

*République Algérienne Démocratique et Populaire*  
*Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche*  
*Scientifique*



**UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA**

**FACULTE DE TECHNOLOGIE**

**DEPARTEMENT DE L'ELECTRONIQUE**

**MEMOIRE DE MASTER**

**DOMAINE : Sciences et Technologies**

**FILIERE : Electronique**

**OPTION : Instrumentation**

**Thème :**

***COMPARAISON DES PERFORMANCES DES  
REGULATEURS PI ET FLOUS APPLIQUES SUR  
LA MACHINE PENTAPHASEE***

**Présenté par :**

ZERKAOUI Thabet

SAIDI Nouredine

**N° d'ordre :**

**Encadré par :**

**Mme. FODIL MALIKA**

**Année universitaire : 2019/2020**

## **Résumé:**

*La machine asynchrone triphasée présente l'avantage d'être robuste, peut couteuse Néanmoins, le nombre réduit de phases (trois) peut être un handicap dans des domaines particuliers d'applications, notamment dans les systèmes embarqués (bateaux et avions tout électriques..) Ainsi, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine lorsqu'on désire augmenter la puissance.*

*Dans ce travail, nous exposons la modélisation de la machine asynchrone à cinq phases régulièrement décalées entre elles dans l'espace (machine pentaphasée), ensuite on fait une étude comparative entre deux types de commandes telle que la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et la commande floue de type Mamdani de trois ensembles flous dont le but d'obtenir des performances excellentes.*

*Mots clés : MASP « machine asynchrone pentaphasée », onduleur de tension, modélisation des machines, techniques MLI ....etc.*

ملخص:

تتمتع الآلة اللامتزامنة ثلاثية الطور بميزة كونها قوية ولكنها باهظة الثمن 'ومع ذلك يمكن أن يكون انخفاض عدد الأطوار بمثابة عائق في مجالات معينة من التطبيقات خاصة في الأنظمة المدمجة ( السفن والطائرات التي تعمل بالكهرباء ) وبالتالي تظهر مشاكل في الجهاز الذي يحول من الإشارة المستمرة إلى الإشارة المتناوبة وهذا عند رغبة الماكينة في رفع الإستطاعة .

في هذا العمل ,سنكشف عن نمذجة الآلة غير المتزامنة ذات الخمس أطوار المنتظمة ,نطبق تحكم متجه بواسطة إتجاه تدفق الدوار ثم تحكم آخر ممداني ذو ثلاثة مجموعات للمنطق الغامض وهذا بهدف دراسة المقارنة بين التحكمين والحصول على تحكم أداء ممتاز للماكينة.

## *Remerciements*

Avant tout, Nous remercions **ALLAH** le tout puissant de nous avoir donné la force, le courage et la volonté pour achever ce modeste travail.

Au début, nos profonds remerciements à notre encadreur de mémoire Madame **FODIL MALIKA** qui a bien voulu nous encadrer et pour ses conseils précieux, sa disponibilité et sa patience.

Nous remercions également tous les membres de jury d'avoir accepté d'examiner notre travail.

Nous tenons également à remercier tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail

Surtout à monsieur **HELLALI LALLOUANI** d'université Mohamed Boudiaf-M'sila et à monsieur **MAKHLOUF HAMDI** d'université Abou-Baker Belkaid Tlemcen.

## **Dédicace**

A mes chers Parents

A mes sœurs

A mes chers frères, surtout mon petit frère

**‘Abd Elghani’**

A tous ceux qui me sont chers et proches

A tous ceux qui m’ont aidé à réaliser ce travail

ZERKAOUI Thabet

## **Dédicace**

A mes chers Parents

A mes sœurs

A mes chers frères,

A tous ceux qui me sont chers et proches

A tous ceux qui m'ont aidé à réaliser ce travail

SAIDI Nouredine

# Sommaire

Sommaire.....	I
Liste des notations et symboles.....	V
Liste des tableaux et des figures.....	VII
Introduction générale .....	01
<b>Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone pentaphasée</b>	
<b>I.1</b> Introduction.....	04
<b>I.2</b> Configurations de machines multi-phases.....	04
<b>I.2.1</b> Machines polyphasées de « type 1 ».....	04
<b>I.2.1.1</b> Machines triphasées.....	05
<b>I.2.1.2</b> Machines hexaphasées.....	05
<b>I.2.1.3</b> Machines tétraphasées.....	06
<b>I.2.2</b> Machines polyphasées de « Type 2 ».....	06
<b>I.2.2.1</b> Machines pentaphasées.....	06
<b>I.2.2.2</b> Machines heptaphasée.....	07
<b>I.3</b> Principe de fonctionnement de la machine polyphasée.....	07
<b>I.4</b> Avantages des machines polyphasées.....	08
<b>I.4.1</b> Segmentation de puissance.....	08
<b>I.4.2</b> La fiabilité.....	08
<b>I.4.3</b> Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.....	09
<b>I.5</b> Inconvénients des machines polyphasées.....	09
<b>I.6</b> Applications des MASP.....	09
<b>I.7</b> Le choix de la machine pentaphasée .....	10
<b>I.8</b> Description de la MASP.....	10
<b>I.9</b> Hypothèses simplificatrices.....	10
<b>I.10</b> Modèle général de la machine asynchrone pentaphasée.....	11
<b>I.10.1</b> Equations différentielles associées au stator.....	11
<b>I.10.2</b> Equations différentielles associées au rotor .....	12
<b>I.10.3</b> Equations de flux statorique et rotorique.....	12
<b>I.10.4</b> Equation mécanique.....	13
<b>I.11</b> Transformation de Park.....	13
<b>I.11.1</b> Choix de repère d, q.....	14
<b>I.12</b> Application de la transformation de Park à la MASP.....	14

<b>I.12.1</b> Equations de tensions.....	15
<b>I.12.2</b> Equations de flux.....	15
<b>I.12.3</b> Equation du couple électromagnétique.....	15
<b>I.13</b> la machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension.....	15
<b>I.14</b> Représentation d'état du modèle de la MASP.....	16
<b>I.15</b> Simulation de la machine asynchrone sous Matlab/Simulink.....	16
<b>I.16</b> Résultats de simulation de la MASP.....	17
<b>I.17</b> Interprétations.....	20
<b>I.18</b> Conclusion.....	21
 <b>Chapitre II : Association Onduleur-Machine Asynchrone pentaphasée</b>	
<b>II.1</b> Introduction.....	23
<b>II.2</b> Modélisation de l'alimentation.....	23
<b>II.2.1</b> Modélisation du redresseur.....	24
<b>II.2.2</b> Modélisation de filtre.....	25
<b>II.2.3</b> Structure de l'onduleur.....	25
<b>II.3</b> Modélisation de l'onduleur.....	26
<b>II.3.1</b> Commandabilité de l'onduleur.....	26
<b>II.3.2</b> Fonctions de connexion des interrupteurs.....	27
<b>II.3.3</b> Fonction de conversion.....	27
<b>II.4</b> Principe des stratégies de commande.....	28
<b>II.5</b> Différentes stratégies de commande.....	28
<b>II.5.1</b> Commande en courant par hystérésis.....	28
<b>II.5.1.1</b> Principe du contrôle par hystérésis .....	29
<b>II.5.2</b> Commande en pleine onde.....	29
<b>II.5.2.1</b> Principe de commande en pleine onde.....	29
<b>II.5.3</b> Commande en tension « modulation de largeur d'impulsion » MLI.....	30
<b>II.5.3.1</b> Principe de la MLI (sinus–triangle).....	30
<b>II.5.3.2</b> Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	31
<b>II.5.3.3</b> Principaux avantages de la MLI.....	32
<b>II.6</b> Simulation de la MAS alimenté par onduleur.....	33
<b>II.7</b> Résultat de simulation avec onduleur.....	33
<b>II.8</b> Interprétations.....	34
<b>II.9</b> Conclusion.....	35

## **Chapitre III : Commande Vectorielle Et Commande par logique floue d'une machine asynchrone pentaphasée**

<b>III.1</b>	Introduction.....	37
<b>III.2</b>	La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF).....	37
<b>III.3</b>	Choix d'orientation de flux.....	38
<b>III.4</b>	Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.....	39
<b>III.5</b>	Types de la commande vectorielle.....	41
<b>III.5.1</b>	Commande vectorielle directe.....	41
<b>III.5.2</b>	Commande vectorielle indirecte.....	41
<b>III.6</b>	Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension.....	42
<b>III.6.1</b>	Description.....	42
<b>III.6.2</b>	Système d'équations liées au flux rotorique.....	42
<b>III.6.3</b>	Découplage entré-sortie.....	43
<b>III.6.3.1</b>	Découplage par compensation.....	43
<b>III.6.4</b>	Bloc de défluxage.....	44
<b>III.6.5</b>	Régulation.....	45
<b>III.6.5.1</b>	Conception des régulateurs.....	45
<b>III.6.6</b>	régulateur de vitesse de la MASP par commande vectorielle.....	46
<b>III.7</b>	la commande logique floue.....	47
<b>III.7.1</b>	Définition.....	47
<b>III.7.2</b>	But de la Commande Floue.....	47
<b>III.7.3</b>	Les Bases de la Commande Floue.....	47
<b>III.7.3.1</b>	Variables linguistiques et ensembles flous.....	47
<b>III.7.3.2</b>	Fonctions d'appartenances.....	47
<b>III.7.4</b>	Principes de la logique floue.....	48
<b>III.7.5</b>	Structure générale d'un système flou.....	49
<b>III.7.5.1</b>	Fuzzification.....	50
<b>III.7.5.2</b>	Base de règles.....	50
<b>III.7.5.3</b>	Mécanisme d'inférence.....	51
<b>III.7.5.4</b>	Défuzzification.....	51
<b>III.7.6</b>	Commande par logique floue de la MASP.....	52
<b>III.7.6.1</b>	La commande floue de type Mamdani.....	52
<b>III.7.7</b>	Régulateur de la vitesse.....	53

<b>III.8 Conclusion.....</b>	<b>54</b>
<b>Chapitre IV :Etude Comparative Entre La Commande PI Et PI Floue</b>	
<b>IV.1 Introduction.....</b>	<b>56</b>
<b>IV.2 Simulation de différente technique de commande .....</b>	<b>56</b>
<b>IV.2.1 Commande vectorielle de la machine asynchrone pentaphasée.....</b>	<b>56</b>
<b>IV.2.1.1 Régulateur de la vitesse de la MASP par des régulateurs PI.....</b>	<b>57</b>
<b>IV.2.1.2 Résultats de simulation.....</b>	<b>58</b>
<b>IV.2.1.3 Interprétations de résultats.....</b>	<b>59</b>
<b>IV.2.1.4 Test de robustesse.....</b>	<b>60</b>
<b>IV.2.2 Commande la vitesse par régulation logique floue.....</b>	<b>62</b>
<b>IV.2.2.1 Résultats de simulation.....</b>	<b>62</b>
<b>IV.2.2.2 Interprétations des résultats.....</b>	<b>65</b>
<b>IV.2.2.3 Test de robustesse.....</b>	<b>65</b>
<b>IV.3 Étude comparative de commande.....</b>	<b>67</b>
<b>IV.3.1 Résultats de simulation et discussion.....</b>	<b>68</b>
<b>IV.4 Taux de distorsion harmonique.....</b>	<b>68</b>
<b>IV.4.1 Interprétations des résultats.....</b>	<b>69</b>
<b>IV.5 Conclusion.....</b>	<b>69</b>
Conclusion générale .....	72
Biographique.....	74
Annexe.	

## Listes des notations et des symboles

MASP : Machine asynchrone pentaphasée.

MLI : la modulation de largeur d'impulsion.

$V_A, V_B, V_C$  : Source de tension triphasée en [V].

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}, V_{sd}$  et  $V_{se}$  : Tensions des phases statoriques en [V].

$V_{ra}, V_{rb}$  et  $V_{rc}$  : des tensions de phases rotoriques en [V].

$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}, I_{sd}$  et  $I_{se}$  : Courants des phases statoriques en [A].

$I_{ra}, I_{rb}$  et  $I_{rc}$  : Courants des phases rotoriques en [A].

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}, \varphi_{sd}$  et  $\varphi_{se}$  Flux des phases statoriques en [Wb].

$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}$  et  $\varphi_{rc}$  Flux des phases rotoriques en [Wb].

$R_s$  : La résistance statorique en [ $\Omega$ ].

$R_r$  : L résistance rotorique en [ $\Omega$ ].

$L_{ss}$  et  $L_{rr}$  : Représentent respectivement les matrices d'inductance (propres, mutuelles) statoriques et rotoriques en [H].

$L_{sr}$  et  $L_{rs}$  : Les inductances de couplage entre le stator et le rotor en [H].

$L_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique en [H].

$L_r$  : L'inductance propre d'une phase rotorique en [H].

$L_{ms}$  : L'inductance mutuelle au stator en [H].

$L_{mr}$  : L'inductance mutuelle au rotor en [H].

M : La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une Phase rotorique en [H].

$L_m$  : L'inductance de magnétisante en [H].

J : Le moment d'inertie de la machine en [Kg.m<sup>2</sup>].

f : Coefficient de frottements.

$C_e$  : Le couple électromagnétique en [N.m].

$C_r$  : Le couple résistant en [[N.m]].

$\Omega$  : La vitesse de rotation de la MASP en [tr/min].

T ( $\theta$ ) : transformation de Park.

$V_{ds}, V_{dr}$  Les tensions statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d en [V].

$V_{qs}, V_{qr}$  : Les tensions statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q en [V].

$\varphi_{ds}, \varphi_{dr}$  : Les flux statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d en [Wb].

$\varphi_{qs}, \varphi_{qr}$  : Les flux statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q en [Wb].

$I_{ds}, I_{dr}$  : Les courants statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d en [A].

$I_{qs}, I_{qr}$ : Les courants statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q en [A].

g: Glissement.

$w_s$ : La vitesse de rotation du champ statorique en [tr/min].

$w_r$ : La vitesse de rotation du champ rotorique en [tr/min].

$p$ : Le nombre de pair de pôles.

$f_s$ : La fréquence d'alimentation en [Hz].

$\Omega_s$ : La vitesse de synchronisme en [tr/min].

$D1, D2, D3, D1', D2', D3'$ : diode de redresseur.

$V_a, V_b, V_c$ : Les tensions triphasée.

$V_m$ : Tension  $V_{max}$ .

$I_d$ : Courant qui passe varie de filtre.

$U_{red}$ : tension redressée.

$U_L(t)$ : Tension de la bobine.

$U_c(t)$ : Tension de condensateur.

$C_f$ : Capacité de condensateur.

$f_p$ : la fréquence de la porteuse.

$f$ : la fréquence de la tension de référence.

$f_0$ : La fréquence de coupure.

$V_{dc}$ : la tension d'entrée de l'onduleur qui est continue.

$V_{AO}, V_{BO}, V_{CO}, V_{DO}, V_{EO}$ : Les tensions composées.

$U_{ref}$ : Amplitude de la référence.

$U_p$ : Amplitude de la porteuse.

$m$ : L'indice de modulation.

$r$ : Taux de modulation.

## Liste des Tableaux

Tableau.III.1 : Exemple de table de décision.....	51
Tableau. IV.1 : Tableaux de résultats THD.....	69

## Listes des figures

### Chapitre I

Figure I.1 : Représentation des enroulements de la MAS triphasée dans l'espace électrique.....	05
Figure I.2 : Représentation des enroulements de la MAS hexaphasée dans l'espace électrique.....	06
Figure I.3 : Représentation des enroulements de la MAS tétraphasée dans l'espace électrique.....	06
Figure I.4 : Représentation des enroulements de la MAS pentaphasée dans l'espace électrique.....	07
Figure I.5 : Représentation des enroulements de la MAS héptaphasée dans l'espace électrique.....	07
Figure I.6 : Représentation des couples électromagnétiques pour les machines 3, 5 et 7 phases .....	09
Figure I.7 : Enroulement de la machine pentaphasée.....	10
Figure I.8 : Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de Park).....	14
Figure I.9 : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.....	15
Figure I.10 : Modèle de la machine asynchrone pentaphasée sous Matlab/Simulink....	17
Figure I.11 : Comportement dynamique de MASP à vide.....	18
Figure I.12 : Démarrage suivi d'une application couple de charge ( $C_r=10\text{Nm}$ ) à l'instant $t = 2\text{seconde}$ .....	19
Figure I.13 : Comportement du moteur avec l'ouverture d'une phase 1(VA) à l'instant 1 seconde à vide.....	20

### Chapitre II

Figure II.1 : Schéma de principe de l'association convertisseur machine.....	23
Figure II.2 : Représentation d'un redresseuse triphasé à diode.....	24
Figure II.3 : Tension de sortie redressée $U_{red}$ .....	24
Figure II.4 : Représentation d'un filtre passe bas.....	25

<b>Figure II.5</b> : Structure générale d'un onduleur pentaphasée.....	26
<b>Figure II.6</b> : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode.....	26
<b>Figure II.7</b> : Schéma d'illustration pour la commande par hystérésis.....	28
<b>Figure II.8</b> : Principe de la génération de commande en courant par hystérésis.....	29
<b>Figure II.9</b> : Principe de commande en pleine onde.....	30
<b>Figure II.10</b> : Principe de commande MLI.....	31
<b>Figure II.11</b> : Schéma de principe d'une commande «sinus -triangle » cinq phase.....	31
<b>Figure II.12</b> : Schéma de simulation de la MASP alimenté par onduleur de tension.....	33
<b>Figure II.13</b> : Résultats de simulation de la MAS alimenté par onduleur de tension et application couple de charge [2sconde : 10Nm].....	34

### **Chapitre III**

<b>Figure III.1</b> : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer).....	38
<b>Figure III.2</b> : Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MASP.....	41
<b>Figure III.3</b> : Structure de la commande par orientation du flux rotorique.....	43
<b>Figure III.4</b> : Reconstitution des tensions $V_{sq}$ et $V_{sd}$ .....	44
<b>Figure III.5</b> : Commande par orientation du flux avec découplage entrée sortie.....	44
<b>Figure III.6</b> : Bloc dé fluxage.....	45
<b>Figure III.7</b> : Représentation de la commande par PI.....	45
<b>Figure III.8</b> : Régulation de vitesse par la commande vectorielle.....	46
<b>Figure III.9</b> : Représentation de la fonction triangulaire.....	47
<b>Figure III.10</b> : Représentation de la fonction trapézoïdale.....	48
<b>Figure III.11</b> : Représentation de la fonction gaussienne.....	48
<b>Figure III.12</b> : Exemple d'une variable linguistique "température" avec trois termes linguistiques.....	49
<b>Figure III.13</b> : Structure interne d'un système flou.....	49
<b>Figure III.14</b> : Schéma bloc de régulation par régulateur flou.....	52
<b>Figure III.15</b> : Structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MASP.....	53

### **Chapitre IV**

<b>Figure.IV.1</b> : Régulation de vitesse d'une MASP commandée par la technique du flux orienté (méthode directe).....	57
---	----

<b>Figure.IV.2 :</b> Régulation de la de vitesse par régulateurs PI suivi de l'application de charge $C_r= 10Nm$ à $t = 2s$ .....	58
<b>Figure.IV.3 :</b> Démarrage de la MASP avec l'inversion de vitesse.....	59
<b>Figure.IV.4 :</b> Comportement dynamique de la MASP lors d'un démarrage avec variations paramétriques.....	61
<b>Figure.IV.5 :</b> Commande de la vitesse de la MASP par régulateur floue.....	62
<b>Figure.IV.6 :</b> Régulation de la vitesse par logique Floue suivi de l'application de charge $C_r=10N.m$ et temps $t =2s$ .....	63
<b>Figure.IV.7 :</b> Commande floue de la MASP avec inversion du sens de rotation de la vitesse.....	64
<b>Figure.IV.8 :</b> Comportement dynamique de la MASP lors d'un démarrage avec variations paramétriques.....	66
<b>Figure.IV.9 :</b> Etude comparative entre la commande PI et Floue pour le réglage de la vitesse lors de l'application d'un couple de charge ( $C_r = 10 N.m$ ) à l'instant $t = 2s$ .....	61
<b>Figure.IV.10 :</b> Spectre harmonique de courant $I_{sa}$ pour la commande floue et PI.....	69

## Introduction Générale

---

Pour obtenir un fonctionnement à vitesse variable de machine asynchrone polyphasée, il est obligatoire d'utiliser une source à fréquence variable contrôlable. Pour cela, la connaissance de la méthodologie de ces machines lors de leur association avec des convertisseurs continu /alternative 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. Et d'autre part, sur l'utilisation quasi généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion (MLI), ces dernières s'appuient sur les performances des fréquences de découpages permises [1].

La machine asynchrone présente beaucoup d'avantage, la robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien, mais l'absence de découplage naturel, entre l'inducteur et l'induit, donne au moteur un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure et de ce fait sa commande pose un problème théorique pour les automaticiens [2, 3].

La commande vectorielle par orientation de flux rotorique à été réalisée par Blaschke, dans les années 70 assure une dynamique élevée [4].

Cette dernière permet de piloter la machine asynchrone de façon analogue à une machine à courant continu, cela grâce au découplage réalisé entre le flux et le couple électromagnétique. Cette technique s'est imposée comme l'une des plus performantes tout en ayant une loi de commande relativement simple à implanter.

Pour des raisons historiques, les machines triphasées sont largement diffusées, leurs problématiques de conception et d'alimentation sont aujourd'hui bien maitrisées. Néanmoins, les machines polyphasées (c'est-à-dire le nombre de phases est supérieur à trois) présentent en comparaison des caractéristiques particulièrement attractives. Tout d'abord l'augmentation du nombre de phases implique une réduction des ondulations du couple électromagnétique (amplitude), La machine polyphasée est une solution intéressante pour des applications exigeantes en termes de discrétion vibratoire ou acoustique. Ensuite, une structure à grand nombre de phase accroît les possibilités de fonctionnement en marche dégradée tout en préservant une qualité de couple acceptable (amplitude et ondulation). Cette problématique est fondamentale pour les applications

## Introduction Générale

---

devant garantir une excellente continuité de service. Enfin, la multiplication du nombre de phases implique un fractionnement de la puissance, ce qui diminue les contraintes de dimensionnement sur les composants d'électronique de puissance alimentant chaque phase. C'est pourquoi le choix de la structure polyphasée relève parfois de la nécessité pour les applications de grandes puissances. Pratiquement, les moteurs polyphasés sont utilisés dans les domaines de la traction ferroviaire, de la propulsion navale, de l'automobile et de l'aérospatiale [5].

L'objectif de ce travail est de comparer les performances de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté utilisant deux types de régulateurs de vitesse : le régulateur (PI) classique et le régulateur flou et améliorer ainsi cette stratégie de commande.

La logique floue permet la représentation et le traitement de connaissances imprécises ou approximatives. Le nombre d'applications basées sur la théorie de la logique floue a augmenté considérablement ces dernières années. Ceci est dû au fait que la logique floue est exprimée usuellement par des règles linguistiques de la forme SI-ALORS, elle est utilisée pour résoudre les problèmes de décisions en contrôle ou bien pour décrire le comportement dynamique d'un système inconnu ou mal défini.

Ce mémoire est organisée en quatre chapitres :

Il nous apparaît nécessaire de consacrer le premier chapitre sur les généralités des machines pentaphasée et leurs modélisations. Nous présenterons le modèle de la machine polyphasée en vue de sa commande.

Pour cibler le vrai problème de telle machine, une alimentation via un onduleur de tension est de rigueur. La modélisation de l'onduleur de tension commandé par MLI et leur association avec la machine pentaphasée font l'objet du deuxième chapitre.

Le troisième chapitre est dédié à l'élaboration d'une commande vectorielle par orientation du flux rotorique consiste à réaliser un découplage entre les grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique et afin d'améliorer les performances du moteur on propose une commande intelligente basée sur la logique floue, une logique qui permet de traiter mathématiquement des données incertaines et imprécises. On commence de donner les notions de base sur la logique floue juste nécessaires pour notre application, et pour le réglage de la vitesse d'une MASP on choisit un régulateur flou de type Mamdani à trois ensembles flous.

## **Introduction Générale**

---

Au quatrième chapitre, la commande de vitesse de la machine asynchrone pentaphasée par des régulateurs de type PI et flou sont analysées. Les résultats de simulation sont présentés pour valider le modèle et justifier le meilleur choix.

Nous terminons notre travail par une conclusion générale.

---

**CHAPITRE I : MODELISATION DE LA  
MACHINE ASYNCHRONE  
PENTAPHASEE**

---

## I.1 Introduction

Pour étudier la commande d'une telle machine électrique, il est nécessaire de connaître le comportement de la machine en régime transitoire. L'objectif de ce chapitre est de trouver un modèle mathématique simple et général pour toutes les machines asynchrones polyphasées.

La modélisation d'une machine multi-phases ayant une distribution sinusoïdale de son flux est faite généralement par le changement de référentiel dans l'axe du rotor. Cette méthode appelée Transformation de Park qui est déjà utilisée pour les machines triphasées est adaptée selon le nombre de phases de la machine. Puisque bien des régulateurs de vitesse/couple de machines utilisent ce référentiel dans leur algorithme de commande, conserver ce référentiel dans le cas des machines multi-phases permet d'adapter de façon relativement aisée le régulateur (passage de trois phases à  $n$  phases).

En dernière partie, nous utilisons le concept multi machine qui consiste à assimiler mathématiquement la machine réelle polyphasée à un ensemble des machines fictives diphasées et monophasées, chaque machine fictive correspond à un sous-espace vectoriel, et le nombre de phases de chaque machine fictive est lié directement à la dimension du sous espace associé. Autrement dit, la machine polyphasée sera vue comme une association des machines fictives magnétiquement découplées et mécaniquement couplées [6-8]. À la fin de ce chapitre, nous donnons un modèle mathématique pour une machine cinq phases.

## I.2 Configurations de machines multi-phases

Tout d'abord, il est important de mentionner que la configuration des enroulements dépend essentiellement du nombre de phases de la machine tel que stipulé dans Levi (2008) [9] et Vizireanu (2007) [10]. Ayant une machine à  $n$  phases, il est possible de répartir les enroulements du stator symétriquement ou non.

### I.2.1 Les machines polyphasées de types 1

Si le nombre  $n$  de phases est multiple de trois, la configuration est généralement réalisée différemment, où la machine est représentée comme plusieurs groupes d'enroulements triphasés, communément appelés multi-étoiles. Dans ce cas, l'angle de déphasage entre chaque groupe triphasé est généralement de  $\beta = \frac{\pi}{n}$ , ce qui crée une configuration asymétrique. Généralement, les neutres de chacun de ces groupes sont isolés (Levi, 2008)[9]. Bien que ce soit peu utilisé, il est également possible avec

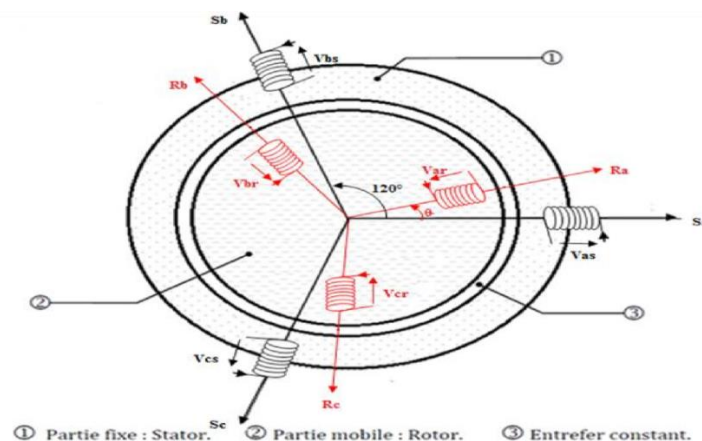
l'approche multi étoiles d'effectuer une distribution symétrique des enroulements, avec

$\alpha = \frac{2\pi}{n}$  on prend comme exemple :

### I.2.1.1 Machines triphasées

La machine asynchrone triphasée est largement utilisée dans l'industrie, sa simplicité de construction en fait un matériel très fiable et qui demande peu d'entretien. Elle est constituée d'une partie fixe, le stator qui comporte le bobinage, et d'une partie rotative, le rotor qui peut être bobiné ou en cage d'écureuil. Les circuits magnétiques du rotor et du stator sont constitués d'un empilage de fines tôles métalliques pour minimiser la circulation des courants de Foucault.

Le modèle de la MAS triphasée est illustré par le schéma de la figure (I.1) avec les armatures statoriques et rotoriques munies chacune d'un enroulement triphasé, soit trois enroulements au stator : Sa, Sb et Sc, et trois enroulements rotoriques Ra, Rb et Rc, et  $\theta$  Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.



**Fig.I.1** : Représentation des enroulements de la MAS triphasée dans l'espace électrique.

### I.2.1.2 Machines hexaphasées

Elles sont appelées aussi machines double-étoile (MASDE). Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques, les deux étoiles, se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30.

Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor et du circuit magnétique des machines asynchrones polyphasées restent identiques à celles d'une machine triphasée.

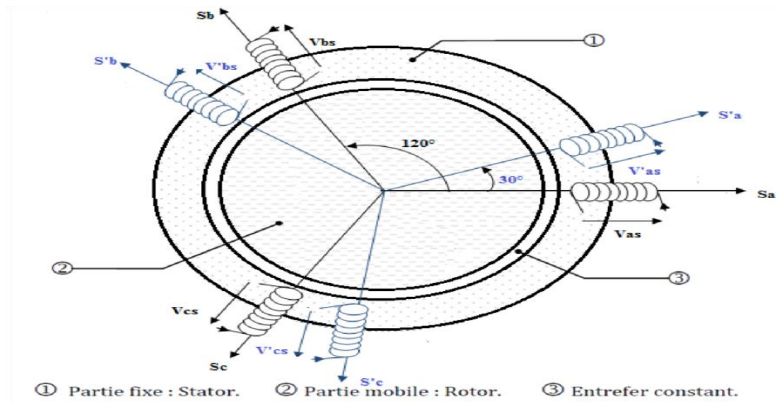


Fig.I.2 : Représentation des enroulements de la MAS hexaphasée dans l'espace électrique

### I.2.1.3 Machines tétraphasées

Elle possède trois groupes d'enroulements triphasés dans le stator, décalés d'un angle électrique de 20°.

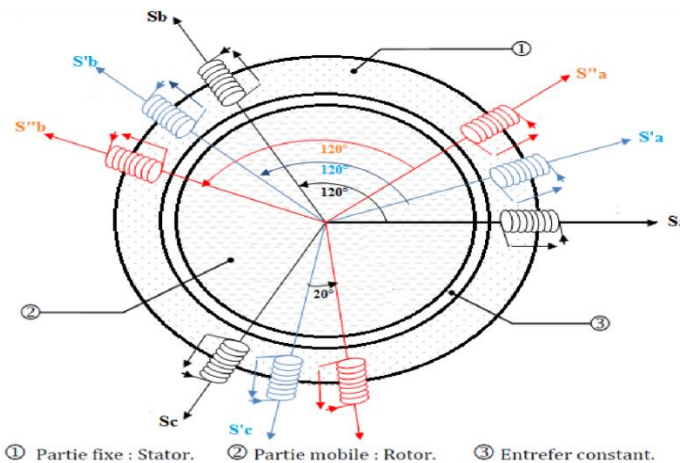


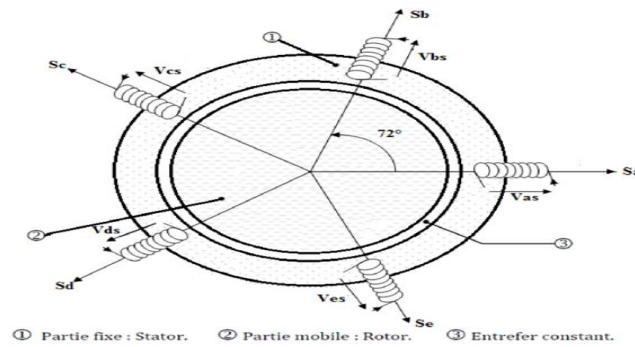
Fig.I.3 : Représentation des enroulements de la MAS tétraphasée dans l'espace électrique

### I.2.2 Machines polyphasées de types 2

Maintenant, si le nombre de phases  $n$  est un nombre non multiple de trois, l'angle de déplacement entre chaque phase du stator doit rester symétrique afin de conserver une distribution de flux uniforme. Ceci représente un angle de  $\alpha = \frac{2\pi}{n}$  comme exemples, citons les machines pentaphases heptaphasées.

#### I.2.2.1 Machines pentaphasées

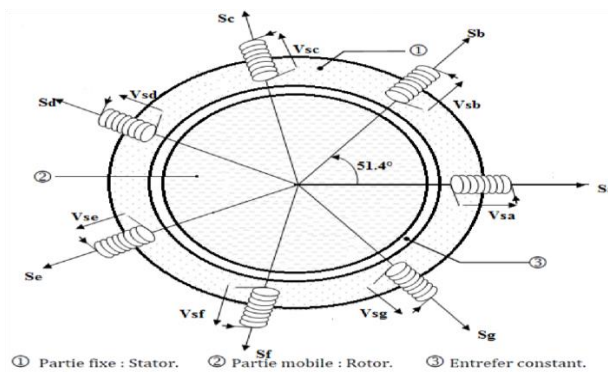
La machine pentaphasée est constituée de cinq phases statoriques, décalées d'un angle électrique de 72° entre elles.



**Fig.I.4 :** Représentation des enroulements de la MAS pentaphasée dans l'espace électrique

### I.2.2.2 Machines heptaphasées

La machine heptaphasée est constituée de sept phases statoriques décalées de  $51.4^\circ$  électrique. Elle est caractérisée par son pouvoir de fonctionnement en mode dégradée, autrement dit, en cas de rupture d'une ou plusieurs phases (théoriquement, jusqu'à quatre phases).



**Fig.I.5 :** Représentation des enroulements de la MAS héptaphasée dans l'espace électrique

### I.3 Principe de fonctionnement de la machine polyphasée

On prend comme exemple le principe de fonctionnement de la machine double étoile.

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 est alimentée par des courants triphasés et l'étoile 2 alimentée par les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle  $\alpha$ ). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence d'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme ». Elle est défini comme suite :

$$\Omega_s = \frac{f_s}{p} \left[ \frac{rad}{s} \right]. \quad (I.1)$$

Ces deux Champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse  $w_r$  inférieure à celle du synchronisme  $w_r < w_s$  ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative :  $w = w_s - w_r$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{w}{w_s} = \frac{w_s}{w_s} - \frac{w_r}{w_s} \quad (I.2)$$

### I.4 Avantages des machines polyphasées

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles. Parmi ces avantages, on peut citer : la segmentation de puissance, la fiabilité, la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

#### I.4.1 Segmentation de puissance

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases, sans réduire les tensions d'alimentation, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par une machine, est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur, peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple.

La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multi-phases, que l'on met le plus en avant de nos jours[11].

#### I.4.2 La fiabilité

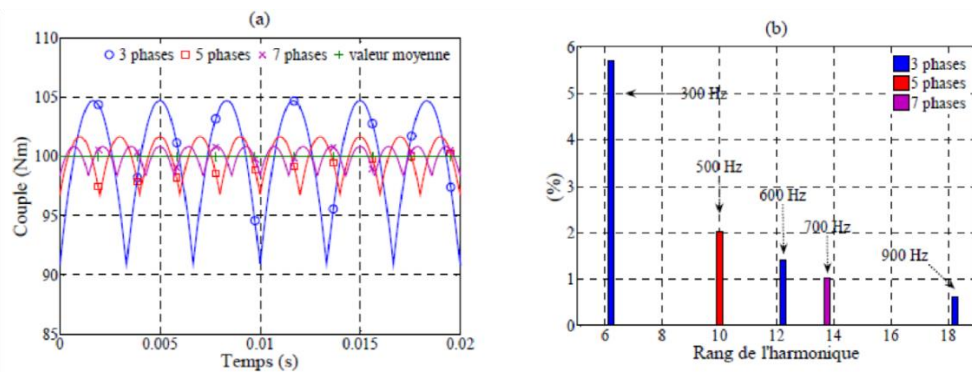
Le régime dégradé (par la perte de l'une ou plusieurs phases, par la défection des éléments semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commander la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à  $(nph-3)$  phases ouvertes, sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue.

Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine.

### I.4.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Pour pouvoir comparer les harmoniques du couple électromagnétique on considère trois machines, une triphasée et les deux autres sont polyphasées alimentées par des tensions non sinusoïdales [12].



**Fig.I.6 :** Représentation des couples électromagnétiques pour les machines 3, 5 et 7 phases [12].

### I.5 Inconvénients des machines polyphasées

Cependant, les machines polyphasées présentent des inconvénients tels que [13]:

- L'inconvénient majeur des machines polyphasées est l'apparition des courants harmoniques lors d'une alimentation par onduleur de tension.
- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine.
- La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande.

### I.6 Applications des MASP

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment,.... etc[14].

Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne :

La machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux.

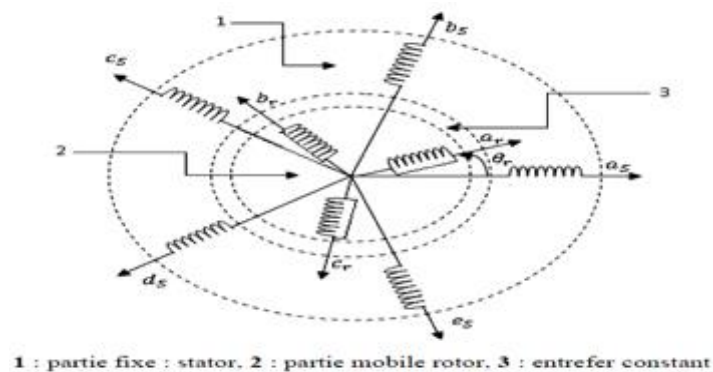
### I.7 Le choix de la machine pentaphasée

La machine asynchrone pentaphasée est très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustesse électromagnétique, son faible cout et sa très bonne standardisation.

### I.8 Description de la MASP

La machine étudiée est une machine asynchrone pentaphasée à cage d'écureuil, constituée de deux parties. Une partie fixe (stator) comportant dans les encoches du circuit magnétique cinq enroulements qui sont identiques, dont les axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à  $\frac{2\pi}{5}$ . Le rotor est identique à celui de la machine asynchrone triphasé (rotor à cage d'écureuil).

La machine à induction à 5 phases proposée, 2 pôles, est montré sur la figure (I.7)[13].



**Fig.I.7 :** Enroulement de la machine pentaphasée

Pour étudier la commande d'une telle machine électrique, il est nécessaire de connaître le comportement de la machine en régime transitoire. L'objectif de ce chapitre est de trouver un modèle mathématique simple et général pour cette machine[15].

La modélisation de la machine électrique fait, en général, appel à des équations très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de ces machines rendent leurs modèles difficiles à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté.

### I.9 Hypothèses simplificatrices

Pour étudier le comportement de la machine asynchrone pentaphasée en régime dynamique et permanent, il est nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices[13]:

- 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.

### I.10 Modèle général de la machine asynchrone pentaphasée

#### I.10.1 Equations différentielles associées au stator

Les équations natives des circuits électriques statoriques peuvent se mettre sous la forme matricielle suivante :

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

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{sd} \\ V_{se} \end{bmatrix} [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{sd} \\ I_{se} \end{bmatrix} [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{sd} \\ \varphi_{se} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$I_s$  ,  $\varphi_s$  sont respectivement, le vecteur courant statorique, le vecteur flux statorique,  $V_s$  en fonction des vecteurs de la base canonique B.

On pose :

$R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_{sd} = R_{se} = R_s$  Avec  $R_s$  résistance d'une phase du stator.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s \cdot I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s \cdot I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \\ V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ V_{se} = R_s \cdot I_{se} + \frac{d\varphi_{se}}{dt} \end{cases} \quad (I.6)$$

Les cinq phases statoriques sont non seulement magnétiquement couplées entre elles mais également avec les circuits rotoriques Par conséquent, les courants de boucles rotoriques interviennent dans les équations des cinq flux statoriques.

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (I.7)$$

La matrice des inductances mutuelles  $[M_{sr}]$  entre les cinq phases statoriques et les  $(N_r + 1)$  boucles rotoriques se met sous la forme suivante :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + a) & \dots & \cos(\theta + (N_r + 1).a) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta + a - \frac{2\pi}{5}) & \dots & \cos(\theta + (N_r + 1).a - \frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta + a + \frac{2\pi}{5}) & \dots & \cos(\theta + (N_r + 1).a + \frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta + a - \frac{4\pi}{5}) & \dots & \cos(\theta + (N_r + 1).a - \frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta + a + \frac{4\pi}{5}) & \dots & \cos(\theta + (N_r + 1).a + \frac{4\pi}{5}) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{sd} \\ V_{se} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{sd} \\ I_{se} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{sd} \\ \varphi_{se} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

### I.10.2 Equations différentielles associées au rotor

Les équations natives des circuits électriques rotoriques peuvent se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$0 = [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (I.10)$$

$$[\varphi_r] = [L_r] [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \quad (I.11)$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T \quad (I.12)$$

$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_{rd} = R_{re} = R_r$  Avec  $R_r$  résistance d'une phase du rotor.

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot I_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} = 0 \\ V_{rb} = R_r \cdot I_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} = 0 \\ V_{rc} = R_r \cdot I_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (I.14)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

### I.10.3 Equations de flux statorique et rotorique

Les flux sont exprimés en fonction des courants par :

$$\begin{bmatrix} [\varphi_{sabcde}] \\ [\varphi_{rabc}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{sabcde}] \\ [i_{rabc}] \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$$[L_{ss}] = L_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) \\ \cos(\frac{8\pi}{5}) & 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) \\ \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$$[L_{rr}] = L_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{mr} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\frac{4\pi}{5}) & 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

$$[L_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Avec :

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^T \quad (I.20)$$

#### I.10.4 Equation mécanique

L'équation mécanique est décrite par la relation suivante :

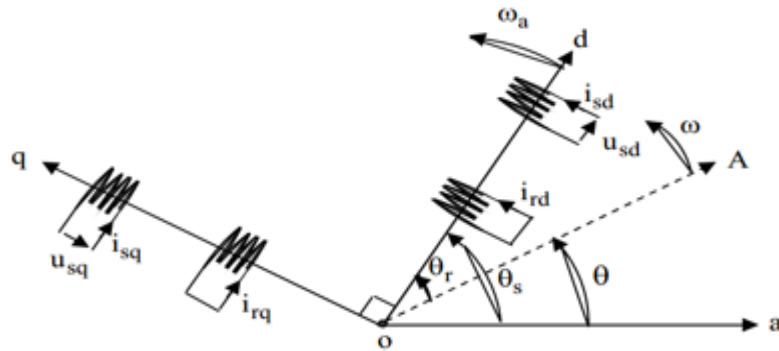
$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (I.21)$$

#### I.11 Transformation de Park

Cette transformation permet le passage d'un système pentaphasée de composantes (a,b, c, d, e) à un autre système diphasée (d, q) équivalent. Elle est donnée par T (θ), où θ est l'angle de rotation rotorique respectant les axes de référence[6].

$$T(\theta) = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \sin(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{5}) \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Les deux axes d et q, qui serviront à transformer les expressions de la machine sont perpendiculaires et leur position peut être quelconque vue la symétrie cylindrique de la machine.



**Fig.I.8 :** Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de Park)

L'angle  $\theta$  caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire (pour une machine bipolaire) :

$$w_a = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (I.23)$$

Précisons que nous préférons utiliser la transformation de Park plutôt que celle de Park normée pour passer des grandeurs pentaphasée (a, b, c, d, e) aux grandeurs diphasées (d, q), Ce choix de matrice de passage non normée est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs en (d, q). En effet, cela nous permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant qui est absorbé par le moteur, sans avoir à passer par un coefficient multiplicateur[16].

### I.11.1 Choix de repère d, q

Ce qui rend la transformation de PARK attrayante, est que l'orientation du repère d, q peut être quelconque. Il existe trois choix importants. Le repère d, q peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, selon l'objectif de l'application :

- Repère d'axes d, q 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.
- Repère d'axes d, q lié au rotor ( $\theta_l = 0$ ) Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques  $\omega_{sl}$ . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).

### I.12 Application de la transformation de Park à la MASP

On choisit le référentiel lié au champ tournant et en appliquant la transformation de Park aux équations des tensions (I.6), (I.9), (I.10) et aux équations des flux (I.7), nous obtenons les systèmes d'équations suivants :

**I.12.1 Equations de tensions**

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_r \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi_{ds} \end{cases} \quad (I.24)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I.25)$$

**I.12.2 Equations de flux**

Pour le stator :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = (L_s + L_m) I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \varphi_{qs} = (L_s + L_m) I_{qs} + L_m I_{qr} \end{cases} \quad (I.26)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = (L_r + L_m) I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \varphi_{qr} = (L_r + L_m) I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (I.27)$$

**I.12.3 Equation du couple électromagnétique**

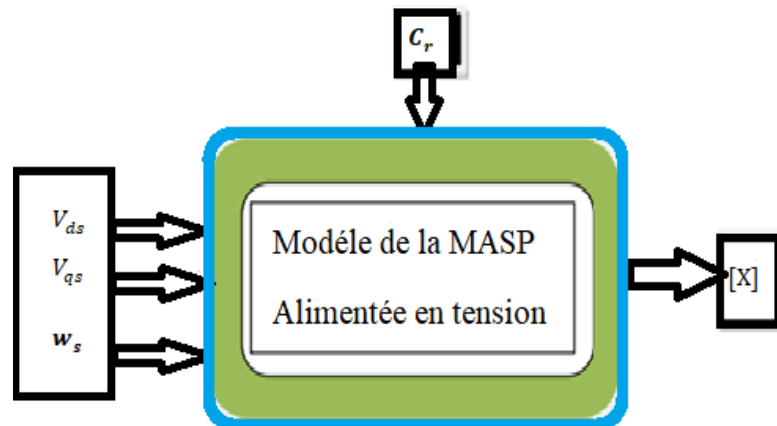
$$C_e = \frac{PM}{L_r} (\varphi_{rd} \cdot i_{sq} - \varphi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (I.28)$$

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (I.29)$$

**I.13 la machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension**

Pour une machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension, si on considère le courant statorique  $i_s$  et le flux rotorique  $\varphi_r$  comme variables d'état, et la pulsation  $w_s$  et les tensions  $v_{sd}, v_{sq}$  comme grandeur de commande et le couple  $C_r$  comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant la Figure(I.9)



**Fig.I.9** : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

$[X] = [i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}]^T$  : Vecteur d'état

$[V_{ds}, V_{qs}, w_r]$ : Vecteur de commande

$C_r$ : perturbation

### I.14 Représentation d'état du modèle de la MASP

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$\dot{[X]} = [A][X] + [B][U] \quad (I.30)$$

Avec :

$[X] = [i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}]^T$  : Vecteur d'état.

$[U] = [V_{ds}, V_{qs}]$ : Vecteur de commande.

$[A]$  : Matrice évaluation d'état du système.

$[B]$  : Matrice du système de commande.

$[A]$

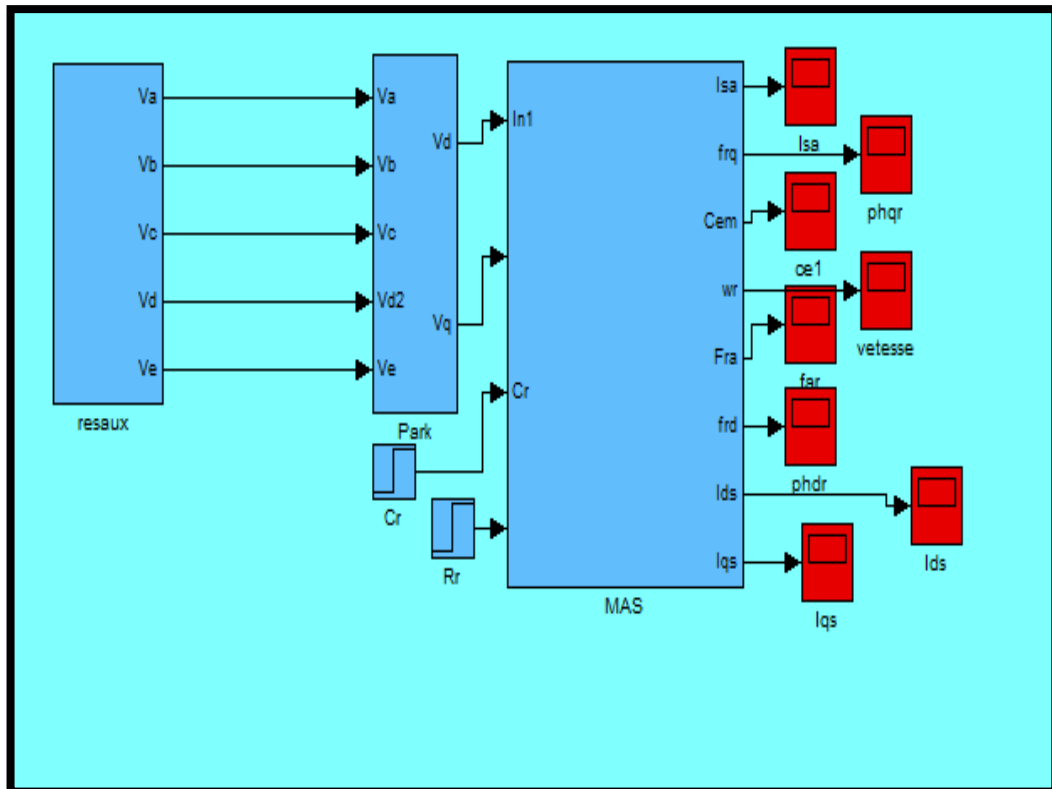
$$= \begin{bmatrix} -\left[ \frac{R_s + R_r \frac{(L_m)^2}{(L_r + L_m)^2}}{(L_s + L_m) - \frac{(L_m)^2}{L_r + L_m}} \right] & w_s & \frac{R_r L_m}{L_s (L_r + L_m)^2 + L_r L_m (L_r + L_m)} & \frac{(w_r - w_s) L_m}{L_s (L_r + L_m) + L_r L_m} \\ -w_s & -\left[ \frac{R_s + R_r \frac{(L_m)^2}{(L_r + L_m)^2}}{(L_s + L_m) - \frac{(L_m)^2}{L_r + L_m}} \right] & \frac{(w_r - w_s) L_m}{L_s (L_r + L_m) + L_r L_m} & \frac{R_r L_m}{L_s (L_r + L_m)^2 + L_r L_m (L_r + L_m)} \\ \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} & 0 & \frac{-R_r}{L_r + L_m} & w_r - w \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} & -w_r + w & \frac{-R_r}{L_r + L_m} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} + \frac{L_r + L_m}{L_r L_m} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} + \frac{L_r + L_m}{L_r L_m} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### I.15 Simulation de la machine asynchrone pentaphasée sous Matlab/Simulink

Les équations obtenues après la modélisation de la machine asynchrone pentaphasée, peuvent être employées pour établir un modèle de simulation sous Matlab selon les paramètres qu'on a choisi.

La simulation de ce modèle nous a permis d'obtenir les caractéristiques, du couple électromagnétique, de la vitesse de rotation, et du courant statoriques ainsi que les flux rotorique.

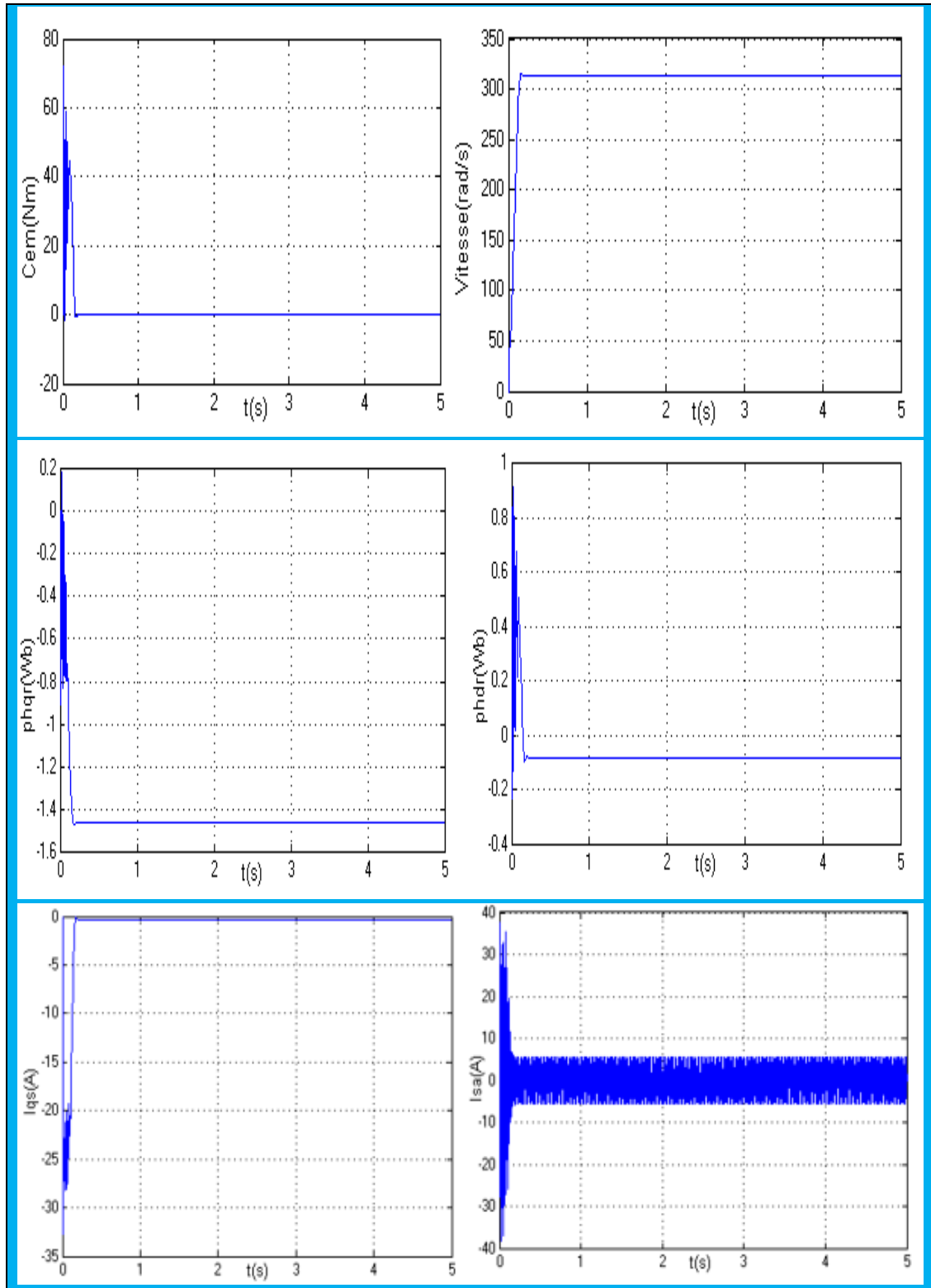


**Fig.I.10:** Modèle de la machine asynchrone pentaphasée sous Matlab/Simulink

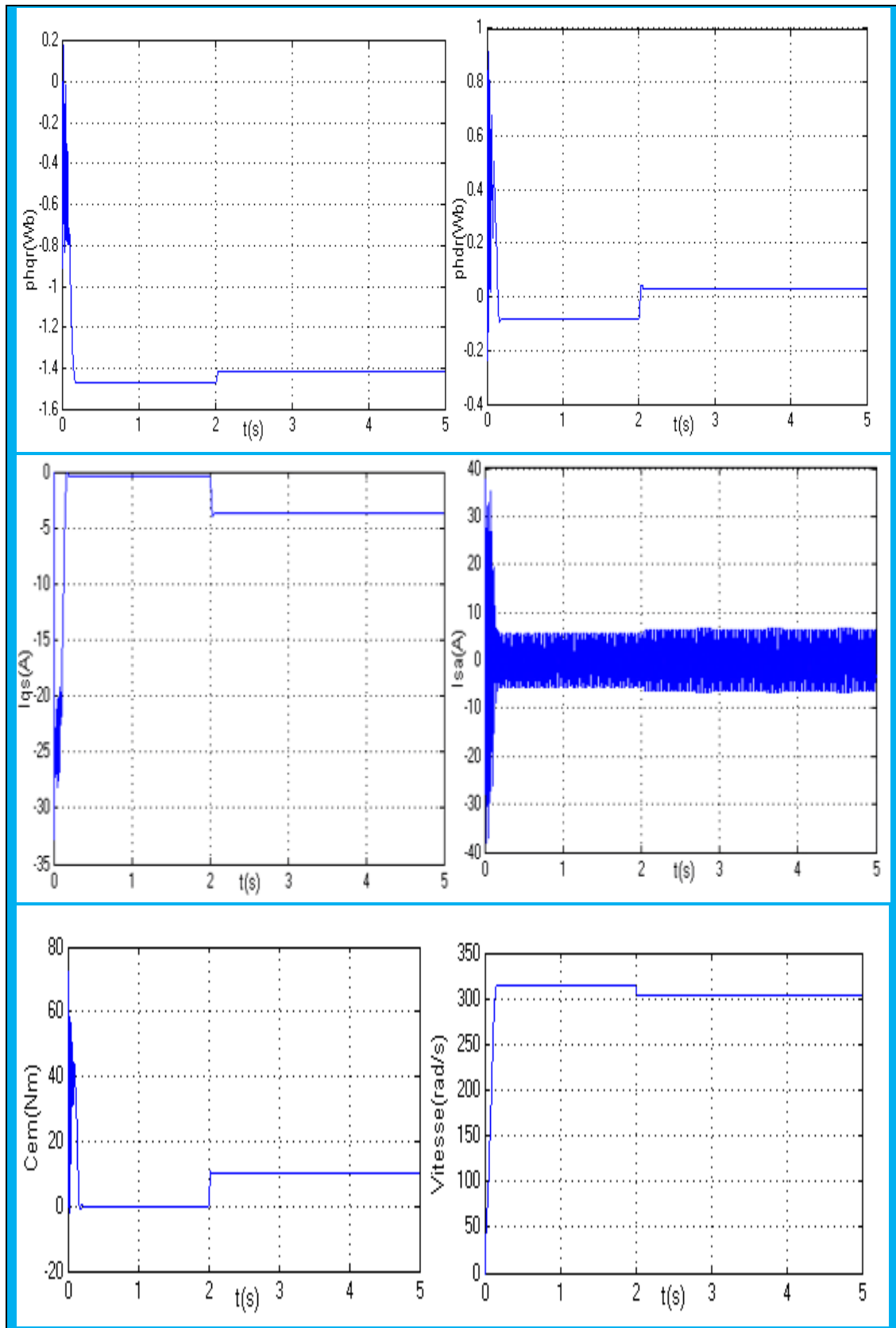
### I.16 Résultats de simulation de la MASP

Pour étudier la commande d'une telle machine électrique, il est nécessaire de connaître le comportement de la machine en régime transitoire. L'objectif est de trouver un modèle mathématique simple et général pour toutes les machines asynchrones polyphasées.

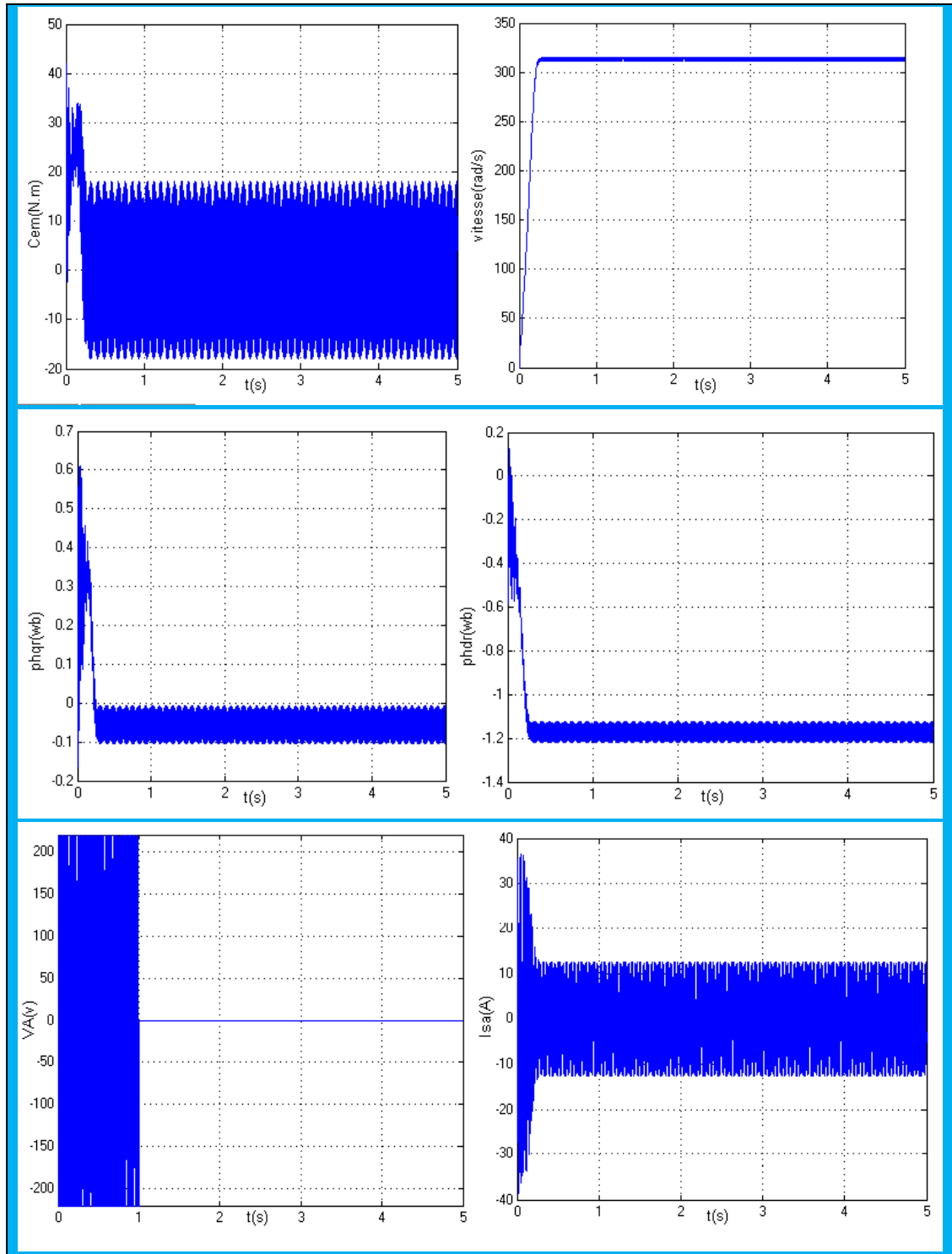
Pour ce faire, la machine sera modélisée dans les bases propres, de Concordia et Park qui transforme un repère à cinq phases en un repère à deux phases.



**FigI.11** : Comportement dynamique de MASP à vide.



**Fig.I.12 :** Démarrage suivi d'une application couple de charge ( $C_r=10\text{Nm}$ ) à l'instant  $t=2$ seconde.



**Fig.I.13 :** Comportement du moteur avec l'ouverture d'une phase 1(VA) a l'instant 1 seconde à vide.

**I.17 Interprétations**

Le moteur pentaphasé étudié a été alimenté directement par un réseau pentaphasé équilibré. Les paramètres de ce moteur sont donnés dans l'annexe I.

Les résultats de simulation (Figure I.11) montrent qu'au démarrage à vide, une augmentation progressive de la vitesse en fonction de temps durant le régime transitoire puis se stabilise à la valeur de 320 rad/s à partir de  $t=0.3s$ . durant le régime permanent, nous avons appliqué à l'instant  $t = 2s$  une charge nominale de 10 N.m. Nous avons remarqué qu'une diminution permanente de la vitesse apparait, le couple oscille autour d'une valeur de 70N.m. Cette période représente le régime transitoire. À partir de l'instant  $t=0.2s$  le couple chute brusquement jusqu'à atteindre une valeur très faible. Après l'application d'un couple résistant le couple augmente, pour compenser le couple de charge appliqué.

L'allure des courants statoriques  $I_{s\alpha}$  présentent des oscillations pendant le démarrage avec une valeur efficace de 40A et cette grande valeur s'explique par la forte demande de la machine au courant .puis le courant se stabilise autour de 5A.

Le flux rotorique est installé, il suit sa valeur de référence suivant l'axe (d) avec une composante en quadrature (q) nulle.

Pour la figure (I.13), on fait une coupure de phase à l'instant  $t=1s$ , on remarque d'après les résultats trouvés que le couple présente des oscillations mais toujours autour du couple de charge (10N.m), la vitesse garde la même valeur de référence ce qui prouve la continuité du fonctionnement du moteur.

### **I.18 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la MASP dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. En appliquant la transformation de Park il devient possible de passer du système cinq vers le système biphasé de Park.

Les résultats obtenus par simulation montrent bien la validité du modèle de Park, dans le référentiel lié au champ tournant. Ainsi, il devient possible de visualiser les différentes caractéristiques de la machine asynchrone.

---

**CHAPITRE II : ASSOCIATION  
ONDULEUR-MACHINE ASYNCHRONE  
PENTAPHASEE**

---

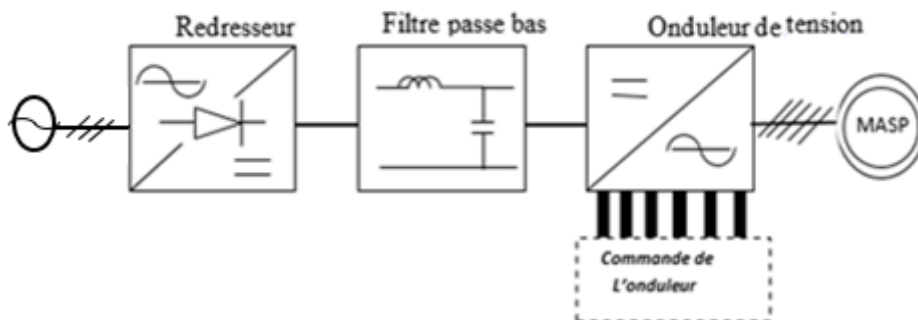
### II.1 Introduction

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable des machines asynchrones, 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 [17].

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 MLI[18].

### II.2 Modélisation de l'alimentation

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la Figure (II.1) sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. L'alimentation continue de l'onduleur est fournie à partir du secteur (220/380V) via un redresseur à diodes et un filtre LC



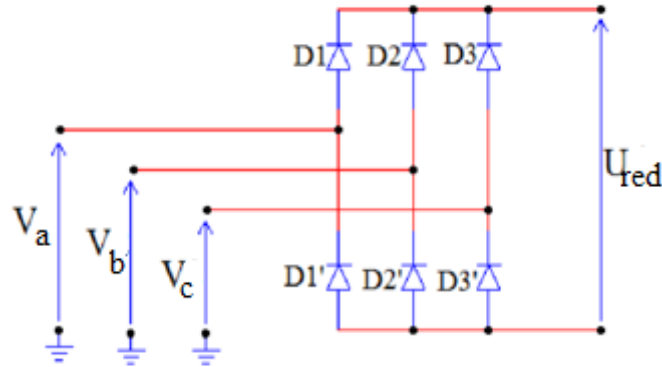
**Fig.II.1** : Schéma de principe de l'association convertisseur-machine

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.

### II.2.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continue », une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de tension continue à partir d'une source alternative, il est représenté par la figure(II.2).

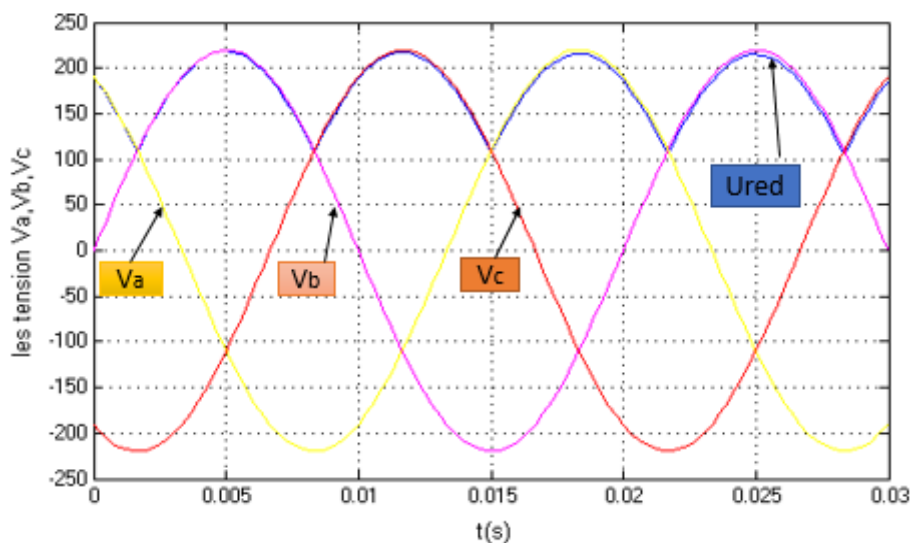


**Fig.II.2 :** Représentation d'un redresseur triphasé à diode.

Ce redresseur comporte trois diodes ( $D1, D2, D3$ ) à cathode commune assurant l'aller du courant  $I_d$  et trois diodes ( $D1', D2', D3'$ ) à anode commune assurant le retour du courant  $I_d$ . Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

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

La Figure(II.3) présente la tension de sortie du redresseur  $U_{red}$ , et les trois tensions de phase  $V_a, V_b, V_c$  :

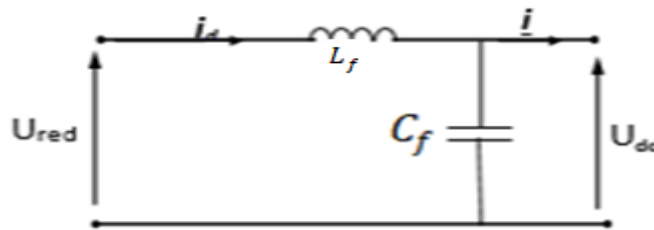


**Fig.II.3 :** Tension de sortie redressée  $U_{red}$ .

### II.2.2 Modélisation de filtre

Pour améliorer la qualité de la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité  $C_f$ , celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel  $I_d$  et le courant  $I$ , ainsi elle supprime les brusques variations de  $U_{dc}$  lors de la commutation, par contre, pour réduire l'ondulation du courant  $I$  et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance de courant, on place en série inductance de lissage  $L_f$  (de résistance interne  $R$ ) l'ensemble L-C constitue un filtre passe bas.

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 la figure (II.4)



**Fig.II.4 :** Représentation d'un filtre passe bas.

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant :

$$U_{red}(t) = U_L(t) + U_c(t) \quad (II.2)$$

$$U_c(t) = U_{dc}(t) \Rightarrow i(t) = C_f \frac{dU_{dc}}{dt} \quad (II.3)$$

$$U_{red}(t) = L_f C_f \frac{d^2 U_{dc}}{dt^2} + U_{dc}(t) \quad (II.4)$$

On utilise la transformée de Laplace alors que, la fonction de transfert  $F(s)$  du filtre est de la forme :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_{red}(s)} = \frac{1}{1 + \sqrt{L_f C_f} s^2} \quad (II.5)$$

Le rôle de la capacité  $C_f$  est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance  $L_f$  est de lisser le courant  $i_d$ .

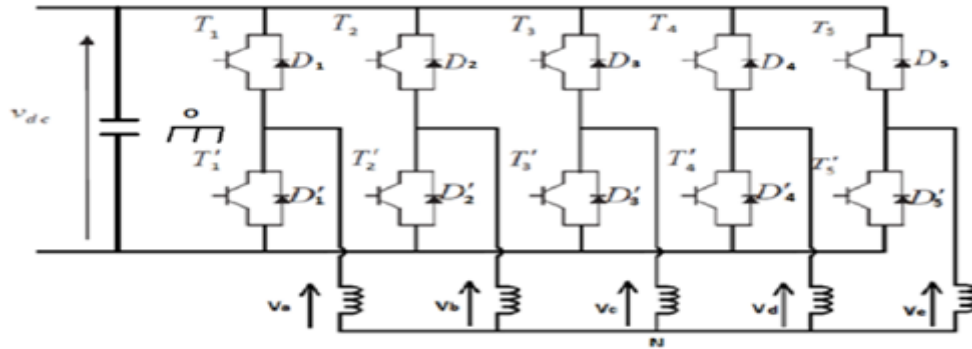
Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure  $f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$  (II.6)

### II.2.3 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[19].

## Chapitre II Association Onduleur-Machine Asynchrone Pentaphasée

L'onduleur qui sera utilisé est un onduleur pentaphasé à deux niveaux. Il se compose de cinq bras identiques constitué chacun de deux interrupteurs commandables montés en série, chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche. Le schéma structurel d'un tel onduleur pentaphasé à deux niveaux illustré par la figure (II.5).



**Fig.II.5 :** Structure générale d'un onduleur pentaphasée

Les interrupteurs doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part, et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part.

### II.3 Modélisation de l'onduleur

La symétrie des bras de l'onduleur nous permet de simplifier l'étude de l'onduleur à un seul bras [10, 15].

Pour simplifier le modèle de l'onduleur, on suppose que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée.
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Sur la base de ces hypothèses, chaque couple Transistor-diode est équivalent à un seul interrupteur bidirectionnel commandé par le signal  $B_{k_s}$  par la figure (II.6).



**Fig.II.6 :** Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode

#### II.3.1 Commandabilité de l'onduleur

La commandabilité de l'onduleur consiste à appliquer des signaux  $B_{k_s}$  aux bases des transistors pour pouvoir passer entre les différentes configurations de l'onduleur. Ceci signifie que l'onduleur associé à la machine lui impose au niveau de ses enroulements

## Chapitre II Association Onduleur-Machine Asynchrone Pentaphasée

statoriques, une tension de forme et d'amplitude bien précises. Cette commande s'appelle commande externe.

### II.3.2 Fonctions de connexion des interrupteurs

$B_k = \overline{B'_k}$ , si seulement l'un des deux est commandé à la fermeture, sinon ils peuvent être commandés à l'ouverture au même temps.

Avec  $B_k$  le signal de la commande du transistor  $T_k$  du bras k

Donc, on définit la fonction de connexion de chaque interrupteur  $T_{Dk}$  comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci

$$\begin{cases} F_k = 1 \text{ si } K_k \text{ est fermé et } K'_k \text{ est ouvert} \\ F_k = 0 \text{ si } K_k \text{ est ouvert et } K'_k \text{ est fermé} \end{cases}$$

Où k est le numéro du bras ( $k = \overline{1:5}$ )

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phases  $V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}, V_{DN}$  et  $V_{EN}$  en fonction des signaux de commande  $F_k$

$$V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}, V_{DN}, V_{EN} = F_k \cdot V_{dc} \quad (\text{II.7})$$

$V_{dc}$  : la tension d'entrée de l'onduleur qui est continue.

### II.3.3 Fonction de conversion

Les tensions composées  $V_{AO}, V_{BO}, V_{CO}, V_{DO}$  et  $V_{EO}$  sont définies par les relations suivantes tenant compte du point fictif « O » figure (II.5) :

$$\begin{cases} V_{AO} = V_{AN} + V_{NO} = F_1 \cdot V_{dc} \\ V_{BO} = V_{BN} + V_{NO} = F_2 \cdot V_{dc} \\ V_{CO} = V_{CN} + V_{NO} = F_3 \cdot V_{dc} \\ V_{DO} = V_{DN} + V_{NO} = F_4 \cdot V_{dc} \\ V_{EO} = V_{EN} + V_{NO} = F_5 \cdot V_{dc} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_{AN} = V_{AO} - V_{NO} \\ V_{BN} = V_{BO} - V_{NO} \\ V_{CN} = V_{CO} - V_{NO} \\ V_{DN} = V_{DO} - V_{NO} \\ V_{EN} = V_{EO} - V_{NO} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Les tensions  $V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}, V_{DN}$  et  $V_{EN}$  forment un système de tensions pentaphasé équilibré

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} + V_{DN} + V_{EN} = 0$$

Donc :

$$V_{NO} = \frac{V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + V_{DO} + V_{EO}}{5} \quad (\text{II.9})$$

Où

$V_{NO}$  : Tension de neutre de la machine par rapport au point fictif O.

On remplace (II.3) dans (II.2) on obtient :

$$V_{AN} = V_{AO} - \frac{V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + V_{DO} + V_{EO}}{5} \quad (\text{II.10})$$

Donc :

$$V_{AN} = \frac{4V_{AO} - V_{BO} - V_{CO} - V_{DO} - V_{EO}}{5} \quad (\text{II.11})$$

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{4V_{AO} - V_{BO} - V_{CO} - V_{DO} - V_{EO}}{5} \\ V_{BN} = \frac{-V_{AO} + 4V_{BO} - V_{CO} - V_{DO} - V_{EO}}{5} \\ V_{CN} = \frac{-V_{AO} - V_{BO} + 4V_{CO} - V_{DO} - V_{EO}}{5} \\ V_{DN} = \frac{-V_{AO} - V_{BO} - V_{CO} + 4V_{DO} - V_{EO}}{5} \\ V_{EN} = \frac{-V_{AO} - V_{BO} - V_{CO} - V_{DO} + 4V_{EO}}{5} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

### II.4 Principe des stratégies de commande

Le principe de la stratégie de commande de l'onduleur est basé sur le réglage des durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. Si les commandes sont des tensions, l'onduleur est commandé par la technique triangulo-sinusoidale[20].

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faibles fréquences, ils sont pilotés en 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). A 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) [21].

Si les commandes sont des courants, on utilise un comparateur à hystérésis (stratégie delta).

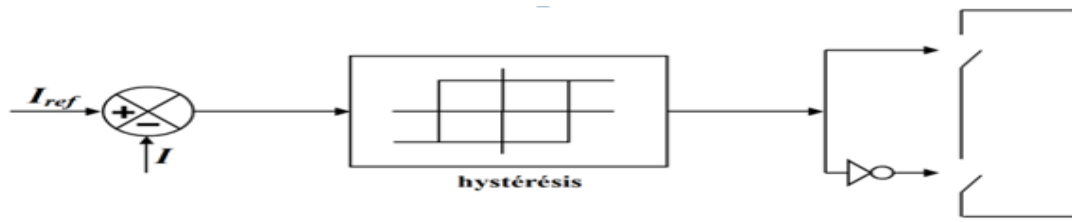
### II.5 Différentes stratégies de commande

Nous citons les stratégies suivantes :

- Commande en courant par hystérésis.
- commande à pleine onde.
- commande MLI (triangulo-sinusoidale).

#### II.5.1 Commande en courant par hystérésis

C'est une technique très simple à implanter. Elle s'intéresse directement au contrôle du courant, le contrôle des courants par hystérésis se fait par la commande des interrupteurs de l'onduleur de sorte que les variations du courant dans chaque phase du moteur soit limité dans une bande d'hystérésis c'est à dire une comparaison permanente entre les courants réels et les courants de référence[6].

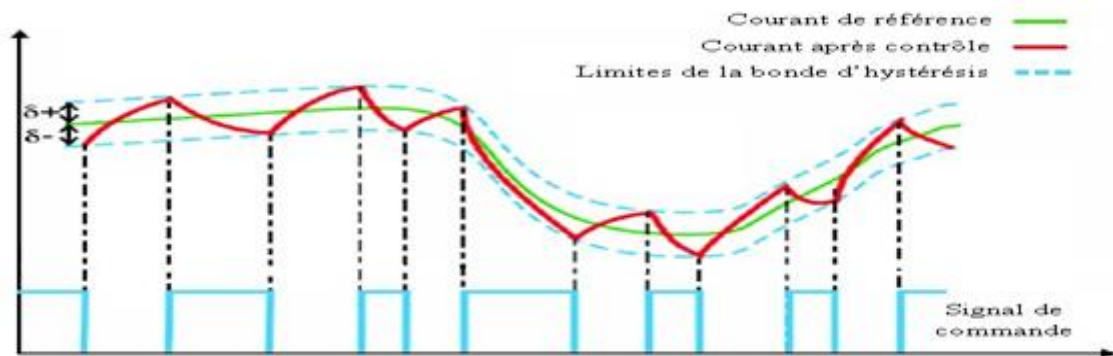


**Fig.II.7 :** Schéma d'illustration pour la commande par hystérésis

### II.5.1.1 Principe du contrôle par hystérésis

La commande par hystérésis utilise cinq régulateurs à hystérésis indépendants, un pour chaque phase. Cette méthode consiste à maintenir le courant de chaque phase entre deux limites autour de la référence sinusoïdale.

Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les référence des courants. La sortie des comparateurs est reliée à la logique de commande de l'onduleur de manière à imposer une commutation, lorsque le courant s'écarte de la valeur de référence [22].



**Fig.II.8 :** Principe de la génération de commande en courant par hystérésis.

$$\begin{cases} \text{si } |I_{ref} - I| < \Delta_I \Rightarrow S = 1 \\ \text{si } |I_{ref} - I| > \Delta_I \Rightarrow S = 0 \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$I_{ref}$  : courant de référence

$I$  : courant réel

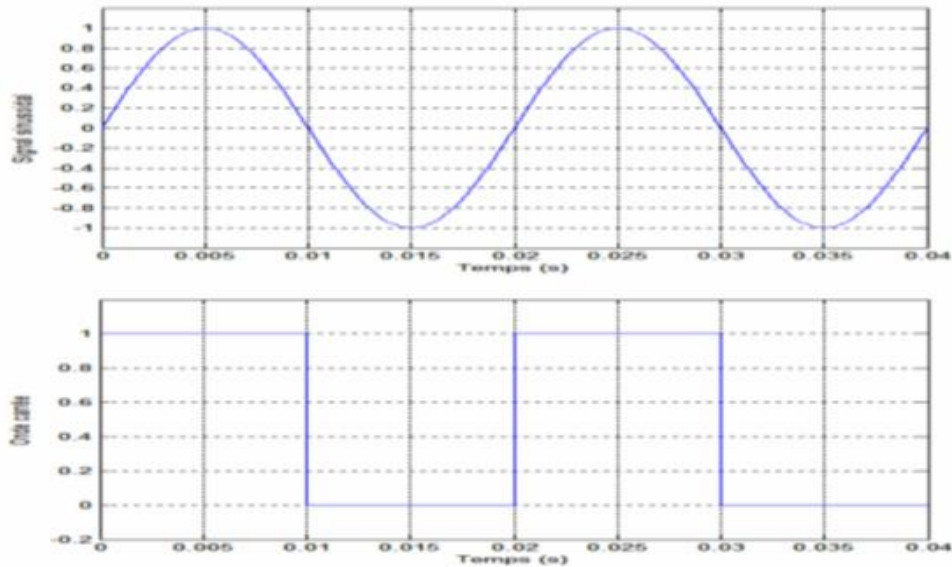
### II.5.2 Commande en pleine onde

#### II.5.2.1 Principe de commande en pleine onde.

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.

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

$$\text{Si } \sin(w.t) < 0 \Rightarrow S(t) = 0$$



**Fig.II.9** : Principe de commande en pleine onde

Ou :

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

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

### Remarque

1) Si le récepteur est branché en étoile sans conducteur neutre ou en triangle, les harmoniques de tension de rang trois ou multiples de trois sont absents, des car ils forment des systèmes homopolaires.

2) Le spectre harmonique de la tension simple  $V_{AN}$ ; montre bien que les harmoniques les plus dominants sont d'ordre 5 et 7.

### II.5.3 Commande en tension « modulation de largeur d'impulsion » MLI

#### II.5.3.1 Principe de la MLI (sinus-triangle)

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) de forme sinusoïdale et de fréquence  $f$  avec une porteuse, généralement triangulaire de haute fréquence  $f_p$ , telle que :  $f_p \gg f$ .

Le schéma de principe de cette commande est donné sur la figure (II.10). Les instants de fermeture des interrupteurs sont alors définis par les intersections entre les deux ondes, quant à la fréquence de commutation, elle est déterminée par celle de la porteuse.

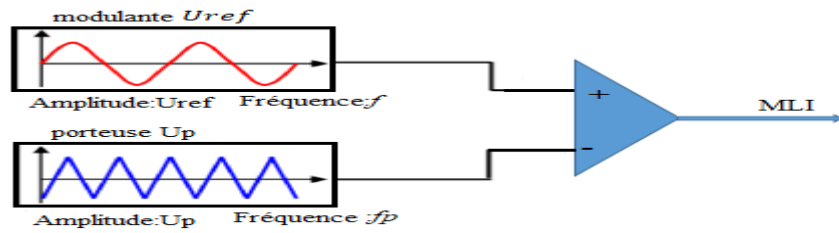


Fig.II.10 : Principe de commande MLI

$$\begin{cases} U_{ref} \geq U_p \Rightarrow MLI = 1 \\ U_{ref} < U_p \Rightarrow MLI = 0 \end{cases} \quad (II.14)$$

La figure (II.11) représente le schéma de principe d'une commande MLI sinus-triangle Cinq phase tel que les tensions de sortie faire alimenter de machine.

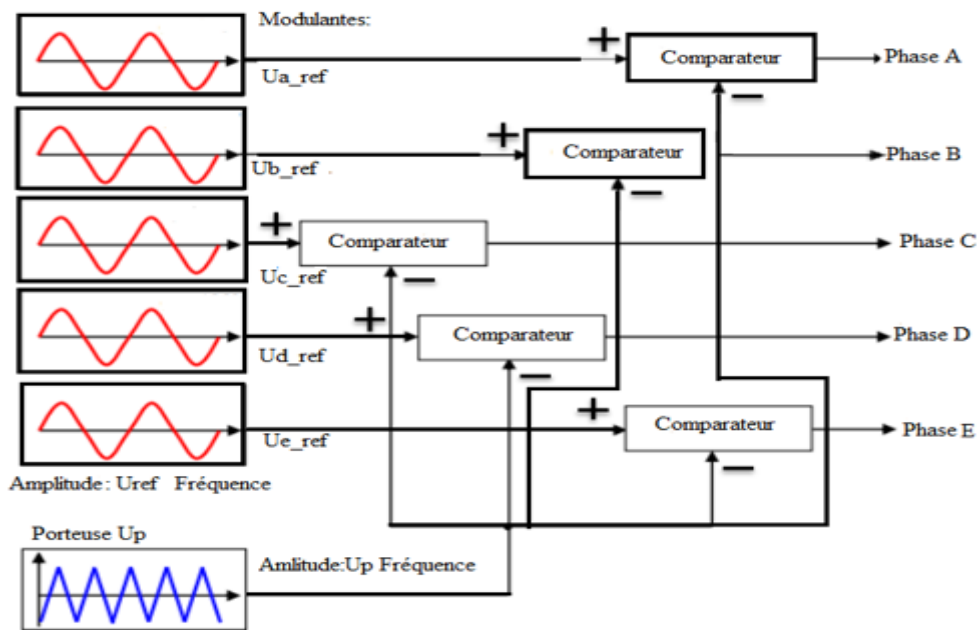


Fig.II.11 : Schéma de principe d'une commande «sinus -triangle » cinq phase.

### II.5.3.2 Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

❖ 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  $f$  :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (II.15)$$

❖ Taux de modulation  $r$  qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence Taux  $A_m$  et celle de la porteuse  $A$  :

$$r = \frac{U_{ref}}{U_p} \quad (II.16)$$

❖ Avec :

$U_{ref}$ : Amplitude de la référence.

$U_p$ : Amplitude de la porteuse.

## **Chapitre II Association Onduleur-Machine Asynchrone Pentaphasée**

L'indice de modulation est le résultat d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur, en effet ce dernier se détériore avec l'augmentation de la fréquence de hachage qui augmente [23].

Dans la pratique, on adopte toujours un rapport cyclique de valeur inférieure à l'unité afin d'éviter les ratés de commutation qui pourraient entraîner des discontinuités de fonctionnement, et particulièrement dans les applications de la vitesse variables, où l'on fait varier la fréquence et la tension [24].

Avec ce type de modulation,  $m$  peut être soit pair ou impair. Si l'indice de modulation est impair alors les deux alternances de la tension de sortie sont identiques au signe près et sa décomposition en série de Fourier ne comporte que des termes en sinus et impairs.

Dans le cas contraire, c'est-à-dire pour  $m$  pair, on obtient dans le développement une composante continue ainsi que des termes harmoniques pairs et impairs.

Il est intéressant de remarquer que l'augmentation de la valeur de l'indice de modulation a pour résultat de repousser les harmoniques vers les hautes fréquences, ce qui est bénéfique, mais qui a pour effet d'introduire « du déchet de tension ». Il est donc, non seulement nécessaire d'opter pour une valeur impaire pour  $m$ , mais également d'optimiser cette valeur.

De plus, la valeur de  $m$  est limitée par les temps des commutations des interrupteurs et donc par la largeur minimale des impulsions. La tension de commande délivrée par le comparateur ne pouvant prendre que deux valeurs distinctes, nous sommes en présence d'une onde bipolaire image de la tension de sortie.

### **II.5.3.3 Principaux avantages de la MLI**

La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants :

- Une bonne neutralisation d'harmonique par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneau.
- Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- De faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie.
- La MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue.
- Minimisation de l'ondulation de courant de charge.
- Elimination de certaines harmoniques de tension.

### II.6 Simulation de la MASP alimenté par onduleur

Pour assurer l'alimentation d'une machine asynchrone pentaphasée à vitesse variable on doit utiliser un onduleur de tension à cinq phases précède d'un redresseur à diodes et d'un filtre passe bas.

La figure suivante présente le schéma bloc de la MASP alimenté par un onduleur de tension commandé par la technique MLI utilisant le logiciel Matlab.

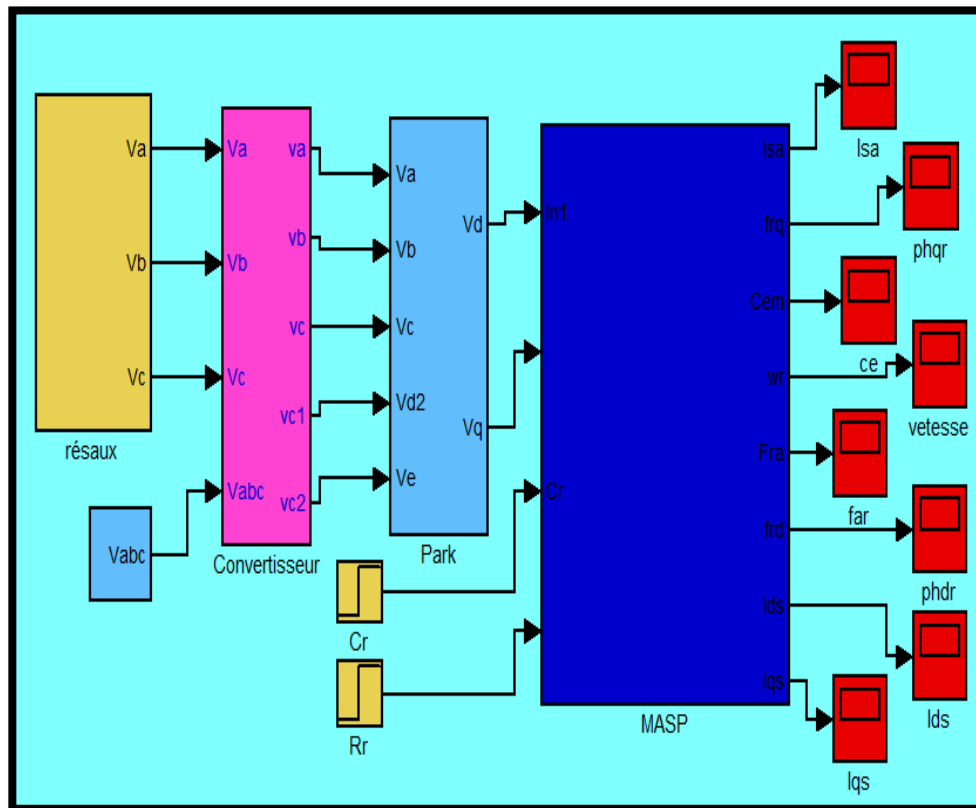
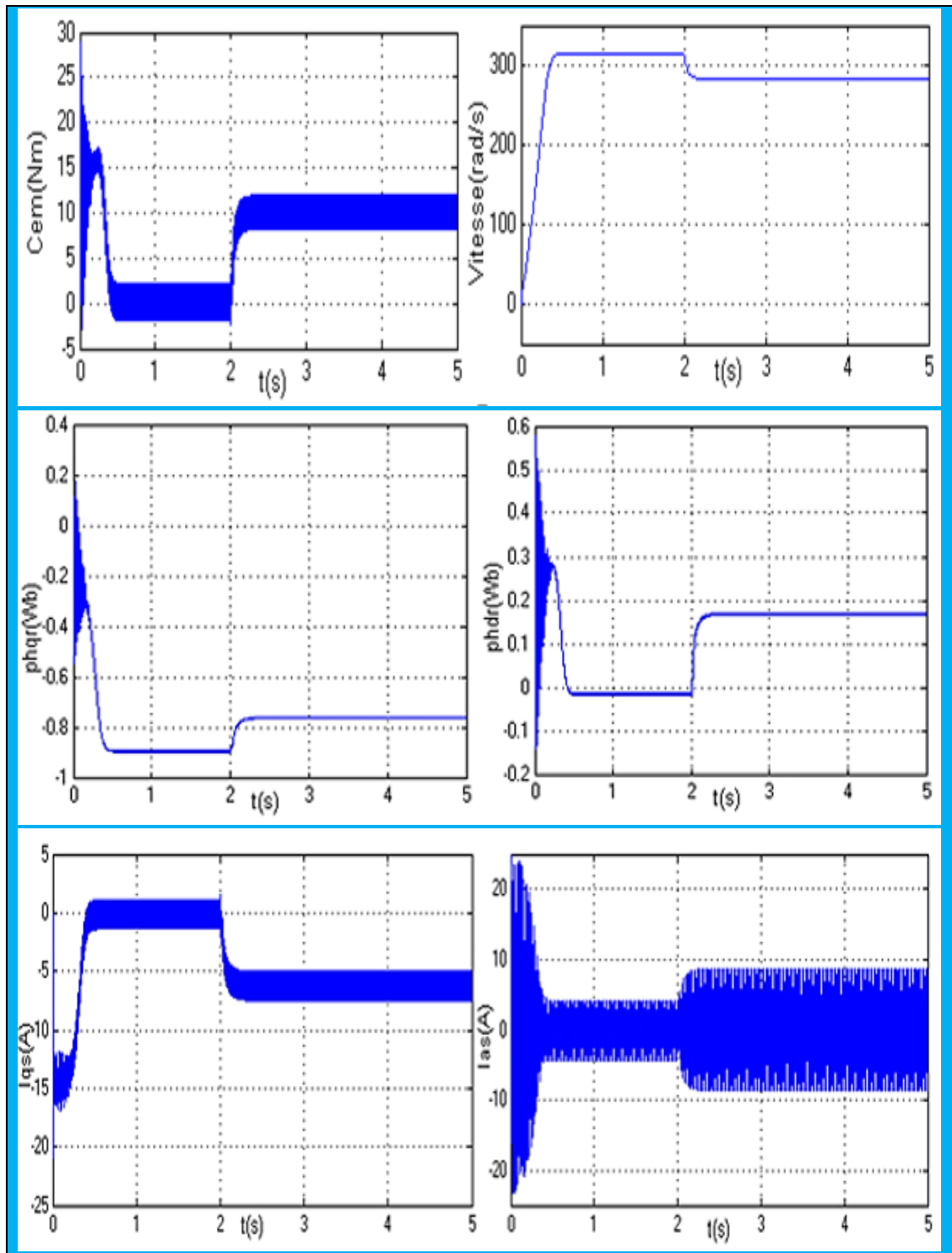


Fig.II.12 : Schéma de simulation de la MASP alimenté par onduleur de tension.

### II.7 Résultat de simulation avec onduleur

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable d'une telle machine asynchrone pentaphasée, il est nécessaire d'utiliser une source à fréquence variable contrôlable. Pour cela, le fonctionnement du système se fera à l'aide d'un convertisseur statique appelé onduleur, sa source d'entrée peut être du type source de tension, et en sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude de la tension avec sa fréquence.



**Fig.II.13 :** Résultats de simulation de la MASP avec application du couple de charge [2seconde : 10Nm]

### II.8 Interprétations

Par l'application d'un échelon du couple résistant  $C_r$  de (10 N.m) à l'arbre de la machine après une durée de (2s), on constate que :

## **Chapitre II Association Onduleur-Machine Asynchrone Pentaphasée**

Le couple électromagnétique compense instantanément cette sollicitation du couple résistant, Une chute de la vitesse traduite par un glissement supplémentaire de la machine et Nous remarquons également un changement dans  $I_{qs}$ ,  $I_{sa}$ ,  $phqr$  et  $phdr$  et cela est dû aux harmoniques générés par l'onduleur.

### **II.9 Conclusion**

Ce chapitre est consacré à la modélisation de la machine associée à un convertisseur de fréquence représenté par l'onduleur de tension, commandé par MLI naturelle. L'ensemble machine-convertisseur est simulé par Matlab pour voir les impacts de ce dernier sur la machine.

Pour améliorer le comportement dynamique de la machine lorsqu'elle est soumise à des perturbations, on propose deux techniques de commande telle que la commande vectorielle et la commande par la logique floue pour le réglage de la vitesse de rotation de la machine asynchrone pentaphasée.

---

**CHAPITRE III : COMMANDE  
VECTORIELLE ET COMMANDE PAR  
LOGIQUE FLOUE D'UNE MACHINE  
ASYNCHRONE PENTAPHASEE**

---

### III.1 Introduction

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Par contre dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la simplicité de la commande de cette dernière [25].

La première partie de ce chapitre est consacré à la Commande Vectorielle par orientations du flux appliquée sur une machine asynchrone pentaphasée commandée en tension.

Les méthodes conventionnelles de réglage sont basées sur une modélisation adéquate du système à régler et un traitement analytique à l'aide de la fonction de transfert ou d'équations d'état. Malheureusement, celles-ci ne sont pas toujours disponibles.

Les régulateurs intelligents tels que (Régulateur adaptatif, Commande prédictive, Commande robuste...) permettent de répondre aux exigences d'un certain nombre de systèmes fortement non linéaires. C'est dans ce même créneau que les méthodes de modélisation et de commande floues se positionnent.

La logique, au sens commun du mot, est une conception des mécanismes de la pensée qui ne devrait jamais être floue, toujours rigoureuse et formelle. Mais les Mathématiciens se sont aperçus qu'il n'y avait pas, en réalité, une logique unique, mais autant de logiques qu'on veut ; tout étant dépendant de l'axiomatique choisie[26].

La logique floue (fuzzy logic) a pour objet d'études la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché. On peut donc la situer à côté des heuristiques de résolutions de problèmes, des systèmes experts, de l'intelligence artificielle et même du traitement de la langue naturelle [27].

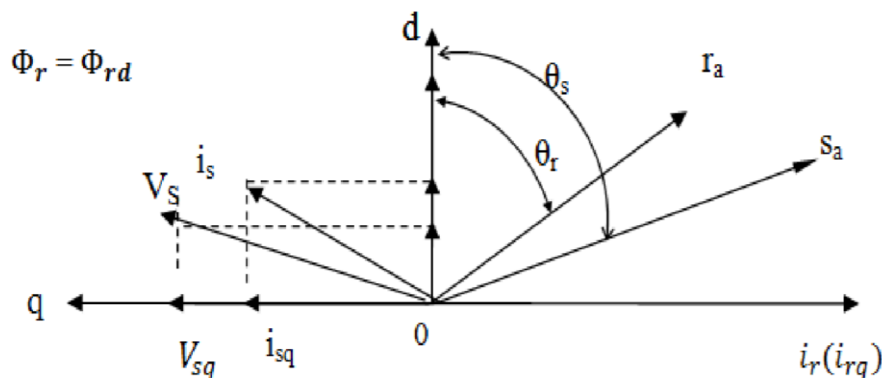
De nos jours, la logique floue est un axe de recherche important sur lequel se focalisent de nombreux scientifiques. Des retombées technologiques sont d'ores et déjà disponibles, tant dans le domaine grand public (appareils photos, machines à laver, fours à micro-onde), que dans le domaine industriel (classification, aide à la décision, réglage et commande de processus, complexes liés à l'énergie, aux transports, à la transformation de la matière, à la robotique, aux machines-outils) [28].

### III.2 La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF)

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et

des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée[29]. commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d, q». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d, q» entraîne l'alignement de l'axe «d» sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (III.1) [29].



**Fig.III.1** : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

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

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

- $\varphi_{rq} = 0$  et  $\varphi_r = \varphi_{rd}$  : c'est le flux rotorique qui orienté.
- $\varphi_{sq} = 0$  et  $\varphi_r = \varphi_{sd}$  : c'est le flux statorique qui orienté.
- $\varphi_{mq} = 0$  et  $\varphi_m = \varphi_m$  : c'est le flux d'entrefer qui orienté.

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique [29].

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

### III.4 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe «d» d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse ( $\omega_s$ ), donc on peut remarquer les propriétés suivantes :

- La composante transversale du flux rotorique est nulle. ( $\varphi_{rq}=0$ )
- L'axe «d» est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique  
( $\varphi_r = \varphi_{rd}$ )
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant. ( $\varphi_r = cs \Rightarrow 0$ )

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_S = R_S I_S + \frac{d\varphi_S}{dt} + j\omega_S \varphi_S \\ 0 = R_r I_r + \frac{d\varphi_r}{dt} + j\omega_r \varphi_r \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$$\begin{cases} \varphi_S = L_S I_S + M I_r \\ \varphi_r = L_r I_r + M I_S \end{cases} \Rightarrow I_r = \frac{\varphi_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} I_S \quad (\text{III.2})$$

Avec :  $X = X_d + jX_q$  (X : représente le flux, les courants et les tensions)

Pour écrire le modèle de la MASP avec l'état ( $I_S \varphi_r$ ) on réalise les changements suivants

$$\varphi_S = L_S I_S + \frac{M}{L_r} \varphi_r - \frac{M^2}{L_r} I_S = L_S \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_S}\right) I_S + \frac{M}{L_r} \varphi_r \quad (\text{III.3})$$

$$\varphi_S = \sigma L_S I_S + \frac{M}{L_r} \varphi_r \quad (\text{III.4})$$

On remplace (III.4) dans l'équation de la tension statorique (III.1) et (III.2) dans l'équation de la tension rotorique donne :

$$\begin{cases} V_S = R_S I_S + \frac{d}{dt} \left( \sigma L_S I_S + \frac{M}{L_r} \varphi_r \right) + j\omega_S \left( \sigma L_S I_S + \frac{M}{L_r} \varphi_r \right) \\ 0 = R_r \left( \frac{\varphi_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} I_S \right) + \frac{d\varphi_r}{dt} + j\omega_r \varphi_r \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

$$0 = -\frac{R_r M}{L_r} I_S + \left( j\omega_r + \frac{R_r}{L_r} \right) \varphi_r + \frac{d\varphi_r}{dt} \quad (\text{III.6})$$

$$0 = -\frac{R_r M}{L_r} I_S + \left( j\omega_r + \frac{R_r}{L_r} + S \right) \varphi_r \quad (\text{III.7})$$

$\varphi_r = \varphi_{dr}$  (l'orientation du flux rotorique)

On décompose l'équation en partie réelle et imaginaire, on aura :

$$\begin{cases} 0 = -\frac{R_r M}{L_r} I_{dS} + \left( S + \frac{R_r}{L_r} \right) \varphi_r & (\text{partie réelle}) \\ 0 = -\frac{R_r M}{L_r} I_{qS} + \omega_r \varphi_r \Rightarrow I_{qS} = \frac{L_r \omega_r}{R_r M} \varphi_r & (\text{partie imaginaire}) \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

$$\begin{cases} I_{ds} = -\frac{S+R_r}{\frac{R_r M}{L_r}} \varphi_r = \frac{S+1}{\frac{M}{T_r}} \varphi_r = \frac{T_r S+1}{M} \varphi_r \\ I_{qs} = \frac{T_r \omega_r}{M} \varphi_r \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Le relation de  $I_{ds}$  signifie que dans le modèle de la machine pentaphasée dans le repère(d,q) a flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante directe du courant statorique  $I_{ds}$  moyennant une dynamique du premier ordre avec la constante de temps  $T_r$

$$V_r = 0 = R_r I_r + \frac{d\varphi_r}{dt} + j\omega_r \varphi_r \quad (\text{III.10})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

$$(\text{III.11}) \Rightarrow 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \quad (\text{III.12})$$

$$\varphi_{dr} = \text{cte} \Rightarrow \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = 0 \quad (\text{III.13})$$

D'après ces propriétés on peut écrire

$$\begin{cases} \varphi_{qr} = 0 \\ \varphi_{dr} = \varphi_r = \text{cst} \\ I_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

$$\begin{cases} \varphi_r = M I_{sd} \\ \varphi_{dr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$I_{qr} = -\frac{M}{L_r} I_{sq} \quad (\text{III.16})$$

On remplace l'équation (III.14) dans la formule de couple électromagnétique on aura

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \varphi_r I_{sq} \quad (\text{III.17})$$

Ou encore, le couple devient :

$$C_e = K_2 I_{sd} I_{sq} \quad (\text{III.18})$$

Avec :

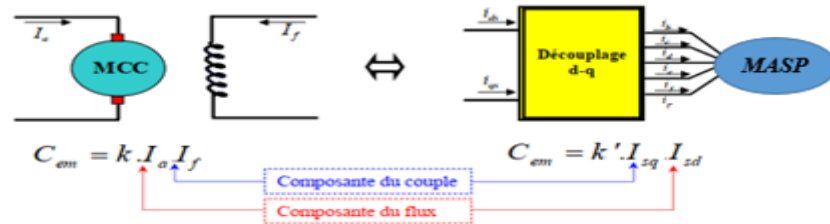
$$K_2 = \frac{PM^2}{L_r} \quad (\text{III.19})$$

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. la figure (III.2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante [30].

$$\omega_s = \omega_r + \omega = P\Omega_r + \omega$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$



**Fig.III.2 :** Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MASP.

### III.5 Types de la commande vectorielle

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

#### III.5.1 Commande vectorielle directe

Pour déterminer la position et la norme du flux (contrôler par contre réaction) il faut utiliser les capteurs à effet HALL placés sur les dents de stator (ceci nécessite des moteurs spéciaux), ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

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

#### III.5.2 Commande vectorielle indirecte

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

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation en vers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique  $T_r$ . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [31].

Dans ce qui suit, nous appliquons la commande vectorielle directe à la machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension avec convertisseur.

### III.6 Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension

#### III.6.1 Description

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques ( $V_{sd}, V_{sq}$ ) et la vitesse du champ tournant ( $\omega_s$ ) ; les deux courants statoriques ( $i_{ds}, i_{qs}$ ), le flux rotorique ( $\Phi_r$ ) et la vitesse mécanique ( $\Omega_r$ ) comme variables d'état, nous obtenons le modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension par orientation du flux rotorique.

$$\begin{cases} \sigma T_s \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds} = \frac{V_{ds}}{R_s} + \sigma T_s \omega_s I_{qs} - \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \frac{d\varphi_r}{dt} \\ \sigma T_s \frac{dI_{qs}}{dt} + I_{qs} = \frac{V_{qs}}{R_s} - \omega_s [\sigma T_s I_{ds} + \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \varphi_r] \\ T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M I_{ds} \\ \omega_r = \frac{M I_{qs}}{T_r \varphi_r} \\ C_e = \frac{PM}{L_r} \varphi_r I_{qs} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_r \end{cases} \quad (III.20)$$

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

Les équations (II.20), munies de la contrainte ( $\varphi_{rd} = 0$ ) se simplifient :

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \quad (III.21)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s I_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r \quad (III.22)$$

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \quad (III.23)$$

$$C_e = \frac{M}{T_r} \phi_r I_{sq} \quad (III.24)$$

$$\omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{I_{sq}}{\phi_r} \quad (III.25)$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (III.26)$$

Les équations (III.23) et (III.24) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux  $I_{sd}$ , et le courant producteur du couple  $I_{sq}$ . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple.

La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (III.23), (III.24) et (III.25). Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la figure (III.3).

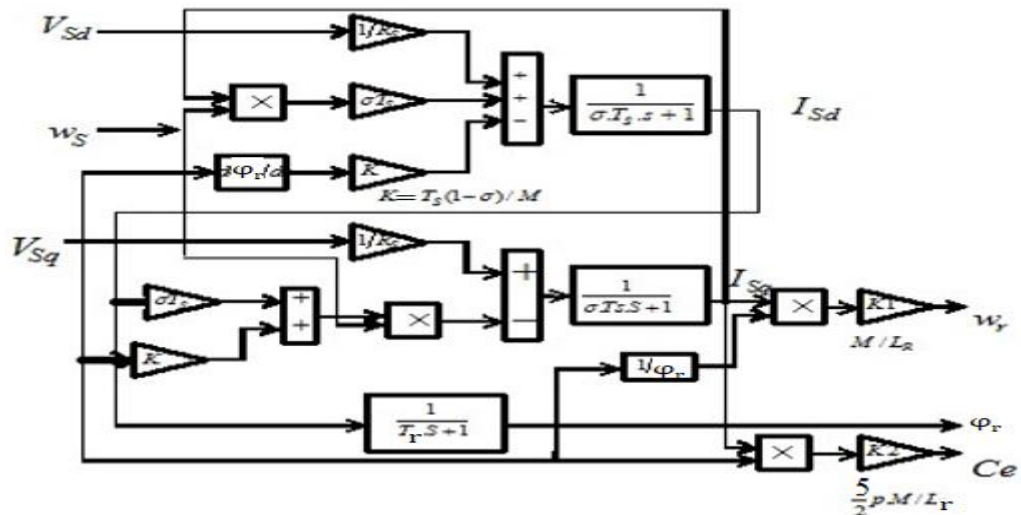


Fig.III.3 : Structure de la commande par orientation du flux rotorique.

### III.6.3 Découplage entré-sortie

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent découplage utilisant un régulateur, parmi de ces techniques le découplage par compensation [32].

#### III.6.3.1 Découplage par compensation

Définitions de deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  telles que :

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_d \quad (III.27)$$

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_q \quad (III.28)$$

Avec :

$$e_d = \omega_s \sigma L_s I_{sq} + R_r \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 \phi_r \quad (III.29)$$

$$e_q = -\left(\omega_s \sigma L_s I_{sd} - \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r\right) \quad (III.30)$$

Les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  fig (III.4)

Tel que :

$$V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_r \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 + R_s\right) I_{sd} \quad (III.31)$$

$$V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_r \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 + R_s\right) I_{sq} \quad (III.32)$$

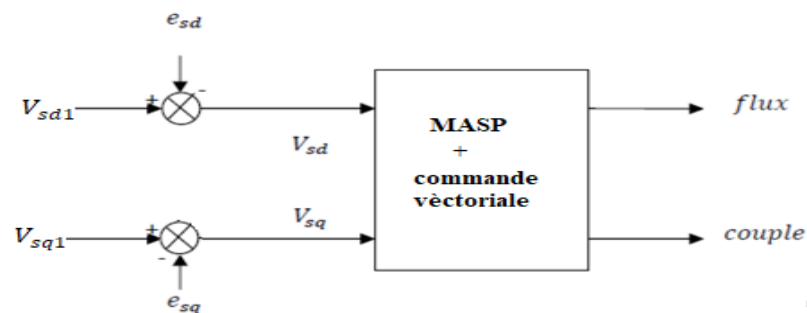


Fig.III.4 : Reconstitution des tensions  $V_{sq}$  et  $V_{sd}$

La figure (III.5) donne le schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique avec un découplage entrée sortie.

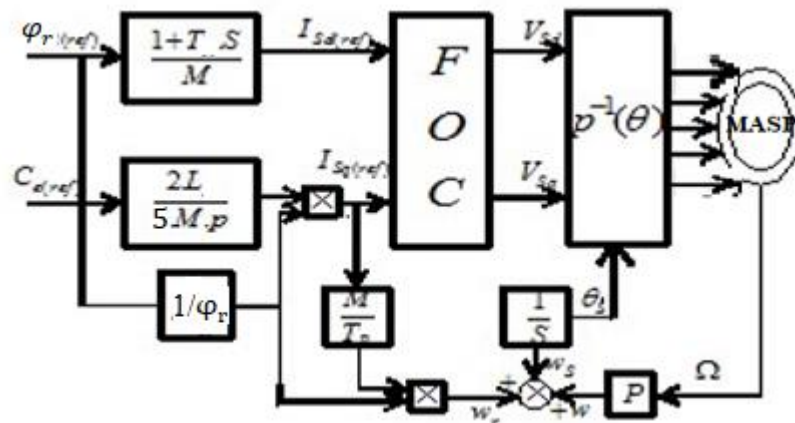


Fig.III.5 : Commande par orientation du flux avec découplage entrée sortie

### III.6.4 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'autre part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire suivante [33] :

- sous-vitesse :

$$\varphi_r = \varphi_{mom} \quad \text{Pour} \quad \Omega_r \leq \Omega_{mom}$$

- sur -vitesse :

$$\varphi_r = \frac{\Omega_{mom}}{|\Omega_r|} \varphi_{mom} \quad \text{Pour} \quad \Omega_r \geq \Omega$$

Avec :

$\Omega_{mom}$  : Vitesse de rotation nominale

$\varphi_{mom}$  : Flux rotorique nominale

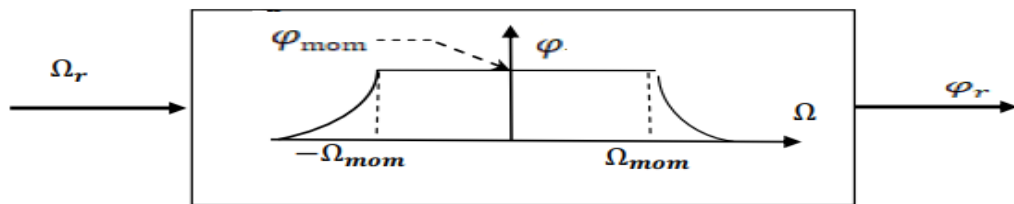


Fig.III.6 : Bloc dé fluxage

### III.6.5 Régulation

Les régulateurs ont, d'une part, la tâche de stabiliser le circuit de réglage, et d'autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un temps de réponse meilleur. Les régulateurs standards de type *PI* ou *PID* sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels [9].

#### III.6.5.1 Conception des régulateurs

Soit  $Y^*(t)$  le signal à pour suivre, et  $y(t)$  le signal de sortie du système à contrôler.

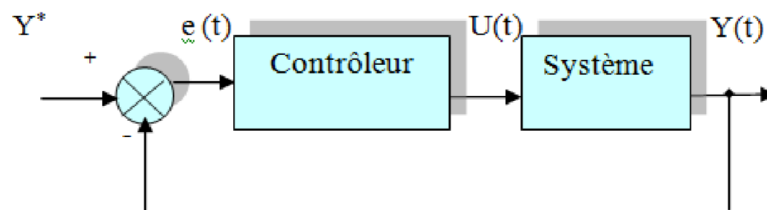


Fig.III.7 : Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \quad (\text{III.33})$$

##### III.6.5.1.1 Action proportionnelle

- Si  $k_p$  est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît
- Si  $k_p$  est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.



### III.7 la commande par logique floue

#### III.7.1 Définition

Logique floue : « 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 » [10].

#### III.7.2 But de la Commande Floue

La commande floue a pour but de traiter des problèmes de commande classique de processus à partir uniquement de connaissances de comportement que les spécialistes du Procédé doivent formuler sous forme linguistique (floue) [34].

#### III.7.3 Les Bases de la Commande Floue

##### III.7.3.1 Variables linguistiques et ensembles flous

La description imprécise d'une certaine situation d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables Linguistiques. Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques qui sont normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe[34].

##### III.7.3.2 Fonctions d'appartenances

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». Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes :

- **Fonction triangulaire** : Elle est définie par trois paramètres  $\{a, b, c\}$  qui déterminent les coordonnées des trois sommets.

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } \rightarrow x \in [a, b] \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } \rightarrow x \in [b, c] \\ 0 & \rightarrow \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

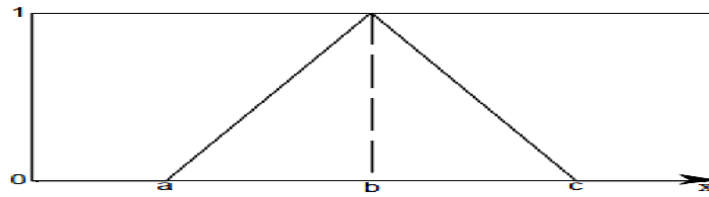


Fig.III.9 : Représentation de la fonction triangulaire

- **Fonction trapézoïdale** : Elle est définie par quatre paramètres {a, b, c, d}.

$$\mu_x = \max(\min(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-d}), 0) \quad (III.35)$$

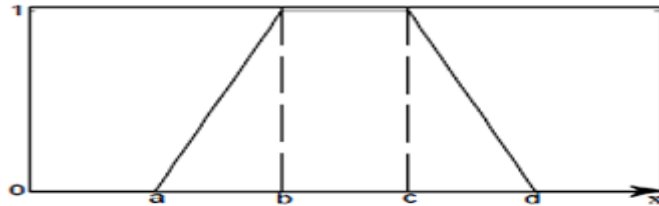


Fig.III.10 : Représentation de la fonction trapézoïdale

- **Fonction gaussienne** : elle est définie par deux paramètres {m,s} :

$$\mu(x) = \exp(-(\frac{x-m}{2-s})^2) \mu_x \quad (III .36)$$

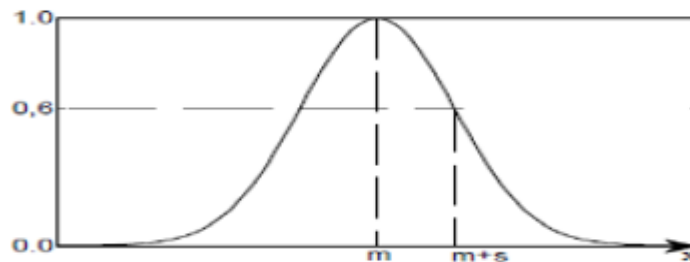


Fig.III.11 : Représentation de la fonction gaussienne

### III.7.4 Principes de la logique floue

Le principe du réglage par la logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire ou booléenne) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours [16].

Les notions de température moyenne ou de courant faible sont relativement difficiles à spécifier de manière précise. En logique floue, Le concept de variable linguistique, comme son nom le suggère, joue un rôle très important. C'est une variable dont les valeurs sont des mots ou des phrases au lieu de nombres. Par exemple, ' Température ' est une variable linguistique et l'ensemble des valeurs qu'elle peut prendre est appelé l'ensemble de termes (nuances), soient par exemple : Basse, Moyenne, Elevée. D'autres termes peuvent être construits à l'aide de modificateurs linguistiques tels que (très, plus ou moins, un peu...etc.).

Chaque valeur linguistique (e.g. ,faible) est caractérisée par sa fonction d'appartenance  $\mu_{faible}(x)$  qui associe à chaque valeur numérique x de 'Température', un degré qui reflète la vérité du sens faible [35].

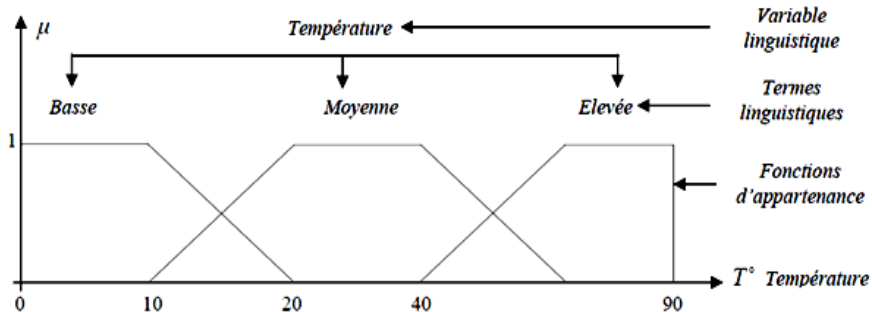
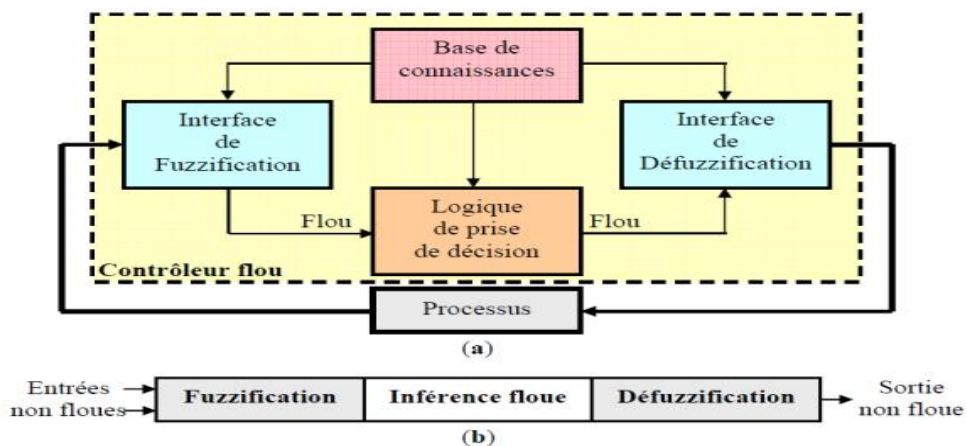


Fig.III.12 : Exemple d'une variable linguistique "température" avec trois termes linguistiques

### III.7.5 Structure générale d'un système flou

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux :



a) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou

b) : configuration d'un contrôleur flou.

Fig.III.13 : Structure interne d'un système floue

- Une base de connaissance sous forme de règles floues et paramètres des fonctions d'appartenance.

La base de règle contient des règles de la forme :

« Si  $X_1$  est  $A_1$  et  $X_2$  est  $A_2$  et..... $X_n$  est  $A_n$  Alors  $Y$  est  $B$  ».

Ou :  $X_1, X_2, \dots, X_n$  et  $Y$  sont des grandeurs physiques caractéristiques du système et du problème de commande.

$A_1, A_2, \dots, A_n$  et  $B$  sont des labels linguistiques.

Suivant la nature de  $B$  on parlera de :

Règles à conclusion symbolique (contrôleur de type Mamdani) B est une valeur linguistique Exemple :

Si l'erreur est « Négatif Moyen » et la variation de l'erreur est « Positif Petit » Alors la commande est « Négatif Petit » [36].

- Un bloc de décision ou moteur d'inférence.
- Une fuzzification qui consiste en la transformation des entrées précises en degrés d'appartenance.
- Une défuzzification qui consiste en la transformation des résultats flous en des sorties précises.

Il faut transformer les variables réelles à l'entrée du régulateur flou, c'est-à-dire celles qui ont une réalité physique, en variables floues. On appelle cette étape la fuzzification. On utilise alors ces variables floues dans un mécanisme d'inférence qui crée et détermine les variables floues de sortie en utilisant les opérations sur les fonctions d'appartenance.

Enfin, on opère à la défuzzification qui consiste à extraire une valeur réelle de sortie à partir de la fonction d'appartenance du sous-ensemble flou de sortie établi par le mécanisme d'inférence [16].

### **III.7.5.1 Fuzzification**

La fuzzification est le premier traitement qui entre en compte dans la structure d'un système flou. Elle consiste à donner un degré d'appartenance à une valeur réelle d'entrée en fonction des ensembles flous. Dans un système flou, il faut rendre floues (fuzzifier) les entrées et les sorties du système. Pour le système flou, la fuzzification des variables est une étape importante du processus de mise en œuvre. Les caractéristiques de cette étape sont habituellement déterminées par des experts ou des opérateurs qualifiés travaillant sur le processus et recourant le plus souvent à leurs connaissances. De plus, les performances du système flou seront influencées par la fuzzification.

Les étapes de la fuzzification consistent à :

- Etablir les variables linguistiques.
- Établir les quantificateurs flous (nombre de valeurs linguistiques).
- Attribuer une signification numérique à chaque quantificateur flou fonction d'appartenance[28]

### **III.7.5.2 Base de règles**

Les règles floues permettent d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée aux variables de commande du système.

La littérature nous donne quelques méthodes qui peuvent être mises en œuvre pour recueillir ces règles. Il s'avère que bon nombre de contrôleurs flous exploités repose sur une base de règles anti diagonale, dite base de Mac Vicar-Whelan. Les règles sont souvent arrangées dans une table appelée table de décision. Le tableau (III.1) représente un exemple de table de décision pour les deux variables linguistiques d'entrée et de la variable floue de sortie. Quel que soit la dimension de la table, soit pleine ou creuse, elle doit toujours respecter certaines propriétés la cohérence, la continuité et la complétude [36].

	<i>u</i>			
<i>e</i> \ <i>de</i>	<b>N</b>	<b>Z</b>	<b>P</b>	
<b>N</b>	PG	P	Z	
<b>Z</b>	P	Z	N	
<b>P</b>	Z	N	NG	

- **NG** : négatif grand.
- **N** : négatif.
- **Z** : zéro.
- **P** : positif.
- **PG** : positif grand.

**Tableau.III.1** : Exemple de table de décision.

**III.7.5.3 Mécanisme d'inférence**

Consiste à calculer les valeurs de vérité des différentes règles et à associer à chacune d'elle une valeur de sortie qui dépend de sa partie conclusion.

L'utilisation des opérateurs et / ou et l'implication dans les règles floues, tels qu'ils sont définis par les fonctions élémentaires (min, max, produit...), et la combinaison de ces différentes fonctions conduit à plusieurs méthodes d'inférence[35].

Elle repose sur l'utilisation d'un opérateur d'implication permettant d'évaluer le degré de vérité d'une règle R de la forme « Si X est A ; Alors Y est B ».

Les opérateurs les plus courants en commande sont de type conjonctif :

- L'implication de Mamdani(1974) :

$$\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x); \mu_B(x)) \tag{III.37}$$

- L'implication de Larsen (1980) :

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \tag{III.38}$$

**III.7.5.4 Défuzzification**

Comme on l'a vu à la section précédente, les méthodes d'inférence fournissent une information floue pour la variable de sortie du contrôleur, il faut prévoir une transformation de cette information floue en une information déterminée. Cette transformation est appelée défuzzification (concrétisation) [16].

La défuzzification consiste à transformer l'ensemble flou résultant de l'agrégation des règles en une grandeur de commande précise [36].

Il existe de nombreuses méthodes de défuzzification, mais seulement quatre sont pratiquées. Les méthodes les plus couramment utilisées sont :

- Méthode du maximum.
- Méthode de la moyenne des maximas.
- Méthode du centre de gravité.
- Méthode de hauteurs pondérées.

La méthode de la défuzzification la plus utilisée est celle de la détermination du centre de gravité [34].

### III.7.6 Commande par logique floue de la MASP

Dans cette section nous présentons un type de régulateur flou de type Mamdani pour le réglage de la vitesse d'une MASP.

En 1974, E.H.Mamdani est le premier qui a appliqué la technique de réglage par la logique floue utilisant le premier contrôleur flou, celle-ci est construite d'un organe de décision utilisant des règles subjectives et imprécises données par des experts qui connaissent bien le système.

La majorité des régulateurs utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes MIMO mono-entrée/mono-sortie, ce schéma est représenté par la figure (III.14) suivante :

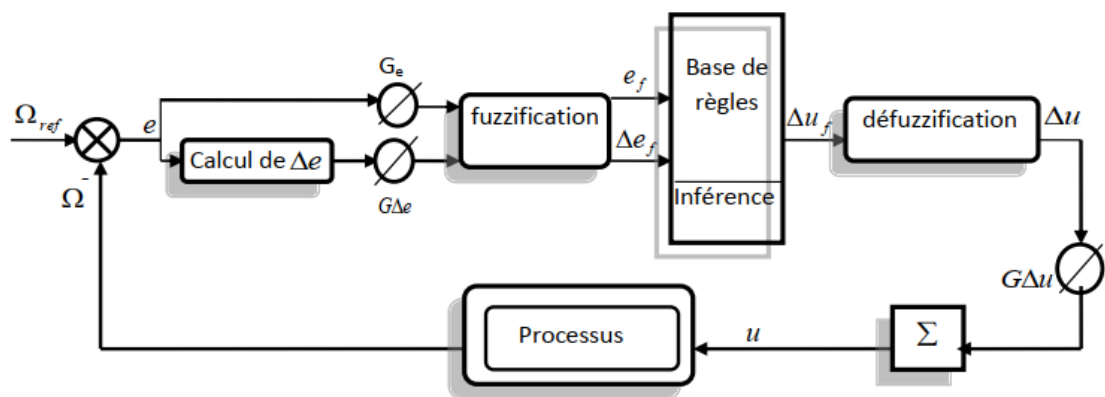


Fig.III.14 : Schéma bloc de régulation par régulateur flou

#### III.7.6.1 La commande floue de type Mamdani

Dans un système flou de Mamdani (Conventionnel) les règles sont de type :

$$R_{(i,j,k)} : \text{Si } x \text{ est } A_i \text{ et } y \text{ est } B_j \text{ Alors } Z \text{ est } C_k \quad (\text{III.39})$$

Ou  $A_i, B_j,$  et  $C_k$  représentent des termes linguistiques auxquels est attribuée une signification floue que l'on suppose normalisée.

Pour des entrées numériques précises,  $x_0$  et  $y_0$  un sous-ensemble flou de sortie, noté  $F$ , est généré selon la relation :

$$\mu_F(Z) = \max_{(i,j,k) \in I} \min(\mu_A(x_0), \mu_B(y_0), \mu_C(z_0)) \quad (\text{III.40})$$

$\mu$  : est appelée fonction d'appartenance.

L'opération  $\max_{(i,j,k) \in I}$  correspond à l'application de l'opérateur max sur l'ensemble des règles actives. La valeur numérique de sortie délivrée par le système flou est obtenue par défuzzification, classiquement implantée par la méthode du centre de gravité :

$$Z = \frac{\int z \mu_F(Z) dz}{\int \mu_F(z) dz} \quad (\text{III.41})$$

Dans ce type de systèmes flous, la prémisse et la conclusion sont floues. Après l'inférence, le résultat est un ensemble flou caractérisé par sa fonction d'appartenance. Afin d'obtenir la valeur réelle de la commande à appliquer il faut passer par une étape de «défuzzification».

Les règles de la commande floue « Si-Alors » sont obtenues à partir de l'expertise d'un opérateur. Quoique la performance d'une telle technique de commande soit généralement satisfaisante en pratique la non garantie de la stabilité du système de commande en boucle fermée est souvent critiquée.

Plusieurs approches ont été proposées pour étudier le problème de stabilité. L'idée principale de ces approches est de considérer le contrôleur flou comme un contrôleur non linéaire et d'utiliser la théorie des systèmes non linéaire pour l'analyse de la stabilité.

#### III.7.7 Régulateur de la vitesse

Pour le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone pentaphasée, on utilise une structure à deux régulateurs de même type (régulateur de type Mamdani), ces régulateurs sont le régulateur flou de vitesse et le régulateur flou de flux.

Les sorties des deux régulateurs sont les tensions statoriques de référence suivant l'axe  $q$  et  $d$  ( $U_{qsref}, U_{dsref}$ ), et après la transformation inverse de Park on aboutit aux tensions réels statoriques qui donnent la vitesse réelle du moteur.

La structure globale de cette commande est représentée par la figure (III.15).

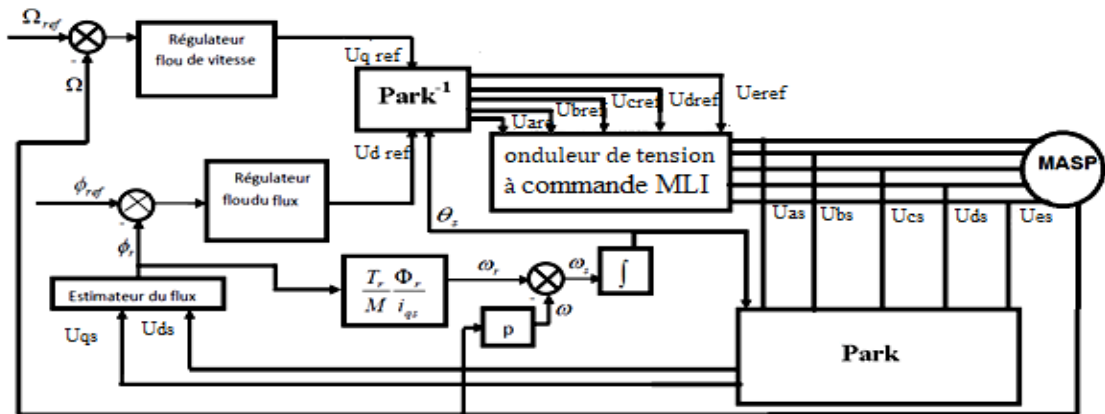


Fig.III.15 : Structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MASP.

### III.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté, dans la première partie les concepts de base de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cette commande assure le découplage nécessaire, permettant de séparer le flux à celle du couple.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique est un outil de contrôle intéressant permettant de traiter la machine asynchrone pentaphasée de façon semblable à celle de la machine à courant continu, ce qui nous permet d'appliquer d'autres techniques modernes pour la commande surtout lors des variations paramétriques. Nous pouvons citer la commande par la logique floue qui sera l'objet de la deuxième partie.

L'intérêt majeur de la logique floue en commande réside dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en un ensemble de règles linguistiques facilement interprétables.

---

**CHAPITRE IV : ETUDE  
COMPARATIVE ENTRE LA  
COMMANDE PI ET PI FLOUE**

---

### IV.1 Introduction

La difficulté de la commande de la machine asynchrone réside dans la non-linéarité du modèle et le fort couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques [37, 38]. En effet, avec le développement de l'électronique de puissance, il est possible de concevoir des commandes découplées des machines asynchrones. Ces commandes ont pour objectif d'obtenir les excellentes performances de la machine à courant continu, sans avoir les inconvénients de la commutation mécanique [38]. L'application de ces commandes découplées n'est pas suffisante dans le cas d'une machine polyphasée, la qualité de l'énergie qui transite à l'intérieur de la machine est dégradée par des harmoniques générés par l'onduleur.

Dans ce contexte on propose une nouvelle commande des machines asynchrones polyphasées symétriques, avec minimisation des courants parasites via la logique floue dans le cas de la machine à cinq phases.

Afin d'avoir une meilleure précision des résultats obtenus, il est judicieux d'effectuer une comparaison entre les différentes commandes ainsi élaborées, cette étape constitue un aide important pour le choix du type de commande selon les résultats obtenus et les performances apportées par chacune. Dans cette étape nous allons procéder à une comparaison basée sur les réponses dynamiques de vitesse, le couple électromagnétique le taux de distorsion harmonique des courants de la machine avec application d'une charge et lors d'une inversion du sens de rotation pour les deux types de commande ; commande vectorielle avec PI classique et PI flou pour le réglage de vitesse d'une machine asynchrone pentaphasée.

### IV.2 Simulation de différente technique de commande

Cette comparaison est basée sur l'observation des résultats de simulations obtenus par l'application des différentes techniques de commandes développées sur le MASP. Les consignes de la vitesse sont donné sous forme d'échelon comme suit :

- Introduction d'un échelon de vitesse fixe = 200 rad/s entre les instants :  
 $t = 0s$  et  $t = 5s$ .
- Appliqué une charge 10 N.m à l'instant  $t = 2s$ .
- Inversion du sens de rotation à l'instant  $t = 3s$ .

#### IV.2.1 Commande vectorielle de la machine asynchrone pentaphasée

L'application de la commande vectorielle et le bon choix des coefficients des régulateurs, nous ont permis, d'une part à réaliser le découplage de la machine pour

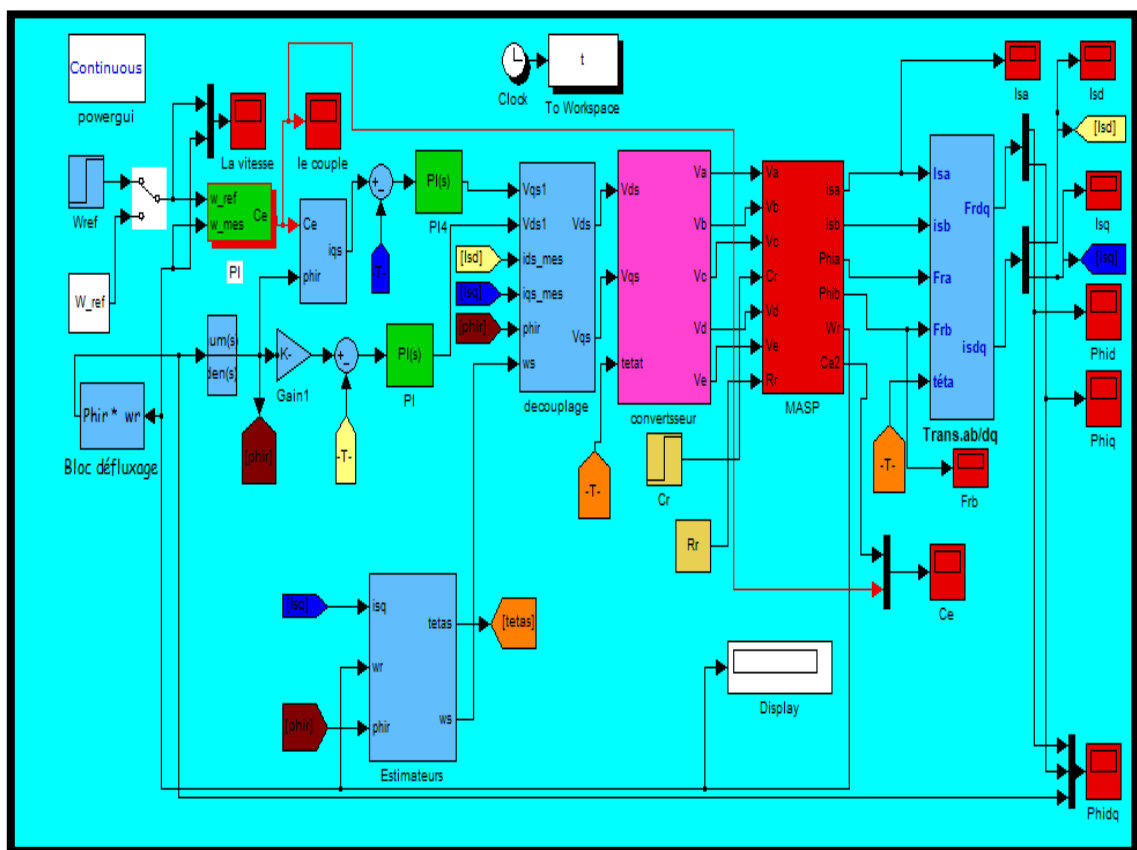
aboutir un modèle linéaire analogue à celui d'une machine à courant continu et d'autre part l'obtention de bonnes performances à savoir la stabilité, la précision et la rapidité. Ces constatations sont confirmées par les résultats de simulation obtenus sous environnement Matlab. Le contrôle vectoriel en boucle fermée, nous a permis de réaliser les meilleures performances dynamiques du système, grâce à la régulation classique PI.

#### IV.2.1.1 Régulateur de la vitesse de la MASP par des régulateurs PI

Pour le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone pentaphasé, on utilise trois régulateurs classiques de même type, ces régulateurs sont le régulateur de vitesse, le régulateur de flux et le régulateur du couple.

Les sorties des deux derniers régulateurs sont les tensions statoriques de référence suivant l'axe q et d ( $V_{qs}, V_{ds}$ ), et après la transformation inverse de Park on aboutit aux cinq tensions réels statorique qui donnent la vitesse réelle du moteur.

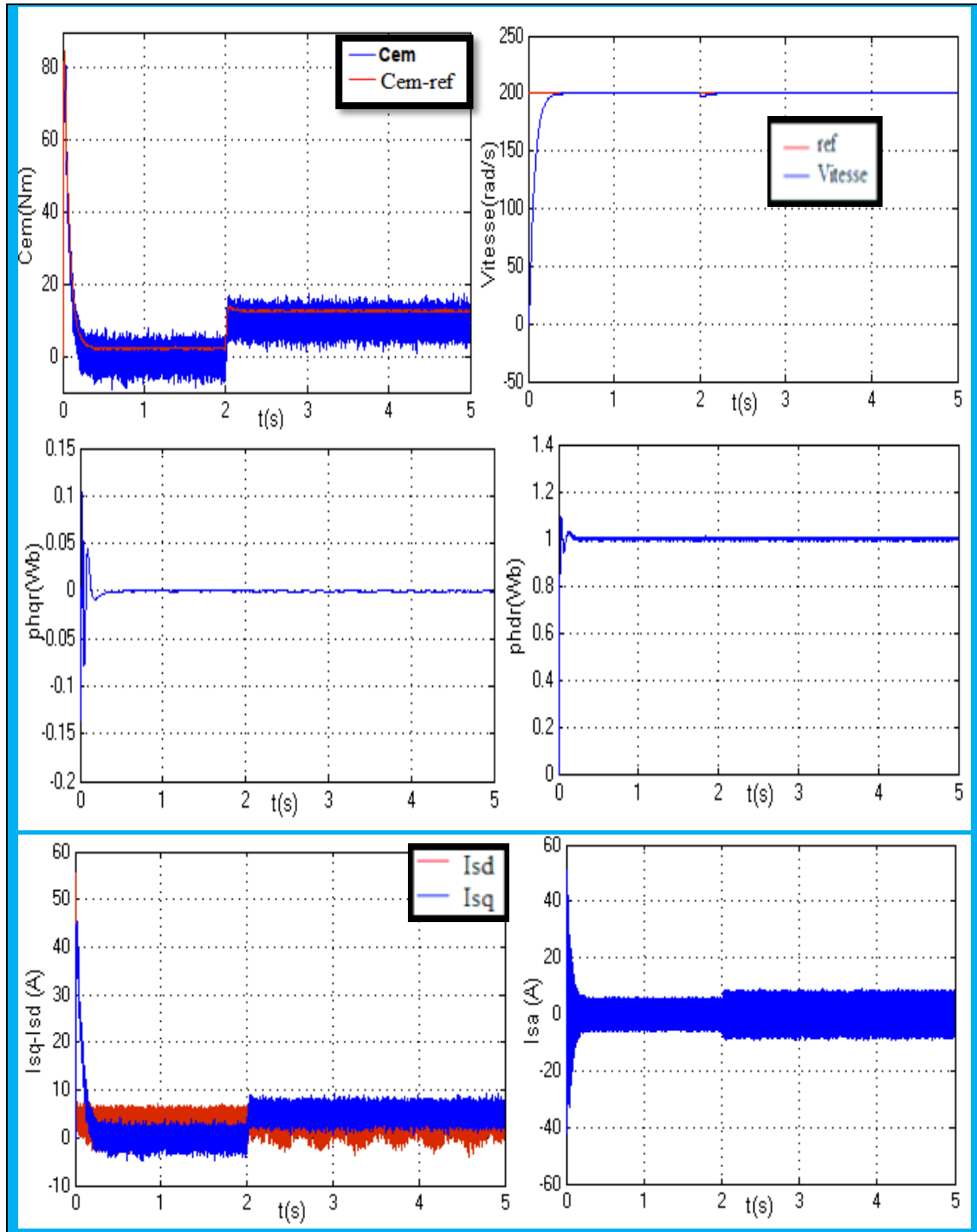
La structure globale de cette commande est représentée par la figure (IV.1)



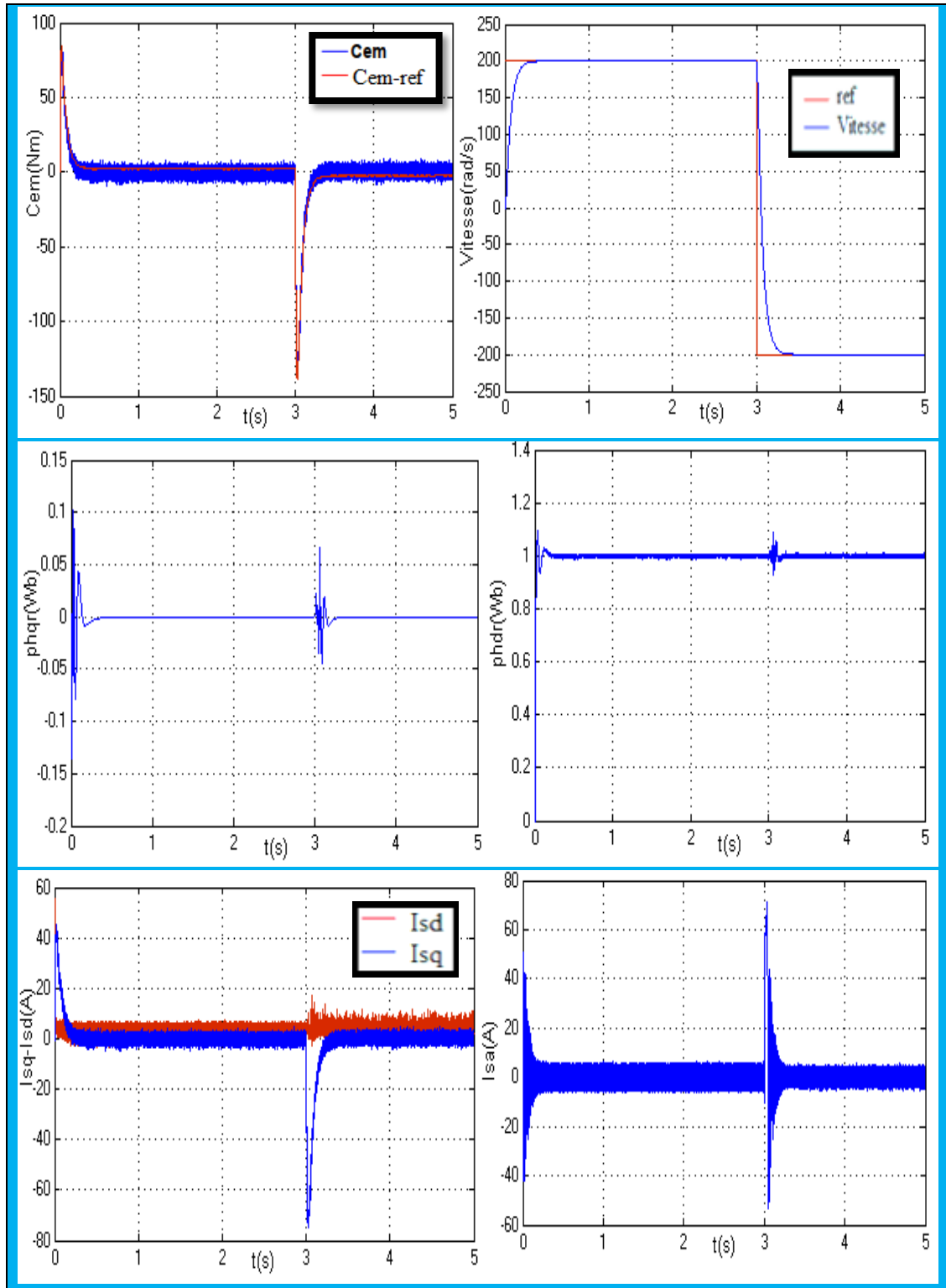
**Fig.IV.1 :** Régulation de vitesse d'une MASP commandée par la technique du flux oriente (méthode directe)

IV.2.1.2 Résultats de simulation

La figure (IV.1) présente l'évolution des caractéristiques de la MASP avec régulation de vitesse par des régulateurs PI, suivi de l'application des charges  $C_r = 10N$ . à l'instant  $t=2s$  et lors d'une inversion du sens de rotation en imposant la vitesse de référence égale  $200 \text{ rad/s}$ .



**Fig.IV.2 :** Régulation de la de vitesse par régulateurs PI suivi de l'application de charge  $C_r = 10Nm$  à  $t = 2s$ .



**Fig.IV.3 :** Démarrage de la MASP avec l'inversion de vitesse

#### IV.2.1.3 Interprétations de résultats

Au démarrage et durant le fonctionnement à vide, la vitesse rejoint sa valeur de consigne La réponse présente un temps de réponse  $tr = 0.3s$ . Le couple électromagnétique

atteint la valeur maximale de 86.7 N.m à  $t = 0.05s$  puis il oscille autour de zéro, Le courant  $I_{sa}$  atteint la valeur maximale de 40A.

Avec l'application de charge  $C_r = 10 \text{ N.m}$  (fonctionnement moteur) à l'instant  $t = 2s$  on remarque que :

Le courant  $I_{sa}$  augmente et atteint une valeur crête 40A , la vitesse reste constante et égale la vitesse de référence =  $200 \text{ rad/s}$  avec un rejet de perturbation effectué pendant (0,02s) Le couple électromagnétique compense le couple de charge telle qu'il oscille autour de 10(N.m) et suit sa référence imposée, et le courant en quadrature ( $I_{qs}$ ) varie d'une manière identique à celle du couple électromagnétique durant le régime établi,  $i_{phqr}$  et  $i_{phdr}$  présentent au début de démarrage des oscillations puis se disparaissent après un temps de 0.2s.

La figure (IV.3) illustre le démarrage de la MASP lors de l'inversion du sens de rotation de la vitesse ( $200 \text{ rad/s}$  à  $-200 \text{ rad/s}$ ).

Les résultats trouvés nous montrent que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec le même temps de réponse et une erreur nulle.

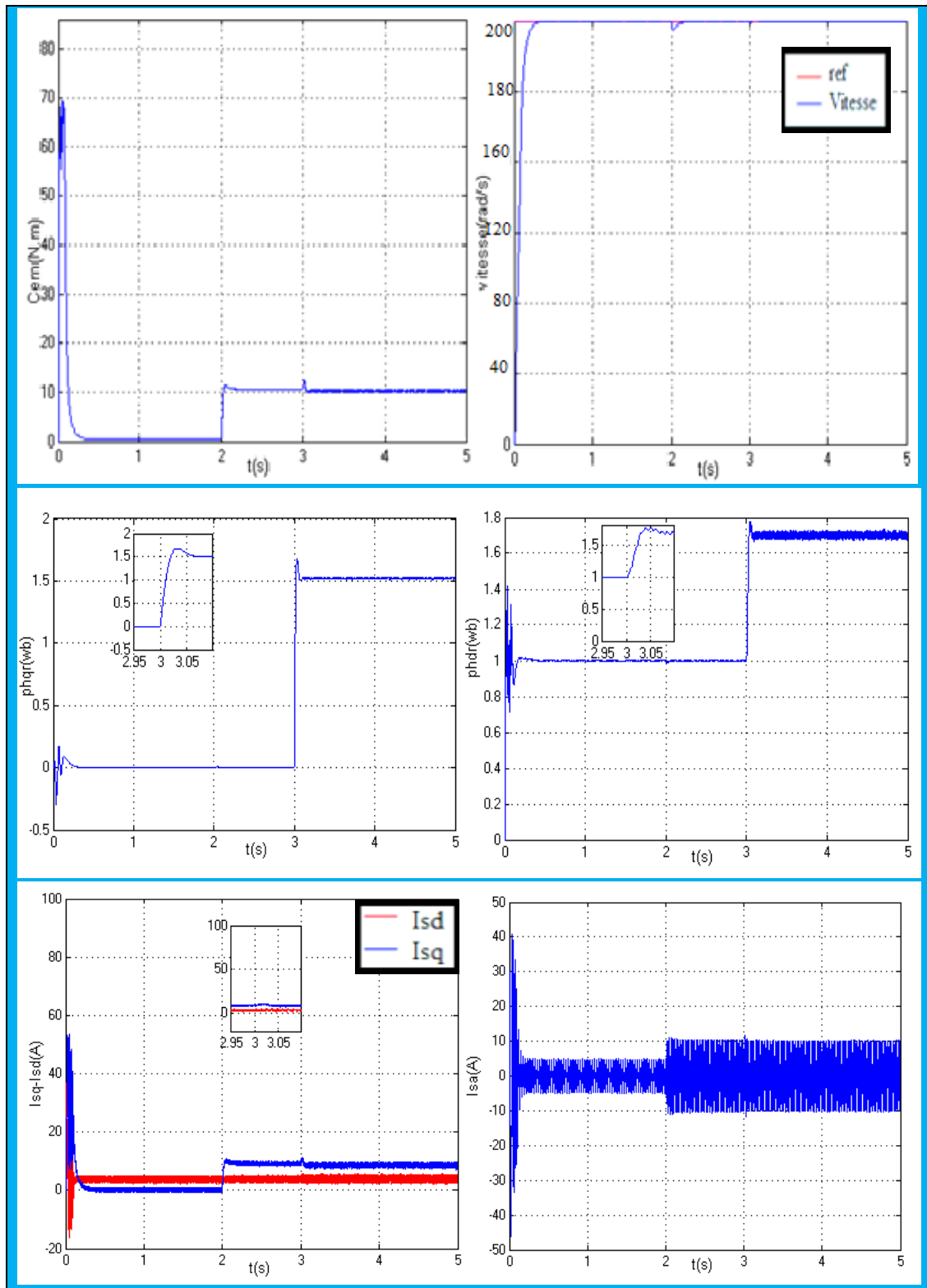
Le couple peut être dans le cas normale de valeur  $C_{em}=86.7\text{N.m}$  en démarrage mais au moment de l'inversion de vitesse le couple atteint une valeur minimale  $C_{em}=-140\text{N.m}$  puis revient à zéro.

### **II.2.1.4 Test de robustesse**

Pour tester la robustesse de la commande vectorielle utilisant les régulateurs classiques de type (PI) pour le réglage de la vitesse de la MASP, on fait un changement paramétrique sur la résistance rotorique  $R_r$  de ( $1.25R_r$ ) à l'instant ( $t = 3$  seconde).

La figure (IV.4) donne le comportement du système lors de démarrage avec application d'un couple résistant suivi d'une variation de la résistance rotorique dans le cas du réglage de vitesse appliqué sur un régulateur de type PI.

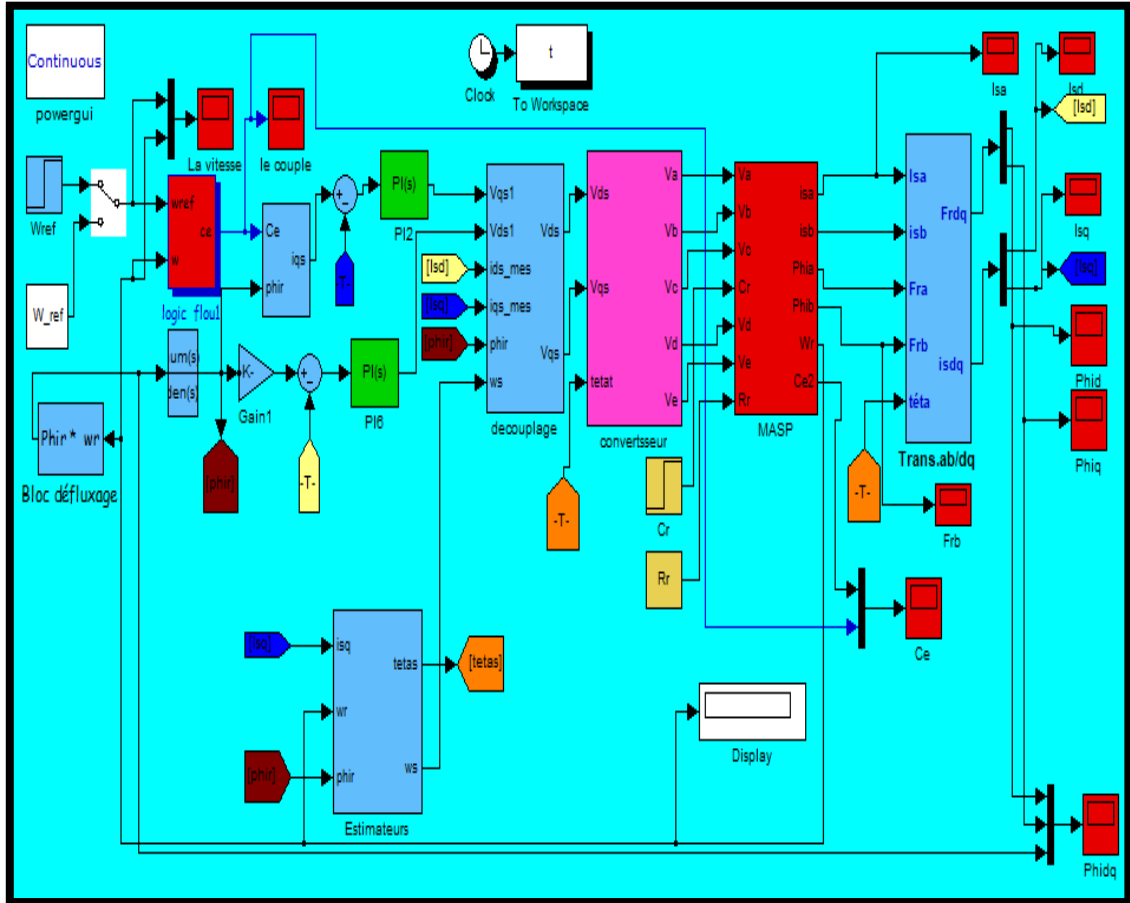
Nous pouvons conclure d'après les résultats illustrés sur la figure (IV.4) que la commande vectorielle par orientation de flux rotorique présente une forte robustesse en présence en variations paramétriques, la dynamique de poursuite de la consigne ainsi que le découplage de la machine ne sont pas affectés par ces variations, ce qui montre la capacité d'adaptation de la commande proposé.



**Fig.IV.4 :** Comportement dynamique de la MASP lors d'un démarrage avec variations paramétriques.

**IV.2.2 Commande de la vitesse par le régulateur floue**

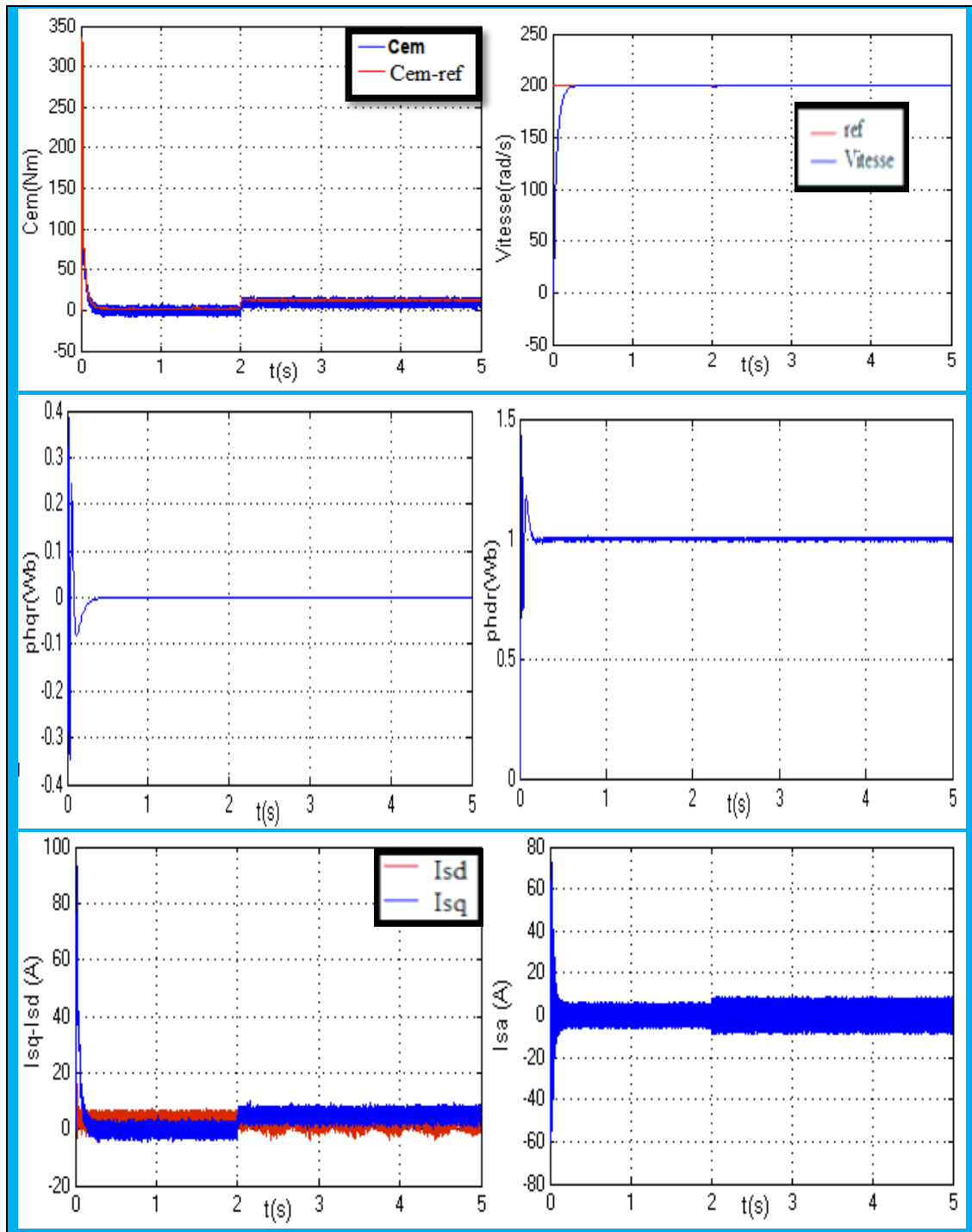
Le principe de la commande est le même que celui déjà présenté dans la figure (IV.1) mais en remplaçant le régulateur PI classique de vitesse par un régulateur de type floue. Le figure (IV.5) présente le principe de réglage de la vitesse par la logique floue.



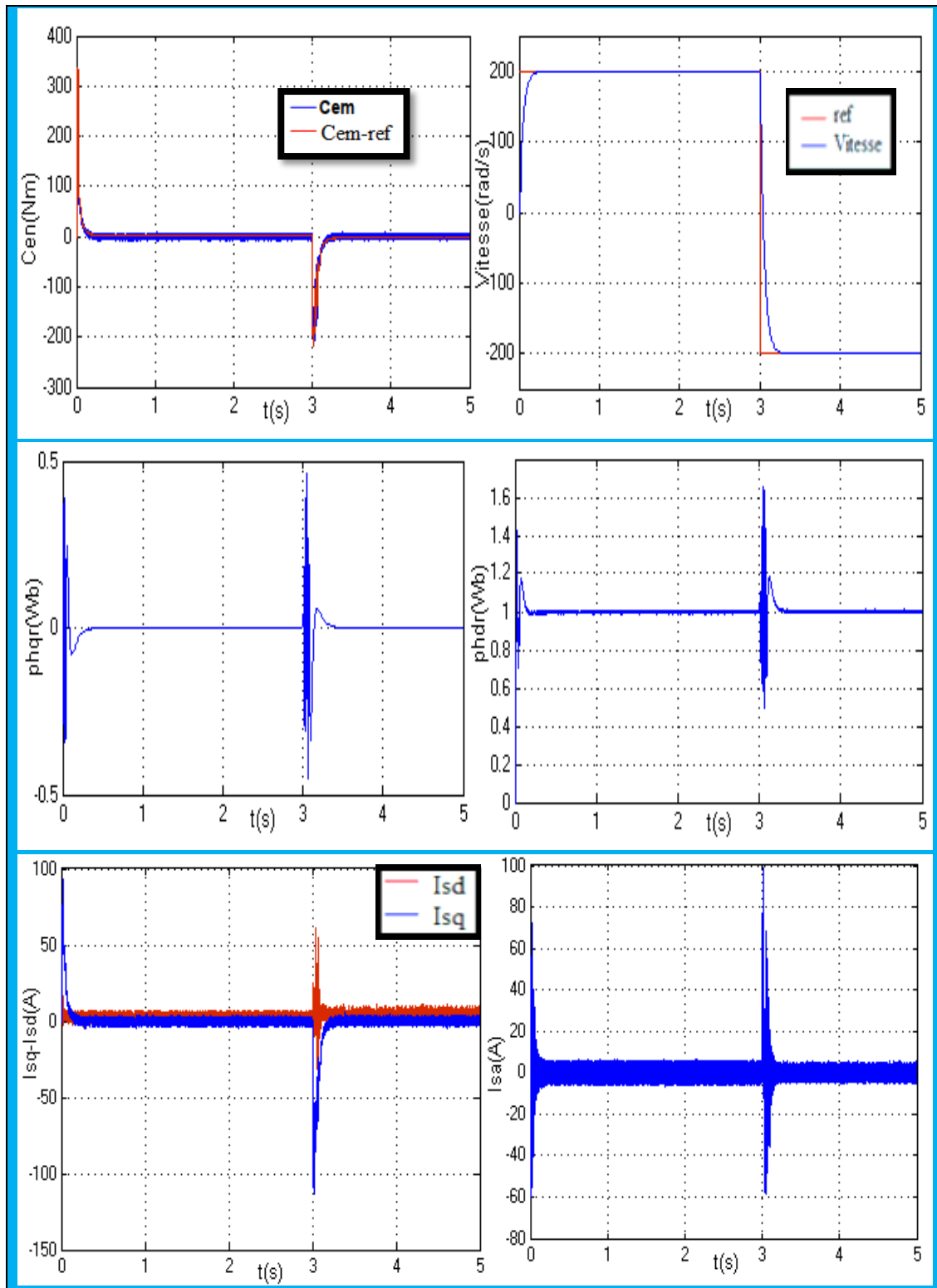
**Fig.IV.5 :** Commande de la vitesse de la MASP par régulateur floue

**IV.2.2.1 Résultats de simulation.**

Les figures (IV.6) et (IV.7) présentent l'évolution des caractéristiques de la MASP avec la régulation de la vitesse par logique floue, Par l'application de charge  $Cr = 10 \text{ N.m}$  à  $t = 2\text{s}$  et lors d'une inversion du sens de rotation.



**Fig.IV.6 :** Régulation de la vitesse par logique Floue suivi de l'application de charge  $C_r = 10 N.m$  et temps  $t = 2s$ .



**Fig.IV.7 :** Commande floue de la MASP avec inversion du sens de rotation de la vitesse

### IV.2.2.2 Interprétations des résultats

Afin de valider la méthode de commande floue avec trois fonctions d'appartenance pour chaque variables d'entrées et de sortie appliquée à une machine asynchrone pentaphasée soumis à une perturbation de couple de 10N.m puis une inversion du sens de marche de -200rad/s à 200rad/s.

Les figures (IV.6) et (IV.7) illustrent les courbes de vitesse, le couple et les flux rotoriques ainsi que les courants statoriques suivant les deux axes (d , q).

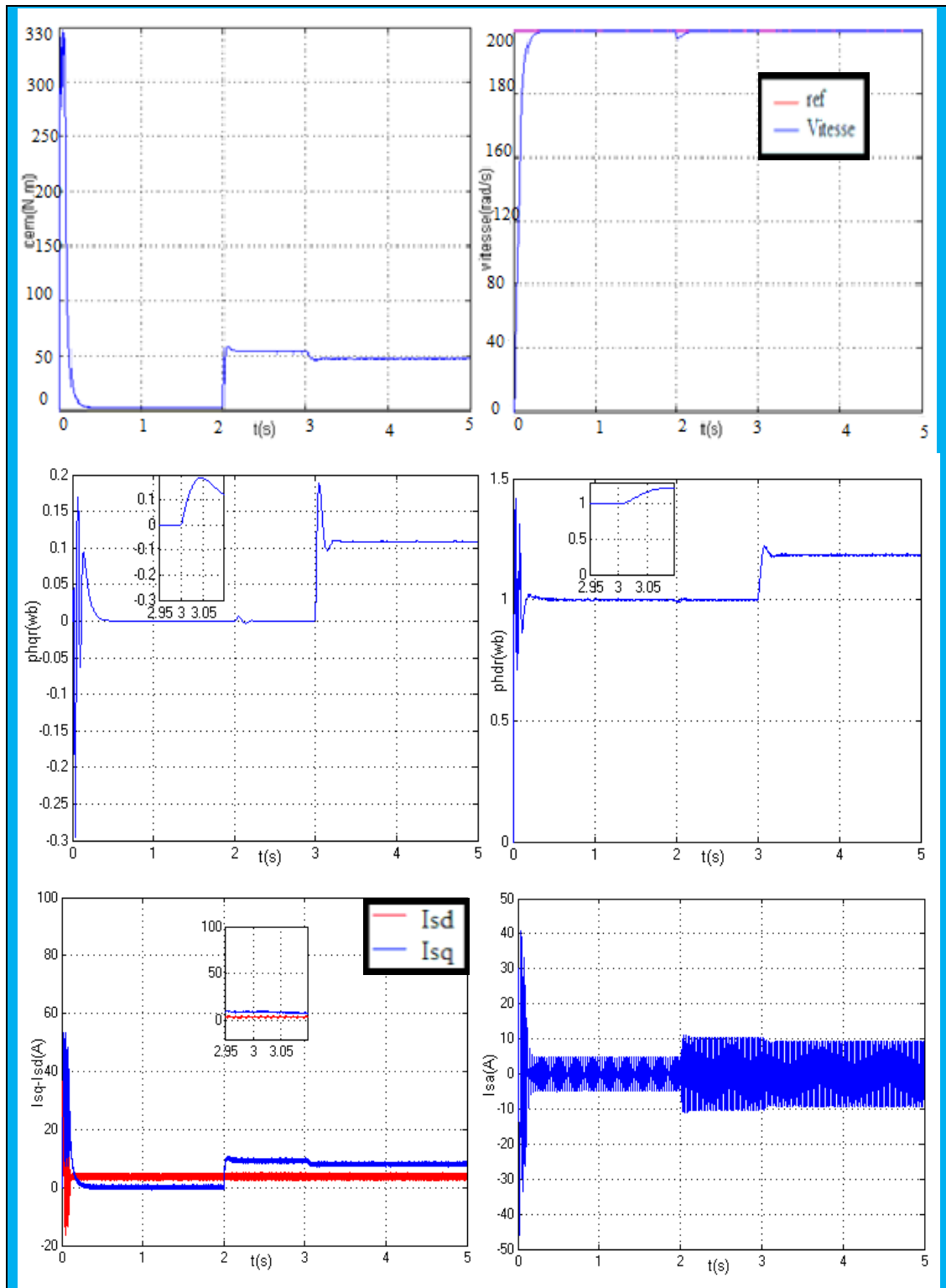
D'après les résultats de simulation obtenus, on constate que lors de l'application d'un couple résistant la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement avec un rejet total de la perturbation, une augmentation du couple électromagnétique développé ainsi que le courant statorique qui a un comportement sinusoïdal, le flux rotorique est installé, il suit sa valeur de référence suivant l'axe (d) avec une composante en quadrature (q) nulle.

L'analyse des résultats montre que les performances de poursuite de la consigne sont satisfaisantes ; et l'application d'un couple résistant n'affecte pas et guère la vitesse de rotation souhaitée.

### IV.2.2.3 Test de robustesse

Pour démontrer la capacité d'adaptation de la commande floue vis-à-vis les variations paramétriques, nous avons appliqué à l'instant  $t = 2s$  une charge nominale de 10 N.m suivi d'une variation paramétrique sur la résistance rotorique  $R_r$  ( $1.25 R_r$ ) à l'instant  $t=3s$ .

Les résultats obtenus sur la figure (IV.8) montrent une forte robustesse en présence de la variation paramétrique, la dynamique de poursuite de la consigne n'est pas affectée par la variation introduite sur le système, ce qui prouve l'efficacité de l'algorithme de commande utilisé.



**Fig.IV.8 :** Comportement dynamique de la MASP lors d'un démarrage avec variations paramétriques.

IV.3 Étude comparative de commande

On va également discuter l'influence de l'application de charge sur la machine pentaphasée pour faire une étude comparative entre la commande PI et Floue, sur les réponses dynamiques de vitesse, de couple électromagnétique et des courants.

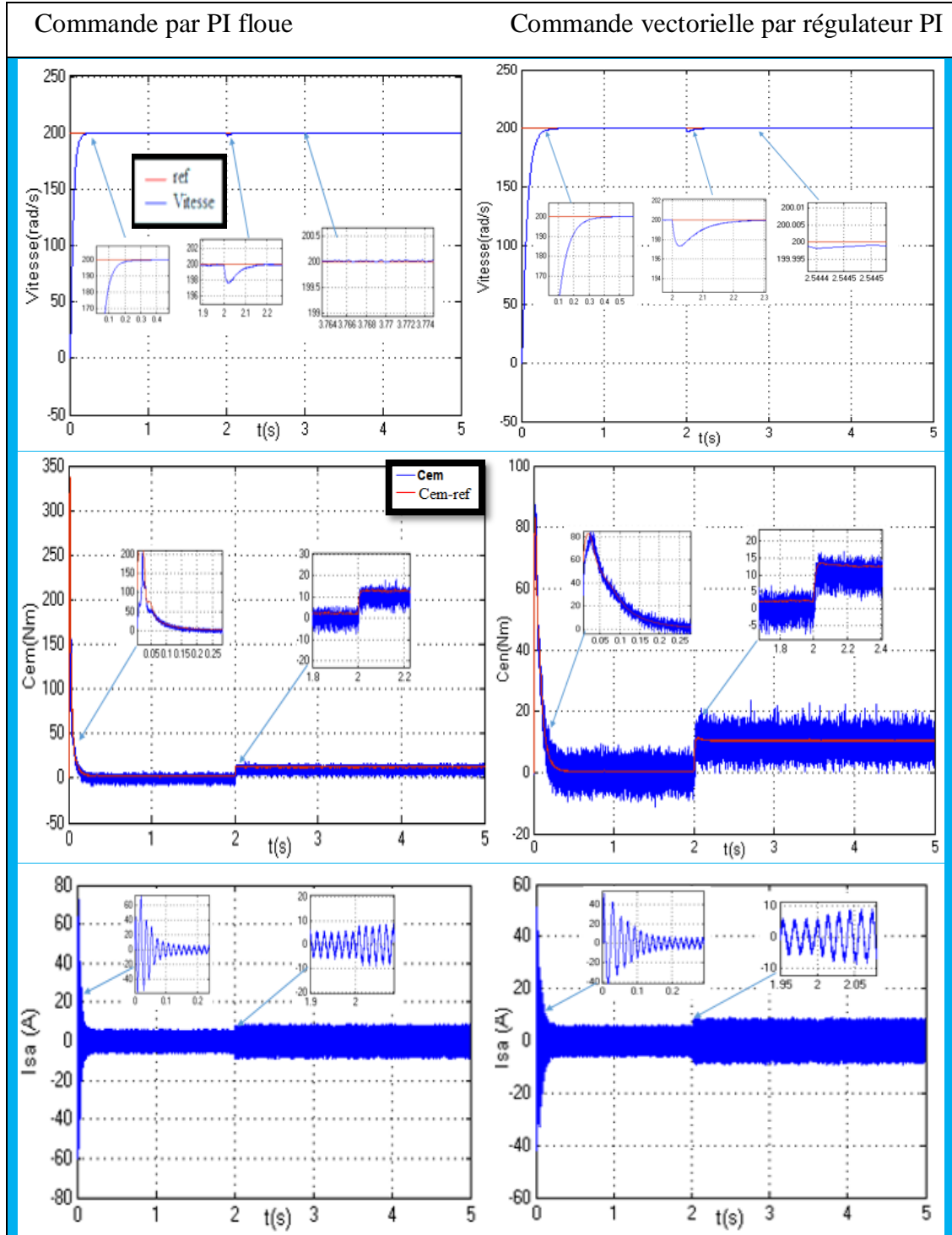


Fig.IV.9 : Etude comparative entre la commande PI et Floue pour le réglage de la vitesse lors de l'application d'un couple de charge ( $C_r = 10$  N.m) à l'instant  $t = 2$  s.

### IV.3.1 Résultats de simulation et discussion

A travers les résultats trouvés on voit que le comportement des deux régulateurs est identique durant les régimes permanents, mais le régulateur Flou présente plus d'avantages :

- Un meilleur temps de réponse.
- Un rejet rapide de perturbation.
- La vitesse suit parfaitement sa référence.

Avec la commande par logique floue Le couple au démarrage atteint une valeur  $C_{em}=330N.m$ , contrairement à la commande vectorielle qui a un couple de  $C_{em}=86.7N.m$ .

La comparaison, entre les résultats obtenus par les deux différents types de régulateurs, relève que les réponses dynamiques de la machine sont meilleur pour les régulateurs flous ce qui montre l'efficacité de l'algorithme de la commande floue utilisé.

### IV.4 Taux de distorsion harmonique

Dans un entraînement à vitesse variable, l'onduleur, soit de courant ou de tensions alimentées par redresseur, fonctionne toujours à fréquence variable. Il produit, dans le courant redressé et par conséquent dans le courant du réseau qui l'alimente, des harmoniques non-multiples entiers de la fréquence du réseau calculé par le THD.

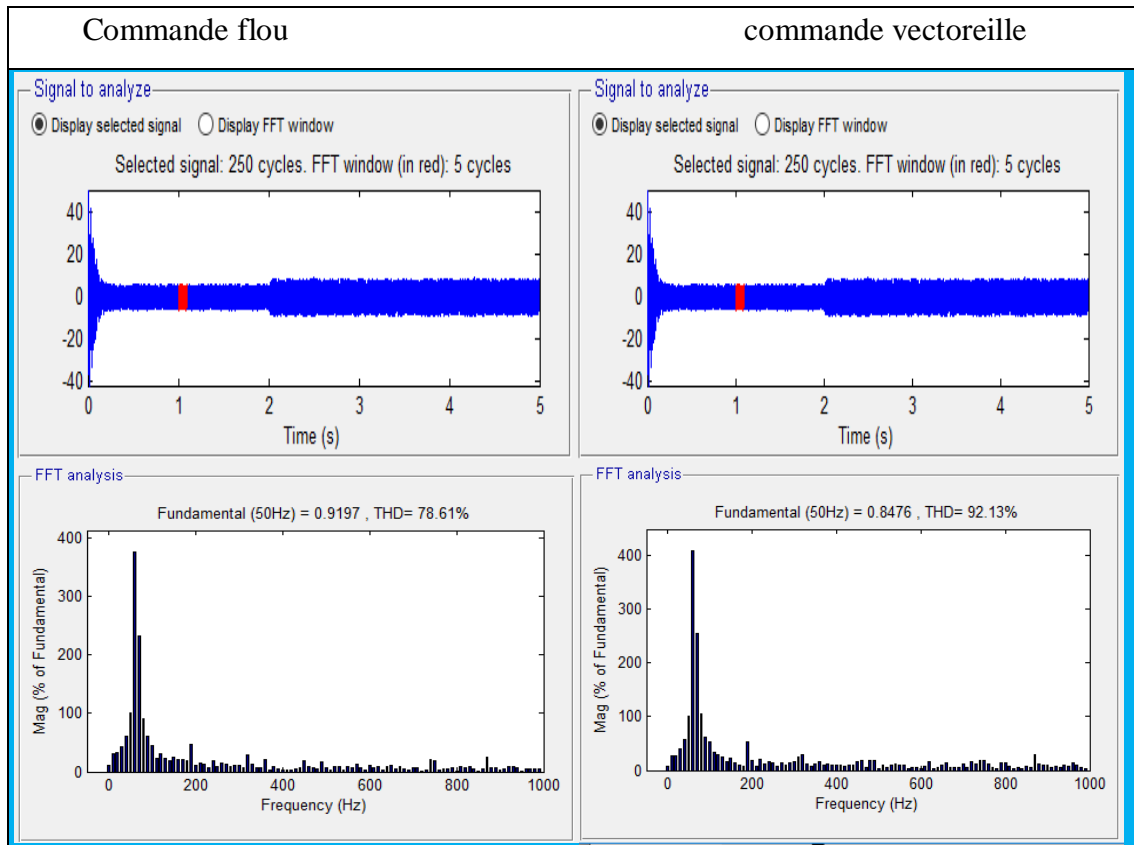
Le taux de distorsion harmonique (abrégé THD, total harmonic distortion en anglais) est un indicateur de la qualité du traitement du signal dans un appareil il est donné par l'expression suivante :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} H(n)^2}}{H_1}$$

$H_1$  : est l'amplitude de la composante fondamentale, dont la pulsation est  $w_0$ .

$H(n)$  : est l'amplitude de l'harmonique de rang n, dont la pulsation est  $nw_0$ .

La figure suivante présente THD de courant  $I_{sa}$  pour les deux types de commande.



**Fig.IV.10** : Spectre harmonique de courant Isa pour la commande floue et PI

	THD	Fondamentale
Commande logique flou	78.61%	0.9197
Commande vectorielle	92.13%	0.8476

**Tableau.IV.1** : Tableau des résultats

#### IV.4.1 Interprétations des résultats

La figure (IV.10) représente les spectres d’harmoniques du courant de la source avec l’application de deux types de commande. On s'aperçoit une amélioration de 78.61% au niveau du THD en courant pour la commande floue ce qui prouve l’efficacité de cette dernière par rapport à la commande vectorielle.

#### IV.5 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, on expose les résultats de simulation utilisant le logiciel Matlab pour le réglage de la vitesse de la MASP appliquant les régulateurs classiques (PI) et les régulateurs flous.

## **Chapitre IV**     *Etude Comparative Entre La Commande PI Et PI Floue*

---

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus par les régulateurs classiques PI et le régulateur par logique floue basé sur la commande vectorielle, on a mené ce travail par une étude comparative des performances entre les deux.

Il apparaît, suite aux différents résultats obtenus, que les performances du réglage de la vitesse par l'application de la commande floue sont très satisfaisantes. La vitesse suit la vitesse de référence malgré la présence des perturbations de charge, le temps de réponse est de l'ordre de 0.2s et un faible taux d'harmonique.

---

## CONCLUSION GENERALE

---

### Conclusion générale

Pour atteindre nos objectifs, Nous avons commencé à aborder en détail l'essentiel des machines polyphasées en présentant leurs caractéristiques générales, on a distingué deux types de machines polyphasées, type1 et type2, puis nous avons modélisé la MASP à travers un modèle mathématique. Cela nous a permis d'établir un modèle de Park qui réduit le système d'état électrique de la machine de cinq à deux équations et d'exposer les résultats de simulation de la modélisation de la MASP utilisant le logiciel Matlab.

Le deuxième chapitre a été consacré pour la présentation des performances de l'association MASP-Onduleur, nous avons intéressé par la présentation des différentes stratégies de commande d'un onduleur de tension, ainsi sa modélisation .puis on applique la Commande en tension par la technique MLI « modulation de largeur d'impulsion » sur notre onduleur.

Les résultats obtenue avec cette technique de commande sont satisfaisants vu la qualité des performances de la MASP.

Dans le troisième chapitre, nous avons présentés les notions générales et les principes de bases de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, qui permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Pour le réglage de la vitesse de la MASP commençant par l'utilisation des régulateurs classiques, ces derniers exigent une parfaite connaissance du modèle du système à régler, ce qui ne donne pas une grande performance du réglage, surtout en présence des erreurs de modélisation et /ou des variations paramétriques du système.

Pour remédier à ces inconvénients, on a proposé le régulateur intelligent qui a une grande capacité d'apprentissage et de prise de décisions dans les environnements incertains.

Dans le quatrième chapitre, on a présenté les résultats de simulation trouvés par le logiciel Matlab de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique appliqué sur une machine asynchrone pentaphasée utilisant deux types de régulateurs puis on fait une étude comparative entre la commande PI et PI-Floue, sur les réponses dynamiques de vitesse, de couple électromagnétique ,des courants  $i_{sq}$ ,  $i_{sa}$ , ainsi que le calcul du THD.d'après les résultats obtenus, nous pouvons conclure que la commande vectorielle directe pour le réglage de vitesse d'une machine asynchrone par l'utilisation de régulateur

flou nous donne des performances très satisfaisantes par rapport aux régulateurs classiques PI soit en présence de perturbation ou lors d'une inversion du sens de rotation.

Les techniques de commande PI et PI floue sont aussi testés pour des variations paramétriques du système. Les résultats obtenus ont permis de juger que ces techniques présentent une bonne robustesse et les performances de réglage de vitesse ne sont pas affectées par ces variations ce qui prouve l'efficacité de la commande utilisé.

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

- L'amélioration de la commande floue vers la commande floue type-2- pour commander la machine asynchrone polyphasée.
- La commande hybride pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone polyphasée.

1. Bouscayrol, A., *Structures d'alimentation et stratégies de commande pour des systèmes multimachines asynchrones*, 1995, INPT: Toulouse.
2. H.A. Tolyat, S.P.W., et T.A. lipo, *analysis and simulation the five-phase synchronous reluctance machines including third harmonic of an gap* ». *MMF* . . IEEE transaction on industry application, April 1998.
3. Pasqualini, G., *alimentation par convertisseur statique, régimes transitoires*, 1997.
4. Sculler, F., *Développement d'outils de conception de la machine polyphasée à aimant utilisant l'approche multi machine*, L'école nationale supérieure d'arts et métiers.
5. AZIB, A., *étude et commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels*, in *électrotechnique*07 /07/2009, université de BEJAIA.
6. Kestelyn, X., *Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés*, 2003, Lille 1.
7. Robert-Dehault, E., *Modélisation dynamique, Commande et Conception de Machines pentaphasées alimentées par des Onduleurs MLI*, 2005, Nantes.
8. Xu, H., H.A. Toliyat, and L.J. Petersen, *Five-phase induction motor drives with DSP-based control system*. IEEE Transactions on power electronics, 2002. **17**(4): p. 524-533.
9. Doyon, J.F., *Etude et simulation des groupes convertisseurs-machines synchrones à six phases* in *École De Technologie Supérieure* septembre 2011, Université Du QUÉBEC.
10. Vizireanu, D., S. Brisset, X. Kestelyn, P. Brochet, Y. Milet et D. Laloy, *Investigation on multi-star structures for large power direct-drive wind generator* Electric Power Components and Systems, 2007. **35**: p. 135-152.
11. Sculler, F., *Développement d'outils de conception de Machines polyphasées \_a aimants utilisant l'Approche multimachines* in *Génie Électrique* Déc. 2006, École Nationale Supérieure D'Arts et Métiers de Lille (ENSAM).
12. Locment, F., *Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé* in *Génie Électrique* Déc. 2006, Université de Lille.

13. Hicham, M. and M. Abdellatif, *Commande d'une machine asynchrone pentaphasée alimentée par un convertisseur matriciel indirect.* , in *GENIE ELECTRIQUE*2016/ 2017, Université A/Mira de Bejaia.
14. Scuiller, F., *Développement d'outils de conception de Machines polyphasées \_a aimants utilisant l'Approche multimachines* in *Génie Électrique*Déc. 2006, École Nationale Supérieure D'Arts et Métiers de Lille (ENSAM)
15. BOUSSIALA, B., *Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur a trois niveaux « application sur la machine heptaphasée »*, in *Automatique*2010, Ecole nationale polytechnique d'Alger.
16. Nasma, H., *Commande DTC flou d'un moteur synchrone à aimant permanent*, 2015/2016, UNIVERSITE MOUHAMED BOUDIAF DE M'SILA.
17. *momoire commande de la machine asynchrone polyphasee.*
18. IFFOUZAR, K., *Etude et Contrôle des Machines Asynchrones Polyphasées en Modes Normal et Dégradé. Application dans un Système Embarqué.*, 2016, University of Bejaia.
19. K.Kouzi, *Commande Vectorielle d'moteur à induction sans Capteur de Vitesse par un Réglage PI- Flou à Gains-Flou Adapté Associa un Observateur par Modes de Glissement*, 16.09.2002.
20. Benzazah, C., M.A. Lafkih, and L. Lazrak, *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 [Comparative study between two topologies three-phase inverters, conventional 2-level and NPC 3-level with two methods different of control, SPWM and SWM]*. International Journal of Innovation and Applied Studies, 2014. **9**(2): p. 841.
21. Semail, E., et al., *Machines polyphasées: de la modélisation multimachine à la commande.* J3eA, 2005. **4**: p. 012.
22. Belaid, M.r.I., *Commande vectorielle par onduleur de tension MLI d'une machine synchrone*, 2013/2014, Université Abderrahmane Mira de Bejaia.
23. Segulier, G., *Electronique de puissance.* Dunod, 2004. **1**(Paris).
24. Miloudi, A., , *Etude et conception de régulateurs robuste dans différentes stratégies de commande d'un moteurs asynchrone*, thèse ., . , 2006, U.S.T: Oran.

25. chafik dass, a.b., *commande vectorielle d'une machine asynchrone* Mémoire d'ingénieur; école militaire polytechnique, UER. électrotechnique, in *électrotechnique* 1999, école militaire polytechnique.
26. L. Baghli, *contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de logique floue, réseaux de neurones et les algorithmes génétiques.*, 2003., NANCY.
27. IDER, M., *Etude des systèmes flous type-2 : Application à la commande des systèmes non linéaires.*, in *Electronique* 2006, ABDERRAHMANE MIRA DE BEJAIA.
28. Chevie, F. and F. Guély, *La logique floue*. Cahier technique, 1998. **191**.
29. Guedda Smail, A.S., *Commande Vectorielle d'une Machine à Induction* in *Electrotechnique* Mai 2018, Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued.
30. Tark, B., *Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST*. Mémoire d'ingénieur, université de Batna, 2003.
31. Krishnamurthy, P. and F. Khorrani. *Adaptive partial-state feedback control for induction motors*. in *Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003*. 2003. IEEE.
32. Khoutir, C., *Modélisation de la machine asynchrone*. Mémoire d'ingénieur l'université de M'sila, 2006.
33. Buche, G., *Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink*, 2001, CNAM.
34. Ibrahim, L., *Commande par logique floue type -2- appliquée à la machine asynchrone*, JUIN 2016, MOHAMED BOUDIAF - M'SILA.
35. Hadiouche, D., *Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile: modélisation, alimentation et structure*, 2001, Université Henri Poincaré-Nancy 1.
36. I. Khalil, O.M., *Développement d'une commande vectorielle DTC d'une machine Asynchrone par la logique floue* in *électronique* 2007, Kasdi Merbah Ouargla.
37. P. Borne, J.R., J.Y. Dieulot, L. Dubois, *Introduction à la commande Floue* Edition Technip, 1998.
38. Mahmoudi, M.O., *Sur la Commande de la MAS Alimentée en Tension. Etude de l'Étage d'Alimentation de la MAS : Commande par Mode de Glissement avec Orientation du Champ*, 1999, Ecole Nationale Polytechnique: Algérie.

## *Paramètres de la machine pentaphasée*

- Nombre de phases : 5 (moteur pentaphasée)
- 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 : 0,031 kg.m<sup>2</sup>
- Coefficient de frottement : 0,008 km<sup>2</sup>/s
- Nombre de pair de pole : 2