

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

N° :



DOMAINE : sciences et technologie

FILIERE : ELECTRONIQUE

OPTION : INSTRUMENTATION

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par: MECHIKI ABDELMOUNAIME

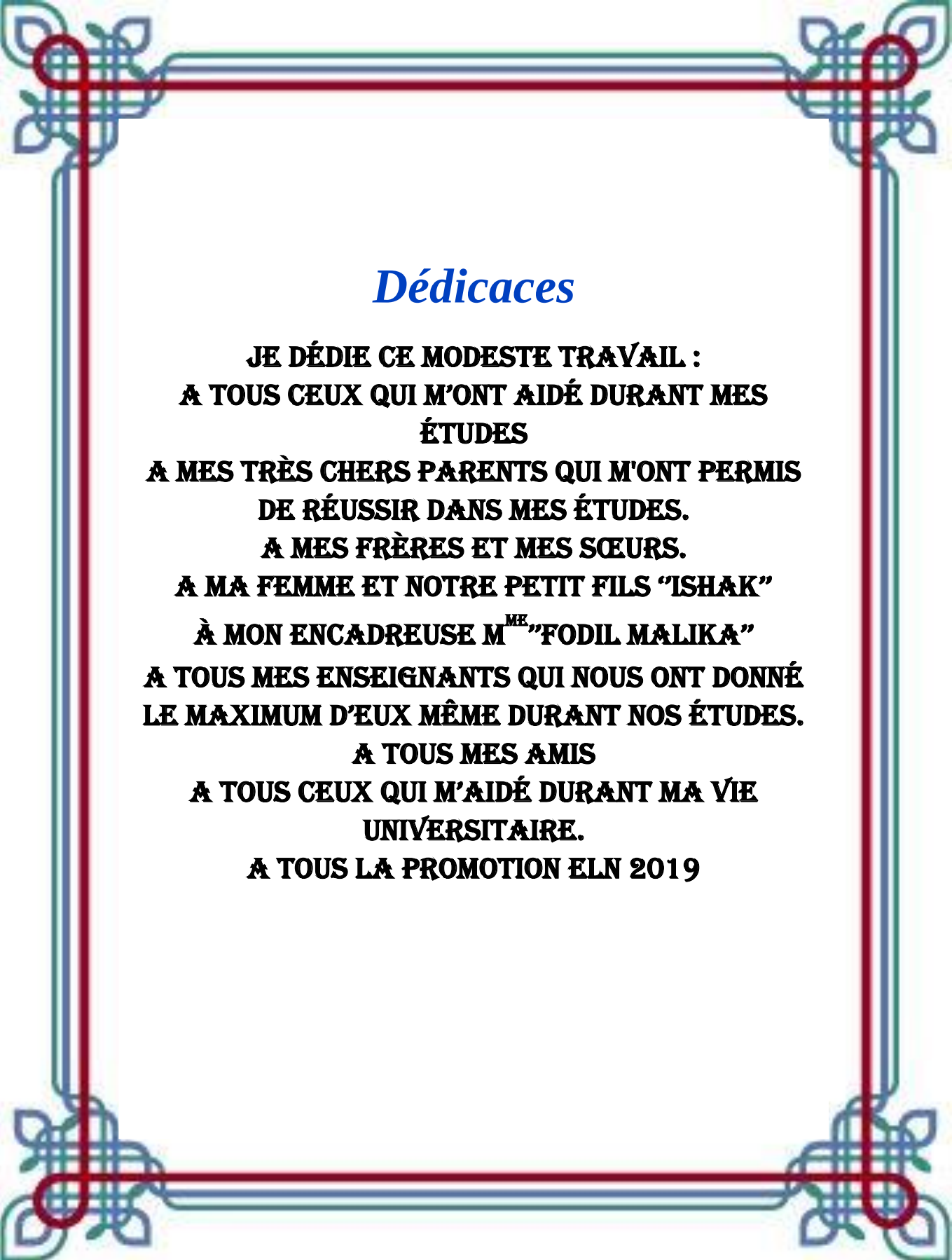
Intitulé

COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE
POLYPHASEE

Soutenu devant le jury composé de:

M ^{sr} BENTOUMI.M	Université	M ^{ed} BOUDIAF-M'SILA	Président
M ^{me} FODIL .MALIKA	Université	M ^{ed} BOUDIAF-M'SILA	Rapporteur
M ^{sr} MEZAACHE .H	Université	M ^{ed} BOUDIAF-M'SILA	Examineur

Année universitaire : 2018 /2019



Dédicaces

**JE DÉDIE CE MODESTE TRAVAIL :
À TOUS CEUX QUI M'ONT AIDÉ DURANT MES
ÉTUDES**

**À MES TRÈS CHERS PARENTS QUI M'ONT PERMIS
DE RÉUSSIR DANS MES ÉTUDES.**

À MES FRÈRES ET MES SŒURS.

À MA FEMME ET NOTRE PETIT FILS "ISHAK"

À MON ENCADREUSE M^{ME} "FODIL MALIKA"

**À TOUS MES ENSEIGNANTS QUI NOUS ONT DONNÉ
LE MAXIMUM D'EUX MÊME DURANT NOS ÉTUDES.**

À TOUS MES AMIS

**À TOUS CEUX QUI M'ONT AIDÉ DURANT MA VIE
UNIVERSITAIRE.**

À TOUS LA PROMOTION ELN 2019

Remerciements

Avant tous nous tenons à remercier dieu qui nous a incités à acquérir le savoir . au terme de ce travail ,nous voudrions adresser nos vifs remerciements à nous chers parents pour leurs sacrifices, aides ,soutiens et encouragements durant notre cursus d'étude.

Nous remercions ,notre reconnaissance à notre encadreuse de mémoire Madame “”FODIL MALIKA” pour l’encadrement exceptionnel ,pour sa grande disponibilité , ses judicieux conseils, pour le climat de famille

**qu'il a créé autour de nous durant
notre préparation de mémoire .**

**Nous remercions les plus
vifs s'adressent aussi aux
Messieurs le président et les
membres de jury d'avoir accepté
d'examiner et d'évaluer notre
travail.**

**Nous remercions aussi
tous les enseignants qui ont
contribué à notre formation, et
ainsi tous les gens de près et de
loin qui ont aidé à l'élaboration de
ce sujet.**

Résumé :

*la machine asynchrone triphasée présente l'avantage d'être robuste, peut couvrir
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 applique la commande floue de type Mamdani de trois puis sept ensembles flous dont le but d'obtenir des performances excellentes.

Mots clés : MASP « machine asynchrone pentaphasée », onduleur de tension ,modélisation des machines ,MLIect

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 , ثم نطبق تحكم ممداني ذو ثلاثة ثم ذو سبعة مجموعات للمنطق الغامض وهذا بهدف الحصول على أداء ممتاز للماكينة

Sommaire

Sommaire

Introduction générale	01
Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone pentaphasée	
I.1 Introduction	03
I.2 Origine et intérêt des machines polyphasées.....	03
I.3 Types de machines polyphasées	06
I.3.1 Machines polyphasées de « type 1 »	06
I.3.2 Machines polyphasées de « Type 2 »	07
I.4 Principe de fonctionnement de la machine polyphasée	08
I.5 Avantages des machines polyphasées	09
I.6 Inconvénients des machines polyphasées.....	09
I.7 Description de la MASP	09
I.8 Hypothèses simplificatrices.....	10
I.9 Modèle général de la machine asynchrone pentaphasée	11
I.9.1 Equations électriques.....	11
1.9.2 Equations de flux statorique et rotorique	12
I.9.3 Equation mécanique.....	13
I.10 Transformation de Park.....	14
I.10.1 Choix de repère d, q.....	15
I.11 Application de la transformation de Park à la MASP	16
I.11.1 Equations de tensions.....	16
I.11.2 Equations de flux.....	16
I.11.3 Equation du couple électromagnétique.....	17
I.12 Conclusion.....	17
Chapitre II : Association Onduleur-Machine Asynchrone pentaphasée	
II .1 Introduction.....	18
II.2 Modélisation de l'onduleur de tension.....	18
II.3 Principe des stratégies de commande.....	20

Sommaire

II.4	Différentes stratégies de commande.....	20
II.4.1	Commande en tension « modulation de largeur d'impulsion » MLI.....	21
II.4.2	Commande en pleine onde.....	23
II.4.3	Commande en courant par hystérésis.....	24
II.5	Application de la commande par hystérésis à un onduleur associé à un MASP.....	25
II.6	Conclusion.....	27

Chapitre III: Commande par logique floue d'une machine asynchrone pentaphasée

III.1	Introduction.....	28
III.2	Historique.....	29
III.3	Définition.....	29
III.4	But de la Commande Floue.....	29
III.5	Quelques avantages de la logique floue.....	30
III.6	Les inconvénients.....	30
III.7	Les Bases de la Commande Floue.....	30
III.7.1	Variables linguistiques et ensembles flous.....	30
III.7.2	Fonctions d'appartenances.....	31
III.8	Principes de la logique floue.....	32
III.9	Structure générale d'un système flou.....	34
III.9.1	Fuzzification.....	35
III.9.2	Base de règles.....	35
III.9.3	Mécanisme d'inférence.....	36
III.9.4	Défuzzification.....	36
III.10	Commande par logique floue de la MASP.....	37
III.10.1	La commande floue de type Mamdani.....	37
III.10.2	Régulateur de la vitesse.....	38
III.11	Conclusion.....	39

Sommaire

Chapitre IV : Résultats et interprétation

IV.1. Introduction.....	40
IV.2. Résultats de simulation de la machine asynchrone.....	40
IV.2.1. Interprétations.....	44
IV.3. Simulation de l'ensemble onduleur machine.....	44
IV.3.1. Interprétations.....	46
IV. 4. Commande floue de la vitesse d'un moteur pentaphasé.....	46
IV.4.1. Régulateur à trois ensembles flous.....	46
IV.4.1.1. Résultats de simulation.....	46
IV.4.2. Régulateur à sept ensembles flous.....	49
IV.4.2.1 Résultats de simulation.....	49
IV.5.Conclusion.....	52
Conclusion générale	53

Listes des figures

Figures du chapitre I :

Figure I.1 Exemples d'organisation des enroulements des machines polyphasees.....	04
Figure I.2 Modes de fonctionnement suivant le glissement.....	09
Figure I.3. Enroulement de la machine pentaphasée.	10
Figure I .4 Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de Park)	14
Figure I . 5 Différents Repères de la machine.....	16

Figures du chapitre II :

Figure (II .1) : Schéma de principe de l'onduleur de tension pentaphasé.	19
Figure (II.2) méthodologie de la commande MLI.	21
Figure (II.3): principe de commande MLI.....	22
Figure (II.4): principe de commande en pleine onde.....	23
Figure (II.5) : Schéma d'illustration pour la commande par hystérésis.....	24
Figure (II.6) : Principe de la commande par hystérésis.....	25
Figure (II.7) : Commande par hystérésis d'un onduleur.....	26

Figures du chapitre III :

Figure III.1 Représentation de la fonction triangulaire.....	31
Figure III.2 Représentation de la fonction trapézoïdale.....	32
Figure III.3 Représentation de la fonction gaussienne.....	32
Figure III.4 Exemple d'une variable linguistique "température" avec trois termes linguistiques.....	33
Figure (III.5) : structure interne d'un système flou.....	34
Figure (III.6) : Schéma bloc de régulation par régulateur flou.....	37
Figure III.7 : structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MASP.....	39

Figures du chapitre IV :

Figure IV.1 Comportement dynamique de MASP à vide.	41
--	-----------

Listes des figures

Figure IV.2 démarrage suivi d'une application couple de charge ($C_r=10\text{Nm}$) à l'instant $t=[1\ 2]$ seconde	42
Figure IV.3 Comportement du moteur avec l'ouverture d'une phase à l'instant $[0\ 2]$ seconde.....	43
Figure.VI.4 : Association onduleur-machine avec application d'un couple résistant à l'intervalle de temps $[1\ 2]$ seconde	45
Figure IV.5 : Fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques (Trois ensembles flous)	46
Figure IV.6. Comportement dynamique de la MAS pentaphasée lors d'un démarrage suivi d'une application d'un couple résistant	47
Figure IV.7. Comportement dynamique de la MAS pentaphasée lors d'une inversion du sens de rotation.....	48
Figure IV.8 : Fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques (Sept ensembles flous)	49
Figure IV.9. Comportement dynamique de la MAS pentaphasée lors d'un démarrage suivi d'une application d'un couple résistant	50
Figure IV.10. Comportement dynamique de la MAS pentaphasée lors d'une inversion du sens derotation.....	51

Listes des notations et des symboles

MASP : Machine asynchrone pentaphasée .

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}, V_{rc} : des tensions de phases rotoriques en [V]

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

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

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

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

R_s : La résistance statorique en [Ω]

R_r : L résistance rotorique en [Ω]

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^2]

C_{em} : Le couple électromagnétique en [N.m]

C_r : Le couple résistant en [[N.m]]

Ω : La vitesse de rotation de la MASP en [tr/min]

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]

Listes des notations et des symboles

$\varphi_{qs}, \varphi_{qr}$: 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]

ω_s : La vitesse de rotation du champ statorique en [tr/min]

ω_r : La vitesse de rotation du champ rotorique en [tr/min]

P : Le nombre de pôles

f_s : La fréquence d'alimentation en [Hz]

n_s : La vitesse de synchronisme en [tr/min]

m_i : L'indice de modulation du l'onduleur

$[P]$: Matrice de Park

U_{an}, U_{bn}, U_{cn} (V_a, V_b, V_c) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur.

U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} (V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}) : Tensions composées à la sortie de l'onduleur

m : Indice de modulation.

V_{ref} : Vecteur de tension de référence.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

Listes des tableaux

Chapitre I :

Tableau I .1 : Machines polyphasées dont le nombre de phases statorique est un multiple de trois (machines polyphasées de type 1).**07**

Tableau I .2 : Machines polyphasées dont le nombre de phases statorique est un impaire de trois (machines polyphasées de type 2)**08**

Tableau III .1 Exemple de table de décision.....**36**

INTRODUCTION GENERALE

Le transport de l'énergie électrique par des réseaux triphasés a conduit par le passé au développement de convertisseurs électromécaniques triphasés. Ces derniers ont bénéficié de l'essor des interrupteurs de puissance et de celui des composants de commande type Digital Signal Processor (DSP).

Les machines asynchrones triphasées associées à des onduleurs de tension sont de loin les mieux connues, leurs problématiques de conception et d'alimentation sont aujourd'hui bien maîtrisées (fabrication, techniques de bobinages, alimentation, commande,...) et restent les plus utilisées, et permettent d'obtenir de bonnes performances surtout dans le domaine de la vitesse variable.

Néanmoins, le nombre réduit de phases peut être un handicap dans des domaines particuliers d'applications. Ainsi, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine lorsqu'on désire augmenter la puissance transmise. Les interrupteurs doivent en effet alors commuter des tensions et des courants d'amplitudes plus élevées, générant alors, lors des commutations, des perturbations électromagnétiques : l'augmentation de la tension induit des contraintes au niveau des diélectriques, l'augmentation du courant, des mises en parallèle d'interrupteurs.

Les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent apporter une solution au prix d'un accroissement de la complexité de l'onduleur, particulièrement au delà de 3 niveaux de tension.

La machine polyphasée, dont le nombre de phases est supérieur à trois est une autre solution celle-ci offre une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages de la machine. En effet, l'augmentation du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné [1]. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple, permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer plus facilement. Enfin, l'augmentation du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut. Cette problématique est fondamentale pour les applications devant garantir une excellente continuité de service, pratiquement, dans les domaines de la traction ferroviaire, de la propulsion navale, de l'automobile et de l'aérospatiale [2], [3], [4].

Introduction générale

De nos jours, un grand nombre de publication a été dédié au problème de commande des systèmes non linéaires. La commande vectorielle à flux orienté a été réalisée par Blaschke [2], [5] sous le titre Commande découplée : découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique. Cependant, l'expérience a mis en valeur quelques faiblesses de cette méthode face aux perturbations dues aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des machines, ou qu'ils varient au cours du fonctionnement, comme les résistances du rotor et du stator. Il devient important d'utiliser des méthodes de commandes robustes, linéaires ou non linéaires pour remédier à ce problème. On propose une commande dite logique floue, Cette logique 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.

L'objectif de ce mémoire a été d'étudier et commander la machine asynchrone pentaphasée. Cette machine est alimentée par un onduleur de tension commandé par hystérésis est supposé être contrôlée par la commande de logique floue.

Il nous apparait nécessaire de consacrer le premier chapitre à quelques généralités concernant les machines multiphasées et leurs modélisations. Nous présenterons le modèle de la machine pentaphasée 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 tension commandé par hystérésis et leur association avec la machine pentaphasées font l'objet du deuxième chapitre.

Le troisième chapitre est dédié à l'élaboration d'une nouvelle commande 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, puis on utilise un régulateur flou à gains fixes de type Mamdani à trois puis sept fonctions d'appartenance pour chaque variables d'entrée et de sortie.

Dans le quatrième chapitre on expose les résultats de simulation trouvés par le logiciel Matlab.

Nous terminons notre travail par une conclusion générale.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone pentaphasée

I.1 Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif sont les plus utilisées de nos jours, Lorsqu'elles sont alimentée par un onduleur, il se peut qu'un des bras de l'onduleur soit défectueux, la machine fonctionne alors uniquement sur deux phases. Cela engendre une perte de contrôle de la machine ainsi que des ondulations de couple de fortes amplitudes. Pour pouvoir commander la machine dans ce régime, une solution consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source continue, afin de pouvoir contrôler les deux courants restants indépendamment l'un de l'autre.[4]

On s'intéresse depuis longtemps aux machines ayant plus de trois phases. Ces machines portent plusieurs appellations (machines à grand nombre de phases) ou (machines polyphasées) et cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives. il peut y avoir jusqu'à $(q-3)$ phases ouvertes, sans relier le neutre de la machine au point milieu de la source continue. Plus on augmente le nombre de phases plus on a de degrés de liberté pour commander la machine. Ces machines sont présentes dans les domaines de grandes puissances tels que la marine, l'avionique ou encore l'automobile.[3]

Nous parlons dans notre étude de La machine asynchrone pentaphasée(MASP) qui sont très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustesse électromagnétique, son faible cout et sa très bonne standardisation.

I.2. Origine et intérêt des machines polyphasées

Dès le début du XX^{ème}siècle, l'une des premières applications de la motorisation électrique embarquée de très forte puissance concernait la propulsion des navires de croisière, en raison de la possibilité de répartir les mesures des différents organes de puissance tout en s'affranchissant d'un arbre de transmission mécanique de grande dimension. En 1932, le Normandie constituait une application prestigieuse avec quatre moteurs de 30 MW [6]. À cette époque, l'ère de l'électronique de puissance n'étant pas encore venue, il n'était pas encore question de fractionner la puissance des machines triphasées ; cette nécessité n'est apparue que bien plus tard avec l'usage généralisé des convertisseurs statiques d'énergie.

Une première solution de fractionnement consiste à doter les machines de six phases (Hexaphasée) réparties en deux étoiles indépendantes. La machine polyphasée issue de cette association permet de bénéficier des acquis de la réalisation des bobinages triphasés. Dans cette association, les pôles magnétiques formés par les bobinages sont décalés d'un angle de 30°. Les enroulements de ces machines sont le plus souvent alimentés de manière

indépendante par des onduleurs de courant pleine onde en répartissant judicieusement les courants entre les groupes de phases afin d'éviter les effets d'induction mutuelle. Dans [7], l'auteur a présenté une synthèse de ces modes de réalisation des machines polyphasées (multi-étoiles) ainsi que les études auxquelles elles ont donné lieu.

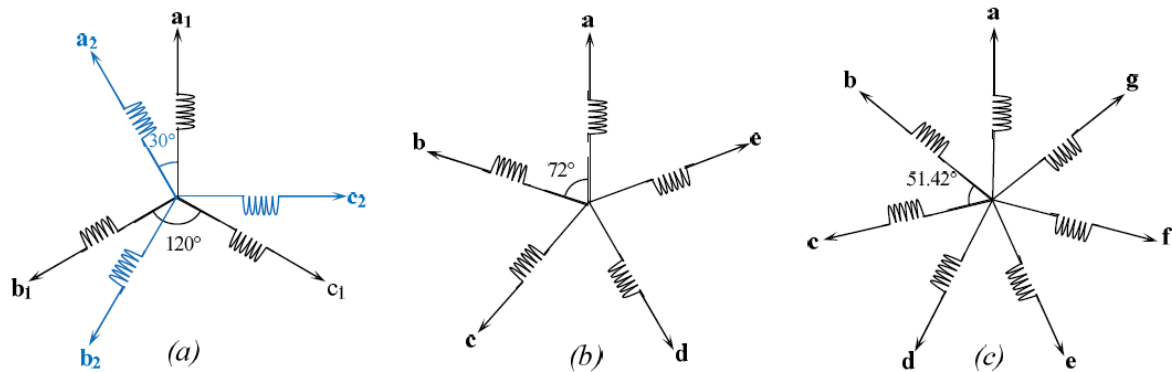


Figure I.1 Exemples d'organisation des enroulements des machines polyphasées
a) double étoile ; b) cinq phases ; c) sept phases

Ne suscitant pas un intérêt industriel immédiat, les machines polyphasées sont apparues plus tard avec les premières réalisations [8]. Le nombre d'enroulements est de préférence impaire, n'utilisant plus une « base triphasée » : ce sont des machines à cinq phases (figure I.2b), sept phases (figure I.2c) ou plus, dans lesquelles les enroulements ne sont associés que par un seul couplage, le choix d'un nombre de phases impair contribue à limiter les harmoniques d'espace, diminuant par la même l'amplitude des ondulations de couple électromagnétique [9]; ceci est favorable aux organes mécaniques en mouvement, car les couples ondulateurs résiduels sont rejetés dans un domaine de fréquences élevées, là où ils sont naturellement filtrés par la charge mécanique [8],[10]. La discrétion vibratoire qui en découle est mise à profit pour la propulsion électrique des navires. Cette option est retenue pour les bateaux de croisière civils où le confort est un objectif de premier ordre. En cherchant la furtivité, les applications militaires profitent de cet intérêt en usant à leur tour de machines fractionnées (deux fois treize phases de Framatome/Jeumont ou trois fois cinq phases d'Alstom en 2003 pour le Destroyer type 45 de la marine britannique).

Dès les années 80, une fois dépassé l'enjeu du fractionnement de la puissance ou celui du lissage du couple est dépassé, un nouvel enjeu apparaît : dans [11] l'auteur a exposé le fait qu'un nombre important de phases indépendantes est un facteur favorable à l'augmentation de la redondance parallèle des motorisations. Cette propriété était d'ailleurs déjà utilisée pour permettre le fonctionnement dégradé des machines double étoile à la moitié de la puissance nominale ; elle s'étend alors aux machines polyphasées pourvues d'un nombre élevé de

phases indépendantes, ce qui permet de destiner les entraînements polyphasés à la machine polyphasée pour assurer une meilleure sûreté de fonctionnement et une disponibilité plus importante des motorisations électriques.

Par ailleurs, sur le plan conceptuel, des études ont mis en évidence que le fractionnement de la puissance dans des phases plus nombreuses associé à la technique de bobinage employée, favorise le remplissage des encoches. Cette pratique est confortée par le constat que même en augmentant le nombre de composants de puissance, le volume global des composants reste plus faible qu'avec une solution triphasée [12], ces modes de réalisation permettent d'accroître la puissance volumique de la machine, ce qui est très apprécié dans les applications embarquées. Plus généralement, le nombre de phases tend à devenir un paramètre supplémentaire pour le dimensionnement des machines [13]. Il peut être utilisé dans la démarche de conception comme un nouveau terme d'optimisation pour les systèmes complexes ou avancés. Dans cet esprit, la banalisation du nombre de phases permet de ne plus présenter les machines polyphasées comme des objets curieux, mais comme des constituants favorables à l'équation technico-économique.

Les travaux de **T. A. LIPO**, faisant suite à ceux de **H. A. TOLİYAT**, ont exploré le sujet de la machine asynchrone à six phases asymétriques (double étoile) [8].

Y.ZHAO a développé un modèle mathématique d'une machine Hexaphasée et une commande vectorielle associée s'appuyant sur une décomposition d'un espace à six dimensions en trois sous espaces orthogonaux. Ne tenant pas compte des harmoniques d'espace dans son modèle,

Y.ZHAO a déduit que le couple électromagnétique de la machine asynchrone double étoile est uniquement dû aux interactions entre flux/courant dans un plan classique (d, q) comme c'est le cas pour les machines triphasées. Une commande par vecteur d'espace a été implantée [10].

F.LOCMENT a effectué un travail qui explore la conception et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents et à flux axial heptaphasée et sa commande vectorielle dans les régimes sain et dégradé dans le cas d'un défaut d'alimentation .

B.BOUSSIALA a présenté dans son mémoire de magister un travail sur la commande vectorielle des machines polyphasées asynchrones application à une machine heptaphasée .

Nous présentons maintenant les différents moyens de modéliser ces machines afin d'analyser leurs comportements, lorsque toutes les phases sont alimentées pour participer à la production du couple électromagnétique. Ceci permettra de présenter et d'approfondir plusieurs alternatives en cas d'alimentation en dégradé.

I.3 Types de machines polyphasées

On distingue habituellement deux types de machines polyphasées, suivant le nombre de phases statoriques qui est ou non un multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera « machines polyphasées de type 1 » et « machines polyphasées de type 2 ». De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois.[3]

I.3.1 Machines polyphasées de « type 1 »

Les machines polyphasées de « type 1 » sont des machines, dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en η étoiles triphasées $q=3\eta$ ($\eta = 1,2,3,4$), ces machines sont aussi appelées « machines multi-étoiles ».

Remarquons qu'il est en général préférable, en fonctionnement normal, d'avoir autant de neutres que d'étoiles, c'est-à-dire η neutres isolés.

Or, pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes (ceci correspondant au décalage entre étoiles).

En effet, une machine double étoile ($q = 6$) dont les étoiles sont décalées de ($\alpha = \pi / 6$) a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $= \alpha / 3$.

Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un « nombre équivalent de phases », note q_α , dont la définition est $q_\alpha = \pi / \alpha$.

Le tableau I.1 donne des détails sur quelques exemples de machines polyphasée de type 1 ou « machines multi-étoiles »

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
18	9	$\pi/9$	

Tableau I.1 : Machines polyphasées dont le nombre de phases statorique est un multiple de trois (machines polyphasées de type 1).

1.3.2 Machines polyphasées de « Type 2 »

Les machines polyphasées de « type 2 » sont des machines, dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si α désigne le décalage entre deux bobines adjacentes,

les q phases sont alors régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{q} = 2\alpha$. On a donc toujours $q = q_\alpha = \frac{q}{\alpha}$

Le tableau I.2 présente quelques exemples de machines polyphasées de type 2 .

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
5	5	$\pi/5$	
7	7	$\pi/7$	
9	9	$\pi/9$	

Tableau I .2 : Machines polyphasées dont le nombre de phases statorique est un impaire de trois (machines polyphasées de type 2)

1.4 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 α). 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 définie comme suite: $\Omega_s = \frac{f_s}{p} [\text{rad} / \text{s}]$. (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 ω_r inférieure à celle du synchronisme $\omega_r < \omega_s$ 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 : $\omega = \omega_s - \omega_r$

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

le rapport : $g = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$ (I .2)

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement g : [4]

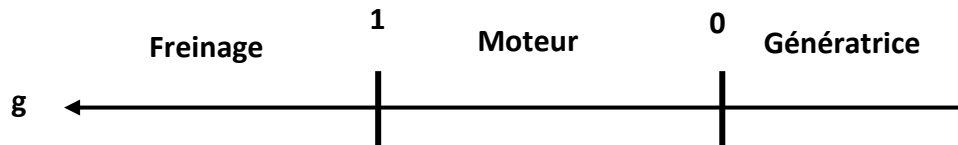


Figure I.2 Modes de fonctionnement suivant le glissement.

I.5 Avantages des machines polyphasées

Les machines polyphasées ont par la suite fait un intérêt grandissant, qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines polyphasées. En effet, les variateurs polyphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées [4].

I.6 Inconvénients des machines polyphasées

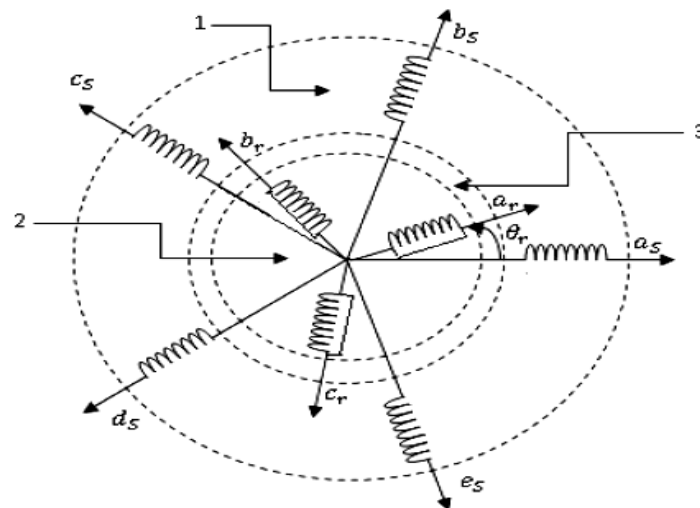
Cependant, les machines polyphasées présentent des inconvénients tels que [4] :

- 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.7 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.1). [4]



1 : partie fixe : stator, 2 : partie mobile rotor, 3 : entrefer constant

Figure I.3. 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. [2]

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.8 Hypothèses simplificatrices

Pour étudier le comportement de la machine asynchrone pentaphasée en régime dynamique et permanent, il est nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices[4] :

- 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.9 Modèle général de la machine asynchrone pentaphasée

I.9.1 Equations électriques

L'application de la loi de Faraday à chaque enroulement de la machine, nous donne l'équation vectorielle en tension statorique ainsi que rotorique . Par ailleurs, comme les enroulements rotoriques sont en court-circuit, le vecteur tension rotorique appliqué est nul:

$$\begin{cases} \vec{v}_s = [R_s] I_s + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_s \\ \vec{v}_r = \vec{0} = [R_r] \vec{I}_r + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_r \end{cases} \quad (I.3)$$

$\vec{I}_s, \vec{I}_r, \vec{\varphi}_s, \vec{\varphi}_r$, Sont respectivement, le vecteur courant statorique, le vecteur courant rotorique, le vecteur flux statorique et le vecteur flux rotorique; ils sont écrits de la même manière que $\vec{V}_s, \vec{V}_r$ 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 .

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

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

Pour le stator :

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s \cdot I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s \cdot I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \\ V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ V_{se} = R_s \cdot I_{se} + \frac{d\varphi_{se}}{dt} \end{cases} \quad (I.4)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot I_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r \cdot I_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r \cdot I_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (I.5)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{sd} \\ V_{se} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{sd} \\ I_{se} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{sd} \\ \varphi_{sa} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

I.9.2 Equations de flux statorique et rotorique

Les flux sont exprimés en fonction des courants par :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sabcde} \\ \varphi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabcde} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$$[L_{ss}] = L_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$[L_{rr}] = L_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$$[L_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Avec :

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

L_{ss} et L_{rr} : représentent respectivement les matrices d'inductance (propres, mutuelles) statoriques et rotoriques..

L_{sr} et L_{rs} : Les inductances de couplage entre le stator et le rotor.

$L_{sa} = L_{sb} = L_{sc} = L_{sd} = L_{se} = L_s$: L'inductance propre d'une phase statorique.

$L_{ra} = L_{rb} = L_{rc} = L_r$: L'inductance propre d'une phase rotorique.

L_{ms} = L'inductance mutuelle au stator.

L_{mr} = L'inductance mutuelle au rotor.

M : La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

I.9.3 Equation mécanique

L'équation mécanique est décrite par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega \quad (1.12)$$

Avec :

J : Le moment d'inertie de la machine.

C_{em} : Le couple électromagnétique.

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

Ω : La vitesse angulaire de rotation.

F : Coefficient de frottements.

I.10 Transformation de Park

La transformation de park rend assez aisée de tous les régimes transitoires de la machine électrique polyphasée , 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 une matrice de transformation $T(\theta)$, ou θ est l'angle de rotation rotorique respectant les axes de référence. [4]

$$T(\theta) = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

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.

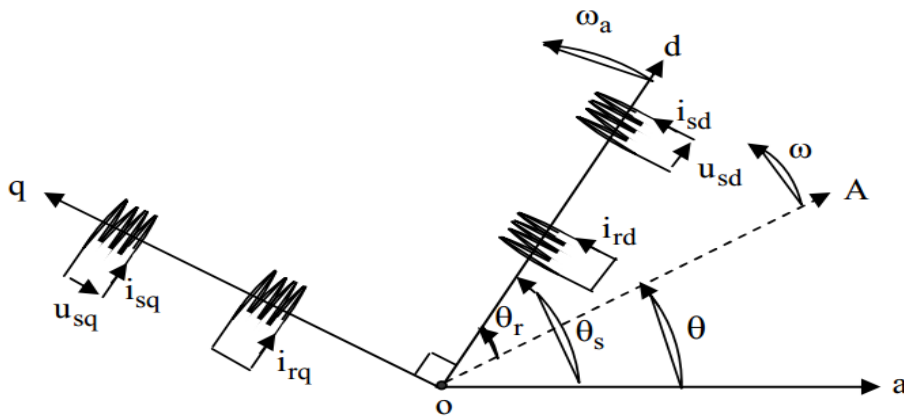


Figure I .4 Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de Park)

Nous avons :

$$(\text{oa}, \text{od}) = \theta_s, (\text{oa}, \text{od}) = \theta_r, (\text{oa}, \text{od}) = \theta_s - \theta_r = \theta$$

où:

ω_a : désigne la vitesse angulaire électrique du système d'axes (d,q).

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

$$\omega_a = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{I.14})$$

Précisons que nous préférons utiliser la transformation de *Park* plutôt que celle de *Park* normée pour passer des grandeurs pentaphasées (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.[14]

I.10.1 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 ω_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 ω_{sl} . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).
- Repère d'axes d, q lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation des équations plus simples. En régime permanent électrique, les grandeurs du modèle sont continuées. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \rightarrow \omega_{sl} = \omega_s - \omega = \omega_s - p\delta \quad (\text{I.15})$$

Où :

ω_s : est la pulsation statorique.

ω : est la pulsation rotorique.

ω_{sl} : est la pulsation du glissement.

δ : vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par : $\omega = p\delta$.

Repère de champ (tournant)

Repère de champ (tournant)

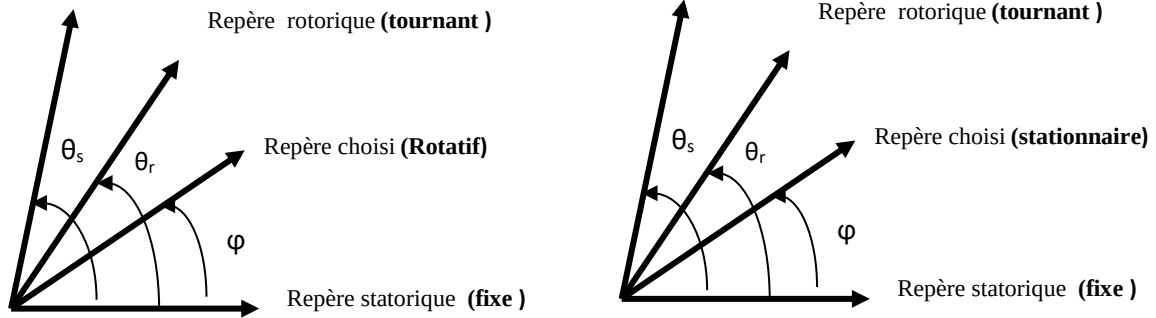


Figure I.5 Différents Repères de la machine

I.11 Application de la transformation de Park à la MASP

Les équations électriques de la machines dans le repère de Park deviennent :[15]

I.11.1 Equations de tensions

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (I.16)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (I.17)$$

I.11.2 Equations de flux

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = (L_s + L_m) I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \varphi_{qs} = (L_s + L_m) I_{qs} + L_m I_{qr} \end{cases} \quad (I.18)$$

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = (L_r + L_m) I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \varphi_{qr} = (L_r + L_m) I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (I.19)$$

I.11.3 Equation du couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{5}{2} \frac{P}{2} (\varphi_{ds} I_{qr} - \varphi_{qs} I_{ds}) \quad (I.20)$$

Ou :

P : Le nombre de pôles.

C_r : Le couple de charge.

J : Le moment d'inertie.

F : Le coefficient de frottement.

Ω : La vitesse de rotation.

I.12.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons pu exploiter un modèle mathématique de la MASP.

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.

Chapitre II

Association Onduleur- Machine Asynchrone pentaphasée

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.

Les onduleurs de tension font la partie essentielle du système d'entraînement, ils constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance, ils sont présents dans des domaines d'applications les plus variés. La forte évolution de ces convertisseurs s'est appuyée d'une part, sur le développement des composants à semi-conducteurs (entièrement-commandables, puissants, robustes et rapides). Et d'autre part, sur l'utilisation quasi généralisée des techniques de commande, dans ce chapitre nous aborderons la technique de commande par hystérésis.[3]

II.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Le convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380V, 50 Hz. Après redressement, la tension filtrée U_0 (étage continu) est appliquée à l'onduleur.

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement.

les transistors MOSFET, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible. Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors MOSFET mais davantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors IGBT sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors GTO commutent très lentement les grandes puissances. Ces composants sus indiqués sont du type commandable à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique.

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs statiques continus alternatifs permettant de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue.[14]

Chapitre II Association onduleur-machine asynchrone pentaphasée

Pour un onduleur pentaphasée, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

La figure (II .1) représente le schéma principe de l'onduleur pentaphasé

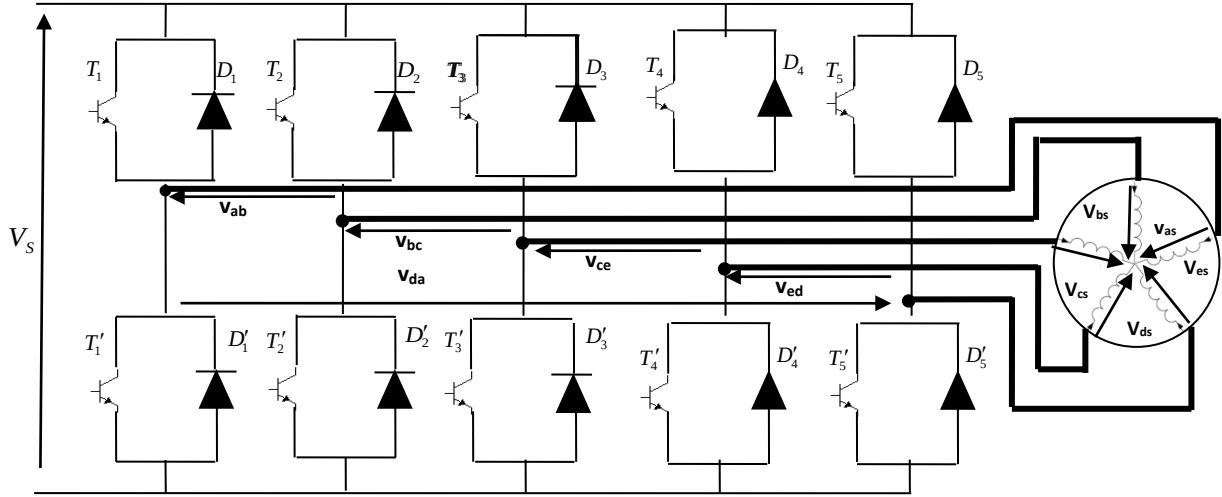


Figure (II .1) : Schéma de principe de l'onduleur de tension pentaphasé.

il est composé d'un pont de cinq phase avec dix transistors shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération (D1,D2,D3,D4,D5 ; D'1,D'2,D'3, D'4,D'5).

Pour simplifier l'étude, on supposera 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.

- ❖ Chaque bras est formé de deux interrupteurs de commandes complémentaires définit par une fonction de connexion donnée comme suit :

$$f_{c1} + f_{c2} = 1 \quad (II.1)$$

Ce convertisseur se caractérise par un modèle ne possédant que quatre tensions modulées (la cinquième étant implicitement déterminée par connaissance des autres)

$$\begin{aligned} U_{ab} &= (f_{11} + f_{15})V_s \\ U_{bc} &= (f_{12} + f_{15})V_s \\ U_{cd} &= (f_{13} + f_{15})V_s \\ U_{de} &= (f_{14} + f_{15})V_s \end{aligned} \quad (II.2)$$

Chapitre II Association onduleur-machine asynchrone pentaphasée

Du fait que les enroulements du stator sont à neutre isolé, les tensions de phase vérifient la relation :

$$v_{as} + v_{bs} + v_{cs} + v_{ds} + v_{es} = 0 \quad (\text{II.3})$$

Suivant ces équations on obtient les tensions simples comme suit:

$$\begin{cases} v_{as} = V_s \left(\frac{4f_{11} - f_{12} - f_{13} - f_{14} - f_{15}}{5} \right) \\ v_{bs} = V_s \left(\frac{-f_{11} + 4f_{12} - f_{13} - f_{14} - f_{15}}{5} \right) \\ v_{cs} = V_s \left(\frac{-f_{11} - f_{12} + 4f_{13} - f_{14} - f_{15}}{5} \right) \\ v_{ds} = V_s \left(\frac{-f_{11} - f_{12} - f_{13} + 4f_{14} - f_{15}}{5} \right) \\ v_{es} = V_s \left(\frac{-f_{11} - f_{12} - f_{13} - f_{14} + 4f_{15}}{5} \right) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Avec V_s la tension d'alimentation continue de l'onduleur.

Pour la génération des signaux logiques f_{11} , f_{12} , f_{13} , f_{14} , f_{15} , celles-ci dépendent de la stratégies de commande de l'onduleur.

II.3 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.[14]

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).[14]

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

II.4 Différentes stratégies de commande

Nous citons les stratégies suivantes :

- 1 -commande à pleine onde ;
- 2 -commande MLI ;

3 -commande par bande à hystérésis.

L'analyse des différentes stratégies sera basée sur la bande de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sorties.

II.4.1 Commande en tension « modulation de largeur d'impulsion » MLI

La technique de la MLI naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

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

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si:

$$f_{\text{porteuse}} \succ 20 f_{\text{référence}} \quad .[16]$$

Dans cette stratégie, les instants de commande des interrupteurs sont déterminés par l'intersection d'une onde porteuse avec une onde de référence. la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Celle-ci représente la tension sinusoïdale désirée de fréquence f . [14]

Comme à la sortie de l'onduleur, la tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité du courant ne le soit pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seules responsables des parasites ce qui engendre des pertes supplémentaires.[14]

Cette -MLI- sert à remédier ces problèmes et elle a les avantages suivantes :

- 1)- Variation de la fréquence de la tension de sortie ;
- 2)- Elimination de certaines harmoniques de tension ;
- 3)- Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

La figure (II.2) illustre la méthodologie de la commande MLI.

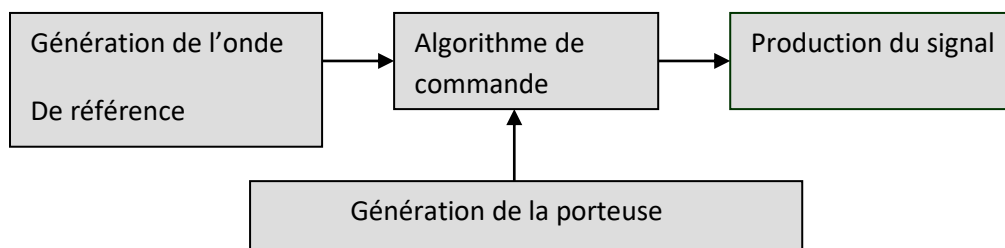


Figure (II.2) méthodologie de la commande MLI.

Chapitre II Association onduleur-machine asynchrone pentaphasée

Et la figure (II.3) représente un signal à MLI générés par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle avec un signal de référence sinusoïdal.

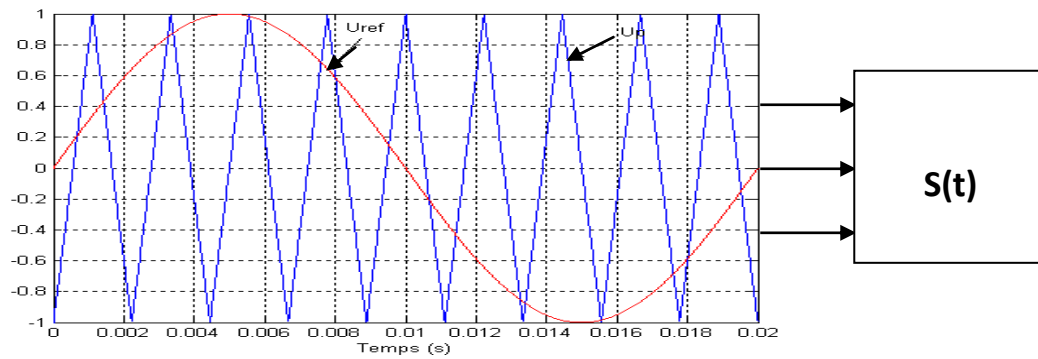


Figure (II.3): principe de commande MLI

Avec :

U_{ref} : la tension référence.

U_p : la tension porteuse.

$S(t)$: est le signal -MLI- résultant.

❖ Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les paramètres essentiels de la MLI sont :

- La fréquence du modulation : f_p
- L'indice de modulation : $m = \frac{f_p}{f_r}$ ou f_r est la fréquence de la référence.
- Le coefficient de réglage en tension r : $r = \frac{A_r}{A_p}$

Avec :

A_r : Amplitude de la référence.

A_p : Amplitude de la porteuse.

La modulation montre que plus « m » est grand et plus la neutralisation des harmoniques est efficace, d'autre part on cherche à obtenir une valeur de « r » la plus élevée possible.

- La modulation est dite synchrone si « m » est un nombre entier cela conduit à une tension de sortie « U' » qui se reproduit identiquement à elle-même tout les $T = \frac{1}{f}$

- Dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation f_p donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.

Chapitre II Association onduleur-machine asynchrone pentaphasée

- Pour le choix de « m », on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente.
- On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal à « 1 », car il faut toujours laisser une durée suffisante aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras.[5]

II.4.2 Commande en pleine onde

a- 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.

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

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

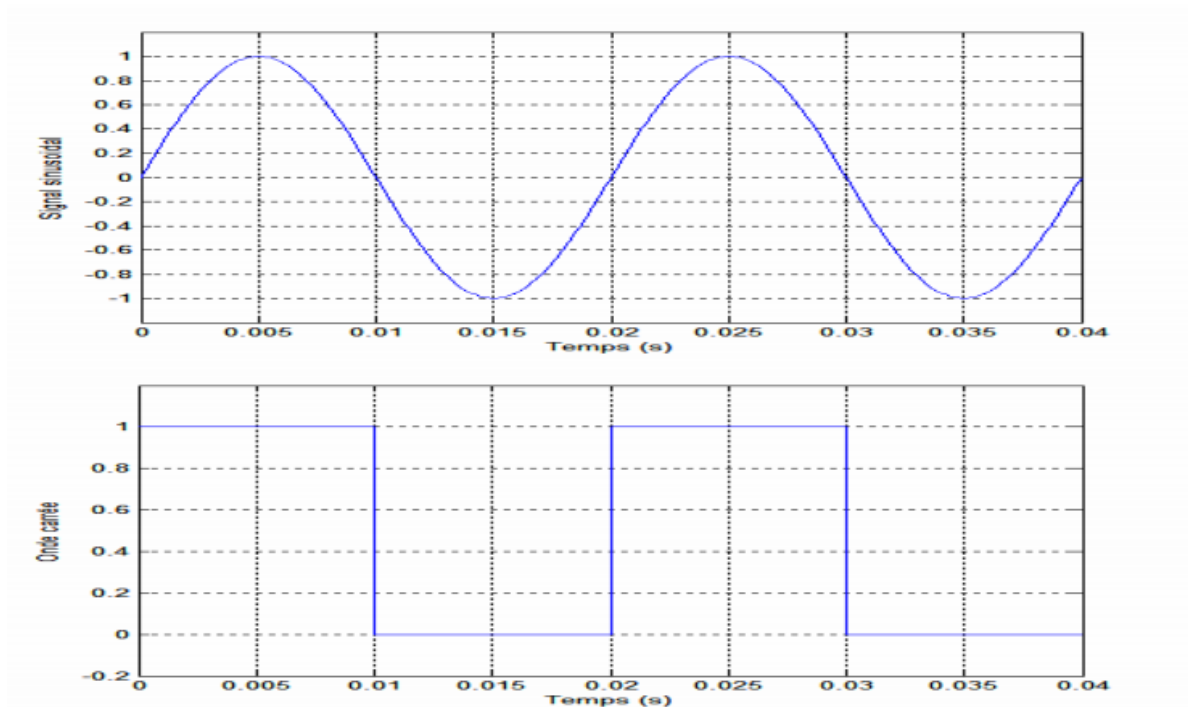


Figure (II.4): principe de commande en pleine onde

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.4.3 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.[14]

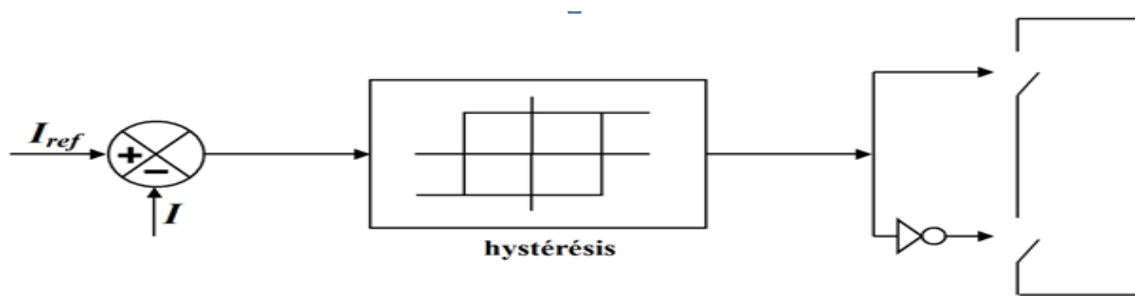


Figure (II.5) : Schéma d'illustration pour la commande par hystérésis

a) 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.[17]

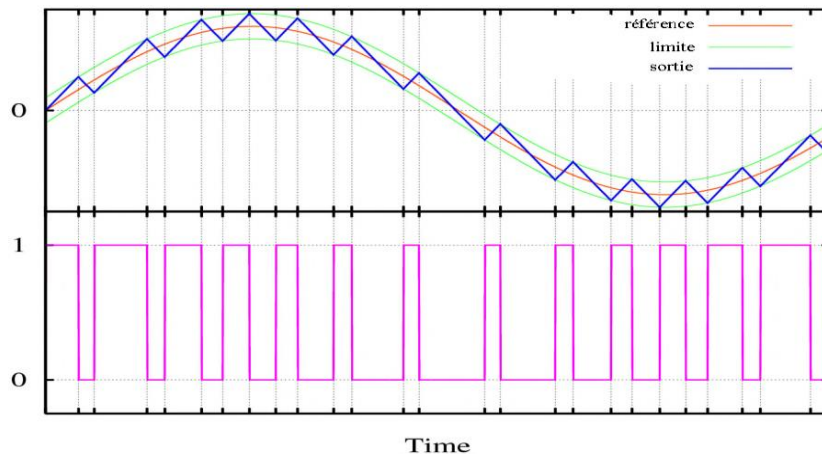


Figure (II.6) : Principe de la commande par hystérésis

$$\begin{cases} \text{Si } |I_{ref} - I| < \Delta_I \Rightarrow S = 1 \\ \text{Si } |I_{ref} - I| > \Delta_I \Rightarrow S = 0 \end{cases} \quad (II.5)$$

Avec :

I_{ref} : courant de référence

I : courant réel

b). Avantages et inconvénients de la commande par hystérésis

❖ **Avantage**

- Cette méthode est facile à mettre en œuvre, elle ne dépend pas du type de charge et ne nécessite pas la connaissance des paramètres de la machine.[17]

❖ **Inconvénients**

- Variation aléatoire de la fréquence de commutation, ce qui peut provoquer des pertes par commutation importantes.
- Cette méthode qui ne prend compte que de l'amplitude du courant, peut conduire à une perte de contrôle des courants réels lors des régimes transitoire, par déphasage de ce si par rapport à leurs références.[17]

II.5 Application de la commande par hystérésis à un onduleur associé à un MASP

Dans cette partie on applique une commande par hystérésis à un onduleur associé à un moteur asynchrone pentaphasée .

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

$$S_i=0 ; \quad \text{si } I_i \geq I_{\text{ref}} + \Delta I \quad (II.6)$$

$$S_i=1 ; \quad \text{si } I_i \leq I_{\text{ref}} - \Delta I$$

$$S_i = S_{i-1} ; \quad \text{si } I_i = I_{\text{ref}}$$

Avec :

I_i ($i=1,2,3,4,5$) : sont les courants des phases statoriques (i_a, i_b, i_c, i_d, i_e).

I_{ref} ($i=1,2,3,4,5$) ; sont les courants de référence issus des circuits de commande des cinq bras de l'onduleur.

Δi : la bande d'hystérésis. Elle est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi conducteurs contrôlés et à minimiser suffisamment les harmoniques des courants.[15]

la figure (II .7) montre comment cela est fait.

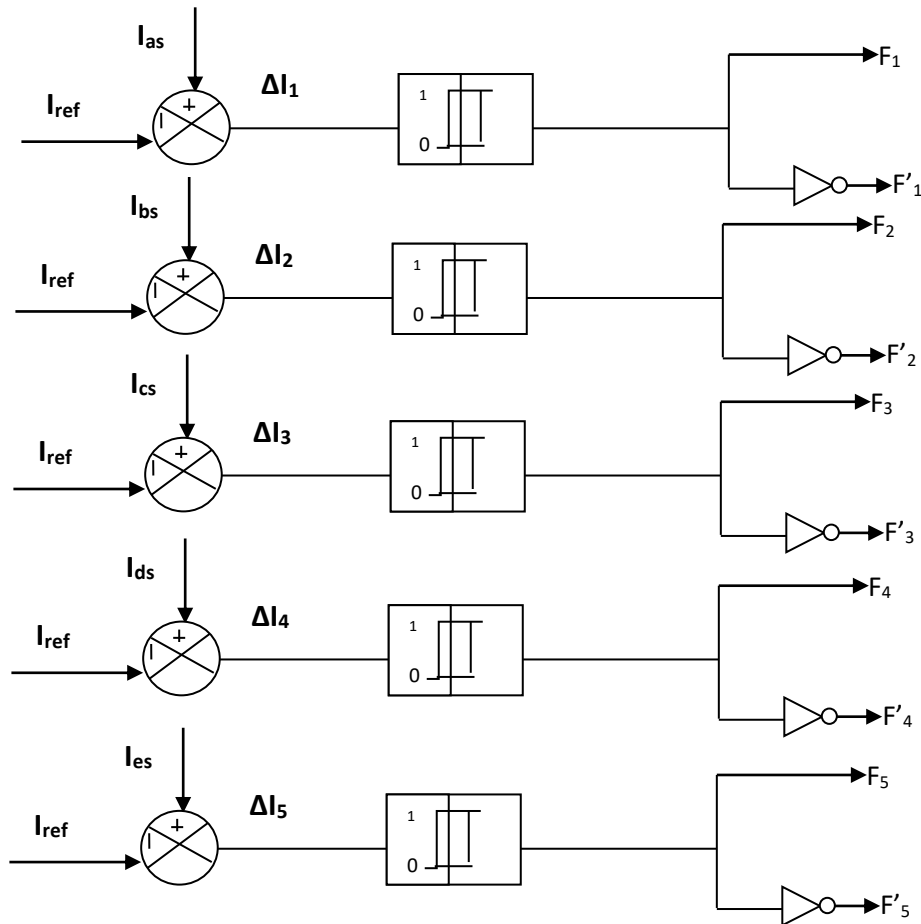


Figure (II.7) : commande par hystérésis d'un onduleur

Chapitre II association onduleur-machine asynchrone pentaphasée

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous sommes intéressés à la modélisation d'un onduleur de tension associé avec un moteur asynchrone pentaphasé .

On a également cité les différentes techniques de commande d'un onduleur et leurs avantages et leurs inconvénients.

Et enfin, on a appliqué la commande en courant par hystérésis sur notre onduleur.

Chapitre III

***Commande par logique floue
d'une machine asynchrone
pentaphasée***

III.1 Introduction

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.

Ces techniques de commande ont prouvé leur efficacité dans de nombreux problèmes de régulation industrielle. Les méthodes de commande avancées (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 majorité des systèmes industriels complexes sont difficiles à contrôler automatiquement. Cette difficulté provient de :

- leur non-linéarité,
- la variation de leurs paramètres,
- la qualité des variables mesurables.

Ces difficultés ont conduit à l'avènement et au développement de nouvelles techniques telles que la commande floue particulièrement intéressante lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander ou lorsque ce dernier présente de fortes non linéarités ou imprécisions

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[14].

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.[19]

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).[14]

III.2 Historique

La logique floue (fuzzy logic) est une technique utilisée en intelligence artificielle. En réalité elle existait déjà depuis longtemps ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit au développement de la "logique à valeurs multiples" dans les années 1920 et 1930.

En 1937, le philosophe Max Black a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies $\{0, 1/2 \text{ et } 1\}$, pour classer les éléments ou symboles.[16]

Les bases théoriques de la logique floue ont été formulées en 1965 par le professeur Lotfi A. Zadeh, de l'Université de Berkeley en Californie. Il a introduit la notion de sous ensemble flou pour fournir un moyen de représentation et de manipulation des connaissances imparfaitement décrites, vagues ou imprécises. A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux excepté par quelques experts.

Dès 1975, Mamdani et Assilian publient les premiers résultats permettant une exploitation de cette théorie dans des systèmes de réglage. En utilisant une structure de contrôleur relativement simple, ils ont obtenu de meilleurs résultats lors de la commande de certains processus que ceux fournis par un régulateur standard de type PID.

Peu de temps après, en 1977, le danois Ostergaard a appliqué la logique floue à la commande de tubes broyeurs pour la fabrication de ciment. A cette époque, la plupart des études concernant les systèmes de régulation exploitant la logique floue ont été réalisées en Europe. A partir de 1985 environ, ce sont les Japonais qui commencent à utiliser largement la logique floue dans des produits industriels et de consommation pour résoudre des problèmes de réglage et de commande.[14]

III. 3: 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 » .[1]

III.4 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).[1]

III. 5 Quelques avantages de la logique floue

- Nous n'avons pas besoin d'établir le modèle mathématique. Cela évite des années De travail sur des modèles.
- Ensuite la logique floue permet de prendre en compte les typologies linguistiques et donc toutes les nuances que l'on a créées dans le but d'imiter au mieux le réel.
- Traitement des systèmes à comportement complexe (même si on a un exemple Simplifié, cela reste un système complexe en mathématique pure).
- Nous pouvons aujourd'hui servir des solutions matérielles comme des Microprocesseurs uniquement dédiés aux calculs flous, ce qui permet d'accroître le Rendement puisque cela réduit la programmation.
- L'ajoute ou le retrait des règles ne change quasiment rien au principe de la logique Floue, alors qu'en logique bivalente (logique classique), cela peut changer du tout au Tout.
- On peut augmenter facilement le nombre d'entrées sans réellement compliquer les calculs (alors qu'en logique simple la taille des calculs est exponentielle).[1]

III.6: Les inconvénients

- réglage empirique.
- performances en boucle fermée dépendent de l'expertise.
- il n'existe pas de théorie générale qui caractérise rigoureusement la stabilité, la robustesse (difficulté de certification dans le transport, espace). [1]

III.7: Les Bases de la Commande Floue**III.7.1: 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. [1]

III.7.2: 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.

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } x \in [a, b] \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } x \in [b, c] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

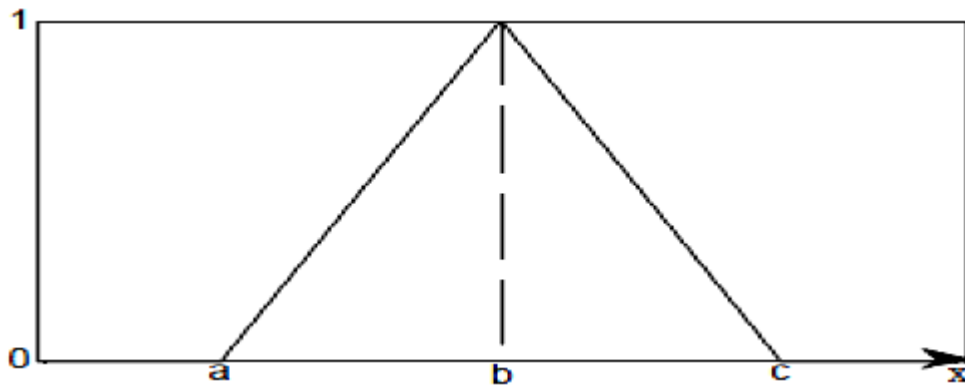


Figure III.1 Représentation de la fonction triangulaire

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

$$\mu_x = \max(\min(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-d}), 0) \quad (\text{III.2})$$

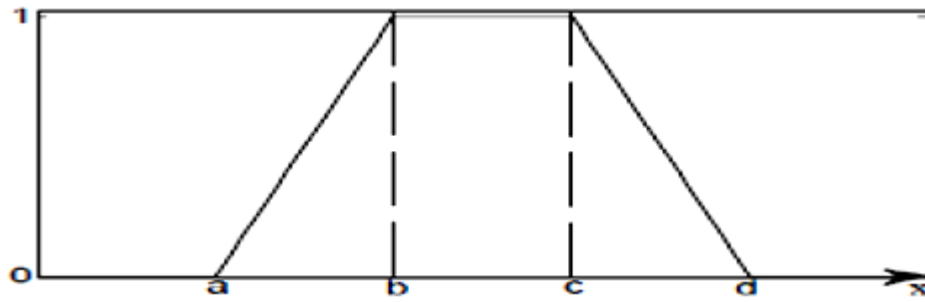


Figure III.2 Représentation de la fonction trapézoïdale

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

$$\mu_{(x)} = \exp\left(-\left(\frac{x-m}{2-s}\right)^2\right) \quad (\text{III.3})$$

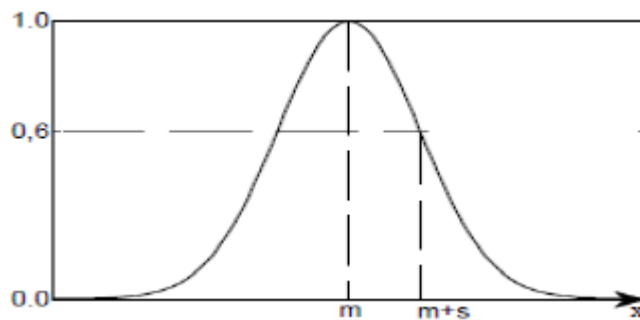


Figure III.3 Représentation de la fonction gaussienne

III.8: 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.[18]

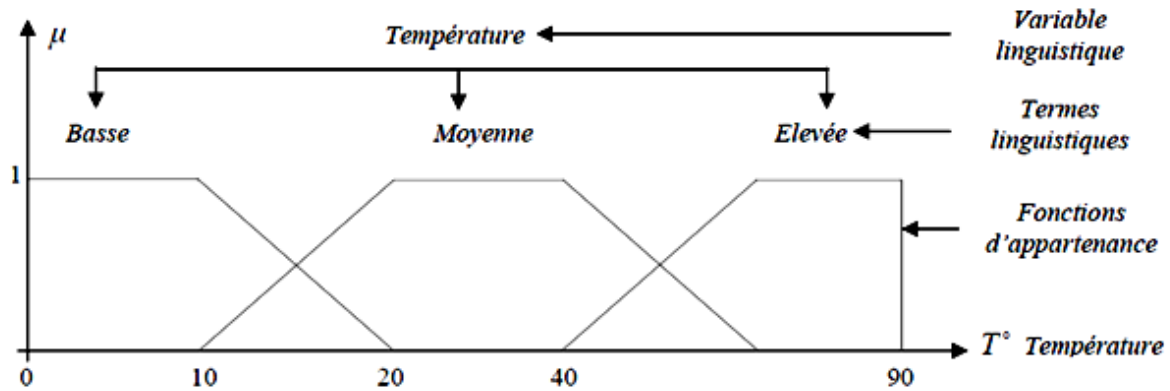


Figure III.4 Exemple d'une variable linguistique "température" avec trois termes linguistiques

Les opérateurs les plus utilisés en logique floue sont :

L'opérateur "et" pour la t-norme, qui correspond à l'intersection de deux ensembles A et B . Il peut être réalisé par :

- La fonction "Min" : $\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$
- La fonction arithmétique "Produit" : $\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x)$
- L'opérateur "ou" pour la s-norme, qui correspond à l'union de deux ensembles A et B .

Il peut être réalisé par :

- La fonction "Max" : $\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$
- La fonction arithmétique "Somme" : $\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x)$

L'opérateur "non" est réalisé par : $\mu_{\neg A}(x) = 1 - \mu_A(x)$.

III.9 Structure générale d'un système flou

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

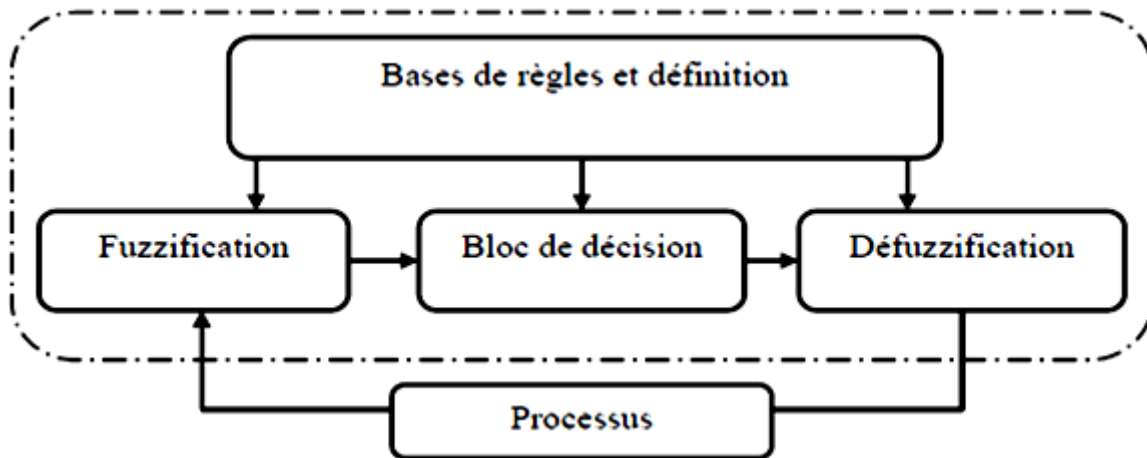


Figure III.5 : structure interne d'un système floue

➤ 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 ».[14]

- 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.9.1. 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 :

1. Etablir les variables linguistiques;
2. Établir les quantificateurs flous (nombre de valeurs linguistiques);
3. Attribuer une signification numérique à chaque quantificateur flou : fonction d'appartenance .[14]

III.9.2. 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. Quelque soit la dimension de la table, soit pleine ou creuse, elle doit toujours respecter certaines propriétés : la cohérence, la continuité et la complétude [18].

Le regulateur admet pour les variables d'entrée et la variable de sortie trois ensembles flous comme c'est montré à la figure (III.6).

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

- **NG** : négatif grand.

- **N** : négatif.

- **Z** : zéro.

- **P** : positif.

- **PG** : positif grand.

TabIII.1. Exemple de table de décision.

III.9.3. 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.[18]

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) :

$$\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x); \mu_B(y)) \quad (\text{III.4})$$

- L'implication de **Larsen** (1980) :

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(y) \quad (\text{III.5})$$

III.9.4. 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.[14]

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.[1]

III.10. Commande par logique floue de la MASP

Dans cette section nous présentons un types 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.6) suivante :

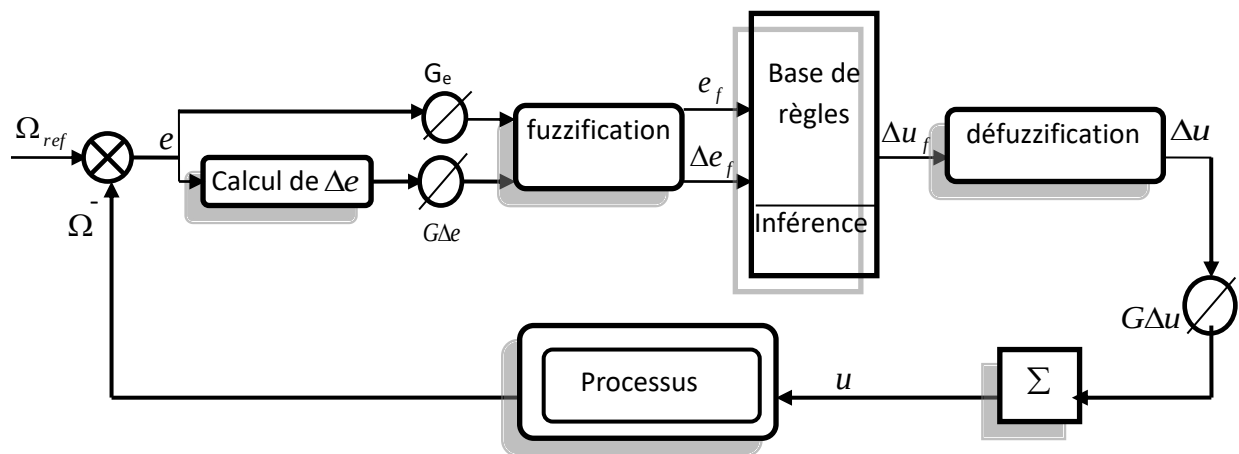


Figure (III.6) : Schéma bloc de régulation par régulateur flou

III .10.1. La commande floue de type Mamdani

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

$$R_{(i,j,k)} : \text{Si } x \text{ est } A_i \text{ et } y \text{ est } B_j \text{ Alors } Z \text{ est } C_k \quad (III.6)$$

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 :

$$\mu_F(z) = \max_{(i,j,k) \in I} \min(\mu_A(x_0), \mu_B(y_0), \mu_c(z)) \quad (\text{III.7})$$

μ : 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 :

$$z = \frac{\int z \mu_F(z) dz}{\int \mu_F(z) dz} \quad (\text{III.8})$$

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 nonlinéaire et d'utiliser la théorie des systèmes non linéaire pour l'analyse de la stabilité.

III. 10.2. Régulateur de la vitesse

Pour le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone, 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 courants statoriques de référence suivant l'axe q et d (i_{qsref}, i_{dsref}), et après la transformation inverse de Park on aboutit aux courants réels statoriques qui donnent la vitesse réelle du moteur.

La structure globale de cette commande est représentée par la figure (III.8).

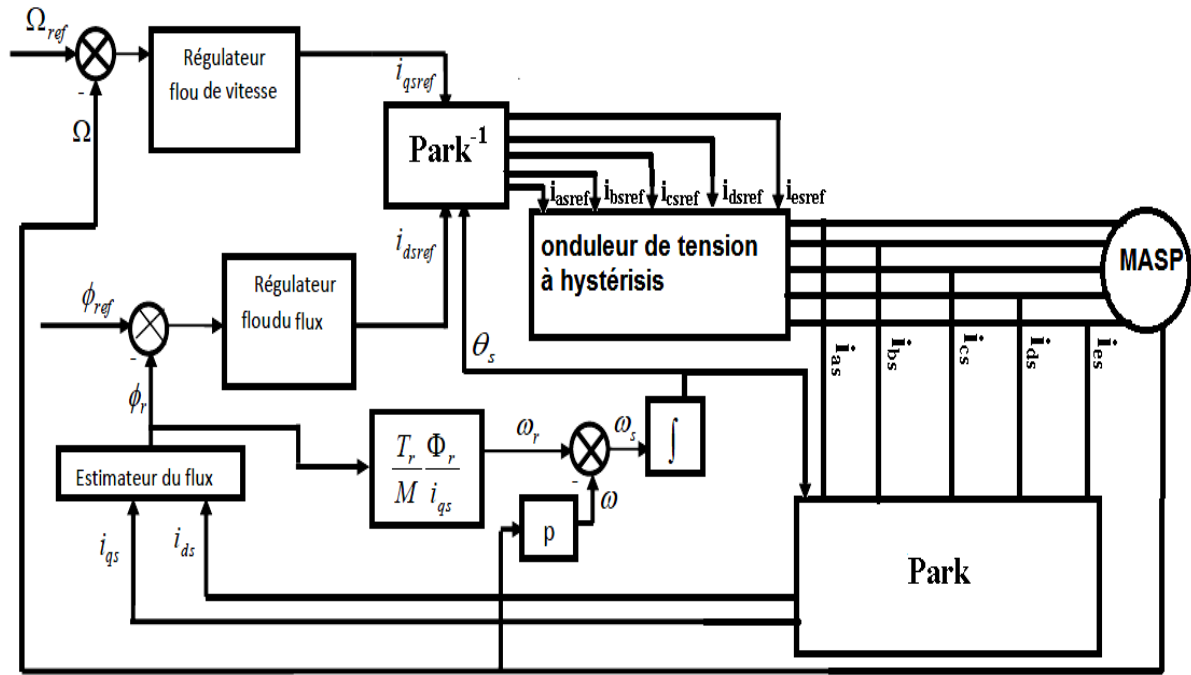


Figure III.7 Structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MAS.

III .11. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentés les notions générales de la logique floue et la composition d'un système de commande floue.

Nous avons proposé la commande par logique floue pour le réglage de vitesse d'une machine asynchrone dont le but d'obtenir de bonnes performances.

Dans la commande par logique floue, la description linguistique de l'expertise de l'être humain est représentée sous forme de règles floues afin de commander le système. Dans ce sens, le type de régulateur utilisé est un régulateur flou basé sur le mode de raisonnement de Mamdani.

Chapitre IV

Résultats et Interprétations

Chapitre IV : Résultats et interprétations

IV.1. Introduction

La machine asynchrone, très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustesse électromécanique, son faible coût et sa très bonne standardisation, pour être utilisée dans des systèmes d'entraînements à vitesse variable, impose des structures de contrôle spécifique performant. Ces systèmes d'entraînements intègrent l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande. Cette dernière est indispensable au fonctionnement de l'ensemble. Malgré tous ces avantages, la commande de la machine asynchrone polyphasée reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu.

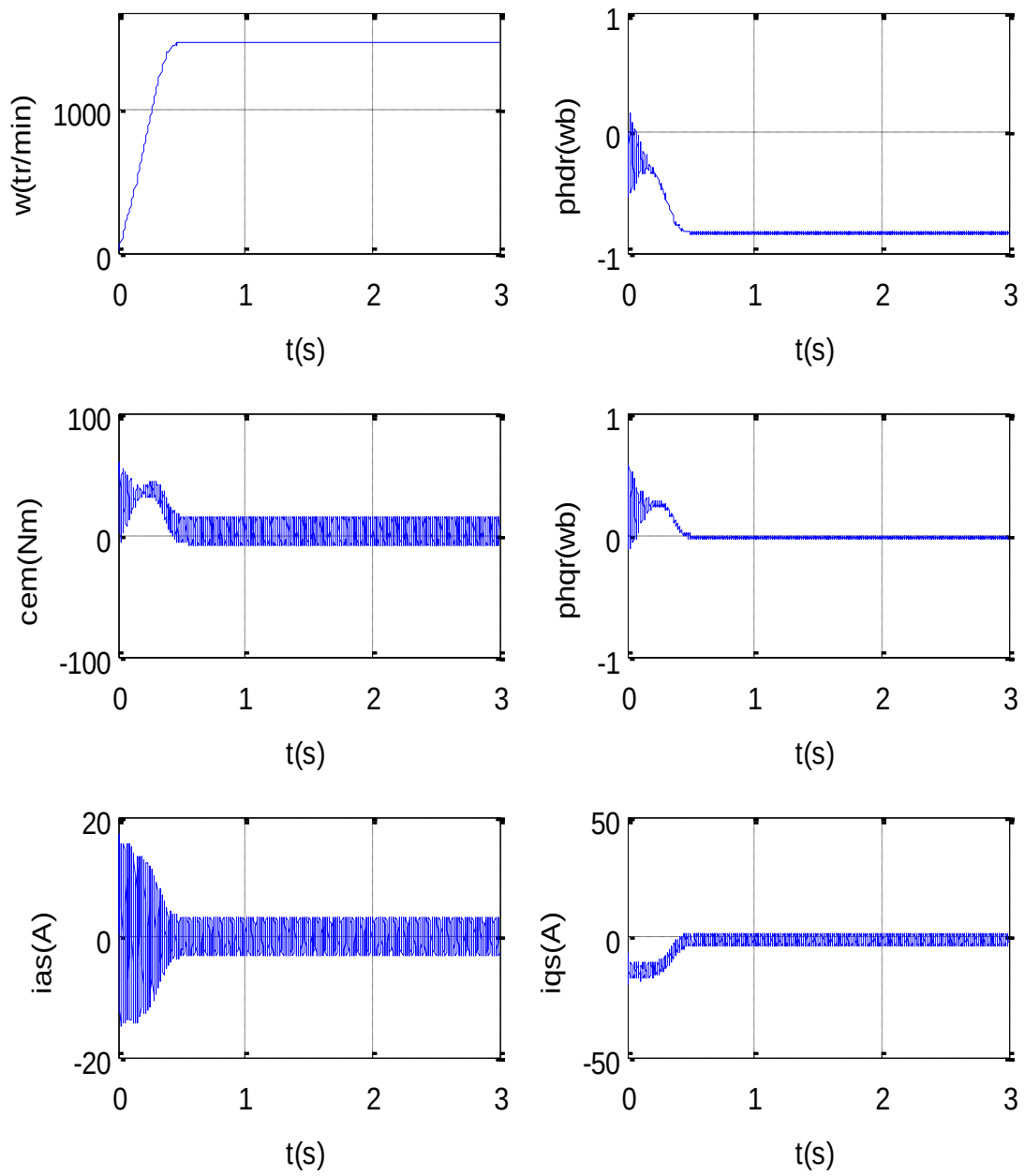
La difficulté de la commande de la machine asynchrone polyphasée réside dans la non linéarité du modèle et le fort couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques. En effet, avec les progrès en électronique de puissance, il est aujourd'hui possible d'appliquer la commande découplée. Cette méthode prouve sa faiblesses face aux perturbations dues aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, ou qu'ils varient au cours du fonctionnement. Pour remédier à ce problème. On propose une commande dite logique floue, Cette logique permet la représentation et le traitement de connaissances imprécises ou approximatives.

Cette section est dédiée à l'analyse du comportement de la machine asynchrone pentaphasé alimentée par un onduleur de tension multiniveaux lors d'une application d'un couple résistant ainsi lors d'une inversion du sens de la marche. Plusieurs résultats de simulation seront analysés par le logiciel Matlab.

IV.2. 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.



. **Figure IV.1** Comportement dynamique de MASP à vide.

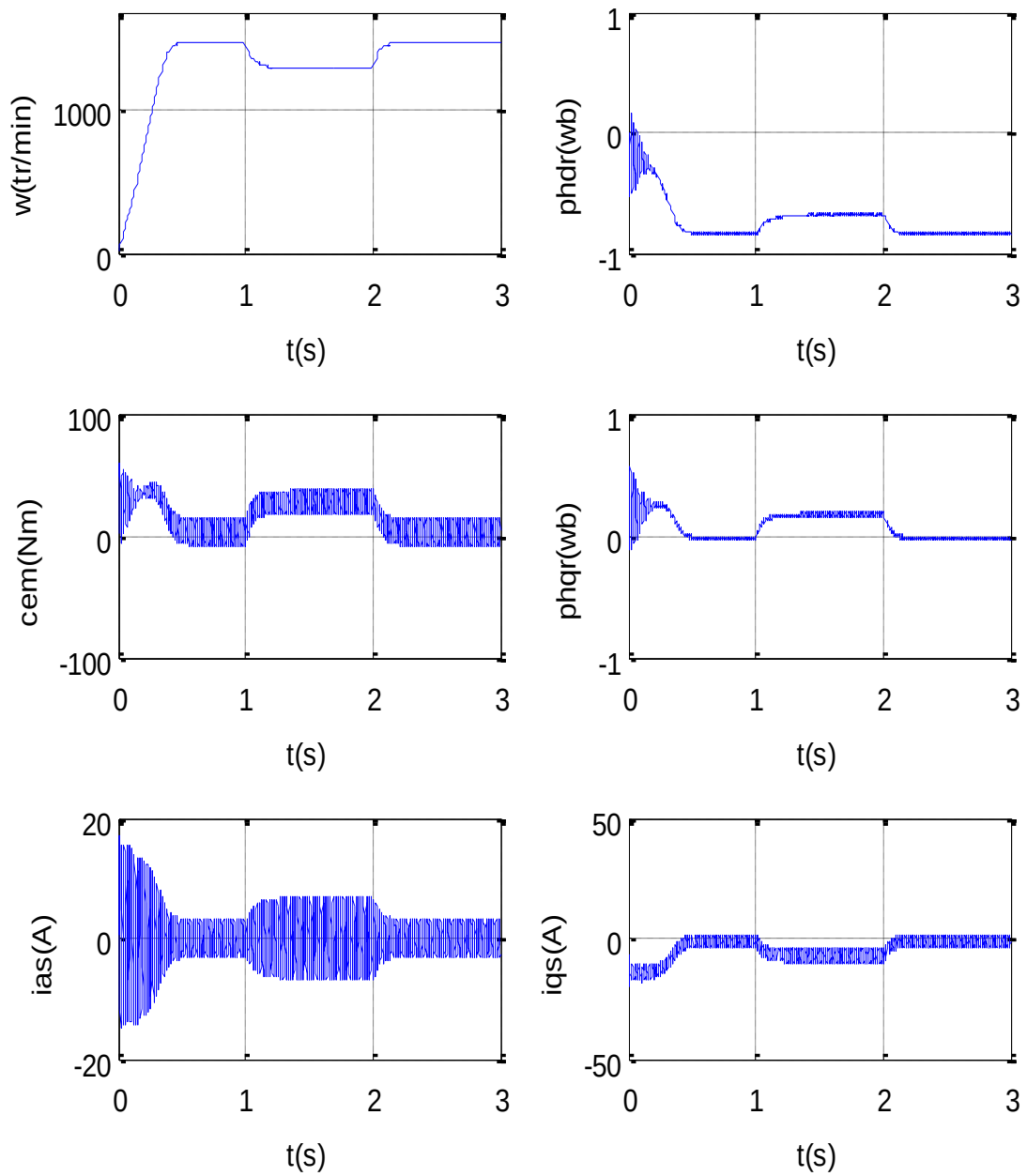


Figure IV.2 démarrage suivi d'une application couple de charge
($C_r=10\text{Nm}$) à l'instant $t=[1\ 2]$ seconde

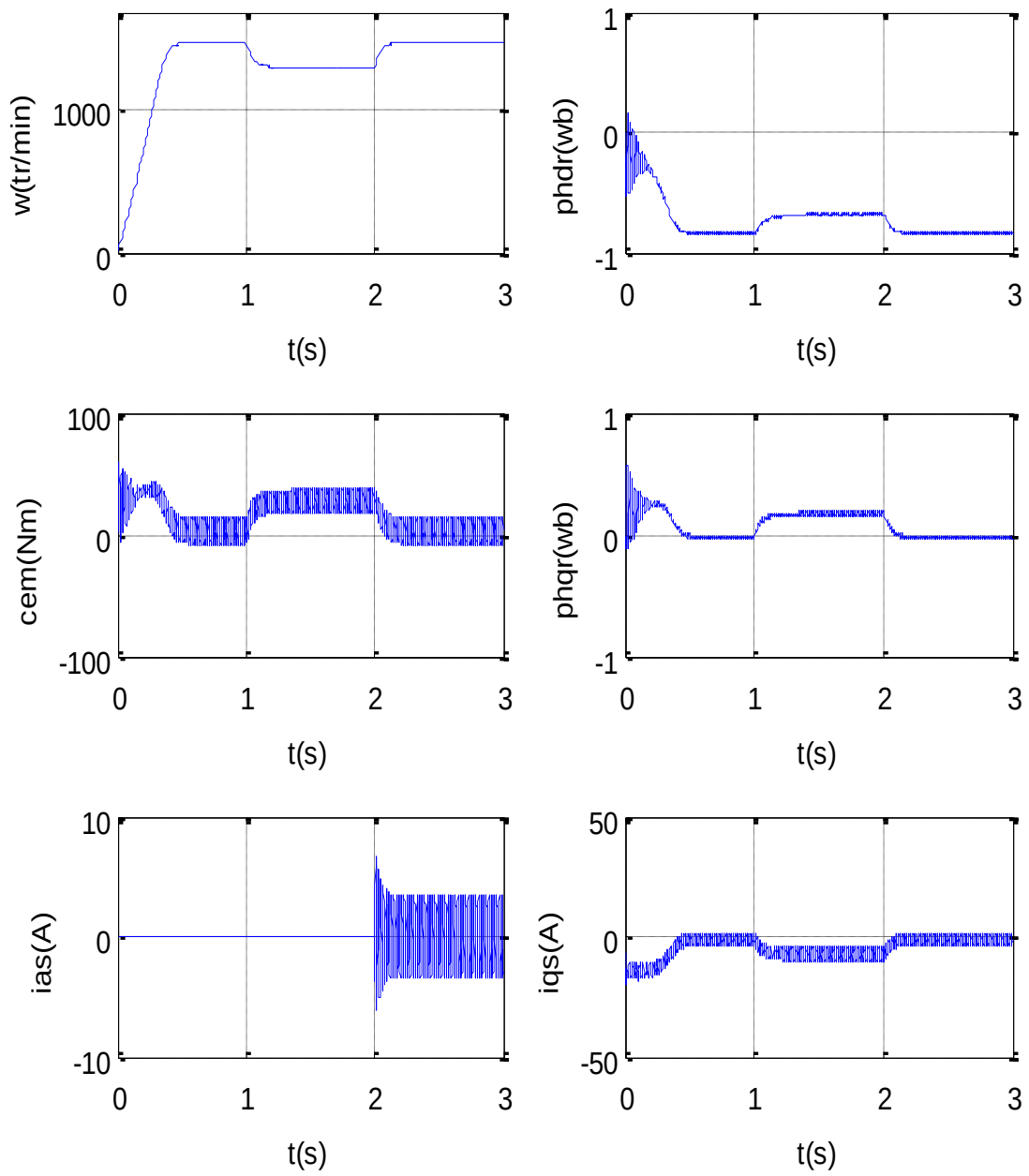


Figure IV.3 Comportement du moteur avec l'ouverture d'une phase à l'instant [0 2] seconde

Chapitre IV : Résultats et interprétations

IV.2.1. Interprétations

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

Les résultats de simulation (Figure IV.1) montrent qu'au démarrage à vide, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire. Nous constatons également que la vitesse atteint sa valeur maximale (vitesse du champ tournant, qui égale à 1500 tr/min) après une durée de 0,4 second.

Dans la figure IV.2, nous avons appliqué à l'instant $t = [1 \ 2]$ seconde, une charge nominale de 10 N.m. Nous avons remarqué que le couple électromagnétique augmente pour compenser le couple de charge et puis se stabilise à la valeur de couple résistant. On constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par un glissement très fort. Le courant prend des oscillations avec une amplitude plus importante puis garde la même forme sinusoïdale du début. Le flux rotorique est installé, il suit sa valeur de référence suivant l'axe (d) avec une composante en quadrature (q) nulle.

Dans la troisième simulation (Figure VI.3), la machine a été soumise à $t = [0 \ 2]$ seconde à un défaut dans l'une des phases du moteur (phase ouverte) pour pouvoir connaître son impact sur le fonctionnement du moteur. La simulation a montré que le moteur reste fonctionnel avec une vitesse légèrement chutée. Le couple est un peu pulsatoire à cause d'un déséquilibre dans l'alimentation, mais toujours suit le couple de charge (10 N.m).

IV.3. Simulation de l'ensemble onduleur machine

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.

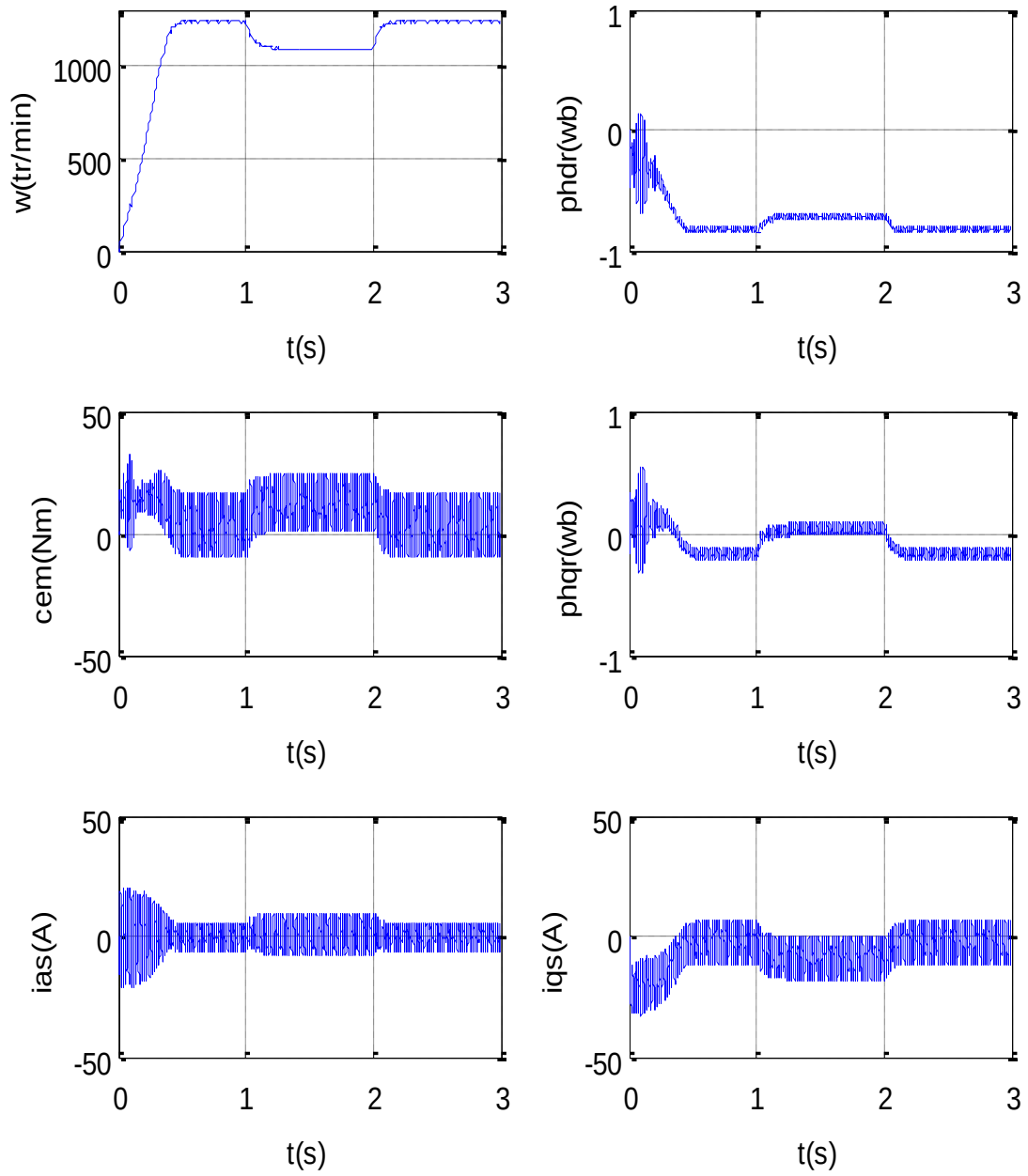


Figure.VI.4 : Association onduleur-machine avec application d'un couple résistant à l'intervalle de temps [1 2]seconde

Chapitre IV : Résultats et interprétations

IV.3.1. Interprétations

La figure VI.3 illustre le comportement dynamique de l'ensemble onduleur-machine pentaphasée lors d'un démarrage à vide puis l'application d'un couple de charge de 10 N.m à l'intervalle de temps [1 2]s.

Nous constatons que le démarrage est relativement rapide puisque la machine est alimentée en tension. Nous remarquons aussi que le couple est ondulé. La forme de ces ondulations reflète celles du courant statorique.

IV. 4. Commande floue de la vitesse d'un moteur pentaphasé

IV.4.1. Régulateur à trois ensembles flous

Pour le réglage de la vitesse du moteur asynchrone pentaphasé, on utilise deux régulateurs admet chacun pour les variables d'entrée et de sortie trois ensembles flous NG(Négatif grand) EZ(Environ zéro) et PG(Positif grand) comme c'est montré par la figure VI.5 et l'établissement des règles floues sont généralement basés sur l'expérience de l'opérateur et/ ou du savoir-faire de l'ingénieur en régulation et commande.

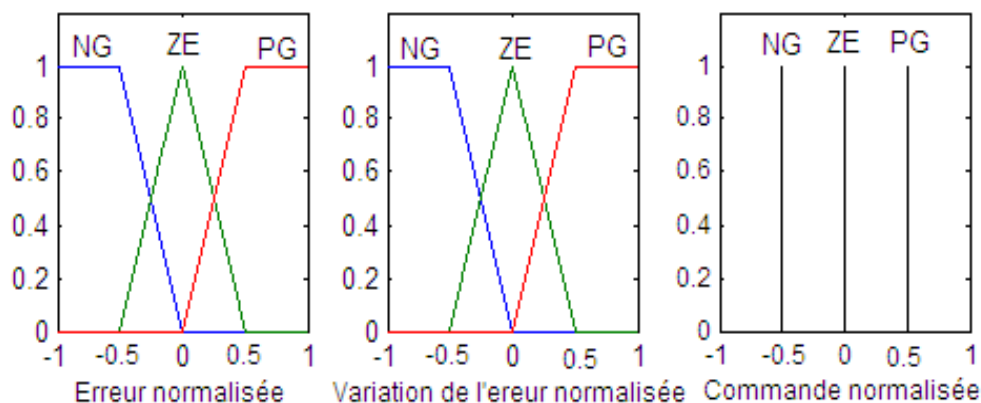


Figure IV.5 : Fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques
(Trois ensembles flous)

IV.4.1.1. Résultats de simulation

Dans cette partie, nous simulons le comportement dynamique de la machine asynchrone lors d'un démarrage pour une consigne de 1000 tr/min avec variation de charge et puis lors d'une inversion du sens de marche de 1000 tr/min à -1000 tr/min avec le régulateur flou de

Chapitre IV : Résultats et interprétations

type Mamdani à trois ensembles flous de formes triangulaires appliqués aux variables d'entrées et des singletons pour la variable de sortie. Il apparaît, suite aux différents résultats présentés aux figures (VI.6) et (VI.7), que les performances de poursuite de la consigne sont satisfaisantes et le rejet de la perturbation est très rapide.

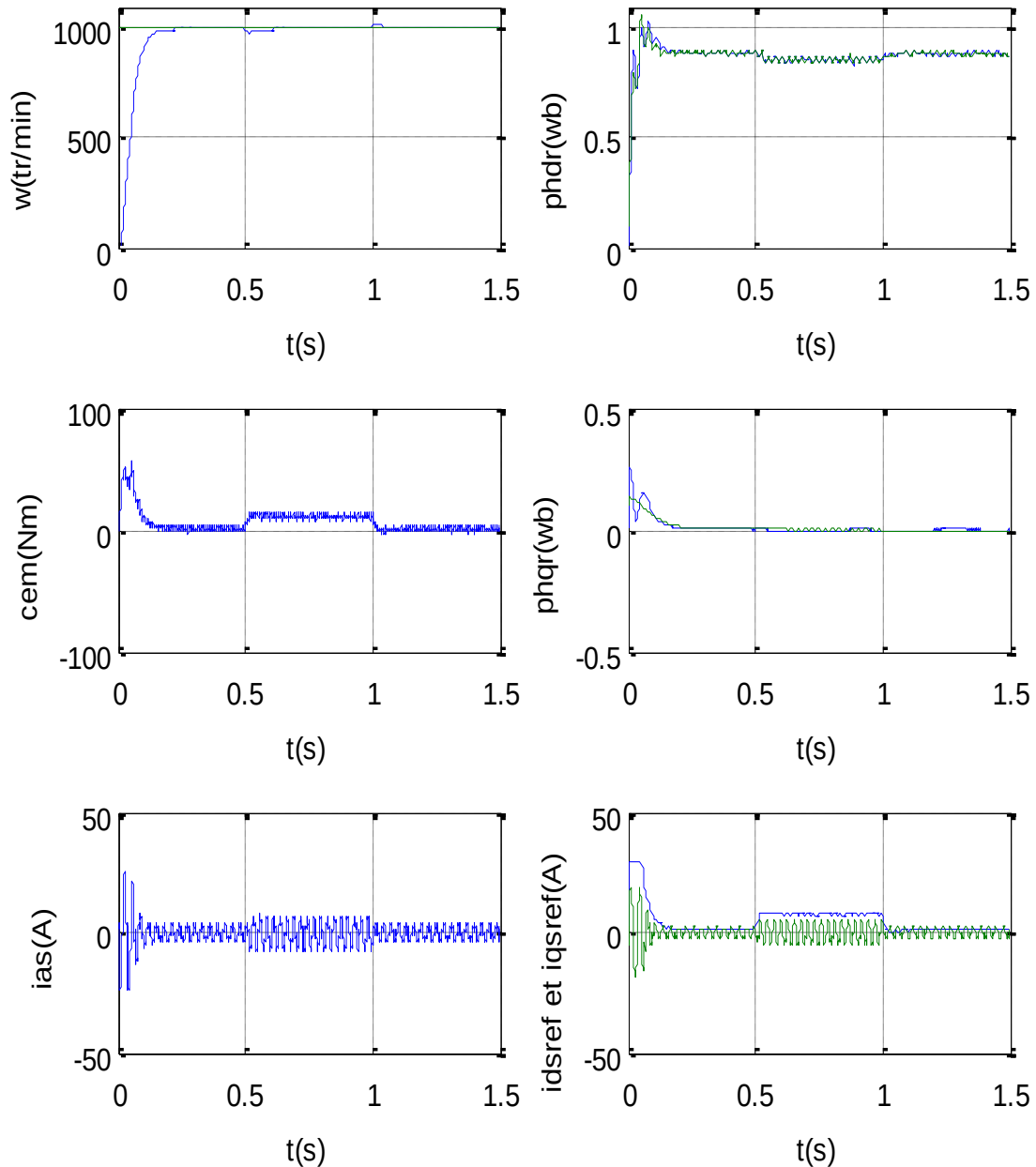


Figure IV.6. Comportement dynamique de la MAS pentaphasée lors d'un démarrage suivi d'une application d'un couple résistant

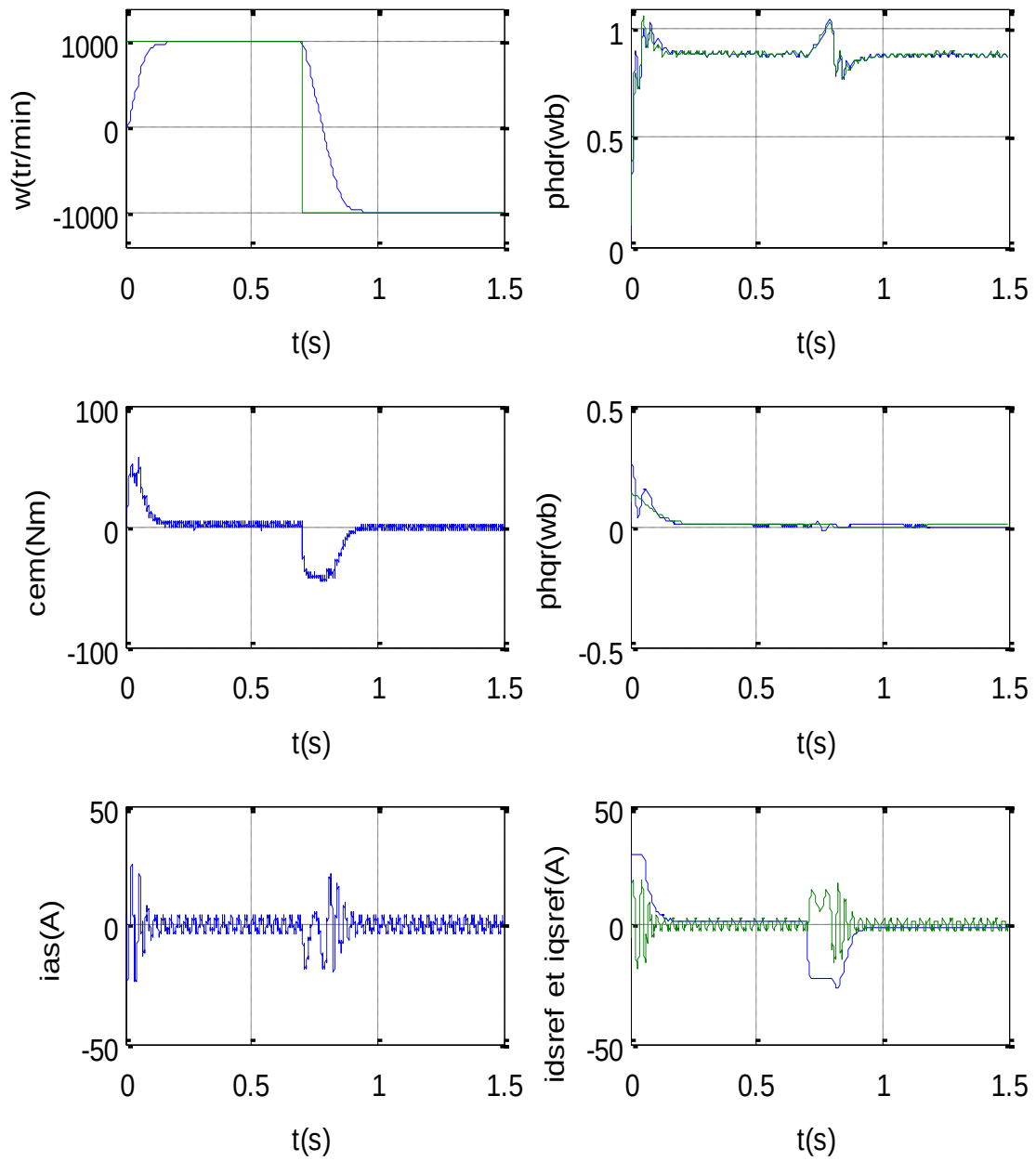


Figure IV.7. Comportement dynamique de la MAS pentaphasée lors d'une inversion du sens de rotation

IV.4.2. Régulateur à sept ensembles flous

Dans le cas du régulateur à trois ensembles flous, les réglages se font surtout par l'action sur les facteurs d'échelle et à la sortie du régulateur. Par contre, si on passe à un nombre plus important d'ensembles flous, sept par exemple, un choix plus large s'offre notamment sur la matrice d'inférence et la répartition des fonctions d'appartenance. insiste bien sur le fait que ce n'est pas le choix des opérateurs pour réaliser l'inférence qui est important mais plutôt la matrice d'inférence elle-même et surtout, la répartition des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours. On peut en effet obtenir des caractéristiques non linéaires très prononcées. Cependant l'optimisation pour une application donnée peut être longue et fastidieuse. Il convient de ne faire varier que la forme ou la distribution des fonctions d'appartenance, soit des variables d'entrée, soit de la sortie, sinon on peut aboutir à une certaine compensation des régulateurs envisagés.

Nous avons utilisé dans cette partie une répartition uniforme des fonctions d'appartenance sur l'univers du discours des entrées et des sorties. Les fonctions sont symétriques par rapport à zéro comme montré à la figure (VI.8):

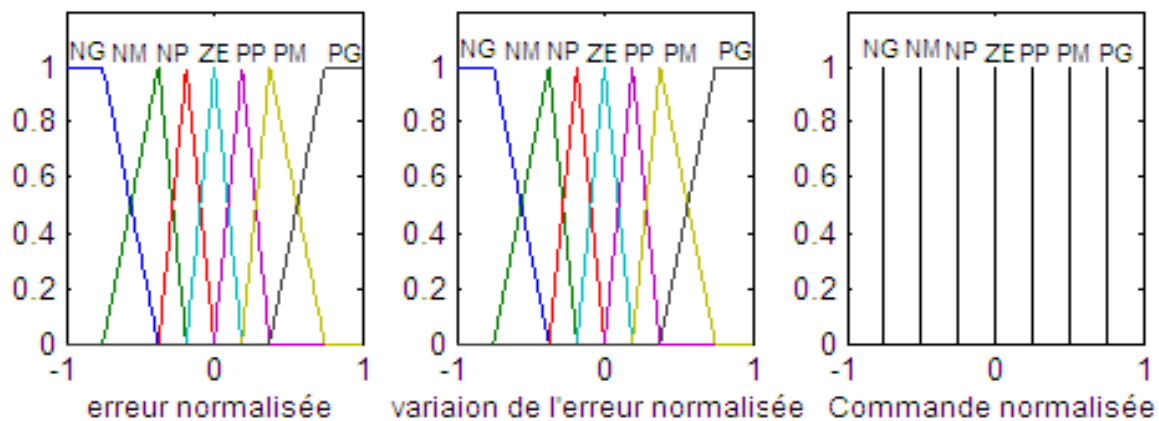


Figure IV.8 : Fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques (Sept ensembles flous)

IV.4.2.1 Résultats de simulation

D'après les résultats de simulation obtenus lors d'un démarrage pour une consigne de 1000 tr/min avec variation de charge et puis lors d'une inversion du sens de marche de 1000 tr/min à -1000 tr/min, on constate que la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement et l'application du couple résistant n'affecte guère la vitesse de rotation souhaitée.

Chapitre IV : Résultats et interprétations

L'application du couple résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé ainsi que le courant statorique qui a un comportement sinusoïdal.

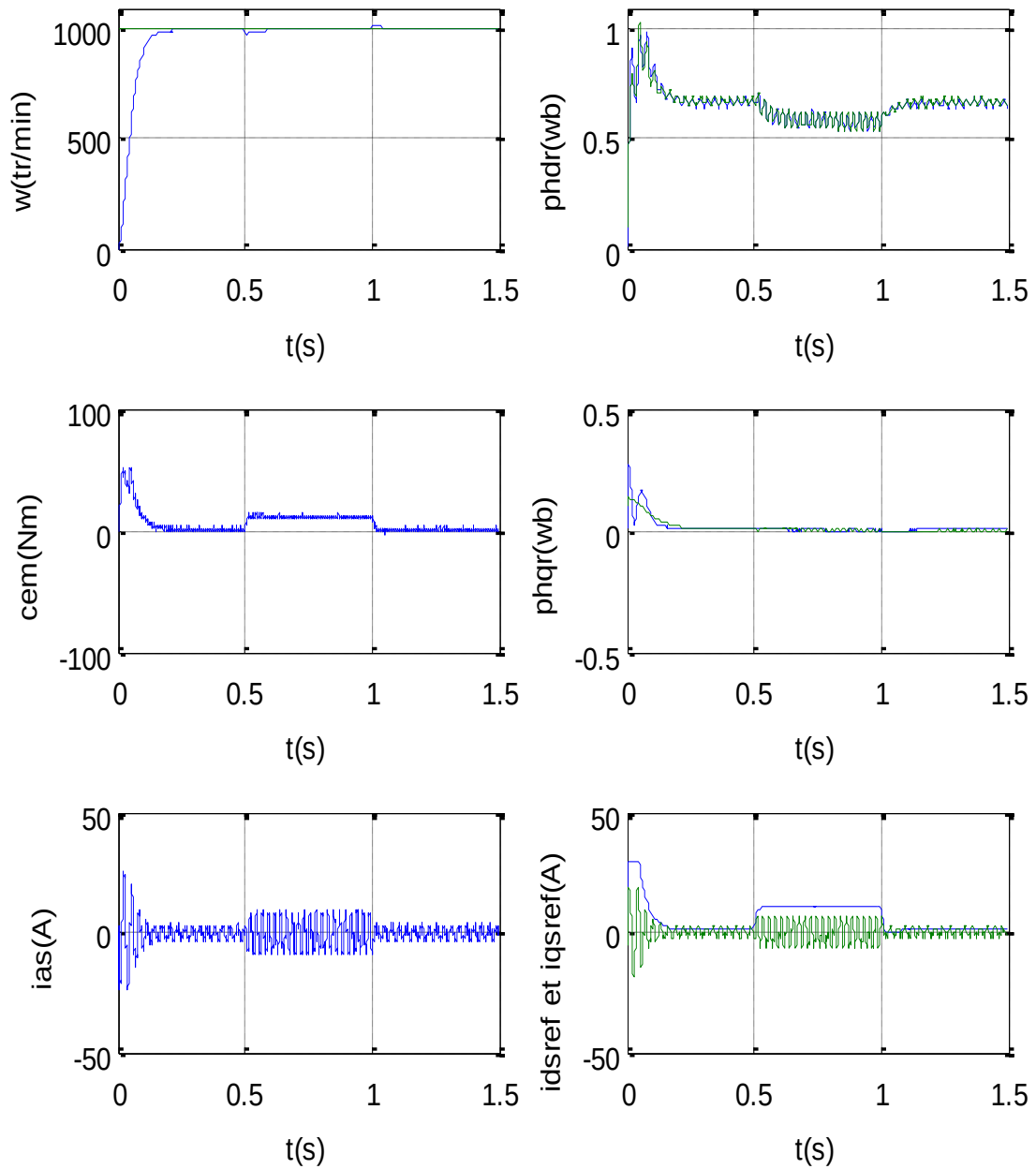


Figure IV.9. Comportement dynamique de la MAS pentaphasée lors d'un démarrage suivi d'une application d'un couple résistant

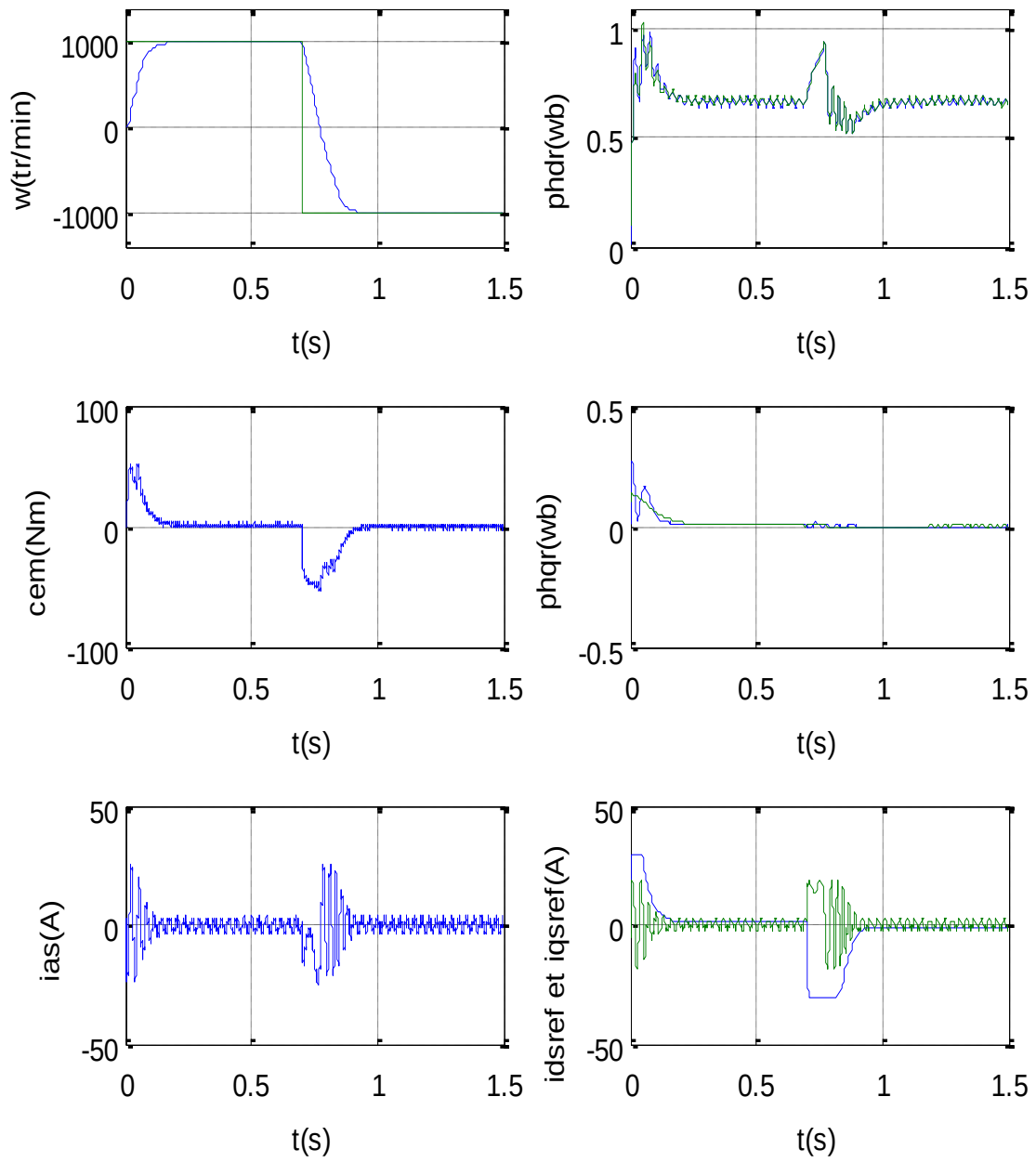


Figure IV.10. Comportement dynamique de la MAS pentaphasée lors d'une inversion du sens de rotation

Chapitre IV : Résultats et interprétations

IV.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons exposé les résultats de simulation de la commande par logique floue pour le réglage de vitesse d'une machine asynchrone pentaphasée (cinq phases) alimenté par un onduleur de tension commandé en courant par hystérésis.

Le choix de la commande par logique floue présente plusieurs avantages : raisonnement proche du celui de l'homme c'est-à-dire traite l'imprécis, l'incertain et le vague, sa capacité à commander des systèmes non linéaires, obtention de meilleures performances dynamiques et ses qualités intrinsèques de robustesse.

D'après les résultats obtenus, nous pouvons conclure que la commande par logique floue pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone pentaphasée par l'utilisation du régulateur de type Mamdani nous donne de meilleures performances aussi bien en présence de perturbations ainsi que lors d'une inversion du sens de rotation.

Conclusion générale

Pour atteindre nos objectifs, nous nous sommes tout d'abord intéressés aux machines polyphasées en présentant leurs caractéristiques générales, on a distingué deux type 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.

le deuxième chapitre a été consacré pour la présentation des performances de l'association MASP-Onduleur, nous avons intéressé par la présentation des différentes stratégie de commande d'un onduleur de tension, ainsi sa modélisation .et en fin on à appliquer la commande en courant par hystérésis 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 de la logique floue et la composition d'un système de commande floue. L'accent a particulièrement été mis sur les différentes étapes dans le traitement des règles d'un contrôleur flou et les différents types de commande en utilisant la logique floue.

Cette étude a été menée par des simulations numériques pour un moteur pentaphasée que nous avons touché dans le dernier chapitre.

Les résultats obtenus ont permis de juger que la commande proposée présente de bonne performance.

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

- la commande floue adaptative ou l'étude de la stabilité est fondée sur l'approche de lyapunov de la machine asynchrone polyphasée.
- hybridation de deux commandes différentes (exemple logique floue et réseaux de neurone).
- L'amélioration de la commande floue vers la commande floue type-2- pour commander la machine asynchrone polyphasée.

Bibliographie

- [1] : Laghouag Ibrahim- Mémoire de master
Commande par logique floue type -2-appliquée à la machine asynchrone
Université Mohamed Boudiaf m'sila. - 2016
- [2] :boussiala Boubakr- Thèse de Magistère -Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux« Application sur la Machine Heptaphasée » École Nationale Polytechnique d'Alger-2010.
- [3] : Koussaila iffouzar- Thèse de doctorat-Etude et Contrôle des Machines Asynchrones Polyphasées en Modes Normal et Dégradé. Application dans un Système Embarqué
Université de bejaia . -2016
- [4] : mehenni hicham /mouhoub abdellatif- Thèse de master -Commande d'une machine asynchrone pentaphasée alimentée par un convertisseur matriciel indirect.
Université A/Mira de Bejaia-2017
- [5] : berrezzek farid- Thèse de magister - Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone.
Université badji mokhtar annaba- 2006.
- [6] G. Filliau, A. Alain Bondu, L. Mazodier, « Le navire tout électrique-propulsion et production d'énergie », traité « les techniques des ingénieurs », ref. D5610, 2000.
- [7] X. Kestelyn - Thèse de Doctorat - « Modélisation vectorielle multi machine pour la commande des ensemble convertisseurs-machines polyphasés »
l'université des Science et Techniques de Lille-2003.
- [8]E.E. Ward, H. Harer, "Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor", PRC, IEE, 116,(6),pp.980-984, 1969.
- [9] E.A. Klingshirn, "High phase order induction motors- Part I- Description and theoretical
- [10] J.P. Martin, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, P. Letellier, " Synthèse des méthodes de filtrage du couple des MSAP Polyphasées en modes normal et dégradé », Revue International de Génie Electrique, vol. 10/1-2, pp, 117-149, 2007.
- [11] T.M. Jahns, « Improved reliability in solid-state ac drives by means of multiple independent phase-drive units », IEEE transaction on Industry Applications, Vol.IA16,pp 321-331, 1980.
- [12] A. Bruyere- Thèse de Doctorat- Modélisation et commande d'un altemo-demarreur heptaphasée pour application automobile micro-hybride.
Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers France -2009.
- [13] F. Locment, E. Semail and F. Piriou, "Design and study of a Multi-phase Axial-flux machine", IEEE transaction on Magnetics, vol 42, no, 4, pp.1427-1430, 2006.

- [14] : M^{me} fodil malika- Thèse de Magistère- Commande adaptative par logique floue de la machine asynchrone triphasée .
Université Mohamed boudiaf m'sila-2008.
- [15] : Boufateh messaoudi- Utilisation du contrôle directe du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone
Université Mohamed khider -biskra-2007 .
- [16] : Houiche Nasma- Mémoire de master -Commande DTC flou d'un moteur synchrone à aimant permanent.
Université Mohamed boudiaf m'sila-2016.
- [17] : M.r Idjeraoui Belaid-Commande vectorielle par onduleur de tension MLI d'une machine synchrone.
Université Abderrahmane Mira de Bejaia-2014.
- [18] D.Hadiouche- Thèse de doctorat- Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile, modélisation et structure.
Université de Henry Poincaré-2001 .
- [19] : Mouloud ider- Thèse de magister-Etude des systèmes flous type-2 : Application à la commande des systèmes non linéaires.
Université abderrahmane mira de bejaia-2006.
- [20] January - Article in J3eA .
Machines polyphasées : de la modélisation multimachine à la commande – 2005.
- [21] : Kadri dia elhaq melouah youcef abd rahman- mémoire de master- Commande par mode glissant d'un moteur synchrone double étoile alimenté par onduleur hexaphase .
université kasdi merbah –ouargla-2016.

Paramètres de la machine pentaphasée

- Nombre de phases : 5 (moteur pentaphasé)
- 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.m²
- Coefficient de frottement : 0,008 km²/s