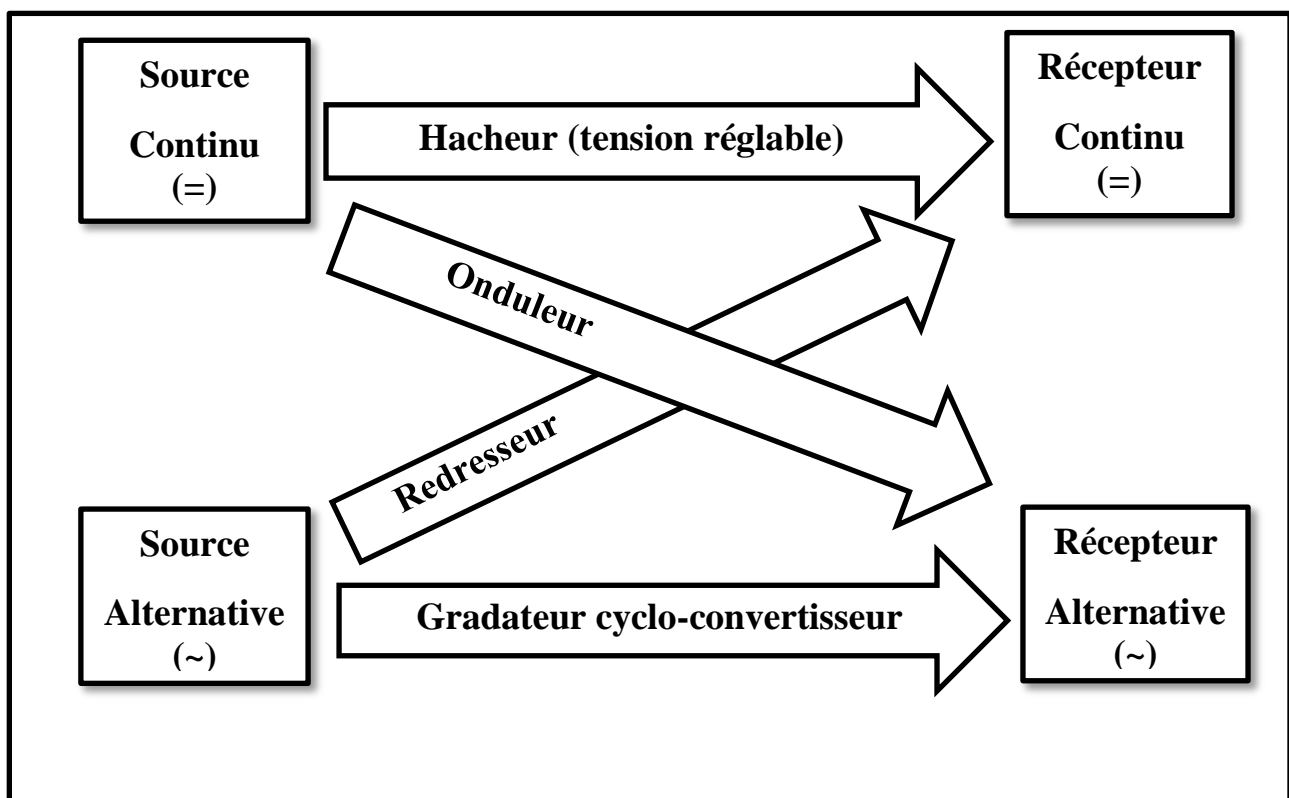
# **II. Chapitre II :**

## Modélisation et simulation de l'onduleur triphasé



### II.1 Introduction

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné en la convertissant. Les premiers convertisseurs de puissance électrique ont été réalisés avec des machines électriques couplées mécaniquement. Avec l'apparition des semi-conducteurs et de l'électronique de puissance, avec les diodes, les transistors, thyristors etc. Les systèmes de conversion deviennent de plus en plus élaborés et ne nécessitent plus de machines tournantes. On distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques :

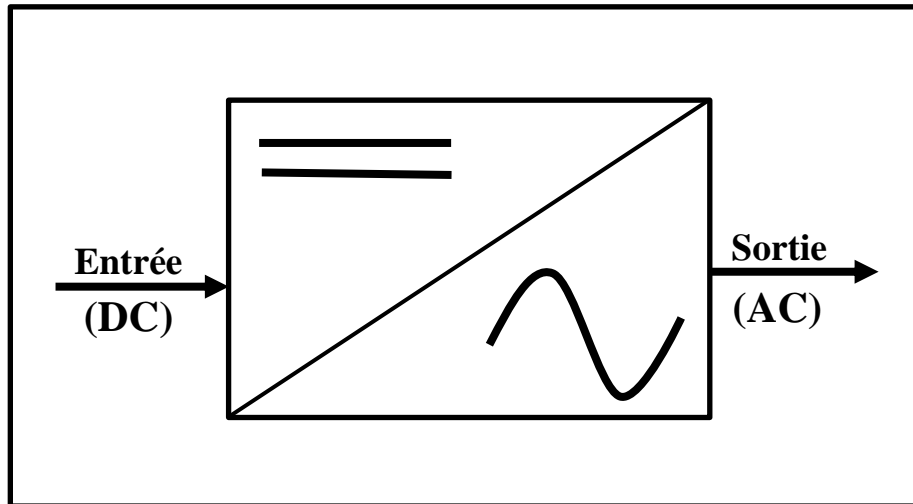


**Figure II.1:** familles des convertisseurs statiques

La conversion continue –alternative est assurée par l'onduleur qui permet d'obtenir une tension alternative à partir d'une source de tension continue. Pour cela, dans ce chapitre présent la modélisation mathématique et simulation de l'onduleur triphasé de tension.

### II.2 Définition d'un convertisseur Continu-Alternatif (DC- AC)

Un convertisseur continu-alternatif est nommé un onduleur c'est un dispositif d'électronique de puissance qui permet la conversion d'énergie électrique continu (DC) à la forme alternative (AC) afin d'alimenter des charges en courant alternatif. Cet échange d'énergie est basé sur des composants semi-conducteurs commandables rapides et robustes[25].



**Figure II.2:** Schéma symbolique d'un onduleur

Les onduleurs sont utilisés afin de :

- Fournir de la tension ou du courant alternatif de fréquence et d'amplitude variable. C'est le cas de la variation de vitesse des moteurs asynchrones.
- Fournir une ou des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude fixes. C'est le cas des alimentations de sécurité, ils sont alimentés souvent par des batteries.

### II.3 Classification des onduleurs

Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonome et onduleur autonome. Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance ». [9]

### II.3.1 Onduleurs non autonomes

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif. [9]

### II.3.2 Onduleurs autonomes

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu- alternatif. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer : [9]

#### II.3.2.1 Onduleurs (autonomes) de tension

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension «  $u$  » n'est pas affecté par les variations du courant «  $i$  » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Le courant à la sortie «  $i'$  » et donc le courant à l'entrée «  $i$  » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f.e.m alternative) directement branchée entre les bornes de sortie.

#### II.3.2.2 Onduleurs (autonomes) du courant

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est -à - dire par une source d'inductance interne si grande que le courant «  $i$  » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension «  $u$  » à ses bornes.

### II.3.3 Onduleurs à résonance :

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle- ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome.

### II.4 Les différents types d'onduleur

On distingue les onduleurs de tension et les onduleurs de courant, en fonction de la source d'entrée continue, source de tension ou source de courant comme suit [11] :

#### II.4.1 Onduleur de courant

L'onduleur de courant transforme un courant continu en courants triphasés dans les enroulements de la machine. Il peut fonctionner en commutation naturelle, c'est le cas des machines synchrones. La commutation forcée est réalisée pour toutes les autres machines. Ce type d'onduleur ne permet que le réglage de la fréquence des grandeurs de sortie, l'amplitude de celle-ci doit être réalisée par ajustement de la grandeur d'entrée.

#### II.4.2 Onduleur de tension

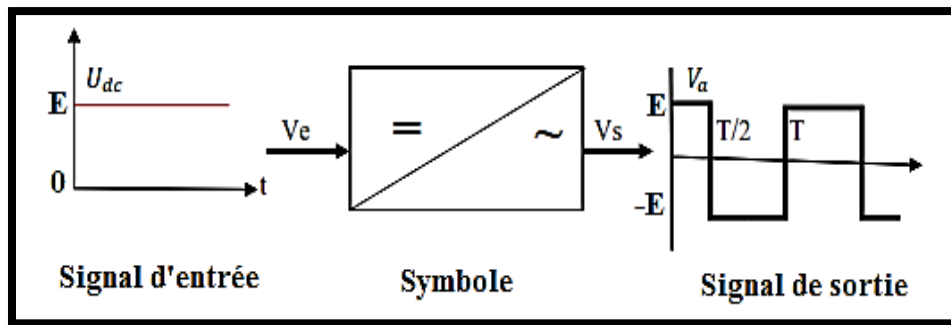
L'onduleur de tension transforme en tension alternative triphasée une tension continue. Il impose une forme de tension déterminée à la machine quelque soit le courant absorbé et la plupart des applications des onduleurs triphasés de tension à MLI se résument aux : travaille en commutation forcée. Une commande adéquate permet le réglage de la fréquence et de l'amplitude des grandeurs de sortie. [10]

On peut réaliser un onduleur de tension triphasé en groupant trois demi ponts monophasé, Il se compose de trois bras à interrupteurs réversible en courant, commandé à la fermeture et à l'ouverture, réalisé à partir d'un GTO ou IGBT et une diode en antiparallèle. [12]

### II.5. Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé

L'onduleur triphasé est utilisé dans les applications de puissance. Le signal de gâchette de l'onduleur monophasé avancé ou retardé de  $120^\circ$  l'un par rapport à l'autre pour obtenir un système triphasé équilibré. Les enroulements du secondaire doivent être connectés en étoile ou en triangle. Il est préférable que le secondaire du transformateur soit connecté en étoile pour éliminer les harmoniques d'ordre impaires multiple de trois de la tension de sortie ( $n=3, 6, 9, 12, \dots$ ). Il est généralement clair que la performance d'un onduleur, avec toutes les stratégies de commutation, peut être liée avec le contenu d'harmonique de sa tension ou son courant de sortie. Les chercheurs de l'électronique de puissance ont toujours étudié beaucoup

de techniques de commande pour réduire les harmoniques de tension de sortie. Aujourd'hui, il y a beaucoup de techniques de modulation qui sont appliquées aux topologies d'onduleur. [13]

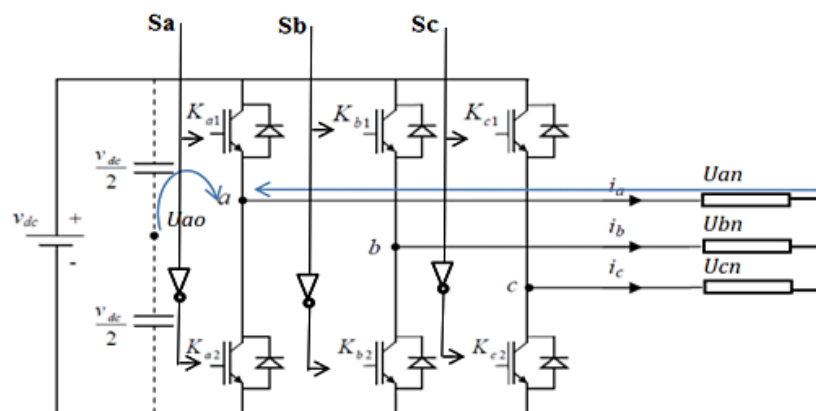


**Figure II.3:** symbole et signal d'un onduleur [12]

### II.6 Modélisation de l'Onduleur de tension triphasé

L'onduleur triphasé de tension deux niveaux est constitué de deux interrupteurs par bras. Ces derniers ont la particularité d'être bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ils peuvent être soit des MOSFET pour les faibles puissances et fréquences très élevées, des IGBT pour les grandes puissances et fréquences élevées, ou des GTO pour les très grandes puissances et fréquences faibles. Pour assurer la circulation du courant dans les deux sens, l'interrupteur doit être placé en antiparallèle avec une diode [14].

La structure générale d'un onduleur de tension deux niveaux est représentée dans la Figure (II.4)



**Figure II.4:** Schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension

## Chapitre II : Modélisation et simulation de l'onduleur triphasé

Les tensions de référence sont les tensions simples désirées  $U_{an}$  ;  $U_{bn}$  ;  $U_{cn}$  référencées par rapport au point neutre. L'état des interrupteurs, supposés parfaits peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande  $S_i$  ( $i= a, b, c$ ) :

- $S_i = 1$  le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $S_i = 0$  le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phases  $U_{ao}$ ,  $U_{bo}$  et  $U_{co}$  en fonction des signaux de commande  $S_i$  :

$$U_{ao} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & S_a = 1 \\ -\frac{V_{dc}}{2} & S_a = 0 \end{cases} \rightarrow U_{ao} = K_a \times \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II.1})$$

$$U_{bo} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & S_b = 1 \\ -\frac{V_{dc}}{2} & S_b = 0 \end{cases} \rightarrow U_{bo} = K_b \times \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II.2})$$

$$U_{co} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & S_c = 1 \\ -\frac{V_{dc}}{2} & S_c = 0 \end{cases} \rightarrow U_{co} = K_c \times \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II.3})$$

D'après la définition des équations  $U_{ao}$ ,  $U_{bo}$  et  $U_{co}$ , on a  $K_a$ ,  $K_b$  et  $K_c$  présente la situation 1 ou -1 dépend  $S_i$ . La charge est considérée équilibrer, il l'en résulte:

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{cases} U_{ao} + U_{on} = U_{an} \\ U_{bo} + U_{on} = U_{bn} \\ U_{co} + U_{on} = U_{cn} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

D'après la somme des équations 5, on a

$$(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) + 3 U_{on} = U_{an} + U_{bn} + U_{cn} \quad (\text{II.6})$$

La substitution de (4) dans (6) nous donne :

$$U_{on} = -\frac{1}{3} (U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (\text{II.7})$$

En remplace (7) dans (5) on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3} U_{ao} - \frac{1}{3} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{an} = -\frac{1}{3} U_{ao} + \frac{2}{3} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{an} = -\frac{1}{3} U_{ao} - \frac{1}{3} U_{bo} + \frac{2}{3} U_{co} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

En remplace (1, 2 et 3) dans (8) on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3} K_a * \frac{V_{dc}}{2} - \frac{1}{3} K_b * \frac{V_{dc}}{2} - \frac{1}{3} K_C * \frac{V_{dc}}{2} \\ U_{an} = -\frac{1}{3} K_a * \frac{V_{dc}}{2} + \frac{2}{3} K_b * \frac{V_{dc}}{2} - \frac{1}{3} K_C * \frac{V_{dc}}{2} \\ U_{an} = -\frac{1}{3} K_a * \frac{V_{dc}}{2} - \frac{1}{3} K_b * \frac{V_{dc}}{2} + \frac{2}{3} K_C * \frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs ( $K_a$ ,  $K_b$ ,  $K_c$ ) permettent de générer huit vecteurs des tensions dont deux correspondent au vecteur nul. Avec les tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_a \\ K_b \\ K_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Ainsi, le modèle présenté dans l'équation 10 exprime l'onduleur triphasé.

### II.7 Commande par Modulation de Largeur d'impulsion

La technique MLI consiste à générer un signal de sortie formé par plusieurs créneaux de largeur variables et amplitude égale à la tension d'alimentation. Les ordres d'ouvertures et de fermetures des interrupteurs sont donnés par l'intersection d'un signal triangulaire (porteuse) à un signal de référence selon la stratégie choisie [14].

Il existe plusieurs stratégies MLI, on peut distinguer les techniques suivantes :

- MLI simple
- MLI multiple
- MLI Sinus triangulaire
- MLI Hystérésis
- MLI Vectorielle

### II.7.1 MLI simple:

Dans la technique MLI simple on utilise seulement une seule impulsion par demi-cycle ou la largeur de cette impulsion fait varier l'amplitude de la tension à la sortie de l'onduleur. Dans cette méthode on compare un signal de référence d'amplitude, avec un signal d'onde porteuse triangulaire d'amplitude  $A_p$ . La figure (II.5) ci-dessous montre la génération des signaux de commande et de sortie d'un onduleur monophasé à pont complet utilisant la modulation MLI simple. La fréquence du signal de référence est celle de la fondamentale de la tension de sortie. En variant  $A_r$ , de 0 à  $A_p$ , la largeur d'impulsion  $\delta$  peut varier de 0 à  $180^\circ$ . La relation  $A_r/A_p$  est la variable de contrôle et s'appelle "index de modulation d'amplitude" de la tension de sortie [14].

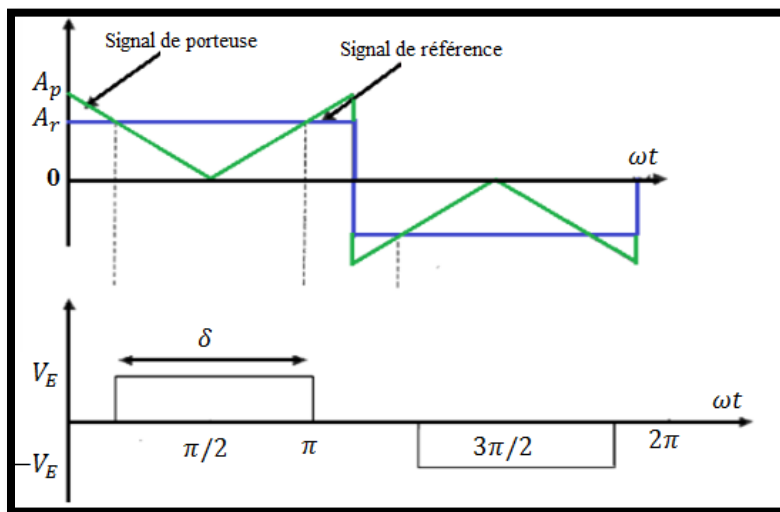


Figure II.5: MLI d'une simple impulsion

### II.7.2 MLI multiple:

Cette technique permet de diminuer les harmoniques en ajoutant plusieurs impulsions dans chacune des alternances de la tension de sortie. Les impulsions de commande des interrupteurs s'obtiennent par les intersections d'un signal de référence et d'un signal porteur triangulaire. La fréquence du signal de référence règle la fréquence de sortie  $f_r$  et la fréquence porteuse  $f_p$ , du signal détermine le nombre d'impulsions durant la demi alternance, avec le nombre d'impulsion par demi cycle est donné par [14] :



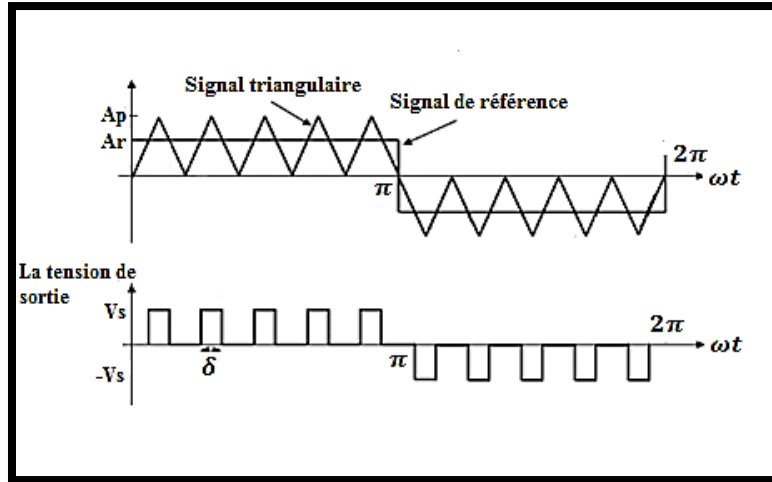


Figure II.6: MLI multiple

Avec  $N_{\text{impulsion}} = \frac{f_p}{2f_r}$

### II.7.3 MLI Sinus triangulaire

Cette technique consiste à multiplier le nombre d'impulsions renvoyées aux interrupteurs de l'onduleur. Ce procédé permet la variation à la fois de l'amplitude de la fondamentale de la tension de sortie et sa fréquence. Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) qui consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs en utilisant l'intersection de trois tensions de référence, sinusoïdales (modulations) et d'une porteuse triangulaire. Le principe de la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale consiste à commander chaque bras en comparant le signal de référence (modulatrice) à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée. Les signaux de références sont donnés par [14]:

$$V_{\text{ref}}(t) = \begin{cases} V_{\text{Aref}} = v_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_s) \\ V_{\text{Bref}} = v_m \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{\text{Cref}} = v_m \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

L'équation de la porteuse sur une période est donnée par :

$$V_p(t) \begin{cases} V_{\text{pm}} \left( \frac{4t}{T_p} - 1 \right) \text{ si } t \in \left[ 0, \frac{T_p}{2} \right] \\ V_{\text{pm}} \left( 3 - \frac{4t}{T_p} \right) \text{ si } t \in \left[ \frac{T_p}{2}, 0 \right] \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

## Chapitre II : Modélisation et simulation de l'onduleur triphasé

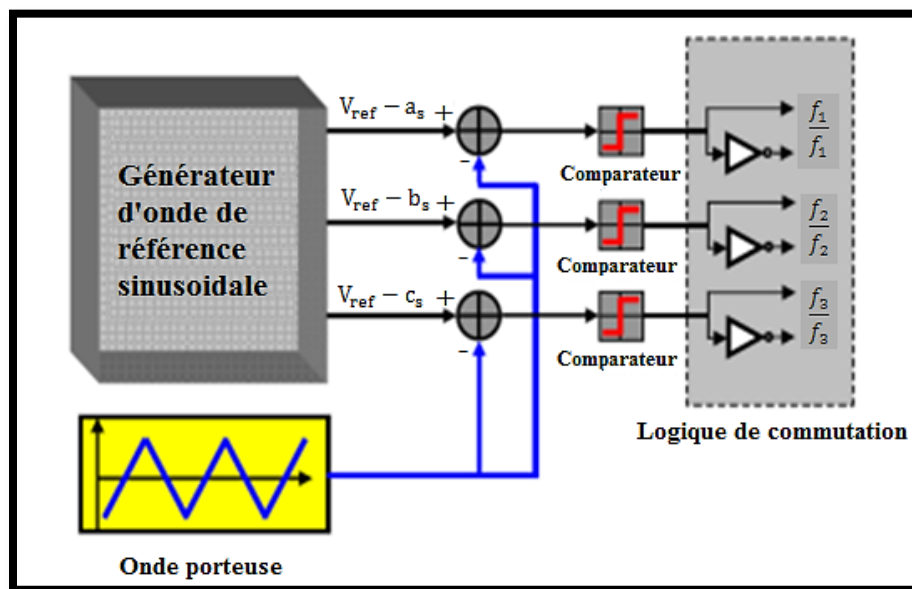
Où  $T_p = \frac{1}{f_p}$  et  $f_p = m \cdot f_s$ , avec  $m$  l'indice de modulation : égal au rapport de la fréquence de la porteuse à la fréquence de la référence.

Le coefficient de réglage en tension ( $r$ ) égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence ( $V_m$ ) à la valeur crête de l'onde de modulation ( $V_{pm}$ )

Le mode de fonctionnement de cette technique est:

- Si  $V_{ref(t)} > V_p(t)$  le transistor supérieur du bras de pont conduit.
- Si  $V_{ref(t)} < V_p(t)$  le transistor inférieur du bras de pont conduit.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement.



**Figure II.7** : Principe de la commande MLI

Les résultats de simulation de la MLI montrent les signaux classiques de cette méthode :

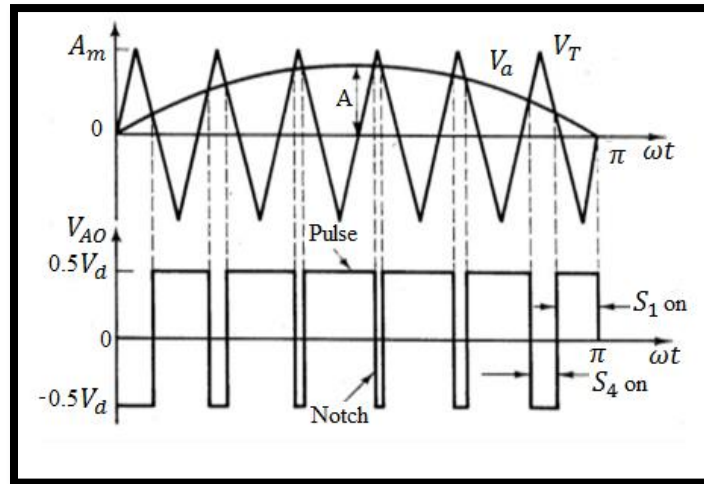


Figure II.8: La porteuse et la modulatrice

### II.7.4 MLI Hystérésis

Ce type de comparateur ne nécessite pas d'analyse préalable de processus. Le choix de longueur de cycle d'hystérésis conditionne la précision sur les courants ainsi que la fréquence de commutation. La figure (II.9) représente le comparateur à hystérésis.

$$\text{Si : } |I_{\text{ref}} - I| < \frac{h}{2} \quad \text{alors } k_j = 1 \text{ et } \bar{s} = 0$$

$$\text{Si : } |I_{\text{ref}} - I| > \frac{h}{2} \quad \text{alors } k_j = 1 \text{ et } \bar{s} = 0$$

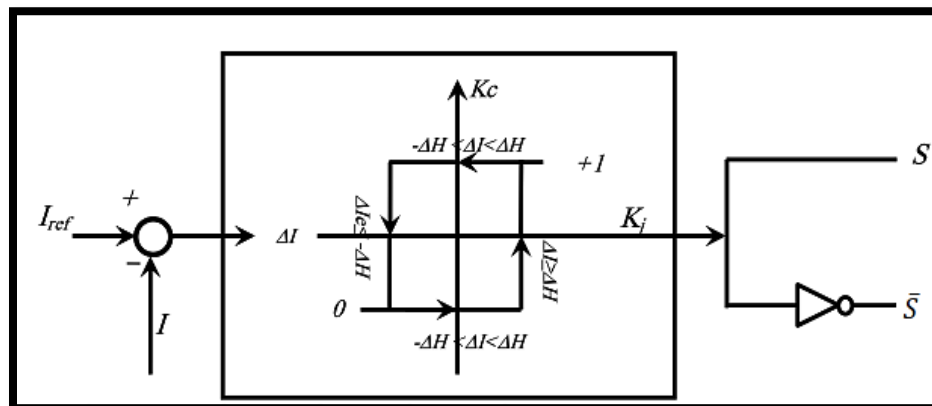
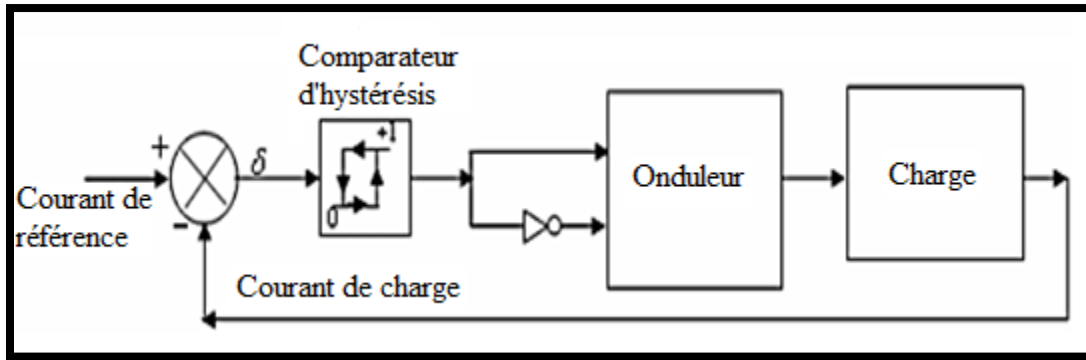
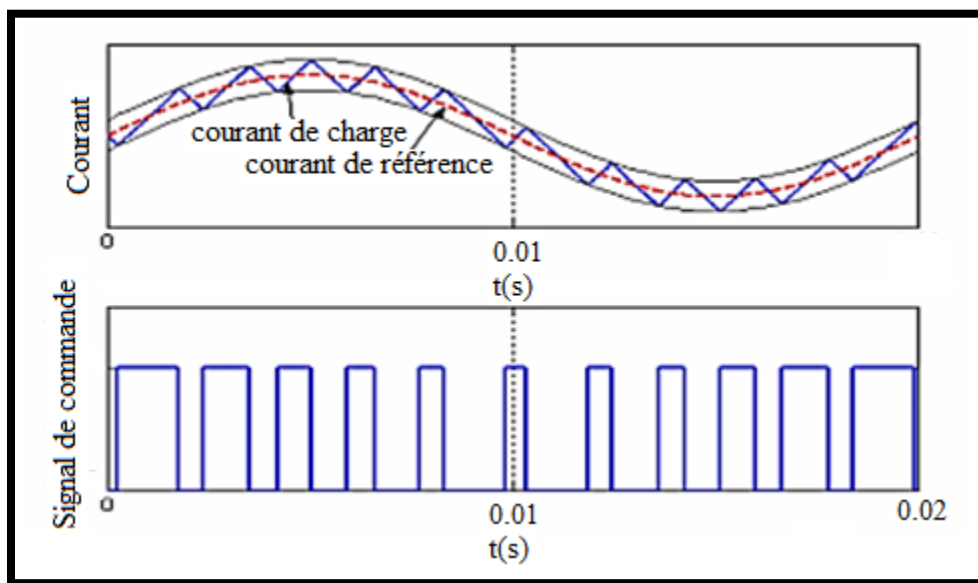


Figure II.9: Comparateur deux états à hystérésis de courant électrique



**Figure II.10:** Schéma fonctionnel de la commande en courant par hystérésis



**Figure II.11:** Principe de la commande en courant par hystérésis

Le principe d'un organe de commande fonctionnant selon cette stratégie est donné dans la figure (II.11), la détection de l'erreur entre le courant de référence et le courant réel la plus élevée sup ( $\delta$ ) ou le plus faible inf ( $\delta$ ) permet d'imposer l'état d'hystérésis. La technique de commande par hystérésis est de type asynchrone, elle présente aussi le fonctionnement à fréquence de commutation libre (variable) qui peut faire apparaître des problèmes de filtrage, et l'interférence entre les phases dans le cas des systèmes triphasés à neutre isolé ou connexion delta.

### II.7.5 MLI Vectorielle (SVM)

Dans la Figure (II.12) il est évident que la commutation des deux interrupteurs d'un même bras en même période de temps provoque un court-circuit, donc pour éviter cette situation un seul interrupteur par bras doit être commuté par période de temps. Il existe huit états de commutation des interrupteurs T1, ..., T6 [14].

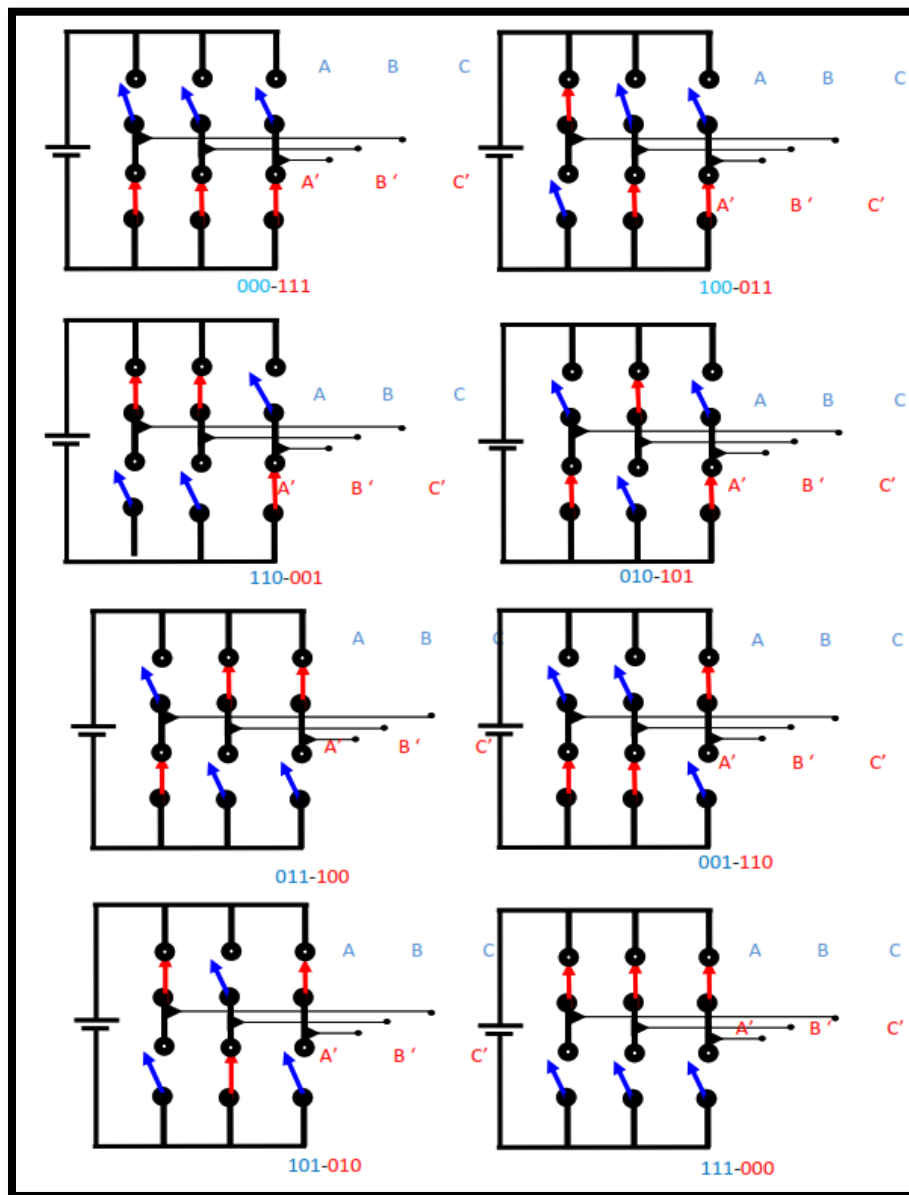


Figure II.12: Les différents états de commutation possible pour l'onduleur

**Tableau II.1:** Les vecteurs de tension  $V_0$  à  $V_7$

L'espace vectorielle	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$V_{as}$	$V_{bs}$	$V_{cs}$
$V_0$	0	0	0	0	0	0
$V_1$	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
$V_2$	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$
$V_3$	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
$V_4$	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$
$V_5$	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$
$V_6$	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$
$V_7$	1	1	1	0	0	0

Ces huit vecteurs sont codés de  $V_0$  à  $V_7$  (figure10). La modulation "SV" consiste à piloter les commutateurs en PWM pour passer progressivement d'un état au suivant. Les 3 sorties a, b et c alimentent les 3 phases du moteur qui créent des champs magnétiques déphasés de  $120^\circ$ .

On peut alors représenter l'orientation du champ magnétique pour chacun des 8 états.

Ces états se transforment alors en vecteurs de tension ( $\vec{V}_0$  à  $\vec{V}_7$  sur le tableau II.1).

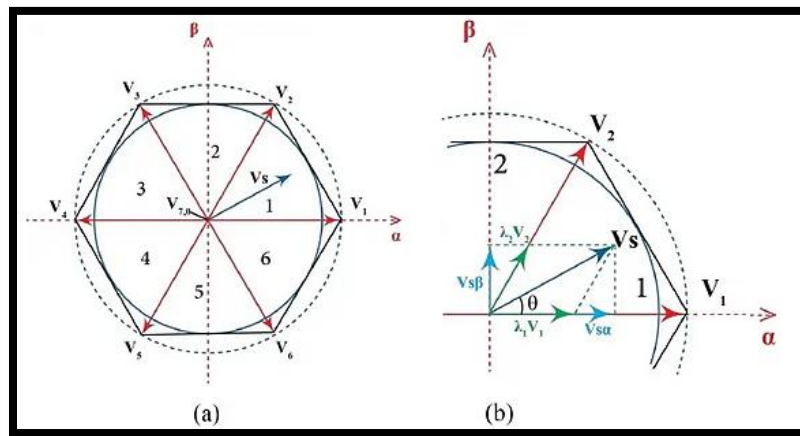
Les états  $S_0$  et  $S_7$  ne créent pas de champ magnétique, les vecteurs  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$  ont donc une longueur nulle. Les autres vecteurs ont une longueur de 1 et respectent les relations suivantes :

$$\begin{cases} \vec{V}_1 = -\vec{V}_4 \\ \vec{V}_2 = -\vec{V}_5 \\ \vec{V}_3 = -\vec{V}_6 \\ \vec{V}_1 + \vec{V}_3 + \vec{V}_5 = 0 \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

La modulation vectorielle est un cas particulier de la modulation de largeur d'impulsion. Suivant la représentation vectorielle suivante, son principe consiste à considérer un vecteur tension quelconque comme étant dans un intervalle de temps, la combinaison de deux vecteurs adjacents et du vecteur nul. Pour appliquer la tension X pendant le temps T, il est équivalent d'appliquer :

- La tension a pendant le temps  $T_1$ ,
- La tension b pendant le temps  $T_2$ ,
- Une tension nulle pendant le temps  $T_0$ ,

Avec  $T_s = T_0 + T_1 + T_2$



**Figure II.13:** Les sept positions du vecteur spatial de la tension de sortie dans le plan  $(\alpha, \beta)$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Aref} \\ V_{Bref} \\ V_{Cref} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$V_{ref} = \sqrt{(V_\alpha)^2 + (V_\beta)^2} \quad (\text{II.15})$$

$$\varphi = \text{atan}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \quad (\text{II.16})$$

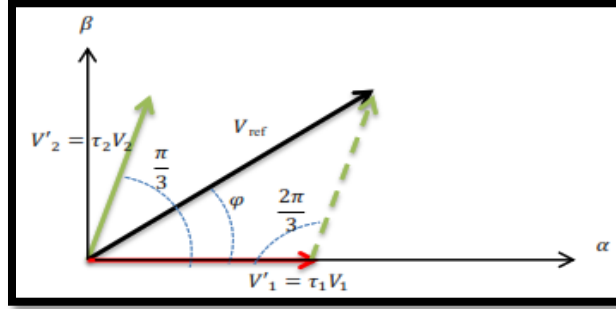


Figure II.14: Temps d'application des vecteurs V1 et V2 pour secteur 1

$$\begin{cases} V'_1 = \tau_1 V_1 = \frac{T_1}{T_s} V_{dc} \rightarrow T_1 = T_s \frac{V'_1}{V_{dc}} \\ V'_2 = \tau_2 V_2 = \frac{T_2}{T_s} V_{dc} \rightarrow T_2 = T_s \frac{V'_2}{V_{dc}} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Suivant la figure 5, la loi des sinus nous indique que:

$$\frac{V_{ref}}{\sin(\frac{2\pi}{3})} = \frac{V'_1}{\sin(\frac{\pi}{3} - \varphi)} = \frac{V'_2}{\sin(\varphi)} \quad (\text{II.18})$$

$$\begin{cases} V'_1 = \frac{\sin(\varphi)}{\sin(\frac{2\pi}{3})} V_{ref} \rightarrow V'_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ref} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \\ V'_2 = \frac{T_2}{T_s} V_{ref} \rightarrow V'_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ref} \sin(\varphi) \end{cases} \quad \text{Pour } \varphi < \frac{\pi}{3} \quad (\text{II.19})$$

En remplace l'équation 19 dans l'équation 17 pour avoir le temps d'application pour le premier secteur

$$\begin{cases} T_1 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} \sin\left(\frac{K\pi}{3} - \varphi\right) \\ T_2 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} \sin\left(\varphi - \frac{(K-1)\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2$$

K : nombre de secteur

Pour  $\varphi < \frac{\pi}{3}$  :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \\ T_2 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} \sin(\varphi) \end{cases} \quad (\text{II.21})$$



$$T_0 = T_s - T_1 - T_2$$

**Exemple d'application** pour le vecteur de référence au centre de secteur: Pour la position  $\varphi < \pi/6$  sera une égalité entre le temps de fermeture des interrupteurs des vecteurs  $V_1$  et  $V_2$ . Alors:

$$\varphi < \frac{\pi}{6} \quad \frac{T_1 + T_2}{T_s} = 1$$

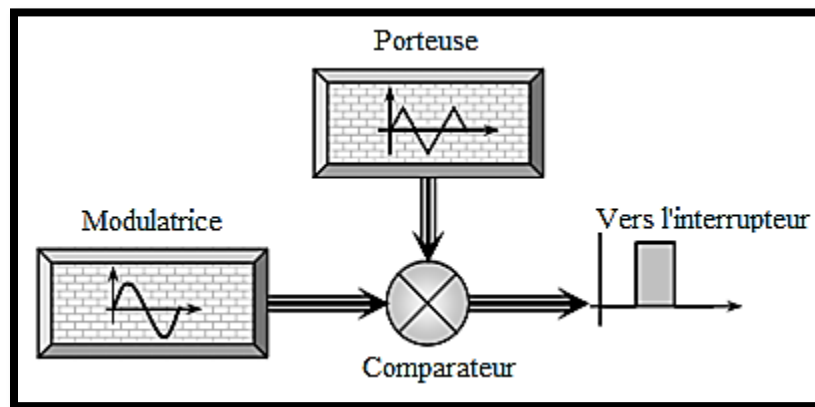
$$\frac{2}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) + \frac{2}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} \sin(\varphi) = 1$$

$$\frac{1}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} + \frac{1}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} = 1 \rightarrow \frac{2}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} = 1$$

$$V_{ref} = \frac{\sqrt{3}V_{dc}}{2} \rightarrow V_{ref} = 0.867V_{dc}$$

### II.8 Principe de base de MLI

Le principe de base de la modulation de largeur d'impulsion est sur le découpage d'une pleine onde rectangulaire. Ainsi la tension de sortie de l'onduleur est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension d'alimentation (continue) et de largeur variable. La technique la plus répandue pour la reproduction d'un signal MLI est de comparer un signal triangulaire appelé porteuse de haute fréquence à un signal de référence appelé modulatrice et qui constitue l'énergie du signal recueil à la sortie de l'onduleur, figure (II.15).[15]



**Figure II.15:** Schéma synoptique de la MLI

### II.9 domaine d'application

La plupart des applications des onduleurs triphasés de tension à MLI se résument aux : Commande des moteurs alternatifs, filtre actif, systèmes d'alimentations sans interruption (ASI) utilisés, par exemple, pour réaliser des alimentations de sécurité, on s'efforce alors de maintenir la tension de sortie constante quelle que soit la charge. Les onduleurs de tension à fréquence variable servent à réaliser des entraînements à vitesse variable avec moteur à courant alternatif. Les onduleurs de courant sont utilisés dans les entraînements à vitesse variable des moteurs à courant alternatif.[10]

### II.10 Objectifs de MLI

- Permet de produire un courant de charge très voisin d'une sinusoïde.
- Permet de réaliser une tension  $u_c(t)$  aux bornes de la charge dont la décomposition en série de Fourier ne contient pas d'harmoniques à fréquence trop basses (difficilement filtrable) ou interdites.

### II.10.1 MLI Sinus triangulaire

Le principe de fonctionnement de la MLI consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec une onde de référence généralement sinusoïdale appelée modulatrice, à chaque interaction des deux signaux, la commande électrique envoie un ordre d'allumage ou d'extinction aux transistors constituant une phase d'onduleur

### II.11 Simulation d'onduleur triphasé commandé par MLI Sinus triangulaire

D'après le modèle matriciel d'onduleur triphasé nous avons fait sa simulation sous MATLAB SIMULINK.

Les résultats de simulation sont comme suit :

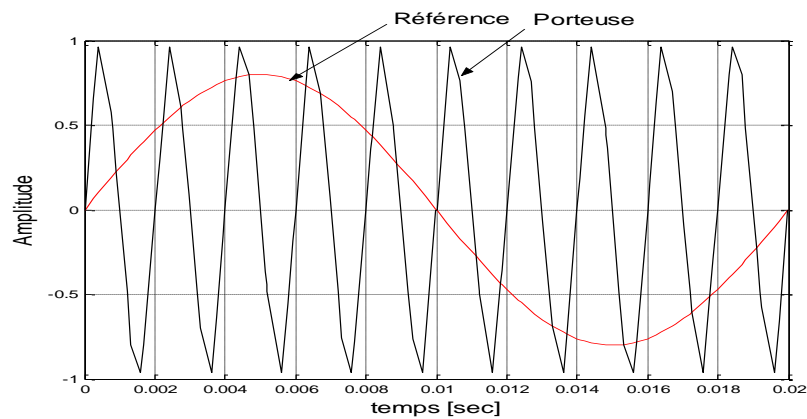
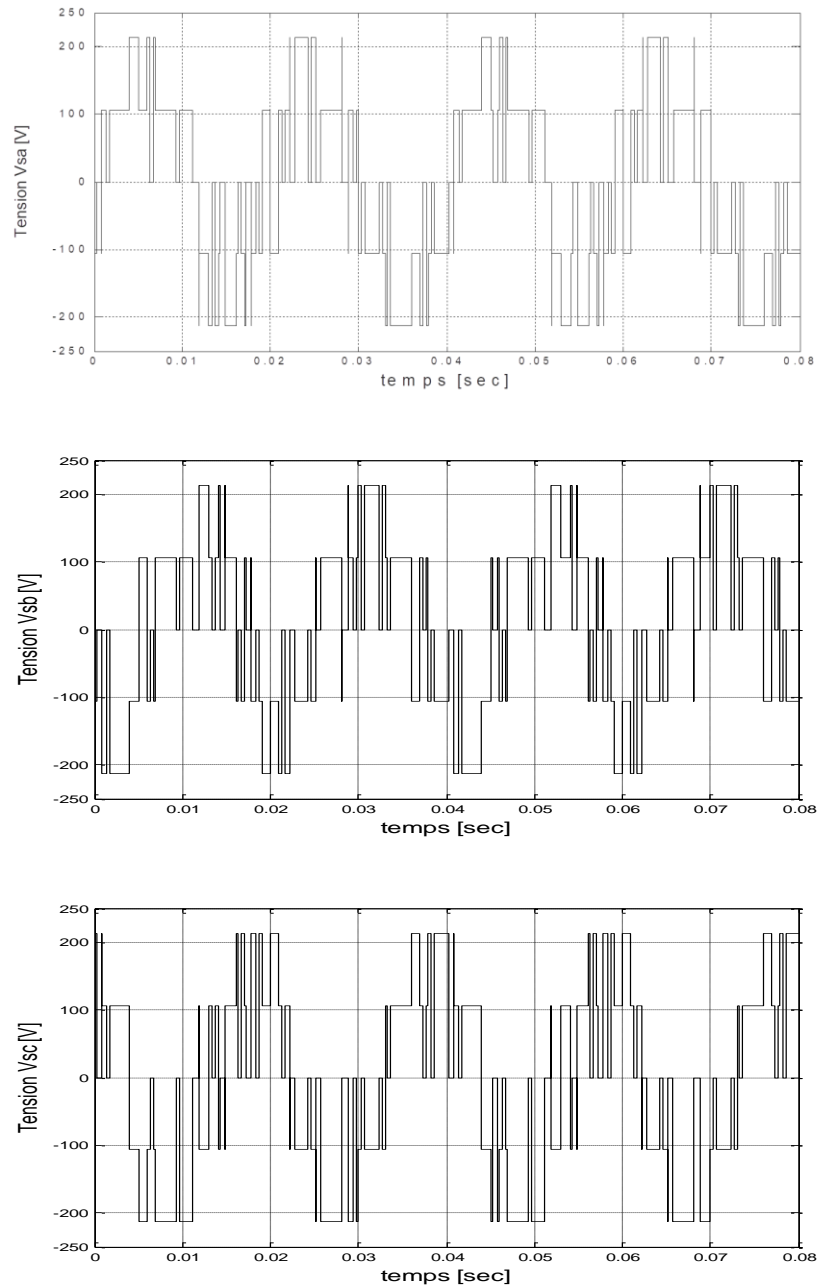


Figure II.16: Technique MLI Sinus triangulaire



**Figure II.17 : Génération des tensions  $V_{sa}$ ,  $V_{sb}$ ,  $V_{sc}$  avec la technique MLI**

### II.11.1 Interprétation des résultats

Après avoir fait la simulation du modèle matriciel d'onduleur triphasé (équation II. 10) sous logiciel MATLAB SIMULINK, et après l'application de la commande MLI Sinus triangulaire qui a fait par la comparaison entre le signal de référence sinusoïdale et le signal de porteuse de haute fréquence.

Les résultats de cette simulation montrent :

L'application du signal de commande K sur le modèle matriciel d'onduleur triphasé pour commander la variation rapide de ce signal va créer le signal des tensions de sortie d'onduleur.

On remarque que les valeurs moyennes de signal de tension du sortie d'onduleur est un signal sinusoïdale, c'est la conversion continue/alternative.

### **II.12 La modulation par hystérésis**

La technique de commande par hystérésis est de type asynchrone, elle présente aussi le fonctionnement à fréquence de commutation libre (variable) qui peut faire apparaître des problèmes de filtrage, et l'interférence entre les phases dans le cas des systèmes triphasés à neutre isolé ou connexion delta.

#### **II.12.1 Simulation d'onduleur triphasé commande par MLI hystérésis**

Nous avons fait cette commande par la comparaison des courants de sortie d'onduleur avec les signaux références sous MATLAB SIMULINK.

Les résultats de simulation sont comme suit :

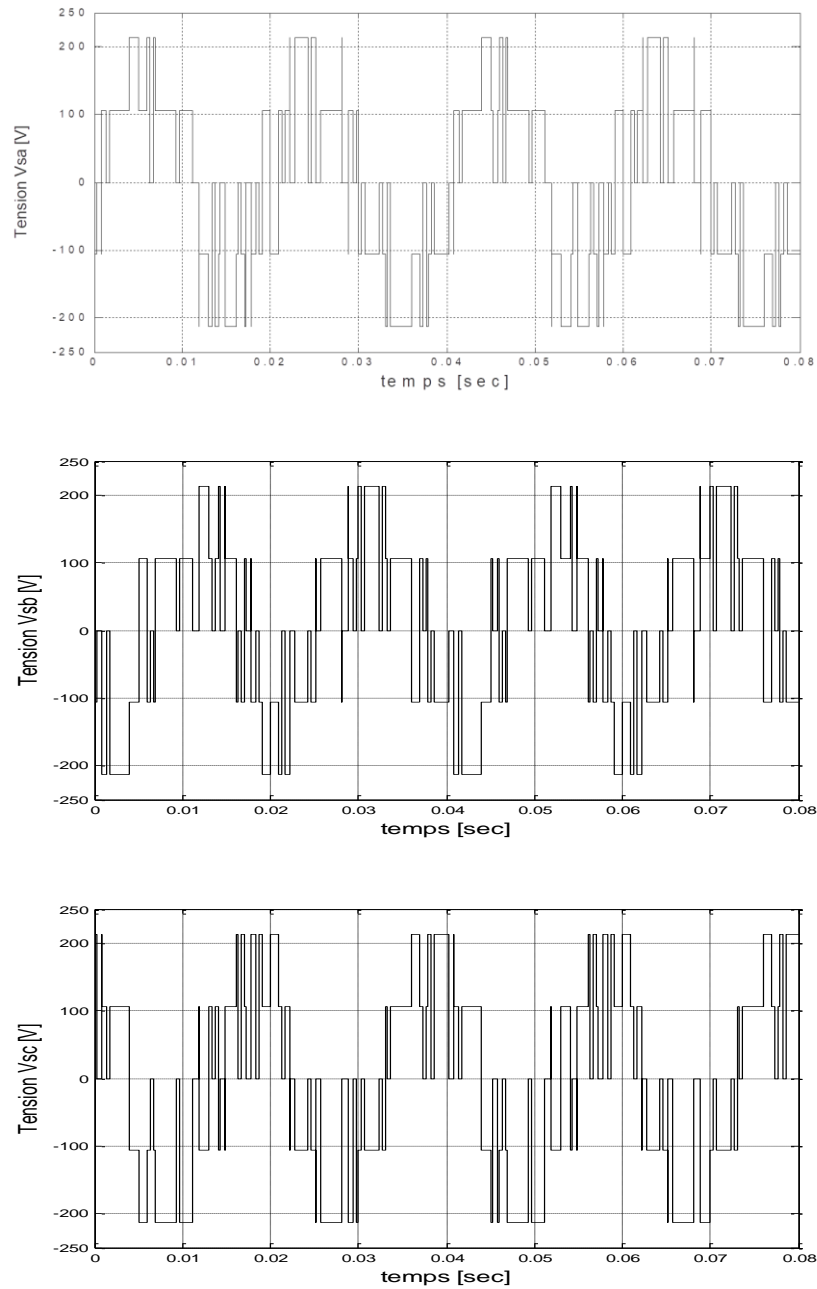


Figure II.18 : Génération des tensions  $V_{sa}$ ,  $V_{sb}$ ,  $V_{sc}$  avec la technique MLI

### II.12.2 Interprétation des résultats

La modulation par hystérésis d'un onduleur est fait par le contrôle de signal des courants de sortie d'onduleur par sa comparaison avec un signale référence sous forme sinusoïdale, les résultats de cette simulation montrent:

Après l'application du signal de commande K sur le modèle matricielle d'onduleur triphasé pour le commander, la variation rapide de ce signale va créer le signale de tensions de sortie d'onduleur.

On remarque que les valeurs moyennes du signale de tension de sortie d'onduleur est un signal sinusoïdale, c'est la conversion continue/alternative.

### II.13 Alimentation d'un moteur avec un onduleur

L'alimentation d'un moteur dans le modèle précédent se fait par une source de tension sinusoïdale équilibrée (donc démarrage direct). Pour la suite de notre étude, le moteur est alimenté par un onduleur de tension, qui alimente le stator du moteur avec une tension triphasée, carrée, de largeur variable mais dont la composante fondamentale est une sinusoïde, ce qui permet de réaliser la variation de vitesse du moteur

### II.14 Conclusion

Dans ce chapitre, notre étude était basée sur la technique de modulation de la largeur d'impulsion, plus précisément les onduleurs à MLI, où on a donné quelques généralités et principe de fonctionnement de ce dernier ainsi que son modèle mathématique. Nous avons procédé à sa simulation sous MATLAB-SIMULINK où nous avons effectué plusieurs tests afin de voir son comportement et l'efficacité de sa commande.

La technique de modulation de la largeur d'impulsion présente des avantages tels que les instants de commande qui seront connues au préalable ; Elle permet la sélection d'harmoniques à éliminer et elle permet aussi le contrôle de l'amplitude du fondamentale. D'après les résultats obtenus, on a constaté que la fréquence de la porteuse joue un grand rôle dans la qualité du hachage de la tension des phases, ainsi que dans le filtrage des harmoniques.

Les résultats de simulation montrent que la commande MLI sinusoïdale est la plus proche du signal de référence que la commande MLI hystérésis, car la valeur moyenne de la tension de sortie est presque sinusoïdale.

Pour cela, on va utiliser l'onduleur commandé par MLI sinusoïdale dans le prochain chapitre pour faire la commande scalaire du moteur asynchrone



# **III. Chapitre III : Application de la commande scalaire (V/F)**

### III.1 Introduction

La commande scalaire est, la plus ancienne et la plus simple des lois de commande d'une machine asynchrone. Elle est utilisée essentiellement pour des applications ne nécessitant que des performances statiques ou dynamiques moyennes. De nos jours, grâce aux avancées de l'électronique de puissance, de nombreux variateurs utilisent ce mode de commande. On en retrouve essentiellement pour des applications industrielles de pompage, climatisation, ventilation.

Le principe de cette méthode est assez rustique. Il consiste à imposer aux bornes de l'induit de la machine, le module de la tension ou du courant ainsi que la pulsation. Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (Onduleur de tension ou de courant). Dans l'alimentation en tension, les onduleurs fournissent des tensions dont la forme et l'amplitude peuvent être considérées indépendantes de la charge. Par contre dans l'alimentation en courant, les courants fournis ont des formes et des amplitudes influencées par la nature de la charge. Cette méthode de commande est basée sur le modèle en régime permanent sinusoïdal. Elle permet d'atteindre des performances remarquables en pratique. Dans ce chapitre, nous allons présenter, la technique de la commande scalaire (V/F).

### III.2 Principe de la commande

Le contrôle scalaire de la machine asynchrone consiste à imposer aux bornes de son induit, le module de la tension ou du courant ainsi que la pulsation. Ce mode de contrôle s'avère le plus simple quant à sa réalisation, mais également le moins performant, surtout pour les basses vitesses de fonctionnement, cependant, au niveau des puissances instables. La plupart des variateurs ne justifient pas un contrôle très performant.

Pour des variateurs dans la plage de vitesse ne dépasse pas un rapport de 3 ou 4 entre les extrêmes (ventilation, climatisation, centrifugeuse...) et pour lesquels il n'y a pas de fonction à vitesse très faible et à fort couple de charge de contrôle scalaire donne des pertes satisfaisantes. Il est donc important de donner certain nombre d'informations sur les variateurs asynchrone avec

contrôle scalaire, son principe donc est de maintenir  $\frac{V}{F}$  constante ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait l'action sur le glissement

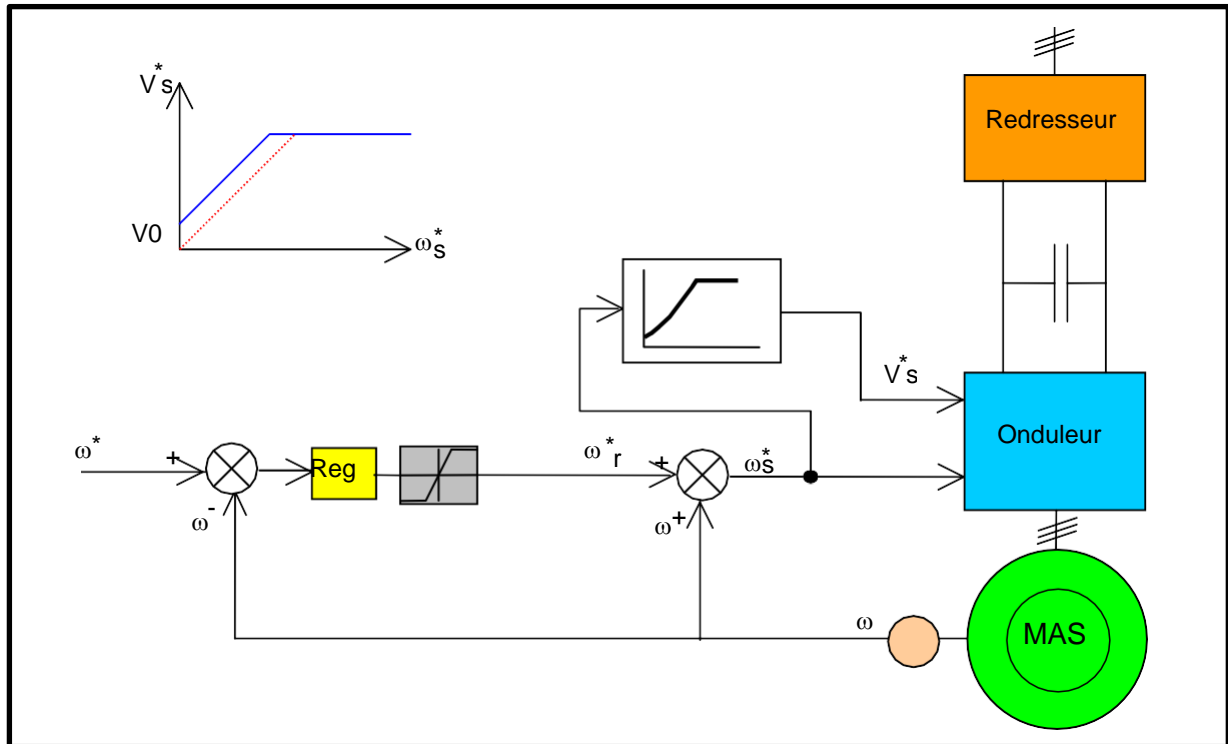


Figure III.1: principe de la commande scalaire.

Le schéma de commande ci-dessus (Figure (III.1)) présente la manière de réguler la vitesse de la machine en reconstituant la pulsation statorique à partir de la vitesse et de la pulsation rotorique.

### III.3 Modélisation de la machine asynchrone en régime permanent

Montrer les principes généraux du réglage du couple Machine électromagnétique asynchrone, nous adopterons un modèle de diagramme sinusoïdal permanent utilisant une notation vectorielle complexe. Le contrôle de vitesse plus simple, appelé "V / F", vous permet de modifier largement la vitesse de la machine. Les équations qui calculent le couple et prédisent les points de fonctionnement sont basées sur le modèle "fixe" de la machine. Pour l'équation du modèle de machine, nous supposons les hypothèses du chapitre I.

**III.3.1. Modèle de la machine asynchrone en régime permanent**

Les tensions d'alimentation sont triphasées, on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{as} = V_s \cos(\omega_s t) \\ V_{bs} = V_s \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cs} = V_s \cos(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (III.1)$$

En choisissant de fixer repère d-q au champ tournant à la vitesse angulaire  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  l'équation

(III.1) peut être écrite sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = U_s \cos(\omega_s t - \theta_s) \\ V_{qs} = U_s \sin(\omega_s t - \theta_s) \end{cases} \quad (III.2)$$

En utilisant la notation complexe  $X = X_d + jX_q$ , les grandeurs électriques peuvent se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = V_{ds} + jV_{qs} = R_s(I_{ds} + jI_{qs}) + \frac{d}{dt}(\overline{\phi}_{ds} + j\overline{\phi}_{qs}) - \omega_s(\overline{\phi}_{qs} - j\overline{\phi}_{ds}) \\ \overline{V}_r = V_{dr} + jV_{qr} = R_r(I_{dr} + jI_{qr}) + \frac{d}{dt}(\overline{\phi}_{dr} + j\overline{\phi}_{qr}) - \omega_r(\overline{\phi}_{qr} - j\overline{\phi}_{dr}) \end{cases} \quad (III.3)$$

D'où

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d}{dt} \overline{\phi}_s + j \omega_s \overline{\phi}_s \quad (III.4)$$

$$\overline{V}_r = R_r \overline{I}_r + \frac{d}{dt} \overline{\phi}_r + j \omega_r \overline{\phi}_r \quad (III.5)$$

En régime permanent on a :

$$\frac{d}{dt} \overline{\phi}_s = 0, \quad \frac{d}{dt} \overline{\phi}_r = 0 \quad (III.6)$$

Par conséquent l'équation s(III.5) et (III.6) devient :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d}{dt} \overline{\phi}_s + j \omega_s \overline{\phi}_s \\ \overline{V}_r = R_r \overline{I}_r + \frac{d}{dt} \overline{\phi}_r + j \omega_r \overline{\phi}_r = 0 \end{cases} \quad (III.7)$$

Équation de flux magnétique

$$\begin{cases} \overline{\phi}_s = L_s \overline{I}_s + M_{sr} \overline{I}_r \\ \overline{\phi}_r = L_r \overline{I}_r + M_{sr} \overline{I}_s \end{cases} \quad (III.8)$$

En utilisant les équations (III.7) et (III.8) on peut écrire les grandeurs électriques :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \bar{I}_s + j\omega_s M_{sr} \bar{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s L_r \bar{I}_r + j\omega_s M_{sr} \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

### III.3.2 Schéma électrique équivalent de la Mas

Les équations (III.9) peuvent être représentées par le schéma électrique équivalent suivant :

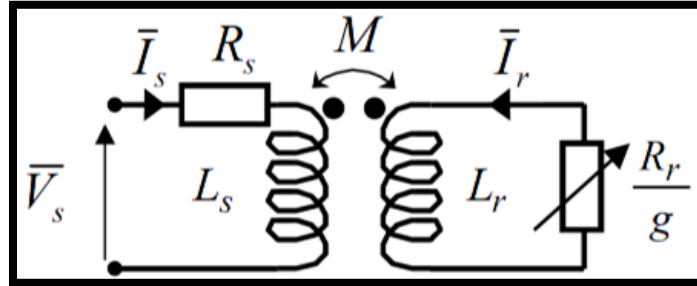


Figure III.2: Schéma par phase en régime permanent

On peut ramener ce schéma au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor ( $N_r \omega_s$ ) :

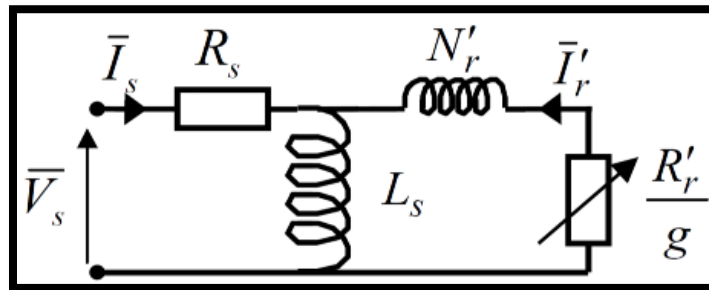


Figure III.3: schéma équivalent au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor

Avec :

$$\begin{cases} N_r = \sigma L_r = L_r - \frac{M}{L_s} \\ N'_s = N_r \left( \frac{L_s}{L_m} \right)^2 \\ R'_r = R_r \left( \frac{L_s}{L_m} \right)^2 \\ \bar{I}'_r = \left( \frac{L_m}{L_s} \right) \bar{I}_r \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

### III.3.3 Expression de Couple

Le couple (en régime permanent) de la machine asynchrone, sera donné par :

$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} = \frac{P_{em} - \Delta P_{JR}}{\Omega} \quad (III.11)$$

Avec :

$$P_{em} = \frac{\Delta P_{JR}}{g} = 3 \cdot \frac{R'_r}{g} I_r'^2 = 3 \cdot \frac{R_r}{g} I_r^2$$

$$\Delta P_{mec} = 0, \Delta P_{fer} = 0$$

$$C_e = \frac{P_{em} - g \cdot P_{em}}{\Omega} = \frac{P_{em}(1 - g)}{\Omega} = \frac{P_{em}(1 - g)}{\Omega_s(1 - g)}$$

$$C_e = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = 3 \cdot \frac{P}{\omega_s} \cdot \frac{R'_r}{g} \cdot I_r'^2$$

On négligeant la résistance statorique  $R_s$  On aura pour le courant rotorique :

$$I_r'^2 = \frac{V_s^2}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r \cdot \omega_s)^2}$$

D'où :

$$C_e = 3 \cdot \frac{P}{\omega_s} \cdot V_s^2 \cdot \frac{\frac{R'_r}{g}}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r \cdot \omega_s)^2} \quad (III.12)$$

Le couple maximum  $C_{max}$ , est donné lorsque  $\frac{dC_e}{dg} = 0$ , soit :  $\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 = (N'_r \cdot \omega_s)^2$

$$\text{Donc : } C_{max} = \frac{3P}{2N'_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2$$

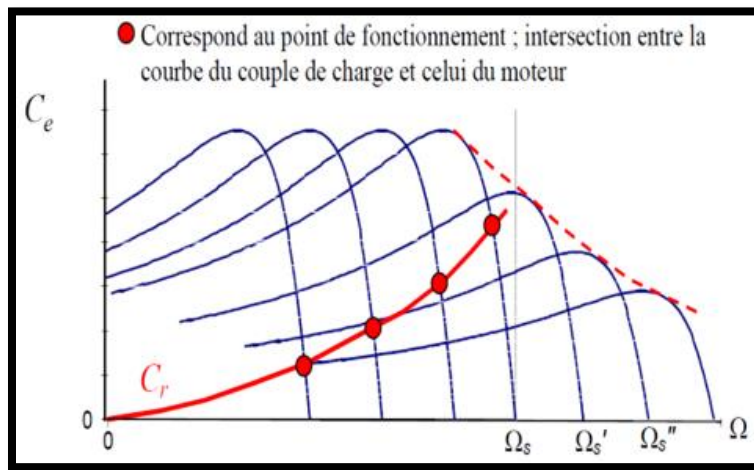
#### II.4 Contrôle en V/F de la machine asynchrone :

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 s'écrit :

$$C_{max} = \frac{3p}{2N'_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \quad (III.13)$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique. En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique,

on déplace la courbe du couple électromagnétique (en régime quasi-statique) de la machine asynchrone

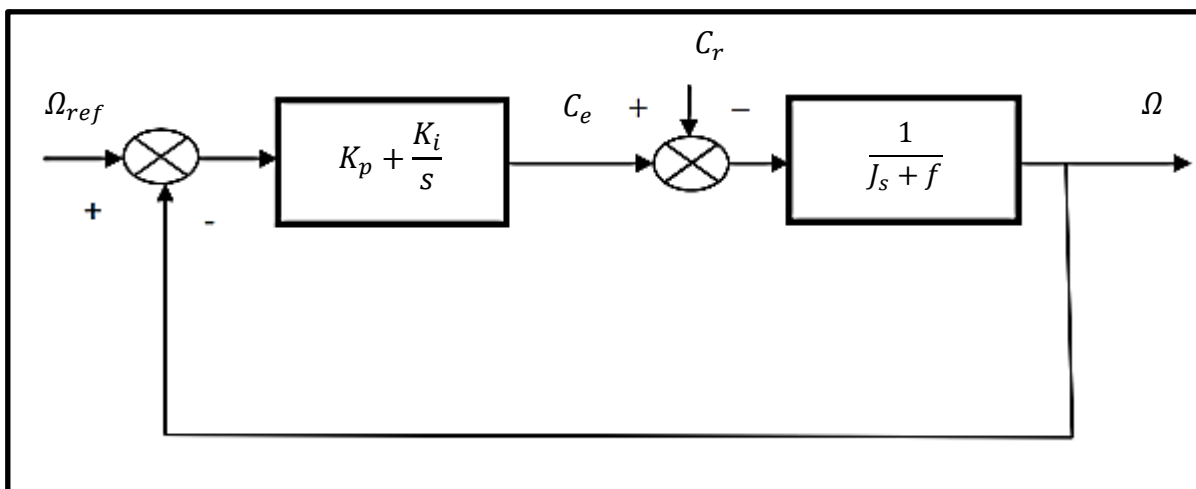


**Figure III.4:** Déplacement de la caractéristique Couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation

### III.5 Calcul de régulateur

#### III.5.1 Régulateur de vitesse avec PI

La régulation de la vitesse mécanique est réalisée à l'aide du régulateur PI. Le régulateur PI permet de contrôler la rapidité de la MAS et l'élimination de l'erreur statique en position. En effet l'objectif de la régulation est que le rotor atteigne la vitesse de référence en un temps donné. La dynamique désirée du système régulé en boucle fermée assure aussi sa stabilité. Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (III.5) suivante :



**Figure III.5:** schéma-bloc de régulation de vitesse

## Chapitre III : Application de la commande scalaire (V/F)

---

L'équation  $\Omega(s)$  est défini par :

$$\Omega(s) = \frac{1}{J_s + f} (C_e - C_r) \quad (\text{III.12})$$

$$\Omega = \frac{1}{J_s + f} \left( K_P + \frac{K_i}{s} \right) (\Omega_{ref} + \Omega) - \frac{1}{J_s + f} C_r \quad (\text{III.13})$$

Soit :

$$\Omega = \frac{k_p s + K_i}{J_s^2 + (K_p + f)s + K_i} \Omega_{ref} - \frac{s}{J_s^2 + (K_p + f)s + K_i} C_r \quad (\text{III.14})$$

L'équation caractéristique (de poursuite et de régulation) possède une dynamique du 2eme ordre.

En poursuite ( $C_r = 0$ ) on écrira :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{\frac{K_P}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{(K_P + f)}{K_i} s + 1} \quad (\text{III.15})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique 2 ordre, dont la forme canonique normalisée:

$$G(s) = \frac{1}{\frac{1}{W_n} s^2 + \frac{2\xi}{W_n} s + 1} \quad (\text{III.16})$$

Par comparaison on obtient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{W_n} \\ \frac{(K_P + f)}{K_i} = \frac{2\xi}{W_n} \end{array} \right. \quad (\text{III.17})$$

Avec :

$\xi$  : Coefficient d'amortissement

Tr5% : Temps de réponse (s)

$W_n$  : Fréquence propre d'oscillation  $w_n = \frac{3}{\xi * \text{tr}5\%}$

$$\left\{ \begin{array}{l} K_i = W_n * J \\ K_P = \frac{2\xi * K_i}{W_n} - f \end{array} \right. \quad (\text{III.18})$$



### III.6 Simulation de la commande scalaire de la MAS:

Une fois le modèle mathématique du notre moteur asynchrone ainsi que son alimentation est établi, nous pouvons aborder à la simulation de notre commande scalaire en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink, et en faisant plusieurs tests puis on visualise ces résultats.

Nous avons simulée la machine asynchrone pilotée par un contrôle scalaire et alimentée par un onduleur de tension à MLI. La simulation est faite en plusieurs mode de fonctionnement à savoir : à vide, en charge, et avec la variation de la vitesse de rotation.

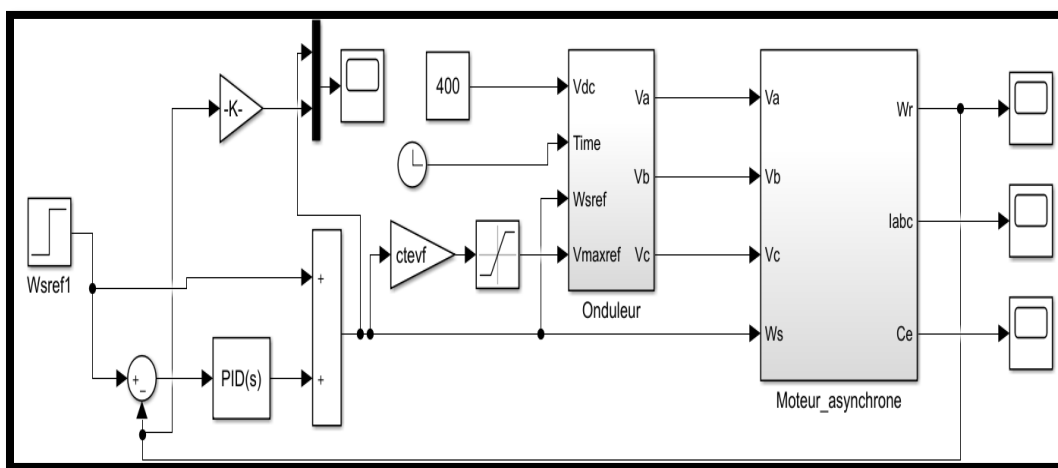


Figure III.6: Modèle Matlab/Simulink de la commande scalaire de la machine Asynchrone

#### III.6.1 Interprétation des résultats :

##### 1<sup>ère</sup> test à vide

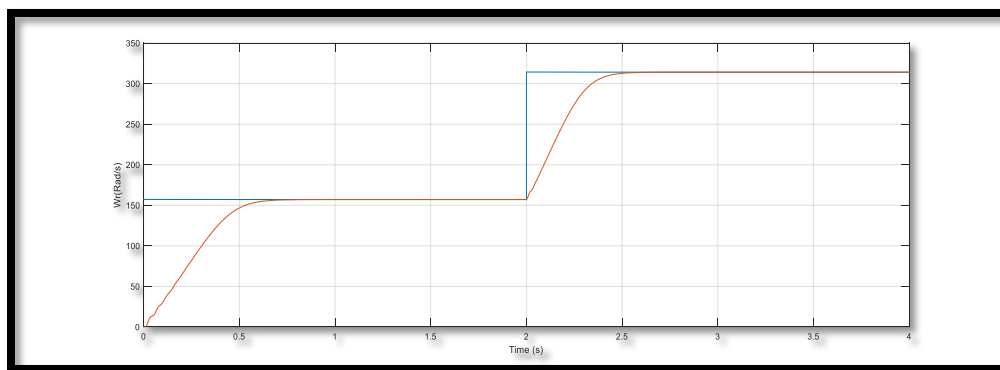
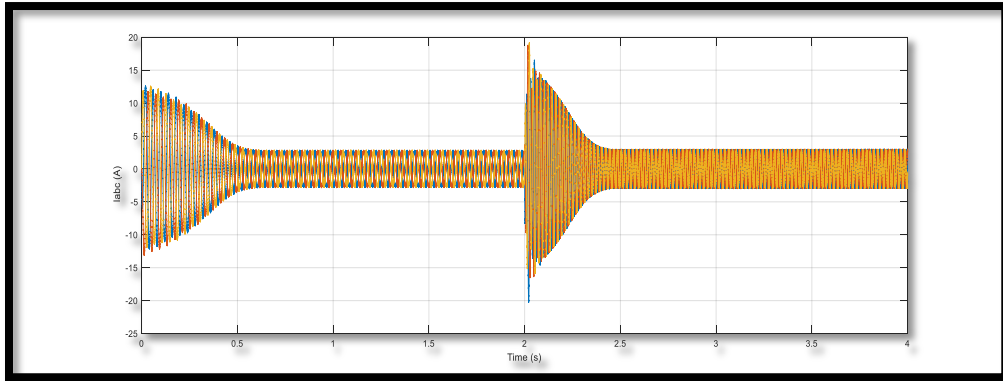
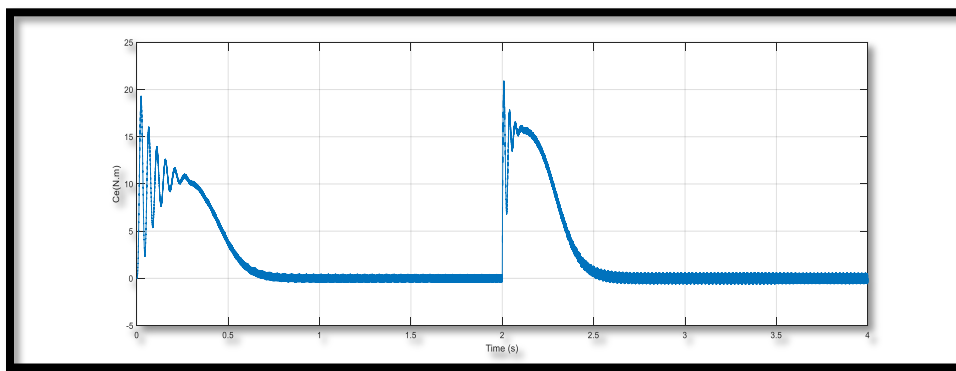


Figure III.7: Vitesse mesurée et vitesse de référence



**Figure III.8:** Les courants statoriques  $I_{abc}$



**Figure III.9:** Couple du moteur

### Interprétation des résultat du 1<sup>ère</sup> test :

la figure III.7 illustre l'allure de la vitesse , on remarque que la vitesse suit sa consigne avec erreur statique presque nulle

la figure III.8 et la figure III.9 nous présentent respectivement l'allure des courants statoriques et le couple électromagnétique . pour ces deux dernières on remarque que, ils subissent à des grands pics due aux variations brusques de la vitesse.

2<sup>ème</sup> test en charge :

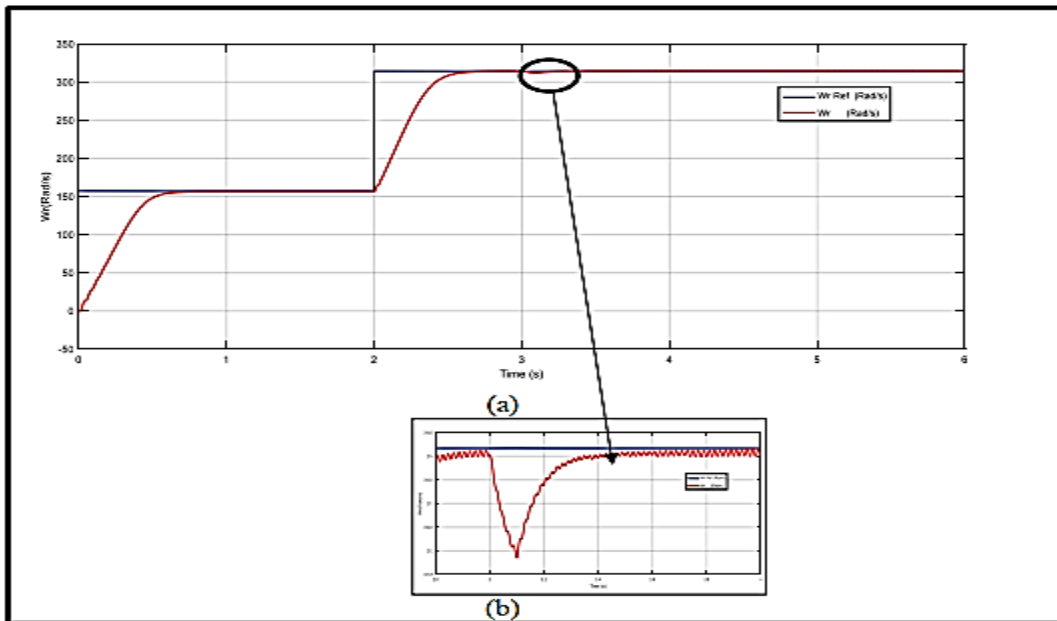


Figure III.10: (a) Vitesse de la rotation et la vitesse du référence (Rad/s) (b) Zoom de la vitesse ( $t=2.8s-t=3.4s$ )

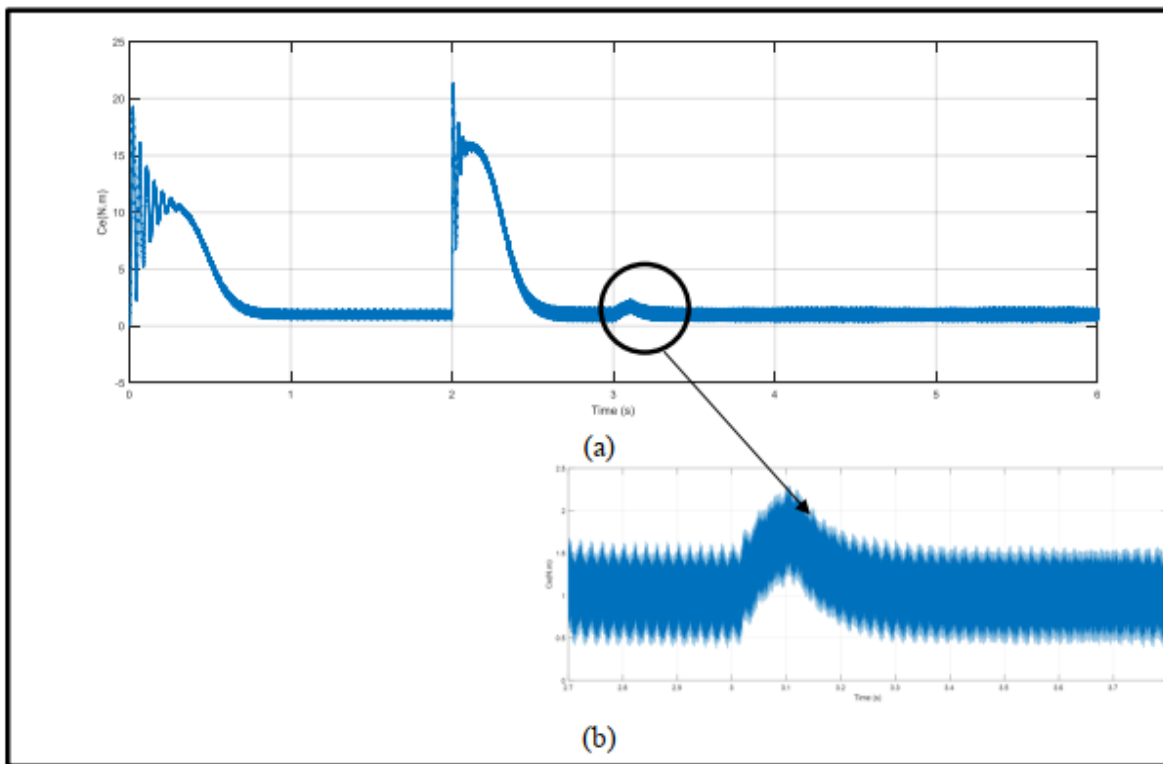
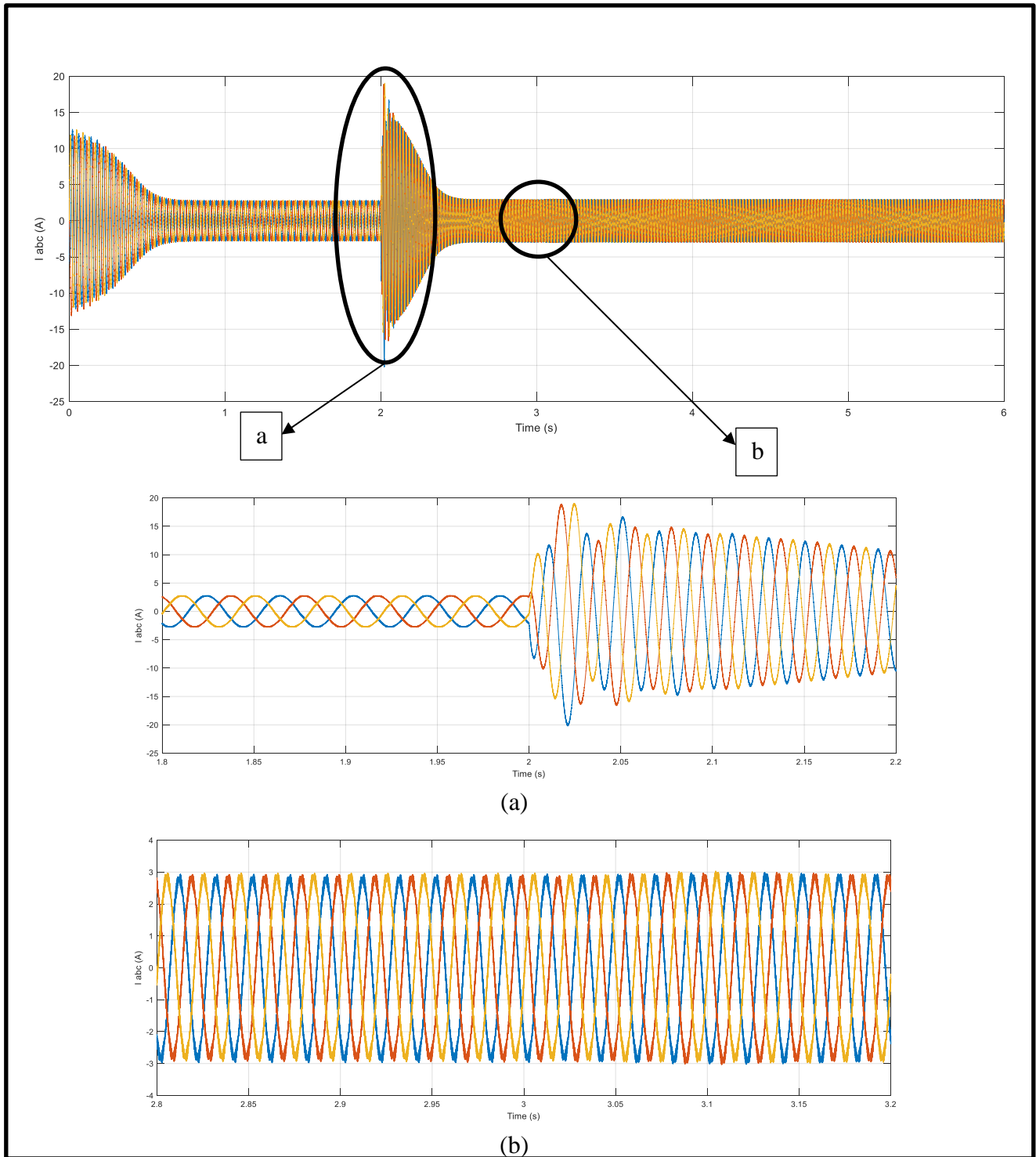


Figure III.11 : (a) couple du moteur (N.m), (b) Zoom du couple ( $t=2.7s-t=3.4s$ )



**Figure III.12 :** Les courants statoriques  $I_{abc}$  (a)-Zoom a (1.8s-2.2s) (b)-Zoom a (2.8s-3.2s)

### Interprétation des résultat du 2<sup>ème</sup> test :

Pour cet essai, on a présenté les mêmes grandeurs que le test précédent avec un couple  $C_r=2N.m$ , et on remarque que la vitesse est suivie très bien sa référence en échelon comme le montre la figure III.10

Les courants  $I_{abc}$  et le couple  $C_{em}$  respectivement présentés dans les figures III.11 et III.12 sont plus grands et subissent à des pics plus importants que le test à vide, et cela est due au fait que la machine est chargée. Les courants statoriques sont de forme sinusoïdale avec présence des harmoniques qui sont dues au fait de l'onduleur par la technique MLI, et la dynamique du couple est faible, et sa réponse est lente en régime transitoire, parce qu'il est basé aux des lois au régime permanent

### III.7 Conclusion

La technique étudiée dans ce chapitre permet d'assurer le rapport  $v/f$  constant c'est-à-dire le flux au niveau de la machine reste maintenir ,donc ces conditions arrivent à un couple disponible toujours sera constant ,cette technique basée sur un modèle en régime permanent ,nécessite seulement un capteur de vitesse ,et elle est plus de stabilité mais elle est pas valable au régime transitoire ,et pour les grande vitesse ,si on dépasse la vitesse nominale ,et aussi si la machine tourne à faibles vitesse vu que pour des faibles fréquences, la machine nécessite une tension limite pour démarrer.

Dans les tests réalisés avec le profil imposé, on a remarqué la présence de l'erreur statique (test en charge), et pour éviter et diminuer ce dernier, nécessite d'utilisation des régulateurs PI classiques.

# **Conclusion Générale**

## Conclusion générale

---

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'étude des performances d'une machine asynchrone triphasée commandée par une commande scalaire, la commande scalaire est facile à réaliser l'idée de base de ce mémoire a été élaborée suivant les raisons précitées.

La machine asynchrone est un système électromécanique permettant la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique (mode générateur) et la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique (mode moteur).elle est composé d'une partie fixe appelée stator et une partie tournante appelée rotor.

La modélisation de la machine asynchrone est nécessaire pour déterminer avec précision les limites de son fonctionnement et son comportement dynamique. Elle est aussi utile pour sa conception et de lui concevoir une commande à haute performances.

Lorsque la machine asynchrone est alimentée a partir d'un onduleur de tension, qui permet la génération d'ondes de tensions sinusoïdales d'amplitude et de fréquence variable a partir d'une source de tension continue. En effet, il existe différentes stratégies pour contrôler la grandeur et la fréquence de tension de sa sortie et ainsi contrôler la vitesse et le couple de la machine asynchrone.

Dans notre étude, on a réalisé la stratégie de la commande scalaire qui se base sur le principe de  $V/f = Cst$ , par conséquent maintenir le flux statorique dans la machine.

Quelques avantages peuvent être énumérés pour cette technique, à savoir sa simplicité de réalisation, de dimensionnement et sa facilité en terme d'exécution. Par contre, elle donne de bons résultats en régime permanent, mais manque de performances lors des régimes transitoires, elle présente l'inconvénient d'augmenter le temps de réponse du système. Et aussi, lors de son fonctionnement à grande vitesse le flux ne peut être maintenu constant par raison de la limitation de la tension du bus continu. Ce qui nous conduit à décharger la machine pour qu'elle ne décroche pas.

En conclusion, la commande scalaire est utilisée donc dans le monde industrielle, on applique toujours les variateurs de vitesse qui basé sur le principe de la commande scalaire, car c'est la solution la moins couteuse si de bonnes performances dynamiques ne sont pas exigées.

En perspectives et pour plus de fiabilité a notre travail, on propose de mettre en œuvre cette commande avancée et un régulateur intelligent basé sur les techniques artificielles tel que la logique floue, les réseaux de neurones . . . etc.

# **Les références bibliographiques**



## Les références bibliographiques

---

- [1] : Fiche technique du constructeur Alstom, sur le site alstom.com, archivé par wikiwix.
- [2] : **Robert Chauprade, Francis Milsant**, Commande électronique des moteurs à courant alternatif – À l'usage de l'enseignement supérieur, écoles d'ingénieurs, facultés, CNAM, Paris, éd. Eyrolles, coll. « Ingénieurs EEA », France 1980,200 p., p. 86-92.
- [3] : Mr. MOKHTARI BRAHIM « MODELISATION ET SIMULATION D'UNE GENERATRICE ASYNCHRONE EN SATURATION » PROJET DE FIN CYCLE Université Kasdi Merbah–Ouargla
- [4] : Gilles Desbiens. MACHINES À INDUCTION BOBINÉES SUR DENTS. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2003. Français.
- [5] Dr Zakaria, M.brahime, « Modélisation et simulation d'une génératrice asynchrone on saturation », thèse de doctorat, Université kasdimerbah Ouargla.
- [6] : Jean-Paul Louis, "Modélisation des machines électriques en vue de leur commande ", concepts généraux, Génie Electrique.
- [7] : A. Hamadou & A. Nessissen, “ Modélisation numérique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil ”, Mémoire de Master, Université Djilali Bounaama – Khemis Miliana, 2015.
- [8] : Dr Choib Labiod, «Modélisation dynamique des machines asynchrones», cours 2ème Année Master, 2021/2022, Université Hemma Lakhdar El Oued.
- [9]-BOUKAROURA Abdelkader, « Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond-Graph », Magister en électrotechnique, Université Ferhat Abbas de Sétif 2009.
- [10] : Brahim Mohamed el Amine, Babah Azmi, « commande par mli vectorielle d'un onduleur alimentant un moteur a cage», Mémoire fin d'étude , Université de M'sila, 2008
- [11] : Bruno Gaidon, « Les Onduleurs pour Systèmes Photovoltaïques Fonctionnement, Etat de l'Art et Etude des Performances »,Rapport, Août 2007
- [12] : SEHILI Miloud, GUEDDOUDJ Ettayeb, « Amélioration de l'alimentation du moteur asynchrone l'utilisation de l'onduleur MLI» Mémoire de Fin d'Etudes, Université de ,2005.

## Les références bibliographiques

---

- [13] : Bezzalla Amel, Mohamdi Souad, « Commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimenté un moteur à cage (étude de comparative entre la modulation à séquence Alignée à droit et celle à séquence symétrique) », Mémoire de Fin d'études, Université de M'sila, 2009.
- [14] : Dr Choiaib Labiod, «Modélisation de l'association convertisseurs-machines-modélisation et simulation des systèmes électromécaniques», cours 2ème Année Master, 2021/2022, Université Hemma Lakhdar El Oued.
- [15] Mémoire De Fin D'études Mr: A. Haddoun.modélisation Et Commande D'un Onduleur Mli
- [16] : Sakharuk, T., et al., *Modeling of PWM inverter-supplied AC drives at low switching frequencies*. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2002. **49**(5): p. 621-631
- [17] : Berkoune, K., *Approche mathématique pour la modulation de largeur d'impulsion pour la conversion statique de l'énergie électrique: application aux onduleurs multiniveaux*, 2016, Université Paul Sabatier-Toulouse III.
- [18] : Tedjini, H., Y. Meslem, and M. Rahli, *Contrôle non linéaire avancé du redresseur MLI triphasé en absorption sinusoïdale de courant*. Acta Electrotehnica, 2008. **49**(3): p. 231-300.
- [19] : LE MOIGNE, P., P. DELARUE, and S. FERNANDEZ, *Modulation naturelle par hystérésis d'un onduleur de tension triphasé 2 niveaux*.
- [20] : Benaïdja, N., *Identification et commande de la machine asynchrone par les techniques du softcomputing*, 2018.
- [21] : Le Moigne, P., P. Delarue, and S. Fernandez. *Modulation par hystérésis de courant à mémoire d'état d'un onduleur triphasé deux niveaux-comportement électrique*. in *Symposium de Génie Électrique 2014*. 2014.
- [22] : Hamid Chaikhy , «Contribution au développement et à l'implantation des stratégies de commandes évoluées des machines asynchrones », Thèse de doctorat, université HASSAN IICASABLANCA,2013

## Les références bibliographiques

---

- [23] : A.Habbadi, 'Commande Numérique d'une Machine Asynchrone Alimentée Onduleur de Tension MLI', Mémoire de Doctorat, 2000.
- [24] : Caron, J. P.; Hautier, J. P., Modélisation et commande de la machine asynchrone, Ed Technip, 1995, 279p.
- [25] : Miloudi, A., *Etude et conception de régulateurs robustes dans différentes stratégies de commandes d'un moteur asynchrone*, 2006, PhD Thesis, University of Mohamed Boudiaf of Oran, Algeria.

# **Les annexes**

**Annexe 1 :**

Les paramètres de la simulation de moteur asynchrone à cage sous MATLAB/simulink

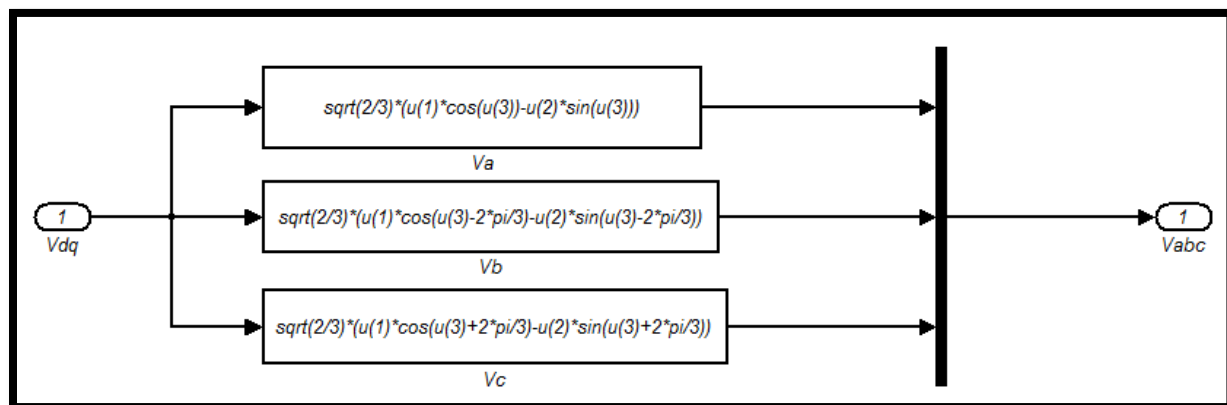
```

clc
clear all
Rr=3.805;
J=0.031;
f=0;
p=2;
Rs=4.85;
M=0.258;
Ls=0.274;
Lr=0.274;
R=[Rs 0 0 0 ; 0 Rs 0 0 ; 0 0 Rr 0 ; 0 0 0 Rr]
L=[Ls 0 M 0 ; 0 Ls 0 M ; M 0 Lr 0 ; 0 M 0 Lr]
A1=[0 -Ls 0 -M ; Ls 0 M 0 ; 0 0 0 0 ; 0 0 0 0]
A2=[0 0 0 0 ; 0 0 0 0 ; 0 -M 0 -Lr ; M 0 Lr 0]
T=[2/3 -1/3 -1/3; -1/3 2/3 -1/3; -1/3 -1/3 2/3]
    
```

Programme de modèle du moteur

**Annexe 2 :**

Le schéma bloc de transformation l'inverse de park de moteur sous MATLAB/simulink :



Bloc de transformation Park inverse

### Annexe 3 :

Les paramètres de la simulation d'une commande scalaire du moteur sous MATLAB/simulink :

```
clc
clear all
Rr=3.805;
J=0.031;
f=0;
p=2;
Rs=4.85;
M=0.258;
Ls=0.274;
Lr=0.274;
R=[Rs 0 0 0 ; 0 Rs 0 0 ; 0 0 Rr 0 ; 0 0 0 Rr]
L=[Ls 0 M 0 ; 0 Ls 0 M ; M 0 Lr 0 ; 0 M 0 Lr]
A1=[0 -Ls 0 -M ; Ls 0 M 0 ; 0 0 0 0 ; 0 0 0 0]
A2=[0 0 0 0 ; 0 0 0 0 ; 0 -M 0 -Lr ; M 0 Lr 0]
T=[2/3 -1/3 -1/3; -1/3 2/3 -1/3; -1/3 -1/3 2/3]
vdc=300;
L=[0.01 0 0; 0 0.01 0; 0 0 0.01]
R=[1 0 0; 0 1 0; 0 0 1]
Vs=240
fre=50
ctevf=240/(50*2*pi)
fpr=5000
```

Programme de la simulation de la commande

### الملخص:

مع تقدم إلكترونيات الطاقة وتطوير تقنيات التحكم الرقمي، تم اقتراح العديد من الطرق للتحكم في آلات التيار المتردد. الهدف من هذا العمل هو اقتراح طريقة تحكم تعتمد على تطوير عنصر تحكم عددي (V / F) مرتبط بمدرج تعديل عرض النبضة MLI. من أجل التحكم في السرعة وتثبيت قيمة عزم الدوران للألة غير المتزامنة على نطاق تشغيل واسع. أثبتت النتائج التي تم الحصول عليها في المحاكاة العددية أنها جد مرضية من حيث الأداء الديناميكي نظرًا لتعقيد آلات التيار المتردد وإثبات فعالية طريقة التحكم المقترحة. يتم إجراء المحاكاة باستخدام MATLAB SIMULINK.

**الكلمات المفتاحية:** محرك غير متزامن، عاكس PWM، تحكم عددي، تحكم في الحلقة المغلقة

### Résumé :

Avec les progrès de l'électronique de puissance et le développement des technologies numériques de commande, plusieurs structures de contrôle pour les machines à courant alternatif ont été proposées, L'objectif de ce travail consiste à proposer une méthodes de commande basée sur l'élaboration d'une commande scalaire (V/F), associée à un onduleur à modulation de largeur d'impulsion "MLI". Afin de contrôler la vitesse et de maximiser le couple de la machine asynchrone sur une large plage de fonctionnement. Les résultats obtenus en simulation numérique sont avérées satisfaisants en matière de performances dynamiques compte tenu de la complexité des machines à courant alternatif et, démontrant l'efficacité de la méthode de contrôle proposée. La simulation est effectuée sous MATLAB SIMULINK

**Les mots clés :** Moteur asynchrone, onduleur à MLI, commande scalaire, commande en boucle fermé.

### Abstract:

With the progress of power electronics and the development of digital control technologies, several control structures for alternating current machines have been proposed. The objective of this work is to propose a control method based on the development a scalar control (V/F), associated with a "MLI" pulse width modulation inverter. In order to control the speed and maximize the torque of the asynchronous machine over a wide operating range. The results obtained in numerical simulation have proven to be satisfactory in terms of dynamic performance given the complexity of alternating current machines and, demonstrating the effectiveness of the proposed control method. The simulation is performed under MATLAB SIMULINK

**Key words:** Asynchronous motor, PWM inverter, scalar control, closed loop control.