

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



UNIVERSITE ABDERRAHMANE

MIRA – BEJAIA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE  
ELECTRIQUE



# MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

*En vue d'obtention du diplôme Master en Electrotechnique*

*Option : Electrotechnique industrielle.*

*Thème :*

*Commande par logique floue d'un moteur  
synchrone à aimants permanents*

Présenté par :

Mokrane Ferial  
Mammeri Samia

Encadré par :

Mr. Amimeur Hocine

*Promotion 2023-2024*

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

وَأَنْ لَيْسَ لِلْإِنْسَانِ إِلَّا مَا سَعَى

وَأَنْ سَعْيُهُ سَوْفَ يَرَى

صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمُ

## *Remerciement*

*Avant toute chose, on remercie Dieu le tout puissant de nous  
avoir donné le courage, la patience et la force durant toutes ces années  
d'études*

*Nous tenons à adresser nos remerciements les plus chaleureux et  
profonde gratitude à Monsieur Animeur Hocine pour son soutien,  
sa gentillesse, ses encouragements, ses conseils et sa patience pendant la  
période de la réalisation de ce travail*

*Nos sincères remerciements aux messieurs les membres de jury qui  
nous ont l'honneur en acceptant d'examiner ce travail*

## *Dédicaces*

*À la mémoire de la personne la plus valeureuse de ma vie, mon père*

*« Tahar » que dieu l'accueille dans son vaste paradis.*

*Je souhaite exprimer ma gratitude envers ma chère mère « Malika »,*

*À mon bras droit, ma fierté et ma puissance mon frère « Farid ».*

*Pour soutien tout au long de mes années d'études pour que je puisse  
réaliser ce travail.*

*Je présente mes gratitude À mon âme sœur, mon binôme*

*Je le dédie à tous ceux qui m'ont apporté leur aide, que ce soit de près  
ou de loin, pour que ce travail soit accompli.*

*Samia*

## *Dédicace*

*Je dédie mon travail*

*À l'homme de ma vie, la source de mes efforts à toi mon père qui  
est toujours prêt à tout donner afin de me voir devenir ce que je  
suis*

*À la lumière de mes jours, la flamme de mon cœur ; ma mère que  
j'adore*

*À mes sources de joie et bonheur mes frères et ma sœur*

*À mes chers cousins et chères cousines*

*À mon cher binôme et toute sa famille*

*À mes amis au nom de l'amitié qui nous réunit, et au nom de nos  
souvenirs inoubliables*

*À mes professeurs, pour leur enseignement précieux et leurs  
conseils avisés*

# TABLE DES MATIÈRES

## Table des matières

Liste des figures

Liste des symboles et des abréviations

Introduction générale..... 1

### CHAPITRE I : GÉNÉRALITÉS SUR LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANT PERMANENT

I.1 Introduction..... 4

I.2 Machine synchrone ..... 4

I.2.1 Principe de fonctionnement de la machine synchrone..... 4

I.3 Description d'une machine synchrone à aimants permanents..... 5

I.3.1 Stator ..... 6

I.3.2 Rotor ..... 6

I.4 Classification des MSAP..... 8

I.4.1 Rotor à pôles saillants ..... 9

I.4.2 Rotor à pôles lisses ..... 9

I.5 Présentation de la MSAP ..... 10

I.5.1 Aimants permanents ..... 10

I.5.1.1 Propriété d'aimant permanent ..... 10

I.5.1.2 Classification des aimants permanents..... 11

I.5.2 Principe de fonctionnement..... 12

I.6 Différents types de la MSAP ..... 13

I.6.1 Moteur à rotor intérieur..... 13

I.6.2 Moteur à rotor extérieur ..... 13

I.6.3 Moteur à entrefer axial ..... 14

I.7 Autopilotage..... 15

I.8 Avantages de la MSAP ..... 15

I.9 Inconvénient de la MSAP..... 16

I.10 Domaines d'application.....	16
I.11 Conclusion .....	16

## CHAPITRE II : MODÉLISATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR À MLI - MSAP

II.1 Introduction.....	18
II.2 Modélisation de la MSAP .....	18
II.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	18
II.2.2 Mise en équation de la MSAP dans le repère triphasé (abc) .....	19
II.2.2.1. Equations électriques .....	19
II.2.2.2 Equations mécaniques .....	20
II.2.2.3 Equations électromagnétiques.....	20
II.2.4 Choix du référentiel.....	22
II.2.5 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park .....	23
II.2.6 Modèle d'état de la MSAP dans le repère (d-q).....	25
II.2.7 Simulation de la MSAP alimenté par le réseau triphasé .....	26
II.2.8 Résultat de simulation et interprétation.....	27
II.3 Modélisation de l'alimentation de la MSAP .....	30
II.3.1 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension .....	30
II.3.1.1 Définition de l'onduleur .....	30
II.3.1.2 Types d'onduleurs utilisés .....	31
II.3.1.3 Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé.....	31
II.3.2 Stratégies de commande de l'onduleur triphasé.....	33
II.3.3 Modulation de largeur d'impulsion triangle-sinusoïdale.....	34
II.3.4 Simulation de l'onduleur à MLI .....	35
II.3.5 Résultats de simulation de l'onduleur à MLI et interprétation.....	36
II.4 Simulation de l'association onduleur MLI- machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ....	38
II.4.1 Résultat de simulation et interprétation.....	38
II.5 Conclusion .....	40

**CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHROME À  
AIMANTS PERMANENTS**

III.1 Introduction.....	42
III.2 Principe de la commande vectorielle.....	42
III.4 Découplage.....	44
III.4.1 Techniques de découplage.....	45
III.4.1.1 Découplage par compensation.....	45
III.5 Description du système global.....	46
III.6. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle.....	47
III.6.1. Avantages de la commande vectorielle.....	47
III.6.2. Inconvénients de la commande vectorielle.....	48
III.7 Calcul des régulateurs.....	48
III.8 Dimensionnement des régulateurs.....	49
III.8.1 Régulateur du courant $I_d$ .....	50
III.8.2 Régulateur du courant $I_q$ .....	50
III.8.3 Régulateur de la vitesse.....	52
III.9 Simulation de la commande vectorielle de la MSAP.....	55
III.9.1 Résultats de simulation de la MSAP avec l'onduleur MLI.....	55

**CHAPITRE IV : COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DE LA MACHINE SYNCHROME  
À AIMANTS PERMANENTS**

IV.1 Introduction.....	60
IV.2 Logique floue.....	61
IV.2.1 Théorie des sous-ensembles flous.....	61
IV.2.2 Variables linguistiques.....	61
IV.2.3 Opérations sur les ensembles flous.....	62
IV.2.4 Fonction d'appartenance.....	63
IV.3 Principe de la logique floue.....	64

IV.4 Raisonnement floue .....	65
IV.4.1 Implication floue .....	65
IV.4.2 Modus ponens généralisé .....	65
IV.5 Structure générale d'un système de commande floue.....	66
IV.6 Régulateur à logique floue .....	67
IV.6.1 Loi de commande.....	68
IV.6.2 Fuzzification .....	68
IV.6.3 Règles de contrôle.....	71
IV.6.4 Inférence floue .....	71
IV.6.5 Déffuzification .....	71
IV.7 Simulation de la commande par logique floue de la MSAP .....	72
IV.7.1 Résultats de simulation de la MSAP avec un régulateur flou .....	72
IV.8 Etude comparative entre la commande vectorielle et logique floue .....	76
IV.8.1 Comparaison au niveau de la variation de vitesse.....	76
IV.8.2 Comparaison au niveau de la variation de la charge .....	76
IV.9 Conclusion .....	78
Conclusion générale .....	80
Annexes	
Références bibliographiques	

# LISTE DES FIGURES

## Liste des figures

Figure I.1 : Principe de fonctionnement la machine synchrone	4
Figure I.2 : Principe de fonctionnement du moteur synchrone	5
Figure I.3 : Structure de la machine synchrone à aimants permanents	5
Figure I.4 : Présentation de la structure du stator	6
Figure I.5 : Présentation de la structure du rotor	6
Figure I.6 : Différentes structure des rotors	8
Figure I.7 : Diverses structures du rotor	9
Figure I.8 : Différents types de rotor d'une MSAP	9
Figure I.9 : Courbe de désaimantation	10
Figure I.10 : Courbes de désaimantation	12
Figure I.11 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents	12
Figure I.12 : Moteur à rotor intérieur	13
Figure I.13: Moteur à rotor extérieur	14
Figure I.14 : Moteur à entrefer axial	14
Figure II.1: Schéma de la MSAP dans le repère triphasé ( $abc$ )	19
Figure II.2: Schéma de la MSAP dans le repère diphasé ( $d-q$ )	21
Figure II.3 : Schéma fonctionnel du modèle de Park	24
Figure II.4 : Schéma de la simulation de la MSAP dans le repère $d-q$	26
Figure II.5: Schéma de la simulation de la MSAP alimentée par le réseau triphasé.	27
Figure II.6: Vitesse angulaire $\omega_r$	28
Figure II.7: Couple électromagnétique $C_{em}$	29
Figure II.8: Courants statiques d'axes ( $d-q$ )	29
Figure II.9: Schéma de l'onduleur de tension	30
Figure II.10 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé	31
Figure II.11: Schéma de simulation de l'onduleur triphasé	33

---

Figure II.12: Principe de la commande à MLI avec $r=0.8$ et $m=63$	35
Figure II.13: Schéma de simulation de l'onduleur triphasé à commande MLI	36
Figure II.14: Tension simple $v_a$	37
Figure II.15: Tension composée $u_{ab}$	37
Figure II.16: Schéma de simulation de l'association MSAP-onduleur à MLI	38
Figure II.17: Vitesse angulaire de la machine $\omega_r$	39
Figure II.18: Couple électromagnétique $C_{em}$	39
Figure II.19: Courants statoriques d'axes (d-q)	40
Figure III.1: Machine à courant continu	43
Figure III.2: Modèle de la MSAP quand $I_d$ est nul	44
Figure III.3: Description de couplage	45
Figure III.4: Principe de découplage par compensation	46
Figure III.5 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux	47
Figure III.6: Régulateur PI	49
Figure III.7: Boucle de régulation du courant $I_d$	50
Figure III.8: Boucle de régulation du courant $I_q$	51
Figure III.9: Boucle de régulation de vitesse	53
Figure III.10: Boucle de régulation de vitesse	53
Figure III.11 : Schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP avec onduleur MLI	55
Figure III.12: Vitesse de rotation $\omega_r$	56
Figure III.13: Couple électromagnétique $C_{em}$	57
Figure III.14: Courant direct $I_d$	57

---

Figure III.15: Courant quadratique $I_q$	58
Figure III.16: Courant statorique triphasés $i_{abc}$	58
Figure IV.1: Fonctions d'appartenance de T (vitesse)= {NG, NP, ZE, PP, PG}	62
Figure IV.2 : Forme des fonctions d'appartenance usuelles	64
Figure IV.3 : Schéma synoptique du système flou	67
Figure IV.4 : Schéma bloc d'un régulateur flou	68
Figure IV.5.a: Fonctions d'appartenances de la variable d'entrée 'e'	69
Figure IV.5.b : Fonctions d'appartenances de la variable d'entrée ' $\Delta e$ '	69
Figure IV.5.c : Fonctions d'appartenances de la variable de sortie ' $\Delta u$ '	70
Figure IV.6 : Matrice d'inférence des règles floues	70
Figure IV.7 : Schéma global de la commande par logique floue de la MSAP	73
Figure IV.8 : Vitesse angulaire $\omega_r$	74
Figure IV.9 : Couple électromagnétique $C_{em}$	74
Figure IV.10: Courant $I_d$	75
Figure IV.11 : Courant $I_q$	75
Figure IV.12 : Courants $i_{abc}$	76
Figure IV.13 : Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence	77
Figure IV.14 : Résultats simulation pour la variation de la charge	78

**LISTE DES SYMBOLES  
ET DES ABBREVIATIONS**

# Liste des symboles et des abréviations

## Liste des symboles

### Symboles liés à la machine synchrone à aimants permanents

$\omega_r$	Pulsation mécanique des grandeurs rotoriques
$\omega$	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques
$C_r$	Couple résistant à l'arbre de la machine
$C_{em}$	Couple électromagnétique de la machine
$k_f$	Coefficient de frottement
$F$	Fréquence d'alimentation
$J$	Moment d'inertie
$\theta$	Position des grandeurs rotorique
$P$	Nombre de paires de pôles de la machine
$R_s$	Résistance statorique
$i_a, i_b, i_c$	Courants statoriques suivant les axes $a$ , $b$ et $c$
$v_a, v_b, v_c$	Tensions statoriques suivant les axes $a$ , $b$ et $c$
$\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}$	Flux statoriques suivant les axes $a$ , $b$ et $c$
$\varphi_{af}, \varphi_{bf}, \varphi_{cf}$	Flux créés par l'aimant à travers l'enroulement statorique
$\varphi_f$	Flux des aimants permanents
$[P(\theta)]$	Matrice de passage direct de Park
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de passage inverse de Park
$V_{dq}$	Composantes d et q des tensions statoriques
$\varphi_{dq}$	Composantes d et q du flux statorique
$I_{dq}$	Composantes d et q des courants statoriques
$L_d$	Inductance cyclique sur l'axe $d$

$L_q$	Inductance cyclique sur l'axe $q$
$V_{an}$	Tension simple de la phase $a$
$U_{ab}$	Tension composée entre les phases $a$ et $b$
$V_{dc}$	Tension continue
$f_p$	Fréquence de la porteuse
$f_{ref}$	Fréquence de la référence
$V_{ref}$	Valeur crête de la référence
$V_p$	Valeur crête de la porteuse
$m$	Indice de modulation

### Symboles liés à la commande

$e_{dq}$	Termes de compensation selon les axes $dq$
$V_{d1}$	Tension à la sortie du régulateur de courant $I_d$
$V_{q1}$	Tension à la sortie du régulateur de courant $I_q$
$V_{dref}$	Tension de référence selon l'axe $d$
$V_{qref}$	Tension de référence selon l'axe $q$
$I_{dref}$	Courant de référence selon l'axe $d$
$I_{qref}$	Courant de référence selon l'axe $q$
$\omega_{ref}$	Pulsation (vitesse angulaire de référence)
$s$	Opérateur de Laplace
$K_p$	Gain proportionnel du régulateur de position
$K_{pw}, K_{iw}$	Gain proportionnel du régulateur de vitesse
$K_{pd}, K_{id}$	Gain proportionnel du régulateur de courant
$\tau_e$	Constante du temps électrique
$\tau_m$	Constante du temps mécanique
$e$	L'erreur
$\Delta_e$	La variation de l'erreur

ξ

Facteur d'amortissement

## Liste des abréviations

### Abréviations liés à la MSAP et à la commande

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
MCC	Machine à Courant Continu
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermer
PID	Proportionnel Intégral Dérivée
PI	Proportionnel Intégral
FLC	Fuzzy Logique Controller
FOC	Flux Oriented Control

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

## Introduction générale

Les Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans l'industrie parce qu'ils offrent beaucoup d'avantages : une faible inertie rotorique, une dissipation de chaleur efficace et un couple massique important. De plus, l'élimination des balais réduit les bruits et supprime la nécessité de leurs maintenances. Les recherches actuellement ont pour but de remplacer les Machines à Courant Continu (MCC) par des MSAP dans le domaine industriel. Le moteur à courant continu est alimenté par un convertisseur statique et une régulation de son courant d'induit permet de maîtriser son couple. Pour la MSAP, la fonction du collecteur est réalisée par un onduleur synchronisé avec la position du rotor [**Ber-18**].

Grâce au développement des technologies numériques, la commande dite vectorielle est apparue dans le monde industriel, et ce type de commande a permis de simplifier au maximum le système car on pouvait avoir un modèle séparé similaire à celui d'un moteur à courant continu, avec une seule entrée qui facilite le contrôle de la machine [**Cha-21**].

Il existe de nombreux principes de commande des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) parmi lesquelles la méthode du flux orienté (ou pilotage vectoriel) [**Ber-18**].

La commande vectorielle proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celle des entraînements à courant continu. La commande est en général un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique de couple peut être très rapide. Depuis, cette méthode est à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines comme la robotique, les machines-outils, la traction électrique [**Ber-18**].

Malgré cette diversité des régulateurs et de leurs méthodes de calcul, les performances de ces derniers restent souvent limitées par la complexité des systèmes contrôlés (non-linéarité, variabilité des paramètres...). Pour résoudre ce problème, un réglage booléen flou a été introduit. En effet, la théorie des ensembles flous permet de manipuler des données là où les paramètres s'accordent mal avec l'arithmétique et la logique classique, ou là où les données sont

peu quantifiables et incertaines. Les règles de cette théorie généralisent l'idée d'un organisme appartenant à un groupe particulier [Cha-21].

Les régulateurs conventionnels type PI et retour d'états sont largement utilisés. Ils sont sujets à une détérioration des performances en présence des perturbations de charge et des variations paramétriques. Pour pallier ces dégradations, l'utilisation des commandes modernes et intelligentes est plus que nécessaire. Un certain nombre de ces commandes ont été déjà appliquées à la machine synchrone à aimants permanents telles que mode glissant, la commande adaptative et les réseaux de neurones, ect.

Le but de notre travail est d'étudier le comportement dynamique du MSAP et sa réponse au contrôle de vitesse, premièrement par un régulateur classique, puis par un régulateur basé sur la logique floue, par simulation numérique.

Ce mémoire sera divisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous allons présenter les généralités de la machine synchrone à aimants permanents. A la fin du chapitre, nous citons les principaux avantages et inconvénients des machines synchrones à aimants permanents et leurs domaines d'application.

La première partie dans le chapitre deux, fera l'objet de la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents dans le référentiel de Park, en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices. L'utilisation de la transformation de Park permet d'obtenir un modèle plus simple. La deuxième partie sera consacrée à l'étude de l'onduleur de tension commandé par Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI). Des résultats de simulation seront présentés et commentés.

Le troisième chapitre décrira, en premier lieu, le principe de la commande vectorielle, en second lieu, l'application de cette dernière à la MSAP. La théorie de cette commande permet d'assimiler la MSAP à une MCC à excitation séparée. La vitesse est réglée par un régulateur classique de type PI. Les performances de la commande vectorielle seront illustrées par des simulations.

Le quatrième chapitre sera consacré à la commande par la logique floue de la machine synchrone à aimants permanents, en utilisant des régulateurs flous de type Mamdani. L'efficacité et les performances de cette technique de commande seront testées à travers des

simulations sous l'environnement de simulation Matlab/Simulink. Par la suite, nous allons faire une étude comparative entre la commande vectorielle et la commande logique floue. Dans la phase finale, nous allons présenter une étude comparative entre les deux régulateurs (PI et flou).

Enfin, une conclusion générale viendra faire le point sur notre travail et mettra en évidence les principaux résultats que nous avons obtenus.

# CHAPITRE I :

GÉNÉRALITÉS SUR LA MACHINE

SYNCHRONE À AIMANTS

PERMANENTS

## I.1 Introduction

Une machine synchrone à aimants permanents est une variante des machines électriques où le rotor est équipé d'aimants permanents au lieu de bobines électromagnétiques. Ces aimants permanents génèrent un champ magnétique stable, simplifiant ainsi la conception et augmentant l'efficacité de la machine.

Au cours des années récentes, le remplacement des moteurs à courant continu par des moteurs synchrones à aimants permanents s'est généralisé dans le secteur industriel. Cette transition est motivée par leur meilleure densité de puissance, leur efficacité accrue sur une large plage de charge étendue, leur réponse dynamique rapide et leur stabilité de vitesse excellente.

Ce chapitre introductif va nous permettre d'exposer d'une manière générale la machine synchrone à aimants permanents.

## I.2 Machine synchrone

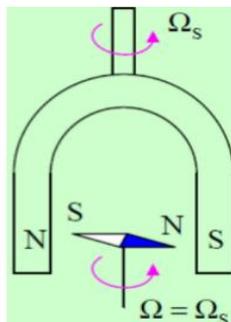
La machine synchrone est une machine électrique tournante qui tourne à la même vitesse que le champ magnétique tournant du stator. Elle est utilisée comme générateur électrique et moteur électrique, et peut fonctionner dans les quatre quadrants électriques. Elle est composée d'un stator et d'un rotor, où le stator est généralement triphasé et le rotor est alimenté par un courant continu ou des aimants permanents [Web-02] [Web-03].

### I.2.1 Principe de fonctionnement de la machine synchrone

Les mouvements de l'aimant et de l'aiguille aimantée sont synchrones [Uni-1] :

$$\Omega = \Omega_s$$

La figure I.1 suivante représente le principe de fonctionnement de la machine :



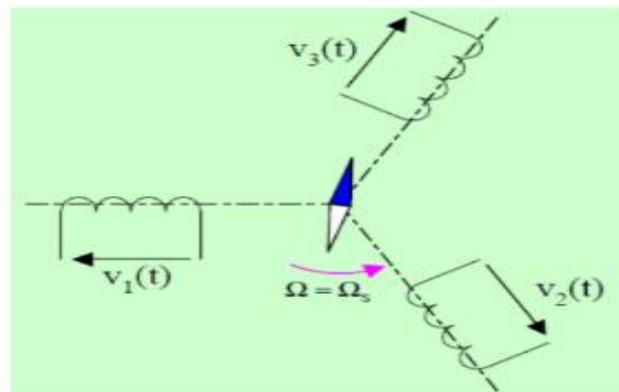
**Figure I.1:** Principe de fonctionnement de la machine synchrone

C'est pour cela que  $\Omega_s$  est appelée, vitesse de synchronisme voir figure **I.1**.

L'aiguille (le rotor) tourne à la vitesse de synchronisme :

$$\Omega = \Omega_s = \omega = 2\pi f$$

C'est le principe de fonctionnement du moteur synchrone (figure **I.2**).

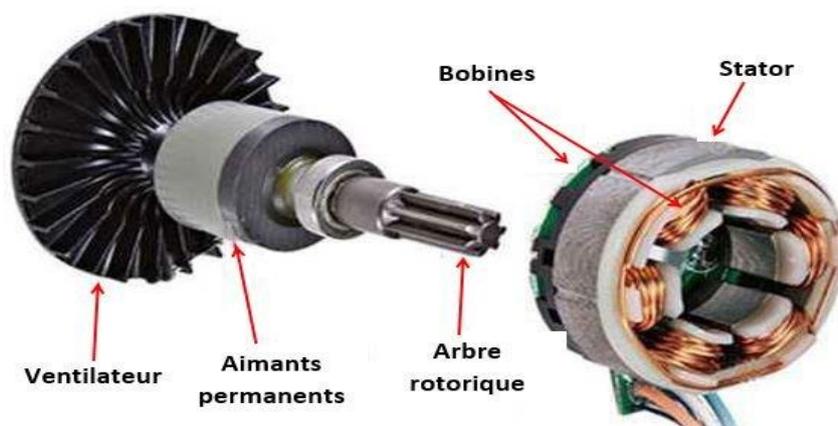


**Figure I.2:** Principe de fonctionnement du moteur synchrone

### I.3 Description d'une machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone est constituée de deux parties, une partie mobile au rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe au stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer [**Ber-18**].

La figure **I.3** représente la structure d'une MSAP.



**Figure I.3 :** Structure de la machine synchrone à aimants permanents

### I.3.1 Stator

Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de  $120^\circ$  dans l'espace logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault pour limiter les pertes dans le fer [Sae-95].

La figure I.4 montre la structure interne du stator d'une MSAP.



**Figure I.4** : Présentation de la structure du stator

### I.3.2 Rotor

Dont le nombre de pôles est égal à celui du stator, est excité par des aimants pour produire une force magnétomotrice d'excitation. La présence des aimants permanents élimine la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation [Dah-23].

La figure I.5 présente la structure du rotor.



**Figure I.5** : Présentation de la structure du rotor

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques :

- Aimants en surface ;
- Aimants insérés ;
- Aimants enterrés ;
- Aimants à concentration de flux.

➤ **Aimants montés en surface (machine à pôles lisses)**

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur la surface du rotor ; ils sont aimantés radialement, comme montré sur la figure **I.6.a**. Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de ce type est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimants. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme un amortisseur. Les réactances synchrones de l'axe d et de l'axe q sont pratiquement les mêmes.

➤ **Aimants insérés (machine à pôles saillants)**

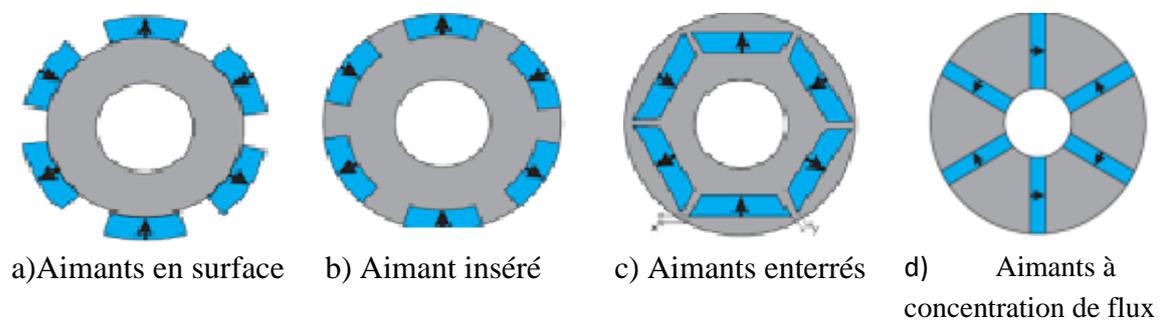
Comme les machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure **I.6.b**. Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple reluquant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe q est légèrement supérieure à celle de l'axe d.

➤ **Aimants enterrés (machine à pôles saillants)**

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor (figure **I.6.c**) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone de l'axe d est plus petite que celle de l'axe q. Les aimants de cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses.

➤ **Aimants à concentration de flux (machine à pôles saillants)**

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor et de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence (figure **I.6.d**). Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents. L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe q est plus grande que celle sur l'axe d [**Aouz-24**].



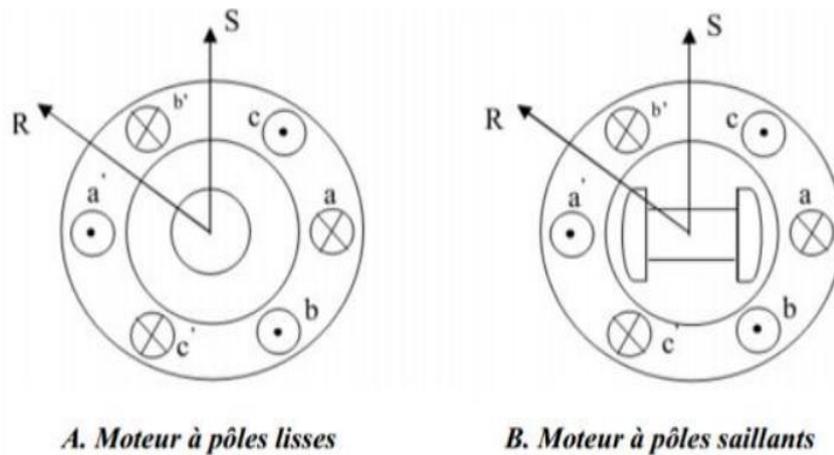
**Figure I.6** : Différentes structures des rotors des MSAP.

#### I.4 Classification des MSAP

Les MSAP peuvent être classés selon la forme de la force électromotrice en sinusoïdale ou bien trapézoïdale. En particulier, les moteurs synchrones à f.é.m. sinusoïdales sont classés en deux sous catégories selon la position des aimants [**Dal-22**] :

- À pôles lisses, où les aimants sont montés à la surface du rotor ;
- À pôles saillants, où les aimants sont enterrés dans la masse rotorique.

Les différentes géométries possibles pour les rotors sont présentées dans la figure I.7.



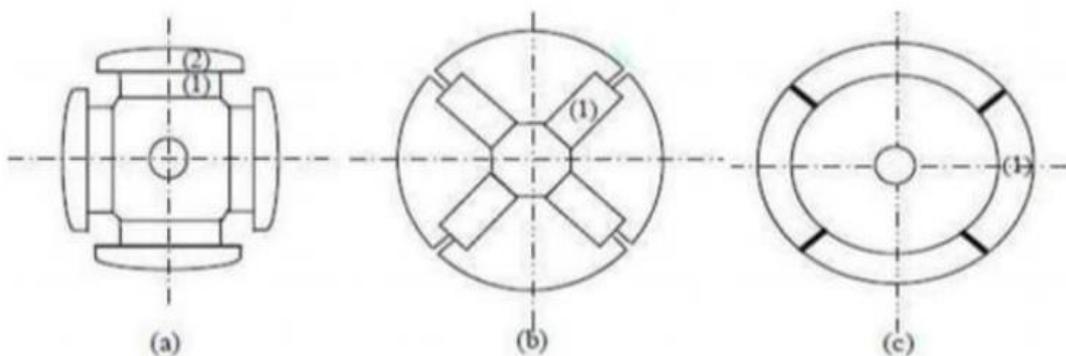
**Figure I.7** : Diverses structures du rotor

#### I.4.1 Rotor à pôles saillants

Le rotor à pôles saillants est un électro-aimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaires (figure I.7.b). Le nombre de pôles est toujours paires, il varie suivant la machine réalisée [Kob-17].

#### I.4.2 Rotor à pôles lisses

Le rotor à pôles lisses est un cylindre plein dans lequel les encoches sont usinées. Il possède le plus souvent deux pôles. Le rotor possède différentes configurations. La figure I.8 montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles [Dal-22].



**Figure I.8** : Différents types de rotors d'une MSAP

- a) Aimants permanents (1) et pièce polaire saillante ; b) Aimants permanents (1) noyés ; c) Aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

## I.5 Présentation de la MSAP

### I.5.1 Aimants permanents

Un aimant permanent est un objet fabriqué dans un matériau magnétique dur qui génère spontanément un champ magnétique [Web-04].

#### I.5.1.1 Propriété d'aimant permanent

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe désaimantation du deuxième quadrant du plan ( $B - H$ ) comme le montre la figure I.9. Cette courbe est caractérisée par [Mer-17] [Ham15] :

- L'induction rémanente ( $B_r$ ), c'est-à-dire l'induction résiduelle au circuit fermé, (induction de la puissance potentielle de l'aimant) ;
- Le champ coercitif ( $H_{cb}$ ), caractérise le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée plus l'aimant est stable ;
- Produit d'énergie volumique  $(BH)_{max}$ , ce produit est couramment appelé énergie spécifique de l'aimant ; cette énergie caractérise la qualité du matériau. En effet pour un entrefer donné, le volume est d'autant plus faible, que l'énergie spécifique est élevée.

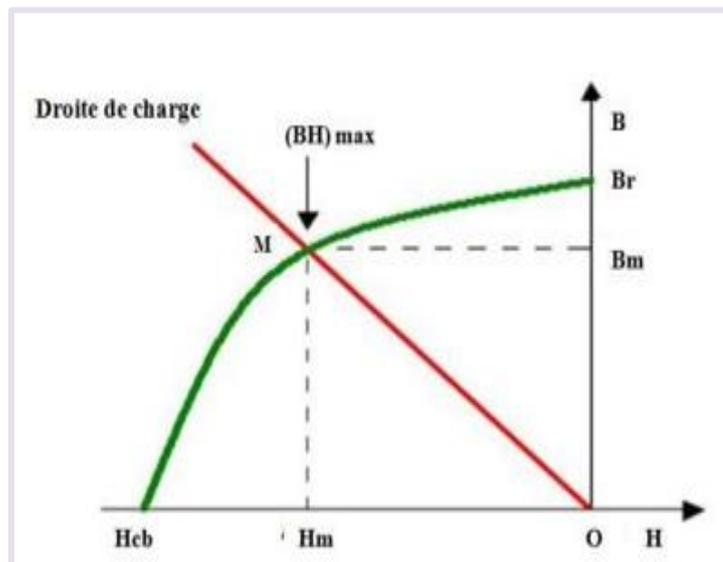


Figure I.9 : Courbe de désaimantation

### I.5.1.2 Classification des aimants permanents

On peut distinguer trois grandes catégories de matériaux utilisés pour la réalisation des aimants, comme le montre la figure I.10 [Aouz-24] :

- **Les Al Nico** : sont des alliages à base de Fer, d'Aluminium et de Nickel, avec des additions Cobalt, Cuivre ou de Titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes. Pour les isotropes  $B_r \approx 0.7$  T (valeur élevée),  $H_{cj}$  de 50 à 80 A/m (valeurs faibles) et  $(BH)_{max}$  de 12 à 18 kJ/m<sup>3</sup>. Le Titane augmente la trempabilité, le Niobium la coercivité. Sensibles aux champs antagonistes, leur part de marché est assez réduite et leur coût est moyen. La température de Curie pour ce type d'aimant est de 750 à 850 °C ;
- **Les ferrites** : sont des composés d'oxyde de Fer, de Baryum et de Strontium. Ils sont par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Suivant la composition et la fabrication, on obtient les propriétés suivantes :  $B_r$  de 0.2 à 0.4 T (valeurs faibles),  $H_{cj}$  de 140 à 300 A/m (valeurs importantes),  $(BH)_{max}$  de 10 à 40 kJ/m<sup>3</sup>. Ces aimants possèdent des performances modestes mais imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient rigidité magnétique élevée permettant de les utiliser dans les machines. En raison de valeur d'aimantation rémanente faible, il faut cependant recourir à des structures complexes machines, à concentration de flux, pour atteindre des couples massiques et volumiques importants. La température de Curie pour ce type d'aimant est de 300 °C ;
- **Les Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B)** : ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C). Leur champ rémanent et leur excitation coercitive sont élevés aussi. Leur inconvénient reste le coût important ;
- **Terres rares tel que les Samarium-Cobalt (SmxCoy)** : sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (de -60°C à 250°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition. Leur champ rémanent et leur excitation coercitive sont élevés.

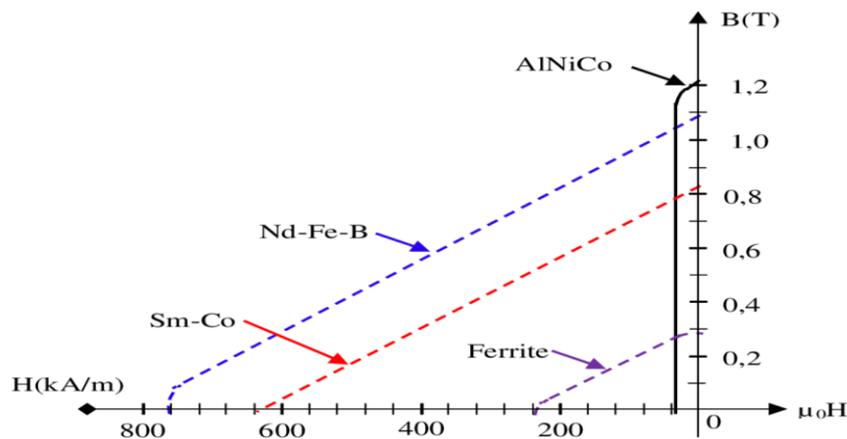


Figure I.10 : Courbes de désaimantation

## I.5.2 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement des moteurs à aimants permanents est relativement simple : seules les bobines reçoivent une alimentation électrique. Les champs magnétiques générés par ces bobines dirigent le rotor, constitué d'aimants. Dans une configuration avec un rotor bipolaire et un stator à un pair de pôles, les phases a et b sont munies d'enroulements opposés pour les protéger. L'activation du courant dans ces phases détermine l'orientation du rotor. Lorsque le courant passe d'une phase à l'autre, le rotor subit un déplacement angulaire de base de  $90^\circ$ , passant ainsi d'une configuration à une autre. Les demi-bas sont obtenus en alimentant simultanément deux phases. Cette architecture est largement répandue dans l'industrie des moteurs.

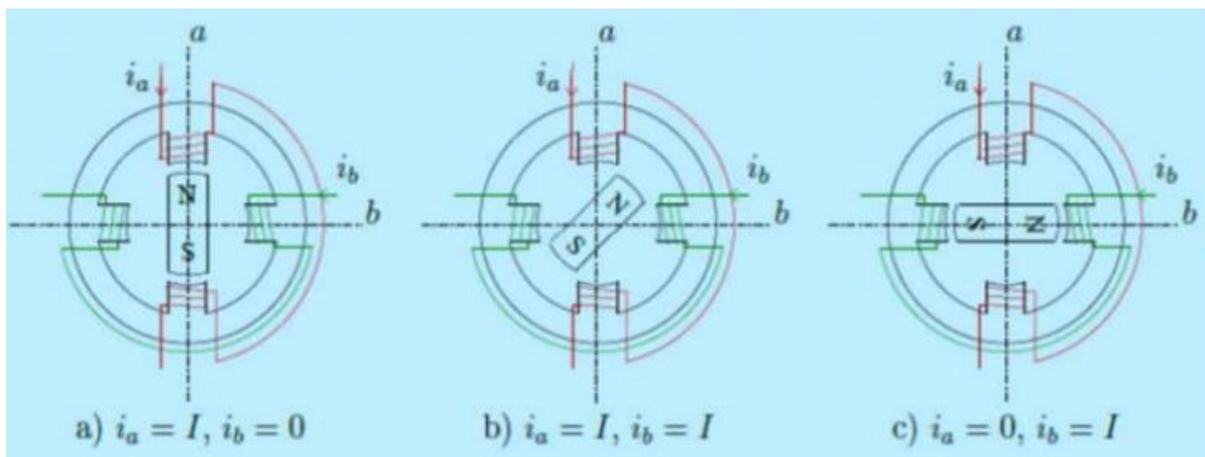


Figure 1.11 : Principe de fonctionnement du moteur MSAP à aimants permanents

## I.6 Différents types de la MSAP

Les différents types de machines à aimants permanents principalement distingué par la structure de leur rotor. Trois grandes familles existent : le moteur à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.

### I.6.1 Moteur à rotor intérieur

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. D'ailleurs, les stators des machines à induction sont parfois directement utilisés dans la fabrication des machines Brushless, pour des raisons d'économie [Fre-04].

La figure I.12 montre un exemple de moteur à rotor intérieur.

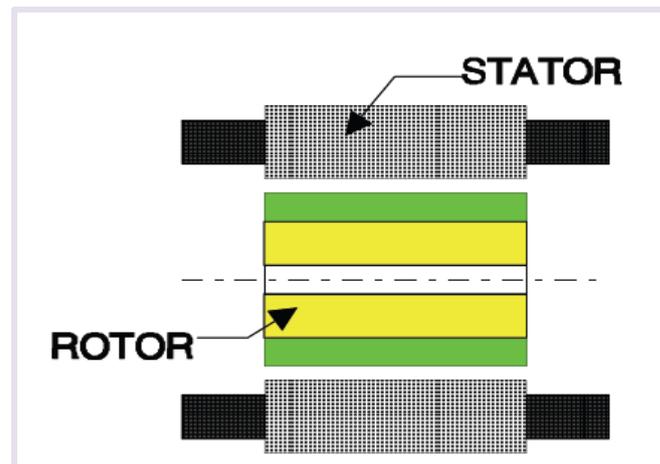


Figure I.12 : Moteur à rotor intérieur

### I.6.2 Moteur à rotor extérieur

Les tôles utilisées au stator ressemblent à celles de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section. Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge.

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa facilité de fabrication. Cependant, les machines à rotor extérieur sont utilisées que

pour les applications à vitesse constante car le mobile à une inertie importante de par sa position externe [Khe-18].

La figure I.13 présente la section d'un moteur à rotor extérieur.

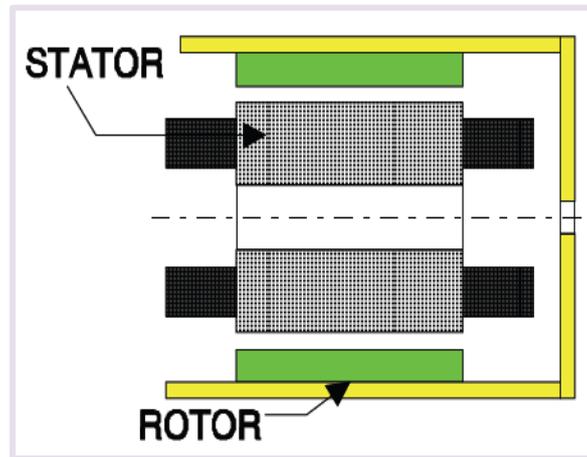


Figure I.13 : Moteur à rotor extérieur

### I.6.3 Moteur à entrefer axial

Dans certaines applications à encombrement réduit, des machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, tables tournantes, ventilateur) Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit une plaque métallique permet au champ de se refermer [Fre-04].

La figure I.14 représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.

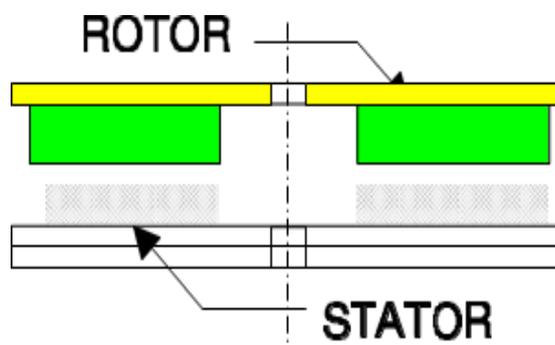


Figure I.14 : moteur à entrefer axial

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basse vitesse (inférieure à 1000tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû au courant de Foucault.

Les avantages du moteur à entrefer axial sont un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple reluctant à faible vitesse.

### **I.7 Autopilotage**

L'autopilotage d'une machine synchrone implique le maintien d'un décalage angulaire constant ou peu variable entre la f.é.m. de la machine et les courants statoriques. Cette condition permet de contrôler le couple électromagnétique développé par la machine et mettre en place une boucle d'asservissement de position ou de vitesse autour de la boucle de la commande du couple de la machine. Pour réussir cette tâche, un capteur de position lié au rotor doit contrôler le synchronisme de la machine, ce qui permet d'imposer la tension ou le courant nécessaire pour contrôler le couple de la machine. Il existe plusieurs variantes de ce principe, qui prennent en compte le type de la machine et de convertisseur utilisé [**Bac-95**].

### **I.8 Avantages de la MSAP**

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines [**Tle-99**].

- Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est amélioré ;
- Une faible inertie et un couple massique élevé ;
- Une meilleure performance dynamique;
- Construction et maintenance plus simple ;
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contact bague – balais dans ces machines ;
- Facteur de puissance et rendement élevés par rapport à ceux des moteurs asynchrones ;
- Puissance massique élevée et précision de sa commande.

### **I.9 Inconvénient de la MSAP**

- Prix des aimants la rend plus cher ;
- La présence de pulsation de couple ;
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants [**Ben-09**] ;
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.

### **I.10 Domaines d'application**

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- Les équipements domestiques (machine à laver le linge) ;
- Les automobiles ;
- Les équipements de technologie de l'information (DVD drives) ;
- Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements ;
- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste) ;
- Les servomoteurs ;
- Les applications robotiques ;
- La production d'électricité ;
- La propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins ;
- Les machines-outils ;
- Les applications de l'énergie éolienne.

### **I.11 Conclusion**

Dans ce chapitre, la machine synchrone à aimants permanents a été présentée. Sa constitution fondamentale, ses différentes conceptions ainsi que ses classifications ont été abordées. Il est possible de distinguer les différents types de machines synchrone à aimants permanents en se basant sur la structure de leurs rotors.

On a mis en évidence les avantages, les inconvénients et les domaines d'applications de la machine synchrone à aimant permanents.

Pour le prochain chapitre, notre objectif sera de développer une modélisation et une simulation avancée de la MSAP. Nous commencerons par une alimentation directe avant de progresser vers une simulation avec un onduleur de modulation de largeur d'impulsion (MLI) à deux niveaux.

# CHAPITRE II

MODÉLISATION DE L'ASSOCIATION

ONDULEUR À MLI - MSAP

## II.1 Introduction

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande et sa simulation dans les différents régimes de fonctionnements.

Les lois modernes de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse. Tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire [Cho-11].

Ce chapitre sera consacré à la mise en équations de la MSAP, puis on abordera la modélisation de l'onduleur de tension en appliquant la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). L'ensemble machine onduleur sera simulée pour voir l'influence de ce convertisseur sur la machine.

## II.2 Modélisation de la MSAP

La modélisation de la MSAP fait l'objet de nombreuse étude dont l'utilisation d'un outil mathématique est très nécessaire afin de représenter les caractéristiques électriques, mécaniques et magnétiques de la MSAP. En utilisant des hypothèses simplificatrices, plus le nombre d'hypothèse est grand plus le modèle sera aisé.

### II.2.1 Hypothèses simplificatrices

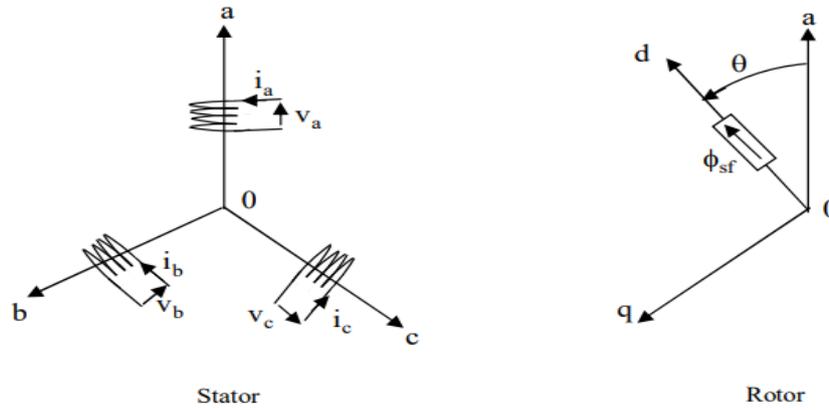
Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références sont [Mes-15] [Att-11] :

- La saturation et l'hystérésis du circuit magnétique sont négligeable ainsi que les pertes par courants de Foucault ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable ;
- La machine synchrone à aimants permanents est supposée symétrique et linéaire ;
- La distribution des forces électromagnétique, Le long de l'entrefer, est supposé sinusoïdale ;

- Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés.

### II.2.2 Mise en équation de la MSAP dans le repère triphasé (abc)

La figure II.1 représente le schéma de la MSAP dans le repère triphasé (abc).



**Figure II.1:** Schéma de la MSAP dans le repère triphasé (abc)

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

- ✓ Equations électriques,
- ✓ Equations mécaniques,
- ✓ Equations électromagnétiques.

#### II.2.2.1. Equations électriques

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$[\mathbf{v}_s] = [\mathbf{R}_s] [\mathbf{I}_s] + \frac{d}{dt}[\boldsymbol{\varphi}_s] \quad (\text{II.1})$$

$$[\boldsymbol{\varphi}_s] = [\mathbf{L}_s] [\mathbf{I}_s] + \boldsymbol{\varphi}_{sf} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$[\mathbf{v}_s] = [v_a \ v_b \ v_c]^t \Rightarrow$  Vecteur tensions des phases statoriques ;

$[\mathbf{I}_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^t \Rightarrow$  Vecteur courants des phases statoriques ;

$[\boldsymbol{\varphi}_s] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^t \Rightarrow$  Vecteur flux des phases statoriques ;

$$[\mathbf{R}_s] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \Rightarrow \text{Matrice des résistances statoriques ;}$$

$$[Ls] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \Rightarrow \text{Matrice d'inductances du stator ;}$$

$$[\varphi f] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \Rightarrow \text{Vecteur flux engendré par l'aimant ;}$$

Où :

$\varphi f$  : Valeur crête du flux créée par l'aimant à travers l'enroulement statoriques ;

$\theta$  : Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé défini par :

$$\theta = \int_0^t \omega \, dt \quad (\text{II.3})$$

Et

$$\omega = P \cdot \omega_r \quad (\text{II.4})$$

Sachant que :

$\omega$  : Pulsation électrique des grandeurs rotorique ;

$P$  : Nombre de pair de pôles de la machine ;

$\omega_r$  : Pulsation mécanique des grandeurs rotorique.

### II.2.2.2 Equations mécaniques

L'équation qui complète le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \cdot \omega_r \quad (\text{II.5})$$

Sachant que :

$$\omega = P \cdot \omega_r$$

$J$  : Moment d'inertie ;

$C_r$  : Couple résistant à l'arbre de la machine ;

$C_{em}$  : Couple électromagnétique de la machine ;

$k_f$  : Coefficient de frottement ;

### II.2.2.3 Equations électromagnétiques

La connaissance du couple électromagnétique de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande :

$$C_{em} = [I_s]^t \left[ \frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_s]}{d\theta} \cdot [I_s] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\varphi_f]}{d\theta} \right] \quad (\text{II.6})$$

### II.2.3 Mise en équation de la MSAP dans le repère biphasé (d-q)

Le modèle biphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel (a, b, c) en un repère biphasé fictive (d, q), qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants) [Ber-18], il conduit à des relations indépendantes de l'angle  $\theta$  et à la réduction d'ordre des équations de la machine [Bou-14]. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park.

La Figure II.2 présente la MSAP en modèle de Park. Le repère (oa) est fixe. Le repère (d, q) tourne avec la vitesse de synchronisme  $\omega_r$ .

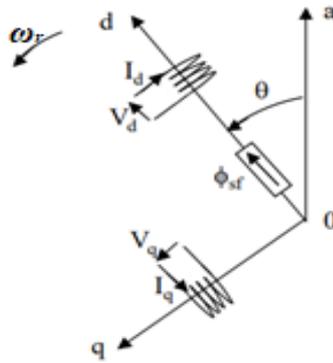


Figure II.2 : Schéma de la MSAP dans le repère biphasé (d-q)

- **Passage direct : triphasé (a, b, c) au biphasé (d-q)**

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé est donnée par :

$$[Xdq0]^t = P(\theta) \cdot [Xabc] \quad (\text{II.7})$$

Sachant que :

$[P(\theta)]$  : Matrice de passage direct de Park ;

$X$  : Représente les variables considérées de la machine (tensions, courants ou flux),

$X_0$  : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

$$[Vdq0] = P(\theta) \cdot [Vabc]$$

$$[Idq0] = P(\theta) \cdot [Iabc]$$

$$[\varphi dq0] = P(\theta) \cdot [\varphi abc]$$

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

- **Passage inverse : diphasé (d-q) au triphasé (a, b, c)**

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[Xabc] = [P(\theta)]^{-1} \cdot [Xdqo] \quad (\text{II.9})$$

La matrice de passage inverse de Park  $[P(\theta)]^{-1}$  est donnée par

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

## II.2.4 Choix du référentiel

Pour étudier la théorie des régimes de la MSAP, on distingue trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) :

- **Référentiel lié au stator :**

Dans ce référentielle d'axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator, la vitesse du repère de PARK est :

$$\omega_{\theta} = 0$$

- **Référentiel lié au rotor :**

Dans cette référence, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega_r$  :

$$\omega_{\theta} = \omega_r$$

- **Référentiel lié au champ tournant :**

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant électromécanique créé par les enroulements du stator. La vitesse du repère de Park est celle du champ tournant :

$$\omega_{\theta} = \omega$$

$\omega$  : Pulsation de l'alimentation.

### II.2.5 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor.

Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

- **Equations magnétiques**

Les équations magnétiques sont :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_{sf} \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

- **Equations électriques**

Les équations de tension sont données par :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

En remplaçant les expressions des flux [II.11](#) dans les équations des tensions [II.12](#), nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \varphi_{sf}) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

- **Equations de la puissance et du couple électromagnétique**

L'expression du couple peut être déduite à partir de la puissance électrique instantanée:

$$P_e = V_d I_d + V_q I_q \quad (\text{II.14})$$

En remplaçant  $V_d$  et  $V_q$  par leurs expressions, il vient :

$$P_e = \left[ R_s(I_d^2 + I_q^2) + \left( I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta}{dt} (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \right] \quad (\text{II.15})$$

- ✓  $R_s(I_d^2 + I_q^2)$ : Représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator ;
- ✓  $\left( I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right)$  : Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator ;
- ✓  $\frac{d\theta}{dt} (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d)$  : Représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \omega_r \quad (\text{II.16})$$

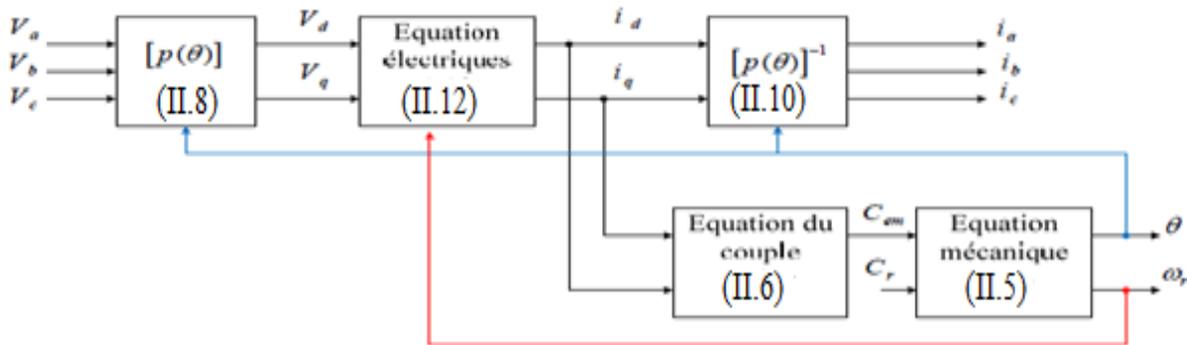
Il vient :

$$C_{em} = P(\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \quad (\text{II.17})$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est :

$$C_{em} = P \left( (L_d - L_q) I_d I_q + I_q \varphi_{sf} \right) \quad (\text{II.18})$$

La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est illustrée sur la Figure III.3 suivante :



**Figure II.3:** Schéma fonctionnel du modèle de Park.

A partir des équations précédentes, on peut établir le modèle du MSAP sous forme d'état :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (V_d - R_s I_d + L_q I_q \omega_r) \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (V_q - R_s I_d - L_d I_d \omega_r - \varphi_{sf} \omega_r) \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - K_f \omega_r - C_r) \\ C_{em} = P \left( (L_d - L_q) I_d I_q + I_q \varphi_{sf} \right) \\ \omega = P \omega_r \end{array} \right. \quad (\text{II.19})$$

### II.2.6 Modèle d'état de la MSAP dans le repère (d-q)

On considère les tensions ( $V_d$ ) et le flux d'excitation  $\varphi_{sf}$  comme grandeurs de commande, et les courants statoriques ( $I_d, I_q$ ) comme variables d'états. A partir des équations **II.19**, on peut écrire le modèle d'état de la MSAP dans le repère (d, q) comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{[X]} = [A][X] + [B][U] \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_{sf} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (\text{II.20})$$

Avec :

[A] : Matrice d'état ;

[X] : Vecteur d'état ;

[B] : Matrice d'entrée ;

[U] : Vecteur de commande.

A partir de l'équation II.19, le modèle de la MSAP dans le repère de Park est schématisé par la figure II.4 .

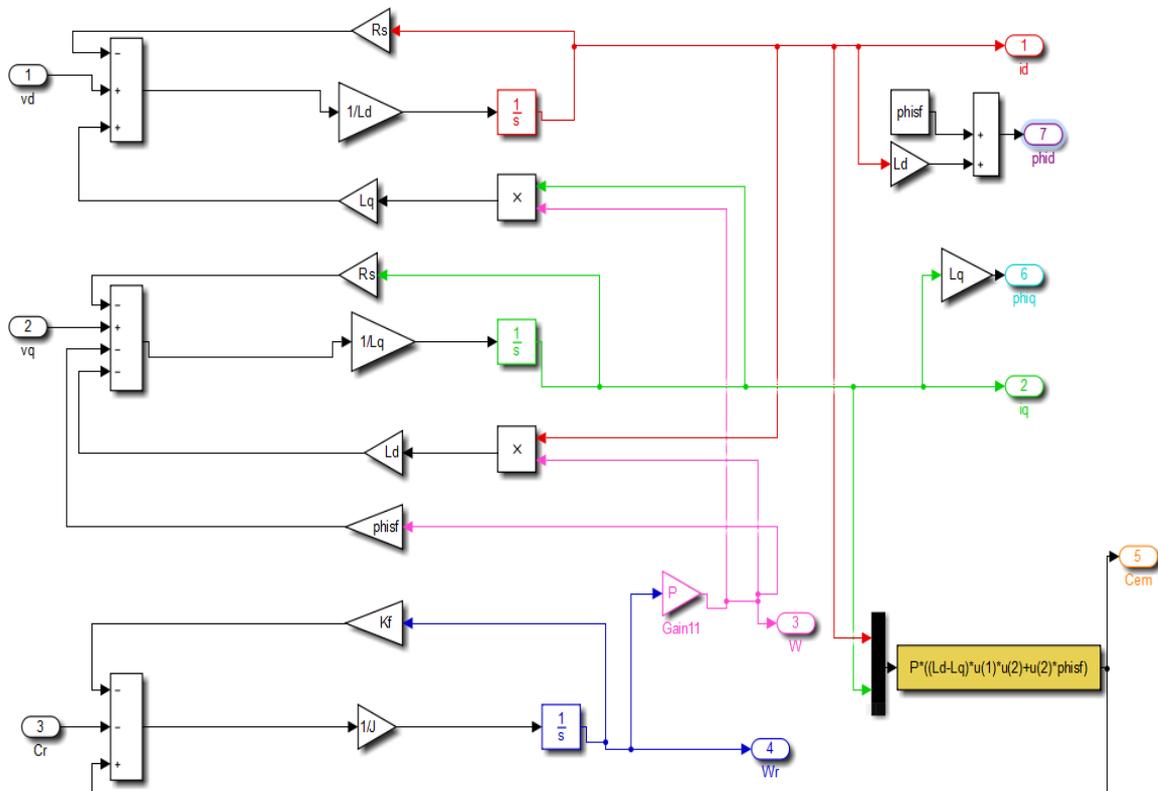
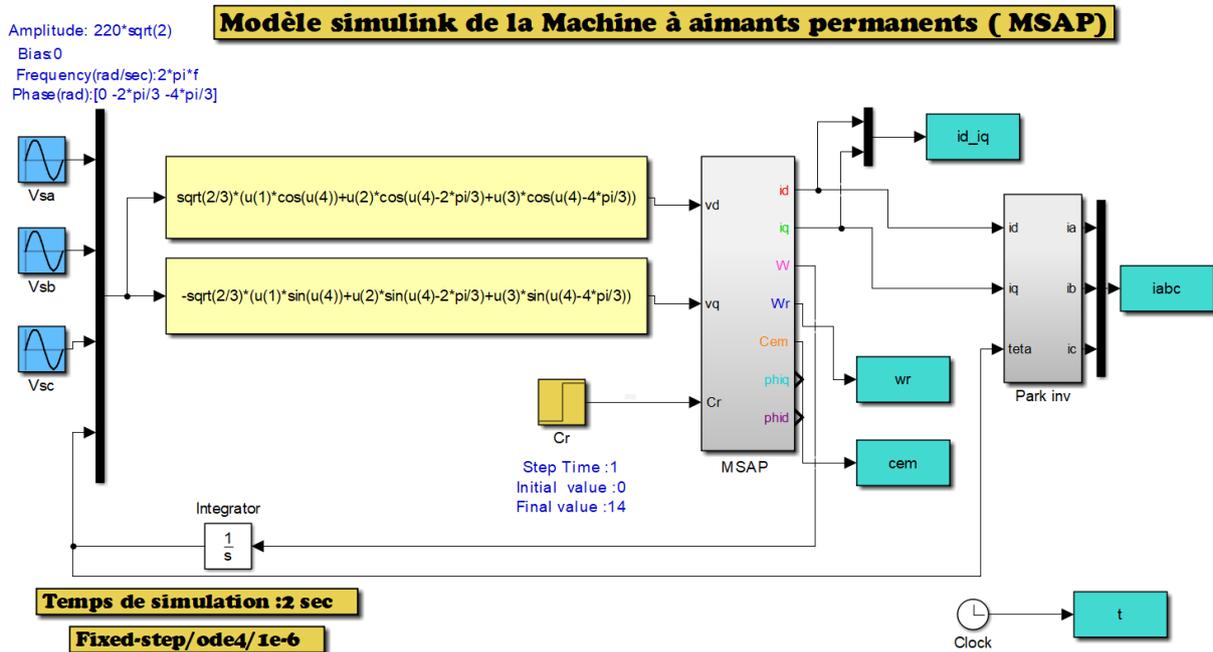


Figure II.4 : Modèle de la MSAP dans le repère d-q

### II.2.7 Simulation de la MSAP alimentée par le réseau triphasé

Pour enrichir l'analyse théorique précédente, il est essentiel de recourir à une simulation numérique. Cette simulation vise à confirmer la validité du modèle de la MSAP et à examiner son fonctionnement sous-alimentation d'un réseau triphasé. Nous optons pour l'utilisation de l'environnement de simulation Matlab/Simulink. Les détails des paramètres de la machine sont fournis dans l'annexe.

Le schéma de la simulation de la MSAP alimentée par la source triphasée équilibrée sous Matlab/Simulink est illustré par la figure II.5.



**Figure II.5 :** Schéma de la simulation de la MSAP alimentée par le réseau triphasé

## II.2.8 Résultats de simulation et interprétation

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink par schéma bloc.

➤ Pour le fonctionnement de la MSAP alimentée par le réseau (220/380V) triphasé équilibré de fréquence fixe de 50Hz, un démarrage direct à vide est effectué jusqu'à l'instant  $t=1s$ , ensuite à cette instant on a appliqué un couple de charge de valeur  $C_r=14$  N.m.

➤ Les figures **II.6-II.7** illustrent l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation de la MSAP, à savoir les courants selon les deux axes direct ( $I_d$ ) et en quadratique ( $I_q$ ) qui sont respectivement représentés par la figure **II.8**.

➤ D'après la courbe de la figure **II.6**, les résultats indiquent clairement que durant le démarrage, tous les signaux sont considérablement aléatoires car la machine traverse la phase transitoire avant de se stabiliser dans le régime permanent, et atteint sa valeur nominale de 104.7 rad/s. A l'instant de l'insertion de la charge  $t=1s$ , il est observé que la vitesse reste constante car la MSAP fonctionne continuellement à la vitesse de synchronisme.

➤ L'allure de la courbe du couple est présentée par la figure II.7. Lors du démarrage, on observe une forte augmentation des pulsations dans un court laps de temps, puis elles se stabilisent à zéro car la machine fonctionne à vide. A  $t=0.1s$  on observe une réduction rapide du couple qui tend vers zéro. En appliquant la charge  $C_r=14 N.m$  à l'instant  $t=1s$ , la machine réagit en produisant un couple électromagnétique pour compenser cette demande, d'où l'augmentation de l'allure du couple.

➤ La figure II.8 au début du démarrage, on observe des pics de courant important pour les courants  $I_d$  et  $I_q$ , qui se stabilisent ensuite rapidement à leurs valeurs nominales. Ces courbes illustrent clairement un couplage entre ces variables, ce qui témoigne le caractère non linéaire de la machine.

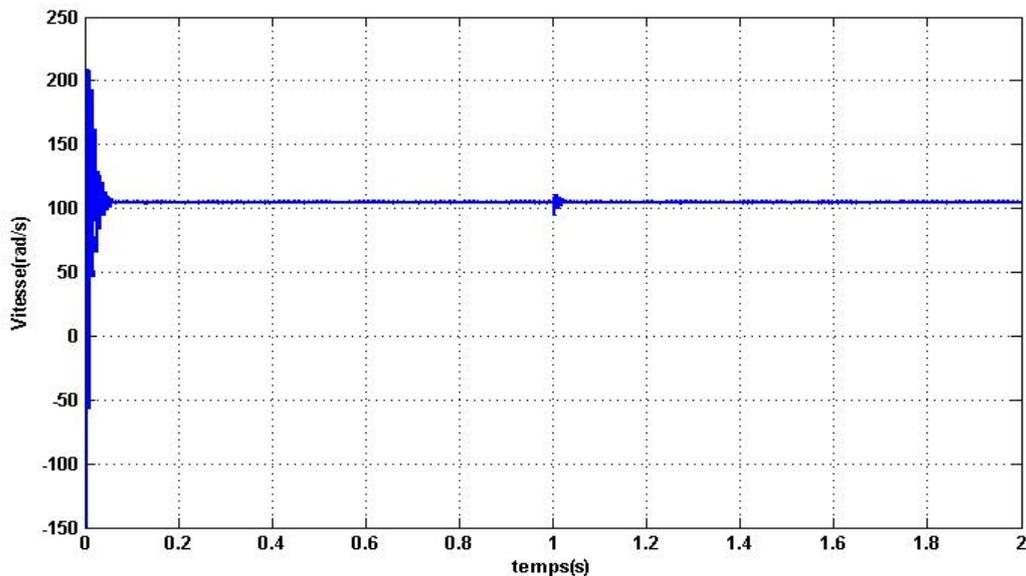


Figure II.6: Vitesse angulaire  $\omega_r$

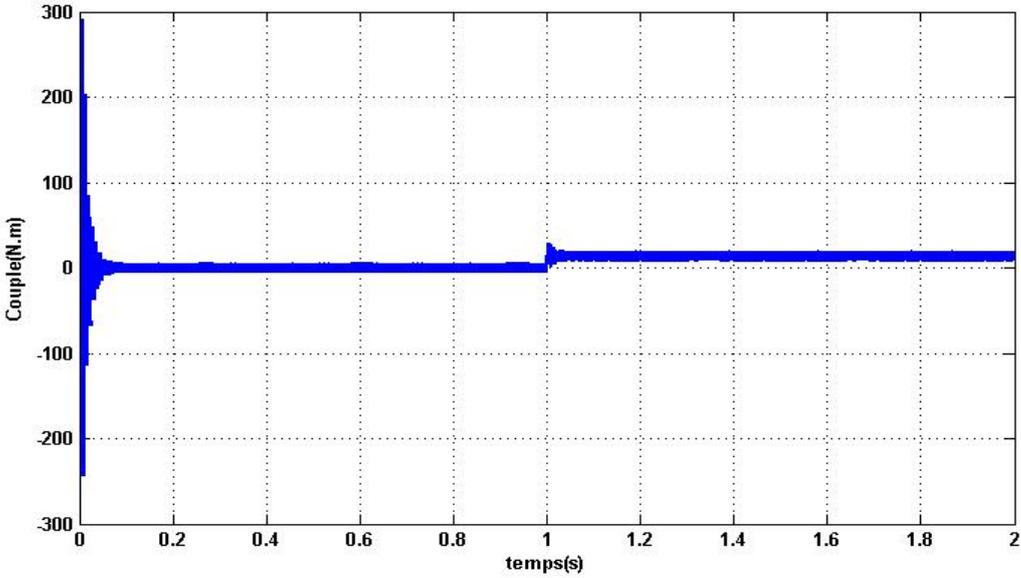


Figure II.7: Couple électromagnétique  $C_{em}$

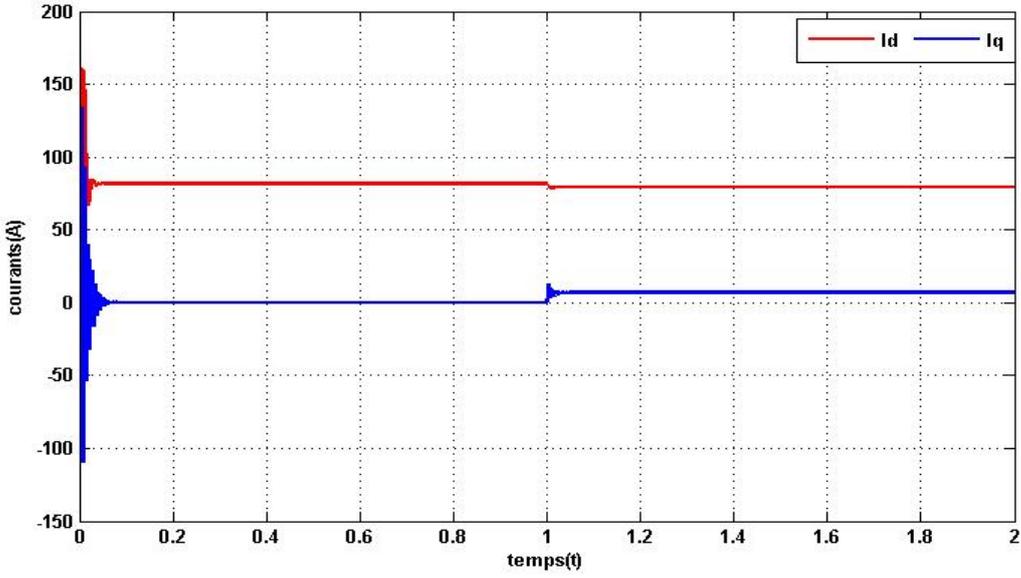


Figure II.8: Courants statiques d'axes (d-q)

## II.3 Modélisation de l'alimentation de la MSAP

La modélisation de la machine synchrone sous forme d'équation d'état fait apparaître les variables d'état nécessaire pour réaliser la commande. Donc afin d'assurer cette simulation c'est nécessaire de prendre en compte les équations de l'onduleur. Les onduleurs de tension associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. L'onduleur de tension à Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) est le plus utilisé pour la commande du moteur synchrone, pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Cependant la MLI génère des harmoniques qui créent des oscillations de couple dans les machines tournantes comme elle introduit des non-linéarités qui peuvent déstabiliser le système [Dah-23].

### II.3.1 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension

#### II.3.1.1 Définition de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique utilisé dans l'industrie pour convertir le courant continu en courant alternatif, permettant ainsi de réguler les tensions et les fréquences de sortie. Il est largement utilisé comme convertisseur électronique statique performant et comme appareil de commande. Un onduleur typique est composé de trois bras, chacun contenant deux transistors commandés de manière complémentaire. Les diodes de roue libre assurent la continuité du courant dans la machine après l'ouverture de l'interrupteur [Ber-22].

La figure II.9 représente le schéma de l'onduleur de tension.

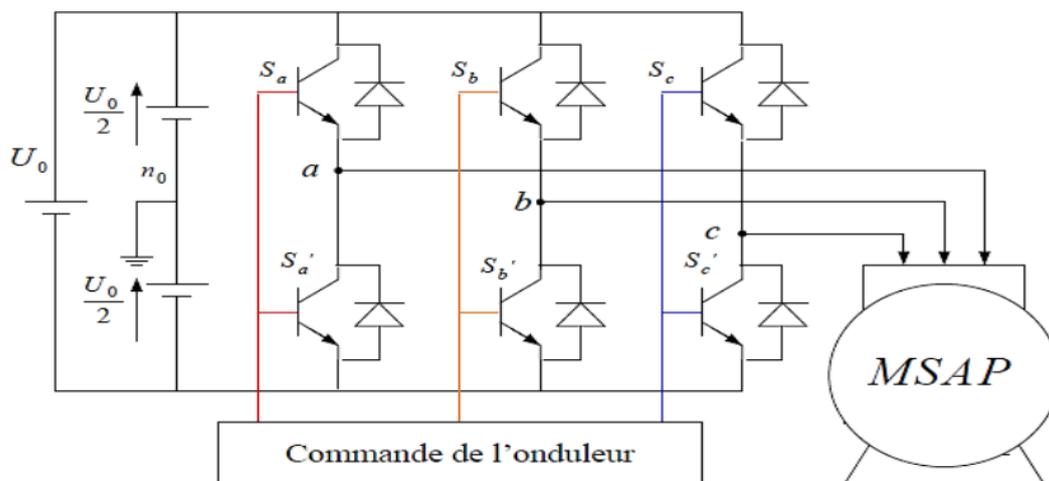


Figure II.9 : Schéma de l'onduleur de tension

### II.3.1.2 Types d'onduleurs utilisés

On a plusieurs types d'onduleur dans l'industrie selon des conditions précises [Bou-14] :

- Selon la source:
  - Les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continue ;
  - Les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continue.
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.) ;
- Selon le nombre de niveaux (2, 3, etc.).

### II.3.1.3 Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé

Un onduleur de tension triphasé convertit efficacement une alimentation continue en une tension alternative triphasée régulée, adaptée à une large gamme d'applications industrielles et commerciales [Ann-09].

La figure II.10 représente le schéma d'un onduleur de tension triphasé

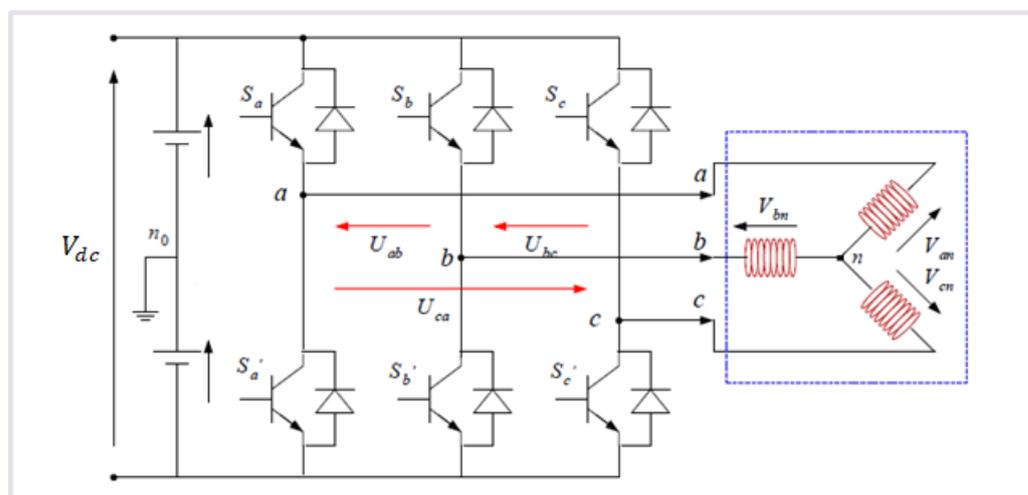


Figure II.10 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé

$S_a, b, c = 1$  : Interrupteur du demi-bras haut (à boucle fermé).

$S_a, b, c = 0$  : Interrupteur du demi-bras bas (à boucle ouverte).

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 équilibré, couplée en étoile avec un neutre isolé n.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i (i = a, b, c)$ . On appelle  $T_i$  et  $T'_i$  les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux).

On a :

- si  $S_i=1$ , alors  $T_i$  est passant et  $T'_i$  est ouvert
- si  $S_i=0$ , alors  $T_i$  est ouvert et  $T'_i$  est passant

Dans ces conditions on peut écrire les tensions  $V_{in0}$  en fonction des signaux de commande  $S_i (i = a, b, c)$  et en tenant compte du point fictif  $n_0$  représenté sur la figure **II.10**.

$$\mathbf{V}_{in0} = \mathbf{S}_i \mathbf{V}_{dc} \quad (\text{II.21})$$

Les tensions composées délivrées par l'onduleur sont données comme suit :

$$\begin{cases} \mathbf{U}_{ab} = \mathbf{V}_{an} - \mathbf{V}_{bn} \\ \mathbf{U}_{bc} = \mathbf{V}_{bn} - \mathbf{V}_{cn} \\ \mathbf{U}_{ca} = \mathbf{V}_{cn} - \mathbf{V}_{an} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Puisque la charge est équilibrée à neutre isolé, donc on peut écrire :

$$\mathbf{V}_{an} + \mathbf{V}_{bn} + \mathbf{V}_{cn} = \mathbf{0}$$

On aura donc :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{an} = \frac{1}{3} [\mathbf{U}_{ab} - \mathbf{U}_{ca}] \\ \mathbf{V}_{bn} = \frac{1}{3} [\mathbf{U}_{bc} - \mathbf{U}_{ab}] \\ \mathbf{V}_{cn} = \frac{1}{3} [\mathbf{U}_{ca} - \mathbf{U}_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

En faisant apparaître le point " $n_0$ ", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} \mathbf{U}_{ab} = \mathbf{V}_{an0} - \mathbf{V}_{bn0} \\ \mathbf{U}_{bc} = \mathbf{V}_{bn0} - \mathbf{V}_{cn0} \\ \mathbf{U}_{ca} = \mathbf{V}_{cn0} - \mathbf{V}_{an0} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

En remplaçant **II.23** dans **II.24** on obtient :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{an} \\ \mathbf{V}_{bn} \\ \mathbf{V}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{an0} \\ \mathbf{V}_{bn0} \\ \mathbf{V}_{cn0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Des relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{an} + V_{nn0} \\ V_{bn0} = V_{bn} + V_{nn0} \\ V_{cn0} = V_{cn} + V_{nn0} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

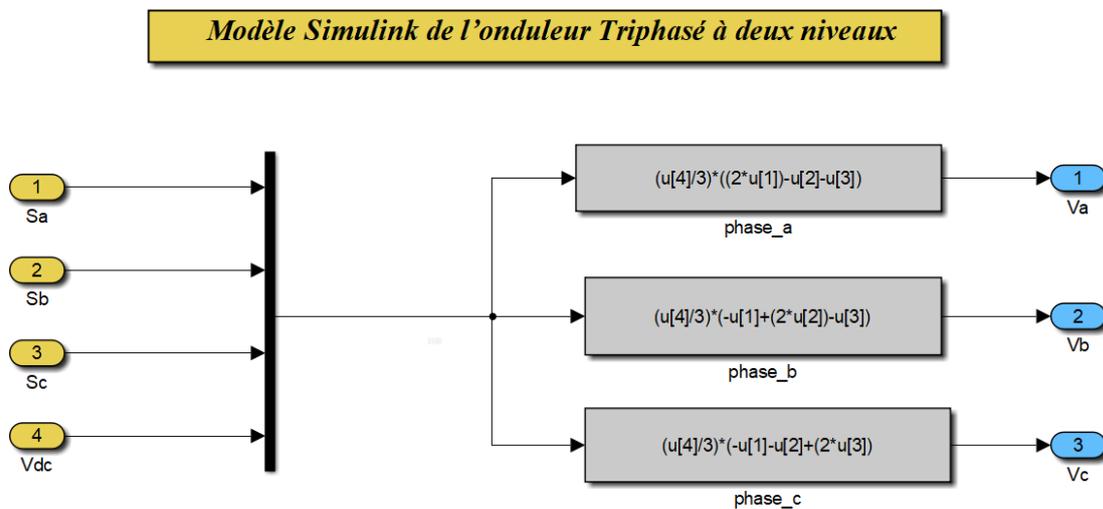
On peut déduire le potentiel entre les points  $n$  et  $n_0$  :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3} [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{II.27})$$

L'utilisation de l'expression **II.21** permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

A partir de l'équation **II.21**, le schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est donné dans la figure **II.11**.



**Figure II.11** : Schéma de simulation de l'onduleur triphasé

### II.3.2 Stratégies de commande de l'onduleur triphasé

Les différentes stratégies de commande de l'onduleur peuvent être classées comme suit [Dah-23] :

- ✓ Commande à pleine onde ;
- ✓ Commande à modulation de largeur d'impulsions ;
- ✓ La commande MLI vectorielle.

Dans notre étude, nous avons sélectionné la commande à modulation de largeur d'impulsion pour contrôler l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

### II.3.3 Modulation de largeur d'impulsion triangulo-sinusoidale

La modulation de largeur d'impulsion (MLI), souvent utilisée dans les convertisseurs statiques, consiste à produire un signal de commande sous forme de créneaux pour contrôler les interrupteurs. Ce signal est généré par l'intersection d'un signal de référence généralement sinusoïdal à basse fréquence et d'un signal de porteuse généralement triangulaire à haute fréquence, d'où son nom de modulation triangulaire sinusoïdale. Pour chaque bras de l'onduleur, le signal triangulaire appelé porteuse à haute fréquence. Cette technique est définie par deux paramètres distincts.

- ✓ Le coefficient de réglage défini par le rapport des amplitudes de la modulante et de la porteuse  $r = V_m/V_{pmax}$ . Généralement, ce coefficient est compris entre 0 et 1;
- ✓ L'indice de modulation ( $m$ ) égal au rapport de la fréquence de modulation  $f_p$  sur la fréquence de référence  $f_m$  [Dah-23].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{aref} = V_m \sin(\omega_s t) \\ V_{bref} = V_m \sin\left(\omega_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cref} = V_m \sin\left(\omega_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$\begin{cases} V_{pm} \left(4 \left(\frac{t}{T_p}\right) - 1\right) \text{ Si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \left(\frac{t}{T_p}\right) + 3\right) \text{ Si } \frac{T_p}{2} < t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Les instants d'ouverture et de fermeture sont déterminés par l'intersection entre  $V_{ref}$  et  $V_p$ . En définissant la fonction logique  $S_j$  ( $j=a, b, c$ ), ces fonction logique associées au signal de commande sont définies par :

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{Si } V_{ref} \geq V_p \\ 0 & \text{Si } V_{ref} < V_p \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Le principe de la technique de la commande MLI est montré par la figure II.12.

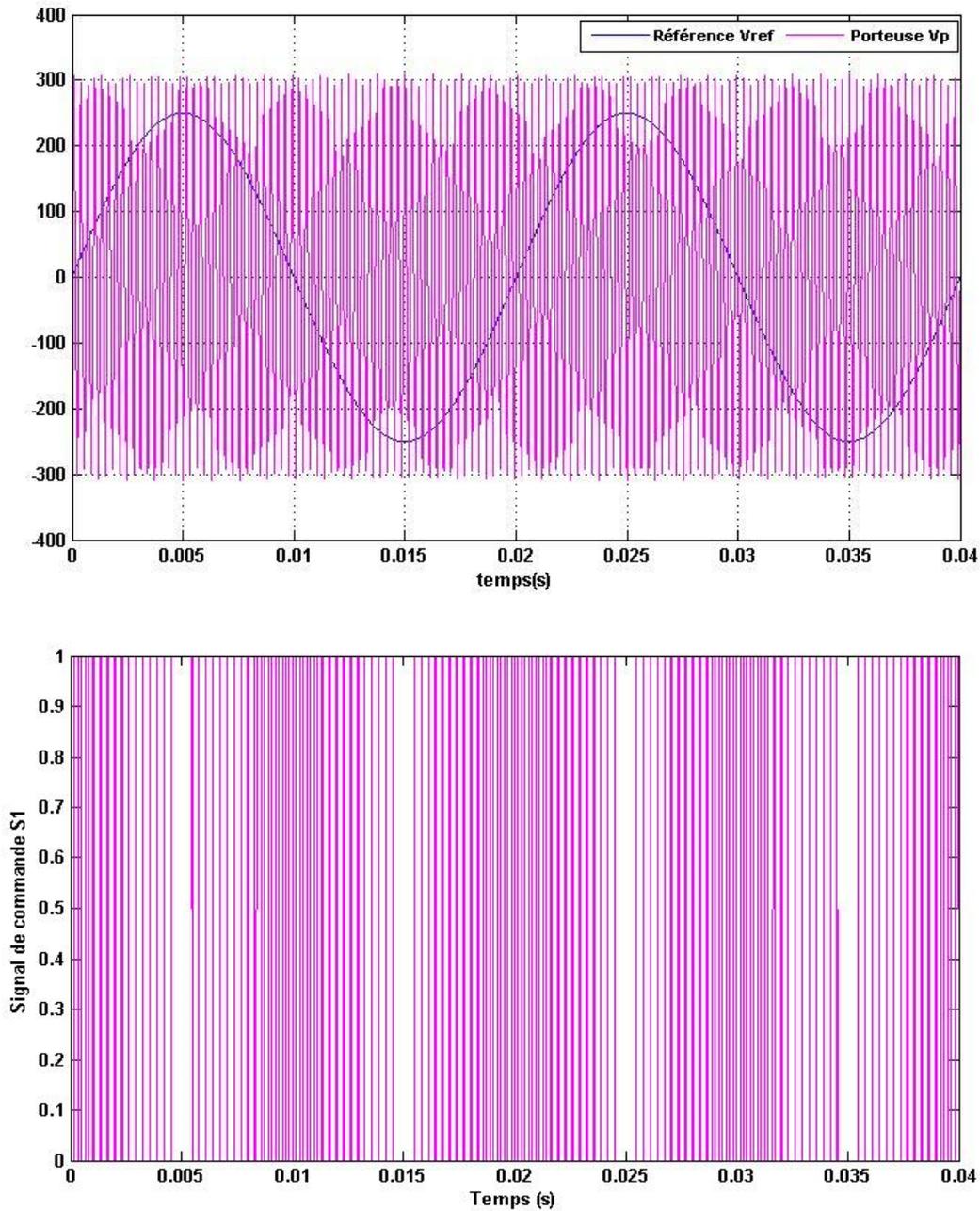
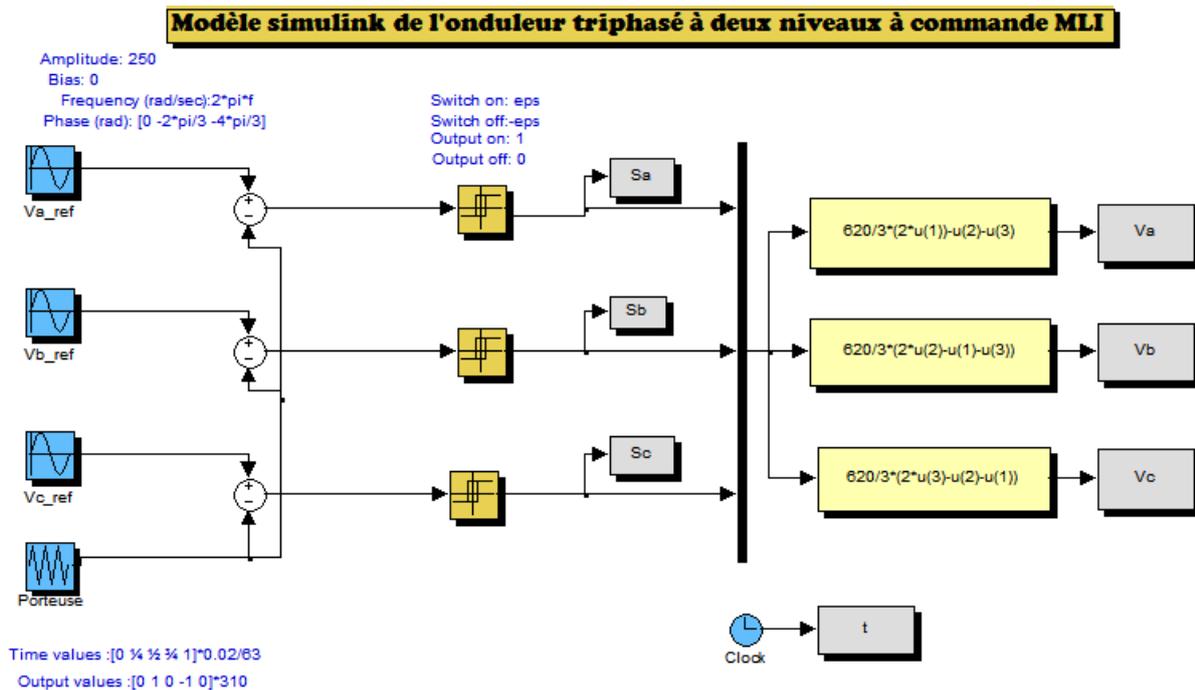


Figure II.12 : Principe de la commande à MLI avec  $r=0.8$  et  $m=63$

### II.3.4 Simulation de l'onduleur à MLI

La figure II.13 représente le modèle Simulink/Matlab de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux avec sa commande MLI.



**Figure II.13:** Schéma de simulation de l'onduleur triphasé à commande MLI

### II.3.5 Résultats de simulation de l'onduleur à MLI et interprétation

La simulation de l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) a été effectuée avec un indice de modulation de  $m=63$  et un rapport de réglage  $r=0.8$ .

➤ Les figures II.14 et II.15 illustrent respectivement la tension simple  $v_a$  et la tension composée  $u_{ab}$ .

Les résultats de simulation obtenus ont confirmé la validité du modèle adopté pour l'onduleur de tension à deux niveaux et sa stratégie de commande MLI.

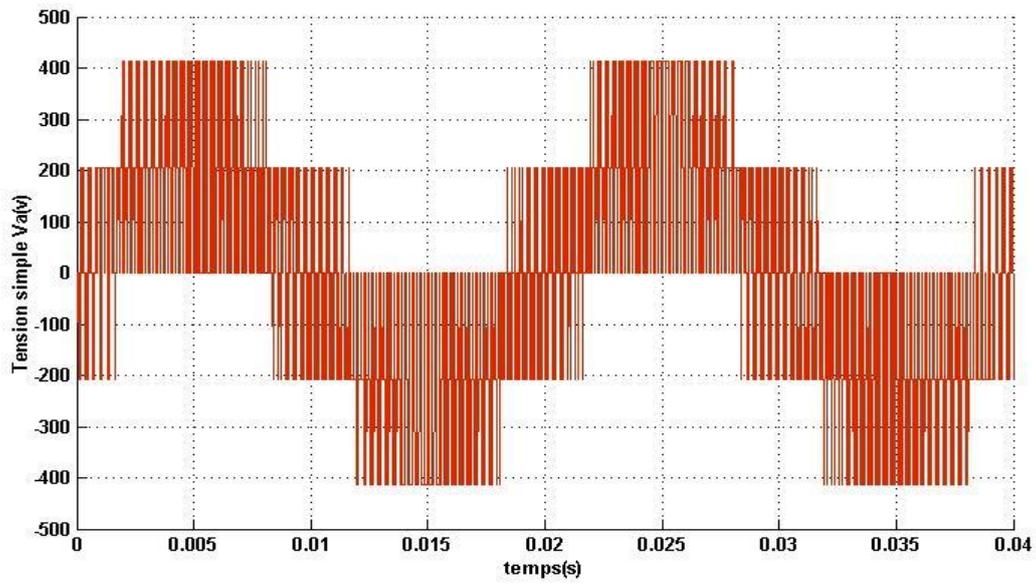


Figure II.14 : Tension simple  $v_a$

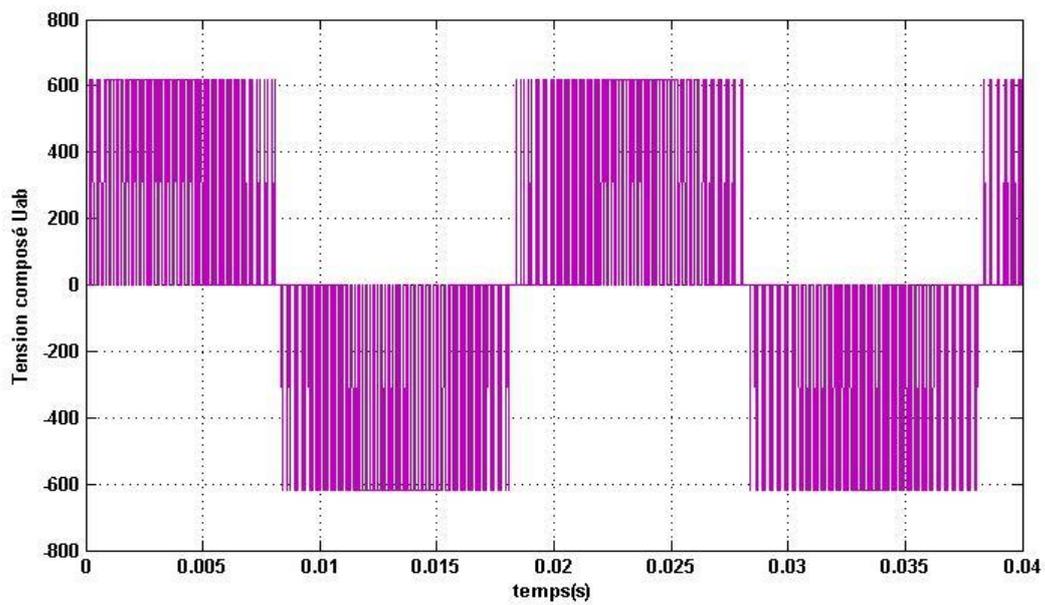


Figure II.15 : Tension composée  $u_{ab}$

## II.4 Simulation de l'association onduleur MLI- machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

Le schéma bloc du modèle de la MSAP associé à un onduleur est représenté par la figure II.16:

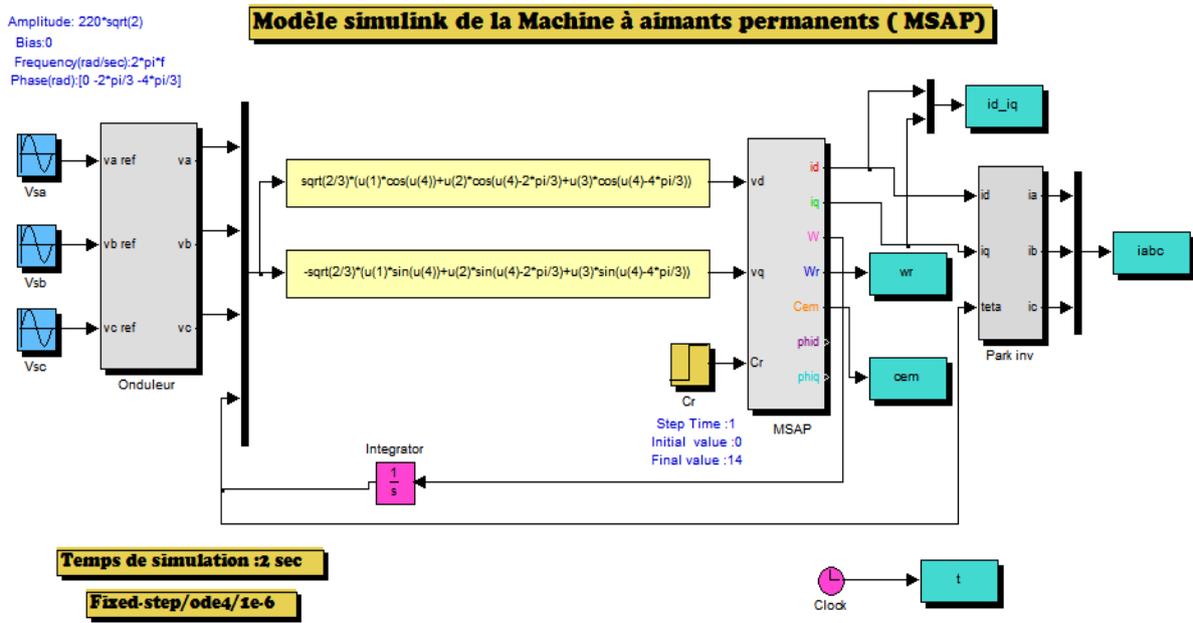


Figure II.16 : Schéma de simulation de l'association MSAP-onduleur à MLI

### II.4.1 Résultat de simulation et interprétation

Nous avons simulé l'association d'un convertisseur statique avec une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) en commençant par un démarrage à vide, puis en appliquant un couple résistant de 14N.m à l'instant  $t=1s$ .

L'onduleur est contrôlé par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangle.

➤ Les figures II.17-II.19 ci-dessus présentent les caractéristiques de l'alimentation de la MSAP par l'onduleur (MLI). En comparant ces résultats avec ceux de la MSAP alimentée par le réseau, nous remarquons qu'ils sont similaires, à l'exception des ondulations induits par la présence de l'onduleur. L'impact de l'onduleur se traduit par des ondulations importantes dans les courants direct et en quadrature ainsi que dans le couple électromagnétique.

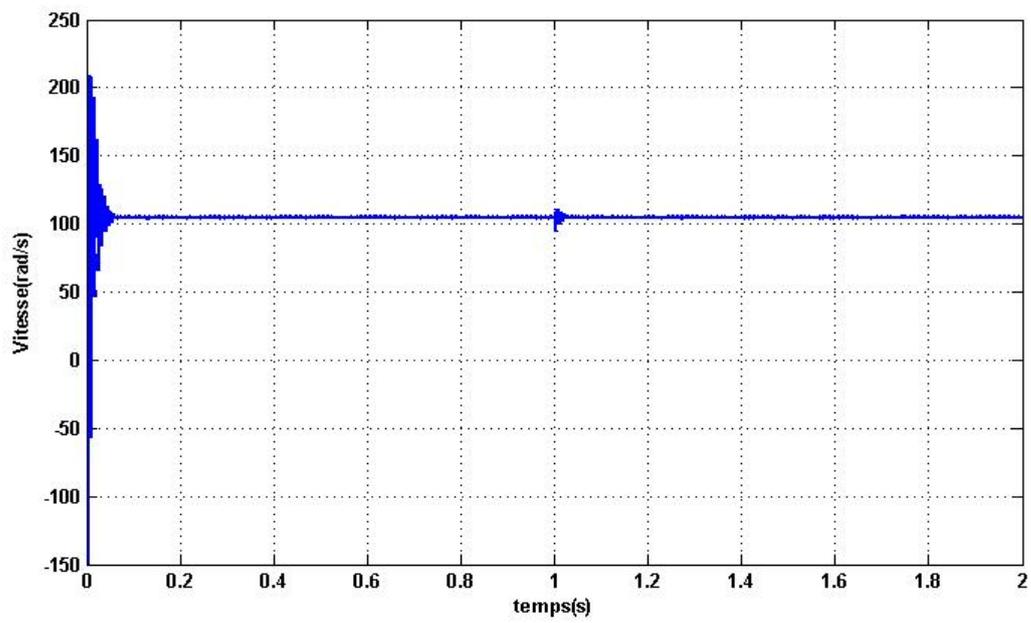


Figure II.17 : Vitesse angulaire de la machine  $\omega_r$

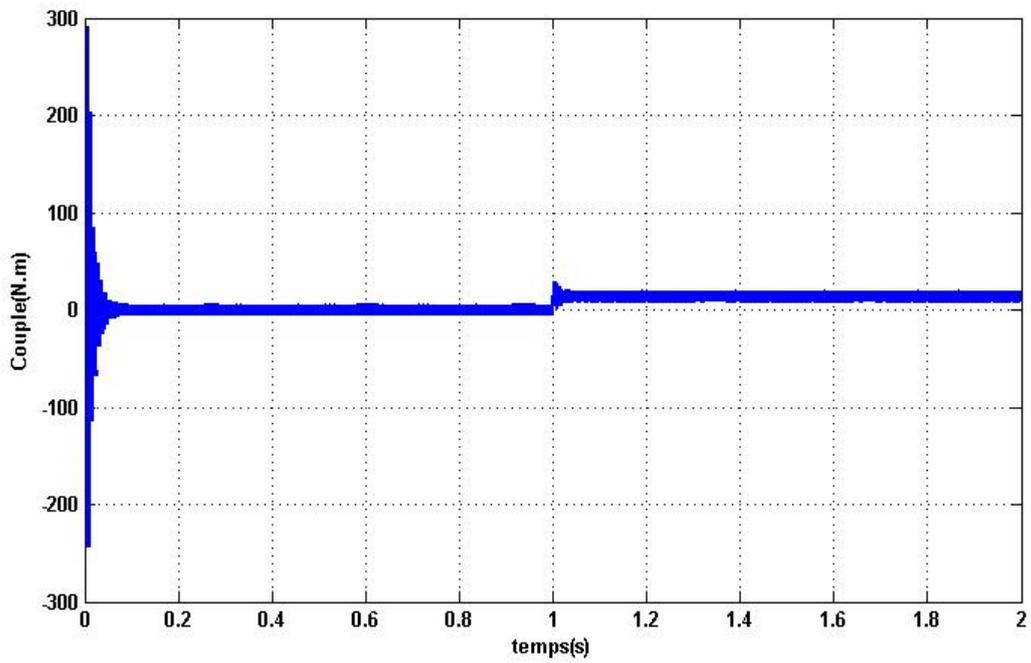
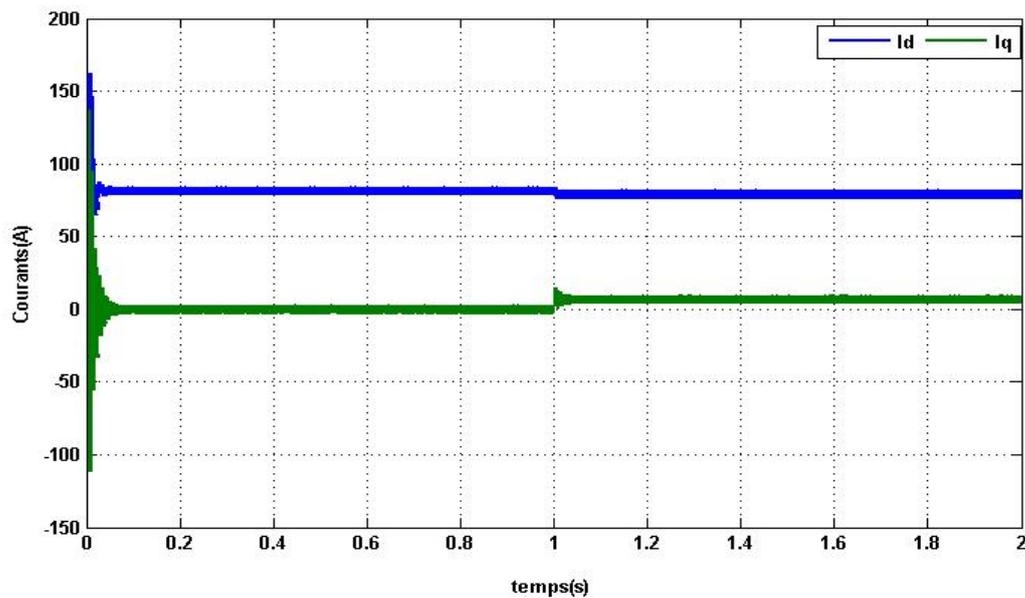


Figure II.18 : Couple électromagnétique  $C_{em}$



**Figure II.19** : Courants statoriques d'axes (d-q)

## II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé la configuration de la machine à aimants permanents (MSAP), en modélisant les différents composants du système tels que le convertisseur et la MSAP, ce qui est essentiel pour la commande de la MSAP. En se fondant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrice, nous avons dérivé le modèle mathématique de la MSAP. Démontrant que cette approche conduit à un ensemble d'équations différentielles non linéaire à coefficients variables dans le temps, ce qui est difficile à analyser. Grâce à la transformation de Park, nous avons simplifié considérablement les équations, rendant le modèle plus accessible et réduisant les non-linéarités.

Ensuite, nous avons exposé le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande, en utilisant la technique de commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangle. Enfin, nous avons simulé le modèle du MSAP alimenté par une source idéale, puis nous l'avons alimenté à travers un onduleur de tension commande par MLI sinus-triangle.

Les résultats de simulation ont révélé un fort couplage entre les deux composantes du courant et du couple. Il est donc impératif de trouver un moyen de rendre leur contrôle indépendant afin d'améliorer les performances en régime dynamique. Ainsi, pour répondre aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable et obtenir des performances élevées en régime dynamique, un découplage entre ces variables est nécessaire. Nous mettrons en

œuvre une technique de commande appelé commande vectorielle, qui sera détaillée dans le prochain chapitre.

# CHAPITRE III :

## COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS

### III.1 Introduction

La commande des machines synchrones est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le couple et le flux [Ber-18].

Au début des années 70 Blaschke et Hasse ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle appelée aussi commande par orientation du flux (FOC : Field Oriented Control) qui permet d'assimiler la machine synchrone à une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [Ber-18].

Pour contrôler le couple d'une machine synchrone à aimant, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant en agissant instantanément, soit sur son amplitude et son déphasage par rapport aux fem, soit sur ses composantes, respectivement d'axe direct  $I_d$  et d'axe quadrature  $I_q$  [Cho-11].

Ce passage introduit l'application de la commande vectorielle dans les systèmes d'automatisation industrielle programmable (MSAP). La régulation des boucles de courant et de vitesse est effectuée à l'aide de correcteurs proportionnels-intégrateurs (PI). Des simulations sont ensuite effectuées pour démontrer l'efficacité de cette approche de régulation.

### III.2 Principe de la commande vectorielle

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la MSAP à celui d'une MCC. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec le courant statorique  $I_d$ . Tandis que, la composante  $I_q$  permet de contrôler le couple électromagnétique correspondant au courant induit de la (MCC). Si le courant  $I_d$  est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer [Ber-18].

Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation [Cho-11].

La figure III.1 présente la machine à courant continu.

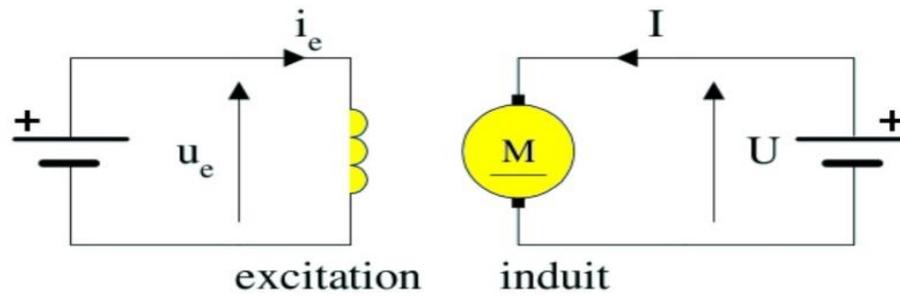


Figure III.1: Machine à courant continu

L'équation III.1 donnant le couple de la MSAP, montre que celui-ci dépend des deux variables  $I_d$  et  $I_q$ .

$$C_{em} = P[(L_d - L_q)I_d I_q + I_q \varphi_{sf}] \quad (\text{III.1})$$

Si le courant  $I_d$  est forcé à zéro ( $I_d = 0$ ) la composante du flux statorique devient :

$$\varphi_d = \varphi_{sf} \quad (\text{III.2})$$

L'expression du couple est :

$$C_{em} = P \varphi_{sf} I_q \quad (\text{III.3})$$

Comme le flux  $\varphi_{sf}$  est constant, le couple est directement proportionnel à  $I_q$ .

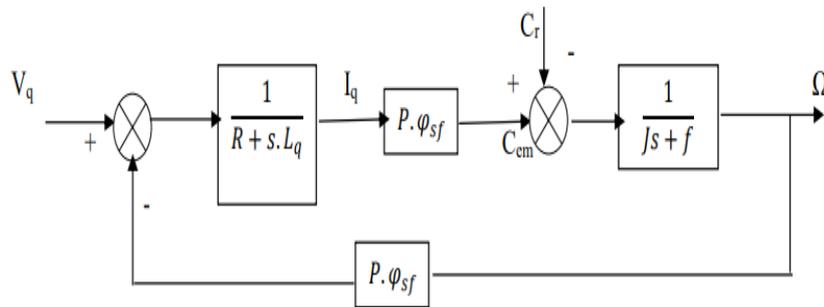
$$C_{em} = K_t I_q \quad (\text{III.4})$$

Avec :

$$K_t = P \varphi_{sf} \quad (\text{III.5})$$

L'observation est que l'expression du couple électromagnétique ressemble à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée, et qu'un contrôle distinct du couple est du flux est réalisé [Ber-18].

Le figure **III.2** présente un modèle de la MSAP quand  $I_d$  est nul.



**Figure III.2** : Modèle de la MSAP quand  $I_d$  est nul

### III.3 Types de commande vectorielle

On a trois types :

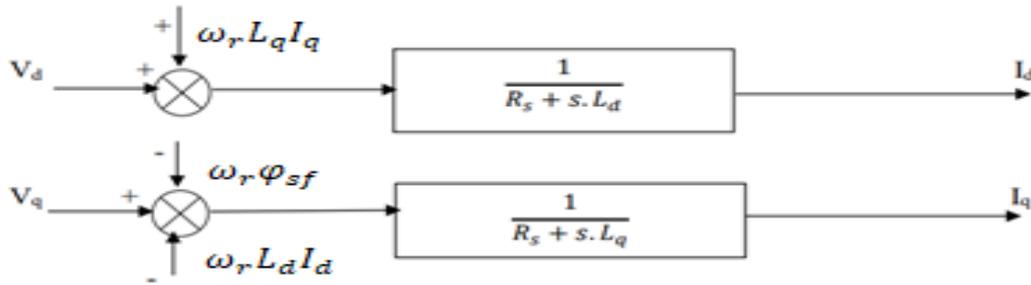
- ❖ Commande vectorielles directe ;
- ❖ Commande vectorielles indirecte ;
- ❖ Commande vectorielle simplifiée.

### III.4 Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park donne lieu à un système d'équations différentielles où les courants  $I_d$  et  $I_q$  ne sont pas considérés comme indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires  $\omega_r I_q$ ,  $\omega_r I_d$  et  $I_d I_q$  [Ber-18].

$$\begin{cases} V_d = \left( L_d \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d \right) - \omega_r L_q I_q \\ V_q = \left( L_q \frac{dI_q}{dt} + R_s I_q \right) + \omega_r (L_d I_d + \varphi_{sf}) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Le schéma suivant représente le couplage.



**Figure III.3 :** Description du couplage

Pour éliminer ce couplage, une méthode de compensation est utilisée. Cette approche implique l'ajout de termes pour rendre les axes d et q complètement indépendants.

### III.4.1 Techniques de découplage

Diverses méthodes de découplage sont disponibles, parmi lesquelles figurent **[Dah-23]** :

- ❖ Découplage par compensation ;
- ❖ Commande vectorielle indirecte (FOC) ;
- ❖ Découplage par régulateurs.

Nous exposons par la suite la première technique qui fera l'objet de notre étude.

#### III.4.1.1 Découplage par compensation

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possibles des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q **[Ben-05]**. La compensation donc, a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande  $e_d$ ,  $e_q$  représenté dans la figure **III.4** telle que **[Ber-18]** :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d \\ V_{q1} = L_q \frac{dI_q}{dt} + R_s I_q \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = \omega_r L_q I_q \\ e_q = \omega_r (L_d I_d + \varphi_{sf}) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Les courants  $I_d$  et  $I_q$  sont découplés. Le courant  $I_d$  ne dépend que de  $V_d$  et le courant  $I_q$  ne dépend que de  $V_q$ , leurs expressions s'écrivent comme suit :

$$I_d = \frac{V_{d1}}{sL_d + R_s} \quad ; \quad I_q = \frac{V_{q1}}{sL_q + R_s}$$

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques.

Le schéma du principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure III.4.

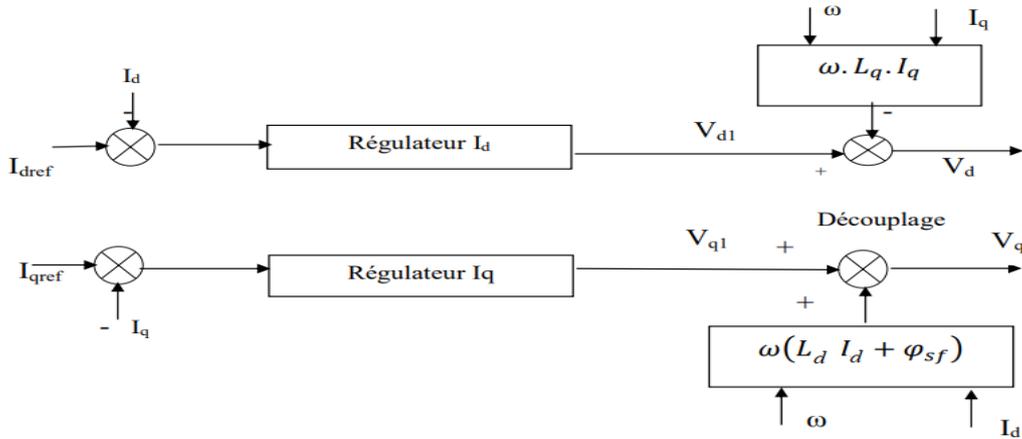
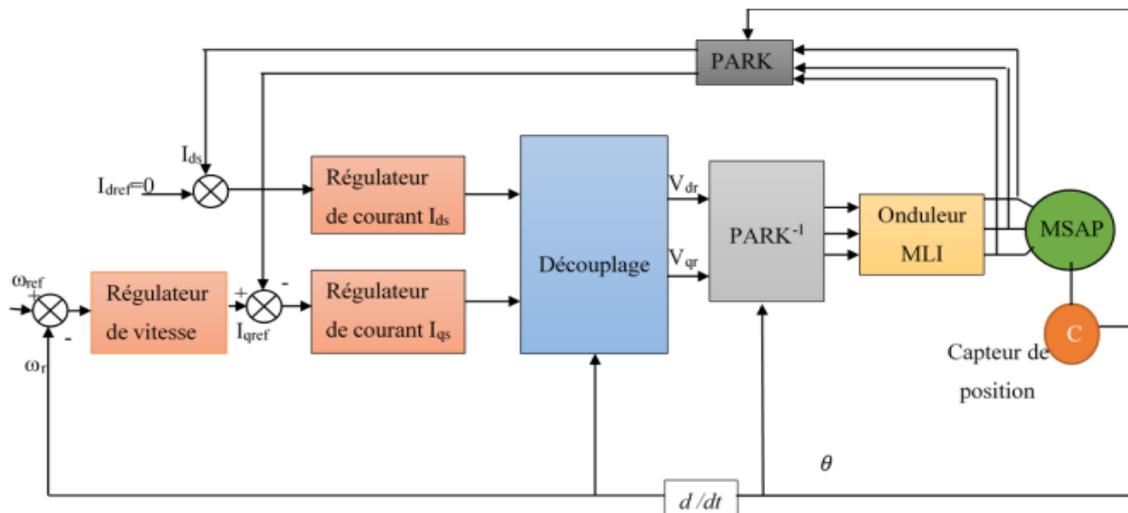


Figure III.4 : Principe du découplage par compensation

### III.5 Description du système global

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q. Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant [Ber-18].

La figure III.5 représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux.



**Figure III.5** : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux

La figure III.5 montre que la commande vectorielle est constituée de deux principales boucles à savoir la boucle de vitesse, les boucles internes des courants  $I_d$ ,  $I_q$  et les transformations de Park directe et inverse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est permise de générer le courant de référence  $I_{qref}$  qui est comparé à la valeur du courant  $I_q$  issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliquée à l'entrée du régulateur du courant  $I_q$ . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant  $I_d$  qui est maintenu à zéro. Les sorties des régulateurs des courants  $I_d$  et  $I_q$  sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence  $V_{dr}$  et  $V_{qr}$  et par transformation de Park inverse, on obtient les références de tensions  $V_{as}$ ,  $V_{bs}$  et  $V_{cs}$  qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI [Ber-18].

## III.6. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

### III.6.1. Avantages de la commande vectorielle

- ❖ Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase ;
- ❖ Elle est précise et rapide ;

- ❖ Il y a un contrôle du couple à l'arrêt ;
- ❖ Elle est basée sur le modèle transitoire (traite les régimes transitoires) [Dah-23].

### III.6.2. Inconvénients de la commande vectorielle

- ❖ Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction ;
- ❖ Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celle de la constante de temps rotorique ;
- ❖ La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur [Ber-22].

## III.7 Calcul des régulateurs

Un régulateur est un dispositif essentiel utilisé pour maintenir un processus ou un système dans des limites spécifiques, en ajustant automatiquement les variables de contrôle. Dans de nombreux secteurs tels que l'industrie, l'automatisation, la domotique et les systèmes de contrôle, qui jouent un rôle crucial pour assurer un fonctionnement stable et optimal [Web-01].

La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI ou PID (proportionnelle, intégrale, dérivée). Dans le cas de notre étude, on se limite à la technique du contrôleur PI (proportionnelle, intégral). Dont le coefficient intégral  $K_i$  sert à réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire le dépassement. Comme le terme proportionnel  $K_p$  permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse [Ber-18].

La relation entre la sortie  $u_r(t)$  et le signal d'erreur  $\varepsilon(t)$  est donnée par la relation suivante :

$$\mathbf{u}_r(t) = K_p \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{III.10})$$

C'est-à-dire :

$$\frac{\mathbf{u}_r(s)}{\varepsilon(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$K_p$  : Gain proportionnel ;

$K_i$ : Gain intégral.

Le régulateur PI est donné par la figure III.6.

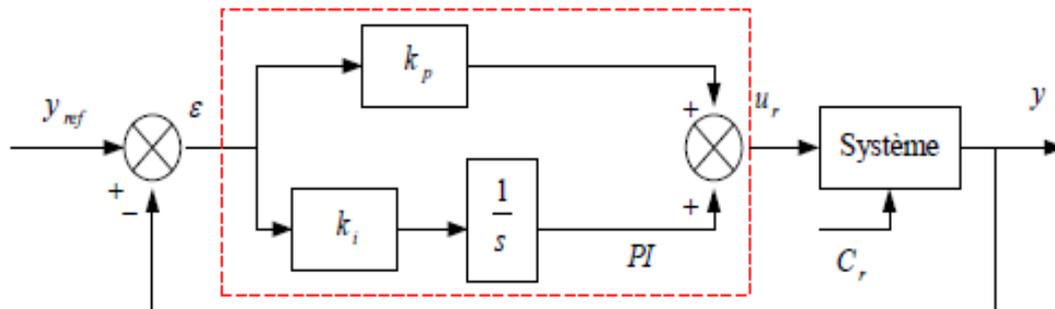


Figure III.6: Régulateur PI

La fonction de transfert sera :

$$\mathbf{u_r} = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \boldsymbol{\varepsilon} \quad (\text{III.12})$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$\mathbf{PI} \Rightarrow \frac{\mathbf{u_r}}{\boldsymbol{\varepsilon}} = \frac{1+sT_1}{sT_2} \quad (\text{III.13})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} K_p = \frac{T_1}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

### III.8 Dimensionnement des régulateurs

La machine étant découplée selon deux axes (d, q), la régulation sur l'axe "d" est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe "q" est faite par deux boucles en cascade l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

### III.8.1 Régulateur du courant $I_d$

La boucle de régulation selon l'axe  $d$  est présentée par la figure III.7.

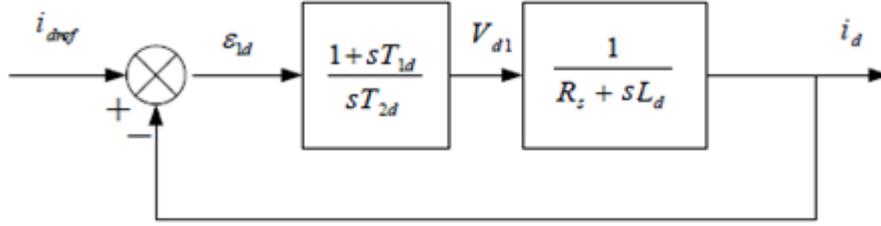


Figure III.7 : Boucle de régulation du courant  $I_d$

En boucle ouverte la fonction de transfert est exprimée par :

$$FTBO = \frac{1+sT_{1d}}{sT_{2d}(1+sL_d)} = \frac{1+sT_{1d}}{sT_{2d}R_s(1+s\frac{L_d}{R_s})} \quad (\text{III.15})$$

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} \quad (\text{III.16})$$

En remplaçant l'équation III.16 dans III.15, on aura la FTBF suivante :

$$FTBF = \frac{1}{1+sR_sT_{2d}} = \frac{1}{1+s\tau_d} \quad (\text{III.17})$$

Par identification de l'égalité de l'équation (III.17), on trouve :

$$\tau_d = R_sT_{2d} \rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (\text{III.18})$$

En imposant le temps de réponse en boucle fermée ( $T_r = 3\tau_d$ ), il vient :

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (\text{III.19})$$

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$ : constante de temps électrique de l'axe  $d$  de la machine.

### III.8.2 Régulateur du courant $I_q$

La commande de la MSAP s'effectue en contrôlant les courants  $I_d$  et  $I_q$ . Le système est composé d'une boucle de régulation de vitesse, qui impose la référence  $I_{qref}$ , le courant  $I_d$  est

maintenu nul, la commande est effectuée par les régulateurs (*PI*) pour avoir une erreur statique nulle ( $\varepsilon=0$ ) [Dah-23].

Sachant que :

$$I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \quad (\text{III.20})$$

La boucle de régulation sur l'axe q est présentée par la figure III.8.

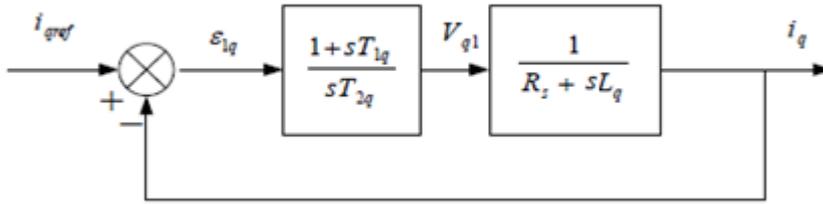


Figure III.8 : Boucle de régulation du courant  $I_q$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure III.8 est :

$$FTBO = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s+sL_q)} = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}R_s(1+s\frac{L_q}{R_s})} \quad (\text{III.21})$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$1 + sT_{1q} = 1 + s\frac{L_q}{R_s} \quad (\text{III.22})$$

Ce qui se traduit par la condition

$$T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{III.23})$$

Avec,  $\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$ : constante de temps électrique de l'axe q.

Après compensation, l'équation III.21 se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (\text{III.24})$$

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) est donnée par :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1+FTBO} \quad (\text{III.25})$$

$$FTBF = \frac{1}{1+sR_sT_{2q}} \quad (\text{III.26})$$

L'équation **III.26** peut être imposée de la forme  $\left(\frac{1}{1+s\tau_q}\right)$ . Par identification on trouve :

$$\tau_q = R_s T_{2q} \rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (\text{III.27})$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_q \quad (\text{Critère de } \pm 5\%) \quad (\text{III.28})$$

Donc :

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (\text{III.29})$$

$T_r$  : temps de réponse imposé.

En remplaçant l'équation **III.27** dans **III.14**, on obtient :

$$K_{iq} = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (\text{III.30})$$

Si on remplace l'équation **III.28** dans **III.30**, on obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

### III.8.3 Régulateur de la vitesse

Le régulateur de la vitesse permet de déterminer la référence du couple et de la maintenir à sa valeur de consigne. La boucle de régulation de la vitesse est donnée par la figure **III.9**.

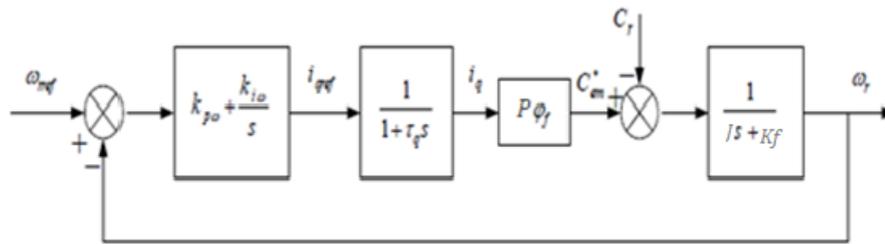


Figure III.9 : Boucle de régulation de la vitesse

Le schéma de la figure III.9 peut être simplifié comme indiqué par la figure III.10.

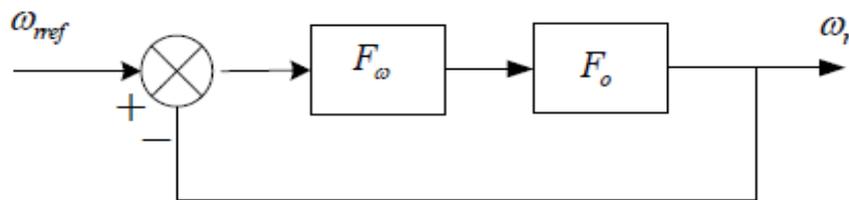


Figure III.10 : Boucle de régulation de la vitesse simplifiée

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$F_{\omega}(s) = K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{s} = K_{p\omega} \left( \frac{1+sT_{1\omega}}{sT_{2\omega}} \right) \quad \text{(III.32)}$$

$$\text{Où : } \begin{cases} K_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ K_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \quad \text{(III.33)}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte pour  $C_r=0$ , est donnée par :

$$F_o(s) = \frac{P\phi_f}{f(1+s\tau_q)(1+s\tau_m)} \quad \text{(III.34)}$$

$\tau_m = \frac{J}{k_f}$  : Constante mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par :

$$FTBF = \frac{F_\omega F_o}{1 + F_\omega F_o} \quad (\text{III.35})$$

Après les calculs on trouve :

$$FTBF(s) = \frac{P\varphi_f(K_{p\omega}s + K_{i\omega})}{J\tau_q s^3 + (J + k_f\tau_q)s^2 + (P\varphi_f K_{p\omega} + k_f)s + P\varphi_f K_{i\omega}} \quad (\text{III.36})$$

Si on néglige  $(J\tau_q)$  et  $(f\tau_q)$  devant  $(J)$ , le polynôme caractéristique de cette fonction devient:

$$p(s) = Js^2 + (k_f + P\varphi_f K_{p\omega})s + P\varphi_f K_{i\omega} \quad (\text{III.37})$$

La FTBF possède une dynamique de 2<sup>ème</sup> ordre, par identification à la forme canonique du 2<sup>ème</sup> ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega^2} s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right) s + 1 = 0 \quad (\text{III.38})$$

Où :

$\omega_0$ : Pulsation propre du système ;

$\xi$ : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation **III.37** et **III.38**, on trouve :

$$\begin{cases} K_{p\omega} = \frac{2J\xi\omega_0 - k_f}{P\varphi_f} \\ K_{i\omega} = \frac{\omega_0^2 J}{P\varphi_f} \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement égale à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir du dynamique souhaité.

### III.9 Simulation de la commande vectorielle de la MSAP

La simulation a été réalisée dans l'environnement Matlab/Simulink, où nous présenterons la simulation de la commande vectorielle de la MSAP avec un onduleur MLI.

#### III.9.1 Résultats de simulation de la MSAP avec l'onduleur MLI

La représentation de la figure III.11 illustre le schéma de simulation pour le contrôle vectoriel d'une MSAP alimentée par un onduleur triphasé à commande MLI. Les paramètres des régulateurs sont fournis dans l'annexe.

Cette simulation se base sur les modèles mathématiques de la MSAP et de l'onduleur triphasé à commande MLI développés dans le chapitre précédent.

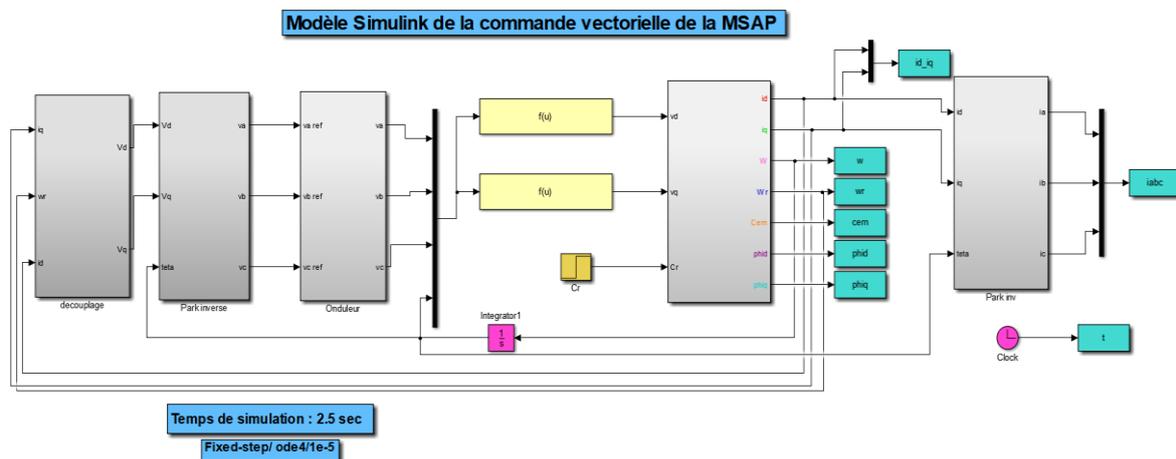


Figure III.11 : Schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP avec onduleur MLI

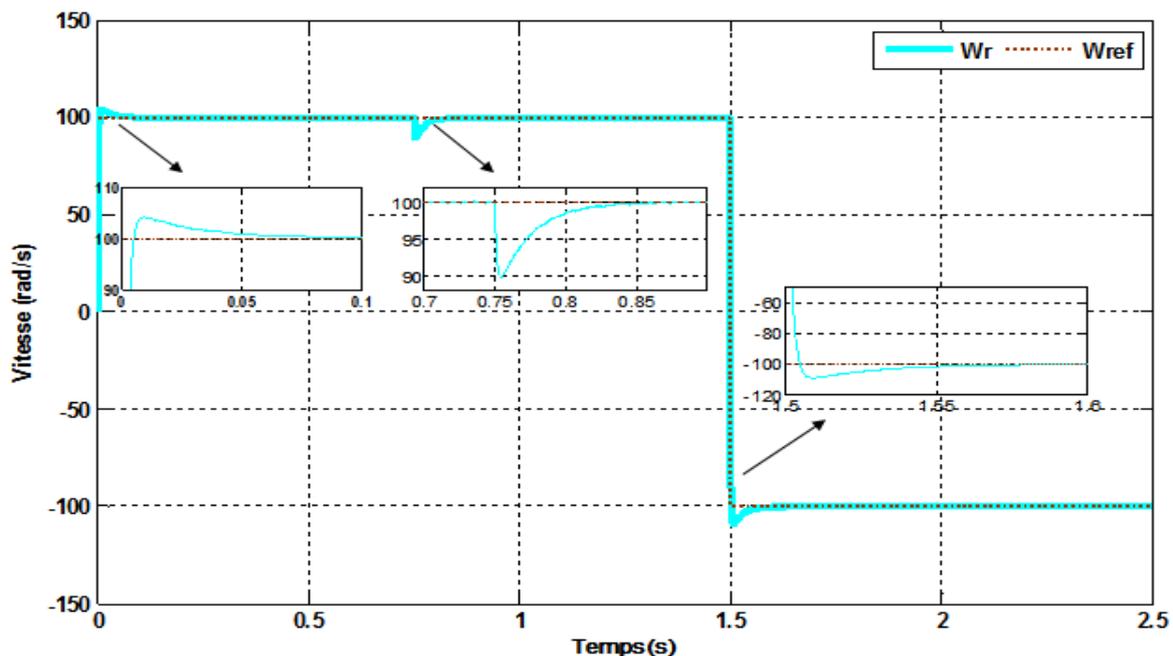
Dans le cadre de tester la commande vectorielle indirecte basée sur l'orientation du flux statorique de la MSAP, nous avons simulé le système sous diverses conditions, notamment des variations de vitesse et du couple de charge.

Le premier test simulé a duré 2.5 secondes, ou un couple de charge de 14 N.m a été appliqué à  $t=1s$ . Pour démontrer la résilience de la commande face aux changements brusques de vitesse de rotation, nous avons imposé une consigne de vitesse de 100 rad /s pendant 1.5 secondes, puis inversé le sens de rotation du moteur à -100 rad/s à partir de  $t=2s$ .

Les résultats de simulation correspondants, présentés dans les figures III.12 à III.16, montrent une satisfaction globale, confirmant la robustesse de cette commande dans de telles situations de fonctionnement.

On peut également noter que :

- La vitesse suit initialement sa référence, mais dépasse celle-ci pendant la période transitoire ;
- Au moment où la charge est appliquée à  $t=0.75s$ , la vitesse chute, mais cette chute est corrigée rapidement, et la vitesse revient à son niveau initial. La valeur de référence valide la sélection appropriée des coefficients de réglage du régulateur PI de la vitesse ;
- Le couple électromagnétique montre un pic significatif au démarrage, puis diminue jusqu'à presque zéro en l'absence de charge. Lorsque la charge est appliquée à  $t=0.75s$ , le couple augmente pour suivre celui de la charge.
- En ce qui concerne les courants statoriques  $I_d$  et  $I_q$  dans le repère de Park, on observe un



excellent découplage entre les deux courants, quelle que soit la variation de la référence ou de la charge. De plus, le courant  $I_q$  et le couple électromagnétique ont une forme similaire, indiquant un découplage parfait. Ainsi, comme dans un moteur à courant continu à excitation séparée, le couple électromagnétique  $C_{em}$  est directement lié au courant  $I_q$ .

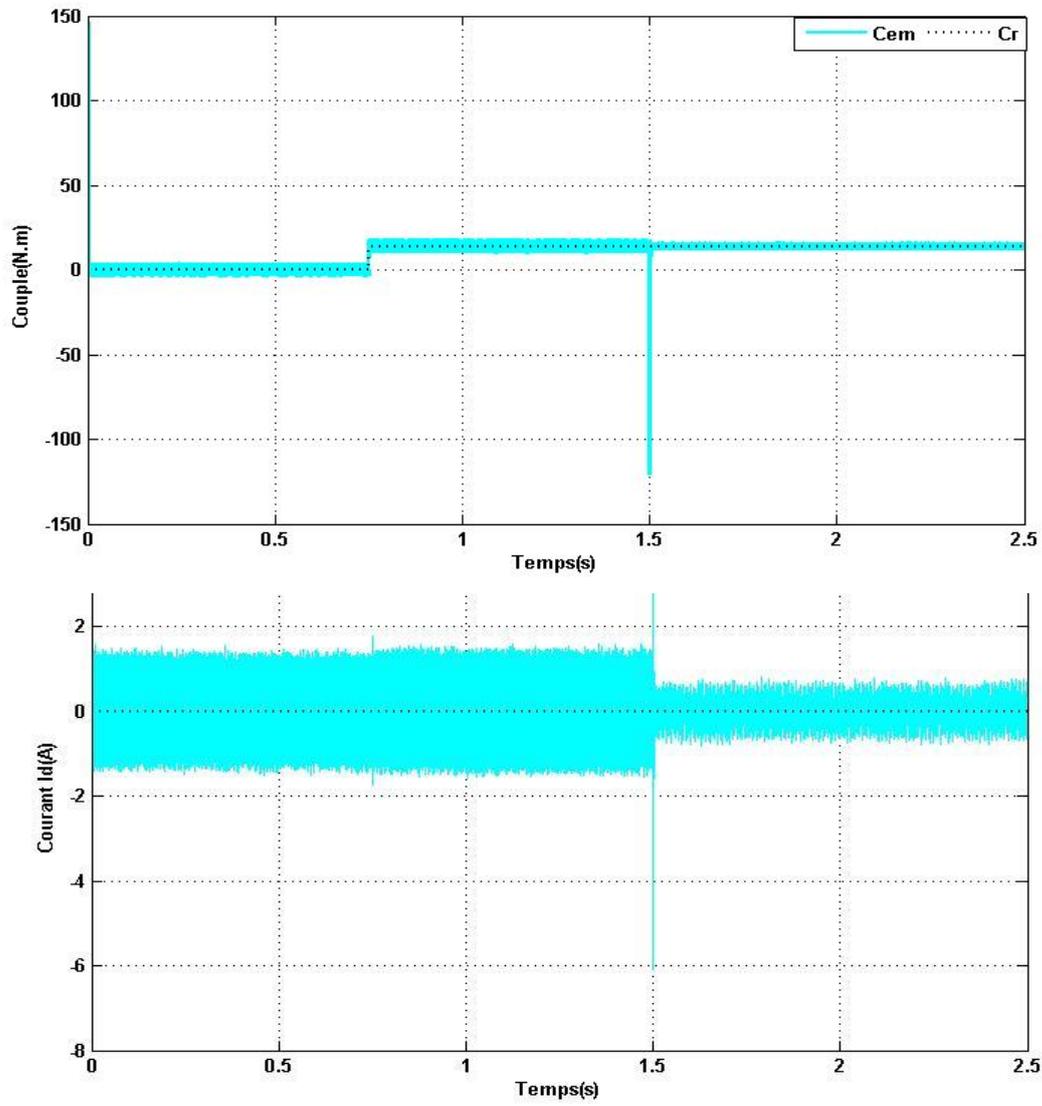


Figure III.14 : Courant direct  $I_d$

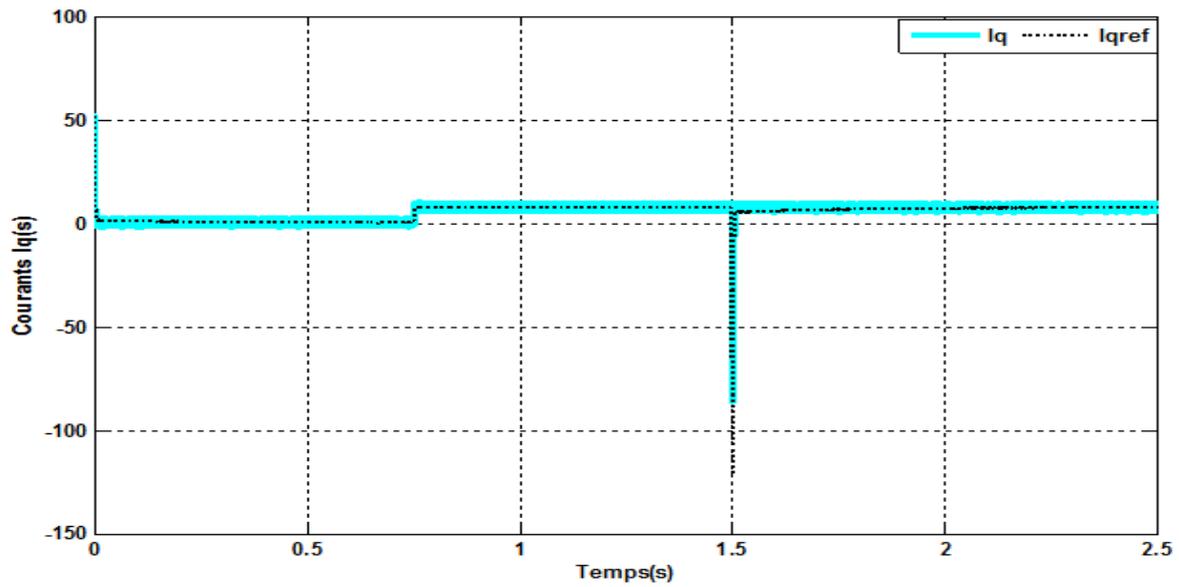


Figure III.15 : Courant quadratique  $I_q$

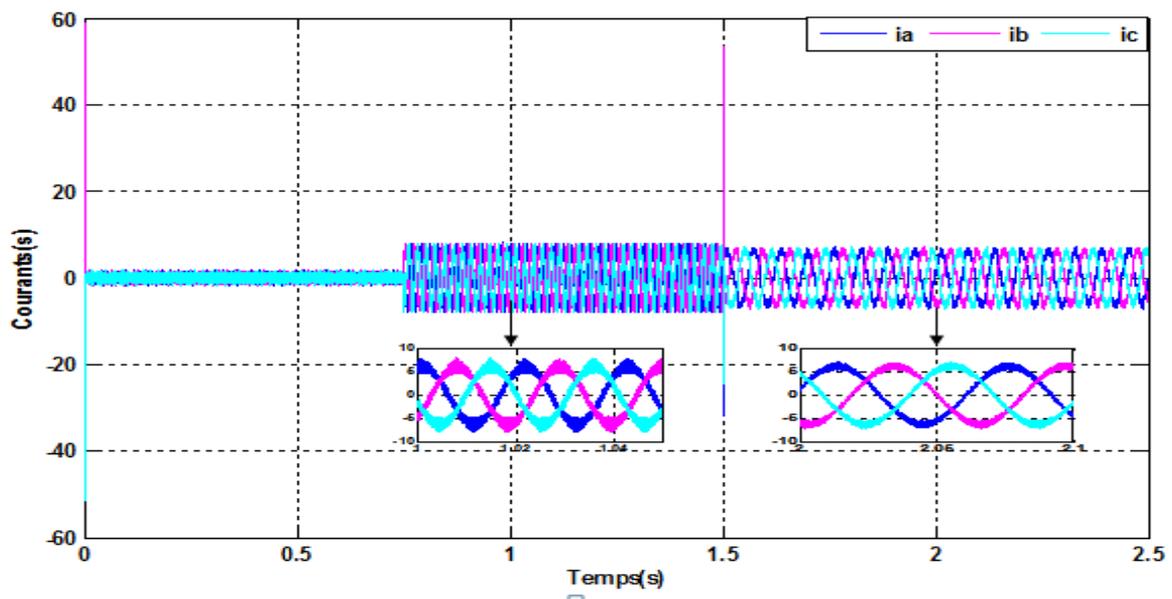


Figure III.16 : Courants statoriques triphasés  $i_{abc}$

### III.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP alimentée par un onduleur de tension à commande MLI, cette stratégie permet de

découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu.

Les résultats de simulation obtenus nous ont permis de juger la qualité de la commande vectorielle. Ces derniers, nous ont permis d'obtenir des performances du couple dynamique satisfaisantes et une robustesse remarquable.

Les caractéristiques de cette commande ont un temps de réponse court, un rejet rapide des perturbations, une erreur statique nulle en régime permanent et un petit dépassement ou oscillations transitoires.

Nous mettrons en œuvre une technique de commande appelée commande par logique floue, qui sera détaillée dans le prochain chapitre.

# CHAPITRE IV :

COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DE  
LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS  
PERMANENTS

## IV.1 Introduction

Actuellement, les techniques de l'intelligence artificielle sont reconnues pour leur capacité à résoudre efficacement les problèmes dans les processus industriels, tels que le contrôle, l'estimation et l'identification des paramètres des systèmes variables. Parmi ces méthodes, la logique floue est largement utilisée.

La logique floue est une logique qui substitue à la logique binaire, une logique fondée sur les variables pouvant prendre outre les valeurs vrai ou faux, les valeurs intermédiaires vraies ou faux avec un certain degré. Ce qui caractérise le raisonnement humain qui est basé sur des données imprécises ou incomplètes. Il s'agit d'une nouvelle technique traitant la commande numérique des processus et de prise de décision.

Cependant, les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh de l'Université de Californie de Berkeley. A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme le commerce, la jurisprudence ou la médecine etc., dans le but de compléter les systèmes experts et afin de leur donner l'aptitude de prise de décision.

Tandis que son application au niveau des systèmes de réglage et de commande est relativement récente, depuis quelques années la commande par la logique floue a connu essentiellement au Japon à partir de 1985 un essor appréciable. En effet, elle a été appliquée dans des problèmes industriels pour résoudre des problèmes de régulation aussi divers, liés à l'énergie, le transport, les machines-outils, et la robotique, etc.

D'une manière générale les avantages du contrôle par la logique floue sont :

- Facilité d'implémentation ;
- Solution de problèmes multi variables complexes ;
- Robustesse vis-à-vis des imprécisions ;
- Possibilité d'intégration du savoir de l'expert.

Afin de pouvoir appliquer la technique de la logique floue à la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents, nous présentons dans ce chapitre les concepts de la logique floue et nous décrivons tous les aspects méthodologiques nécessaires à la

compréhension de cette technique. Nous détaillons ensuite les différentes phases de conception du contrôleur flou de vitesse de la MSAP [Cho-11].

## IV.2 Logique floue

### IV.2.1 Théorie des sous-ensembles flous

Un ensemble flou  $A$  sur un univers de discours  $U$  est caractérisé par une fonction d'appartenance  $\mu(x)$  qui prend ses valeurs sur l'intervalle  $[0,1]$ . Un ensemble flou est une généralisation d'un sous-ensemble ordinaire qui sa fonction d'appartenance prend que les deux valeurs 0 ou 1. La fonction d'appartenance fournit une mesure du degré qu'un élément de  $U$  soit un élément d'un sous ensemble flou. En logique floue un élément peut résider dans plus qu'un ensemble à des degrés d'appartenances différents. Ceci ne peut se produire dans la théorie des ensembles ordinaires.

Un ensemble flou  $A$  dans  $U$  peut être représenté comme un ensemble de paires ordonnées de l'élément générique  $x$  et son niveau (degré) d'appartenance [Ber-18] :

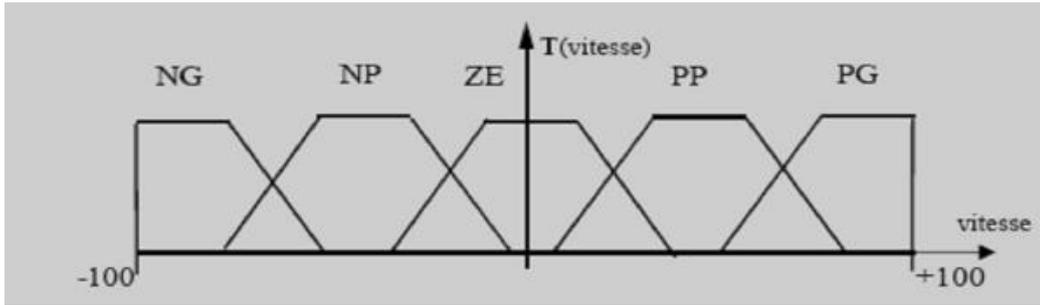
$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in U\} \quad (\text{IV.1})$$

### IV.2.2 Variables linguistiques

Les variables linguistiques sont des éléments dont les valeurs consistent en des mots ou des phrases en langage naturel plutôt qu'en des nombres. Elles permettent de représenter des connaissances floues ou incertaines concernant une variable dont la valeur exacte peut être inconnue.

Une variable linguistique  $x$  est généralement caractérisée par un triplet  $(x, T(x), X)$  ou  $x$  désigne le nom de la variable,  $X$  son univers de discours, et  $T(x)$  son ensemble de valeurs linguistiques. Par exemple, si la vitesse est considérée comme variable linguistique définie dans un domaine  $X = [-100, 100]$ , ses valeurs linguistiques peuvent être définies comme suit :  $T(\text{vitesse}) = \{\text{Négative grande (NG), Négative petite (NP), zéro (ZE), positive petite (PP), positive grande (PG)}\}$ .

Ces valeurs linguistiques sont considérées comme des sous-ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées en figure IV.1 [Cho-11].



**Figure IV.1:** Fonctions d'appartenance de  $T(\text{vitesse}) = \{NG, NP, ZE, PP, PG\}$

### IV.2.3 Opérations sur les ensembles flous

Les opérations effectuées sur les ensembles flous étendent les opérations bien connues sur les ensembles classiques. Elles permettent de réaliser des combinaisons logiques entre des concepts flous, ce qui signifie effectuer des calculs basés sur des degrés de véracité. En effet, lorsque les valeurs d'appartenance sont limitées à 0 et 1, les opérations flous telles que {Et, le OU, la négation, etc.,} devaient produire les mêmes résultats que les opérations classiques [Cho-11].

- **Egalite**

Deux sous-ensembles flous  $A$  et  $B$  de  $X$  sont égaux ( $A=B$ ) si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur pour tout élément de  $X$  [Cho-11].

$$\mu_A(x) = \mu_B(x) \quad \forall x \in X. \text{ Si } \exists x \text{ Tel que } \mu_A(x) \neq \mu_B(x) \Rightarrow A \neq B \quad (\text{IV.2})$$

- **Inclusion**

Soit deux ensembles flous,  $A$  et  $B$  de  $X$ . L'ensemble  $A$  est inclus dans le l'ensemble  $B$ , ( $A \subseteq B$ ), si leurs fonctions d'appartenance sont telles que [Cho-11].

$$\forall x \in X; \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{IV.3})$$

L'inclusion définit une relation d'ordre.

- **Intersection**

L'opérateur logique correspondant à l'intersection d'ensembles est le **ET**. Le degré de vérité de la proposition «  $A$  **ET**  $B$  » est le minimum des degrés de vérité de  $A$  et de  $B$  [Cho-11].

$$\forall x \in X; \mu_C(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV.4})$$

- **Union**

L'opérateur logique correspondant à l'union d'ensembles est le **OU**. Le degré de vérité de la proposition " $A \text{ OU } B$ " est le maximum des degrés de vérité de  $A$  et de  $B$  [Cho-11].

$$\forall x \in X; \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV.5})$$

## IV 2.4 Fonction d'appartenance

Les formes les plus couramment utilisées pour les fonctions d'appartenance sont les formes triangulaires, trapézoïdales ou Gaussiennes [Ber-18] :

- **Fonction d'appartenance triangulaire**

$$\mu(x) = \max\left(0, \min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-b}\right)\right) \quad (\text{IV.6})$$

Où  $a, b, c$  : sont les coordonnées des apex du triangle.

- **Fonction d'appartenance trapézoïdale**

$$\mu(x) = \max\left[\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right] \quad (\text{IV.7})$$

Où  $a, b, c$  et  $d$  sont les coordonnées des apex du trapèze.

- **Fonction d'appartenance Gaussiennes**

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{IV.8})$$

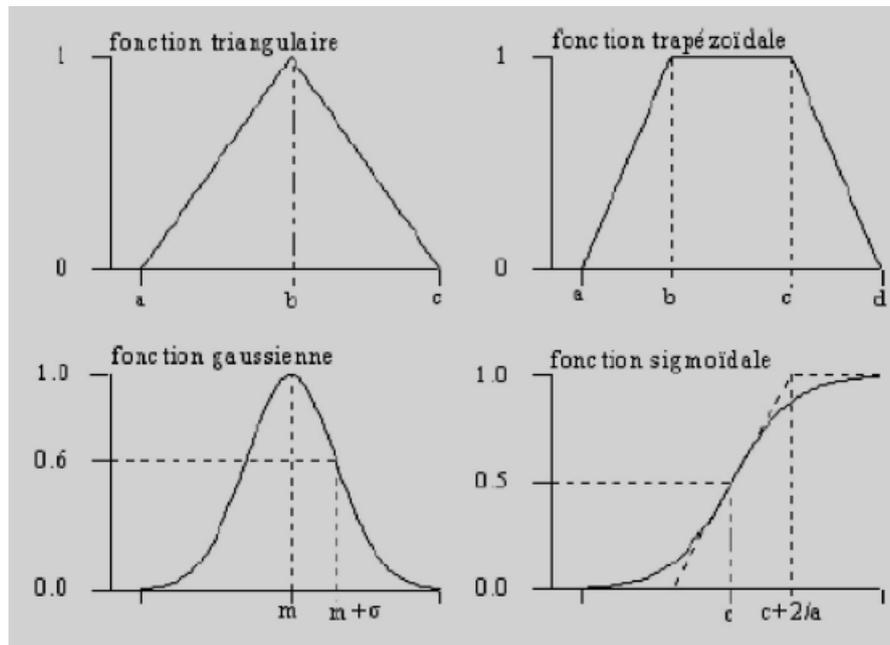
Où  $m$  est le centre de la gaussienne et  $\sigma$  sa largeur (variance).

- **Fonction d'appartenance Sigmoidale**

$$\mu(x) = \frac{1}{1+\exp(a(x-c))} \quad (\text{IV.9})$$

Elle est définie par deux paramètres  $\{a, c\}$ .

La figure IV.2 représente la forme des fonctions d'appartenance usuelles



**Figure IV.2** : Forme des fonctions d'appartenance usuelles

### IV.3 Principe de la logique floue

L'idée de base a pris naissance lorsqu'on a constaté la difficulté de programmer un automate en vue de la réalisation d'une tâche, cependant jugée simple à réaliser par un être humain. Le mode de raisonnement humain et le moyen de formaliser la connaissance humaine dans un langage accessible à une machine constituent, donc, les deux principaux sujets de réflexion qui ont mené à l'apparition de la logique floue.

Le concept de logique floue vient de la constatation que la variable booléenne, qui ne peut prendre que deux valeurs (vraie ou fausse) est mal adaptée à la représentation de la plupart des phénomènes courants. En effet, cette logique classique considère qu'une proposition est soit vraie soit fausse. En revanche, la logique floue distingue une infinité de valeurs de vérité (entre 0 et 1).

Pour bien, mettre en évidence le principe fondamental de la logique floue, on présente un simple exemple, celui de la température de l'eau.

Dans le cas de la logique booléenne classique, on réagirait de façon binaire soit l'eau est « froide » soit l'eau est « chaude ». C'est à dire qu'au fur et à mesure qu'on augmenterait la

température de l'eau, elle restera toujours dans un extrême ou l'autre. Avec la logique floue, il est possible d'admettre de nouvelles valeurs, on aurait plutôt tendance à dire : l'eau est « un peu moins froide », l'eau est « tiède », l'eau est « bientôt chaude » avec des ensembles des possibles est bien plus large que le premier ensemble binaire dont on a parlé [Dah-23].

## IV.4 Raisonnement floue

Le mode naturel est trop difficile à saisir. Les données qu'il contient sont sujettes à des imprécisions, des ambiguïtés et parfois à des incertitudes. La logique classique ne peut pas traiter efficacement ces connaissances, donc on utilise le raisonnement flou [Cho-11].

### IV.4.1 Implication floue

Une règle de forme générale "Si  $x$  est  $A$  alors  $y$  est  $B$ " définit une relation floue sur  $A \times B$  entre les variables  $x$  et  $y$ , et dont la relation d'appartenance est notée par [Cho-11] :

$$(x, y) \rightarrow \mu_R(x, y) \quad (\text{IV.10})$$

L'implication (ou relation) floue peut-être modélisée :

- Soit par une opération de conjonction **ET** floue :

$$\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{Mamdani})$$

$$\mu_R(x, y) = \mu_R(x) \times \mu_B(y) \quad (\text{Larsen})$$

- Soit par une implication floue :

$$\mu_R(x, y) = \min(1, 1 - \mu_A(x) + \mu_B(y)) \quad (\text{Lukasiewicz})$$

$$\mu_R = 1 - \mu_A(x) + \mu_A(x) \times \mu_B(y) \quad (\text{Reichenbach})$$

### IV.4.2 Modus ponens généralisé

Dans la théorie mathématique des raisonnements logiques, il existe plusieurs méthodes de démonstration des résultats d'analyse aboutissant à des conclusions. L'induction, l'éducation et l'analogie font partie de cette méthode de raisonnement. Le raisonnement logique repose en général sur un ensemble de tautologies qui conduisent à des solutions triviales déduites des

théorèmes de logique propositionnelle ne contenant aucune information sensée et nouvelle. Les lois de la logique de raisonnement formel sont des exemples de tautologie.

Le modus ponens, qui signifie « mode qui affirme », est une tautologie importante en logique formelle classique. Cette dénomination, issue du latin hérite de la scolastique, désigne une proposition logique de la forme suivante [Cho-11] :

$$(A' \wedge (A \Rightarrow B)) \Rightarrow B' \quad (\text{IV.11})$$

C'est-à-dire que, si  $A$  et  $A \Rightarrow B$  désignent des propositions vraies toutes les deux, alors la proposition  $B$  est également vraie. Le Modus Ponens étendu à la logique floue a donné le Modus Ponens Généralisé (MPG), dont le schéma de raisonnement logique se présente comme suit [Cho-11] :

Une règle linguistique se met sous la forme **SI...ALORS...** Et s'exprime de la manière suivante :

- **SI** (un ensemble de conditions est satisfait)
- **ALORS** (un ensemble d'actions doit être exécuté).

Une règle est composée de deux parties :

- Partie antécédente appelée prémisse ou condition qui est exprimée par **SI...** donne la description du système ;
- Partie conséquente (conclusion) qui est exprimée par **ALORS...**

Un exemple de règle floue est : **SI** vitesse est lente **ALORS** arrêt est court

La variable vitesse peut avoir une plage de valeurs entre 0 et 220 km/h. On peut inclure des sous-ensembles flous (très lente, lente, moyenne, rapide, très rapide) pour modifier cette règle. Chaque sous-ensemble flou représente une valeur linguistique pour la variable [Ber-18].

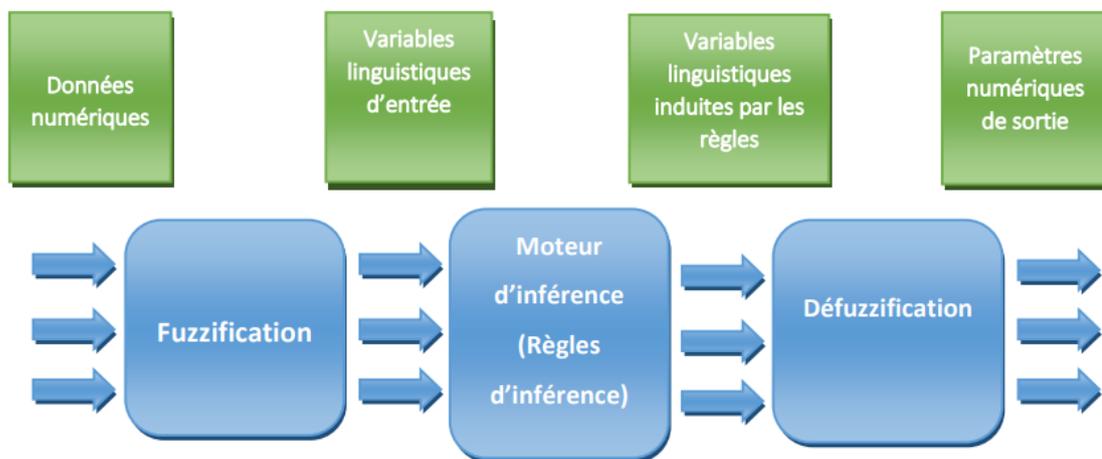
Le Modus Ponens Généralisé (MPG) se distingue par sa capacité accepter une observation qui n'est pas parfaitement identique à celle énoncée dans les prémisses de la règle. Il représente une extension et une généralisation du modus ponens booléen, ce qui a été abordé dans plusieurs publications [Cho-11].

## IV.5 Structure générale d'un système de commande floue

Le système de commande floue se compose :

- D'une base des règles, qui contient les règles floues et paramètres des fonctions d'appartenance ;
- D'un mécanisme de prise de décision ;
- D'une interface de FUZZIFICATION, laquelle permet de transformer les grandeurs mesurées d'entrée en des grandeurs floues ;
- D'une interface de DEFFUZZIFICATION à la sortie, qui consiste la transformation des résultats flous en des sorties précises.

La figure IV.3 représente le schéma synoptique du système flou :

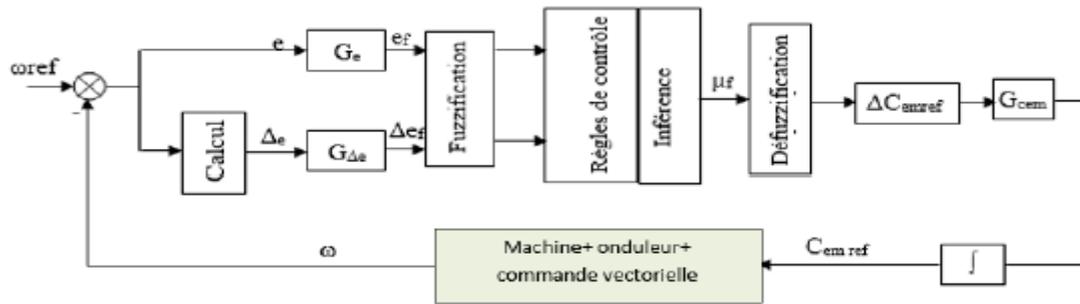


**Figure IV.3 :** Schéma synoptique du système flou

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 [Dah-23].

## IV.6 Régulateur à logique floue

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes (mono entrée / mono sortie). Ce schéma est représenté par la figure IV.4.



**Figure IV.4** : Schéma bloc d'un régulateur flou

D'après le schéma de la figure **IV.4**, le régulateur flou :

- Des gains d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et la variation de commande ;
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation ;
- D'un bloc des règles du contrôleur flou (inférences) ;
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique.

#### IV.6.1 Loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation tel que  $C_{emref} = (e, \Delta e)$ . Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande  $\Delta C_{emref}$ , permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les plus part des cas, cette variation de commande est obtenue par une simple lecture dans une table de décision définie hors ligne **[Ben-06]**.

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$C_{emref}(k+1) = C_{emref}(k) + G_{\Delta cem} \cdot \Delta G_{cemref} \quad (\text{IV.12})$$

Où  $G_{cem}$  : Gain associé à la commande ;

$C_{emref}(k+1)$  : En général choisi faible pour assurer la stabilité du système ;

$\Delta C_{emref}$  : Variation de la commande.

#### IV.6.2 Fuzzification

La fuzzification est l'opération de rendre une entrée classique en valeur linguistique. Des valeurs d'entrée sont traduites en concepts linguistiques représentés comme des ensembles

flous. Les fonctions d'appartenance sont appliquées aux mesures et des degrés de vérité sont établis pour chaque proposition [Ber-18].

Les ensembles flous des variables d'entrée, de sortie et leurs fonctions d'appartenance sont présentés par les figures IV.5.a, IV.5.b et IV.5.c.

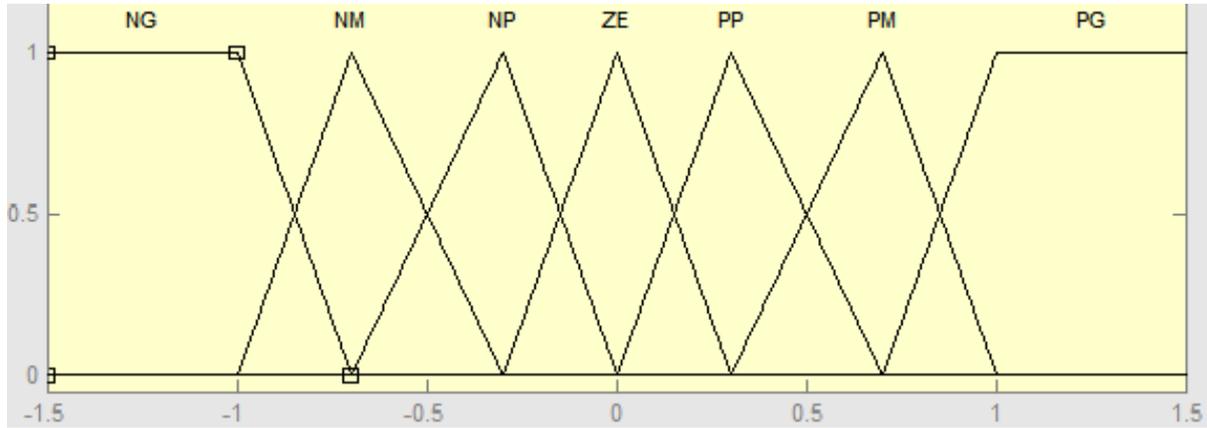


Figure IV.5.a: Fonctions d'appartenances de la variable d'entrée 'e'

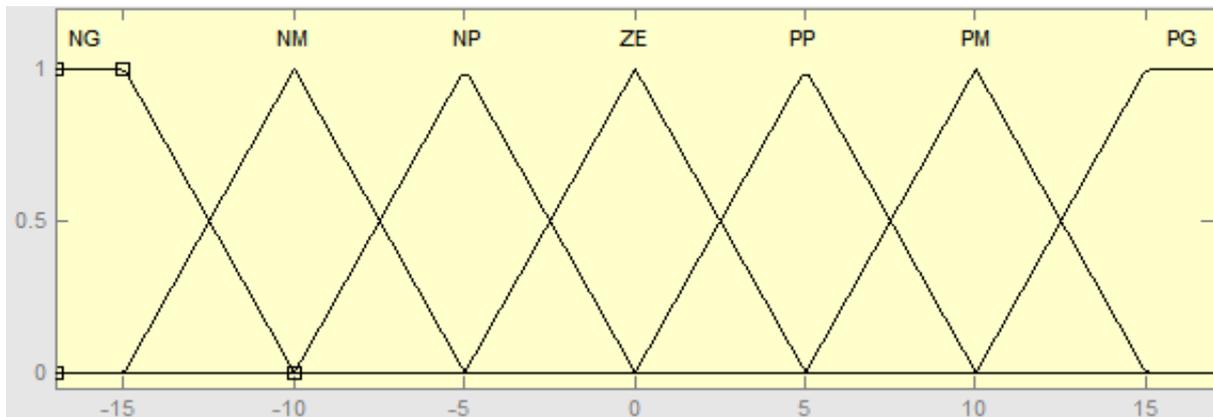


Figure IV.5.b : Fonctions d'appartenances de la variable d'entrée 'Δe'

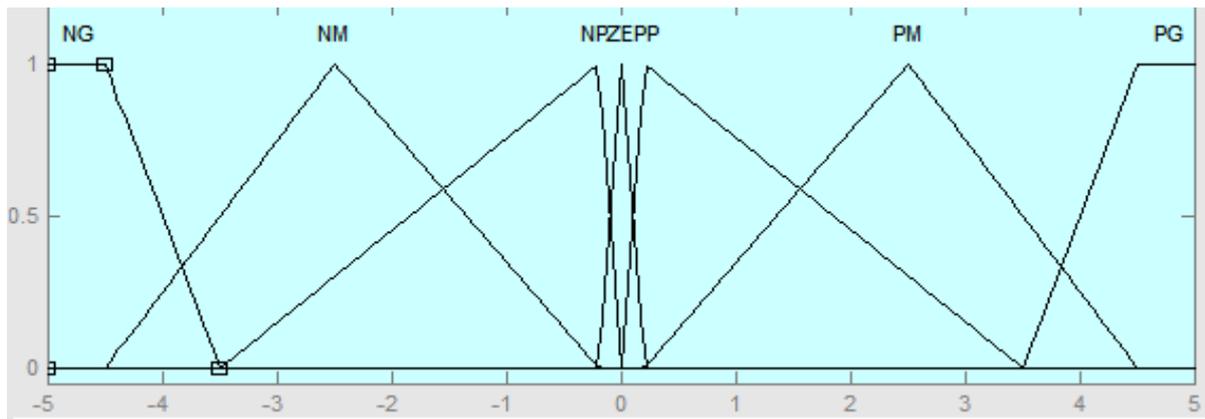


Figure IV.5.c : Fonctions d'appartenance de la variable de sortie  $\Delta u$

Les classes sont nommées :

**NG** : Négatif Grand, **NM** : Négatif Moyen, **NP** : Négative Petit, **ZE** : Zéro, **PP** : Positif Petit  
**PM** : Positif Moyen et **PG** : Positif Grand.

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède cinq ensembles flous, ce qui donne un ensemble de quarante-neuf règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante (figure IV.6) [Dah-23].

e	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
$\Delta_e$							
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NM	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NP	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Figure IV.6 : Matrice d'inférence des règles floues

### IV.6.3 Règles de contrôle

Une base de règles floues consiste en un ensemble de règle permettant de définir le comportement d'un système, en déterminant la sortie du contrôleur en fonction des entrées. Ces règles peuvent être fournies par un expert ou extraites de données numériques, et suivent généralement la structure « Si [condition] alors [action] ».

Il est essentiel que la base de règles soit complète pour garantir le bon fonctionnement du système flou [Dah-23].

### IV.6.4 Inférence floue

La stratégie de réglage repose principalement sur les inférences adoptées, qui établissent des relations entre les grandeurs mesurées, considérées comme les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de la fuzzification) et les variables de sorties. Dans le contexte du réglage par logique floue, ces inférences impliquent généralement plusieurs règles. Les inférences souvent prennent la forme suivante :

- ❖ **SI** (l'ensemble des conditions sont satisfaites),
- ❖ **ALORS** (l'ensemble des conséquences peuvent être supposées).

Un moteur d'inférence est un ensemble de plusieurs règles. L'opérateur '**ET**' s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur '**OU**' lie les différentes règles. Il existe plusieurs possibilités pour réaliser ces opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenances. On introduit alors la notion de méthode d'inférence. Elle détermine la réalisation des différents opérateurs dans une inférence. Nous distinguons une variété importante d'inférences floues, mais nous nous contentons d'en présenter trois méthodes d'inférence[Dah-23] :

- ❖ La méthode d'inférence max-min ;
- ❖ La méthode d'inférence max-produit ;
- ❖ La méthode d'inférence somme-produit.

Les trois inférences se diffèrent par la manière par laquelle les sorties sont déterminées.

### IV.6.5 Déffuzification

La déffuzification est le processus de convertir une valeur floue en valeur nette. Quelques méthodes existent, comme l'appartenance maximale, les méthodes de défuzzification les plus

utilisées en commande floue sont le centre de gravité, le centre des aires et la moyenne des maximas.

- **Centre de gravité** : méthode de défuzzification moyenne pondérée. Calcule la moyenne pondérée des ensembles flous. La conclusion peut être exprimée par la formule :

$$\Delta U = \frac{\sum_{i=1}^R \mu_A(x) \cdot \mu_i}{\sum_{i=1}^R \mu_A(x)} \quad (\text{IV.13})$$

Où  $R$  est le nombre total de règles.

- **La moyenne des maximas** : Il génère un croquant contrôlé l'action en faisant la moyenne des valeurs de soutien lorsque leurs valeurs d'adhésion atteignent le maximum.

$$\Delta U = \sum_{i=1}^{\ell} \frac{m_i}{\ell} \quad (\text{IV.14})$$

Où  $\ell$  est le nombre des valeurs  $m$  quantifiées.

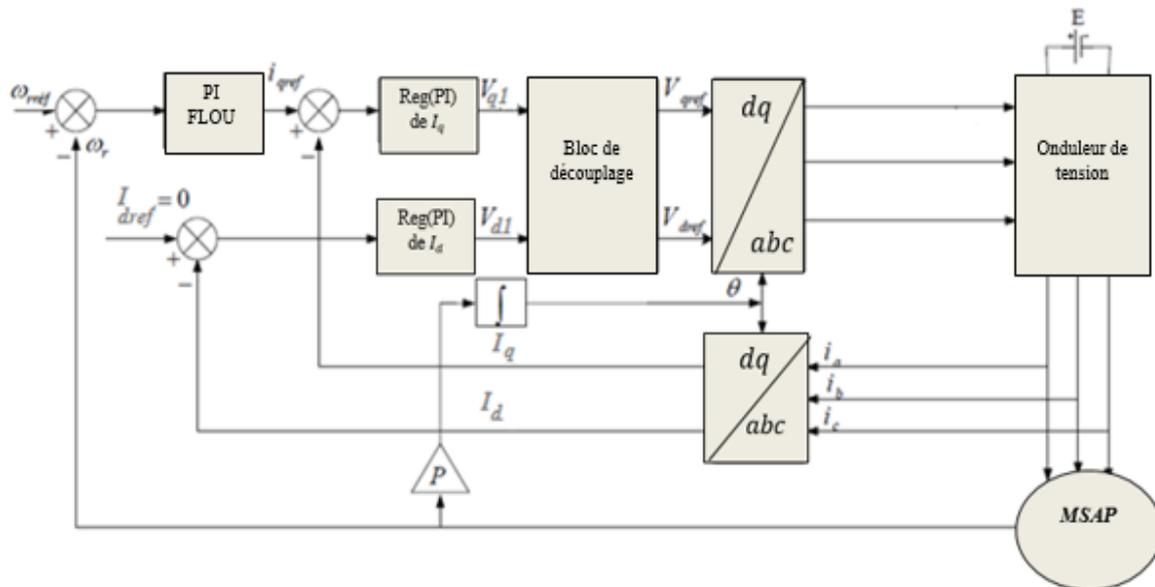
L'étape de la défuzzification est la dernière étape pour la conception d'un régulateur flou. Elle consiste à transformer une valeur floue (fonction d'appartenance résultante) en une valeur physique (déterministe). Dans notre travail, notre choix c'est porté sur la méthode la plus utilisée. Il s'agit de la défuzzification par centre de gravité.

## IV.7 Simulation de la commande par logique floue de la MSAP

La simulation a été réalisée dans l'environnement Matlab/Simulink, où nous présenterons la simulation de la commande par logique floue de la MSAP.

### IV.7.1 Résultats de simulation de la MSAP avec un régulateur flou

Dans cette section, on présentera la simulation de la commande par logique floue de la MSAP. Pour valider l'efficacité du contrôle propose, le système de contrôle est conçu comme illustré à la figure IV.7, puis implémenté sur la plateforme Matlab/Simulink. Seule la vitesse est régulée par un contrôleur PI flou.



**Figure IV.7 :** Schéma global de la commande par logique floue de la MSAP

Les tests de simulation par insertion de la charge et des variations brusques de la vitesse de rotation ont été réalisés sur un intervalle de simulation de 2.5s, avec un couple de charge de 14N.m appliqué à l’instant  $t=0.75s$ .

Pour démontrer la robustesse de la commande par logique floue face aux variations brusques de la vitesse de rotation, une consigne de vitesse de 100 rad/s a été appliquée pendant 1.5 secondes, suivie par une inversion du sens de rotation à -100 rad/s.

La figure **IV.8** montre que la vitesse de rotation, suit parfaitement sa vitesse de référence avec un temps de réponse très court, sans dépassement et avec une erreur statique nulle. Après l’application de la charge à  $t=0.75s$ , la vitesse ne subit presque aucune influence. Lors de l’inversion du sens de rotation à  $t=1.5s$ , la vitesse s’inverse jusqu’à atteindre sa nouvelle référence de -100 rad/s. Cela confirme la robustesse de cette commande.

La figure **IV.9** montre que le couple électromagnétique subit un pic au démarrage et se stabilise autour de zéro après 0.02s. Lors de l’application de la charge à  $t=0.75s$ , le couple augmente pour compenser instantanément le couple de la charge. A  $t=1.5s$ , un pic apparait en raison de la variation de vitesse.

La figure **IV.10** illustre le découplage réussi, avec  $I_d$  maintenu à zéro.

La figure **IV.11** montre que le courant  $I_q$  reflète parfaitement le couple électromagnétique ( $C_{em}$ ), confirmant le découplage réussi.

La figure IV.12 présente les courants triphasés.

Ainsi, les résultats obtenus démontrent que la robustesse de cette commande est assurée dans ces conditions de fonctionnement.

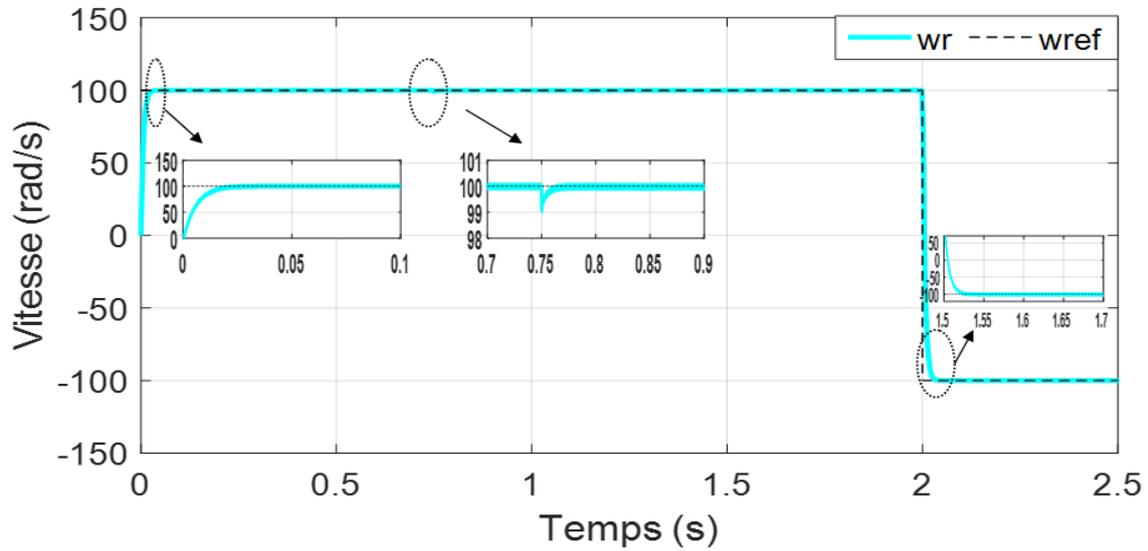


Figure IV.8 : Vitesse angulaire  $\omega_r$

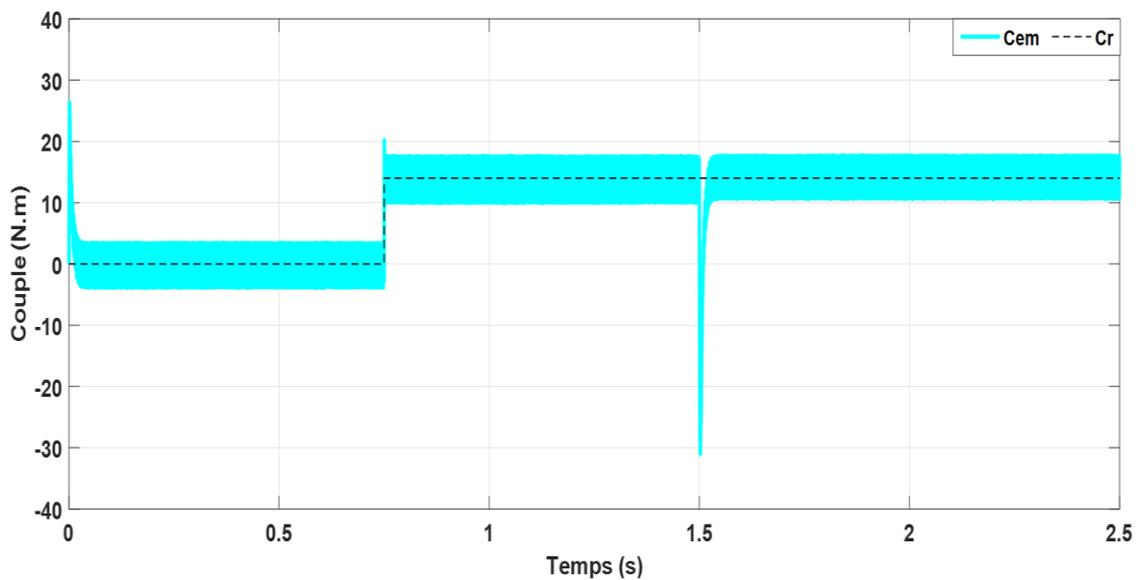


Figure IV.9 : Couple électromagnétique  $C_{em}$

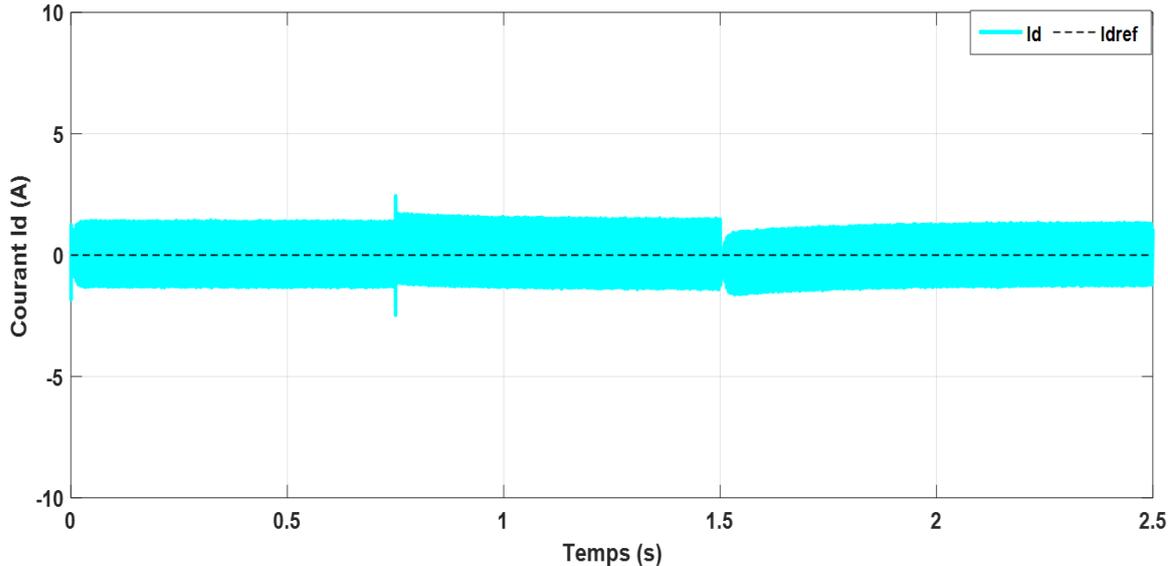


Figure IV.10 : Courant  $I_d$

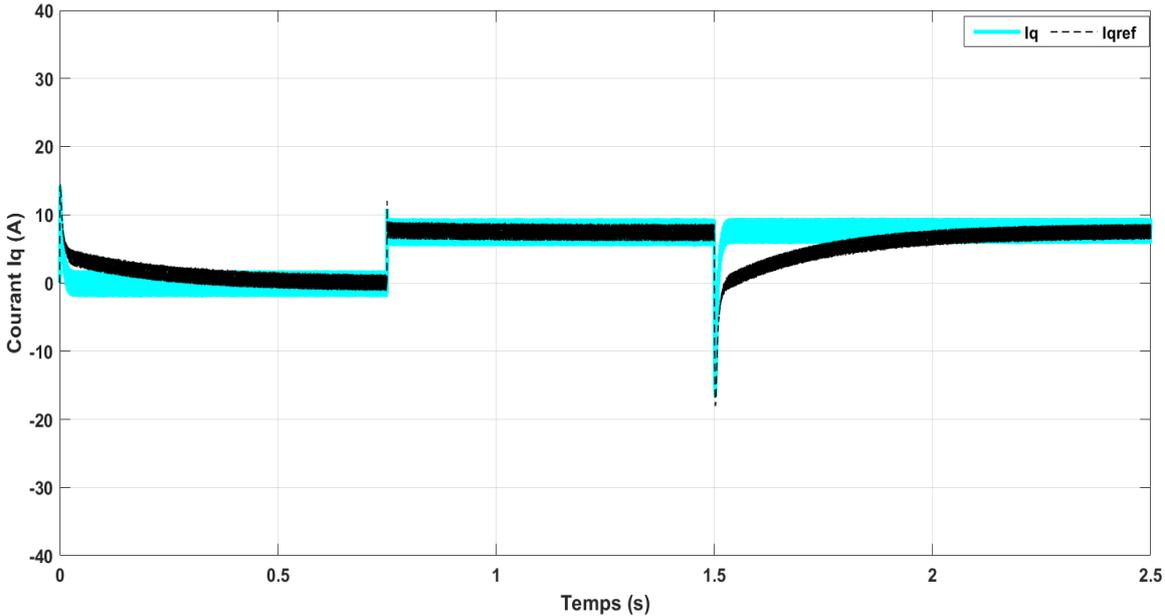


Figure IV.11 : Courant  $I_q$

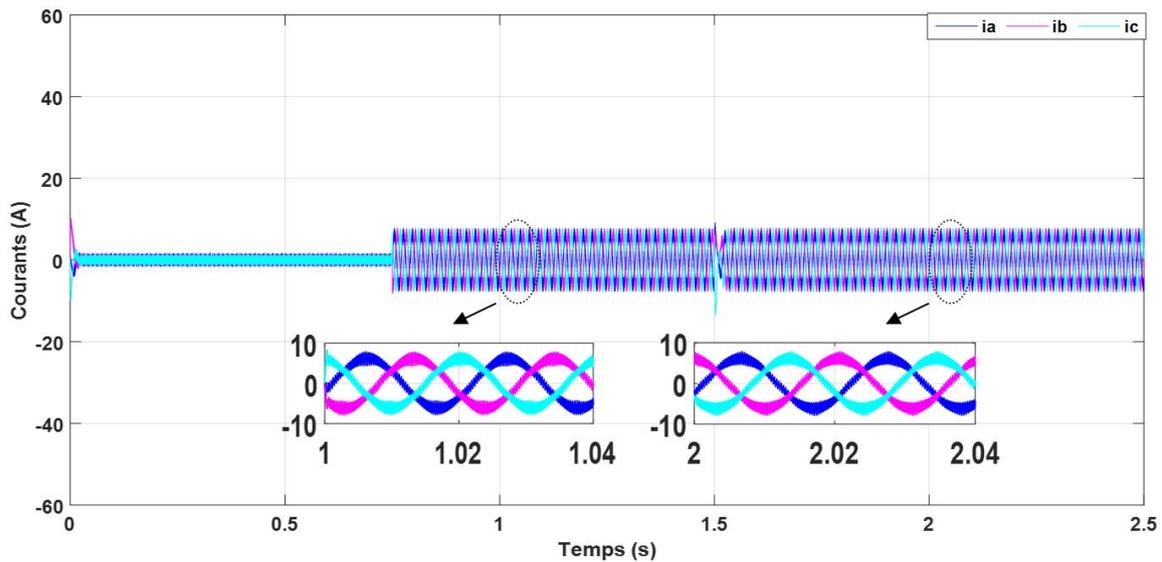


Figure IV.12 : Courants  $i_{abc}$

## IV.8 Etude comparative entre la commande vectorielle et logique floue

### IV.8.1 Comparaison au niveau de la variation de vitesse

Ces tests ont été réalisés pour démontrer la robustesse de la commande face aux variations brusques de la vitesse de rotation. La figure IV.13 montre la vitesse de la MSAP, pour un échelon de vitesse de  $+100\text{rad/s}$ , suivi à l'instant  $t=0.75\text{s}$  d'une inversion de la vitesse à la consigne  $-100\text{rad/s}$  puis d'une deuxième inversion de la vitesse à  $+65\text{rad/s}$  à  $t=2\text{s}$ . Lors de l'utilisation du régulateur PI classique, on observe un dépassement important de la courbe de vitesse et des oscillations évidentes pendant la phase initiale du démarrage du moteur. En revanche, le régulateur PI-flou présente un dépassement moins élevé.

### IV.8.2 Comparaison au niveau de la variation de la charge

La figure IV.14 présente les résultats de simulation lors de la variation du couple de charge, avec une perturbation de  $9\text{N.m}$  à  $t=0.75\text{s}$ , suivie encore de  $5\text{N.m}$  afin d'avoir  $14\text{N.m}$  à  $t=1.5\text{s}$ .

En ce qui concerne la logique floue, le couple réagit instantanément et la vitesse reste constante sans dépassement ni déformation. On observe des oscillations sur le couple, mais elles sont rapidement atténuées.

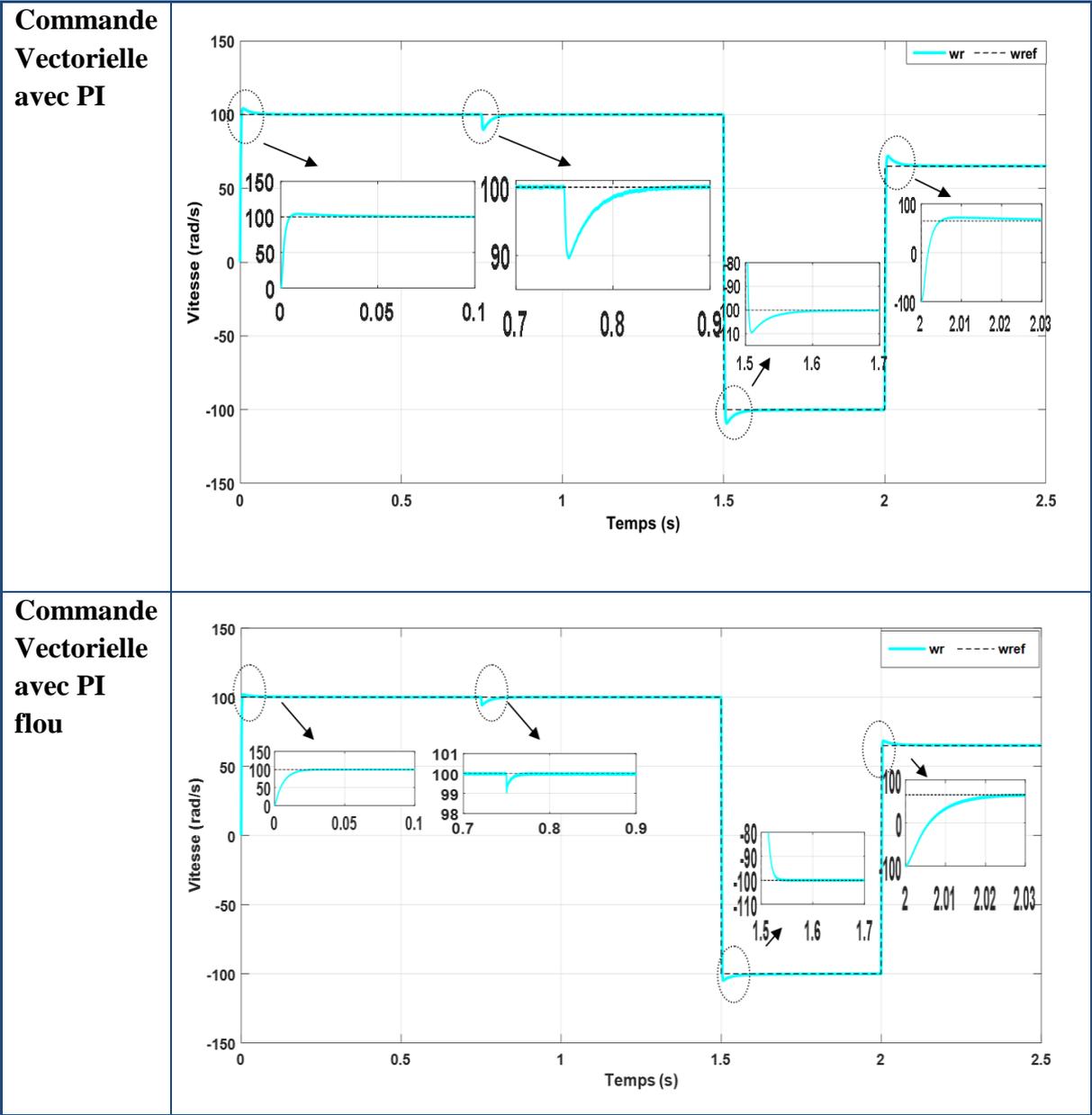


Figure IV.13 : Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence

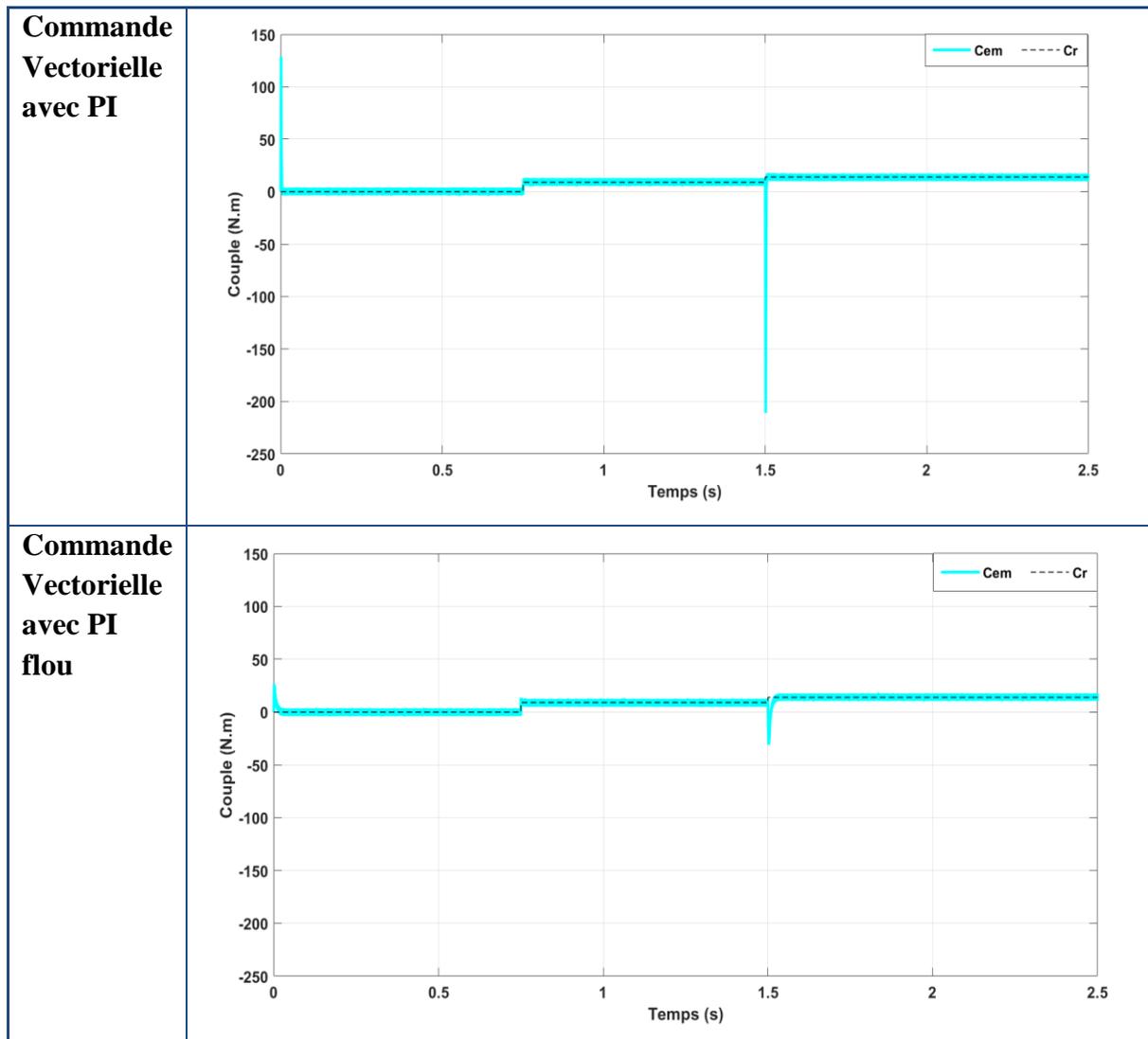


Figure IV.14 : Résultats simulation pour la variation de la charge

### IV.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué la commande par logique floue à la MSAP. Les concepts fondamentaux de la logique floue ont été présentés au début. Nous avons introduit les aspects de la commande par logique floue et la conception d'un contrôleur flou, en justifiant notre choix par sa capacité à gérer l'imprécision, l'incertitude et le vague, ainsi que par sa simplicité de conception.

Après avoir exposé la théorie de base de cette commande, nous avons effectué des tests par simulation avec Matlab/Simulink pour démontrer les performances et l'efficacité de cette méthode. Les résultats obtenus montrent la faisabilité et la praticabilité de cette stratégie de contrôle.

Nous avons conclu que le contrôleur flou offre une réponse rapide, un faible dépassement, un découplage parfait en maintenant le courant  $I_d$  à zéro, et une erreur statique quasiment nulle.

Ensuite, une étude comparative entre la commande vectorielle et la commande par logique floue a été réalisée dans des conditions identiques de fonctionnement (référence, charge, etc.) et de simulation numérique (pas d'échantillonnage, durée de simulation, etc.). Cette comparaison a permis de démontrer la supériorité de la commande par logique floue par rapport à la commande vectorielle classique avec régulateur PI.

# CONCLUSION GÉNÉRALE

### Conclusion générale

Le travail, présenté dans le cadre de ce mémoire concerne la commande d'une machine synchrone à aimants permanents. MSAP via deux différentes structures de commande afin de choisir la mieux adaptée de point de vue qualitative, à savoir :

- Commande par régulateur classique ;
- Commande par régulateur flou.

Afin d'aborder cette étude, on a présenté au premier chapitre, une étude générale sur les aimants permanents, les avantages et les domaines d'applications qui concernent les machines synchrones à aimants permanents.

Dans le deuxième chapitre, une étude générale de modélisation de la MSAP a été présentée, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux et le couple. Ensuite nous avons établi un modèle de connaissance de l'ensemble Onduleur-MSAP lorsqu'elle est alimentée en tension. Les résultats obtenus ont montré que le système d'association est bien défini et que la machine se comporte comme un système non-linéaire fortement couplé.

Pour réaliser une commande performante de la MSAP, un découplage entre la partie magnétique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable. Pour cela on a introduit une technique de commande qui permet le découplage.

Pour cela on a introduit dans le troisième chapitre une commande vectorielle basé sur des régulateurs classiques PI, qui permet d'imposer à la machine synchrone à aimants permanents un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée.

Cependant, suite aux tests simulés effectués, il apparaît que le réglage de la vitesse par le correcteur PI n'est pas robuste face aux variations paramétriques de la machine dû essentiellement au calcul des régulateurs basés sur le modèle linéaire. Devant l'insuffisance des performances dynamiques de ces régulateurs, nous avons fait appel aux régulateurs d'intelligence artificielle.

La commande par logique floue a fait l'objet du quatrième chapitre, appliqué à la machine synchrone à aimants permanents connectée à l'onduleur à MLI, ce chapitre nous a permis

d'avoir une vue générale sur les systèmes flous, nous avons montré comment appliquer cette théorie en vue de la conception d'un régulateur flou. Une simulation à base d'un contrôleur flou a été effectuée afin de réguler la vitesse. Les résultats obtenus ont montré que le régulateur flou présente des performances de poursuite très satisfaisantes.

Par la suite, une étude comparative entre la commande vectorielle et la commande logique floue, dans les mêmes conditions de fonctionnement a été faite. Ce qui nous a permis de montrer la supériorité de la commande par logique floue par rapport à celle de la commande vectorielle par des PI.

D'après les résultats obtenus on peut conclure les points suivants :

- Meilleures performances statiques et dynamiques ;
- Meilleures poursuites de consignes régulées ;
- Meilleure rejection des perturbations de charge ;
- Insensibilité vis-à-vis des variations paramétriques.

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspectives :

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux afin de minimiser les ondulations au niveau du couple électromagnétique et des courants ;
- L'application d'autres techniques de commandes telle que la commande par Backstepping, la commande adaptative, etc. ;
- L'implémentation des techniques de commande présentées dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats de simulations obtenus.

# ANNEXES

### Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents

- ❖ Puissances nominale :  $P_n = 1.5 \text{ kW}$
- ❖ Tension nominale :  $v_n = 220 \text{ V}$
- ❖ Vitesse de rotation nominale :  $\omega_n = 104.7 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$
- ❖ Résistance statorique :  $R_s = 1.4 \Omega$
- ❖ Inductance cyclique sur l'axe direct d :  $L_d = 0.0066 \text{ H}$
- ❖ Inductance cyclique sur l'axe quadratique :  $L_q = 0.0058 \text{ H}$
- ❖ Flux des aimants permanents :  $\varphi_f = 0.6184 \text{ Wb}$
- ❖ Coefficient de frottement visqueux :  $K_f = 0.00039 \text{ N.m.} \frac{\text{s}}{\text{rad}}$
- ❖ Moment d'inertie :  $J = 0.00176 \text{ Kg.m}^2$
- ❖ Nombre de paires de pôles :  $P = 3$
- ❖ Couple Nominale :  $C_n = 14 \text{ N.m}$

### Paramètres des régulateurs PI (commande vectorielle)

- Régulateur de vitesse  $\omega_r$ :

$$K_{i\omega} = 50; K_{p\omega} = 1.2$$

- Régulateurs des courants  $I_{dq}$ :

$$K_{pd} = 84; K_{id} = 360$$

$$K_{iq} = K_{id}; K_{pq} = K_{pd}$$

### Paramètres des régulateurs logiques flous

$$G_e = 0.001; G_{\Delta e} = 0.0001; G_{cem} = 5000$$

RÉFÉRENCES  
BIBLIOGRAPHIQUES

**Références bibliographiques**

- [Dah-23] F. Dahmoune et T. Achour, «*Commande d'un moteur synchrone à aimants permanents* », Mémoire de Master, Université de Bejaia, 2023.
- [Ann-09] A. Annane, «*Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable* », Mémoire de Magister, Université d'Annaba, 2009.
- [Aouz-24] D. Aouzellag, «*Construction des machines électriques* », Cours Master 2, Université de Bejaia, 2024.
- [Att-11] A. Attou , «*Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants Permanents* », Mémoire de Magister, Université de Sidi-Bel-Abbès, 2011.
- [Bac-95] B. Hacène, «*Contribution à la commande des machines synchrones à aimants permanents* », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 1995.
- [Ben-06] M.T. Benchouia, «*Commande de la machine à courant alternatif par différentes techniques de contrôle avancées* », Thèse de Doctorat, Université Mohamed de Biskra, 2006.
- [Ben-09] A. Benbrahim, «*Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents* », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2009.
- [Ber-18] A. Berrabah et O.Hamza, «*Commande par logique floue d'une machine synchrone à aimant permanent* », Mémoire de Master, Université de M'sila, 2018.
- [Ber-22] W. Beraza et Y. Mansouri, «*Contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents*», Mémoire de Master, Université de Bejaia, 2023.

- [Bou-14] N. Bounasla, «*Commande par mode de glissement d'ordre supérieure de la machine synchrone à aimants permanents* », Mémoire de Master, Université de Sétif, 2014.
- [Dal-22] S. Dalile et A. Figaoui, « *Autopilotage de la vitesse d'une MSAP par régulateur à mode glissant* », Mémoire de Master, Université de Adrar, 2022.
- [Cha-21] L. Chabani, A. Guedda et I. Messaoudi, « *Commande par la logique floue de la machine synchrone à aimant permanents* », Mémoire de Master Académique, Université d'El-Oued, 2021
- [Cho-11] N. Choug, «*Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel*», Mémoire de Master, Université de Batna, 2011.
- [Chs-09] CH. Soufyane, «*Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée*» Mémoire de Magister, Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technologique d'Oran Octobre 2009.
- [Fre-04] G. Frédéric, «*Modélisation et optimisation par plans d'expériences d'un moteur à commutations électroniques* », Université des Sciences et Technologie de Lille, Thèse doctorat, 2004.
- [Kha-07] KH. Aissa, «*Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté* » Thèse de Doctorat, Boumerdès, 2007.
- [Khe-18] I. Khelif, «*La commande direct du couple d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP)* », Mémoire Master, Université d'Ouargla, 2018.
- [Kob-17] A. Kobbi, M. Dekkiche «*Etude comparative enter la commande vectorielle et la commande non linéaire* », Mémoire Master; Université d'Ouargla,2017.

- [Mes-15] S. Messai , « *Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents* », Mémoire Master, Université de Oum El Bouaghi, 2015.
- [Mes-16] H. Mesloub, « *Commande DTC prédictive d'une machine synchrone à aimants permanents* », Thèse Doctorat, Université de Biskra, 2016.
- [Rac-11] R. Abdessemed, « *Modélisation et simulation des machines électrique* », Ellipse édition marketing, rue Bargue 75740 Paris cedex 15, 2011.
- [Sae-95] A. Saeed, « *Contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants Permanents : identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple* », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 1995.
- [Tle-99] A. Tlemçani, « *La commande adaptative par les systèmes flous : application à la machine synchrone à aimants permanents* », Thèse de magister : Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique Alger, 1999.
- [Uni-1] <https://fac.umc.edu.dz/ista/pdf/cours/Machines%20synchrones.pdf>.
- [Web-01] <https://pros-r.com/fr/blog/post/21-comprendre-les-regulateurs>.
- [Web-02] [https://fr.m.wikipedia.org/wiki/Machine\\_synchrone](https://fr.m.wikipedia.org/wiki/Machine_synchrone)
- [Web-03] [https://staff.univ-batna2.dz/sites/default/files/chabane\\_mabrouk/files/ms1.ecole.pdf](https://staff.univ-batna2.dz/sites/default/files/chabane_mabrouk/files/ms1.ecole.pdf)
- [Web-04] <https://fr.m.wiktionary.org/wiki/aimant-permanent>

## Résumé :

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire est une étude comparative des régulateurs flous par rapport au régulateur classique de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimant permanents (MSAP). La première partie de cette étude, concerne la modélisation de la machine et de la commande vectorielle, cette dernière a permis de simplifier considérablement le système, le modèle obtenu est similaire à celui d'un moteur à courant continu. La deuxième partie, a été consacrée au réglage de la vitesse de rotation à l'aide des régulateurs classiques (PI) et des régulateurs modernes à savoir les régulateurs flous. Dans la dernière partie nous avons présentés une étude comparative entre le régulateur classique et les régulateurs flous; Ces derniers ont fait preuve de leurs efficacités de point de vue rejet de perturbation

**Mots clés :** MSAP, Commande Vectorielle, Régulateur PI, Logique Floue, Régulateur Flous.

## Abstract

The aim of the work presented in this dissertation is a comparative study of fuzzy controllers versus conventional controllers for the vector control of a permanent magnets synchronous machine (PMSM). The first part of this study concerns the modeling of the machine and the vector control, which has made it possible to simplify the system considerably. The model obtained is similar to that of a DC motor. The second part is devoted to speed control, using classical PI controllers and modern fuzzy controllers. In the last part, we presented a comparative study between classical controllers and fuzzy controllers; the latter have proven their efficiency in terms of disturbance rejection

**Keywords:** MSAP, Vector Control, PI Controller, Fuzzy Logic, Fuzzy Controller.