

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE Technologie  
DEPARTEMENT Electronique  
N° :



FILIÈRE : Electronique  
OPTION : Instrumentation.

**Mémoire présenté pour l'obtention  
Du diplôme de Master Académique**

Par:

**Yahi Bouchra et Hamoudi Hadjer**

THÈME

*Commande floue adaptative indirecte basée sur  
l'identification inverse appliquée sur la machine  
asynchrone pentaphasée*

**Soutenu devant le jury composé de :**

Mr. DJERIOUI MOHAMED	Université M <sup>ed</sup> Boudiaf –M'sila	Président
Mme. FODIL MALIKA	Université M <sup>ed</sup> Boudiaf –M'sila	Rapporteur
Mr. MEZAACHE HATEM	Université M <sup>ed</sup> Boudiaf –M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2021 /2022**

## Résumé :

L'étude et la commande de la machine asynchrone constitue à l'heure actuelle une des préoccupations majeures des chercheurs dans le domaine. Par rapport à la machine à courant continu, cette machine présente beaucoup d'avantages en termes de performances dynamiques, de longévité ainsi que sa capacité de supporter les surcharges, ce qui justifie son utilisation dans divers milieux industriels, entre autres, la traction électrique.

Néanmoins, le nombre réduit de phases peut être un handicap dans des domaines particuliers d'applications, telle que la traction ferroviaire, la propulsion navale, l'automobile et l'aérospatiale. Donc l'augmentation du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné.

Pour la commande de ce type de machine, on propose dans ce travail une nouvelle commande qui combine l'étude de l'adaptabilité à l'incertitude ce qui dérive les régulateurs flous adaptatifs. Cette étude vise la commande floue adaptative indirecte basée sur l'identification inverse.

**Mots clés :** modélisation de la Machine Pentaphasée, Régulateur adaptative, Commande floue...

## ملخص:

تعد دراسة الآلة غير المتزامنة حالياً والتحكم فيها أحد الاهتمامات الرئيسية للباحثين في هذا المجال. بالمقارنة مع آلة التيار المباشر، تتمتع هذه الآلة بالعديد من المزايا من حيث الأداء الديناميكي وطول العمر بالإضافة إلى قدرتها على تحمل الأحمال الزائدة، مما يبرر استخدامها في بيئات صناعية مختلفة، بما في ذلك، الجر الكهربائي.

ومع ذلك، يمكن أن يكون العدد المنخفض من المراحل عائقاً في مجالات معينة من التطبيق، مثل الجر بالسكك الحديدية، والدفع البحري، والسيارات، والفضاء. لذا فإن الزيادة في عدد المراحل تسمح بتقسيم الطاقة وبالتالي تقليل الفولتية المحولة عند تيار معين.

من أجل التحكم في هذا النوع من الآلات، نقترح في هذا العمل عنصر تحكم جديد يجمع بين دراسة القدرة على التكيف مع عدم اليقين الذي يستمد منه المنظّمون الغامض التكيفي. تهدف هذه الدراسة إلى التحكم في الضبابية التكيفية غير المباشرة على أساس التحديد العكسي.

**الكلمات المفتاحية:** نمذجة الآلة الخماسية، المنظم التكيفي، التحكم الضبابي



## **Remercîment**

On tient à remercier le bon dieu le tout puissant de nous avoir donné la force, le courage et la patience pour venir à bout de ce travail.

On tient à exprimer nous plus vifs remerciements envers notre promoteur **Fodil Malika**

Pour le thème qu'il a proposé, il nous a guidés dans notre parcours. Il a été d'une patience remarquable aux lacunes rencontrées durant notre travail.

Nous tenons aussi à remercier les membres de jury qui ont acceptée d'examiner et d'évaluer notre travail



Je dédie cet humble travail, tout d'abord à ma mère, le flambeau de ma vie, à qui Il a tout fait pour ma réussite, sa gentillesse, sa présence, ses sacrifices Encourager.

A mon père, le premier homme de ma vie, la lumière qui m'a toujours guidé vers la droite route.

À mon encadreur Fodil Malika

A mes chères soeurs Asma, Rahma

À mon Binôme hadjer

À mon chers Ibtihal, Hanine

À ma fidèle amie Wafaa,

Et enfin, à tous ceux qui m'ont aidé dans travail, en particulier mon cher mari



Yahi Bouchra



Je dédie ce modeste travail :

À mes très chers parents, que dieu les garde et les protèges pour leurs soutien moral, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.

À mon encadreur Fodil Malika

À tous ceux qui m'ont aidé dans ce travail, en particulier Farouk, kouthier

À mon Binôme Bouchra

À mes Sœurs RIMA, chayma

À tout ma famille

À tous mes amies Ayat, Aya, Amina, Nesrin

À mon cher wissal

À Tous mes amis des groupes Voice loves (tajamae almobdiein)

Hadjer Hamoudi



# ***Tables des Matières***

# Tables des Matières

Introduction Générale .....	1
-----------------------------	---

## Chapitre I Modélisation de la Machine synchrone pentaphasée

I.1 Introduction .....	3
I.2 Description de la machine asynchrone penta phase.....	3
I.3 Modélisation de la MASP dans la base naturelle .....	4
I.3.1 Équations de la MASP.....	4
I.4 Modélisation de la MASP dans la base de découplage.....	7
I.4.1 Matrice de changement de base.....	7
I.4.2 Choix de repère d, q.....	9
I.4.3 Transformation de PARK.....	9
I.4.3.1 Equations mécaniques.....	12
I.5 Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone pentaphasée .....	12
I.6 Conclusion.....	13

## Chapitre II Association Onduleur- Machine Asynchrone pentaphasée

II.1 Introduction .....	14
II.2. Modélisation de l'onduleur de tension .....	14
II.2.1 Définition.....	14
II.2.2 Système d'alimentation.....	14
II.2.3 Réseau triphasé.....	15
II.2.4 Redresseur triphasé.....	15
II.2.5 Filtre R.L.C.....	16
II.3 Alimentation avec l'onduleur.....	17
II.3.1 Structure de l'onduleur.....	17
II.3.2 Hypothèses.....	18
II.3.3 Fonction de conversion.....	18
II.3.4 Tensions simples de l'onduleur.....	18
II.4 Principe des stratégies de commande .....	19
II.5 Différentes stratégies de commande.....	19
II.5.1 Commande MLI <<modulation de largeur d'impulsion>>.....	20
II.5.2 Commande en pleine onde.....	21
II.5.3 Commande en courant par hystérésis.....	22
II.5.3.1 Avantages et inconvénients de la commande par hystérésis.....	24
II.6 Conclusion.....	24

## Chapitre III Commande floue adaptative d'une MASP

III.1 Introduction.....	25
III.2 logique floue.....	25
III.2.1 Définition et le principe.....	26
III.2.2 But de commande floue.....	26
III.2.3 Domaines d'application.....	26
III.3 Notions de base de la logique floue.....	27
III.3.1 Ensembles floue.....	27

III.3.2 Variables linguistiques.....	28
III.3.3 Fonctions d'appartenance .....	28
III.4 Structure d'une commande par logique floue.....	29
III.4.1 L'interface de fuzzification.....	29
III.4.2 Base de règles.....	30
III.4.3 Mécanisme d'inférence .....	30
III.4.4 L'interface de Défuzzification.....	30
III.5 Commande par logique floue de la MASP.....	31
III.6 commande floue adaptative.....	32
III.6.1 Commande adaptative.....	32
III.6.1.1 Principe générale de la commande adaptative.....	33
III.6.1.2 Les approches de commande adaptative.....	33
III.6.1.2.1 Commande adaptative directe (Direct adaptative control).....	33
III.6.1.2.2 Commande adaptative indirecte (Indirect adaptative control).....	34
III.7 Commande floue adaptative basée sur l'identification inverse .....	35
III.7.1 Estimation des paramètres du modèle flou.....	35
III.7.2 Calcul de la commande.....	36
III.7.3 Application à la machine asynchrone.....	37
III.8 Conclusion.....	40

## **Chapitre IV Résultats de simulations**

IV.1 Introduction .....	41
IV.2. Alimentation de la MASP par un réseau pentaphasée.....	41
IV.2.1 Résultats de la simulation .....	41
IV.2.2 Interprétations.....	44
IV.3 Alimentation avec l'onduleur.....	44
IV.3.1 Résultats de la simulation.....	44
IV.3.2 Interprétations.....	47
IV.4 Simulation de différentes techniques de commande.....	47
IV.4.1 Commande par logique floue de la MASP.....	47
IV.4.1.1 Résultats de simulations.....	48
IV.4.1.2 Interprétations sur les résultats.....	51
IV.4.2 Commande floue adaptative basée sur l'identification inverse.....	51
IV.4.2.1 les interprétations.....	54
IV.5 Conclusion.....	54
Conclusion général.....	55
Bibliographies.....	57
Annexe	

## *Liste de figures*

## Liste des Figures

### Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone pentaphasée

<b>Figure I.1</b> Représentation schématique d'une machine asynchrone pentaphasée .....	<b>3</b>
<b>Figure I.2</b> Repères d'une machine asynchrone .....	<b>9</b>

### Chapitre II Association Onduleur- Machine Asynchrone pentaphasée

<b>Figure II.1</b> Schéma association Onduleur Machine Asynchrone pentaphasée.....	<b>14</b>
<b>Figure II.2</b> Représentation du redresseur triphasé non commandé.....	<b>15</b>
<b>Figure II.3</b> Représentation du filtre R.L.C passe-bas.....	<b>16</b>
<b>Figure II.4</b> Schéma de principe de l'onduleur de tension pentaphasée.....	<b>17</b>
<b>Figure II.5</b> Principe de la commande MLI.....	<b>21</b>
<b>Figure II.6</b> principe de commande en pleine onde.....	<b>22</b>
<b>Figure II.7</b> Schéma fonctionnel de la commande par Hystérésis.....	<b>22</b>
<b>Figure II.8</b> Représentation de contrôle de courant par la technique à hystérésis.....	<b>23</b>

### Chapitre III Commande floue adaptative d'une MASP

<b>Figure III.1</b> Classification des ensembles flous .....	<b>27</b>
<b>Figure III.2</b> Différentes formes de la fonction d'appartenance .....	<b>29</b>
<b>Figure III.3</b> Synoptique Schéma d'un contrôleur flou. ....	<b>29</b>
<b>Figure III.4</b> Structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MAS .....	<b>31</b>
<b>Figure III.5</b> Schéma de Principe de la commande adaptative. ....	<b>33</b>
<b>Figure III.6</b> Structure de la commande adaptative directe .....	<b>33</b>
<b>Figure III.7</b> Structure de la commande adaptative indirecte .....	<b>34</b>
<b>Figure III.8</b> Structure de la commande floue adaptative basée sur l'identification inverse.....	<b>37</b>
<b>Figure III.9</b> Structure de réglage de vitesse d'un MASP par la méthode de commande floue adaptative indirecte basée sur l'identification inverse.....	<b>39</b>

### Chapitre IV Résultats de la simulation

<b>Figure IV.1</b> Résultats de simulation du comportement dynamique de MASP :	
a) fonctionnement à vide, b) lors d'un démarrage suivi d'une application couple de charge (Cr=10Nm) à l'instant t= [0.5 1.5] seconde.....	<b>43</b>
<b>Figure IV.2</b> Association onduleur-machine :	
a) Fonctionnement à vide, b) Fonctionnement en charge (application d'un couple de charge (Cr=10Nm) à l'instant t= [1.5 3] seconde) .....	<b>46</b>
<b>Figure IV.3</b> Comportement dynamique de la MASP lors d'un démarrage avec variation de charge Cr=10Nm à l'instant t= [0.5 1.5] sec.....	<b>49</b>
<b>Figure IV.4</b> Comportement dynamique de la MASP avec inversion du sens de marche inversion [1000 -1000] l'instant t=1sec.....	<b>50</b>
<b>Figure IV.5</b> Comportement dynamique de la MASP lors d'un démarrage avec variation de charge Cr=10Nm à l'instant t= [0.5 1.5] sec.....	<b>52</b>
<b>Figure IV.6</b> Comportement dynamique de la MASP avec inversion du sens de marche [200 – 200] l'instant t=0.5 sec et [-200 100] l'instant t=1 sec.....	<b>53</b>

# ***Liste de symboles***

# Liste des Symboles

Symbole	Signification
<b>MASP</b>	Moteur Asynchrone Pentaphasée
<b>MLI</b>	Modulation de Largeur d'Impulsions
<b>a, b, c, d, e</b>	Indice des phases statoriques et rotoriques
$\omega_s$	Pulsation électrique statorique.
$\omega_r$	Pulsation électrique rotorique.
$[L_{ss}]$	Matrice inductance statorique.
$[L_{rr}]$	Matrice inductance rotorique.
<b>M</b>	La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique
$[M_{sr}]$	Matrice mutuelle statorique/rotorique.
$L_{ms}$	L'inductance mutuelle au stator.
$L_{mr}$	L'inductance mutuelle au rotor.
$L_{fs}$	Inductance de fuite de phase statorique
$L_{fr}$	Inductance de fuite de phase rotorique
<b>J</b>	Le moment d'inertie de la machine
$[R_s]$	Matrice résistance statorique.
$[R_r]$	Matrice résistance rotorique.
$\Phi_{x,ys}, \Phi_{x,yr}$	Flux statoriques et rotoriques des machine polyphasée
$\Phi_{d,qs}, \Phi_{d,qr}$	Flux statoriques et rotoriques de la machine principal dans la repère tournant
$V_{qs}, V_{qr}$	Les tensions statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q en [V]
$V_{ds}, V_{dr}$	Les tensions statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d en [V]
$V_{x,ys}, V_{x,yr}$	Tension statoriques et rotoriques des machine secondaires dans la base de Concordia
$C_r$	Couple résistant.
$\Omega$	La vitesse de machine
$F$	Coefficient de frottements

$C_e$	Couple électromagnétique.
$s, r$	Indice relatif au stator et rotor respectivement
$V_{as}, V_{bs}, V_{cs}, V_{ds}, V_{es}$	Tension des phases statoriques ( $a, b, c, d, e$ )
$V_{ar}, V_{br}, V_{cr}, V_{dr}, V_{er}$	Tension des phases rotoriques ( $a, b, c, d, e$ )
$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}, i_{ds}, i_{es}$	Courant des phases statoriques ( $a, b, c, d, e$ )
$i_{ar}, i_{br}, i_{cr}, i_{dr}, i_{er}$	Courant des phases rotoriques ( $a, b, c, d, e$ )
$R_s (R_r)$	Résistances par phase du stator (du rotor)
$\phi_{as}, \phi_{bs}, \phi_{cs}, \phi_{ds}, \phi_{es}$	Flux des phases statoriques ( $a, b, c, d, e$ )
$\phi_{ar}, \phi_{br}, \phi_{cr}, \phi_{dr}, \phi_{er}$	Flux des phases rotoriques ( $a, b, c, d, e$ )
$d, q$	Indices des axes, direct et en quadrature respectivement.
$[T]$	Matrice de Concordia.
$[P]$	Matrice de Park.
$\vec{V}_s$	Vecteur tension statorique
$\vec{V}_r$	Vecteur tension rotorique
$\vec{i}_s$	Vecteur courant statorique
$\vec{i}_r$	Vecteur courant rotorique
$\vec{\Phi}_s$	Vecteur flux statorique
$\vec{\Phi}_r$	Vecteur flux rotorique
$p$	Nombre de paires de pôles
$T_r$	Constante de temps rotorique
$\sigma$	Coefficient de dispersion
$\theta$	La position angulaire du rotor par rapport au stator.
$m$	L'indice de modulation.
$N$	Nombre de phases de la machine.
$f_p$	Fréquence de la porteuse.
$r$	Le taux de modulation.
$V_{aN}, V_{bN}, V_{cN}, V_{dN}, V_{eN}$	Tensions simples à la sortie de l'onduleur
$V_{aZ}, V_{bZ}, V_{cZ}, V_{dZ}, V_{eZ}$	Tensions à la sortie de l'onduleur entre les phases ( $a, b, c, d, e$ ) de la charge et le point milieu $z$ de la source

# ***Introduction Générale***

## **Introduction générale**

Les machines asynchrones (triphases) sont les plus utilisées dans l'industrie en raison de leur fiabilité, de leur simplicité de construction, de leurs faibles coûts d'acquisition et de leur robustesse mécanique. Parce qu'ils occupent plus de 80% dans le domaine de la conversion d'énergie électromécanique.

Mais, le faible nombre de phases peut être un handicap dans des domaines particuliers d'applications, notamment dans les systèmes embarqués tels l'automobile et l'avion, Ou les choix des tensions basses et des vitesses élevées impliquent une commutation de forts courants avec des fréquences de commutation élevées au niveau des onduleurs. Ce qui provoque les problèmes de commutation synchronisée des composants, de surdimensionnement et de fiabilité associées. [1]

Par ailleurs, le grand nombre de phases confère intrinsèquement à l'ensemble convertisseur/machine une meilleure fiabilité. Il existe des machines à plusieurs phases intitulées « machines polyphasées ». Ces dernières offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages. En effet, la multiplication du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations du couple, permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer facilement. Enfin, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut. [2]

Dans le domaine de la commande, de nombreuses techniques ont été mises en place pour assurer un réglage de la machine requis. Et qui sont les techniques classiques de PI ou de contrôle PID, caractérisé par une structure simple et de bonnes performances dans certaines conditions ; Au cours de temps, ses applications seront non efficaces, notamment si les processus à commander ont des structures complexes et non-linéaires. De plus, l'application de ces techniques exige la connaissance des différents paramètres du modèle de la machine. Cela peut influencer sur le fonctionnement du processus et peut entraîner une robustesse médiocre face à la variation de ces paramètres et des dépassements importants lors des régimes transitoires [3].

Dans ce contexte, les chercheurs commencent à s'intéresser aux nouvelles approches de commande, où plusieurs stratégies ont été développées, pour résoudre le problème de la complexité

de sa commande. Tels, la commande de la logique floue que pourront être utilisées à bon escient pour son qualité à résorber certains problèmes liées aussi bien aux erreurs de modélisation qu'à la méconnaissance même du modèle du système à commander [4]. Mais malgré cette évolution, ils ont ajouté la technologie de commande adaptative, pour maintenir la même performance avec des différences structurelles importantes, et la description linguistique des connaissances sur les systèmes non linéaires qui il est souvent difficile de surmonter ce problème pour construire une règle fidèle. [5][6][7]

Le travail présenté dans ce mémoire est principalement basé sur l'utilisation de systèmes flous dans la commande floue adaptative, et sur les travaux qui ont déjà été développés dans ce sens. Ce mémoire est scindé en quatre chapitres :

Le premier chapitre, présenter et modéliser la machine asynchrone cinq phases dans la base naturelle puis dans la base appropriée à l'aide des transformations de Concordia et de Park afin de fournir un modèle de la machine et de sa commande.

Dans deuxième chapitre, nous proposons la modélisation de l'onduleur de tension commandé par hystérésis et leur association avec une machine asynchrone à cinq phases.

Le troisième chapitre comporte deux parties. Dans la première partie, nous introduisons les aspects théoriques de la logique floue. Là où nous définirons le concept des ensembles flous, avec l'aspect de la fonction d'appartenance qui sera utilisée pour déterminer le degré d'appartenance pour chaque variable d'entrée linguistique, de plus, nous introduirons la définition de la variable linguistique avec les opérateurs flous utilisés, et pour le réglage de la vitesse de la MASP, nous choisissons un régulateur flou de type Mamdani. Afin d'améliorer encore les performances de MASP, dans la seconde partie nous proposons une nouvelle technique qui est la commande floue adaptative où se situe le but de notre travail.

En dernier chapitre, on expose les résultats de simulation trouvés par le logiciel Matlab.

En fin, nous terminons notre travail, par une conclusion générale qui résume l'ensemble des résultats obtenus dans les chapitres précédents, ainsi que les perspectives envisagées pour d'éventuelles améliorations.

# ***Chapitre I***

## ***Modélisation de la Machine Asynchrone Pentaphasée***

## I.1 Introduction

Une machine polyphasée est composée de  $n$  bobinages déphasés spatialement  $\frac{2\pi}{n}$  alimentés par des tensions déphasées temporellement de  $\frac{2\pi}{n}$ . Ces machines sont caractérisées par un couplage magnétique entre phases [1], [2].

Dans ce chapitre, nous présenter un modèle mathématique simple permettant de simuler le MASP et d'observer en particulier les grandeurs caractérisées ; vitesse de rotation, couple, courant et flux ; en régime transitoire et permanent.

Afin d'obtenir un modèle de machine asynchrone, il faut sélectionner le modèle, déterminer ses paramètres, et enfin effectuer une simulation et vérifier sa validité.

## I.2 Description de la machine asynchrone pentaphasée

L'étude se fait sur la machine asynchrone pentaphasée à cage d'écurieul (type II), elle se constitue de deux parties. Une partie fixe appelé stator, il comporte dans ses encoches du circuit magnétique cinq enroulements qui sont identiques, dont les axes sont distants entre eux afin d'éviter le court-circuit des sources de tension, on adopte la commande complémentaire suivante [3]:

- D'un angle électrique égal à  $2\pi/5$ .
- Augmenter le nombre de phase d'une machine afin de réduire la puissance qui doit transiter par chaque bras de l'onduleur (ou dans la mesure ou la puissance électrique qui est fournie à la machine est fractionnée), les interrupteurs s'en trouvent être de calibre plus faible.

La figure ci-dessous montre les enroulements de la machine asynchrone à 5 phases :

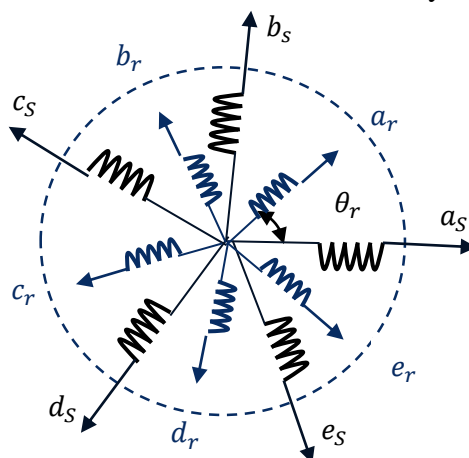


Figure I.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone pentaphasée

## I.3 Modélisation de la MASP dans la base naturelle

Pour étudier le comportement de la machine asynchrone pentaphasée en régime dynamique et permanent, il est nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [11] :

- La force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer uniforme.
- La machine est de constitution symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'effet de l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous négligés.

Dans ce contexte d'hypothèses simplificatrices, nous allons présenter la modélisation de la machine asynchrone pentaphasée.

### I.3.1 Équations de la MASP

Par l'application de la loi de Faraday sur les enroulements statoriques et rotoriques de la machine, avec les enroulements rotoriques sont en court-circuit, le vecteur tension rotorique appliqué est nulle, donc les équations en tension sont représentées comme suit :

$$\begin{cases} \vec{v}_s = [R_s] \vec{i}_s + \frac{d\vec{\phi}_s}{dt} \\ \vec{v}_r = 0 = [R_r] \vec{i}_r + \frac{d\vec{\phi}_r}{dt} \end{cases} \quad \text{I.1}$$

$\vec{i}_s$  : Le vecteur courant statorique,

$\vec{i}_r$  : Le vecteur courant rotorique,

$\vec{\phi}_s$  : Le vecteur flux statorique

$\vec{\phi}_r$  : Le vecteur flux rotorique;

Ils sont écrits de la même manière que  $\vec{v}_s$ ,  $\vec{v}_r$  en fonction des vecteur de la base canonique  $B$ .

- Pour le stator:

$$\begin{cases} V_{as} = R_s \cdot i_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_s \cdot i_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_s \cdot i_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \\ V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ V_{es} = R_s \cdot i_{es} + \frac{d\phi_{es}}{dt} \end{cases} \quad \text{I.2}$$

- Pour le rotor:

$$\begin{cases} V_{ar} = 0 = R_r i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ V_{br} = 0 = R_r i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ V_{cr} = 0 = R_r i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \\ V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ V_{er} = 0 = R_r i_{er} + \frac{d\phi_{er}}{dt} \end{cases} \quad \text{I.3}$$

On pose :

$R_{as} = R_{bs} = R_{cs} = R_{ds} = R_{es} = R_s$ , avec  $R_s$  résistance d'une phase du stator

$R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_{dr} = R_{er} = R_r$ , avec  $R_r$  résistance d'une phase du rotor.

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ V_{ds} \\ V_{es} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ds} \\ i_{es} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \\ \phi_{ds} \\ \phi_{es} \end{bmatrix} \quad \text{I.4}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \\ V_{dr} \\ V_{er} \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \\ i_{dr} \\ i_{er} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{er} \end{bmatrix} \quad \text{I.5}$$

En outre, les expressions des flux statoriques et rotoriques, sous forme matricielle condensée s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabcde} \\ \phi_{rabcde} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcde} \\ i_{abcde} \end{bmatrix} \quad \text{I.6}$$

Tel que :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_{fs} + l_m & l_m \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ l_m \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & l_{fs} + l_m & l_m \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ l_m \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & l_{fs} + l_m & l_m \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ l_m \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & l_{fs} + l_m & l_m \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ l_m \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & l_{fs} + l_m \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_{fr} + l_m & l_m \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ l_m \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & l_{fr} + l_m & l_m \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ l_m \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & l_{fr} + l_m & l_m \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ l_m \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & l_{fr} + l_m & l_m \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ l_m \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & l_m \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & l_{fr} + l_m \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

Avec :

$L_s = L_r$  : Représentent respectivement les matrices d'inductance propres statoriques et rotoriques.

$M_{sr} = M_{rs}$  : Les inductances de couplage entre le stator et le rotor.

$l_{fs} = l_{fr}$  : Représentent respectivement l'inductance de fuite statoriques et rotoriques.

L'équation de mécanique :

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega$$

I.7

Avec :

J : Le moment d'inertie de la machine

$C_e$  : Le couple électromagnétique

$C_r$  : Le couple résistant (couple de la charge)

$\Omega$  : La vitesse angulaire de rotation

$f$  : Coefficient de frottements

Les relations (I.1), (I.6) et (I.7) forment un modèle électromécanique complet d'une machine asynchrone polyphasée, selon les hypothèses de l'étude simplifiée.

La modélisation en fondations naturelles ne permet jamais une formulation simple du modèle. Il faut maintenant modéliser les machines polyphasées sur une base telle que découplage magnétique.

#### I.4 Modélisation de la MASP dans la base de découplage [17]

La modélisation dans la base naturelle rend la machine difficile à étudier, c'est-à-dire, difficile de connaître les grandeurs de sortie de la machine (vitesse, couple, ...etc.). Pour résoudre le problème, un changement de base est nécessaire afin de diagonaliser les matrices inductances puisqu'elles sont circulantes.

La diagonalisation des matrices inductances permet, non seulement d'éliminer le couplage magnétique, mais aussi de faciliter la commande de la machine.

##### I.4.1 Matrice de changement de base

La matrice de Concordia est le passage d'une matrice dans la base naturel à la base découplée représentée comme suit :

$$T = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I.8}$$

Cette matrice a les propriétés suivantes :

- La matrice inverse est la même que sa transposée.
- Les matrices inductances diagonales peuvent s'écrire de la manière suivante :

$$[L]_{\text{daig}} = T \cdot [L] \cdot T^t$$

Pour faciliter l'exploitation du model, il est alors décrit dans la base fixe de Concordia grâce à la matrice de passage T donnée dans l'équation (I.8) [13]. Après le passage dans la base de Concordia et après le calcul, les équations de tension et de flux statoriques et rotoriques deviennent comme suit :

- Au stator :

Pour les équations des tensions statoriques :

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = r_s i_{\alpha s} + \frac{d}{dt} \left[ \left( l_{fs} + \frac{5}{2} l_m \right) i_{\alpha s} + \frac{5}{2} m_{sr} (\cos(\theta) i_{\alpha r} - \sin(\theta) i_{\beta r}) \right] \\ V_{\beta s} = r_s i_{\beta s} + \frac{d}{dt} \left[ \left( l_{fs} + \frac{5}{2} l_m \right) i_{\beta s} + \frac{5}{2} m_{sr} (\sin(\theta) i_{\alpha r} + \cos(\theta) i_{\beta r}) \right] \\ V_{x s} = r_s i_{x s} + \frac{d}{dt} (l_{fs} i_{x s}) \\ V_{y s} = r_s i_{y s} + \frac{d}{dt} (l_{fs} i_{y s}) \end{cases} \quad \text{I.9}$$

Les équations des flux statoriques sont données par :

$$\begin{cases} \phi_{\alpha s} = \left( l_{fs} + \frac{5}{2} l_m \right) i_{\alpha s} + \frac{5}{2} m_{sr} (\cos(\theta) i_{\alpha r} - \sin(\theta) i_{\beta r}) \\ \phi_{\beta s} = \left( l_{fs} + \frac{5}{2} l_m \right) i_{\beta s} + \frac{5}{2} m_{sr} (\sin(\theta) i_{\alpha r} + \cos(\theta) i_{\beta r}) \\ \phi_{x s} = l_{fs} i_{x s} \\ \phi_{y s} = l_{fs} i_{y s} \end{cases} \quad \text{I.10}$$

- Au rotor :

Les équations des tensions rotoriques :

$$\begin{cases} V_{\alpha r} = r_s i_{\alpha r} + \frac{d}{dt} \left[ \left( l_{fr} + \frac{5}{2} l_m \right) i_{\alpha r} + \frac{5}{2} m_{rs} (\cos(\theta) i_{\alpha s} - \sin(\theta) i_{\beta s}) \right] \\ V_{\beta r} = r_s i_{\beta r} + \frac{d}{dt} \left[ \left( l_{fr} + \frac{5}{2} l_m \right) i_{\beta r} + \frac{5}{2} m_{rs} (\sin(\theta) i_{\alpha s} + \cos(\theta) i_{\beta s}) \right] \\ V_{x r} = r_s i_{x r} + \frac{d}{dt} (l_{fr} i_{x r}) \\ V_{y r} = r_s i_{y r} + \frac{d}{dt} (l_{fr} i_{y r}) \end{cases} \quad \text{I.11}$$

Les équations des flux rotoriques :

$$\begin{cases} \phi_{\alpha r} = \left( l_{fr} + \frac{5}{2} l_m \right) i_{\alpha r} + \frac{5}{2} m_{rs} (\cos(\theta) i_{\alpha s} - \sin(\theta) i_{\beta s}) \\ \phi_{\beta r} = \left( l_{fr} + \frac{5}{2} l_m \right) i_{\beta r} + \frac{5}{2} m_{rs} (\sin(\theta) i_{\alpha s} + \cos(\theta) i_{\beta s}) \\ \phi_{x r} = l_{fr} i_{x r} \\ \phi_{y r} = l_r i_{y r} \end{cases} \quad \text{I.12}$$

## I.4.2 Choix de repère d, q

Le choix de repère se fait selon l'objectif de l'application ; On distingue trois choix les plus importants :

- Repère d'axes  $\alpha, \beta$  fixe lié au stator ou repère stationnaire ( $\theta_s = 0$ ). Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique  $\omega_s$ . Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs. [16]
- Repère d'axes  $\alpha, \beta$  lié au rotor ( $\theta_r = 0$ ). Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation rotorique  $\omega_r$ . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement). [16]
- Repère d'axe d, q lié au champ tournant, Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique  $\omega_s$  crée les enroulements du stator. [15]

Pour des raisons de simplifications ; on va choisir comme repère rotatif celui qui est lié au champ tournant en considérant ( $\varphi = \theta_s$ ) pour l'étude de la partie statorique et ( $\varphi = \theta_r$ ) quand il s'agit de la partie rotorique.

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Ce choix permet de prendre en considération la pulsation de glissement entre le rotor et le stator et s'adapte parfaitement à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. La régulation de vitesse de rotation du rotor est une application typique dans ce cas. Le choix d'un type de positionnement du repère de Park dépend généralement des objectifs de l'application considérée [14].

### I.4.3 Transformation de Park

Il faut noter que la machine asynchrone est caractérisée par deux types de repères :

- Un repère statorique (fixe).
- Deux repères rotorique dont l'un est lié au champ tournant et l'autre lié à la partie tournante du rotor.

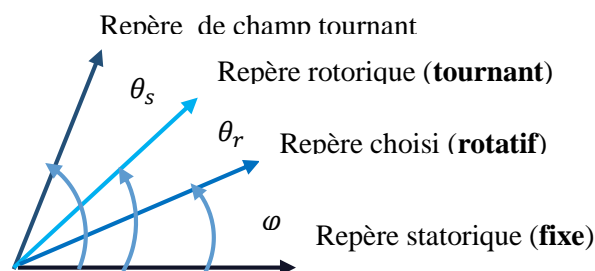


Figure I.3 Repères d'une machine asynchrone

Dans ce cas ; on choisit un repère stationnaire pour que les matrices inductances soient représentées dans un même repère ; décalé d'un angle  $\varphi$  par rapport au repère fixe de la Figure I.1. Par conséquent ; on obtient les matrices diagonales comme suit [12] :

$$[L_s]_{\text{diag}} = \begin{bmatrix} l_{fs} + \frac{5}{2}l_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{fs} + \frac{5}{2}l_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{bmatrix}$$

$$[L_r]_{\text{diag}} = \begin{bmatrix} l_{fr} + \frac{5}{2}l_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{fr} + \frac{5}{2}l_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fr} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}]_{\text{diag}} = \frac{5}{2}m_{sr} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ou :

M : représente l'inductance mutuelle maximale entre un enroulement du stator et un autre du rotor.

La transformation de Park consiste à ramener les enroulements orthogonaux équivalents du repère de Concordia (statique) vers un autre tournant. Cette opération touchant aux grandeurs physiques est effectuée à l'aide de la matrice  $[P]$  qui est donnée par la combinaison de la matrice de Concordia et de la matrice de repère rotatif. [13]

Tel que :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \sin(\varphi) & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\varphi) & \cos(\varphi) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

**I.13**

En multipliant la matrice [R] par la matrice de Concordia on obtient la matrice de passage [P] qui est un repère rotatif décalé par l'angle  $\varphi$ . Cette est connue sous le nom de matrice de Park [12], [13].

$$[P] = [R][T] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{8\pi}{5}\right) \\ -\sin(\varphi) & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{6\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I.14}$$

On note qu'à partir de la troisième ligne de la matrice Park, les composantes ne varient pas avec  $\varphi$ . A cet effet, nous ne prendrons que les deux premières lignes de Matrice Park.

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{8\pi}{5}\right) \\ -\sin(\varphi) & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{6\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{8\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad \text{I.15}$$

Donc :

Les grandeurs statoriques et rotoriques sont transformées comme suit :

$$[x_{\alpha\beta s}] = [R][x_{dqs}] \text{ Et } [x_{\alpha\beta r}] = [R][x_{dqr}]$$

Les équations des tensions deviennent :

- Au stator :

$$\begin{cases} v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_s \phi_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} \\ v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_s \phi_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} \\ v_{xs} = r_s i_{xs} + \frac{d}{dt} \phi_{xs} \\ v_{ys} = r_s i_{ys} + \frac{d}{dt} \phi_{ys} \end{cases} \quad \text{I.16}$$

- Au rotor :

$$\begin{cases} v_{dr} = r_r i_{dr} - \omega_r \phi_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} \\ v_{qr} = r_r i_{qr} + \omega_r \phi_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} \\ v_{xr} = r_r i_{xr} + \frac{d}{dt} \phi_{xr} \\ v_{yr} = r_r i_{yr} + \frac{d}{dt} \phi_{yr} \end{cases} \quad \text{I.17}$$

Avec les équations du flux qui deviennent comme suit :

- Au stator :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = (L_{fs} + L_m)i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \Phi_{qs} = (L_{fs} + L_m)i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \Phi_{xs} = L_{fs}i_{xs} \\ \Phi_{ys} = L_{fs}i_{ys} \end{cases} \quad \text{I.18}$$

- Au rotor :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = (L_{fs} + L_m)i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \Phi_{qr} = (L_{fs} + L_m)i_{qr} + L_m i_{qs} \\ \Phi_{xr} = L_{fr}i_{xs} \\ \Phi_{yr} = L_{fr}i_{ys} \end{cases} \quad \text{I.19}$$

Tel que :

$$L_m = \frac{5}{2}l_m$$

### I.4.3.1 Equations mécaniques

Après calcul nous obtenons l'équation du couple électromagnétique comme suit:

$$C_{em} = \frac{5}{2}P(i_{sq}\Phi_{sd} - i_{sd}\Phi_{qs}) \quad \text{I.20}$$

Où : P : Le nombre de pôles.

L'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation :

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad \text{I.21}$$

## I.5 Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone pentaphasée

On peut écrire les équations électriques et les équations mécaniques sous forme d'état, en rassemblant les équations des courants et de la vitesse, on obtient le système d'état suivant :

$$[\dot{\mathbf{X}}] = [\mathbf{A}][\mathbf{X}] + [\mathbf{B}][\mathbf{U}] \quad \text{I.22}$$

Avec :

$$[\mathbf{X}] = [\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, i_{ds}, i_{qs}]^T : \text{Vecteur d'état}$$

$$[\mathbf{U}] = [V_{ds}, V_{qs}]^T : \text{Vecteur de commande}$$

$C_r$  : Perturbation

Les matrices A et B sont données par :

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & \dot{\theta}_s & -R_s & 0 \\ -\dot{\theta}_s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma L_s T_r} & 0 & \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) & (\dot{\theta}_s - \dot{\theta}) \\ \frac{\dot{\theta}}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & -(\dot{\theta}_s - \dot{\theta}) & \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \quad [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}$$

Avec :

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$  : Coefficient de dispersion total.

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

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromécanique sont définies comme suit :

$$\begin{cases} C_e = \frac{M}{L_r} P(i_{sq} \phi_{sd} - i_{sd} \phi_{qs}) \\ j \frac{d\Omega}{dt} + \Omega f = C_e - C_r \end{cases} \quad \mathbf{I.23}$$

## I.6 Conclusion

Au début de ce chapitre nous avons fait une description de la machine asynchrone. Ensuite, nous avons créés deux modèles mathématiques et généraux pour toutes les machines asynchrones pentaphasée, dont l'une est représentée dans la base naturelle, et l'autre dans la base du Park. Mais la modélisation de la machine dans la base naturelle est très complexe. Par conséquent, nous avons utilisé la transformée de Park et le système d'équation d'état permet de contrôler la machine asynchrone.

# ***Chapitre II***

***Association Onduleur-Machine***

***Asynchrone Pentaphasée***

## II.1 Introduction

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable des machines asynchrones pentaphasée, il est nécessaire d'utiliser une source à fréquence variable contrôlable. Pour cela, l'étude du comportement de ces machines lors de leur association avec des convertisseurs DC/AC est très importante pour l'élaboration de commandes qui prennent en compte tous les problèmes liés à ce mode d'alimentation.

Les onduleurs de tension font la partie essentielle du système d'entraînement, ils constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance, ils sont présents dans des domaines d'applications les plus variés. La forte évolution de ces convertisseurs s'est appuyée d'une part, sur le développement des composants à semi-conducteurs (entièrement-commandables, puissants, robustes et rapides). Et d'autre part, sur l'utilisation quasi généralisée des techniques de commande, dans ce chapitre nous aborderons la technique de commande par hystérésis [18].

## II.2 Modélisation de l'onduleur de tension

### II.2.1 Définition

Un onduleur est un dispositif permettant de transformer en alternatif une énergie électrique de type continue. Ils sont utilisés en électrotechnique pour : Soit fournir des tensions ou courants alternatifs de fréquence et amplitudes variables, Soit fournir une ou des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude fixes [19].

### II.2.2 Système d'alimentation

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par Figure(II.1) sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels vitesse variable [20].

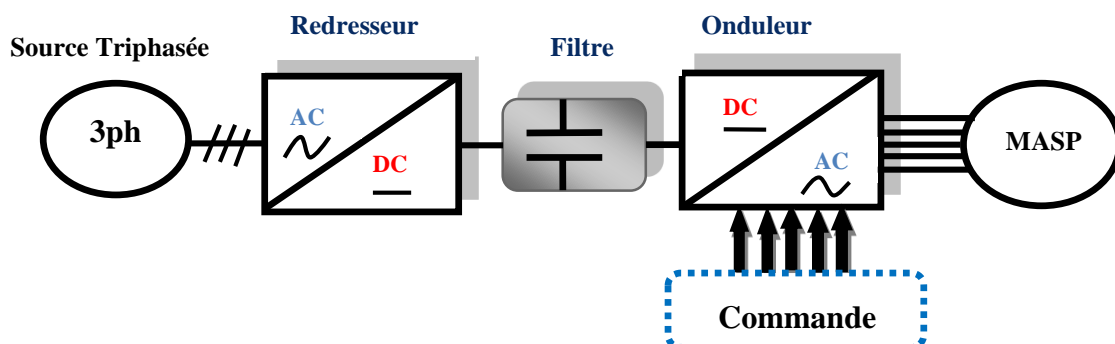


Figure II.1 Schéma association Onduleur Machine Asynchrone pentaphasée

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont:

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse, Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tensions constantes [20].

### II.2.3 Réseau triphasé :

Le réseau électrique est une source de tension triphasée équilibrée. Ce réseau est constitué de trois phases dont l'amplitude et la fréquence sont égales mais décalées entre elles d'un angle  $\frac{2\pi}{3}$  de II est définit par le système suivant :

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin(\omega \cdot t) \\ V_b = V_m \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = V_m \sin\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{II.1}$$

Avec les grandeurs suivantes:  $V_m = 220\sqrt{2}$  ,  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$  ;  $f = 50\text{Hz}$

### II.2.4 Redresseur triphasé :

Un redresseur est un convertisseur statique dont le rôle est de transformer l'énergie d'une source alternative en une énergie continue. On va utiliser dans notre travail un redresseur triphasé à double alternances non commandé ; notamment ; les composantes de ce redresseur sont des diodes ; dont l'alimentation est assurée par le réseau décrit dans la partie suivant.

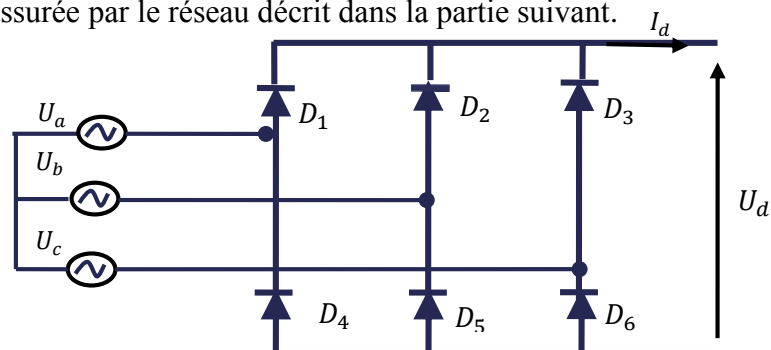


Figure II.2 Représentation du redresseur triphasé non commandé

Il faut noter que les diodes D1, D2 et D3 assurent l'allée du courant  $I_d$  tandis que les diodes D4, D5 et D6 assurent son retour. Ainsi ; la tension de sortie du redresseur est donnée par la formule suivante [21]:

$$U_d = \text{Max}[U_a, U_b, U_c] - \text{Min}[U_a, U_b, U_c] \quad \text{II.2}$$

Avec la valeur moyenne de cette tension est :

$$\bar{U}_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad \text{II.3}$$

### II.2.5 Filtre R.L.C :

Afin d'améliorer la qualité de la source de tension continue, On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe bas (LC) pour éliminer les hautes fréquences. Le schéma représentatif est donné par (Figure II.3)

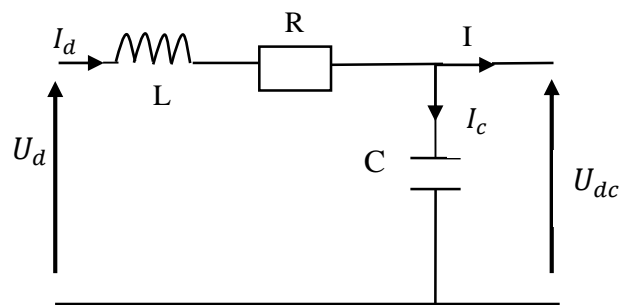


Figure II.3 Représentation du filtre R.L.C passe-bas

L'application de la loi des mailles dans ce circuit nous donne l'équation suivante :

$$U_d(t) = U_R(t) + U_L(t) + U_{dc}(t) \quad \text{II.4}$$

Cela implique que :

$$U_d(t) = RI_d(t) + L \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \quad \text{II.5}$$

On sait que :

$$I_d(t) = C \frac{dU_{dc}}{dt} \quad \text{II.6}$$

En remplaçant  $I_d$  par son expression dans l'équation (II.5) ; on obtient :

$$U_d(t) = LC \frac{d^2U_{dc}(t)}{dt^2} + RC \frac{dU_{dc}(t)}{dt} + U_{dc}(t) \quad \text{II.7}$$

En appliquant la transformation de Laplace dans l'équation (II.7) ; on trouve :

$$U_d(S) = LCS^2 U_{dc}(S) + RCSU_{dc}(S) + U_{dc}(S) \quad \text{II.8}$$

A partir de cette équation on obtient la fonction de transfert suivante :

$$\frac{U_{dc}(S)}{U_d(S)} = \frac{1}{LCS^2 + RCS + 1} \quad \text{II.9}$$

On voit bien que c'est un filtre du second ordre dont la pulsation de coupure est la suivante :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{II.10}$$

## II.3 Alimentation avec l'onduleur

### II.3.1 Structure de l'onduleur

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions d'amplitudes et de fréquence variables à partir d'une source de tension continue [22].

Dans cette partie ,on utilise un onduleur polyphasé ,qui se compose de cinq bras identiques ,dont chacun est constitué de deux interrupteurs commandables supplémentaires installés en série , d'un part, pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge, et pour éviter le court-circuit d'autre part, dans un circuit source ,chaque interrupteur est constitué d'un transistor et d'une diode connecté tête-bêche . La figure (II-4) représente le schéma principe de l'onduleur polyphasé.

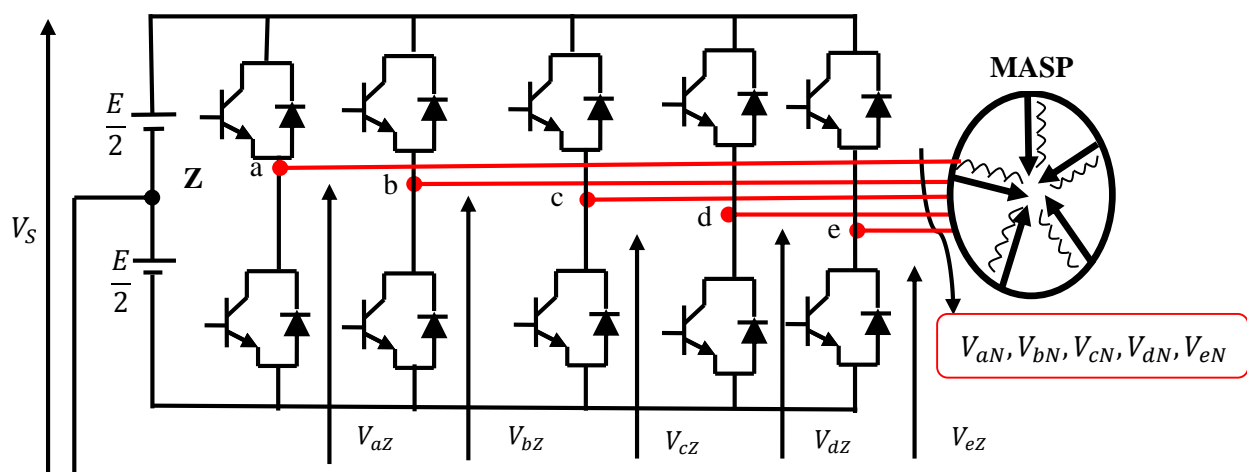


Figure II.4 Schéma de principe de l'onduleur de tension pentaphasée

### II.3.2 Hypothèses

En raison de symétrie des bras de l'onduleur ; on peut simplifier l'étude de ce dernier en considérant les hypothèses suivantes [22], [23], [24]:

- On néglige la chute de tension aux bornes des interrupteurs.
- La commutation des interrupteurs est supposée instantanée.
- On considère une charge pentaphasée équilibrée couplée en étoile avec un neutre isolé.
- On considère que chaque couple transistor-diode est assimilé à un interrupteur bidirectionnel commandé

### II.3.3 Fonction de conversion

L'état ouvert ou fermé de l'interrupteur de l'onduleur est défini par la fonction suivante :

$f_k = 1$  si  $U_k$  est fermé  $U'_k$  est ouvert

$f_k = 0$  si  $U_k$  est fermé  $U'_k$  est ouvert

$k$  est le numéro du bras de l'onduleur ( $k=5$  bras (1.2.3.4.5))

### II.3.4 Tensions simples de l'onduleur

Sachant que  $U_{dc}$  la tension d'entrée de l'onduleur. Cela implique que

$$\begin{cases} V_{aZ} = V_{aN} + V_{NZ} = f_1 \cdot U_{dc} \\ V_{bZ} = V_{bN} + V_{NZ} = f_2 \cdot U_{dc} \\ V_{cZ} = V_{cN} + V_{NZ} = f_3 \cdot U_{dc} \\ V_{dZ} = V_{dN} + V_{NZ} = f_4 \cdot U_{dc} \\ V_{eZ} = V_{eN} + V_{NZ} = f_5 \cdot U_{dc} \end{cases} \quad \text{II.11}$$

$V_{aN} \cdot V_{bN} \cdot V_{cN} \cdot V_{dN} \cdot V_{eN}$ : sont les tensions des phases de la machine.

$V_{NZ}$  : Tension de neutre de la machine par rapport au point fictif Z.

A partir de l'équation II.11 on tire les tensions de phase

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{aZ} - V_{NZ} \\ V_{bN} = V_{bZ} - V_{NZ} \\ V_{cN} = V_{cZ} - V_{NZ} \\ V_{dN} = V_{dZ} - V_{NZ} \\ V_{eN} = V_{eZ} - V_{NZ} \end{cases} \quad \text{II.12}$$

Il faut noter que:  $V_{aN} \cdot V_{bN} \cdot V_{cN} \cdot V_{dN} \cdot V_{eN}$  forment un système équilibré a cinq phases, dont la relation algébrique est donnée comme suit :

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} + V_{dN} + V_{eN} = 0 \quad \text{II.13}$$

On aura donc :

$$V_{NZ} = \frac{V_{aZ} + V_{bZ} + V_{cZ} + V_{dZ} + V_{eZ}}{5} \quad \text{II.14}$$

En remplaçant (II.14) dans (II.12) on obtient :

$$\begin{cases} V_{aN} = \frac{4V_{aZ} - V_{bZ} - V_{cZ} - V_{dZ} - V_{eZ}}{5} \\ V_{bN} = \frac{-V_{aZ} + V_{bZ} - V_{cZ} - V_{dZ} - V_{eZ}}{5} \\ V_{cN} = \frac{-V_{aZ} - V_{bZ} + V_{cZ} - V_{dZ} - V_{eZ}}{5} \\ V_{dN} = \frac{-V_{aZ} - V_{bZ} - V_{cZ} + V_{dZ} - V_{eZ}}{5} \\ V_{eN} = \frac{-V_{aZ} - V_{bZ} - V_{cZ} - V_{dZ} + V_{eZ}}{5} \end{cases} \quad \text{II.15}$$

En introduisant la tension  $U_{dc}$  et la fonction d'état de l'interrupteur en (II.6), on obtient par conséquent, la tension de phase de l'onduleur en fonction du signal de commande est la suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \\ V_{dN} \\ V_{eN} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{bmatrix} \quad \text{II.16}$$

## II.4 Principe des stratégies de commande :

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faibles fréquences, ils sont pilotés à pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur). À fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode) [25].

Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par différents auteurs. Ces stratégies seront basées sur la bande de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sorties. [26]

## II.5 Différentes stratégies de commande

Nous citons les stratégies suivantes :

- commande MLI
- commande à pleine onde
- commande par bande à hystérésis

### II.5.1 Commande modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) a été l'objet de recherches intensives pendant ces deux dernières décennies. Les onduleurs utilisant la technique de commande à MLI présentent l'avantage de minimiser les harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couple, ce qui leur permet de détoner progressivement les onduleurs de tension à forme d'onde rectangulaire [27].

Les onduleurs de tension à MLI sont toujours choisis pour avoir une réponse rapide et des performances élevées, pour avoir un courant de charge et un courant de réseau sinusoïdaux [28].

Le principe de cette stratégie repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire), définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (HF) par rapport au signal de référence.

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

- L'indice de modulation  $m$  qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse  $f_p$  et la fréquence de la tension de référence  $f$  :

$$m = \frac{f_p}{f}$$

- Taux de modulation  $r$  qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence  $V_m$  et celle de la porteuse  $U_{pm}$  :

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}}$$

- L'algorithme de la commande de cette stratégie pour un bras  $k$  de l'onduleur est donnée comme suit [29] :

$$\begin{cases} V_{mk} \geq V_p \rightarrow V_k = V_{Dc} \\ V_{mk} < V_p \rightarrow V_k = 0 \end{cases}$$

Le schéma de principe de cette commande est donné sur la figure (II.5) Et la figure (II.3) représente un signal à MLI générés par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle avec un signal de référence sinusoïdal.

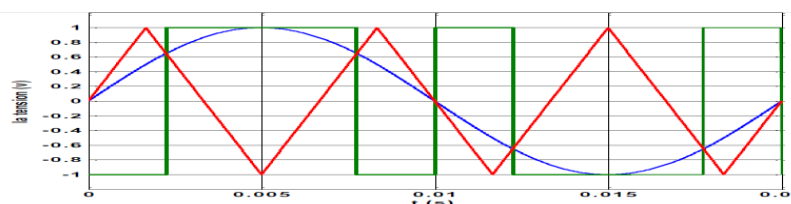


Figure II.5 Principe de la commande MLI [29]

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants [30] [31] :

- Repousse les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage.
- Le réglage de la tension de sortie.
- Obtention dans la charge des courants dont la variation est proche de la sinusoïde par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques, et grâce à la fréquence des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence de sortie.
- Minimisation des oscillations sur la vitesse, le couple et les courants ; Ce qui permettra de réduire la pollution en harmonique dans le réseau électrique avec minimisation des pertes et donc amélioration du rendement.

### II.5.2 Commande en pleine onde : [32] [33]

C'est la stratégie de commande la plus simple à mettre en œuvre. Par contre la tension de sortie est très riche en harmoniques de rang faible et donc de fréquence basse. Le filtrage est difficile dans ce mode de commande, les interrupteurs travaillent à la fréquence des grandeurs électrique de sortie. Nous pouvons distinguer deux types de commande pleine onde : simultanée et décalée.

La nature des interrupteurs dépend de la charge. Ils peuvent être commandés seulement. Au blocage si la charge est inductive (amorçage si capacitive). Par contre si la charge est quelconque les interrupteurs doivent être entièrement commandés. Mais dans tous les cas, ils doivent être unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant.

Dans ce type de commande, la génération des signaux de commande de l'onduleur est effectuée en transformant un signal sinusoïdal en un signal carré pour chaque phase selon l'algorithme suivant :

$$\text{Si } \sin(\omega.t) > 0 \Rightarrow S(t) = 1$$

Si  $\sin(\omega.t) < 0 \Rightarrow S(t) = 0$

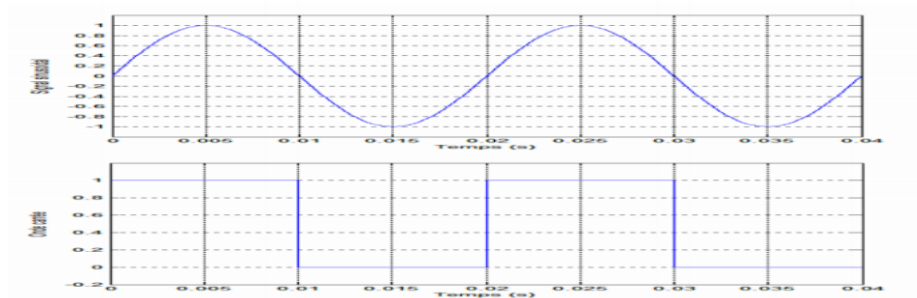


Figure II.6 principe de commande en pleine onde [34]

$\sin(\omega.t)$  : est le signal sinusoïdal

$S(t)$  : est le signal carré résultant de commande.

### II.5.3 Commande en courant par hystérésis

Le contrôle du courant par hystérésis (Hystérésis Current Control : HCC) consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs. La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du pont [35].

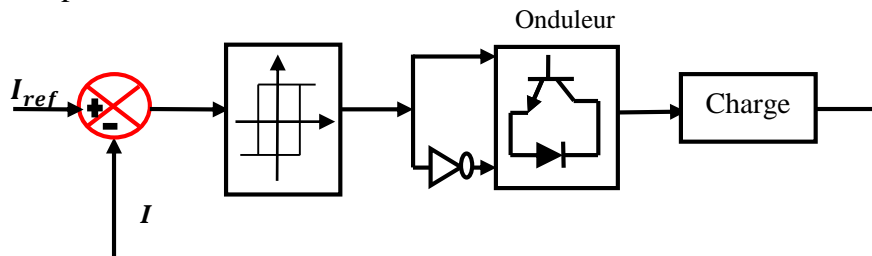


Figure II.7 Schéma fonctionnel de la commande par Hystérésis

Le principe de cette technique ressemble à celle de l'hystérésis classique, où l'erreur de courant est comparée à la bande d'hystérésis pour générer les impulsions de commande des interrupteurs de l'onduleur. Seulement dans ce cas, la bande est ajustée automatiquement par un bloc que l'on appelle bloc de calcul de la bande d'hystérésis [36] [37] [38].

La réalisation de cette technique, régulation par tout ou rien, consiste à accomplir les deux les étapes suivantes :

- Comparer le courant mesuré avec le courant de référence ce qui produit un signal de commande qui sera le signal d'entrée appliqué au comparateur à hystérésis.
- Fixer une bande dans laquelle le courant peut évoluer. L'atteinte du courant à l'une des limites provoque le changement du fonctionnement des interrupteurs de telle manière que le courant ne dépasse pas cette limite et se dirige vers l'autre [39].

La figure (Figure II.6) présente le schéma de principe de cette technique

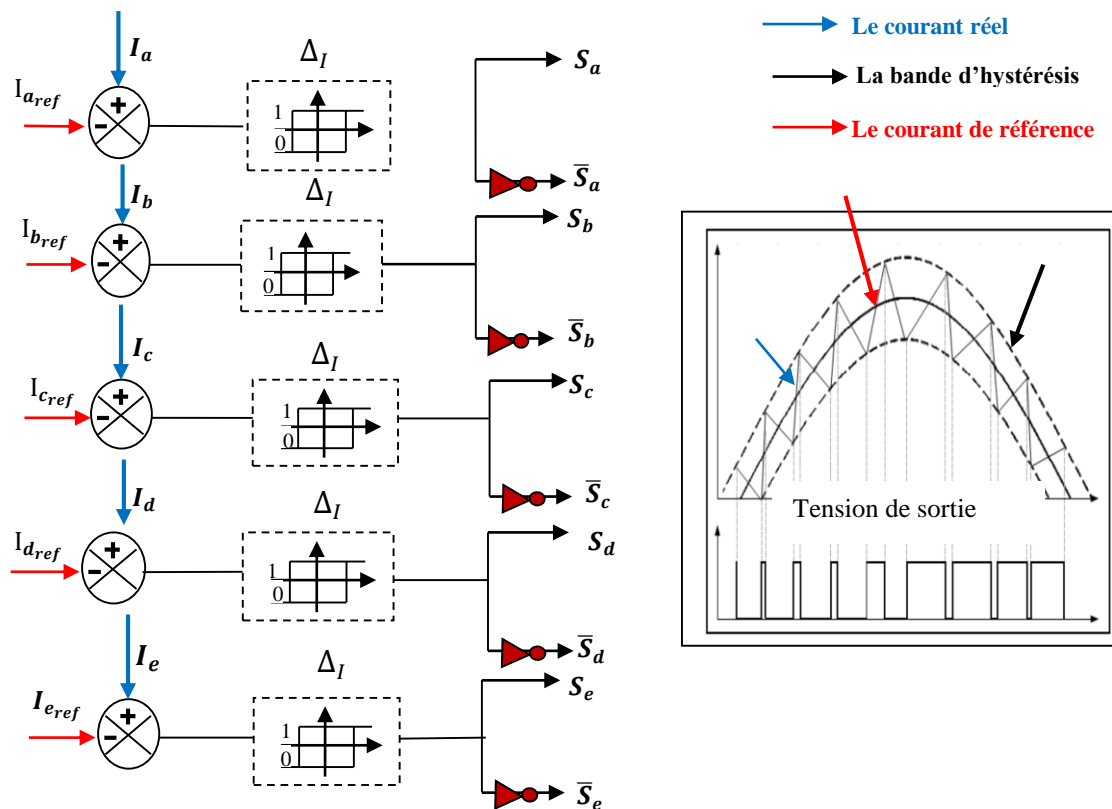


Figure II.8 Représentation de contrôle de courant par la technique à hystérésis

De ce fait, les conditions de commutation des cinq interrupteurs statiques  $S_i$  ( $i=a, b, c, d, e$ ) de l'onduleur sont définies en terme des états logiques correspondants à la façon suivante :

$$\begin{cases} S_i | I_{ref_i} - I_i < \Delta_I \rightarrow S = 1 \\ S_i | I_{ref_i} - I_i > \Delta_I \rightarrow \bar{S} = 0 \end{cases}$$

Tels que :

$I_{ref_i}$  ( $i = a, b, c, d, e$ ): sont les courants de références issus des circuits de commande des cinq bras.

$I_i (i = a, b; c; d; e)$ : sont les courants réels des phases statoriques ( $I_a, I_b, I_c, I_d, I_e$ ) .

$\Delta_I$  : est la bande d'hystérésis

Les courants de référence sont donnés par :

$$\begin{cases} I_{a_{ref}}(t) = I_{max} \cos(wt) \\ I_{b_{ref}}(t) = I_{max} \cos\left(wt + \frac{2\pi}{5}\right) \\ I_{c_{ref}}(t) = I_{max} \cos\left(wt + \frac{4\pi}{5}\right) \\ I_{d_{ref}}(t) = I_{max} \cos\left(wt + \frac{6\pi}{5}\right) \\ I_{e_{ref}}(t) = I_{max} \cos\left(wt + \frac{8\pi}{5}\right) \end{cases} \quad \text{II.17}$$

### II.5.3.1 Avantages et inconvénients de la commande par hystérésis [40]

Elle a plusieurs des avantages où, elle est facile à mettre en œuvre, elle ne dépend pas du type de charge et ne nécessite pas la connaissance des paramètres de la machine. mais il existe quelques des Inconvénients qui sont:

- la variation aléatoire de la fréquence de commutation, permet de provoquer des pertes par commutation importantes.
- cette méthode qui ne prend compte que de l'amplitude du courant, peut conduire à une perte de contrôle des courants réels lors des régimes transitoire, par déphasage de ce si par rapport à leurs références. La variation aléatoire de la fréquence de commutation, permet de provoquer des pertes par commutation importantes.

## II.6 Conclusion:

Dans ce chapitre nous nous intéressons à la modélisation d'un onduleur de tension associé à un moteur asynchrone polyphasée (cinq phases), on a modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur. Ensuite, nous avons traité les différentes stratégies de commande de l'onduleur ces avantages et ces inconvénients. Enfin, nous choisirons la commande par hystérésis.

# ***Chapitre III***

***Commande Floue Adaptative D'un  
MASP***

### III.1 Introduction

La structure simple des moteurs asynchrones a eu du succès dans l'industrie, mais elle est devenue très compliquée lorsque l'on étudie la commande haute performance. Les chercheurs sont très intéressés par l'utilisation de la logique floue, en raison de son principal avantage de pouvoir incorporer des informations linguistiques floues fournies par un opérateur spécifique.

Actuellement, la logique floue a trouvé son application dans de nombreux domaines, tels que la gestion, la médecine et la commande des systèmes. Mais lorsqu'il s'agit d'ajuster les paramètres du contrôleur imposés par l'évolution des systèmes dynamiques, il est difficile de construire la base de règles de commande.

Les chercheurs ont introduit des techniques de commande adaptative. Par conséquent, le contrôleur flou adaptatif peut être dérivé en combinant les études d'adaptabilité et d'incertitude. C'est une alternative intéressante pour résoudre le problème variation des paramètres internes de la machine.

Dans ce contexte, nous présentons en ce chapitre un aperçu de la théorie de la logique floue et de ses principes de base, puis nous nous passons vers la commande floue adaptative comme sujet de notre travail. Nous parlons de ses méthodes (directes et indirectes) et citons de leurs types, puis nous terminons ce chapitre par présenter une méthode qui est la commande floue adaptative indirecte basée sur l'identification inverse.

### III.2 Logique floue

Le développement de la logique floue et ses applications a commencé en 1965, avec le professeur Zadeh Lotfi (université de Berkeley en Californie) qui posa ses bases théoriques [41]. Ensuite en 1973, il proposa d'appliquer la logique floue aux problèmes de réglage [42]. Les premières applications de la logique floue apparaissent en 1974 où le docteur Mamdani (université de Londres) réalise un contrôleur flou expérimental sur un moteur à vapeur [41]. Dans les années 80, plusieurs applications commencent à émerger avec le four à ciment, puis un épurateur d'eau etc.

### III.2.1 Définition et le principe

La logique floue est une description mathématique d'un processus basée sur la théorie des ensembles flous. Cette théorie introduite en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh [43]. C'est aussi : «une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeurs intermédiaires « vrai » ou « faux » avec une certaine probabilité ». [44]

Le principe de la logique floue aborde l'approche humaine dans le sens que les variables à traiter ne sont plus logiques, mais linguistiques, Par exemple, aller vite, freiner, grand, petit, etc.

En outre, ces variables de langage sont traitées en utilisant des règles indiquant si une certaine connaissance du comportement du système sera réglementée.

### III.2.2 But de commande floue

Son objectif est d'aborder les problématiques de contrôle de procédé, le plus souvent à partir des connaissances d'experts ou d'opérateurs qualifiés impliqués dans le procédé. Il a le même but que le contrôle qui s'effectue de manière automatique traditionnelle, c'est-à-dire la gestion automatique d'un processus, selon certaines consignes, en agissant sur les variables qui décrivent le processus.

### III.2.3 Domaines d'application

Les domaines d'applications pratiques déjà connues sont innombrables, nous en citons quelques-uns : [45]

- l'intelligence artificielle.
- la robotique.
- le contrôle des machines.
- l'informatique.
- le traitement des données.
- la communication homme-machine.
- la reconnaissance des formes.
- la médecine.
- les transports.

### III.3 Notions de base de la logique floue

Cette section n'est pas destinée à fournir un inventaire complet de la logique floue, mais présente seulement quelques-uns des concepts de base de la logique floue de manière concise.

#### III.3.1 Ensembles floue

Dans la théorie classique des ensembles, c'est la fonction caractéristique qui définit l'ensemble. Cette fonction ne prend que les deux valeurs distinctes 0 (l'élément n'appartient pas...) ou 1 (... appartient au groupe).

Un ensemble flou est défini par une fonction d'appartenance qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1 [46]. C'est l'élément de base de la logique floue. Il a été introduit en première fois par Zadeh en 1965. Le concept de ce dernier a pour but d'éviter le passage brusque d'une classe à une autre et de permettre des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe ; c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à une classe [47] [48].

Dans les ensembles flous, il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors en logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction qui peut prendre une valeur réelle comprise entre 0 et 1 (on parle alors de fonction d'appartenance  $\mu$ ) [49]. Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux. La façon d'établir cette classification est présentée à la figure

(III.1).

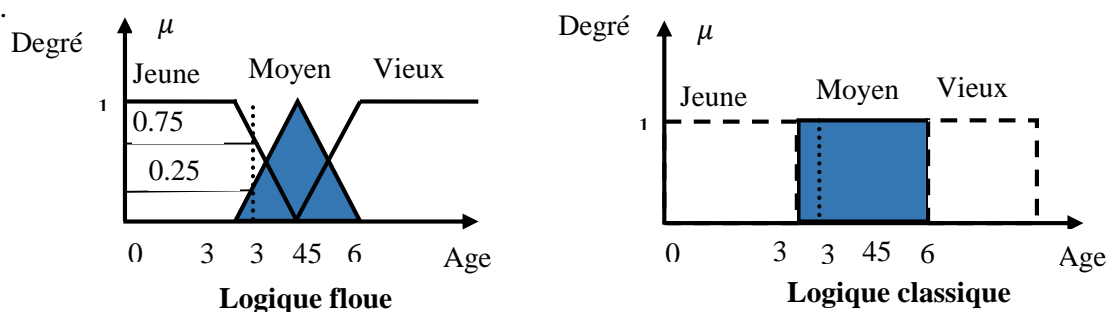


Figure III.1 Classification des ensembles flous

### III.3.2 Variables linguistiques [50]

Les variables linguistiques sont des variables non numériques sert à modéliser les connaissances imprécises ou vagues d'une variable dont sa valeur précise peut être inconnue. Elles décrivent les états (ou les situations) des phénomènes (ou des procédés) par des mots ou des phrases ou des expressions dans un langage naturel ou artificiel.

Exemple : la variable linguistique « température » peut appartenir aux ensembles flous « Froid », « tiède » ou « chaud ». Les châssis de caisse ont des formes assez différentes suivant la disposition des organes des locomotives et aussi suivant le mode de suspension du véhicule (véhicule reposant sur des bogies ou directement sur les boîtes d'essieux).

### III.3.3 Fonctions d'appartenance

Dans ce contexte on associe à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance désignée par  $\mu_A(X)$ , qui sera désignée par le degré ou le facteur d'appartenance. Il est à noter que l'ensemble des éléments de  $x$  pour lesquels  $\mu_A(X) > 0$ , est appelé «support de A». Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes [51] [52] [53] :

#### a) Fonction d'appartenance triangulaire (figure 3.2.a)

$$\mu(X) = \begin{cases} \frac{X-a}{b-a} & a < X < b \\ \frac{c-X}{c-b} & b < X < c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

#### b) Fonction d'appartenance trapézoïdale (figure 3.2.b)

$$\mu(X) = \begin{cases} \frac{X-a}{b-a} & a < X \leq b \\ 1 & b < X \leq c \\ \frac{X-a}{b-a} & c < X \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

#### c) Fonction d'appartenance gaussienne (figure 3.2.c)

$$\mu(X) = \text{EXP} \left[ - \left( \frac{X-m}{\delta} \right)^2 \right] \quad -\infty < X < +\infty$$

La Figure représente les formes de ces trois types de fonctions d'appartenance.

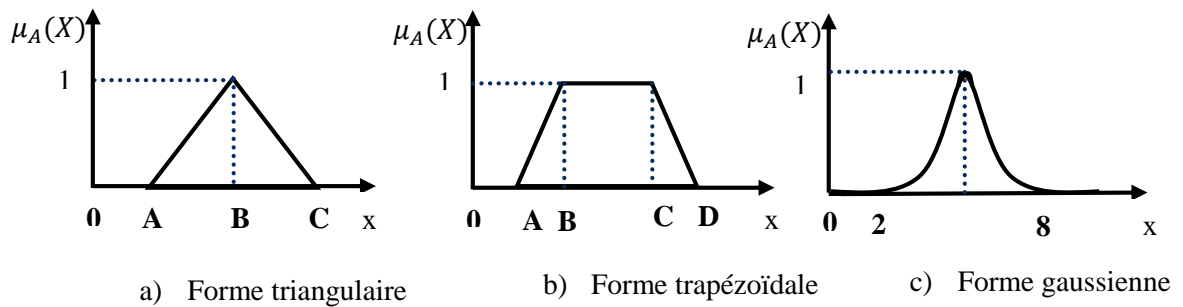


Figure III.2 Différentes formes de la fonction d'appartenance

### III.4 Structure d'une commande par logique floue:

La structure générale d'une commande par la logique floue est montrée sur la (figure III.3)

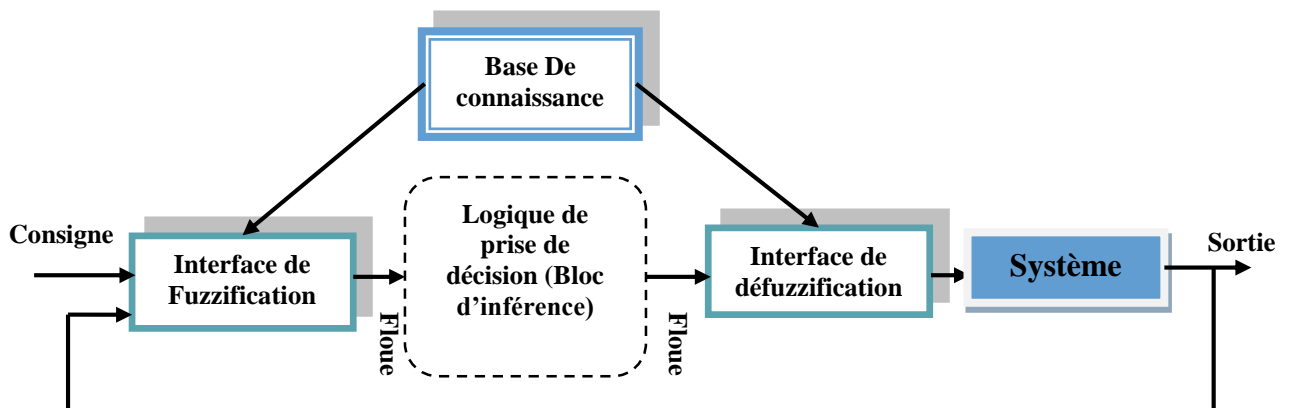


Figure III.3 Synoptique Schéma d'un contrôleur flou

Une commande floue se compose de quatre parties :

- Une interface de fuzzification à l'entrée.
- Une base de règle.
- Mécanisme d'inférence.
- Une interface Défuzzification.

#### III.4.1 L'interface de fuzzification:

La fuzzification est la première étape dans la réalisation d'un système flou. Elle transforme chaque valeur réelle d'entrée (mesure) en un ensemble flou. En lui attribuant sa fonction d'appartenance à chacune des classes préalablement définies, deux approches de fuzzification sont généralement utilisées, à savoir : la fuzzification singleton et la fuzzification non singleton. [54]

### III.4.2 Base de règles :

La base de règles floues, ou appelée aussi base de connaissances, contient des règles floues permettent l'expression de variables en entrée dans le langage variables de contrôle du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final elle est composée [55], [56], [57] :

- D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation
- la base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles : Si <condition> Alors <conséquence> .

### III.4.3 Mécanisme d'inférence

Ce bloc exprime la relation qui existe entre les variables d'entrée (exprimées comme variable linguistiques) et la variable de sortie (également exprimée comme variable linguistique «cas de système flou de Mamdani »). Il existe plusieurs mécanismes d'inférence, généralement un mécanisme d'inférence comporte deux étapes [58] :

- Interprétation d'une règle  $R_i$  noter  $\mu_{R_i}$  «interprétation du 'ET'» (prémices)».
- La fusion des règles «interprétation du 'ALORS'».

Il réalise le traitement numérique des règles d'inférence, décrites par des opérateurs flous, pour obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur. Cette opération est faite par différentes méthodes, principalement est [59]:

- La méthode d'inférence max-min.
- La méthode d'inférence max-produit.
- La méthode d'inférence somme-prod.

### III.4.4 L'interface de Défuzzification:

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue, Cette étape consiste à effectuer le processus inverse de fuzzification, c'est-à-dire obtenir valeur physique du produit de la surface obtenue, Ce qui permet de dériver une valeur nette (précise) qui peut être utilisée dans la commande

par exemple, à partir du résultat de la compilation des règles. Il y a trois méthodes les plus importants :

- Méthode du maximum.
- Méthode de la moyenne des maximums.
- Méthode du centre de gravité.

La méthode de la défuzzification la plus utilisée est celle de la détermination du centre de gravité. [60]

### III.5 Commande par logique floue de la MASP

Afin de concevoir un contrôleur à logique floue de type Mamdani pour la boucle contrôle de la vitesse. Nous suivrons les étapes indiquées dans le schéma de figure (III.5).

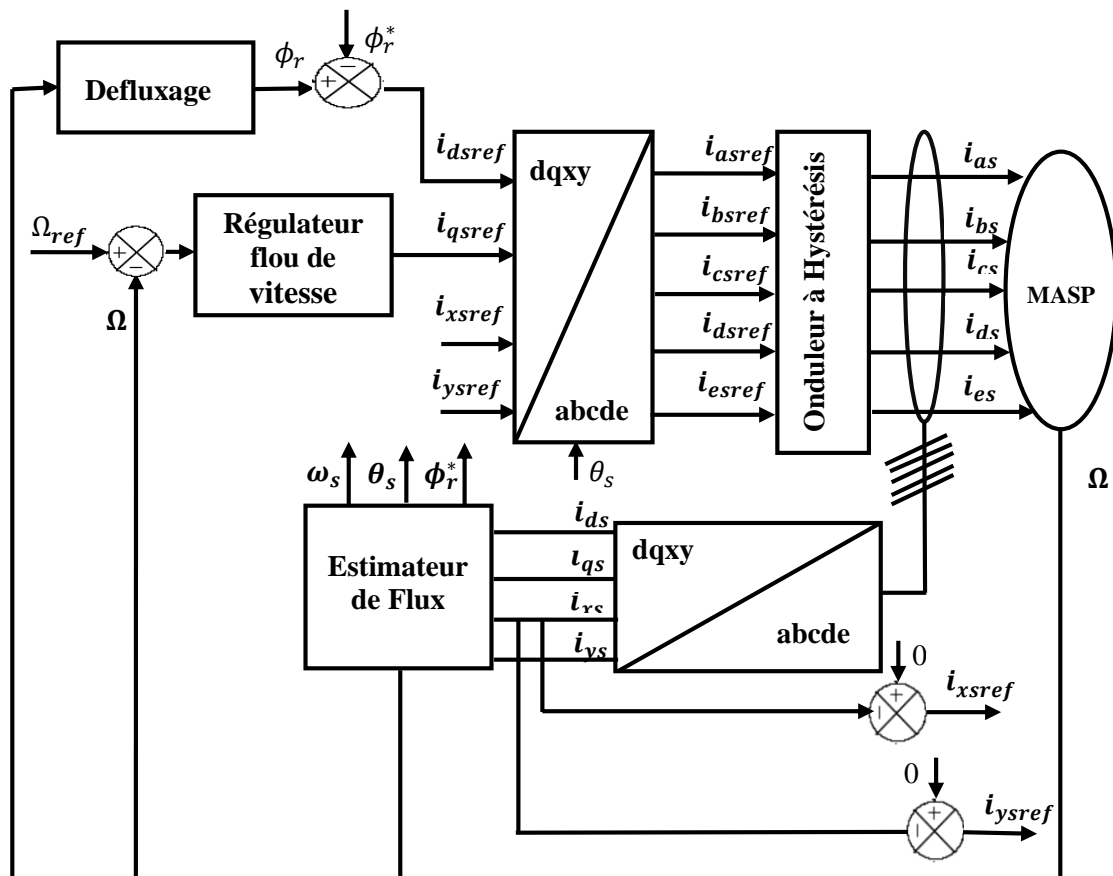


Figure III.4 Structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MASP

L'utilisation de la commande par logique floue intéresse beaucoup les chercheurs, en raison de sa capacité à traiter ce qui est peu clair, incertain et flou. Mais si le développement des systèmes dynamiques impose de modifier les paramètres du contrôleur et s'il est difficile de construire une

base de règles de la commande, alors les chercheurs ont introduit des techniques de commande adaptative.

Par conséquent, la combinaison de l'étude de l'adaptation et de l'incertitude a permis la dérivation de contrôleurs adaptatifs flous. Dans ce contexte, nous parlerons de ce dernier.

### III.6 Commande floue adaptative

Les systèmes flous basés sur des fonctions de base floues sont utilisés pour représenter des fonctions non linéaires inconnues de systèmes qui présentent des différences fondamentales inconnues.

Les systèmes adaptatifs flous procurent l'avantage d'être capables d'intégrer en même temps les informations d'ordres numérique et linguistique pendant les étapes de conception [61].

#### III.6.1 Commande adaptative

La commande adaptative est définie comme une commande permettant au régulateur de s'adapter de lui-même aux changements du processus. En conséquence, l'objectif de commande adaptative est l'ajustement automatique en ligne du régulateur des boucles de commande, afin de réaliser ou maintenir de façon identique un certain niveau de performances, quand les paramètres du procédé à commander varient dans le temps (en générale minimisation de l'erreur entre la consigne et la sortie) [62]. Nous citons quelques avantages de cette technique :

- Les changements dans la fonction de transfert du système, dans son ordre ou en valeurs de quelques paramètres dus aux variations de l'environnement.
- Les bruits stochastiques.
- Les changements dans la nature de données.
- La propagation des bruits le long d'une chaîne de processus d'unité.
- Le comportement non linéaire comme dans le cas des réactions complexes chimiques ou biochimiques.
- Un temps mort appréciable.

### III.6.1.1 Principe générale

Pour le principe de commande adaptative, lorsque les paramètres d'un système sont inconnus, variant dans le temps ou incertains, il doit avoir une loi de commande qui s'adapte dans telles conditions, où les informations préalables sur les limites de ces paramètres ne sont pas nécessaires.

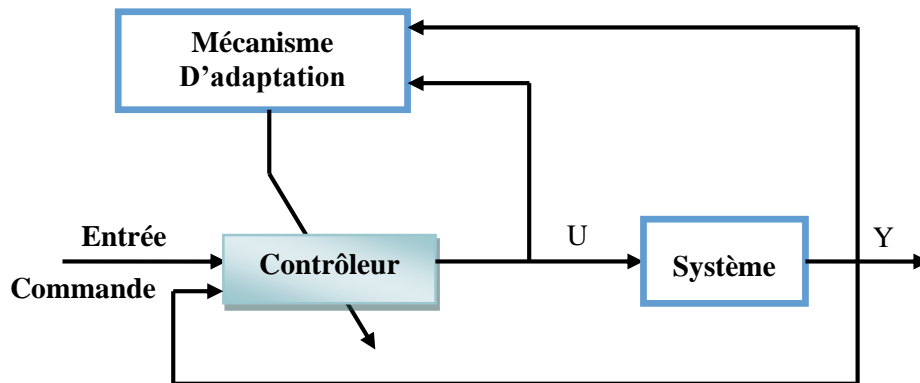


Figure III.5 Schéma de Principe de la commande adaptative

### III.6.1.2 Les approches de commande adaptative

La théorie du contrôle adaptatif comporte actuellement un grand nombre de méthodes et mis en œuvre plusieurs applications industrielles. Les algorithmes de commande adaptative peuvent être classés en deux catégories :

#### III.6.1.2.1 Commande adaptative directe (Direct adaptive control)

Le système d'identification est paramétré en fonction des paramètres du régulateur souhaité, qui sont estimés directement (sans calculs intermédiaires impliquant des estimations de paramètres du système dynamique). Cette approche est appelée aussi commande adaptative implicite [63]. La structure d'un schéma de commande adaptative directe est illustrée dans la figure suivante (III.7).

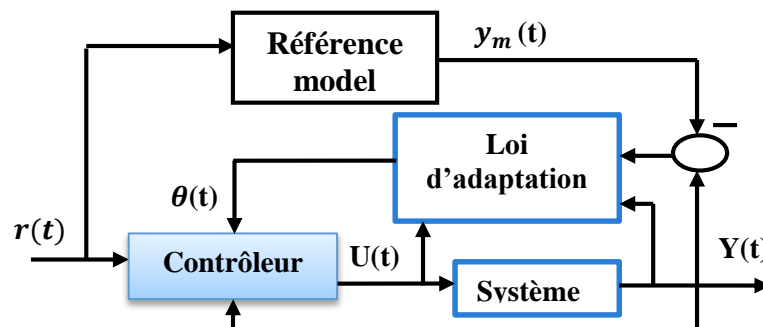


Figure III.6 Structure de la commande adaptative directe

### III.6.1.2.2 Commande adaptative indirecte (Indirect adaptive control)

Dans cette approche, on décide de définir et d'utiliser les paramètres du système, et à chaque instant, ces estimations (comme s'il s'agissait de paramètres réels) sont utilisées pour calculer la loi de commande, c'est-à-dire les paramètres du régulateur adaptatif. Cette approche est également connue sous le nom de la commande adaptative explicite, parce que la conception est basée sur un modèle explicite du système. Le schéma de principe de ce type de commande est illustré à la Figure(III.8).

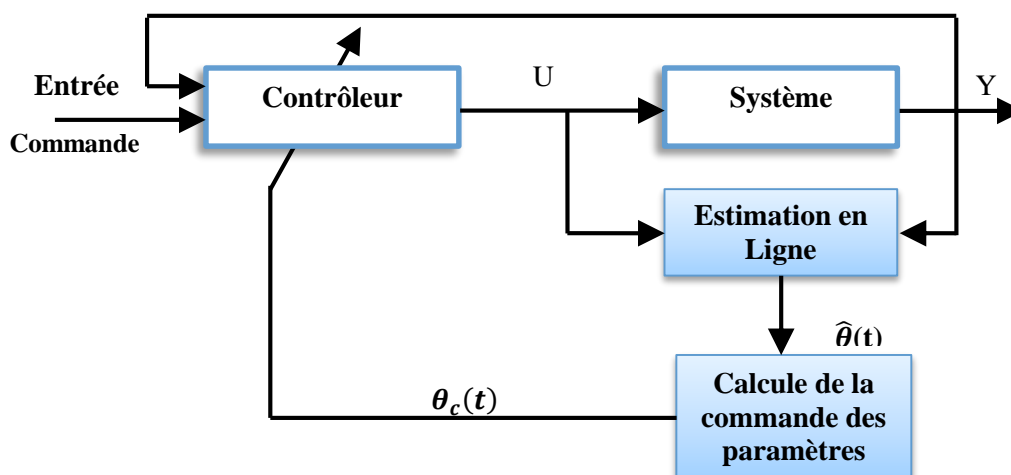


Figure III.7 Structure de la commande adaptative indirecte

Il existe plusieurs types d'approches de la commande adaptative, notamment :

- Commande par gain programmé (Gain scheduling)
- Commande adaptative à Modèle de Référence (MRAC)
- Contrôleurs auto-ajustable (Self-Tuning)
- Commande duale (Dual control)
- Commande adaptative basée sur l'identification inverse

Dans la suite de notre travail nous allons utiliser, la commande floue adaptative indirecte basée sur les systèmes flous, nous présentons la méthode de la commande floue adaptative basée sur l'identification inverse.

### III.7 Commande floue adaptative basée sur l'identification inverse

Pour la commande floue adaptative basée sur l'identification inverse, il y a deux étapes. La première consiste à estimer les paramètres du modèle flou. La deuxième, la commande appliquée au système est assurée par le régulateur flou.

#### III.7.1 Estimation des paramètres du modèle flou

Nous considérons un système MIMO non linéaire dont l'équation de contrôle dynamique est décrite comme suit :

$$u_i = F_i(X)x_i^{(n)} + G_i(X) \quad \text{III.1}$$

La sortie de ce système est obtenue par :

$$y_i = x_i \quad \text{III.2}$$

Avec :  $i = 1 \dots \dots \dots m$ ,

$$X = [x^{(n-1)}, \dots \dots \dots, x]^T,$$

$x^{(j)}$  Est  $j^{ieme}$  dérivée de  $x$ .

$F(x) \in \mathfrak{R}^{m \times m}$  Est une matrice constituée des fonctions non linéaires, alors  $G(x) \in \mathfrak{R}^m$  qu'est un vecteur composé des fonctions non linéaires.

Dans la commande floue adaptative basée sur l'identification inverse la commande  $u_i$  est approximée par un système flou de Sugeno d'ordre un, tel que [64].

$$\hat{u}_i = f_i(X; \theta_i) \quad \text{III.3}$$

Une règle floue de la base de connaissances de la fonction  $f_i(X; \theta_i)$  à la forme suivante:

$$R_k : \text{Si } x_1^{(n-1)} \text{ est } F_{i(1,n-1)} \text{ et } \dots \dots \text{ et } x_m^{(n-1)} \text{ est } F_{i(m,n-1)} \text{ et } \dots \dots \text{ et } x_1 \text{ est } F_{i(1,0)} \text{ et } \dots \dots \text{ et } x_m \text{ est } F_{i(m,0)} \text{ Alors } \hat{u}_i^k = a(0, k) + a(1, n-1, k)x_1^{(n-1)} + \dots + a(m, n-1, k)x_m^{(n-1)} + \dots + a(1, 0, k)x_1 + \dots + a(m, 0, k)x_m + b(k)y_i^{(n)}$$

Avec :

$$1 \leq l(q, j) \leq m(q, j); k = 1, \dots, M$$

$m(q, j)$  Est le nombre d'ensemble flou associé à l'entrée  $x_q^{(j)}$  du système flou.

$M$  est le nombre total des règles floues.

La sortie du système flou est donnée par:

$$\hat{u}_i = \frac{\sum_{k=1}^M \mu_k \hat{u}_i^k}{\sum_{k=1}^M \mu_k} \quad \text{III.4}$$

Où  $\mu_k$  représente le degré d'activation de la règle  $R_k$ , donnée par la relation suivante:

$$\mu_k = \mu_{F_{i(1, n-1)}} \times \mu_{F_{i(2, n-1)}} \times \dots \times \mu_{F_{i(m-1, 0)}} \times \mu_{F_{i(m, 0)}} \quad \text{III.5}$$

Pour une entrée donnée  $X$ , le système flou est entraîné par un algorithme d'apprentissage afin de minimiser l'erreur instantanée à l'entrée du sous-système  $i$ , cette erreur est définie par:

$$e_i(t) = u_i(t) - f_i(X, \theta_i) \quad \text{III.6}$$

La loi d'adaptation est donnée par l'équation suivante:

$$\hat{\theta}_i(t) = \hat{\theta}_i(t-1) + S(t)\lambda(t)e_i(t) \quad \text{III.7}$$

$$\lambda(t) = \frac{\partial f_i(X; \theta_i)}{\partial \theta_i} / \hat{\theta}_i(t-1)$$

Où  $S(t)$  est le gain de l'algorithme d'estimation donnée suivant la méthode du gradient comme suit :

$$S(t) = \frac{\beta_1 I}{\beta_2 + \lambda T(t)\lambda(t)} \quad \beta_1 > 0, \beta_2 > 0$$

Avec  $\theta_i$  regroupe tous les paramètres du système flou. Il s'agit, des paramètres des fonctions d'appartenance et ceux des conclusions.

### III.7.2 Calcul de la commande

Une fois l'étape d'estimation terminée, les paramètres estimés par le modèle flou sont envoyés au régulateur flou pour construire la base de règles, par conséquent, les règles du régulateur flou prennent la forme suivante :

$R_k$  : Si  $x_1^{(n-1)}$  est  $F_{i(1,n-1)}$  et.....et  $x_m^{(n-1)}$  est  $F_{i(m,n-1)}$  et.....et  $x_1$  est  $F_{i(1,0)}$  et.....et  $x_m$  est  $F_{i(m,0)}$  Alors  $u_i^k = a(0, k) + a(1, n - 1, k)x_1^{(n-1)} + \dots + a(m, n - 1, k)x_m^{(n-1)} + \dots + a(1,0, k)x_1 + \dots + a(m, 0, k)x_m + b(k)v_i^{(n)}$

Avec :

$$v_i = y_{di}^{(n)} + k_n(y_{di}^{(n-1)} - y_i^{(n-1)}) + \dots + k_1(y_{di} - y_i)$$

Les coefficients  $k_i$  sont choisis de telle sorte que le polynôme  $s^n + k_n s^{(n-1)} + \dots + k_1$  soit un polynôme d'hurwitz (racines à parties réelles négatives).

La commande appliquée au sous-système i est donnée par la relation suivante :

$$u_i = \frac{\sum_{k=1}^M \mu_k u_i^k}{\sum_{k=1}^M \mu_k}$$

III.8

La figure (III.9) illustre schématiquement le principe proposé de commande adaptative floue.

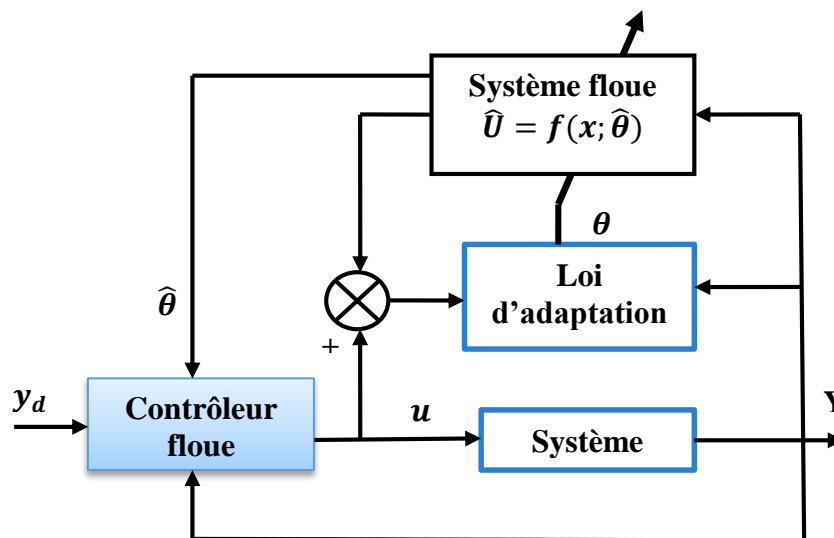


Figure III.8 Structure de la commande floue adaptative basée sur l'identification inverse

### III.7.3 Application à la machine asynchrone pentaphasée

La vitesse de MASP est ajustée par un contrôleur flou adaptatif basé sur l'identification inverse on suit les étapes suivante :

Sur la base de la vitesse de référence et de la vitesse mesurée, le régulateur flou adaptatif fournit le courant  $i_{qsref}$  et à partir de flux référence et flux estimé on obtient  $i_{dsref}$ , le courant de référence du stator est calculé à l'aide de la transformée de Park inverse (dq-abcde). Ces courants sont comparés aux courants réels pour fixer le contrôle de chaque bras de l'onduleur.

Pour obtenir l'équation du courant constant le long de l'axe q, utilisez l'équation d'équilibre entre le couple moteur et le couple opposé par la partie mécanique du système appliquant la commande vectorielle indirecte ( $\phi_{qr} = 0, \phi_{dr} = \phi_r$ ), ce qui nous donne :

$$i_{qs} = \frac{JL_r}{PM\phi_r} \frac{d\Omega}{dt} + (C_r + f\Omega) \frac{L_r}{PM\phi_r} \quad \text{III.9}$$

Ou  $\phi_r$  : flux résultant,  $\phi_r = \sqrt{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2}$

Alors, nous considérons l'équation comme la forme suivante :

$$i_{qs} = F(X) \frac{d\Omega}{dt} + G(X) \quad \text{III.10}$$

Avec :

$$F(X) = \frac{JL_r}{PM\phi_r} \quad \text{et} \quad G(X) = (C_r + f\Omega) \frac{L_r}{PM\phi_r} \quad ; \text{tel que,} \quad X = [\Omega]$$

Pour la commande floue adaptative basée sur l'identification inverse, le courant  $i_{qs}$  est approximés chacun par un système flou de Sugeno d'ordre un, tel que :

$$\hat{i}_{qs} = f(\Omega, \theta_\Omega) \quad \text{III.11}$$

Dans notre application, nous avons utilisé un modèle flou, concernant la vitesse, ou nous avons attribués trois fonctions d'appartenance à l'entrée du modèle.

La sortie de ce modèle flou est :

$$\hat{i}_{qs} = \frac{\sum_{k=1}^3 \mu_{k2} \hat{i}_{qs}}{\sum_{k=1}^3 \mu_{k2}} \quad \text{III.12}$$

Avec :

$$\hat{i}_{qs} = a(0, k) + a(1, k)\Omega + b(k) \frac{d\Omega}{dt} \quad \text{III.14}$$

Le courant fourni par le régulateur flou est données par :

$$i_{qk} = a(0, k) + a(1, k)\Omega + b(k)v$$

III.15

Où

$$v = \dot{\Omega}_{ref} + k(\Omega_{ref} - \Omega)$$

Le courant  $i_{qsref}$  nécessaire est donné par la relation suivante :

$$i_{qsref} = \frac{\sum_{k=1}^3 \mu_{k2} i_{qk}}{\sum_{k=1}^3 \mu_{k2}}$$

III.16

La figure (III.10) montre la structure de réglage de vitesse d'une machine asynchrone pentaphasée appliquant la commande floue adaptative indirecte basée sur l'identification inverse. Avec le bloc d'adaptation génère le courant estimer  $i_{qs}$  et regroupe tous les paramètres  $\theta_{\Omega}$  du système flou, c'est-à-dire les paramètres des fonctions d'appartenance et ceux des conclusions.

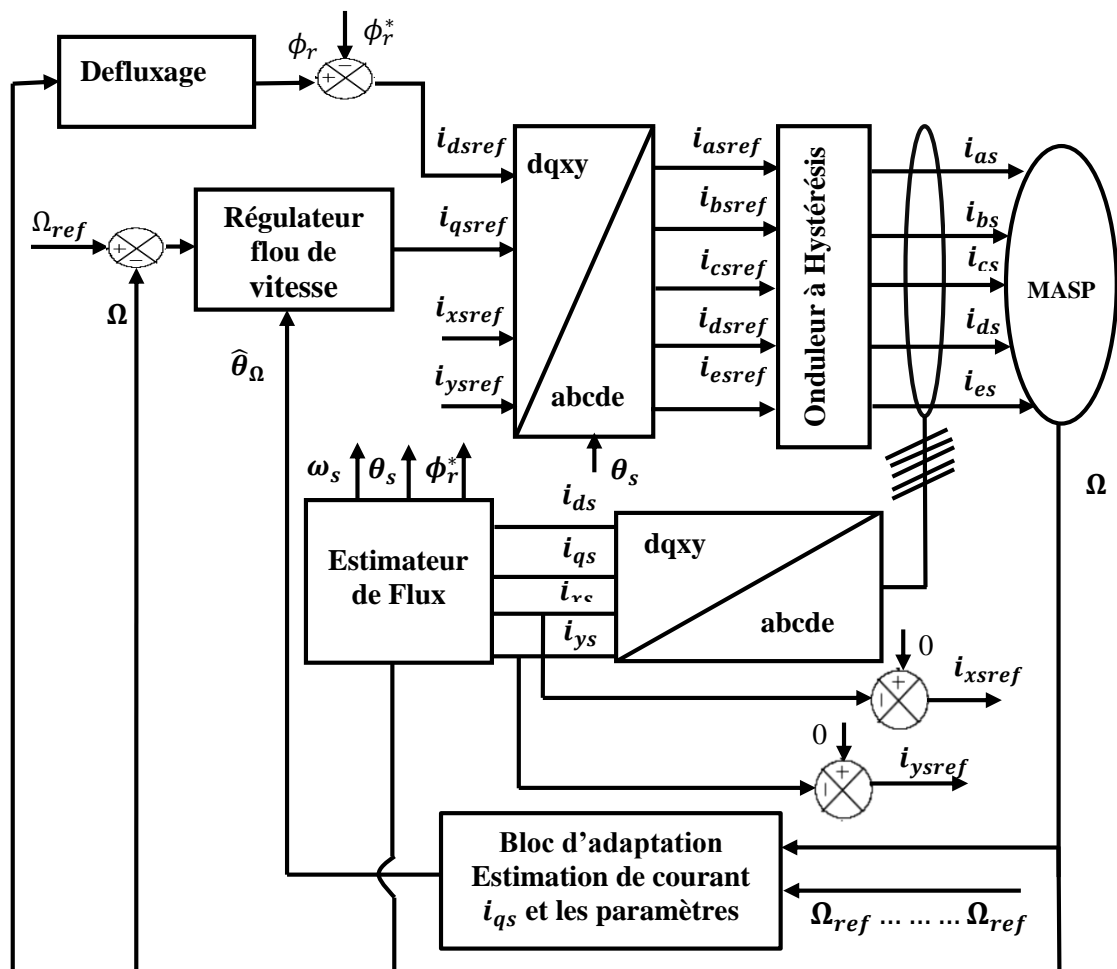


Figure III.9 Structure de réglage de vitesse d'un MASP par la méthode de commande floue adaptative indirecte basée sur l'identification inverse

### **III.8 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons parlé à la commande de la logique floue et abordé ses caractéristiques les plus importantes, puis nous avons étudié la commande floue adaptative en insistant sur cette dernière car c'est le but de notre travail, et nous avons vu que c'est un moyen efficace et rapide de régler la vitesse, après cela nous avons appliqué une des méthodes de cette commande, qui est la commande floue adaptative indirecte basé sur l'identification inverse.

# ***Chapitre IV***

## ***Résultats De Simulation***

## IV.1 Introduction

La machine asynchrone présente de nombreux avantages qui en font le candidat idéal pour l'entraînement à vitesses variables. Mais d'autre part, ses paramètres sont presque connus et évoluent avec le temps.

Par conséquent dans ce chapitre, on expose les résultats de simulation appliqué sur la machine asynchrone pentaphasée, d'où on va intéresser sur deux techniques qui sont: la commande par logique floue et la commande floue adaptative basée sur l'identification inverse présenté dans le chapitre 3, les résultats de simulation montrent les réponses de la vitesse dynamique, le couple électromagnétique, le flux rotoriques ainsi que les courants statoriques avec application d'un couple résistant et inversion du sens de marche pour les deux types de commande.

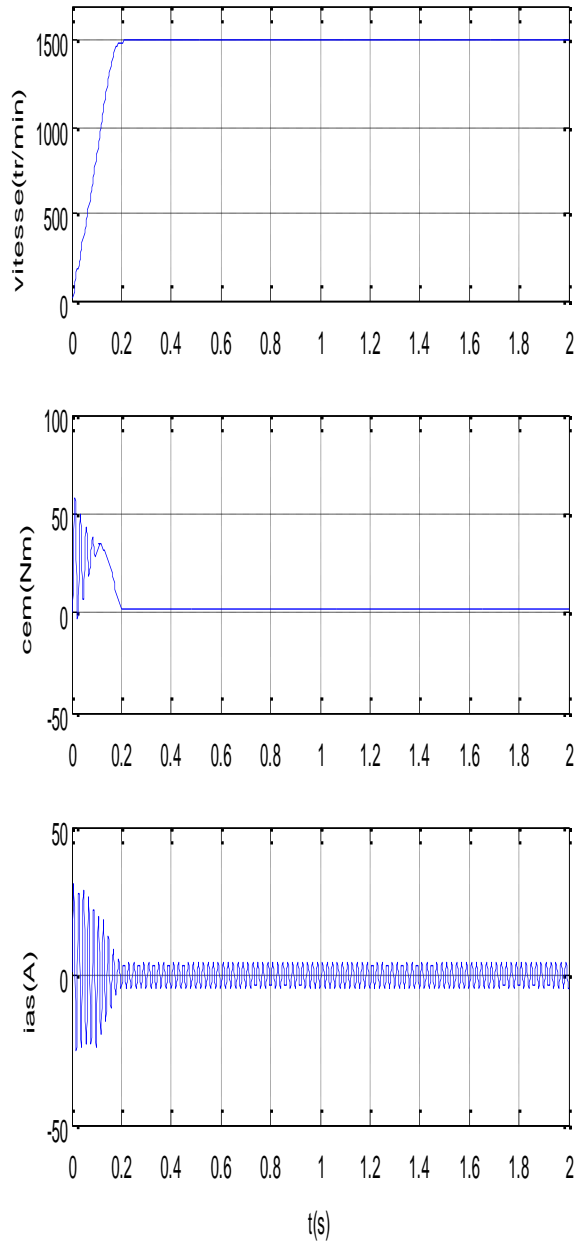
## IV.2 Alimentation de la MASP par un réseau pentaphasée

### IV.2.1 Résultats de simulation

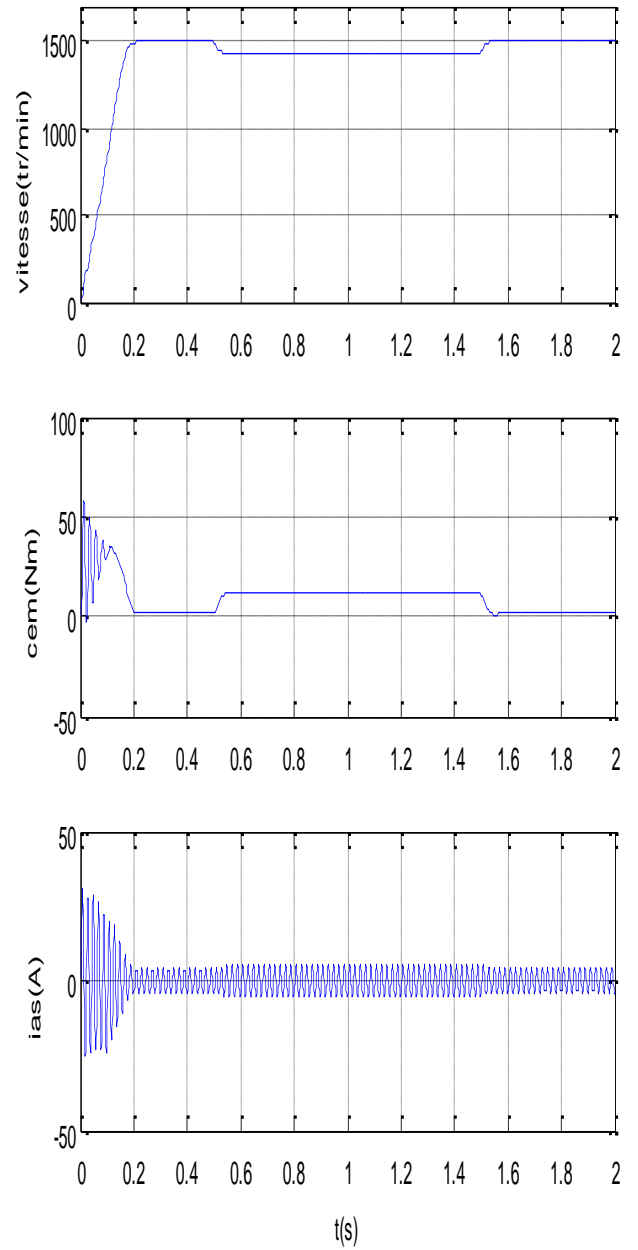
Pour étudier la commande de telles machines, il est nécessaire de comprendre le comportement de la machine en régime transitoire. Le but est de trouver le modèle mathématique général simple pour tous les moteurs asynchrones polyphasés. Pour trouver ce modèle la machine sera modélisée dans les bases propres, de Concordia et Park transformé un repère à cinq phases en un repère à quatre phases.

La simulation de ce dernier nous a permis d'obtenir les caractéristiques suivantes, la vitesse " $\Omega$ ", le couple électromagnétique " $C_{em}$ ", les courants statoriques  $i_{as}$ ,  $i_{qs}$  et les flux rotoriques respectivement  $(\phi_{ds}, \phi_{qs})$  suivant les axes « d, q ».

a)



b)



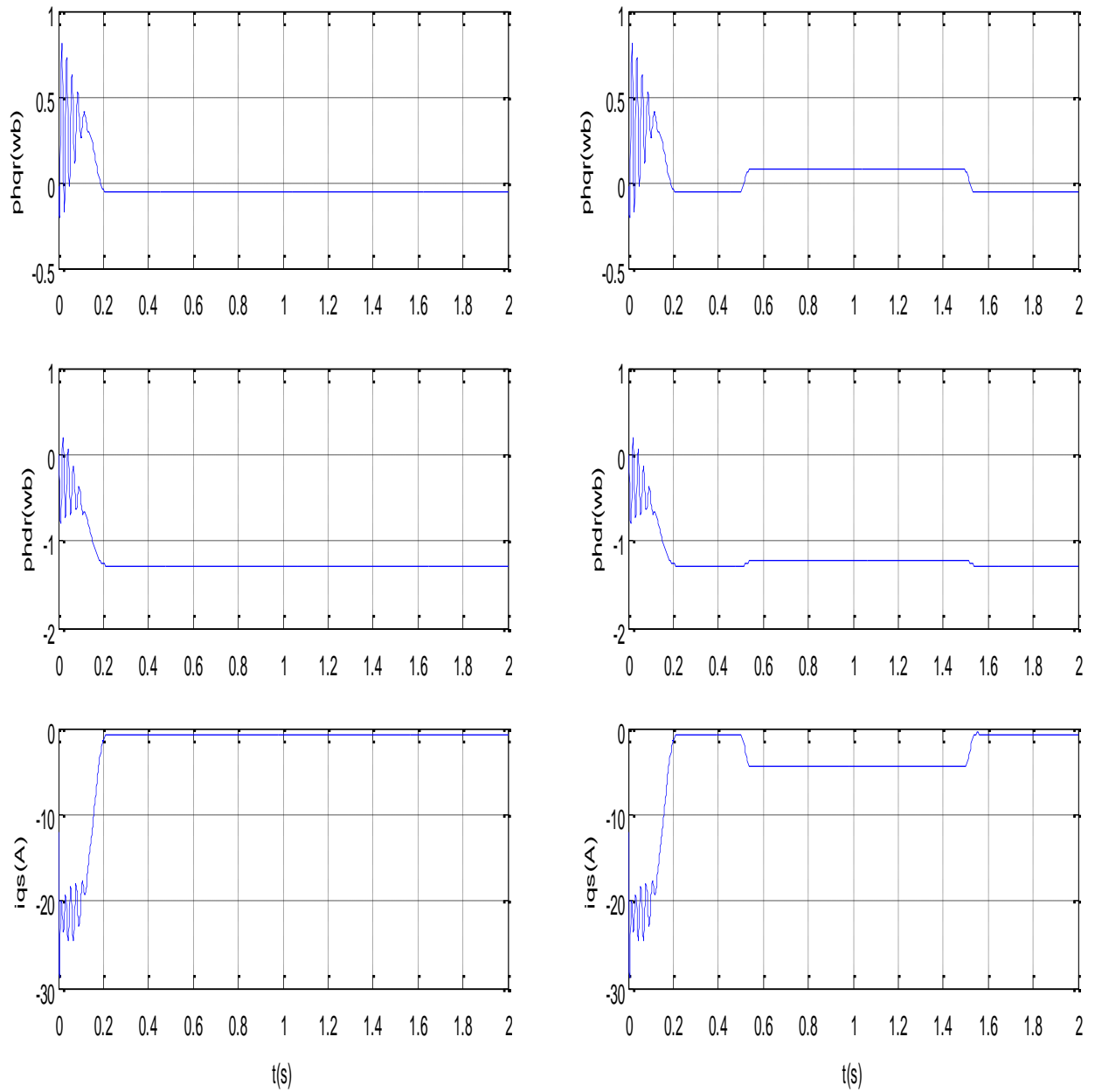


Figure IV.1 Résultats de simulation du comportement dynamique de MASP :

- a) Fonctionnement à vide, b) lors d'un démarrage suivi d'une application couple de charge ( $C_r=10\text{Nm}$ ) à l'instant  $t= [0.5\ 1.5]$  seconde)

## IV.2.2 Interprétations

Les résultats obtenus dans les figures (IV.1.a), (IV.1.b) représentent les performances de la machine asynchrone alimentée directement par un réseau pentaphasée équilibré. Les paramètres de cette machine sont donnés dans l'annexe A. Ces figures détaillent séparément l'évolution des courants ( $i_{as}$ ,  $i_{qs}$ ), des flux ( $\phi_{qr}$ ,  $\phi_{dr}$ ), du couple électromagnétique ( $C_{em}$ ) et de la vitesse ( $\Omega$ ) lors d'un démarrage du moteur à vide, puis lors d'une application d'un couple de charge ( $C_r$ ).

Au démarrage à vide, la machine démarre presque linéairement pendant un temps très court ( $t = 0,18$  sec) en raison du couple de démarrage élevé pour atteindre une vitesse proche de celle de synchronisme ; Cela signifie que la vitesse du champ tournant est égale à 1500(tr/min).

Le couple électromagnétique au régime transitoire représente un couple pulsatoire apériodique, avec un couple de démarrage à atteint de valeur ( $C_{em} = 60$  Nm), Puis il se stabilise après 0,2 secondes au régime permanent.

Durant le régime transitoire, la machine consomme des courants plus importants puis il diminue pour prendre la forme sinusoïdale. Le flux  $\phi_{dr}$  se stabilise à -1.3 web par contre le flux  $\phi_{qr}$  présente des oscillations puis se stabilise presque à -0.05 web.

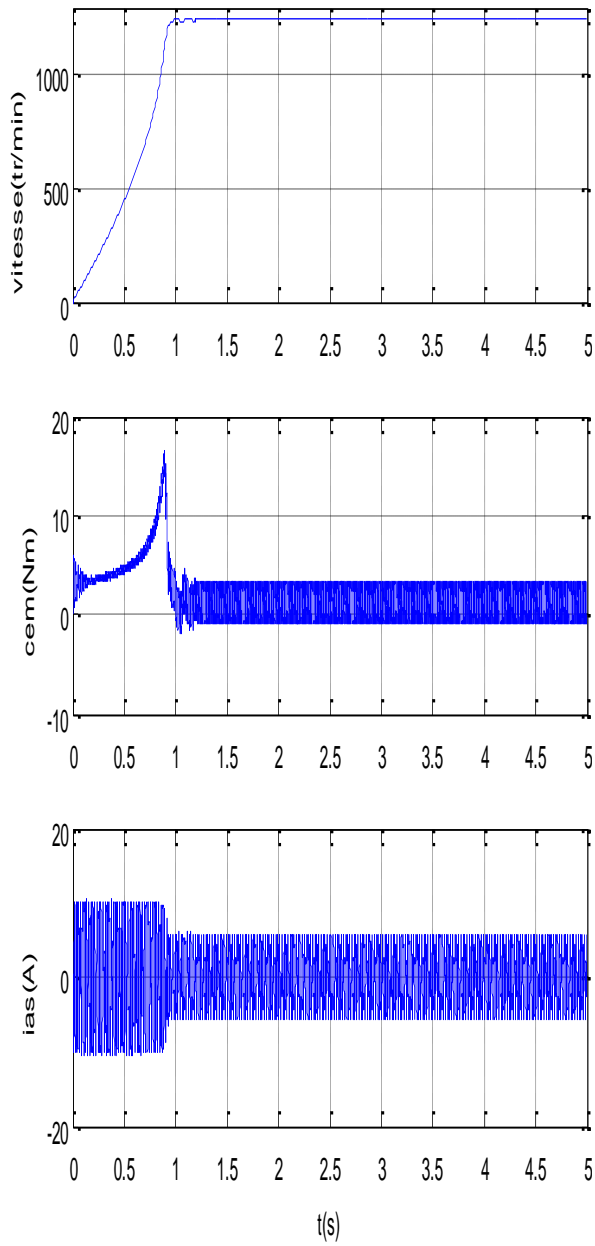
Durant le régime permanent, nous avons appliqué à l'instant  $t = [0.5 \ 1.5]$  seconde une charge résistive nominale de 10N.m d'après la figure (IV.1.b). La vitesse de la machine diminue à 1450 tr/min ; par conséquent, le couple électromagnétique augmente pour compenser la charge, avec les flux rotoriques et les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée.

## IV.3 Association avec l'onduleur

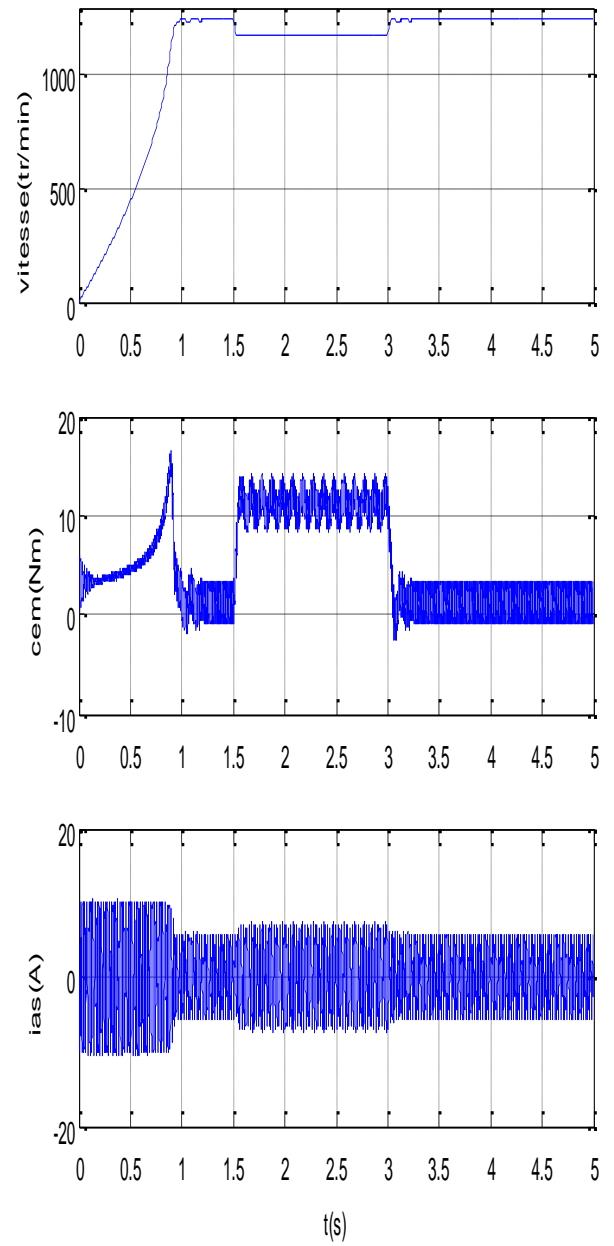
### IV.3.1 Résultats de simulation

Afin d'obtenir une vitesse variable de la machine asynchrone pentaphasée, il faut utiliser une source de fréquence variable contrôlable, c'est pourquoi nous avons associé notre machine avec un onduleur de tension commandé par la technique d'hystérésis. La source d'entrée de l'onduleur est du type source de tension, ou on contrôle l'amplitude et la fréquence de cette dernière.

a)



b)



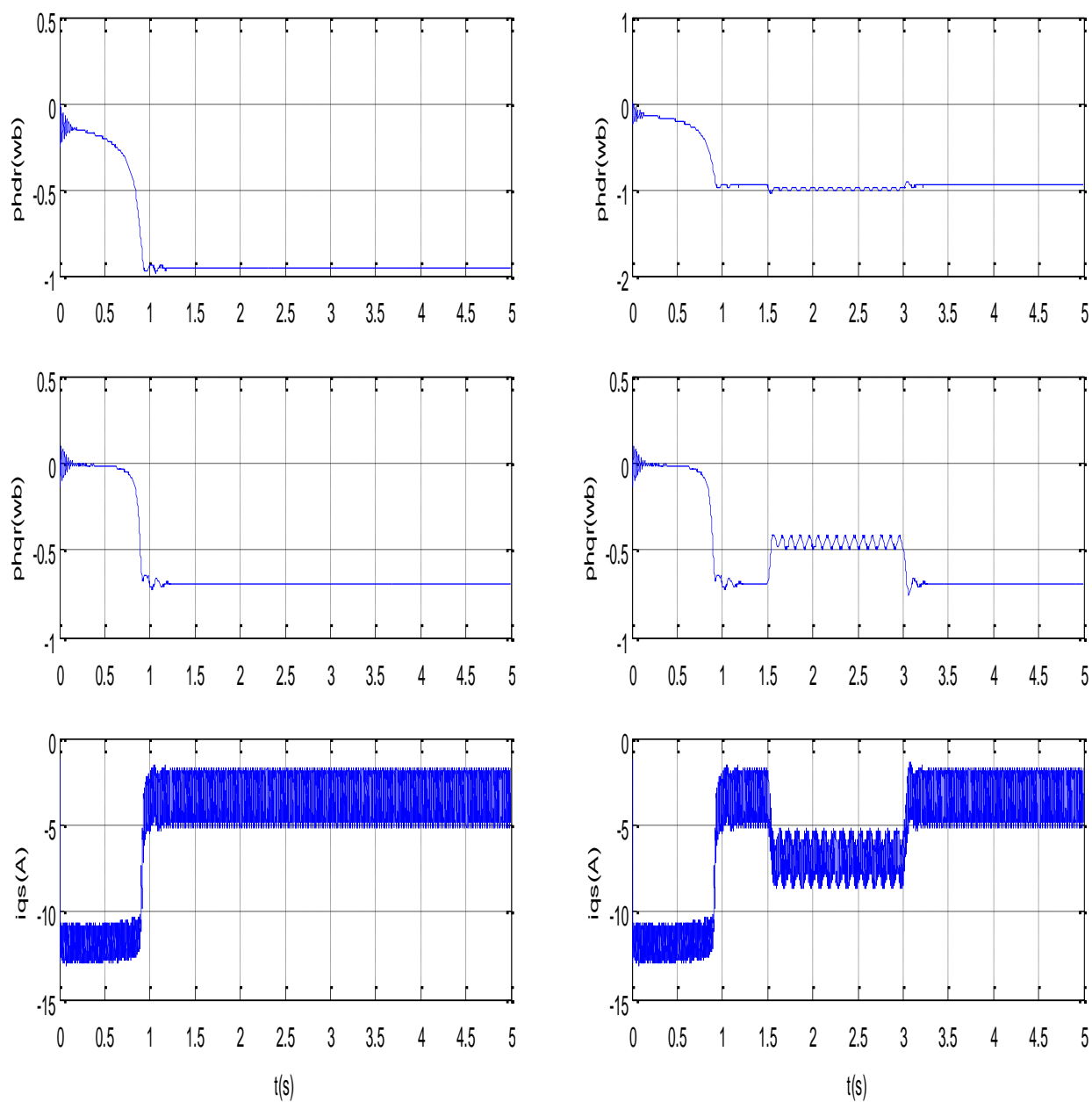


Figure IV.2 Association onduleur-machine pentaphasée :

- a) Fonctionnement à vide, b) Fonctionnement en charge (application d'un couple de charge ( $C_r=10\text{Nm}$ ) à l'instant  $t= [1.5 \ 3]$  seconde)

### IV.3.2 Interprétations

Les Figures (IV.2.a), (IV.2.b) représentent les résultats de simulation de l'association onduleur-machine asynchrone pentaphasée.

Lors d'un démarrage à vide de la machine asynchrone alimentée en tension. On constate que le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine. À cause des harmoniques dans les tensions fournies par l'onduleur.

On note également une augmentation de vitesse presque linéaire jusqu'à ce qu'une vitesse constante de 1500 tr/min soit atteinte.

Lors de l'application d'un couple résistant à l'arbre de la machine par une valeur ( $C_r=10$  Nm) à l'intervalle de temps [1.5 3] seconde, on remarque une chute de vitesse de rotation traduite par un glissement supplémentaire de la machine. La diminution de la vitesse après l'application du couple de charge est accompagnée par l'augmentation du couple électromagnétique afin de compenser instantanément cette sollicitation du couple résistant. C'est pourquoi ; la puissance de la MASP est constante.

Finalement on remarque bien que l'onduleur a sécurisé l'alimentation du MASP qui est similaire à celle du réseau pentaphasée avec des ondulations acceptables.

### IV.4 Simulation de différentes techniques de commande

Nous exposerons des résultats de simulations obtenus par l'application des différentes techniques de commandes appliquée sur la MASP. Qui sont deux types de contrôle :

- Commande par logique floue.
- Commande floue adaptative indirecte basée sur l'identification inverse.

#### IV.4.1 Commande par logique floue de la MASP

Dans cette partie nous présentons un régulateur flou de type Mamdani pour le réglage de la vitesse d'une MASP. On utilise un régulateur flou de vitesse de type Mamdani avec trois ensemble floue, sa sortie est le courant statorique de référence suivant l'axe q  $I_{qsref}$ , et la sortie du bloc defluxage est le courant statorique de référence suivant l'axe d  $I_{dsref}$ , et après la

transformation inverse de Park on aboutit aux courants réels statoriques qui donnent la vitesse réelle du moteur.

#### **IV.4.1.1 Résultats de simulations**

Afin de valider la méthode de commande floue, nous simulons le comportement dynamique de la machine asynchrone avec le régulateur flou de type Mamdani à trois ensembles flous de formes triangulaires appliqués aux variables d'entrées et des singletons pour la variable de sortie. Nous présentons les résultats illustrés sur les figures (IV.3), (IV.4) avec application d'un couple résistant de  $C_r = 10 \text{ N.m}$  et lors d'une inversion du sens de marche.

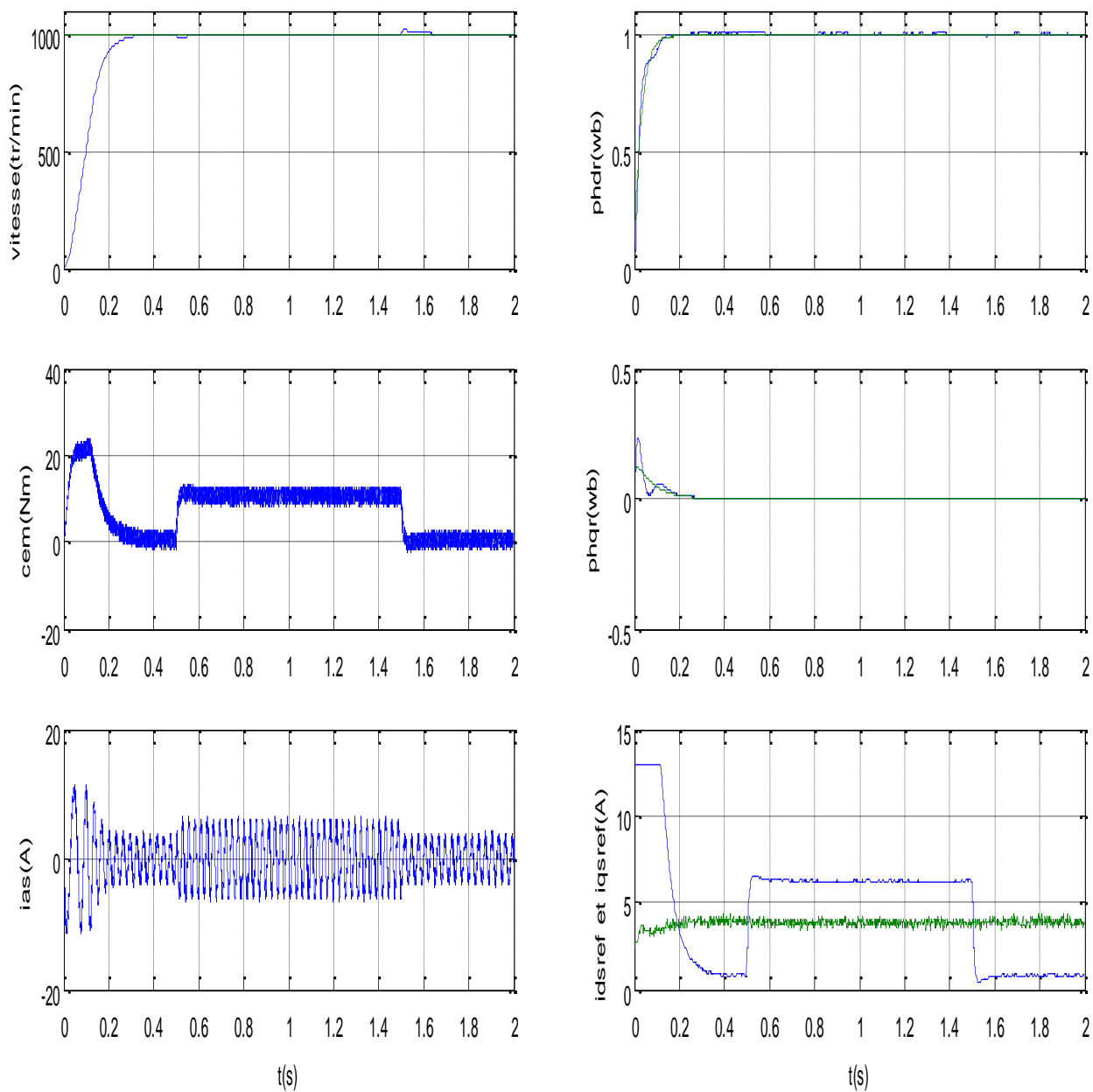


Figure IV.3 Comportement dynamique de la MASP lors d'un démarrage avec variation de charge  
 $C_r=10Nm$  à l'instant  $t= [0.5 \ 1.5]$  sec

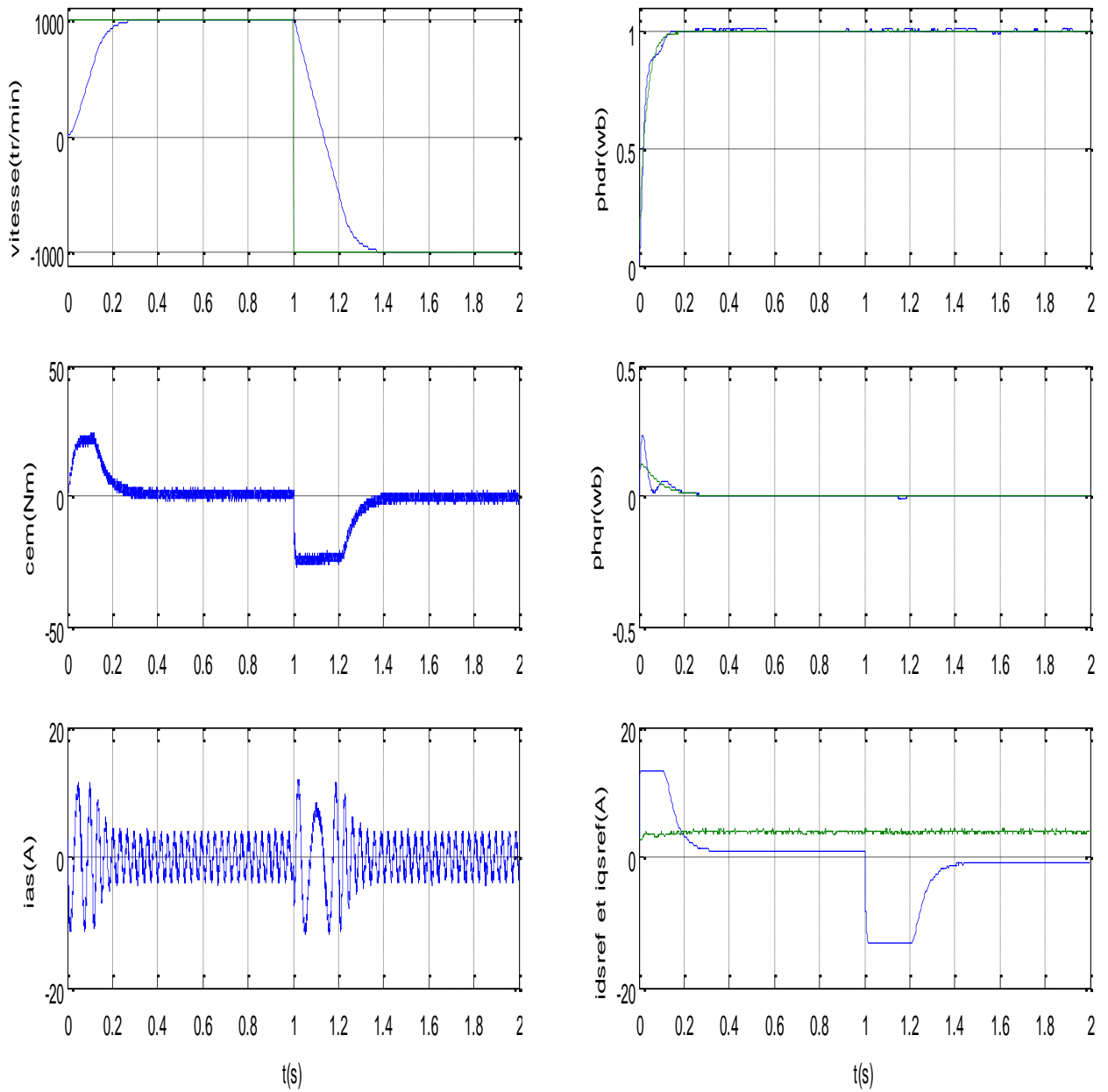


Figure IV.4 Comportement dynamique de la MASP avec inversion du sens de marche [1000 - 1000] l'instant  $t=1$  sec

### IV.4.1.2 Interprétations des résultats

La figure (IV.3) représente l'évolution du comportement de la MASP, les réponses de vitesse et du couple avec un régulateur flou de vitesse pendant d'une application de couple résistant de valeur  $C_r=10 \text{ N.m}$  à l'intervalle de temps  $[0.5 \ 1.5] \text{ sec}$ , On remarque que la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur de référence à  $t=0.3$ . On note une nette amélioration en régime dynamique et une réponse de la vitesse est très satisfaisante. Et, l'application du couple résistant n'affecte pas la vitesse de rotation voulue.

Nous simulons le comportement dynamique de la machine asynchrone pentaphasée lors d'un démarrage pour une consigne de  $1000 \text{ tr/min}$  puis avec une inversion du sens de marche de  $1000 \text{ tr/min}$  à  $-1000 \text{ tr/min}$ . d'après la figure (IV.4), on remarque que la réponse en vitesse est très satisfaisante dans les deux zones de fonctionnement rapide et précis. Que la machine tourne à la vitesse de  $+1000 \text{ tr/min}$  ou à vitesse du sens inverse de  $-1000 \text{ tr/min}$  et on note une augmentation au niveau du courant statorique. Le flux rotorique est également installé, il suit sa valeur de référence suivant l'axe (d) avec une composante en quadrature (q) nulle. On conclut que l'inversion de rotation de la vitesse permet de déduire que la commande est robuste.

### IV.4.2 Commande floue adaptative basée sur l'identification inverse

Dans de nombreuses applications, les résultats obtenus avec un contrôleur flou sont meilleurs que celle obtenue avec un algorithme de contrôle classique, la méthodologie de contrôle flou est donc utile lorsque les opérations sont très complexes analysés à l'aide de techniques traditionnelles. Plusieurs travaux dans le domaine du contrôle ont montré que le contrôleur par logique floue est plus robuste que le contrôleur traditionnel, Mais il ne peut pas supporter des variations lentes ou rapides dans la dynamique des systèmes, notamment dans les systèmes avec des incertitudes et des perturbations causées par l'environnement dans lequel ces systèmes fonctionnent, d'où la nécessité d'introduire le concept de systèmes de contrôle adaptation pour assurer les performances plus précises.

Dans cette section, nous exposons les résultats de simulation obtenus après l'application de cette technique sur la MASP.

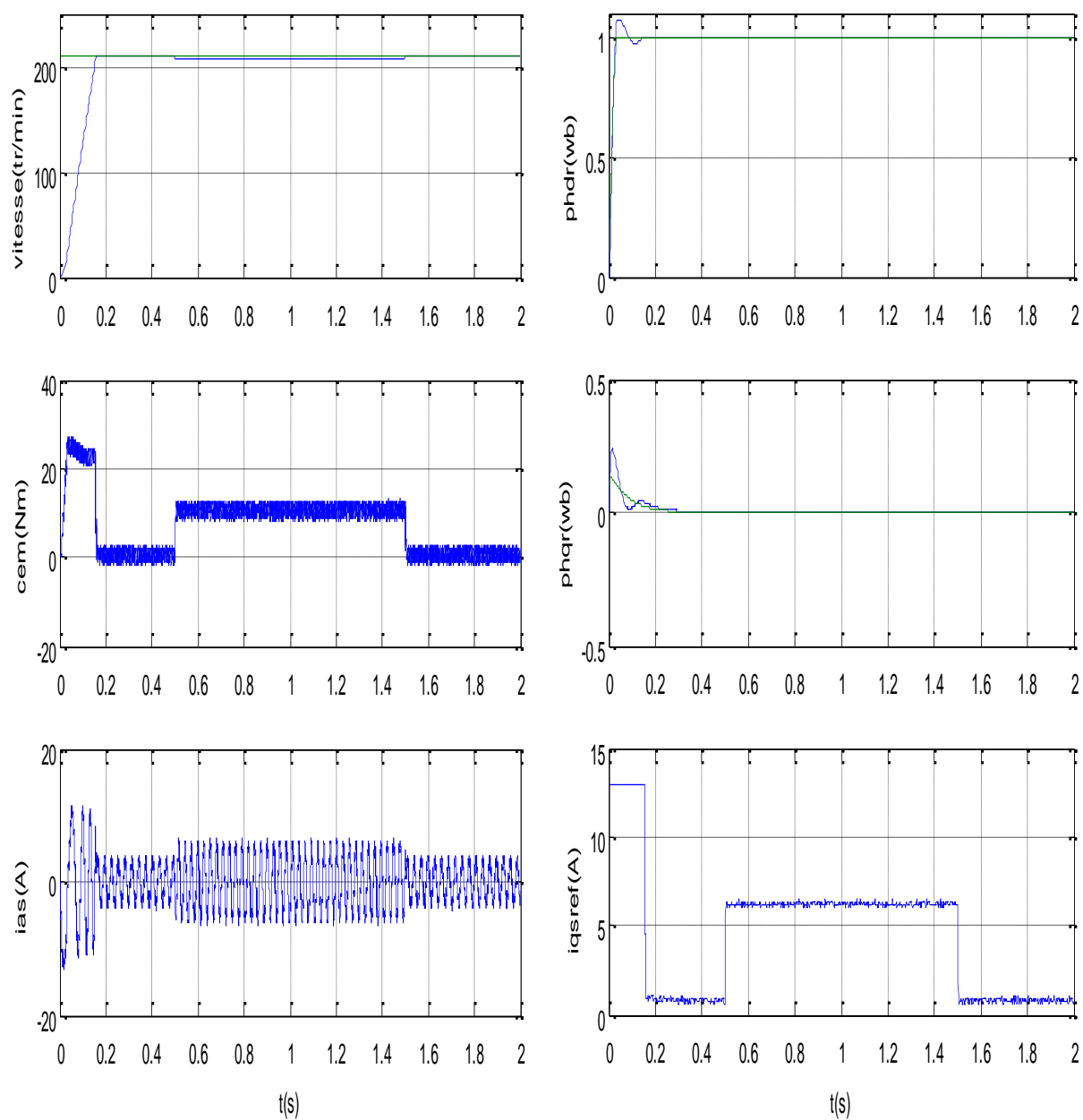


Figure IV.5 Comportement dynamique de la MASP lors d'un démarrage avec variation de charge  
 $C_r=10Nm$  à l'instant  $t= [0.5 \ 1.5]$  sec

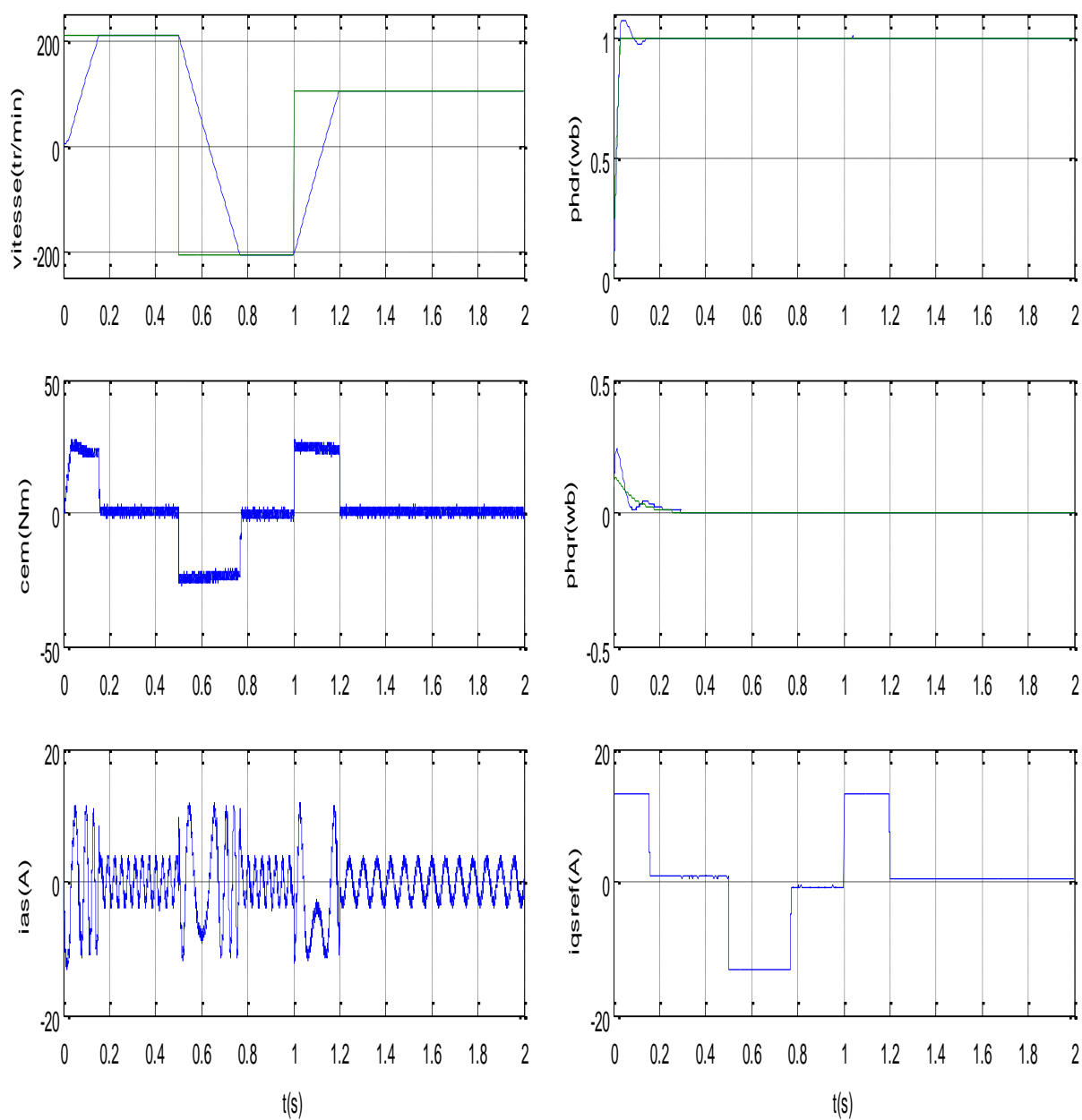


Figure IV.6 Comportement dynamique de la MASP avec inversion du sens de marche

[200 -200] à l'instant  $t=0.5$  sec et [-200 100] à l'instant  $t=1$  sec

### IV.4.2.1 Les interprétations

Les figures (IV.5), (IV.6), représentent le comportement dynamique d'une machine asynchrone pentaphasée pour le réglage de la vitesse de rotation. Et cela, lors du démarrage d'une consigne de 209 rad/s avec variation de charge et lors d'une inversion de sens de marche.

Après les résultats de simulation obtenus, on remarque que la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement et l'application d'un couple résistant n'affecte pas la vitesse de rotation voulue. Le flux rotorique est également installé, il suit sa valeur de référence suivant l'axe (d) avec une composante en quadrature (q) nulle. En plus, on note une augmentation du couple électromagnétique produit par l'application de la couple résistant. Ainsi que le courant statorique qui a un comportement sinusoïdal. Enfin, les performances du réglage de la vitesse par l'application de la commande floue adaptative avec identification inverse sont très satisfaisantes.

## IV.5 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous présentons les résultats de simulation en utilisant le logiciel Matlab/programme pour ajuster la vitesse MASP, nous avons appliqué à la fois la commande floue et la commande floue adaptative, afin d'obtenir des performances élevées de la machine asynchrone pentaphasée.

À travers les résultats obtenus on constate que la commande floue adaptative est plus précise en termes de résultats car elle se caractérise par de nombreux avantages : grande précision, performances bonnes et rapides, un temps de réponse courte.

# ***Conclusion Générale***

## **Conclusion générale**

Les machines asynchrones polyphasées trouvent un intérêt important auprès des chercheurs en raison de beaucoup d'avantage, la robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien, en plus le nombre de phases élevé implique une réduction des ondulations du couple électromagnétique (amplitude), un fractionnement de la puissance, qui provoque une diminution des contraintes de dimensionnement sur les composants d'électronique de puissance alimentant chaque phase.

Dans ce travail, pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone pentaphasée alimenté par un onduleur de tension commandé en courant par la technique d'hystérésis, nous nous sommes intéressés à la commande par les systèmes flous adaptatifs qui combine l'étude de l'adaptation et de l'incertitude ce qui permis de dériver les contrôleurs flous adaptatifs.

Commençant à aborder en détail l'essentiel des machines polyphasées en présentant leurs caractéristiques générales, et à travers un modèle mathématique on peut établir le modèle de MASP passant par la transformation de Park qui réduit le système d'état électrique de la machine de cinq à quatre équations.

Le réglage de la vitesse du rotor de la machine asynchrone se réalise par une tension d'amplitude et de fréquence réglable, pour cela, La modélisation de l'onduleur de tension commandé par hystérésis et leur association avec la machine pentaphasée font l'objet du deuxième chapitre.

Dans la première partie du troisième chapitre, nous avons abordé la technique de commande par la logique floue, où nous avons donné un aperçu de son concept, de ses caractéristiques les plus importantes, de ses règles et de sa structure générale de commande, puis l'application sur la MASP. Dans la seconde partie, pour améliorer plus les performances de la machine, nous avons proposé la technique de la commande floue adaptative, commençant de donner les notions de base relative à la théorie de cette commande, les principes généraux et les différentes approches, et parmi ces approches on a choisi la commande floue adaptative indirecte basée sur l'identification inverse qui est l'objectif principale de notre travail.

Dans le quatrième chapitre, on expose les résultats de simulation trouvés par le logiciel Matlab pour la modélisation de la MASP et leur association avec l'onduleur ainsi que l'application de la commande floue et la commande floue adaptative indirecte basée sur l'identification inverse.

Les résultats obtenus ont montrés que la commande floue et la commande floue adaptative présentent de bonnes performances en présence de perturbations de charge et lors d'une inversion du sens de marche, la vitesse suit sa référence, Le flux rotorique suit sa valeur de référence suivant

l'axe d avec une composante nulle suivant l'axe q. Et l'augmentation du couple électromagnétique en présence du couple résistant conduit à une bonne accélération du moteur.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite à cette étude, à savoir :

- La commande adaptative floue directe appliquée sur la machine asynchrone pentaphasée.
- L'amélioration de la commande adaptative floue vers le floue type-2- pour commander la machine asynchrone pentaphasée.
- La commande utilisant les techniques d'optimisation méta-heuristique.

# *Annexe*

**Caractéristique du moteur étudié :**

- ✓ Nombre de phases : 5 (moteur pentaphasé).
- ✓  $U=220/380V$
- ✓  $F_s=50$  Hz
- ✓  $N_r = 1500$  tr/min
- ✓ Puissance nominale : 2,75 kW
- ✓ Fréquence : 50 Hz
- ✓ Tension composée statorique : 220 V
- ✓ Courant nominal : 2,1A
- ✓ Résistance statorique : 4.85 Ohm
- ✓ Résistance rotorique : 3.80 Ohm
- ✓ Inductance de fuites statorique: 0.274 mH
- ✓ Inductance de fuites rotorique: 0.274 mH
- ✓ Inductance magnétisante: 0,26 H
- ✓ Moment d'inertie : 0,05 kg.m<sup>2</sup>
- ✓ Coefficient de frottement : 0,0006

# ***Bibliographies***

## Références Bibliographiques

- [1] M. Fodil, «Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande de la machine asynchrone Pentaphasée». Mémoire de Master université Mohamed Boudiaf M'sila- à Juin 2020.
- [2] Arezki Diche, «Modélisation d'une machine asynchrone Pentaphasée». Mémoire de Master université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou à 08 /10/ 2015.
- [3] F. Poitiers, « Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'Utilisation de l'Energie Eolienne : Machine Asynchrone à Cage Autonome, Machine Asynchrone à Double Alimentation Reliée au Réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [4] Naït-Saïd Mohamed-Saïd, « contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine à induction sans transducteur rotatif », Thèse de doctorat en électrotechnique, université de Batna, à 5/5/ 2008.
- [5] Wang L.X., « Stable adaptive Fuzzy control of nonlinear system », Proc.31st Conf. Dec. Contr. pp. 807 -814, 1992.
- [6] Wang L.X., « Adaptive Fuzzy Systems and Control», Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1994.
- [7] Spooner J.T., Passino K.M., « Stable Adaptive Control Using Fuzzy Systems and Neural Networks», IEEE Trans. on Fuzzy Systems, vol. 4, no. 3, pp. 339-359, August 1996.
- [8] J.F. Doyon « Etude et simulation des groupes convertisseurs-machines synchrones à six phases» Thèse de Magister, École De Technologie Supérieure, Université Du Québec, septembre 2011.
- [9] Levi, E., M. Jones, S. N. Vukosavic et H. A. Toliyat. 2004. « A novel concept of a multiphase, multimotor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter ». Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 19, no 2, p. 320-335.
- [10] Chouali Sabrina, DIB Akram, «Motorisation Electrique avec défaut par une machine asynchrone polyphasée.» mémoire de master en Electrotechnique Industrielle à université de Abderrahmane Mira, Bejaïa, 2019/2020.

- [11] Mehenni Hicham /mouhoub abdellatif-, Thèse de master « Commande d'une Machine Asynchrone Pentaphasée Alimentée par un Convertisseur Matriciel Indirect ». Thèse de master Université A/Mira de Bejaia-2017.
- [12] B.Boubakr «Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux avec une application sur la Machine Heptaphasée » mémoire de Magister en automatique à l'école nationale polytechnique, Alger, Octobre 2010.
- [13] Ghedamsi Kaci, Aouzellag Djamel « Etude et Contrôle des Machines Asynchrones Polyphasées en Modes », Thèse de Doctorat à université de Bejaia en 2015-2016.
- [14] B. Bensaker, H. Kherfane, A. Maouche and R. Wamkeu: Nonlinear modeling of induction motor drives for nonlinear sensorless control purposes. Preprint of 6th IFAC symposium on nonlinear control system, Vol. 3, pp.1475- 1480, Stuttgart, Germany.
- [15] L.Baghili, «Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques.» Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, 14 janvier 1999.
- [16] Fodil .Malika, «Commande de la Machine Asynchrone Polyphasée», Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf-M 'sila, 2018 /2019.
- [17] Arezki DICHE, «Modélisation d'une machine asynchrone Pentaphasée », Mémoire de Master, université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, à 08 /10/ 2015.
- [18] Koussaila iffouzar « Etude et Contrôle des Machines Asynchrones Polyphasées en Modes Normal et Dégradé ». Thèse de doctorat Application dans un Système Embarqué, Université de Bejaia. - 2016.
- [19] Hespul « Les Onduleurs pour Systèmes Photovoltaïques Fonctionnement, Etat de l' Art et Etude des Performances », 2007.
- [20] F. Nacer et A. Betta, « Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone », Université de Batna 2006.
- [21] B.S. Boumediene. « Études de différentes techniques de Commandes non linéaires à un moteur asynchrone à double étoile sans capteur de vitesse», thèse de doctorat en électrotechnique. Université de Mascara. 2018-2019.

- [22] F. Locment, « Conception et Modélisation d'une Machine Synchrone à 7 phases à Aimants Permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Lille. Déc. 2006.
- [23] B. Boubakr, «Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux avec une application sur la Machine Heptaphasée » mémoire de Magister en automatique à l'école nationale polytechnique, Alger, Octobre 2010.
- [24] C.Benzazah, M. Ait Lafkih « Etude comparative entre deux topologies d'onduleurs triphasés, classique à 2-niveaux et NPC à 3-niveaux avec deux différentes méthodes de commande MLI-ST et SWM » International Journal of Innovation and Applied Studies, Vol. 9 No, pages. 841-852, 2 Nov 2014.
- [25] Bezzalla Amel, Mohamdi Souad, « Commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimenté un moteur à cage (étude de comparative enter la modulation à séquence Alignée à droit et celle à séquence symétrique) », Mémoire de Fin d'études, Université de M'sila, 2009.
- [26] Khoudiri Abdelkader, « Fonctionnement en mode dégradé d'un Onduleur Multi niveaux en Cascade », Mémoire de Magistère, école militaire polytechnique, 2009.
- [27] Grellet. G, Clerc. G, «Actionneurs électriques, Principe/Modèle et commande», Eyrolles. Deuxième édition. 2000.
- [28] G. Segulier, F. Labrique, R. Bausiere, «Les convertisseurs de l'électronique de puissance». Tome 4-Edition Lavoisier Tec et Doc-1989.
- [29] A.Azib, «Motorisation Electrique avec défaut par une machine asynchrone polyphasée », Thèse de Magistère université Abderahmane Mira Bejaia à 2019/2020.
- [30] Y. Ouazir, « Modélisation des Machines Asynchrones Polyphasées par les Fonctions de Bobinage », Thèse de Magistère, université de Houari Boumediene à 2014.
- [31] Brahim Metidji, « commande robuste des moteurs à courant alternatif alimentés par un convertisseur matriciel », Thèse de Doctorat en ETH, Université de Bejaïa, 2013.
- [32] Paul-Etienne Vidal, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [33] <http://cbissprof.free.fr>.« frconversion statique d'énergie ».

- [34] Bouakak Ouhid «contribution à l'analyse des onduleurs multi niveau »PFE soutenue en juin 2005 à l'université de Batna.
- [35] Fodil Malika «Commande de la machine asynchrone polyphasée» Mémoire de Fin d'études, Université de M'sila 2018 /2019.
- [36] E. G. Shahraki «Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques», Thèse de docteur le l'université de Henri Poincaré, Nancy 1, 2003.
- [37] N. Belhaouchet« La commande Dead beat à hystérésis appliquée à l'onduleur et au Hacheur AC PWM : Etude par simulation», Projet de fin d'études du diplôme de magister Universitaire Belhadj l'université de SETIF, 2005.
- [38] Rami A. Maher. Amjad J.H et Ayad Q. Hussein «Adaptive Hysteresis-Band Current Controller of a Three Phase Induction Machine», Journal of Engineering and Development, Vol. 14, No. 2, June 2010.
- [39] M. Kale, E. Ozdemir , « An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filter »,Electrical Education Department, Technical Education Faculty, Kocaeli University, 41100 Izmir, Turkey,2004.
- [40] K.Derradji Belloum. Thèse de Magistère «Etude d'une loi de commande En Courant par hystérésis à bande Adaptative pour un onduleur de tension», Université Sciences et de la Technologie Mohamed Khider de Biskra, 2018/2019.
- [41] A. Debouze, A. Kelaiaia, « Commande floue des machines électrique », Mémoire de Master, Université des Sciences et de la Technologie à 8 Mai 1945 - Guelma, 2019.
- [42] P. Borne, J. Rozinoer, J.Y. Dieulot, L. Dubois, « Introduction à la logique floue. » Editions Technip.
- [43] F.Chevrie et F.Guely, « cahier technique n=° 191 : la logique floue », groupe Schneider, 1998.
- [44] G.Huguenin, « logique floue», CH-2610 Saint-Imier, 2004.
- [45] Arnold Kaufmann, « Introduction à la logique floue, Techniques de l'Ingénieur, traité Informatique industrielle», Aout 2001.
- [46] F. Chevrie et F. Guély, « La Logique Floue », Cahier Technique N° 191, Groupe Schneider, CT Edition, Mars, 1998.

- [47] F. Zidani, R. Nait-Said, « Introduction à la Logique Floue / Conception d'un Contrôleur Flou », Cours de Magister, Université de Batna, Algérie, 2005/2006.
- [48] A. L. Nemmour, « Contribution à la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation », Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [49] B. Kosko, « Neural Network and Fuzzy Systems: A Dynamical System Approach to Machine Intelligence », Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N J., 1991.
- [50] Doudou Sofiane, « Contribution à la commande moderne des systèmes non linéaires multi variables non affines », thèse doctorat, spécialité : automatique, université SETIF1, année 2013.
- [51] L. Baghili, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques. » Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, 14 janvier 1999.
- [52] M. Boukhtala et M. Bouchrit, « Commande d'une Machine Asynchrone monophasé par logique floue » Mémoire d'Ingénieur, Ecole Nationale polytechnique, Alger 2004.
- [53] R. Toufouti « Contribution à la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone. » Thèse de Doctorat, Université de Constantine 2008.
- [54] M. Chemachema « Commande Adaptative Floue Des Systèmes Non Linéaires. » Mémoire de Master, université de Constantine 1 à 27/ 11 / 2014.
- [55] L. Baghli, « contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de logique floue, réseaux de neurones et les algorithmes génétiques », Thèse Doctorat Nancy ,2003.
- [56] B. Kosko, Neural Network and Fuzzy Systems: A Dynamical System Approach to Machine Intelligence, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N J., 1991.
- [57] O. Maamri I. Khalil « Développement d'une commande vectorielle DTC d'une machine Asynchrone par la logique floue », Mémoire De fin d'étude d'ingénieur d'état en électronique Université Kasdi Merbah Ouargla 2007.
- [58] M. Chemachema « Commande Adaptative Floue Des Systèmes Non Linéaires », Mémoire de Magister en électronique Université Constantine 1 à le 27/ 11 / 2014.
- [59] Boukhalfa Abdelouaheb « Commande adaptative basée sur l'approximation floue pour une classe de systèmes non linéaires discrets », Mémoire de Master université de M'sila à 2016 /2017.

- [60] Laghouag Ibrahim, « Commande par logique floue type -2-appliquée à la machine asynchrone », Mémoire de master Université Mohamed Boudiaf m'sila à 2016.
- [61] Kung; C-C.; Su; J-Y., «Fuzzy Sliding Mode Controller Design with Fuzzy Sliding Mode Observer», in Proceeding of IEEE, pp. 560-565, 2000.
- [62] S. Ladaci, « Contribution à la commande adaptative d'ordre fractionnaire ». Thèse de doctorat ES Sciences, université montouri, Constantine(Algérie), 2007.
- [63] --, 'com-adapt-1', Disponible à : <https://www.scribd.com/document/490159331/com-adapt-1> , consulté le Jan 08, 2021.
- [64] A. Tlemçani, « Sur la commande floue adaptative par les systèmes flous : Application à la machine synchrone à aimants permanents, «Thèse de magister, ENP d'Alger, 1999.