

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

**UNIVERSITE IBN-KHALDOUN TIARET**

FACULTE DES SCIENCES APPLIQUEES  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



# MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme du Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Commande Des Systèmes Electriques

## THEME

# Commande par logique floue d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents

**Préparé par :**

Mr. MERIKHI Ayoub.

Mr. ABBES Omar.

**Devant le Jury :**

**Nom et Prénoms**

Mr. HASSAINE SAID.

Mr. MIHOUB YUCEF.

Mr. TOUMI DJILALI.

**Grade**

MCA

MCB

MCB

**Qualité**

Président

Examineur

Encadreur

**PROMOTION 2015/2016**

## Dédicaces

Je dédie ce travail :

A mon père et à ma mère,

Mes Sœurs, mes Frères et mes Proches,

A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir,

Et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs.

**Ayoub**

Tiaret, juin 2016

Je dédie ce travail :

A ma mère,

A ma femme,

A mon frère Mohamed et mes sœurs,

A tout ma famille et mes amis.

**Omar**

Tiaret juin 2016.

## **Remerciements**

Avant toute chose, nous remercions ALLAH le tout puissant de m'avoir donné le courage, la patience et la force durant toutes ces années d'étude.

Un remerciement particulier à Monsieur TOUMI Djilali, Enseignant au sein du département du Génie Electrique à l'Université de Tiaret, pour avoir dirigé ce travail, et pour la confiance et l'intérêt qu'il a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail, son expérience et sa connaissance ont contribué à notre formation scientifique. Nos remerciements distingués vont aussi à Monsieur HASSAINE SAID, Enseignant à l'Université de Tiaret, pour nous avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance. Ainsi, nous remercions vivement Monsieur MIHOUB YOUCEF, Enseignant à l'Université de Tiaret, pour avoir accepté d'examiner ce mémoire.

Enfin Nous remercions le responsable, les ingénieurs du Hall de technologie, tous les Enseignants de génie électrique à l'université de Tiaret et nous remercions tous ceux qui de près ou de loin ont participé à l'élaboration de ce travail.

Symbole	Signification
MSAP	Moteur (Machine) Synchrone à Aimant Permanent.
MCC	Moteur (Machine) à Courant Continu.
MAS	Moteur (Machine) Asynchrone.
MS	Moteur (Machine) synchrone.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
MLIST	Modulation par largeur d'impulsion sinus-triangulaire
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
CV	Commande Vectorielle.
PI	Correcteur Proportionnelle Intégrateur.
IP	Correcteur Intégrateur Proportionnelle.
PI-P	Correcteur Proportionnelle Intégrateur-Proportionnelle.
Fém	Force électromotrice.
FTBO	Fonction de transfert en boucle ouverte.
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée.
LF	Logique Floue.
RLF	Régulateur par Logique Floue.
NG	Négatif grand.
NM	Négatif Moyen.
NP	Négatif Petite.
ZE	Zéro.
PP	Positif Petite.
PM	Positif Moyen.
PG	Positif Grand.

Grandeurs	Désignation	Unité
$V_{abc}$	Les tentions des phases statoriques.	Volt [V]
$i_{abc}$	Les courants des phases statorique a, b, c.	Ampère [A]
$\varphi_{abc}$	Les flux totaux à travers les bobines statorique.	Weber [We]
$R$	Résistance d'un enroulement statorique.	Ohm [ $\Omega$ ]
$L_s$	L'inductance propre d'une phase statorique.	Henri [H]
$M_s$	Mutuelle inductance entres phases du stator.	[H]
$\Omega$	Vitesse mécanique de la rotation de la machine.	[Rad/s]
$\omega$	Vitesse électrique du rotor.	[Rad/s]
$\theta$	La position.	[Rad]
$C_r$	Couple résistant.	[Nm]
$C_{em}$	Couple électromagnétique.	[Nm]
$C_f$	Couple de frottement.	[Nm]
$J$	Moment d'inertie.	[Kg.m <sup>2</sup> ]
$P$	Nombre de paires de pôles.	—
$f_c$	Coefficient de frottement.	—
$\varphi_f$	Flux du rotor.	Weber [We]
$T_\theta$	La matrice de transformation direct de Park.	—
$T_\theta^{-1}$	La matrice de transformation inverse de Park.	—
$I_d$	Courant directe.	[A]
$I_q$	Courant quadrature.	[A]
$L_d$	L'inductance directe.	[H]
$L_q$	L'inductance quadrature.	[H]

## Sommaire

Introduction generale .....	1
<b>Chapitre I: Présentation et modélisation du MSAP</b>	
I.1. Introduction.....	3
I.2. Généralité sur les Machines Synchrones .....	3
I.3. Description Générale des Machines Synchrones à Aimants Permanents.....	5
<i>I.3.1. Structures sans pièces polaires.....</i>	<i>6</i>
<i>I.3.2. Structures avec pièces polaires.....</i>	<i>6</i>
I.4. Principe de l'autopilotage des machines synchrones.....	7
I.5. Différents modes d'alimentation des MSAP .....	8
I.6. Modélisation du Moteur Synchrone à Aimants Permanents .....	9
<i>I.6.1. Hypothèses simplificatrices .....</i>	<i>9</i>
<i>I.6.2. Mise en équations d'un Moteur dans le repère triphasé .....</i>	<i>9</i>
<i>I.6.2.1. Équations électriques.....</i>	<i>10</i>
<i>I.6.2.2. Équations mécaniques.....</i>	<i>11</i>
<i>I.6.2.3. Transformation de Park.....</i>	<i>12</i>
<i>I.6.3. Modèle du moteur synchrone à aimants permanents dans le repère de Park.....</i>	<i>12</i>
<i>I.6.4. Résultat de la simulation en boucle ouvert sans onduleur .....</i>	<i>14</i>
<i>I.6.5. Interprétation des résultats.....</i>	<i>15</i>
I.7. Modélisation du Convertisseur Statique .....	15
<i>I.7.1. Modélisation de l'onduleur.....</i>	<i>16</i>
<i>I.7.2. Commande MLI .....</i>	<i>16</i>
<i>I.7.3. Modulateur MLI.....</i>	<i>17</i>
<i>I.7.4. Résultat de Simulation de la MSAP alimenté par un onduleur .....</i>	<i>18</i>
I.8. Conclusion .....	19
<b>Chapitre II: Commande vectorielle du MSAP</b>	
II.1. Introduction .....	20
II.2. Principe de la Commande Vectorielle .....	20
II.3. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle .....	21
<i>II.3.1. Avantages de la commande vectorielle .....</i>	<i>21</i>
<i>II.3.2. Inconvénients de la commande vectorielle.....</i>	<i>21</i>
II.4. Découplage par compensation.....	22
II.5. Synthèse des différents régulateurs .....	24
<i>II.5.1. Description du système global.....</i>	<i>24</i>

II.5.2. Conception des Régulateurs .....	24
II.5.3. Dimensionnement des régulateurs .....	25
II.5.3.1. Régulateur PI du courant $I_d$ .....	26
II.5.3.2. Régulateur PI du courant $I_q$ .....	27
II.5.3.3. Régulateur IP de vitesse .....	27
II.5.4. Limitation des courants .....	28
II.6. Simulations du comportement du MSAP associé à la commande vectorielle .....	28
II.7. Conclusion .....	32
<b>Chapitre III: Commande par logique floue du MSAP</b>	
III.1. Introduction .....	33
III.2. Comparaison entre régulation par logique floue et conventionnelle.....	33
III.3. La Logique Floue .....	34
III.3.1. La Théorie Des sous-ensembles Flous .....	34
III.3.2. Variable Linguistiques .....	35
III.3.3. Opérations sur Les ensembles Flous.....	35
III.4. Raisonnement Floue .....	37
III.4.1. Implication Floue .....	37
III.4.2. Modus Ponens Généralisé.....	37
III.5. Régulateur par logique floue .....	38
III.5.1 Fuzzification.....	39
III.5.2. Inférences (déductions floues).....	41
III.5.3. Défuzzification.....	41
III.5.4. Différentes approches pour la détermination des règles .....	41
III.5.5. Développement pratique du contrôleur flou .....	43
II.6. Application du régulateur flou de Mamdani pour la commande du MSAP.....	44
III.6.1. Choix des fonctions d'appartenance et des sous-ensembles flous .....	44
III.6.2. Règles de décision de contrôle flou.....	44
III.6.3. Choix de la méthode d'inférence .....	45
III.6.4. Choix de la méthode de défuzzification.....	45
III.7. Simulation de la commande par logique floue du MSAP.....	45
III.8. Conclusion.....	49
<b>Chapitre IV: Etude et réalisation expérimental</b>	
IV.1. Introduction.....	50
IV.2. Le banc d'essai.....	50



---

IV.3. Le matériel utilisé .....	51
IV.3.1. Le MSAP.....	51
IV.3.2. La carte DSPACE 1104.....	51
IV.3.3. Autotransformateur triphasé .....	52
IV.3.4. Montage didactique SEMIKRON (redresseur + onduleur) .....	52
IV.3.5. Boîtier de conversion 0/5V en 0/15V.....	53
IV.4. La chaîne de mesure.....	54
IV.4.1. Module des capteurs de courants .....	54
IV.4.2. Carte de filtrage anti-repliement.....	55
IV.4.3. La carte d'alimentation .....	55
IV.4.4. Capteur de position .....	57
IV.5. Résultats expérimentaux .....	57
IV.5.1. Résultats de la commande avec régulateur IP .....	57
IV.5.2. Résultats de la commande avec régulateur flou.....	59
IV.6. Etude comparative.....	61
IV.7. Conclusion .....	62
Conclusion générale.....	63
Référence bibliographiée.....	65

Figure I.1: Présentation des différentes technologies de rotor. ....	4
Figure I.2 : Structures du rotor de la MSAP.....	4
Figure I.3 : Structures d'une Machine à Aimants Permanents sans Pièces Polaires .....	6
Figure I.4 : Structures d'une Machine à Aimants Permanents sans Pièces Polaires.et avec pièces polaires.....	7
Figure I.5 : Schéma de Principe D'autopilotage d'une Machine Synchrone. ....	8
Figure I.6: Le modèle du MSAP dans le repère triphasé .....	10
Figure I.7: Machine Équivalente au Sens de Park.....	12
Figure I.8: comportement de la MSAP avec application de la charge .....	15
Figure I.9 : schéma de principe de l'onduleur de tension triphasé. ....	16
Figure I.10 : Principe de la Commande à MLI.....	17
Figure I.11 : Modulateur MLI .....	18
Figure I.12 : Résultat de Simulation de la MSAP alimenté par un onduleur .....	19
Figure II.1 : Principe de la Commande Découplée. ....	21
Figure II.2 : Description de couplage.....	22
Figure II.3 : Principe de découplage par compensation .....	23
Figure II.4 : Structure générale : (machine-découplage par compensation).....	23
Figure II.5: Structure de la commande vectorielle d'un MSAP .....	24
Figure II.6 : Représentation de la commande par PI.....	24
Figure II.7 : Schéma du régulateur PI. ....	25
Figure II.8 : Boucle de régulation du courant $I_d$ .....	26
Figure II.9 : Boucle de régulation de vitesse par IP .....	27
Figure II.10 : Boucle de régulation (régulateur PI) avec limitation .....	28
Figure II.11 : Résultats de simulation de la commande vectorielleavec réglage de vitesse par IP à vitesse constant .....	30
Figure II.12 : Résultats de simulation de la commande vectorielleavec réglage de vitesse par IP à vitesse variable.....	31
Figure III.1 : Fonctions d'Appartenance de T (vitesse)= {NG, NP, ZE, PP, PG} .....	35
Figure III.2 : Configuration de base d'un régulateur par logique floue RLF .....	39
Figure III.3 : Différentes formes pour les fonctions d'appartenance .....	40
Figure III.4: Formes à éviter pour les fonctions d'appartenance des variables d'entrée .....	41
Figure III.5 : Ecriture du jeu de règles à l'aide d'une analyse temporelle.....	43
Figure III.6 : Schéma bloc d'une boucle de régulation avec contrôleur flou .....	43
Figure III.7 : Fonctions d'appartenance utilisées dans la fuzzification.....	46

Figure III.8 : Fonctions d'appartenance utilisées dans la défuzzification.....	46
Figure III.9 : Résultats de simulation de la commande vectorielle avec réglage de vitesse par contrôleur flou à vitesse constant. ....	47
Figure III.10 : Résultats de simulation de la commande vectorielle par un régulateur flou à vitesse constant variable.....	48
Figure IV.1 : Schéma de principe du système expérimental.....	50
Figure IV.2 : Le moteur synchrone à aimant permanent.....	51
Figure IV.3 : La carte DSPACE plus le micro-ordinateur .....	51
Figure IV.4 : Autotransformateur .....	52
Figure IV.5 : Vue de dessus de l'onduleur semikron.....	52
Figure IV.6 : Vue de face de l'onduleur semikron.....	53
Figure IV.7 : Boîtier de conversion des signaux MLI de 0/5V vers 0/15V.....	53
Figure IV.8 : Schéma de la chaîne de mesure .....	54
Figure IV.9 : Schéma de principe d'un capteur de courant.....	54
Figure IV.10 : Cartes des trois capteurs de courants.....	54
Figure IV.11 : Carte de filtrage.....	55
Figure IV.12 : Simulation de la carte d'alimentation.....	56
Figure IV.13 : Carte d'alimentation.....	56
Figure IV.14 : boîte des capteurs .....	56
Figure IV.15 : Capteur de position.....	57
Figure IV.16 : Résultats de simulation de la commande vectorielle par un régulateur IP à vitesse constant.....	58
Figure IV.17: Résultats de simulation de la commande vectorielle par un régulateur IP à vitesse variable. ....	59
Figure IV.18 : Résultats expérimentaux de la commande par régulateur flou à vitesse constante.....	60
Figure IV.19 : Résultats expérimentaux de la commande par régulateur flou à vitesse variable.....	61

Tableau II.1 : Tableau des comportements dynamiques .....	32
Tableau III.1 : Trajectoire de phase du comportement décrit sur la figure III.16 .....	43
Tableau III.2 : Table de décision.....	45
Tableau IV.1 : Tableau compatif des performances entre un régulateur floue et un régulateur IP. ....	62

# Introduction Générale

Les trois machines " à courant continu, synchrone et asynchrone " ont de tout temps servi les besoins de l'industrie traditionnellement, ces machines électriques ont été commandées manuellement et les équipements pour ces opérations sont complexes et coûteux [1]–[4].

Durant ces dernières années, les composants de l'électronique de puissance ont subi une grande évolution avec l'alimentation de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande. Cette apparition a permis de concevoir des convertisseurs statiques capables d'alimenter en amplitude et en fréquence variable les moteurs à courant alternatifs. Le collecteur mécanique de la machine à courant continu a été remplacé par des inducteurs de type aimants permanents dans le cas où les machines sont à courant alternatif qui permet de supprimer les contacts glissants. Le développement en parallèle de l'électronique de puissance et des aimants permanents ont conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone excitée par des aimants permanents d'où le nom : Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) [5].

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû aux faits qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu ou asynchrones [6]–[8]. Ainsi, leur construction est plus simple puisque : ils n'ont pas de commutateurs mécaniques, par conséquent ceci augmente leur temps de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent aussi être utilisés dans un environnement volatil car aucune étincelle n'est produite et ils peuvent fournir des puissances importantes par rapport à leur masse. Contrairement aux machines asynchrones et à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible. Grâce aux qualités techniques précédentes, on s'est intéressé beaucoup aux MSAP dans des applications telles que : robotique ; système de traction ; technologie spatiale pour remplacer des actionneurs hydrauliques ou pneumatiques ; et des applications domestiques.

Il existe de nombreux principes de commande des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) parmi lesquelles la méthode du flux orienté (ou pilotage vectoriel) [9], [10].

La commande vectorielle proposée par Hass en 1969 et Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courant alternatif. Elle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis. Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire [9], [11], [12].

Aujourd'hui, de nouvelles techniques de commande plus compétitives, plus aptes à surmonter les non linéarités des systèmes et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse sont proposées à la recherche. En particulier, la logique floue (Fuzzy logic) constitue une autre alternative intéressante. Plusieurs avantages lui, sont reconnus : le raisonnement proche du raisonnement naturel de l'opérateur, la dispense d'une modélisation, la maîtrise des systèmes à réguler avec un comportement non linéaire, l'obtention fréquente de meilleures performances dynamiques et ses qualités intrinsèques de robustesse [12]–[14].

Dans notre travail, nous nous intéressons l'étude par simulation et par expérimentation de la commande logique floue de la MSAP.

Notre mémoire est organisé comme suit :

Dans le premier chapitre nous présentons l'étude et la modélisation des moteurs synchrones à aimants permanents triphasé à pôles lisse alimentées par un onduleur commandé par la technique modulation de largeur d'impulsions.

Le deuxième chapitre est consacré à la la mise en œuvre des principales stratégies de commande vectorielle qui permettent l'obtention d'un modèle dynamique découplé équivalent à celui d'une machine à courant continu. Nous avons opéré au réglage classique de la vitesse, (valeurs de consignes, inversion du sens de rotation, perturbations externes, ...) avec utilisation de régulateur IP,

Dans le troisième chapitre, nous abordons l'utilisation de la logique floue dans la commande des moteurs électriques. Après un aperçu sur la théorie de la logique floue, nous proposons un algorithme de commande basé sur la logique floue permettant un contrôle de la vitesse.

Dans le dernier chapitre on va faire une étude et réalisation d'un capteur de courant contient une carte de filtrage anti repliement et la validation expérimentale de la commande vectorielle avec un réglage de vitesse par un régulateur de type IP ainsi qu'avec un régulateur de type flou incrémentale et un réglage des courants (direct et quadratique) par PI.

Chapitre I : Présentation et Modélisation  
du Moteur Synchrone à Aimants  
Permanents



## **I.1. Introduction**

Pendant plusieurs années, l'industrie a utilisé le moteur à courant continu offrant le principal avantage d'être facilement commandable grâce au découplage naturel du flux et du couple. Cependant la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur parmi d'autres qui limitant de plus en plus son utilisation [15], [15]–[17].

Grâce aux progrès de l'électronique de puissance et de l'informatique, le moteur synchrone à aimants permanents a puis s'imposer dans les systèmes d'entraînement. L'apparition d'aimants performants et le développement des composants de l'électronique de puissance ont poussé un bon nombre des chercheurs et industriels à lancer des investigations dans le domaine des associations convertisseurs et machines électriques utilisant le moteur synchrone à aimants permanents [14], [15].

Le moteur synchrone est fortement pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme. Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour pallier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à MLI. Cela constitue un variateur de vitesse électromécanique constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de l'électronique de puissance [18]–[21].

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation du moteur synchrone à aimant permanent associée à un onduleur à MLI.

## **I.2. Généralité sur les Machines Synchrones**

La machine synchrone bénéficie d'un avantage déterminant par rapport au moteur à courant continu, à savoir l'absence de contacts glissants (collecteur + balais). Cela, permet d'augmenter la vitesse ainsi que la fiabilité et la robustesse de l'actionneur, tout en réduisant les opérations de maintenance. De plus, il n'y a pas de production d'étincelles, ce qui augmente les domaines d'utilisation [22]–[24].

La machine synchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile de l'axe de symétrie de la machine. Dans les encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à paires de pôles ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à  $2\pi/3$  [4], [25]–[28].

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques. On note :

$\omega$  : La pulsation des courants statoriques [rad/s].

$p$  : Le nombre de paire de pôles de la machine.

$\Omega$  : La vitesse de rotation de la machine [rad/s].

Soit :  $\Omega = \frac{\omega}{p}$

La structure électrique du rotor est réalisée par un enroulement monophasé excité en courant continu. La roue polaire est conçue soit à pôles lisses ou à pôles saillants. La figure (I.1) présente les différentes géométries possibles pour des rotors.

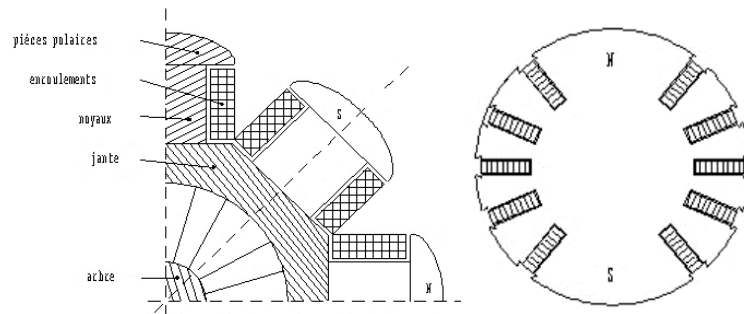
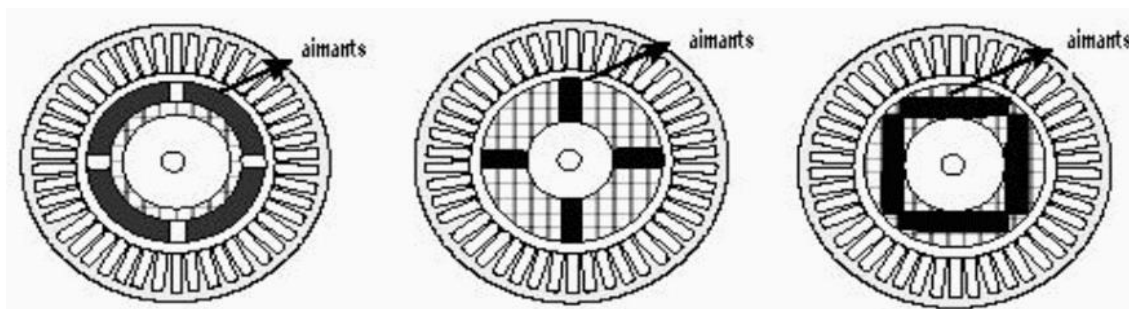


Figure I.1: Présentation des différentes technologies de rotor.

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable. Selon la structure du rotor utilisé nous pouvons distinguer les différents types de machines synchrones à aimants permanents : machines à pôles lisses (aimants collés), et machines à pôles saillants (aimants enterrés ou à concentration de flux). La figure (I.2) représente la machine synchrone avec différentes structures du rotor à aimants permanents [29], [30].



(a) aimants collés

(b) concentration de flux

(c) aimants enterrés

Figure I.2 : Structures du rotor de la MSAP

Les aimants permanents sont montrés à la figure (I.2.a), sont collés sur la surface cylindrique du moteur pour la structure à pôles lisses. Dans ce cas, les aimants sont magnétisés dans le sens radial. Le principal intérêt réside dans la simplicité de sa réalisation, car l'inductance de l'induit est pratiquement constante.

Dans le cas des machines à concentration de flux les aimants sont aussi magnétisés dans le sens radial comme le montre la figure (I.2.b).

Une autre structure de rotor possible est montrée à la figure (I.2.c), consiste à enterrer les aimants dans le rotor, dans ce cas ils sont magnétisés tangentiellement. Pour ces types de machines, la variation de la réluctance provenant de l'anisotropie du rotor contribue à la production d'ondulations de couple et nécessite donc une commande plus complexe pour la piloter. Pour résumer on peut distinguer quatre types de machine synchrone :

- MS à rotor bobiné et pôles saillants ( $L_d > L_q$ ).
- MS à rotor bobiné et entrefer lisse ( $L_d = L_q$ ).
- MSAP enterrés au rotor ( $L_d < L_q$ ) (possibilité de vitesse de rotation élevées).
- MSAP montés en surface du rotor sans pièces polaires (grand entrefer) ( $L_d = L_q$ ) (on peut avoir un couple trapézoïdale) [31].

### I.3. Description Générale des Machines Synchrones à Aimants Permanents

La machine synchrone à aimants permanents se compose d'un stator triphasé et un rotor monté avec des aimants permanents qui fournissent le flux de champ. Cette machine n'a pas besoin d'un approvisionnement extérieur pour exciter le rotor. L'absence du bobinage d'excitation réduit le coût et éliminé les pertes de puissance liées à cet enroulement. Le moteur synchrone à aimant permanent réduit d'espace occupé que dans le cas d'un bobinage d'excitation pour une taille donnée [1], [22], [23], [32].

Il est aussi caractérisé par un faible moment d'inertie, une puissance massique élevée et un fonctionnement souple en vitesse variable et une commande simplifiée. Il est préférable pour certaines hautes performances applications comme dans les machines-outils [33].

Le rotor d'un moteur synchrone à aimant permanent a une conception spéciale pour donner les caractéristiques exigées. Il existe deux structures de la MSAP selon la disposition des aimants avec les matériaux magnétiques : l'une avec pièce polaires et l'autre sans pièces polaires (figure I.4). Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configurations sont envisageables. Ces différentes possibilités dépendent de la nuance, du sens de l'aimantation, des formes géométriques des aimants et de leur disposition au niveau du rotor. La différence entre les deux structures citées précisément

réside dans le fait que les inductances synchrones ont des valeurs sensiblement moins élevées et les ondulations du couple sont moins importantes pour des machines sans pièces polaires que celle avec pièces polaires [4], [30].

### I.3.1. Structures sans pièces polaires

Les aimants, en forme de tuile ou en barreaux élémentaires juxtaposés, sont directement fixés sur la surface du rotor grâce à des frettes (Fig. I.3). Le sens d'aimantation peut être radial, tangential ou mixte, les structures à pôles lisses sont caractérisées par un entrefer magnétique assez large accentué par l'épaisseur des aimants et par celle de la frette de maintien. De ce fait, l'inductance statorique est plus faible que celle d'une machine classique à rotor bobiné à pôles lisses. Il est alors difficile d'obtenir un couple massique important. Ainsi, la réaction d'induit est plus réduite, ce qui favorise une commande plus simple. De plus, pour une amélioration des performances des machines à aimants, l'utilisation des terres rares est plus recommandée pour cette structure [30], [31].

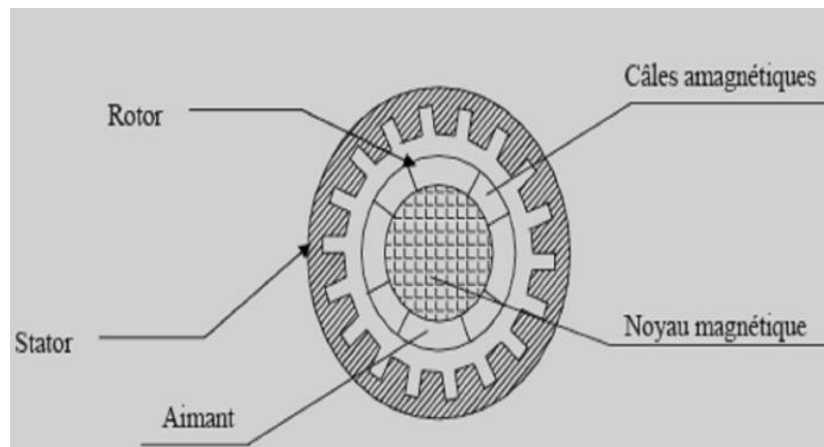
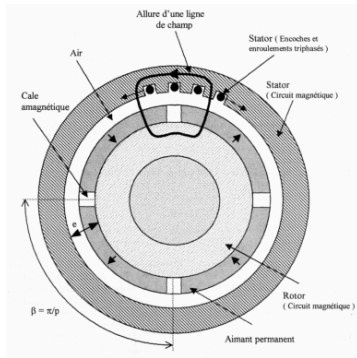


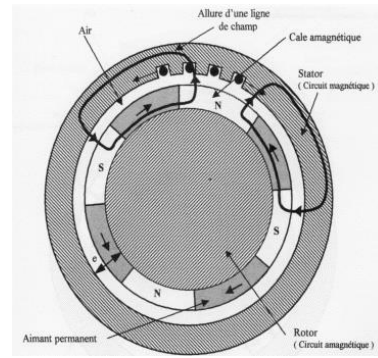
Figure I.3 : Structures d'une Machine à Aimants Permanents sans Pièces Polaires

### I.3.2. Structures avec pièces polaires

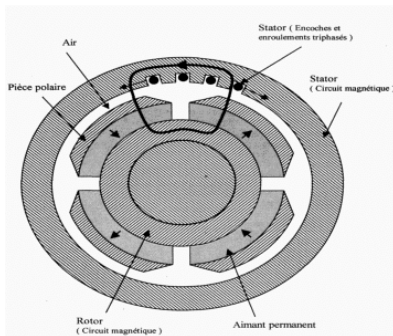
Comme dans les machines synchrones classiques à pôles saillants, la saillance a pour effet de produire une anisotropie au niveau du rotor dont la conséquence est de produire un couple réductance qui vient s'ajouter au couple d'interaction. A ce principal rôle que doivent assurer les pôles saillants dans les machines à aimants, un autre rôle peut leur être confié, c'est celui de la concentration de flux. Les pièces polaires permettant également de fixer les aimants sans avoir à utiliser des frettes et de réduire de façon significative l'épaisseur équivalente de l'entrefer ainsi que le volume des aimants par rapport aux structures sans pièces polaires. Les aimants ferrites et à terres rares peuvent être utilisés [29]–[32].



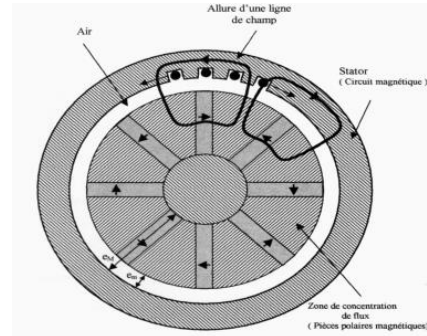
(A) MSAP ( $p=2$ ), sans pièces polaires à aimantation radiale



(B) MSAP ( $p=2$ ), sans pièces polaires à aimantation tangentielle



(C) MSAP ( $p=2$ ), avec pièces polaires à aimant radiale



(D) MSAP ( $p=4$ ), avec pièces polaire à concentration de lignés de champs

Figure I.4 : Structures d'une Machine à Aimants Permanents sans Pièces Polaires.et avec pièces polaires

#### I.4. Principe de l'autopilotage des machines synchrones

L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les f.é.m. de celle-ci et les courants statoriques. Avec cette condition le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande du couple de la machine. Pour réaliser cette tâche, le synchronisme de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor. Cela permet d'imposer le courant ou la tension qu'il faut afin d'assurer le contrôle du couple de la machine. Avec l'utilisation de ce principe, plusieurs variantes existent, dans lesquelles le type de la machine et du convertisseur est pris en compte (figure I.5).

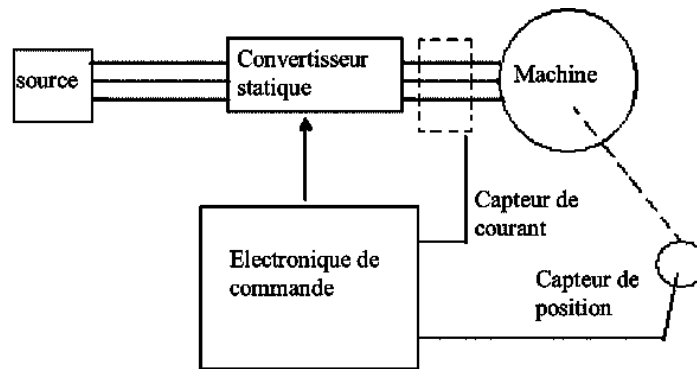


Figure I.5 : Schéma de Principe D'autopilotage d'une Machine Synchrone.

### I.5. Différents modes d'alimentation des MSAP

D'une manière générale, les machines Synchrones à Aimants permanents (MSAP), alimentées par des onduleurs de tension régulés en courant, fonctionnent en mode sinusoïdal ou rectangulaire. Le choix d'un mode d'alimentation repose sur des critères techniques et économique, des critères de performances et de sûreté de fonctionnement. Afin d'évaluer ces deux modes d'alimentation, nous allons voir, dans ce paragraphe, les différentes structures de commande utilisant ces deux technique leurs avantages, leurs inconvénients, ainsi que l'état de l'art dans ce domaine.

#### - Alimentation par un Commutateur de Courant :

Dans le cas d'une alimentation en courant, la commutation peut être (le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée). En même temps, la commutation peut être aussi forcée. Par exemple, au démarrage, les f.é.m. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors. L'alimentation de la machine doit être adaptée aux caractéristiques de celle-ci. Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux de ses phases sont alimentées en série par un courant constant, possède une courbe de couple électromagnétique  $C_e(\theta_m)$  de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires) Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de  $C_e(\theta_m)$  lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant).

#### - Alimentation par un Onduleur de Tension :

La commande d'un moteur synchrone peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statorique d'un moteur des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.). Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs nécessaires à l'alimentation des moteurs à courant alternatif asynchrones

et synchrones. Facile à commander, sa grille étant assimilable à un circuit de charge d'un condensateur, il présente les principaux avantages d'un transistor bipolaire, et il se prête aussi particulièrement bien à la mise en parallèle. Pour réaliser un onduleur triphasé classique alimenté par une source de tension continue (munie d'un filtrage capacitif), et dont le récepteur est une charge alternative qui se comporte comme une source de courant (le stator d'une machine à courant alternatif est inductif), on a besoin de six interrupteurs bidirectionnels en courant. Il faut aussi disposer donc de diodes rapides et performantes, montées en parallèle inverse avec les transistors IGBT. Cette configuration permet d'imposer aux moteurs des courants présentant une faible distorsion harmonique et conduit ainsi à l'élaboration des systèmes d'entraînements à base de moteurs à courant alternatif à hautes performances. Les techniques dites (Modulation de Largeur d'Impulsion, MLI) ou (Pulse Width Modulation, PWM, dans le jargon anglo-saxon) sont utilisées. Ces stratégies de commande des onduleurs s'appuient sur les performances en fréquence de découpage permises par les composants électroniques utilisés [13], [15], [17], [19], [34].

## **I.6. Modélisation du Moteur Synchrone à Aimants Permanents**

### **I.6.1. Hypothèses simplificatrices**

Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références, sont :

- Les circuits magnétiques ne sont pas saturés, ce qui permet d'exprimer le flux comme fonction linéaire des courants.
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligées.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements ainsi que l'effet de peau sont négligés.
- La distribution de la force magnétomotrice créée par les enroulements au stator est sinusoïdale.
- Il n'existe pas d'enroulement amortisseur au rotor.
- Le système de tension est équilibré (composante homopolaire nulle).
- L'effet de la température sur les résistances sont négligées.
- On néglige L'effet d'encoche.

### **I.6.2. Mise en équations d'un Moteur dans le repère triphasé**

Le modèle mathématique du MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique en considérant les conditions simplificatrices citées précédemment.

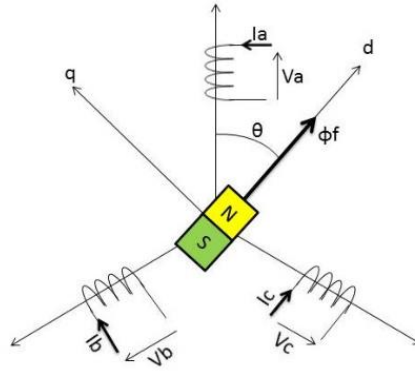


Figure I.6: Le modèle du MSAP dans le repère triphasé

### I.6.2.1. Équations électriques

$$\begin{cases} V_a = Ri_a + \frac{d\varphi_a}{dt} \\ V_b = Ri_b + \frac{d\varphi_b}{dt} \\ V_c = Ri_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \end{cases} \quad \text{I.1}$$

Avec

$R$ : Résistance d'un enroulement statorique.

$i_{abc}$  : Les courants des phases statorique  $a, b, c$ .

$\varphi_{abc}$ : Les flux totaux à travers les bobines statorique.

$V_{abc}$ : Les tensions des phases statoriques.

En vertu de l'hypothèse d'une répartition spatiale sinusoïdale de l'induction, les flux induits par les aimants dans les trois phases statoriques  $a, b, c$  sont donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_{fa} = \varphi_{\max} \cdot \cos(\theta) \\ \varphi_{fb} = \varphi_{\max} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_{fc} = \varphi_{\max} \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{I.2}$$

Le flux produit dans chaque enroulement statorique est la somme de quatre termes.

Comme exemple, pour la phase ' $a$ ', le flux  $\varphi$  est la somme des termes :

$\varphi_{aa} = L_s i_a$  : Flux propre de la phase ' $a$ ' sur ' $a$ '.

$\varphi_{ba} = L_s i_b$  : Flux propre de la phase ' $b$ ' sur ' $a$ '.

$\varphi_{ca} = L_s i_c$  : Flux propre de la phase ' $c$ ' sur ' $a$ '.

$\varphi_{fa}$  : Flux mutuelle de l'aimant sur la phase ' $a$ '.

L'expression du flux total dans la phase ' $a$ ' est donnée par :

$$\varphi_a = \varphi_{aa} + \varphi_{ba} + \varphi_{ca} + \varphi_{fa} = L_s i_a \cdot (i_b + i_c) + \varphi_{fa}$$



Du fait que la machine est équilibrée à neutre isolé, on a, ( $i_a + i_b + i_c = 0$ ) d'où l'expression du flux dans la phase 'a' se réduit alors à :

$$\varphi_a = (L_s + M_s)i_a + \varphi_{fa} = L_{sc}i_a + \varphi_{fa}. \quad \text{I.3}$$

Avec

$L_{sc} = (L_s + M_s)$  : L'inductance cyclique d'un enroulement statorique.

$L_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique.

$M_s$  : Mutuelle inductance entre phases du stator.

Par conséquent, les expressions des flux dans les autres phases se déduisent par :

$$\begin{cases} \varphi_b = L_{sc}i_b + \varphi_{fb} \\ \varphi_c = L_{sc}i_c + \varphi_{fc} \end{cases} \quad \text{I.4}$$

En remplaçant les expressions des flux dans le système des tensions. On obtient :

$$\begin{cases} V_a = Ri_a + L_{sc} \cdot \frac{di_a}{dt} + \frac{d\varphi_{fa}}{dt} \\ V_b = Ri_b + L_{sc} \cdot \frac{di_b}{dt} + \frac{d\varphi_{fb}}{dt} \\ V_c = Ri_c + L_{sc} \cdot \frac{di_c}{dt} + \frac{d\varphi_{fc}}{dt} \end{cases} \quad \text{I.5}$$

### I.6.2.2. Équations mécaniques

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f. \quad \text{I.6}$$

$$C_f = f_c \Omega. \quad \text{I.7}$$

Avec

$\Omega = \frac{\omega}{P}$  : vitesse mécanique de la rotation de la machine.

$C_r$  : Couple résistant.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$C_f$  : Couple de frottement.

$J$  : Moment d'inertie.

$P$  : Nombre de paires de pôles.

$\omega$  : vitesse électrique du rotor.

$f_c$  : Coefficient de frottement

On remarque que le système (I.6) engendre des équations fortement non linéaires et couplées. Pour simplifier ce problème, on utilise la transformation de Park, par une transformation appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou les équations de Park. Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles ( $a, b, c$ ) par des enroulements

( $d, q$ ) tournant avec le rotor. Cette transformation ne facilite pas seulement les solutions des équations mais ainsi facilite l'application et la mise en œuvre de la commande et la conception du contrôleur relatif.

### I.6.2.3. Transformation de Park

A l'aide de la transformation de Park, on passe des grandeurs statorique réelles (tensions, flux, courant) à leurs composantes fictives appelés les composantes  $d$ - $q$

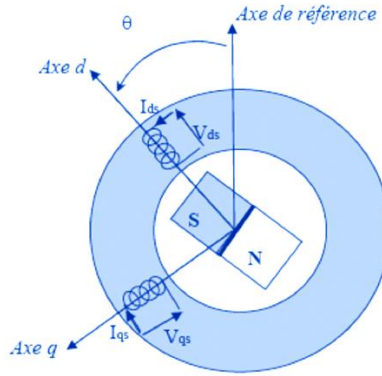


Figure I.7: Machine Équivalente au Sens de Park.

La transformation de Park est définie comme suit :

$$[X_{dq}] = [T_{\theta}] \cdot [X_{abc}]. \quad \text{I.8}$$

Où  $X$  représente les valeurs du courant, tension ou flux et  $\theta$  représente la position du rotor.

Les termes  $X_d, X_q$  représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice  $T_{\theta}$  de transformation est donnée par :

$$T_{\theta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I.9}$$

Dont la matrice inverse est la suivante :

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

Le moteur est supposé avec une connexion étoile qui forme un système équilibré ( $i_a + i_b + i_c = 0$ ). Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de matrice (I.9) est nulle.

### I.6.3. Modèle du moteur synchrone à aimants permanents dans le repère de Park

Pour supprimer la non linéarité des équations du modèle du MSAP, nous utilisons la transformation de Park qui consiste à remplacer les enroulements des phases ( $a, b, c$ ) par deux enroulements ( $d, q$ ) dont les axes magnétiques sont solidaires au rotor et tournant avec lui avec une vitesse ( $\Omega$ ) comme le représente la figure (I-7).

#### Equations des tensions

En appliquant la transformation (I.9) au système (I.1), on aura :

$$[V_{dq}] = [T_\theta] \cdot [V_{abc}] = [T_\theta] \cdot [R] \cdot [i_{abc}] + [T_\theta] \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad \text{I.11}$$

Ensuite, en se basant sur (I.10) et (I.11) on obtient :

$$[V_{dq}] = [T_\theta] \cdot [R] \cdot [T_\theta]^{-1} [i_{dq}] + [T_\theta] \cdot [T_\theta]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] + [T_\theta] \cdot \left( \frac{d}{dt} [T_\theta]^{-1} \right) \cdot [\varphi_{dq}] \quad \text{I.12}$$

À l'aide de (I.12) on obtient les équations statoriques de la machine exprimée dans le référentiel de Park lié au rotor :

$$\begin{cases} V_d = R i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} + \frac{d\theta}{dt} * \varphi_q \\ V_q = R i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} * \varphi_d \end{cases} \quad \text{I.13}$$

#### Equations des flux

D'après les équations (I.3), (I.4), (I.9), nous avons :

$$[\varphi_{dq}] = [T_\theta] \cdot [\varphi_{abc}] = [L] \cdot [i_{abc}] + \varphi_f \quad \text{I.14}$$

$$[\varphi_{dq}] = [T_\theta] \cdot [L] \cdot [T_\theta]^{-1} [i_{dq}] + \varphi_f \quad \text{I.15}$$

D'où :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d * i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q * i_q \end{cases} \quad \text{I.16}$$

$L_d, L_q$  : Inductances d'axes directe et en quadrature. La machine étant supposée à pôles lisses, ce qui signifie que :  $L_d = L_q$

En tenant compte des équations du flux, on peut écrire :

$$\begin{cases} V_d = R * i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} - P\Omega * L_q i_q \\ V_q = R * i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + P\Omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad \text{I.17}$$

#### Expression du couple électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine  $C_{em}$  est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande.

La puissance électrique absorbée par la machine est exprimée par :

$$P_e = V_a * i_a + V_b * i_b + V_c * i_c \quad \text{I.18}$$

Dans le référentiel de Park, cette puissance s'écrit :

$$P_e = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q + 2V_0 i_0)$$

Pour un système équilibré on a :  $V_0 = 0$ ;  $i_0 = 0$

$$P_e = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad \text{I.19}$$

En remplaçant les courants et les tensions dans cette expression par leurs similaires dans le système  $(d, q)$ , La puissance électrique absorbée par la machine dans le référentiel de Park devient :

$$P_e = \frac{3}{2} \left[ P\Omega (L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q + R(i_d + i_q)^2 + \left( i_d L_d \cdot \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \cdot \frac{di_q}{dt} \right) \right] \quad \text{I.20}$$

Cette puissance est composée de :

$$\text{Puissance électromagnétique : } P_{em} = \frac{3}{2} P\Omega (L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q \quad \text{I.21}$$

$$\text{Puissance perdue par effet joule : } P_j = R(i_d + i_q)^2$$

$$\text{La variation d'énergie magnétique emmagasinée : } P_v = \left( i_d L_d \cdot \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \cdot \frac{di_q}{dt} \right)$$

Le couple qu'est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les Fmms dans l'entrefer généré par les courants statoriques [18]–[20], [22], [23], [33], [35]–[41]. Il est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3P}{\omega} \left[ (L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q \right] \quad \text{I.22}$$

#### I.6.4. Résultat de la simulation en boucle ouvert sans onduleur

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs, couramment utilisé dans le domaine des machines électriques. On a choisi le logiciel Matlab/Simulink très connu pour sa puissance de calcul.

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté du moteur synchrone à aimant permanent, et d'analyser le comportement lorsque le moteur est alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50Hz (Figure I.8).

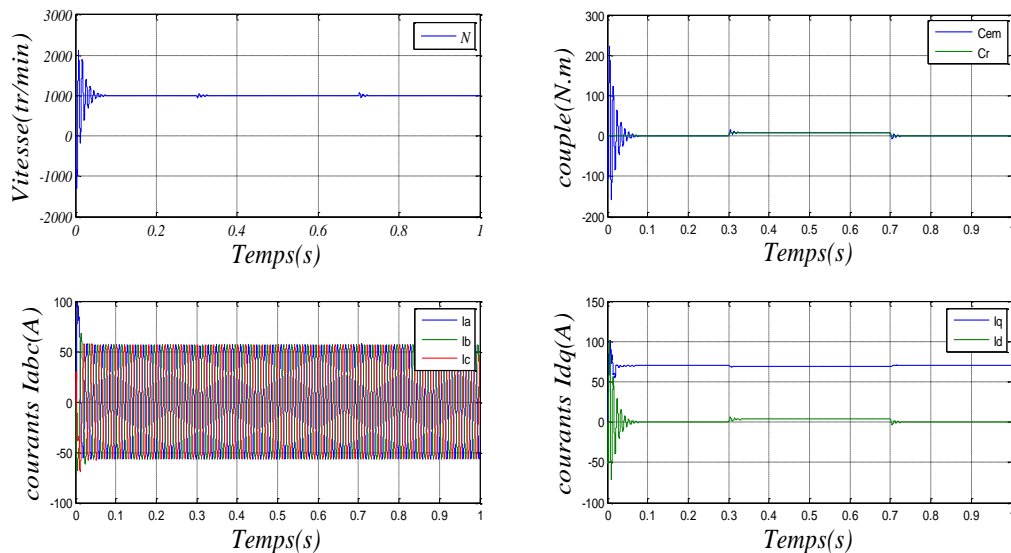


Figure I.8: comportement de la MSAP avec application de la charge

### I.6.5. Interprétation des résultats

La réponse de La vitesse atteint très rapidement le régime permanent jusqu'à l'application du  $Cr= 3N.m$  à  $t=0.3$  s puis sa suppression à  $0.7$  s, lors de la présence de la perturbation de charge on constate que la vitesse reste constante, c'est une propriété du moteur synchrone puisque celle-ci fonctionne toujours à la vitesse de synchronisme.

On remarque également que le couple électromagnétique répond rapidement à la demande de la charge.

Ces résultats montrent la très faible inertie du MSAP, une très bonne maîtrise du couple et un fonctionnement avec une vitesse stable au synchronisme même en présence de charge.

### I.7. Modélisation du Convertisseur Statique

Les avantages de l'association des Moteurs synchrones à aimants permanents avec des convertisseurs statiques sont nombreux :

- Variation de l'amplitude de la tension d'alimentation d'un moteur.
- Variation de la vitesse de synchronisme par la variation de la fréquence du convertisseur.
- Autopilotage de la fréquence du convertisseur par le capteur de position.

Le réglage de la vitesse (ou de position) du rotor d'un Moteur Synchrone se réalise logiquement par action sur la fréquence de la tension (ou le courant) statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension à fréquence variable. Dans notre cas l'alimentation est un convertisseur constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les

ondulations du courant et de la tension, et un onduleur de tension type modulation de largeur d'impulsion (M.L.I) [28], [29], [42].

### I.7.1. Modélisation de l'onduleur

Le schéma de principe de l'onduleur de tension triphasé monté en pont, alimentant le stator d'un MSAP est donné par figure (I.9).

Chacune des trois branches comporte deux interrupteurs permettant de connecter une phase de la machine aux deux pôles de la source de tension.

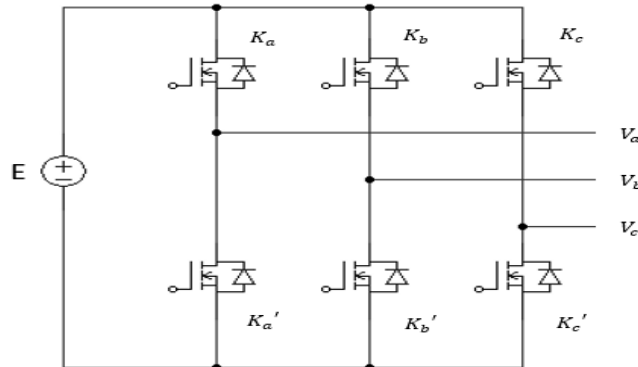


Figure I.9 : schéma de principe de l'onduleur de tension triphasé.

Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur ont pour expression :

$$\begin{cases} E_{ab} = V_a - V_b \\ E_{bc} = V_b - V_c \\ E_{ca} = V_c - V_a \end{cases} \quad \text{I.23}$$

Ce qui conduit

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(E_{ab} - E_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3}(E_{bc} - E_{ab}) \\ V_c = \frac{1}{3}(E_{ca} - E_{bc}) \end{cases} \quad \text{I.24}$$

La commutation des composants électriques est supposée instantanée (composants parfaits), d'autre part la commande des transistors est complémentaire, par conséquent nous pouvons remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur à deux positions, comme l'indique (figure I.12).

### I.7.2. Commande MLI

Cette technique consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière à ce que le fondamental de la tension soit le plus proche possible du signal de référence. Le principe fonctionnement d'une telle commande est illustrée par la (Figure I.10Figure I.10).

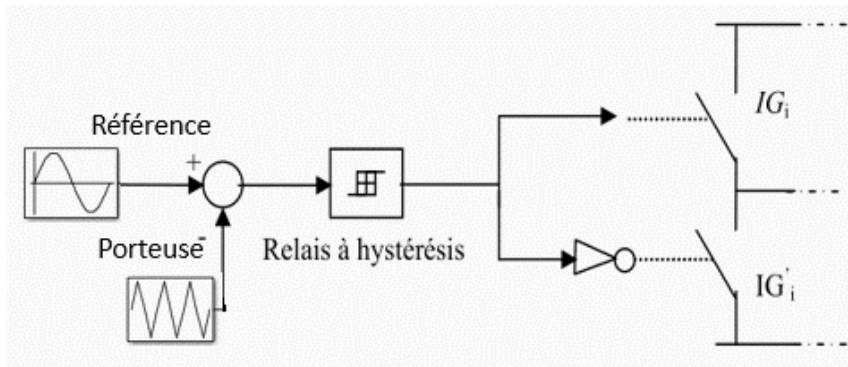


Figure I.10 : Principe de la Commande à MLI.

Les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés par l'intersection du signal de référence (modulatrice) avec un signal triangulaire (porteuse) [7] [10].

Pour mettre au point une commande MLI plusieurs techniques sont envisageables :

**MLI à Echantillonnage Naturel :** Cette stratégie est la plus simple à mettre au point. Elle consiste à comparer directement la porteuse avec le signal de référence. Cependant, elle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à la valeur minimale de la porteuse ainsi qu'un fonctionnement à fréquence de commutation variable lors d'un fonctionnement en boucle fermée.

**MLI Symétrique :** Le principe de fonctionnement de cette méthode est identique à celui de la MLI à échantillonnage naturel. La seule différence est que la modulatrice est constante sur une période de la porteuse, d'où un fonctionnement à fréquence constante.

**MLI Calculée :** Cette méthode est fondée sur le principe de la MLI symétrique. Etant donné que la modulatrice est constant durant une période d'échantillonnage, un algorithme de calcul des rapports cycliques correspondant à chaque phase permet de déterminer les instants de commutation de chaque interrupteur. Cette technique est surtout utilisée dans les systèmes à commande numérique.

**MLI Optimisée :** Le principe de cette technique consiste à prédéterminer les instants de commutation par un outil de traitement numérique. Cette opération est effectuée à partir de l'optimisation de certains critères tels que l'élimination d'harmoniques, la minimisation du taux de distorsion harmonique, la minimisation de l'ondulation du courant.

### I.7.3. Modulateur MLI

L'alimentation des machines électriques à courant alternatif par onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion M.L.I, constitue un grand intérêt pour la commande de ces machines. Elle permet de repousser les fréquences élevées des harmoniques de la tension de sortie. Dans cette méthode, les instants de commutation ainsi que la largeur d'impulsion sont déterminés

par la comparaison entre les tensions des références, qui correspondent aux tensions de sortie recherchées de fréquence, et une onde triangulaire nommée porteuse de fréquence  $f_p$  élevée par rapport à la fréquence  $f$ . (Fig.I 11).

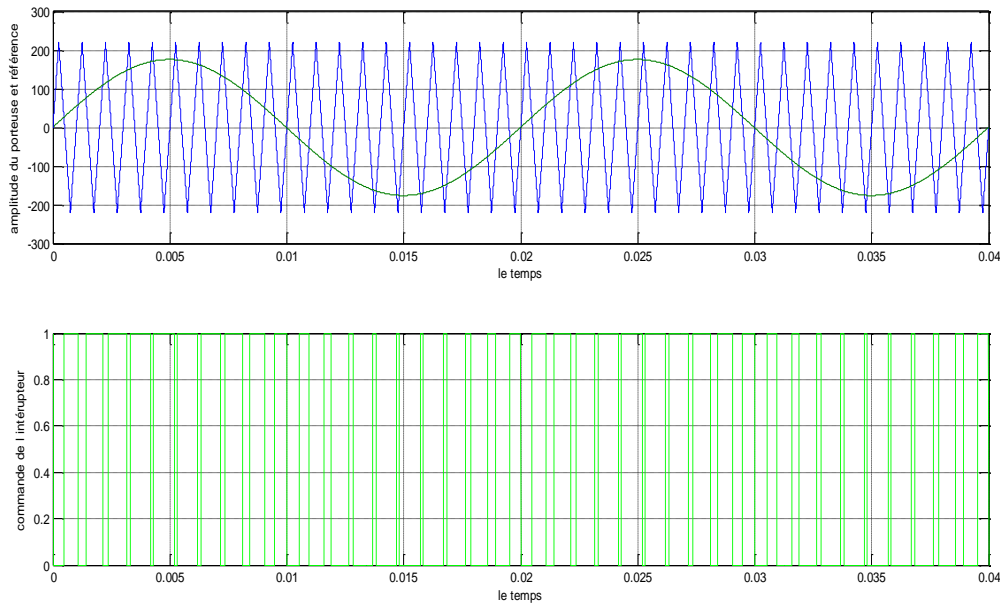


Figure I.11 : Modulateur MLI.

Pour commander chaque bras, nous comparons le signal de référence (modulante) à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée [3].

Les signaux de référence sont définis par :

$$V_{réf} = r \cdot \sin\left(2\pi t - 2(j-1)\frac{\pi}{3}\right) \quad j=1,2,3 \quad \text{I.25}$$

On définit :

$r = \frac{V_m}{U}$  : Coefficient de réglage en tension qui représente le rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation [4].

$m = \frac{f_p}{f}$  : Rapport de la fréquence de la porteuse sur celle de référence (indice de modulation).

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

$$V_p(t) = \begin{cases} V_p \left( \frac{4t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_p \left( \frac{-4t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad \text{I.26}$$

#### I.7.4. Résultat de Simulation de la MSAP alimenté par un onduleur

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine synchrone à aimant permanent, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée par l'intermédiaire d'un onduleur de tension à deux niveaux (figure I.12).



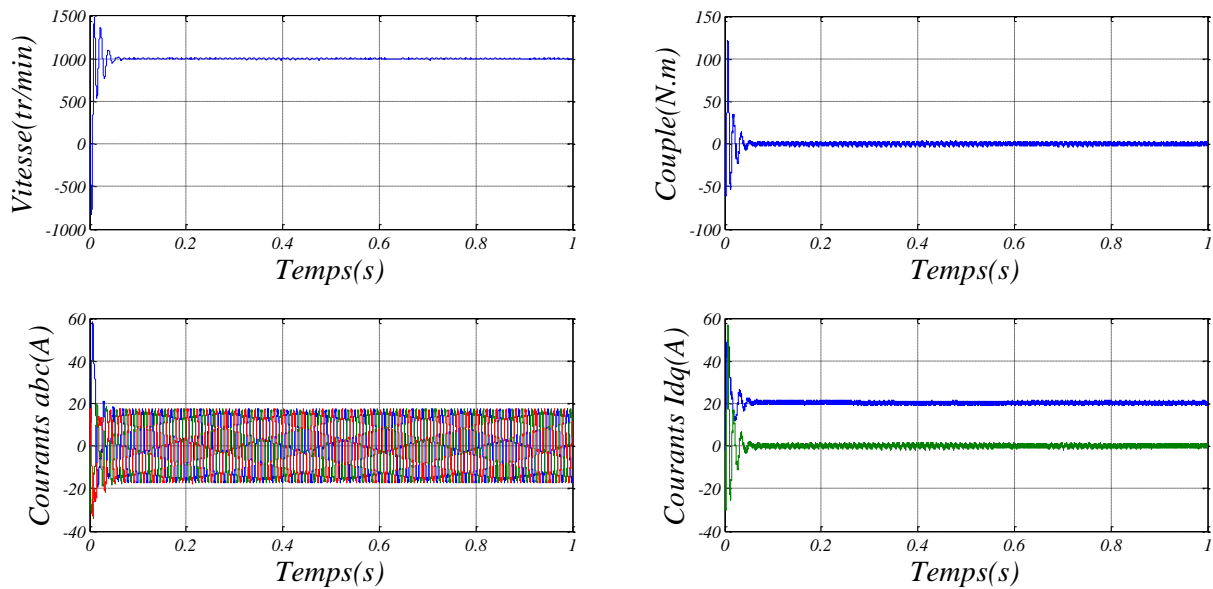


Figure 1.12 : Résultat de Simulation de la MSAP alimenté par un onduleur

### Interprétation des résultats

Nous remarquons des dynamiques analogues à celle de fonctionnement sans onduleur, seulement nous remarquons des ondulations sur les différentes grandeurs.

### I.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la machine synchrone à aimants permanents et les avantages qu'elle a par rapport aux autres types ; machine à courant continu et asynchrone. Ces machines ont fait l'objet de plusieurs travaux récents.

Ensuite, nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents en utilisant le modèle de Park, modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduites. Nous avons modélisé par la suite le convertisseur statique. En dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite, puis par le convertisseur statique.

# Chapitre II : Commande Vectorielle d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent

## II.1. Introduction

La machine à courant continu occupe encore une grande partie du marché de la variation de vitesse dans la robotique. On utilise la machine à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique. Cette machine nécessite un entretien relativement lourd et possède une puissance massique inférieure et un coût supérieur aux autres machines, telles les machines à courant alternatif (synchrone ou asynchrone).

La commande des machines à courant alternatif est devenue un domaine de recherche très active. La principale difficulté pour la commande d'une machine alternative c'est le couplage entre les variables d'entrées, les variables de sorties et les variables internes.

La stratégie de pilotage théoriquement pour une machine synchrone à aimants permanents est la commande vectorielle qui consiste à réaliser un contrôle en temps réel. L'amélioration des performances de la commande vectorielle repose sur un modèle du système précis et d'une bonne identification de ses paramètres.

Dans ce chapitre nous présentons la commande vectorielle du MSAP. L'asservissement de vitesse est réalisé par le régulateur IP associé au contrôle des courants par des régulateur de type PI. Des tests par simulation seront ainsi présentés.

## II.2. Principe de la Commande Vectorielle

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant  $I_d$  nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant  $I_q$  via la tension  $V_q$ . Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation. Habituellement, la composante d'axe 'd', du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe 'q' joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple [5].

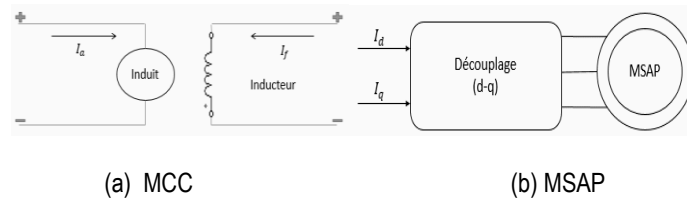


Figure II.1 : Principe de la Commande Découplée.

$$\text{Pour La MCC : } C_{em} = K \cdot I_a \cdot I_f \quad \text{II.1}$$

$$\text{Pour Le MSAP : } C_{em} = K \cdot I_q \cdot \Phi_f \quad \text{II.2}$$

Afin d'obtenir un modèle réduit et découplé de la machine, nous choisissons  $V_d$  et  $V_q$  de telle sorte que la composante  $I_d$  soit nulle, dans ce cas l'expression du couple électromagnétique devient:

$$C_{em} = P \cdot \Phi_f \cdot I_q \quad \text{II.3}$$

Cette expression linéaire couple/courant, nous rappelle celle de la machine à courant continu.

$$C_{em} = K \cdot I_a \cdot I_f$$

$K$  : Coefficient dépend de la machine.

$\Phi$  : Flux inducteur.

$I_a$  : Courant induit.

## II.3. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

### II.3.1. Avantages de la commande vectorielle

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique).
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

### II.3.2. Inconvénients de la commande vectorielle

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSPACE.).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- 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.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle  $\theta_s$  estimé.

- 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.

#### II.4. 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 possible 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  $q$ .

Les tensions suivant les axes ( $d, q$ ) peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R * i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} - P\Omega * L_q i_q \\ V_q = R * i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + P\Omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad \text{II.4}$$

La figure (II.2) représente le couplage entre l'axe ' $d$ ' et ' $q$ ' :

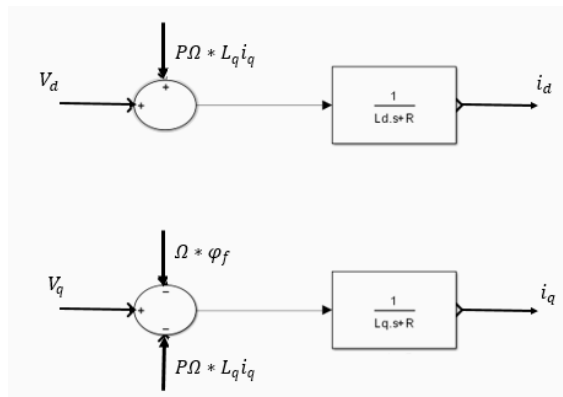


Figure II.2 : Description de couplage

Les tensions  $V_d$  et  $V_q$  dépendent à la fois des courants sur les axes ' $d$ ' et ' $q$ ', on est donc amené à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires  $e_d$  et  $e_q$ .

Avec :

$$\begin{cases} e_d = P\Omega * L_q i_q \\ e_q = P\Omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad \text{II.5}$$

A partir de l'équation (II.4) et (II.5) on a :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad \text{II.6}$$

$$\begin{cases} V_{d1} = (R + L_d \cdot S) i_d \\ V_{q1} = (R + L_q \cdot S) i_q \end{cases} \quad \text{II.7}$$

On a donc les courants «  $I_d$  » et «  $I_q$  » sont découplés. Le courant  $I_d$  ne dépend que de  $V_{d1}$ , et  $I_q$  ne dépend que  $V_{q1}$ , à partir de l'équation (II.7) les courants  $I_d$  et  $I_q$  s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{L_d \cdot S + R} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{L_q \cdot S + R} \end{cases} \quad \text{II.8}$$

$s$  : est l'opérateur de Laplace.

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

Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure (II.3).

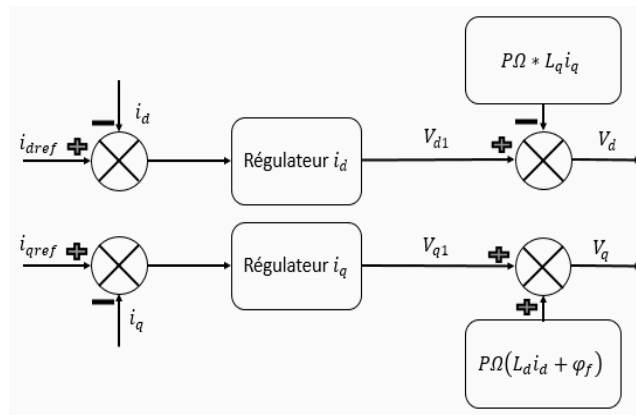


Figure II.3 : Principe de découplage par compensation

Avec :

$V_{d1}$  : la tension à la sortie de régulateur de courant ' $i_d$ '.

$V_{q1}$  : la tension à la sortie de régulateur de courant ' $i_q$ '.

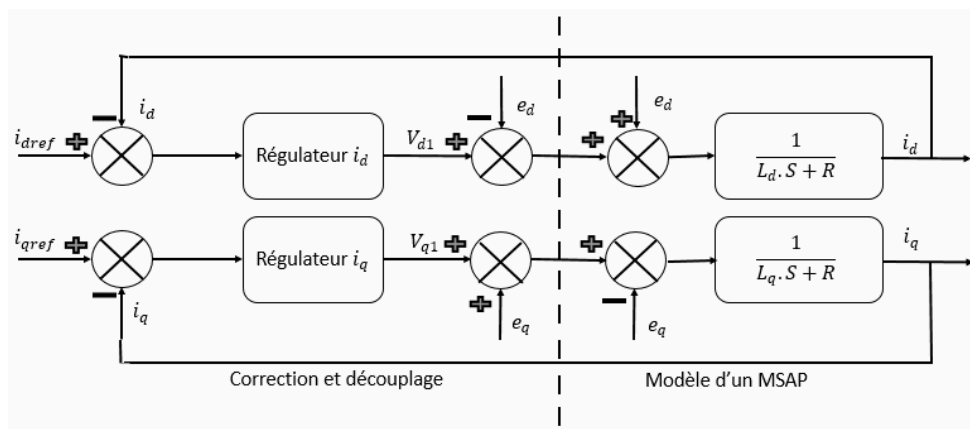


Figure II.4 : Structure générale : (machine-découplage par compensation)

## II.5. Synthèse des différents régulateurs

### II.5.1. Description du système global

La référence du courant direct  $i_{dréf}$  est fixée, et la sortie du régulateur de vitesse  $i_{qréf}$  constitue la consigne de couple  $C_{em}$ . Les références des courants  $i_{dréf}$  et  $i_{qréf}$  sont comparées séparément avec les courants réels de la machine  $i_d$  et  $i_q$ . Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références  $V_d, V_q$ . Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant  $i_{qréf}$ . Par contre, le courant  $i_{dréf}$  est imposé nul. Chaque axe découplé peut être représenté par un bloc de correction (Figure I.5).

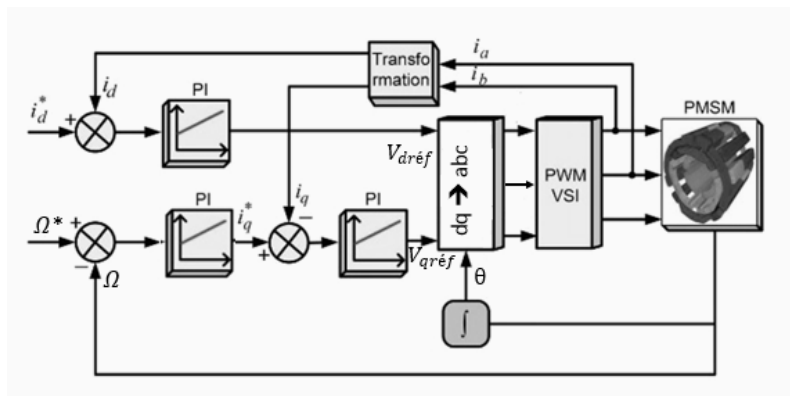


Figure II.5: Structure de la commande vectorielle d'un MSAP

### II.5.2. Conception des Régulateurs

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

Soit  $Y(t)^*$  le signal à poursuivre, et  $Y(t)$  le signal de sortie du système à contrôler [23].

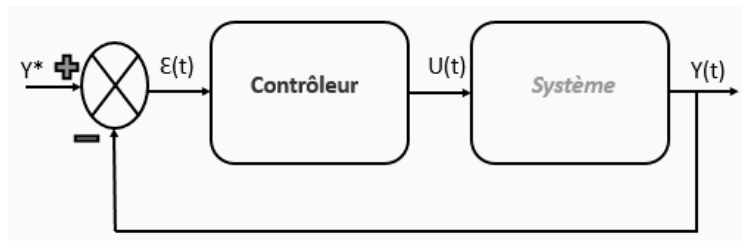


Figure II.6 : Représentation de la commande par PI.

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) + K_i \int \varepsilon(t) \cdot dt \quad \text{II.9}$$

**Action Proportionnelle ( $K_p$ )**

Si  $K_p$  est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.

Si  $K_p$  est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

### Action Intégrale ( $K_i$ )

L'action intégrale régit lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action  $U(t)$  augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

Depuis l'équation (II.9) on trouve :

$$\frac{U(t)}{\varepsilon(t)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad \text{II.10}$$

Avec :

$K_p$ : Gain proportionnel.

$K_i$ : Gain intégral.

$T_i$ : Constante de temps d'intégration, tel que  $T_i = \frac{1}{K_i}$ .

Le régulateur (PI) est donné par la figure suivante :

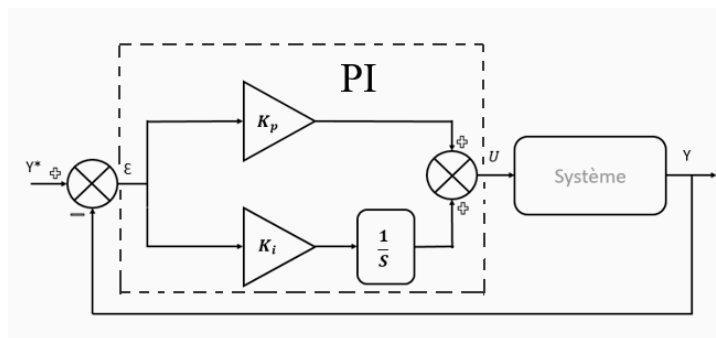


Figure II.7 : Schéma du régulateur PI.

### II.5.3. Dimensionnement des régulateurs

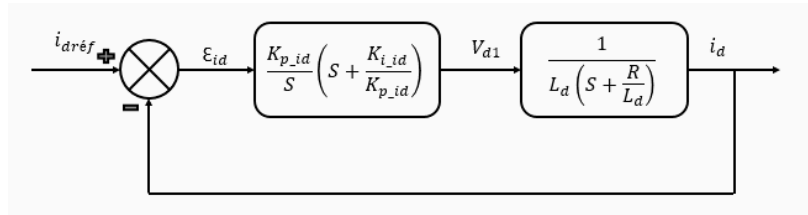
La machine étant découplée selon deux axes (d,q), la régulation sur l'axe "d" est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe "q" est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

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 l'erreur statique nulle

( $\varepsilon = 0$ ).



### II.5.3.1. Régulateur PI du courant $i_d$


 Figure II.8 : Boucle de régulation du courant  $i_d$ .

La fonction de Transfert en boucle ouverte de la figure (II.8) est :

$$\frac{i_d}{i_{dréf}} = \frac{K_{p_{id}}}{S} \left( S + \frac{K_{i_{id}}}{K_{p_{id}}} \right) * \left( \frac{1}{L_d \left( S + \frac{R}{L_d} \right)} \right) \quad \text{II.11}$$

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

$$S + \frac{K_{i_{id}}}{K_{p_{id}}} = S + \frac{R}{L_d} \quad \text{Ce qui se traduit par la condition :}$$

$$\frac{K_{i_{id}}}{K_{p_{id}}} = \frac{R}{L_d} \quad \text{II.12}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$\frac{i_d}{i_{dréf}} = \frac{1}{\frac{L_d}{K_{p_{id}}} \cdot S + 1}$$

II.13

C'est une fonction de transfert de premier ordre de constante de temps :

$$\tau_{id\_BF} = \frac{L_d}{K_{p_{id}}}$$

II.14

Et temps de réponse :

$$T_{rid\_BF} = 3 \cdot \tau_{id\_BF} = \frac{3 \cdot L_d}{K_{p_{id}}}$$

II.15

On impose un temps de réponse généralement par rapport à celui du courant en boucle ouverte.

$$T_{rid\_BO} = 3 \cdot \tau_{id\_BO} = \frac{3 \cdot L_d}{R} \quad \text{II.16}$$

$$T_{rid\_BF} = \frac{T_{rid\_BO}}{h} \quad \text{II.17}$$

$h$  : est un coefficient supérieur à 1.

On a :

$$T_{rid\_BO} = \frac{3 \cdot L_d}{R}$$

$$T_{rid\_BF} = \frac{T_{rid\_BO}}{h}$$

$$K_{p_{id}} = \frac{3 \cdot L_d}{T_{rid\_BF}}$$

$$K_{i_{id}} = \frac{R}{L_d} K_{p_{id}}$$

### II.5.3.2. Régulateur PI du courant $i_q$

Pour le réglage du courant  $i_q$  on utilise la même méthode que le réglage du courant  $i_d$  et on obtient :

$$T_{riq\_BO} = \frac{3L_q}{R} \quad T_{riq\_BF} = \frac{T_{riq\_BO}}{h} \quad K_{p\_iq} = \frac{3 \cdot L_q}{T_{riq\_BF}} \quad K_{i\_iq} = \frac{R}{L_q} K_{p\_iq}$$

### II.5.3.3. Régulateur IP de vitesse

Le correcteur IP est essentiellement différent du correcteur PI par le fait qu'il n'introduit pas de zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée, ainsi sa sortie ne représentera pas de discontinuité lors de l'application d'une consigne de type échelon. Le schéma bloc de la régulation de vitesse incluant le correcteur IP est illustré par la (Figure II.9) [1].

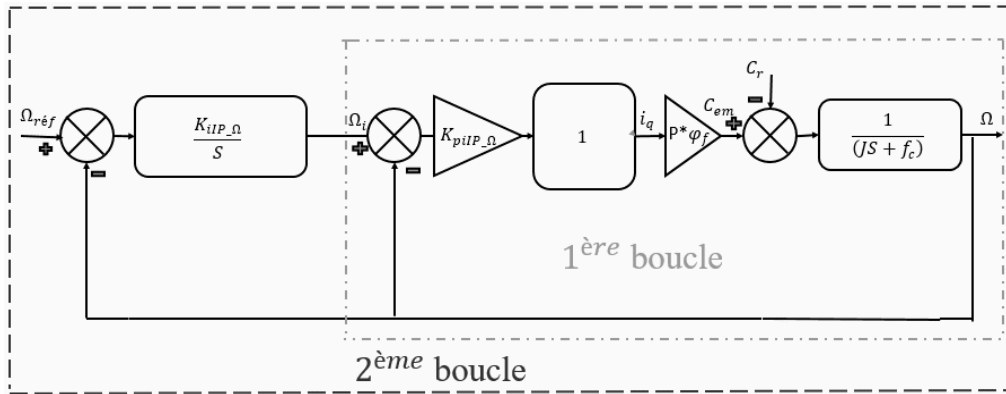


Figure II.9 : Boucle de régulation de vitesse par IP

La Fonction de transfert en boucle fermée de la première interne :

$$\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{K_{pIP\_Omega} P \varphi_f}{1 + \frac{K_{pIP\_Omega} P \varphi_f}{(JS + f_c)}}$$

Après des simplifications nous obtenons :

$$\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{K_{pIP\_Omega} P \varphi_f}{JS + f_c + K_{pIP\_Omega} P \varphi_f} \quad \text{II.18}$$

La fonction de transfert en boucle fermée de la boucle externe est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{\frac{K_{iIP\_Omega}}{S} \left( \frac{K_{pIP\_Omega} P \varphi_f}{JS + f_c + K_{pIP\_Omega} P \varphi_f} \right)}{1 + \frac{K_{iIP\_Omega}}{S} \left( \frac{K_{pIP\_Omega} P \varphi_f}{JS + f_c + K_{pIP\_Omega} P \varphi_f} \right)} \quad \text{II.19}$$

Après des simplifications de l'équation (II.25) nous obtenons :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{réf}} = \frac{K_{iIP\_Ω} K_{pIP\_Ω} P \varphi_f / J}{s^2 + \left( \frac{f_c + K_{pIP\_Ω} P \varphi_f}{J} \right) s + \frac{K_{iIP\_Ω} K_{pIP\_Ω} P \varphi_f}{J}} \quad \text{II.20}$$

Par identification avec l'équation caractéristique d'un système de deuxième ordre, nous obtenons les gains de régulateur IP suivants :

$$K_{pIP\_Ω} = \frac{2\xi J W_n - f_c}{P \varphi_f} \quad K_{iIP\_Ω} = \frac{J W_n^2}{K_{pIP\_Ω} P \varphi_f}$$

#### II.5.4. Limitation des courants

Les organes de commande introduisent des limitations sur la grandeur de commande (figure.II.10). Ces limitations peuvent causer des problèmes lors de grands phénomènes transitoires sous formes d'un dépassement élevé de la grandeur à régler, voire même d'un comportement instable du réglage. La caractéristique non linéaire de la limitation ne permet plus l'application de la théorie linéaire afin d'analyser précisément le comportement dynamique dès que la sortie du régulateur est saturée.

La saturation perturbe également le fonctionnement des régulateurs comportant une action intégrale. En effet, la composante intégrale continue à croître, bien que la sortie du régulateur soit limitée.

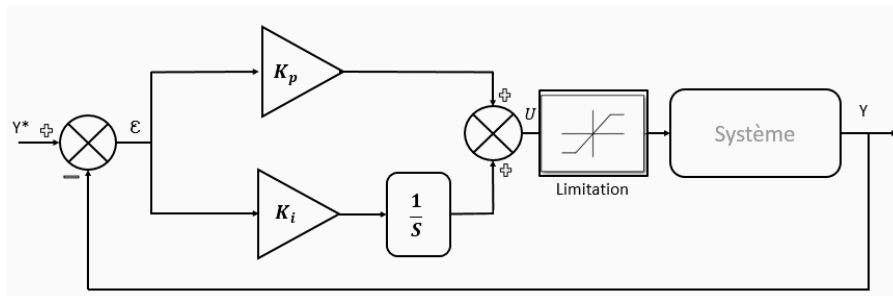


Figure II.10 : Boucle de régulation (régulateur PI) avec limitation

Afin d'éviter ces inconvénients, il s'avère indispensable de corriger le comportement dynamique du régulateur (en particulier la composante intégrale) lorsque la limitation est atteinte. Cette mesure est appelée mesure anti-reset-windup (anti remise de l'emballement) [16], [18], [20], [20].

#### II.6. Simulations du comportement du MSAP associé à la commande vectorielle

Les simulations sont appliquées sur une MSAP de Leroy somer de 1,2 Kw et 2000 tr/min, les paramètres de cette machine sont présentés en Annexe A.

Dans cette partie nous présentons le comportement de la vitesse, des courants et du couple. Le moteur démarre à une référence de vitesse de 104.72 rad/s (1000 tr/min) suivi d'une application et annulation d'un couple de charge de 4.8 Nm.

Les résultats de simulation de la commande vectorielle avec réglage de la vitesse par IP et contrôle des courants par PI sont présentés par les figures (II.11) et (II.12).

Les paramètres des régulateurs sont :  $K_{pIP\_Ω} = 0.231$  ,  $K_{iIP\_Ω} = 71.154$  ,  $K_{p\_id} = 75.9$ ,

$K_{i\_id} = 18500$  ,  $K_{p\_iq} = 48.3$  ,  $K_{i\_iq} = 12696$  ,

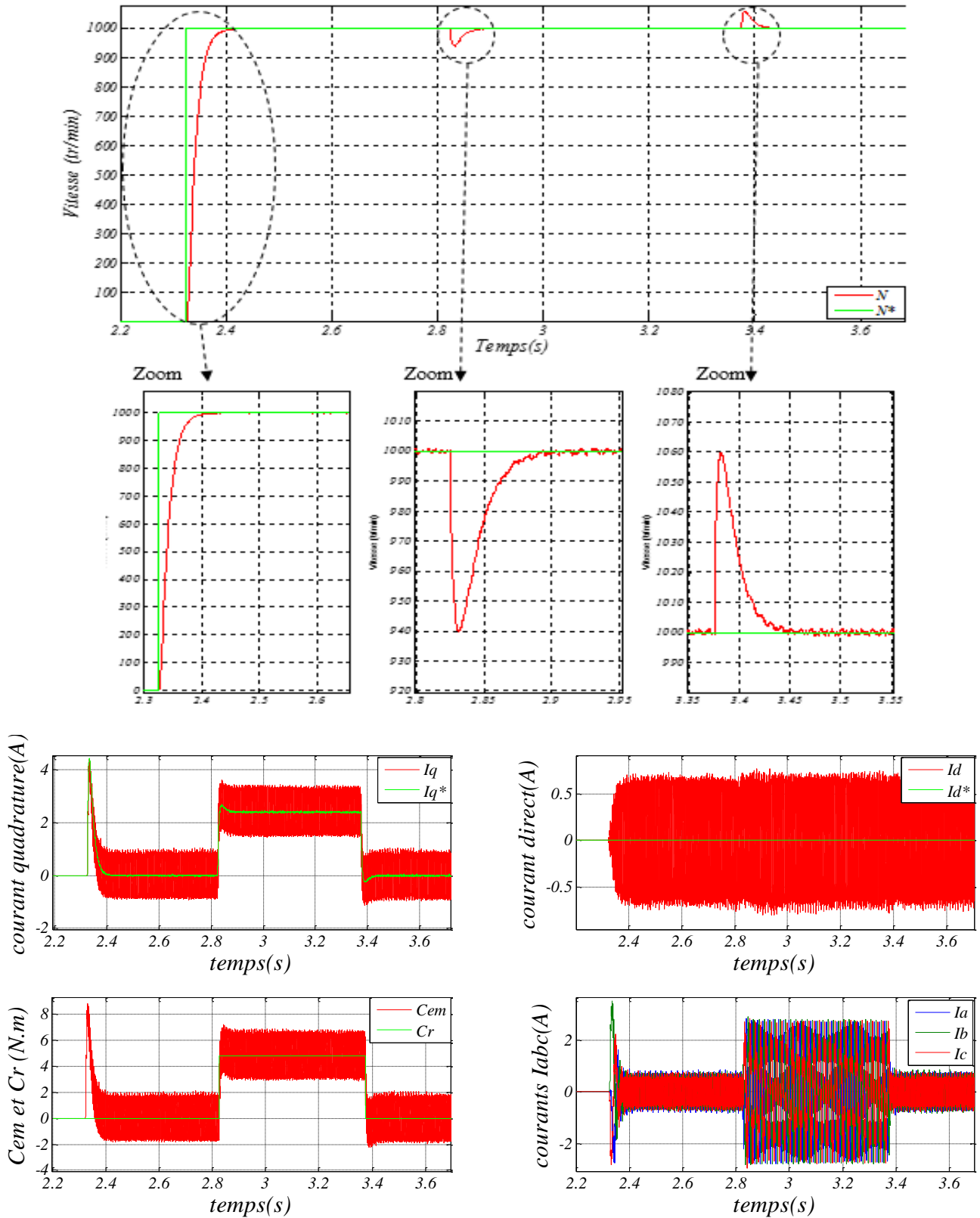


Figure II.11 : Résultats de simulation de la commande vectorielle avec réglage de vitesse par IP à vitesse constant.

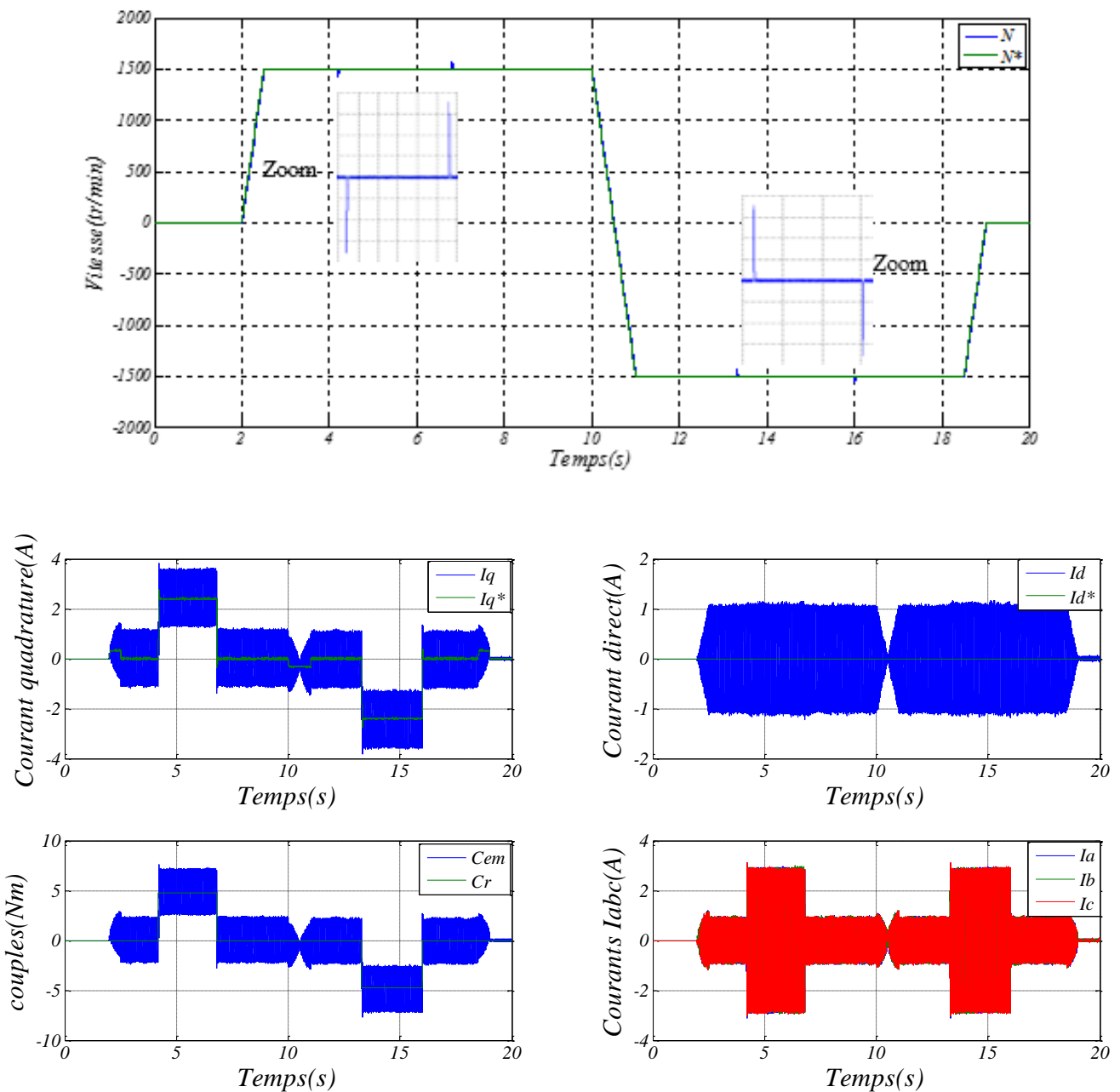


Figure II.12 : Résultats de simulation de la commande vectorielle avec réglage de vitesse par IP à vitesse variable.

### Interprétation des résultats

On constate que l'allure de la vitesse suit intégralement sa référence et très rapidement et sans dépassement, Le rejet de perturbation est bien effectué lors de l'application du couple à l'instant  $t = 1s$  et lors de son annulation à  $t = 2.8s$ . La valeur de courant direct est pratiquement nul. La forme du couple électromagnétique est identique à celle du courant en quadrature, ce qui montre bien l'effet de découplage et qui nous démontre que la commande vectorielle est bien réalisée. Voilà le tableau (II.1) qui résume les comportements dynamiques de la commande du MSAP.

Tableau II.1 : Tableau des comportements dynamiques

Temps de réponse (à 1000 tr/min)	0.07 s
Temps de réponse l'ors de l'application de la charge (de 1000 tr/min et 4.8Nm)	0.04 s
Variation de vitesse l'ors de l'application de la charge (de 1000 tr/min et 4.8Nm)	70 tr/min
Temps de réponse l'ors de l'annulation de la charge (de 1000 tr/min et 4.8Nm)	0.02 s
Variation de vitesse l'ors de l'annulation de la charge (de 1000 tr/min et 4.8Nm)	70 tr/min

## II.7. Conclusion

Cette étude par simulation a permis d'aborder la conception d'un asservissement de vitesse du MSAP associée à une commande vectorielle. Le réglage de la vitesse effectué par un régulateur IP et le réglage des courants direct et quadrature effectuait par des régulateurs de type PI.

L'application de la commande vectorielle à le MSAP nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi améliorer ces performances dynamique et statique, le développement de la commande vectorielle permet d'atteindre un découplage entre les axes "d" et "q" ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse par la commande vectorielle avec un régulateur classique (IP) permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes.

Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine. Si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances sont détériorées, alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage. Ainsi notre prochain chapitre sera consacré à la commande par logique floue. Où les correcteurs sont connus par leur robustesse.

Chapitre III : Commande par Logique  
Floue du Moteur Synchrone à Aimant  
Permanent



### **III.1. Introduction**

Les techniques de l'intelligence artificielle sont connues actuellement pour leur grande potentialité de pouvoir résoudre les problèmes liés aux processus industriels, notamment le contrôle, l'estimation et l'identification des paramètres des systèmes variantes. Parmi ces techniques, on trouve la logique floue [33], [36], [43]–[45].

La logique floue est une description mathématique d'un processus basée sur la théorie des ensembles flous. Cette théorie introduite en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh. A cette époque la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, son but est, comme en automatique classique, de traiter des problèmes de commande de processus c'est-à-dire de gérer un processus en fonction d'une consigne donnée, par action sur les variables qui décrivent le processus, mais son approche est différente de celle de l'automatique classique. Elle se sert le plus souvent des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus. Le but de ce chapitre est de représenter un premier temps un bref rappel sur les ensembles flous et un aperçu général sur la logique floue, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone triphasée par un remplacement du régulateur classique de vitesse de commande par linéarisation entrée sortie par un régulateur flou.

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 de contrôleurs flous de vitesse de la machine synchrone à aimants permanent. Nous présentons ainsi les résultats de simulation du réglage de vitesse par contrôleur flou [46]–[48].

### **III.2. Comparaison entre régulation par logique floue et conventionnelle**

La comparaison entre régulation en logique floue et régulation conventionnelle fait apparaître des différences sur plusieurs aspects :

- 1. Les types processus qui se prête à la régulation par l'une ou l'autre stratégie.
- 2. La difficulté de mise en œuvre de chaque stratégie.
- 3. La difficulté de réglage d'une régulation de processus.
- 4. Le comportement de la régulation dans des conditions industrielles normales.

- 5. Le comportement de la régulation en présence de parasites.
- 6. La fiabilité du système de régulation.

Un système conventionnel se caractérise comme suit :

- Il ne peut réguler en principe que des processus linéaires.
- Une boucle de régulation conventionnelle ne demande que quelques lignes. Par contre les processus complexes demandent un grand effort de programmation.
- Un bon réglage suppose qu'une description mathématique du processus est possible.
- Une boucle de régulation conventionnelle n'est réglable de façon optimale dans la plupart des cas que pour une plage réduite.
- Une boucle de régulation conventionnelle est en général passablement sensible aux parasites.

Un système en logique floue se caractérise comme suit :

- La logique floue s'adapte à la régulation de processus aussi bien linéaire que non linéaire. C'est une différence importante entre la logique floue et la régulation conventionnelle.
- La régulation en logique floue d'une boucle de régulation simple demande en principe un plus grand effort que la conception d'une boucle simple de régulation conventionnelle. Pour un processus compliqué, la logique floue reprendra l'avantage.
- La simplicité de réglage est la différence la plus frappante entre une régulation conventionnelle et une régulation floue.
- La régulation en logique floue peut surpasser la régulation conventionnelle pour ce qui est de la qualité de réponse dynamique du système.
- L'ensemble du système de régulation floue se comporte comme un amortisseur de perturbations.

### III.3. La Logique Floue

#### III.3.1. La Théorie Des sous-ensembles Flous

La théorie des ensembles flous, également appelés sous-ensembles flous, émise par ZADEH en 1965, a pour principe de base la notion d'appartenance d'un élément à un ensemble. En logique booléenne classique, la caractéristique logique fondamentale d'un ensemble est la frontière, stricte, entre les éléments appartenant à l'ensemble et ceux qui en sont exclus. L'ensemble est alors parfaitement défini par sa fonction caractéristique  $\phi$  à valeurs dans  $\{0 ; 1\}$ . En logique floue, en revanche, l'appartenance d'un élément à un sous-ensemble floue est décrite par une fonction d'appartenance [37], [48]–[50].

On considère un ensemble de référence  $U$ . Un sous-ensemble flou  $A$  de ce référentiel  $U$  est caractérisé par une fonction d'appartenance  $\mu_A$  de  $U$  dans l'intervalle  $[0 ; 1]$ . A tout  $x$  de  $U$ , on associe une valeur  $\mu_A(x)$  telle que  $0 \leq \mu_A(x) \leq 1$ .

La fonction d'appartenance  $\mu_A$  généralise le concept d'appartenance et la notion de fonction caractéristique, tel que définis sur un ensemble classique. Plusieurs fonctions d'appartenance, de forme géométrique variable, sont envisageables. On retrouve usuellement des fonctions simples, telles que des fonctions d'appartenance triangulaires, trapézoïdales, gaussiennes ... etc.

### III.3.2. Variable Linguistiques

Les variables linguistiques sont des variables dont les valeurs sont des mots ou des phrases exprimés en langage naturel et non pas des nombres. Elle sert à modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur précise peut être inconnue.

Une variable linguistique  $x$  est généralement caractérisée par un triplet  $\{x, T(x), X\}$  où  $x$  désigne le nom de la variable,  $X$  son univers de discours, et  $T(x)$  son ensemble de valeurs linguistique. 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 :  $T(\text{vitesse}) = \{\text{Négative grande (NG), Négative petite (NP), Environ zéro (ZE), positive petite (PP), positive grande (PG)}\}$

Ces valeurs linguistiques sont considérées comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées en (Figure III.1).

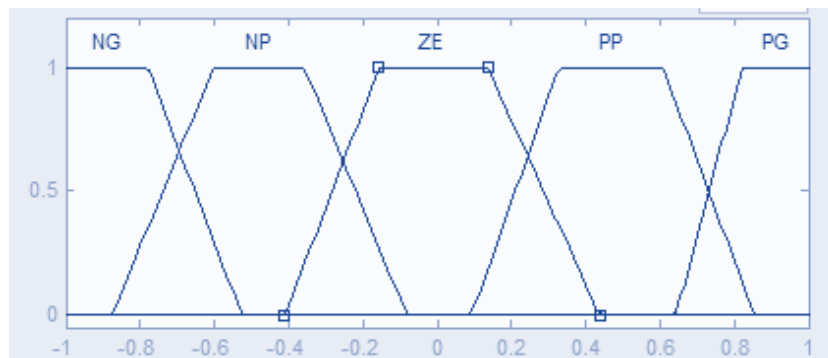


Figure III.1 : Fonctions d'Appartenance de  $T(\text{vitesse}) = \{NG, NP, ZE, PP, PG\}$

### III.3.3. Opérations sur Les ensembles Flous

Les opérations sur les ensembles flous sont des extensions des opérations connues sur les ensembles classiques. Elle permet de d'écrire des combinaisons logiques entre notions floues, c'est-à-dire de faire des calculs sur des degrés de vérité. En effet, si les valeurs d'appartenances sont restreintes aux valeurs 0 et 1, alors les opérateurs flous (Et, Ou, négation, ...etc.) devraient donner les mêmes résultats que ceux classiques [30].

### Egalité

Deux 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 :

$$\mu_A(x) = \mu_B(x) \forall x \in X . \text{ si } \exists x \text{ tel que } \mu_A(x) \neq \mu_B(x) \Rightarrow A \neq B$$

### 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 :

$$\forall x \in X, \mu_A(x) \leq \mu_B(x)$$

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 :

$$\forall x \in X, \mu_C(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

### Union

L'opérateur logique correspondant à l'union d'ensembles est le OU. Le degré de vérité de la proposition "A OU B" est le maximum des degrés de vérité de A et de B.

$$\forall x \in X, \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

### Fonction D'appartenance

Pour le traitement numérique en logique floue, il est nécessaire d'associer pour chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance qui prend une parmi les différentes formes suivantes (figure III.2) :

- Fonction triangulaire : elle est définie par trois paramètres {a, b, c} :

$$\mu(x) = \max \left[ \min \left( \frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{d-c} \right), 0 \right]$$

- Fonction trapézoïde : elle est définie par quatre paramètres {a, b, c, d} :

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

- Fonction Gaussienne : Elle est définie par deux paramètres { $\sigma$ , m} :

$$\mu(x) = \exp \left( -\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2} \right)$$

- Fonction Sigmoidale : elle est définie par deux paramètres {a, c} :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(a(x-c))}$$

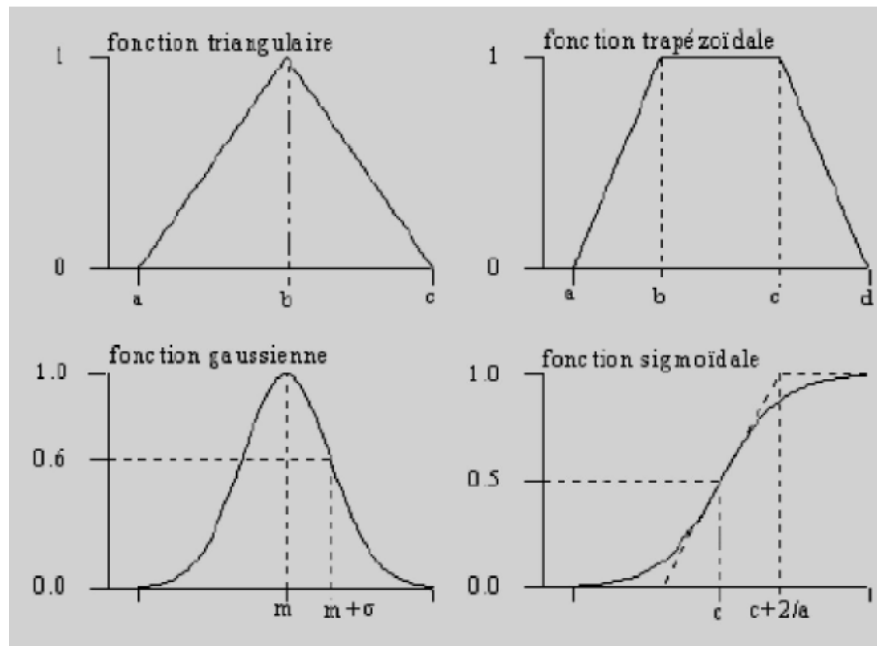


Figure III.2 : Forme des Fonctions D'appartenance Usuelles.

### III.4. Raisonnement Floue

Le mode naturel est trop complexe. Ces mesures sont soumises à des imprécisions, vagues et éventuellement incertaines. Le raisonnement de ces connaissances en logique classique ne suffit pas, on fait appel à un raisonnement flou.

#### III.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 :

$$(x, y) \rightarrow \mu_R(x, y) \quad \text{III.1}$$

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

Soit par un opérateur de conjonction ET flou :

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

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x) * \mu_B(y) \quad (\text{Larsen}).$$

Soit par une implication floue :

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

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

#### III.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, la déduction 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 désigne le mode de raisonnement par l'affirmation, fait partie des tautologies importantes de la logique formelle classique. La dénomination du mode de raisonnement, exprime en termes latins hérites de la Scolastique, définit une proposition logique de la forme suivante :

$$A \cap (A \Rightarrow B) \Rightarrow B \quad \text{III.2}$$

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 :

Règle : Si  $x$  est  $A$  alors  $y$  est  $B$ .

Observation :  $x$  est  $A_0$ .

Conclusion :  $y$  est  $B_0$ .

Dans le cas général,  $A_0$  et  $B_0$  sont des sous-ensembles flous. Il convient de faire remarquer que, dans la formulation du MPG, on a :

$$A \neq A' \text{ et } B \neq B' \quad \text{III.3}$$

La particularité du MPG réside ainsi dans le fait qu'il accepte un fait d'observation qui n'est pas totalement identique à celui énoncé dans la partie prémisses de la règle. Le Modus Ponens Généralisé, qui avait fait l'objet de quelques publications, peut être considéré comme une extension et une généralisation du Modus Ponens booléen.

### III.5. Régulateur par logique floue

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue (RLF) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Dans cette section, nous allons présenter la procédure générale de la conception d'un régulateur par logique floue, figure (III.3) [17], [41], [43].

La configuration de base d'un régulateur flou logique RLF comporte quatre blocs principaux :

- fuzzification,
- base de connaissance,
- inférence,

- défuzzification

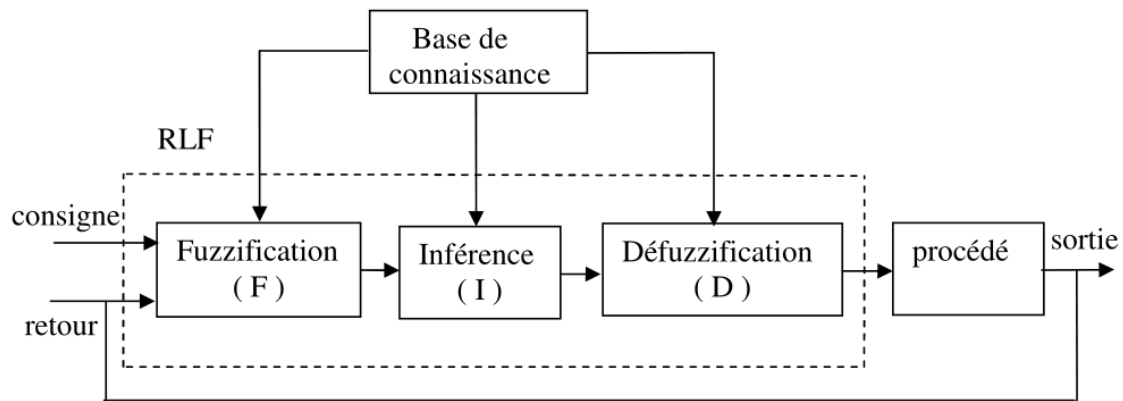


Figure III.3 : Configuration de base d'un régulateur par logique floue RLF

Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suit :

1) Le bloc fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Mesure des variables d'entrée.
- Représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- Représentation de la fonction de fuzzification convertissant les données d'entrée en variables linguistiques.

2) Le bloc base de connaissance est composée :

- D'une base de données fournissant les définitions nécessaires utilisées pour définir les règles de contrôle linguistique et la manipulation des données floues dans le contrôleur.
- D'une base de règles caractérisant les buts et les stratégies de commande émis par les experts au moyen d'un ensemble de règles linguistiques de contrôle.

3) Le bloc inférence est le cœur du régulateur RLF, qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence.

4) Le bloc défuzzification effectue les fonctions suivantes :

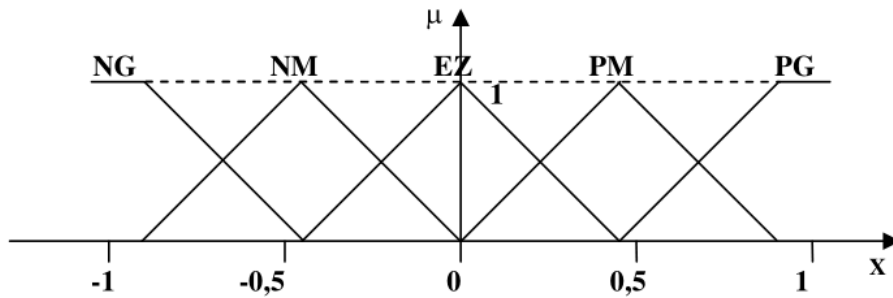
- établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie;
- effectue une défuzzification qui fournit un signal de commande non-floue à partir du signal flou déduit.

### III.5.1 Fuzzification

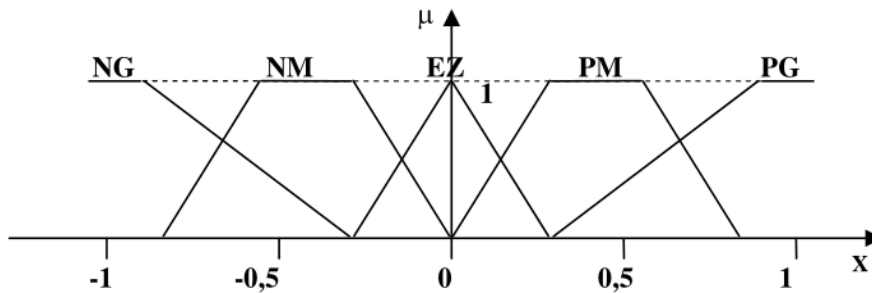
Etant donné que l'implémentation du régulateur flou se fait de manière digitale, il faut donc prévoir un convertisseur analogique/digital car le régulateur par logique flou utilise des grandeurs mesurées à l'aide d'organes de mesure de types analogiques.

Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes et non équidistantes figure (III.4). il faut éviter les chevauchements figure (III.5.a) et les lacunes figure (III.5.b) entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins. En effet cela provoque des zones de non intervention du régulateur (zones mortes), ce qui entraîne une instabilité de réglage.

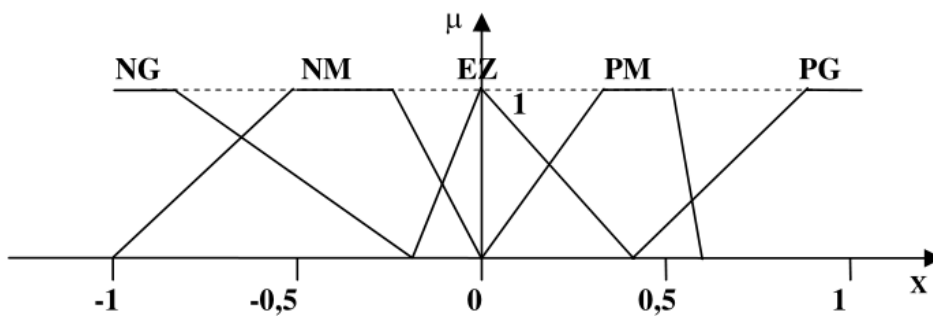
En général on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous représentés par des fonctions d'appartenance. Le choix du nombre d'ensembles dépend de la solution et de l'intervention du réglage désirée.



Fonctions d'appartenance symétriques et équidistantes



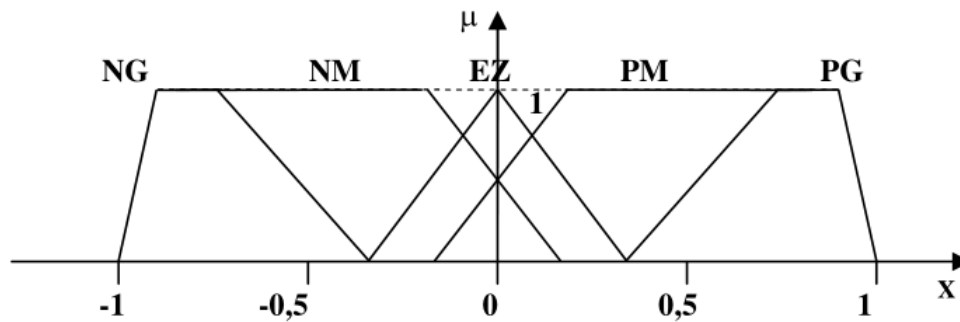
Fonctions d'appartenance symétriques et non équidistantes



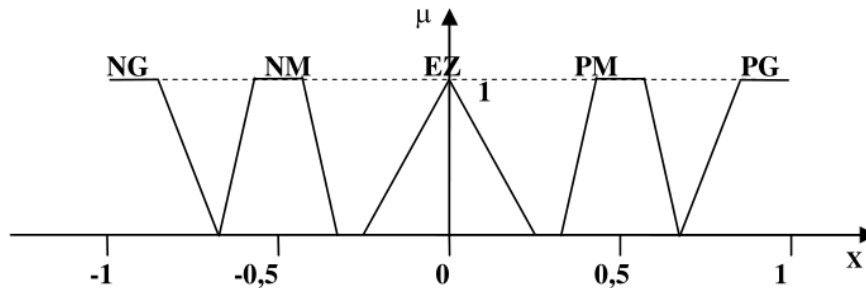
Fonctions d'appartenance non symétriques et non équidistantes

Figure III.4 : Différentes formes pour les fonctions d'appartenance





a. Formes avec chevauchement trop important



b. Formes avec lacunes (chevauchement insuffisant)

Figure III.5: Formes à éviter pour les fonctions d'appartenance des variables d'entrée

### III.5.2. Inférences (déductions floues)

Les inférences lient les grandeurs mesurées (transformées en variables linguistiques) à la variable de sortie exprimée également en variable linguistique. Plusieurs possibilités existent pour la réalisation des opérateurs de la logique floue qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. A partir de ces possibilités, on introduit la notion de méthodes d'inférences permettant un traitement numérique de ces inférences ; en général, on utilise l'une des méthodes suivantes [34] :

- Méthode d'inférence Max-Min (contrôleur de type Mamdani)
- Méthode d'inférence Max-Prod (contrôleur de type Larsen)
- Méthode d'inférence Somme-Prod (contrôleur de type Zadeh).

### III.5.3. Défuzzification

La défuzzification définit la loi de commande du régulateur logique flou, elle réalise donc la conversion inverse de la fuzzification (conversion digitale/analogique). Les méthodes de défuzzification les plus utilisées sont :

- Méthode par centre de gravité
- Méthode par valeur maximale
- Méthode par valeur moyenne des maxima.

### III.5.4. Différentes approches pour la détermination des règles

Il existe deux approches principales pour la détermination des règles d'un contrôleur flou. La première est une méthode purement heuristique ; les règles sont déterminées de telle sorte que l'écart entre la consigne et la sortie puisse être corrigée. Cette détermination repose sur la connaissance qualitative du comportement du processus. La seconde approche est une méthode pouvant déterminer d'une manière systématique la structure linguistique et/ou les paramètres satisfaisants les objectifs et les contraintes de contrôle.

Une autre méthode a été introduite pour la détermination des règles et cela en se référant à la trajectoire du système en boucle fermée. La recherche intuitive du comportement du système en boucle fermée, pour la détermination des règles dans le domaine temporel, utilise fréquemment l'erreur  $e$  (observation) et la variation de l'erreur  $\Delta e$ . (dynamique du processus) ainsi que la variation de la commande  $\Delta U$  (entrée du processus à réguler) [17], [41].

La procédure à suivre, pour la détermination des règles du contrôleur flou est expliquée en considérant les points indiqués sur la figure (III.6). Pour chacun de ces points, on explicite l'expertise sous la forme suivante :

- Règle 1 : Si  $e=PG$  et  $\Delta e=EZ$  alors  $\Delta U=PG$ . Départ.
- Règle 2 : Si  $e=PG$  et  $\Delta e=NP$  alors  $\Delta U=PM$ . Augmentation de la commande pour garder l'équilibre.
- Règle 3 : Si  $e=PM$  et  $\Delta e=NP$  alors  $\Delta U=PP$ . Très faible augmentation de la commande pour ne pas dépasser la valeur limite.
- Règle 4 : Si  $e=PP$  et  $\Delta e=NP$  alors  $\Delta U=EZ$ . Convergence vers l'équilibre.
- Règle 5 : Si  $e=EZ$  et  $\Delta e=NP$  alors  $\Delta U=NP$ . Freinage du processus.
- Règle 6 : Si  $e=NP$  et  $\Delta e=PP$  alors  $\Delta U=NM$ . Freinage et inversion de la variation de la commande.
- Règle 7 : Si  $e=NM$  et  $\Delta e=EZ$  alors  $\Delta U=NM$ . Rappel du processus vers l'équilibre.
- Règle 8 : Si  $e=NP$  et  $\Delta e=EZ$  alors  $\Delta U=EZ$ . Convergence vers l'équilibre.
- Règle 9 : Si  $e=EZ$  et  $\Delta e=EZ$  alors  $\Delta U=EZ$ . Equilibre.

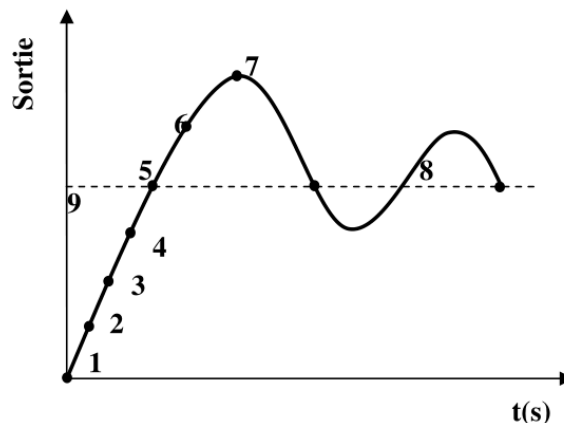


Figure III.6 : Ecriture du jeu de règles à l'aide d'une analyse temporelle

En considérant point par point le comportement du processus et l'action de variation de commande à appliquer, on en déduit la table du contrôle flou de base qui correspond à la table de règle très connue de Mac Vicar-whilan:

Tableau III.1 : Trajectoire de phase du comportement décrit sur la figure III.6

$\begin{matrix} e \\ \Delta e \end{matrix}$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Sur la diagonale de la matrice d'inférence, on attribue à la variation de la commande l'ensemble EZ. Par conséquent, le système à régler se trouve dans un état transitoire qui ne nécessite pas d'intervention importante pour atteindre le régime stationnaire.

### III.5.5. Développement pratique du contrôleur flou

La majorité des contrôleurs flous utilisent des algorithmes se basant sur le schéma simple de Mamdani; pour un système mono-variable, ce schéma est représenté par la figure (III.7).

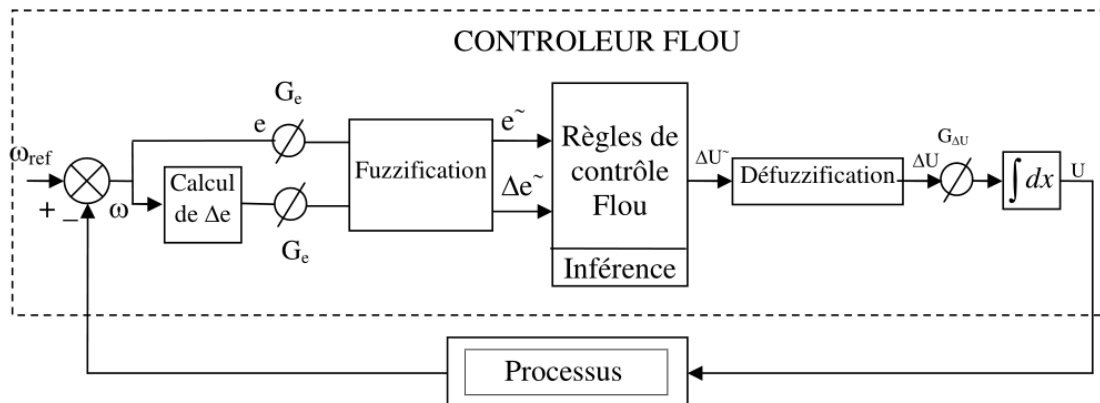


Figure III.7 : Schéma bloc d'une boucle de régulation avec contrôleur flou

D'après le schéma ci-dessus, le système de régulation floue se compose essentiellement du contrôleur flou et du processus à contrôler. Le contrôleur flou comprend :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps ( $\Delta e$ ).
- Les facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à celle de la commande.
- Un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- Les règles de contrôle flou.
- Un bloc de défuzzification de la variation de la commande.
- Un bloc intégrateur.

## II.6. Application du régulateur flou de Mamdani pour la commande du MSAP

On considère un ensemble de stratégies de contrôle reposant sur l'erreur entre une consigne prédéterminée de la vitesse et la sortie réelle du système qui est la vitesse de rotation de la machine d'une part et de la variation de cette erreur d'autre part.

Les entrées du régulateur flou sont donc :

- La vitesse de rotation de la machine  $\Omega$  (sortie du processus).
- La référence de la vitesse  $\Omega_{ref}$ .
- L'erreur à l'instant  $t_1$  égale à  $e_1$ .
- L'erreur à l'instant  $t_2$  égale à  $e_2$ .

### III.6.1. Choix des fonctions d'appartenance et des sous-ensembles flous

Dans notre cas du réglage par logique floue, on utilise des fonctions d'appartenance trapézoïdales et triangulaires dans la fuzzification.

Ces sous-ensembles sont symbolisés de la manière suivante :

N : négatif

Z : zéro

P : positif

### III.6.2. Règles de décision de contrôle flou

Les règles de décision se composent de paires situation/action de la forme : si  $e_1$  est A ET  $e_2$  est B, ALORS s est C. Cet ensemble de règles devrait regrouper toutes les situations possibles du système évaluées pour les différentes valeurs attribuées à  $e_r$  et  $d_{er}$  et toutes les valeurs correspondantes d'output. Pour le cas de notre application, nous avons opté pour la base de règles de Mac vicar-Whelan. Cette dernière est organisée sous la forme d'une table de décision (Tab.III.2).



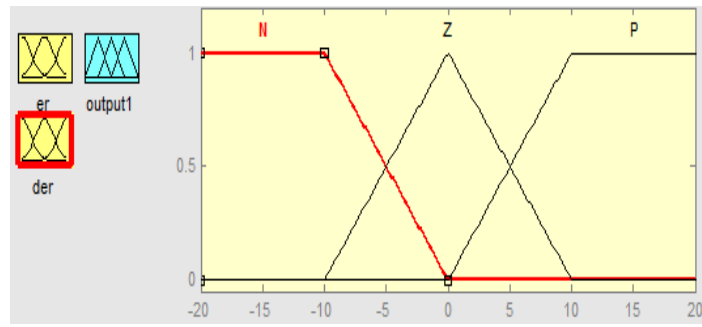


Figure III.8 : Fonctions d'appartenance utilisées dans la fuzzification

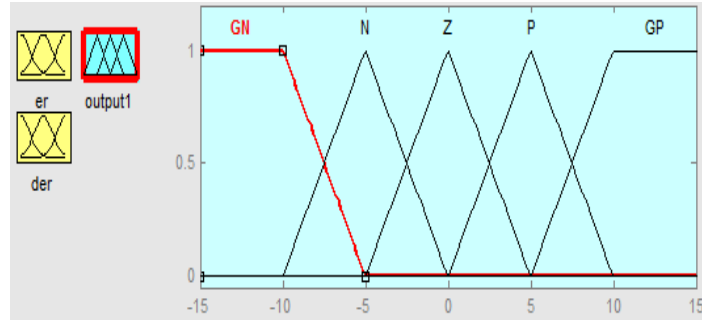


Figure III.9 : Fonctions d'appartenance utilisées dans la défuzzification.

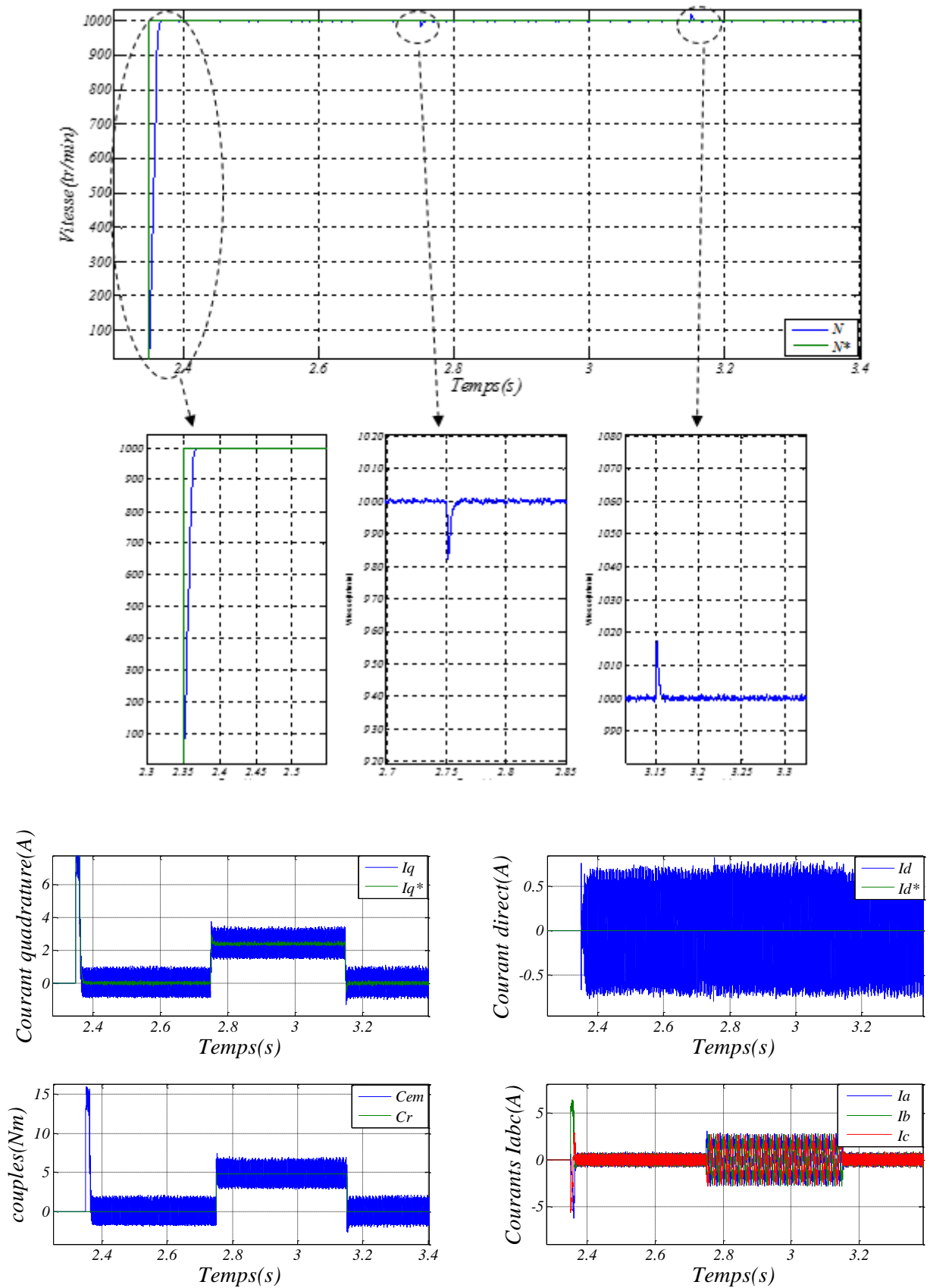


Figure III.10 : Résultats de simulation de la commande vectorielle avec réglage de vitesse par contrôleur flou à vitesse constant.

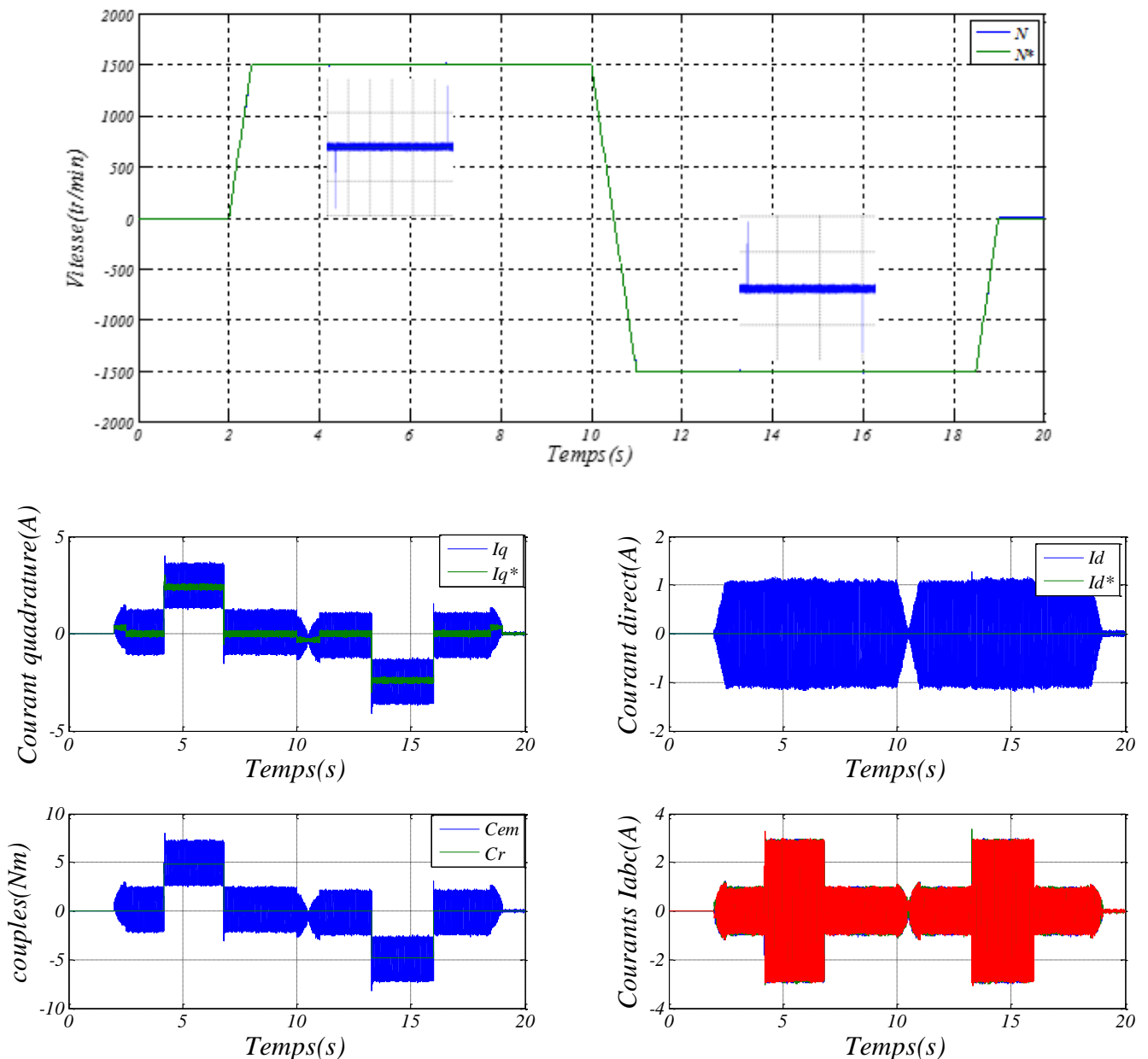


Figure III.11 : Résultats de simulation de la commande vectorielle par un régulateur flou à vitesse constant variable.

### Interprétations des résultats

On constate que la vitesse suit parfaitement sa référence avec une dynamique très rapide avec rejet de perturbation du couple de charge de 4.8 Nm appliqué à l'instant  $t=2.8s$  et annulé à  $t=3.4s$ .

Les performances dynamiques obtenues par régulateur flou sont très intéressantes relativement au régulateurs IP.

Les courants suivent leur référence ou le courant direct nul et le courant en quadrature image du couple électromagnétique.



### **III.8. Conclusion**

Dans cette partie de notre travail, nous nous sommes intéressé à la commande vectorielle du MSAP par un algorithme basé sur la technique de l'intelligence artificielle. Après une présentation rapide de la théorie de la logique floue, nous avons présenté la méthode de conception d'un régulateur floue. Afin de mettre en évidence l'intérêt de cette technique dans la commande des moteurs électriques. L'expression analytique des régulateurs obtenus montre que les régulateurs flous sont complètement indépendants des paramètres de la machine.

Les performances dynamique (temps de réponse, inversion de sens, temps de rejet de l'application et l'annulation du couple de charge) du contrôleur flou sont meilleurs relativement au régulateur de classique IP.

# Chapitre IV : Etude et réalisation expérimentale

## IV.1. Introduction

La validation expérimentale de la commande vectorielle avec des régulateurs de courants classiques de type PI et régulateur de vitesse de type IP et avec régulateur flou présentés dans les chapitres précédents, nécessite des tests sur un banc d'essais. Un dispositif expérimental est mis au point autour d'un moteur synchrone à aimant permanent alimenté par un onduleur de tension (MLI). Le banc d'essai mis en place dans le cadre de l'étude de ce moteur a pour objectif de le piloter à partir d'une l'interface homme / machine proposées par le logiciel « Control Desk » installé sur l'ordinateur via une carte DSPACE pourvu d'un D.S.P. (Digital Signal Processor). Cette carte a pour rôle d'effectuer le dialogue entre les capteurs de mesure (courant, tension, position) et génère les commandes à appliquer au moteur à travers l'onduleur triphasé. L'ordinateur fournit seulement l'interface homme machine.

Nous présentons dans ce chapitre la description du dispositif expérimentale réalisé et ces différents modules électriques et électronique. Nous présentons ainsi les résultats expérimentaux de contrôle de vitesse du MSAP.

## IV.2. Le banc d'essai

Le banc d'essai est composé d'un MSAP triphasé de 1.2kW, d'une charge et d'un capteur de position. Un autotransformateur triphasé alimente le moteur synchrone à aimant permanent par l'intermédiaire d'un redresseur et d'un onduleur à IGBT de type semikron. Voir le schéma de principe la figure (IV.1).

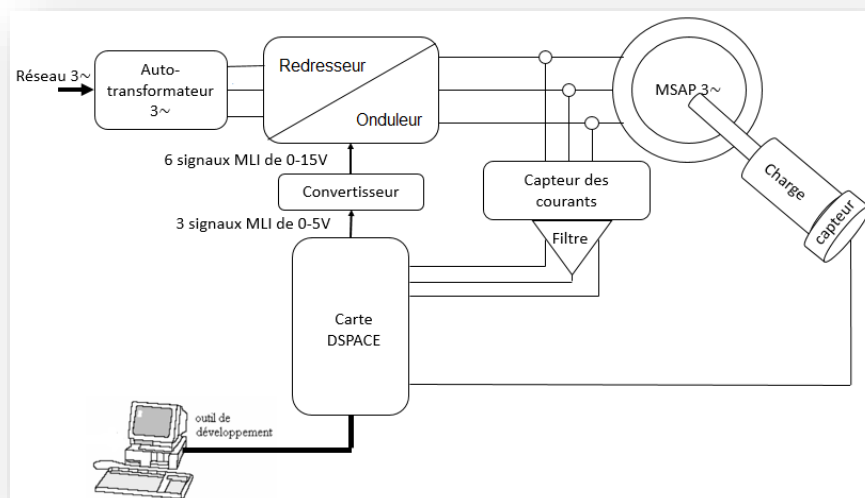


Figure IV.1 : Schéma de principe du système expérimental.

### IV.3. Le matériel utilisé

#### IV.3.1. Le MSAP

Le moteur utilisé est un moteur synchrone à aimant permanent (fig.IV.2). Les caractéristiques sont présentées dans l'annexe (A). Voir la figure (IV.2) qui représente le moteur.



Figure IV.2 : Le moteur synchrone à aimant permanent.

#### IV.3.2. La carte DSPACE 1104

La carte a été développée afin de réunir les besoins types de contrôle moderne. Pour éviter toute contrainte de développement, la carte DS1104 est munie d'un processeur à 400MHz et d'un sous-système esclave D.S.P. (Digital Signal Processing) pour le contrôle moteur. Elle permet de contrôler en temps réel le banc moteur. De plus, par l'intermédiaire de l'ordinateur, il est possible de visualiser les mesures faites sur le moteur grâce à l'interface fournie dans le logiciel Control Desk. Nous ne détaillerons pas plus les caractéristiques de cette carte, voir l'annexe. Voir la figure (IV.3).



Figure IV.3 : La carte DSPACE plus le micro-ordinateur

### IV.3.3. Autotransformateur triphasé

Il est de 5 KVA permet d'alimenter le moteur par l'intermédiaire d'un onduleur. Il permet de faire varier la valeur efficace des tensions composées de 0 à 450V (Figure IV.4)



Figure IV.4 : Autotransformateur

### IV.3.4. Montage didactique SEMIKRON (redresseur + onduleur)

La description des connexions sur le boîtier de l'onduleur est présentée par les figures (IV.5) et (IV.6).

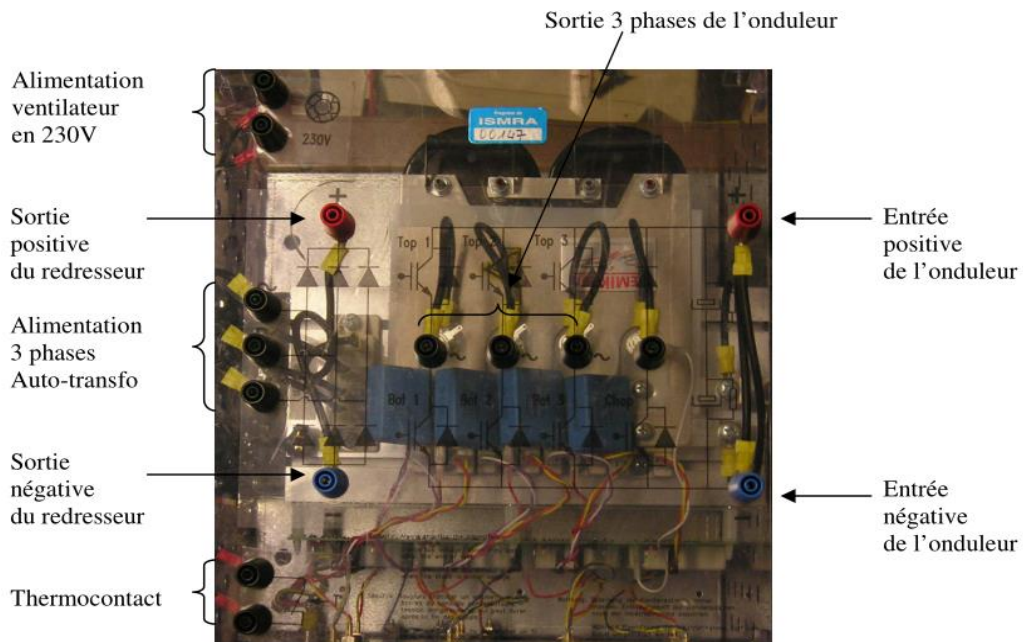


Figure IV.5 : Vue de dessus de l'onduleur semikron.

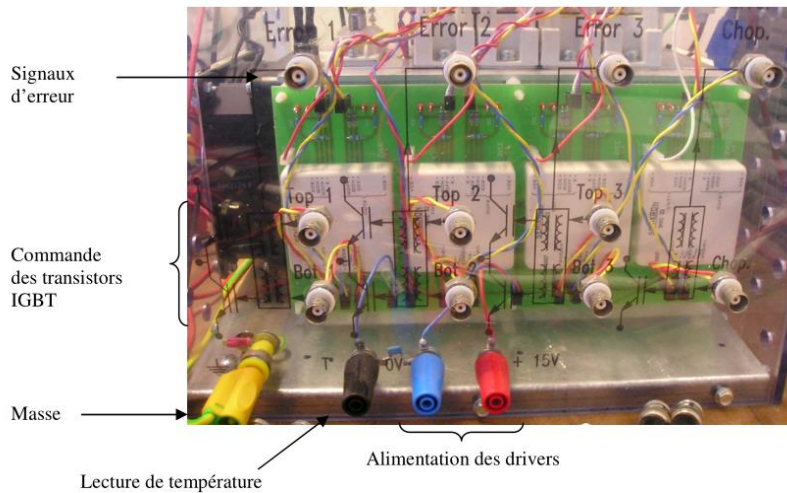


Figure IV.6 : Vue de face de l'onduleur semikron

Le thermocontact à ouverture a été disposé afin de pouvoir arrêter le fonctionnement en cas de surchauffe anormale au-delà de 71°C. Il est branché en série avec l'alimentation des drivers et le ventilateur est alimenté par le 230V de l'ensemble du système d'acquisition. La lecture de la température s'effectue avec pour référence le 0V de l'alimentation des drivers. Pour l'alimentation des drivers, le connecteur rouge doit être relié au +15V et le bleu au 0V. La consommation par driver est de 160mA. Les signaux d'erreurs sont à +15V pour signaler que tout est normal et dans le cas contraire il y a un défaut.

#### IV.3.5. Boîtier de conversion 0/5V en 0/15V

Ce boîtier permet de convertir les signaux MLI continus 0/5V venant de DSPACE, en signaux 0/15V continus pour la commande des IGBT de l'onduleur. Le boîtier est alimenté en 0/15V.



Figure IV.7 : Boîtier de conversion des signaux MLI de 0/5V vers 0/15V.

#### IV.4. La chaîne de mesure

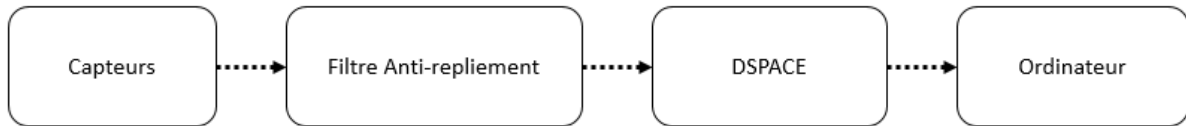


Figure IV.8 : Schéma de la chaîne de mesure

##### IV.4.1. Module des capteurs de courants

L'application de la commande vectorielle sur le moteur synchrone à aimant permanent exige la mesure des trois courants des trois phases issues de l'onduleur.

Dans notre application, nous avons utilisé des capteurs de courants du constructeur "LEM" de type LA 25-NP (voir l'annexe B). Ces capteurs fonctionnent selon le principe de l'effet de Hall, basé sur la mesure des champs magnétique résultants du courant électrique en plus la mesure des courant, les capteurs LEM offrent une autre fonction ; celle de l'isolation entre la partie haute tension et basse tension du système expérimental. Les capteurs sont séparés de la carte DSPACE par un filtre anti-repliement. La valeur issue de cette dernière doit être convertie en valeur numérique, ajustée puis multipliée par le gain du capteur pour qu'elle soit utilisable par la commande vectorielle. Voir la figure (IV.9) représente le schéma de principe d'un capteur de courant.

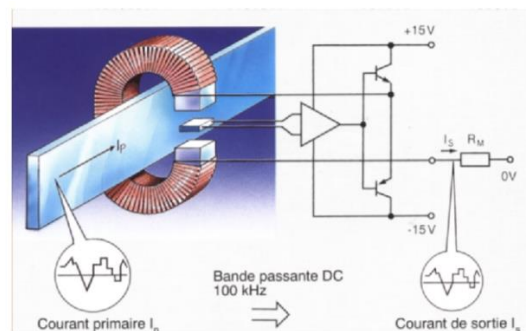


Figure IV.9 : Schéma de principe d'un capteur de courant

Un module de trois capteurs est réalisé au niveau de laboratoire (fig.IV.10).

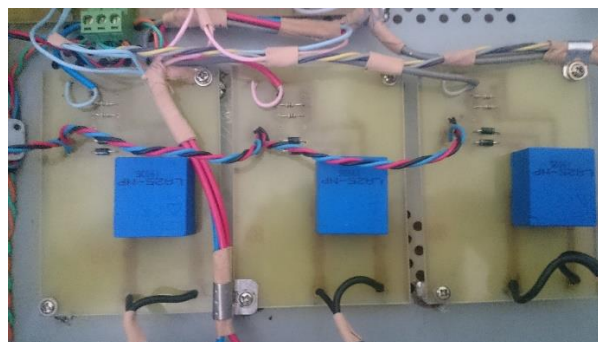


Figure IV.10 : Cartes des trois capteurs de courants.



#### IV.4.2. Carte de filtrage anti-repliement

Auparavant, la chaîne de mesure contenait un boîtier contenant un filtre anti-repliement pour chacune des trois sondes de courant. La structure de Sallen et Key est choisie pour les filtres anti-repliement. A partir de la mise en série de trois filtres de ce type du second ordre, nous obtenons le filtre du sixième ordre désiré (fig.IV.11). (Voir l'annexe C).

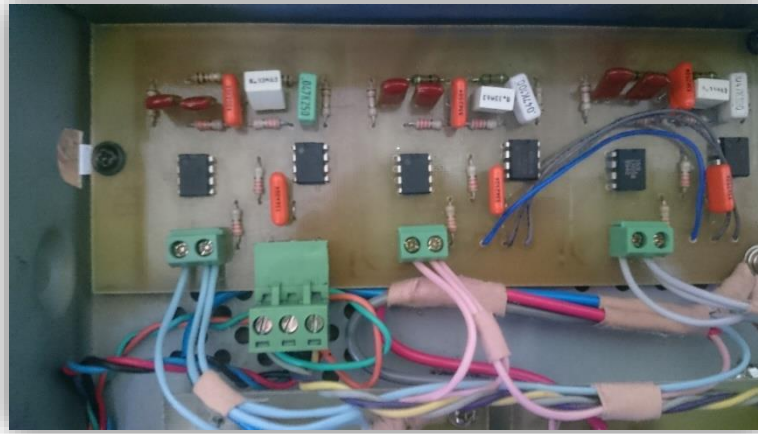


Figure IV.11 : Carte de filtrage

#### IV.4.3. La carte d'alimentation

Les différents critères de choix concernant une carte d'alimentation comme celle-ci sont :

- Les types de signaux souhaités
- Le courant maximal à débiter.

Pour adapter l'alimentation à l'expérience, nous allons répertorier brièvement les entrées / sorties de la carte :

- En entrée : Tension secteur 220V alternatif
- En sortie : +/- 15V (pour les sondes de courant et les filtres anti-repliements)

La figure (IV.12) représente la simulation de la carte d'alimentation sous porteuse (isis). La carte de l'alimentation est représentée par la figure (IV.13).

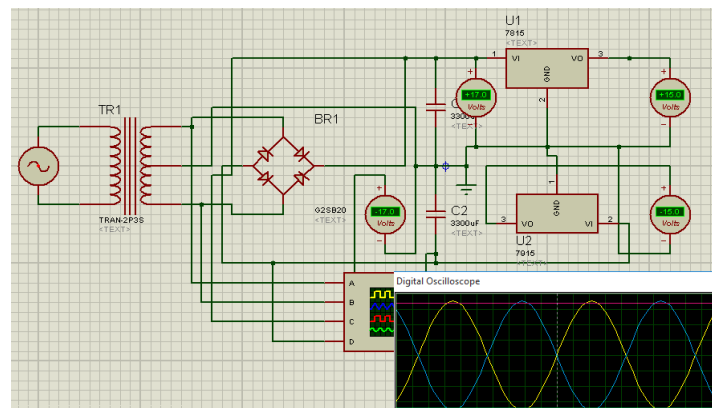




Figure IV.12 : Simulation de la carte d'alimentation

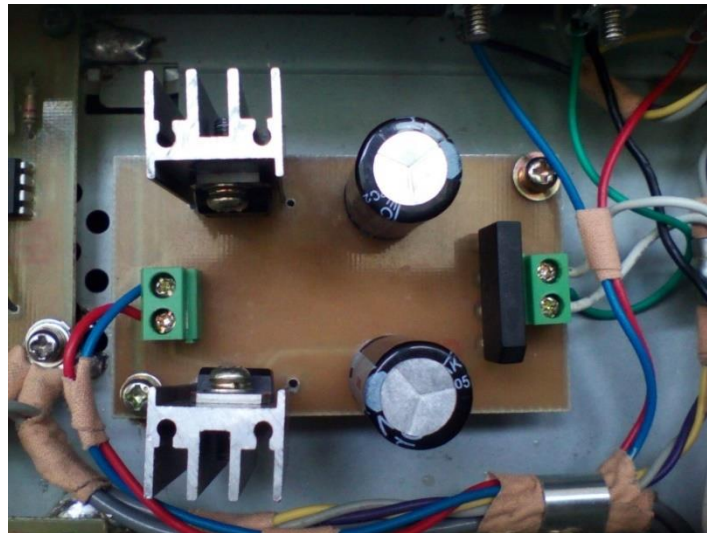


Figure IV.13 : Carte d'alimentation

La figure (IV.15) représente la boîte des capteurs de courant et de filtrage qui contient aussi une alimentation symétrique (-15V, +15V,0V).



(a) face avant



(b) Face arrière

Figure IV.14 : boîte des capteurs

#### IV.4.4. Capteur de position

C'est un codeur incrémental de type CNS50 de SICK-STEMMANN de 4096 par tour et 5Volts d'alimentation.



Figure IV.15 : Capteur de position

#### IV.5. Résultats expérimentaux

##### IV.5.1. Résultats de la commande avec régulateur IP

Les paramètres des régulateurs sont :  $K_{p_{IP\_Ω}} = 2.6658$  ,  $K_{i_{IP\_Ω}} = 6.166$ ,  $K_{p_{id}} = 75.9$ ,  
 $K_{i_{id}} = 18500$  ,  $K_{p_{iq}} = 48.3$  ,  $K_{i_{iq}} = 12696$  .

Les résultats sont présentés par les figures (IV.16) et (IV.17). En respectant les mêmes conditions des tests en simulation, nous remarquerons que l'essai de la commande vectorielle de la MSAP effectué présente une amélioration par régulateur IP de vitesse car l'allure de la vitesse décrit une rapidité intéressante et sans dépassement, mais pendant les instants d'application du couple, une erreur se présente, son effet est compensé par le régulateur. Au niveau des courants les allures suivent bien leurs références. On constate aussi que la position est parfaite sinon le fonctionnement sera totalement perdu en absence de la bonne mesure de la position.

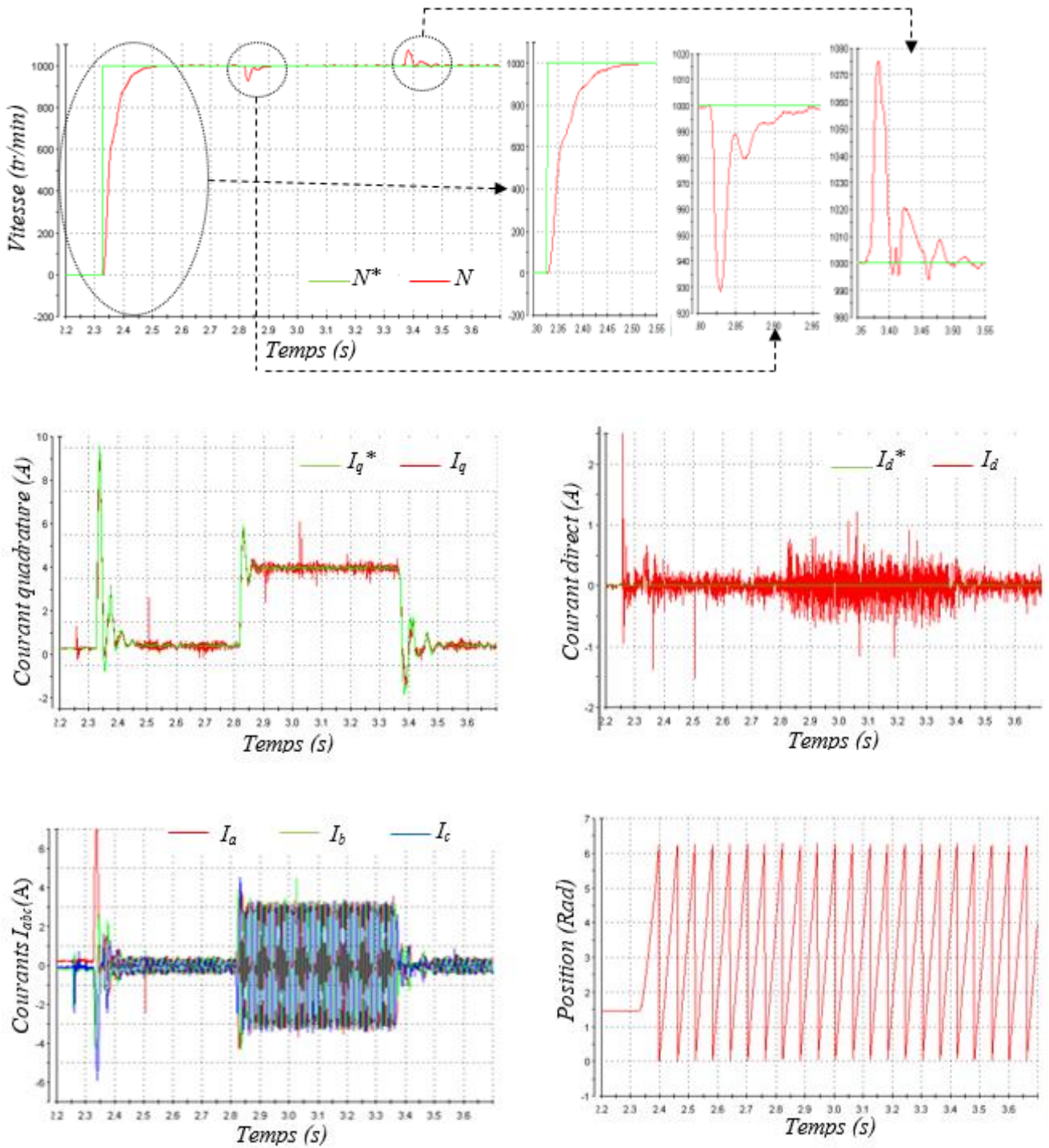


Figure IV.16 : Résultats de simulation de la commande vectorielle par un régulateur IP à vitesse constant.

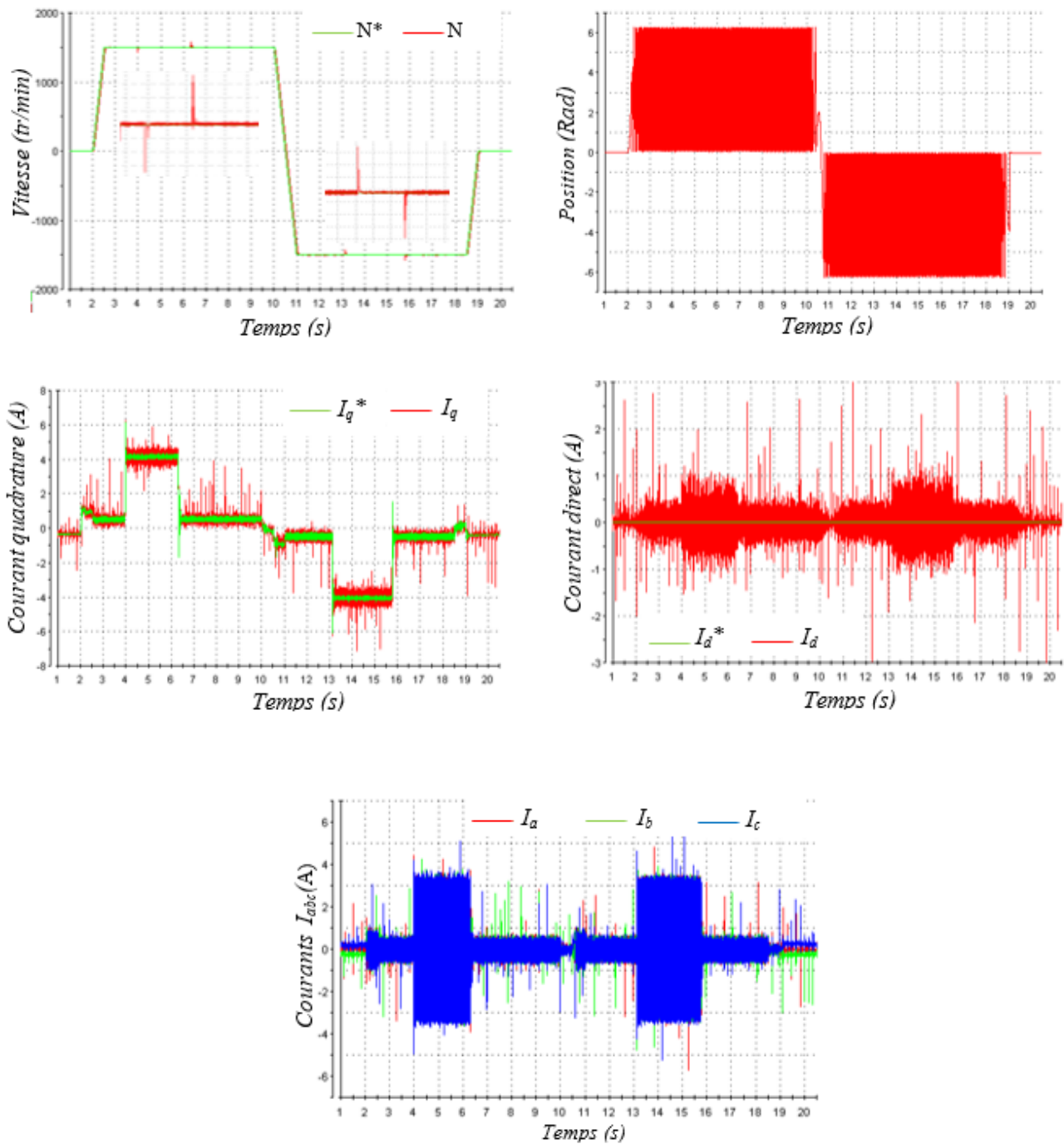


Figure IV.17: Résultats de simulation de la commande vectorielle par un régulateur IP à vitesse variable.

#### IV.5.2. Résultats de la commande avec régulateur flou

Nous appliquons les mêmes conditions que la simulation, seulement on remplace le bloc de la logique flou par un tableau (lookup table) pour réduire le pas d'échantillonnage (voir l'annexe C).

Les résultats sont présentés par les figures (II.18) (II.19). En respectant les mêmes conditions des tests que pour le régulateur IP, nous remarquerons que l'essai de la commande vectorielle de la MSAP effectué présente une amélioration par régulateur flou de la vitesse car son allure décrit une



rapidité meilleure sans dépassement. Le régulateur flou se comporte bien avec l'effet du couple de charge en rejetant son effet. Les courants suivent bien leurs références. On constate aussi que la position est bien captée.

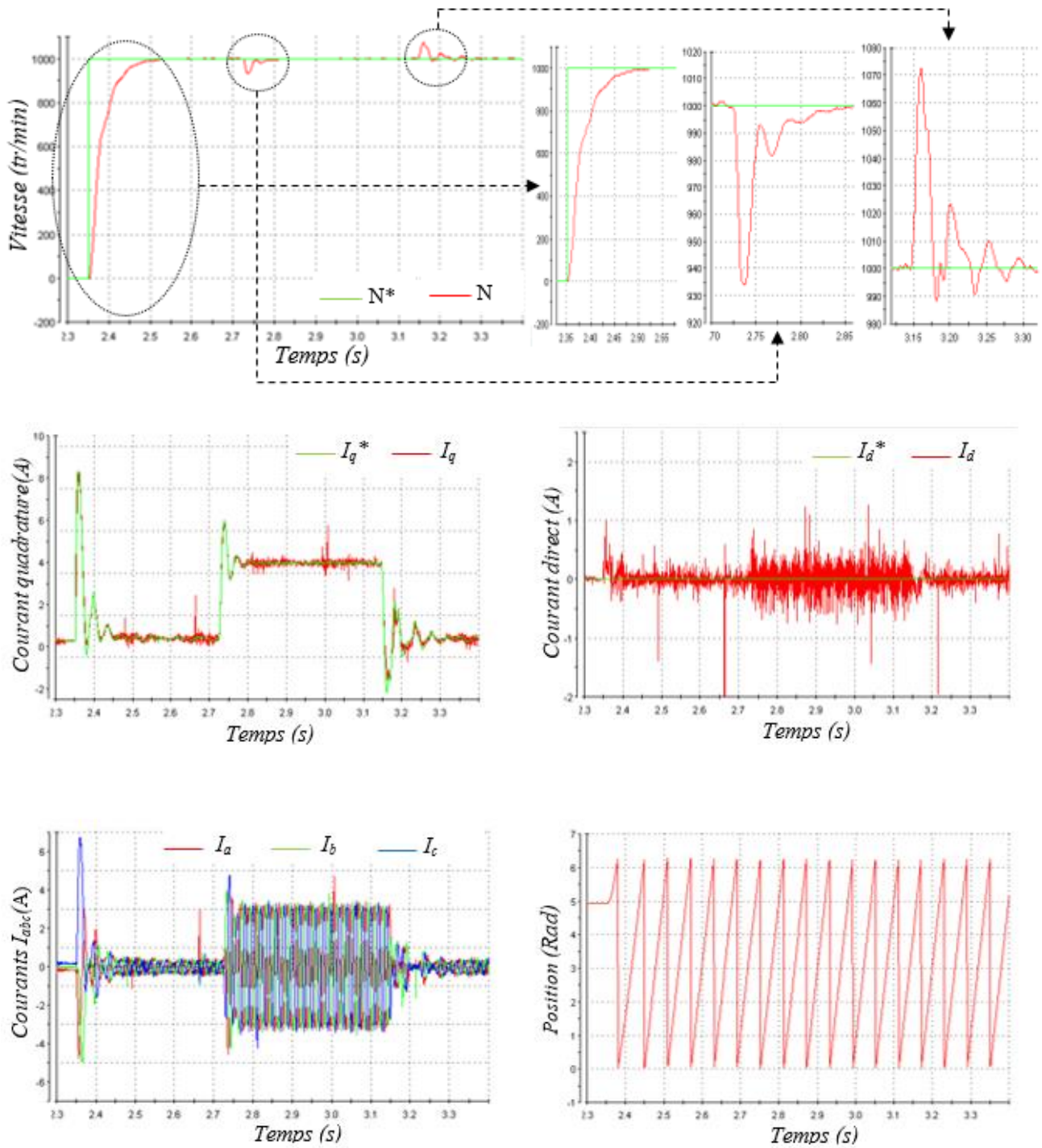


Figure IV.18 : Résultats expérimentaux de la commande par régulateur flou à vitesse constante.

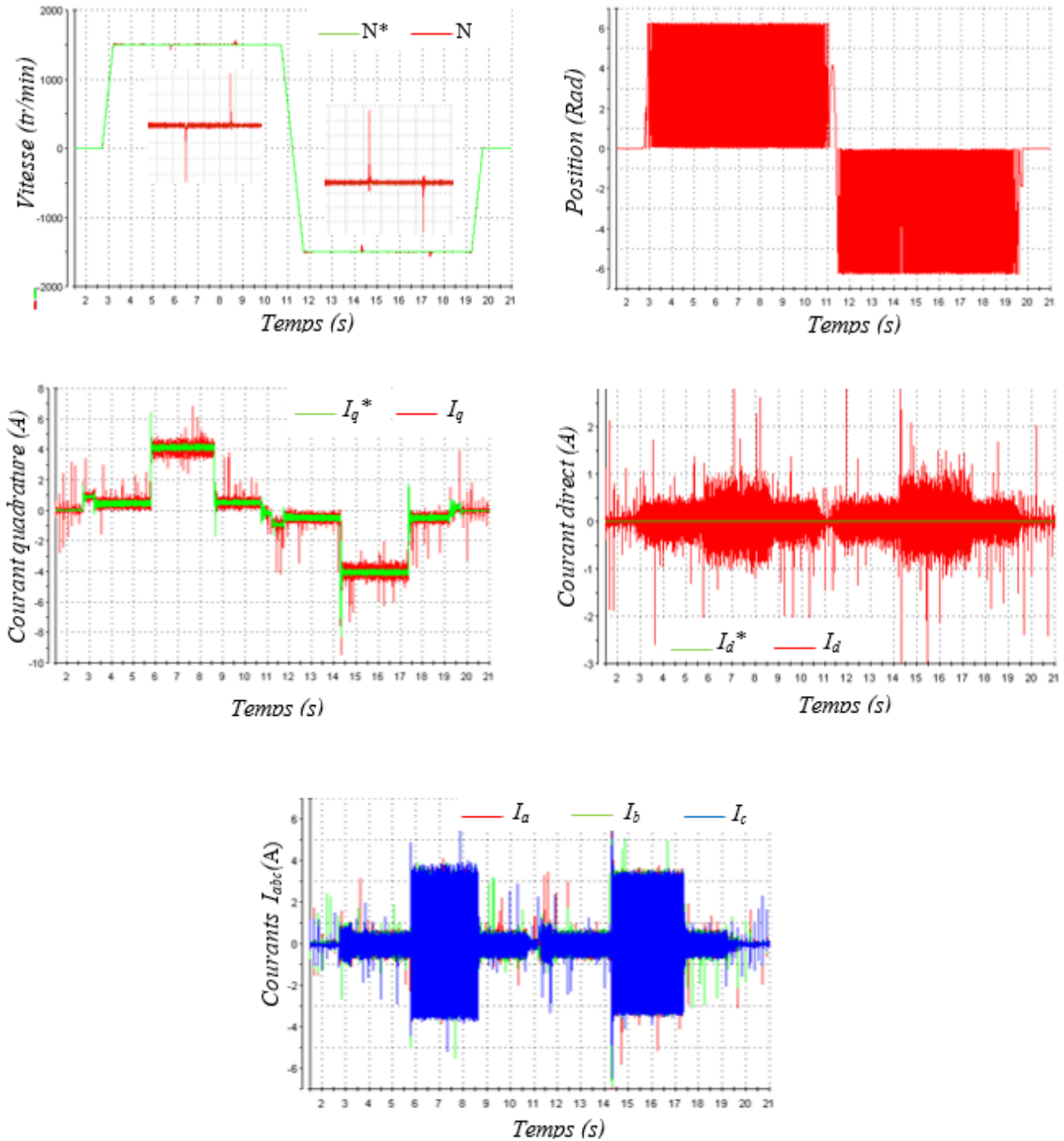


Figure IV.19 : Résultats expérimentaux de la commande par régulateur flou à vitesse variable.

#### IV.6. Etude comparative

Le tableau IV.1 présente une comparaison entre les performances des deux régulateurs flou et IP durant le démarrage et ainsi que l'application et l'annulation du couple de charge. Nous constatons que le régulateur flou montre des performances mieux que les régulateurs classiques.

Tableau IV.1 : Tableau comparatif des performances entre un régulateur floue et un régulateur IP.

	Régulateur IP	Régulateur flou
Temps de réponse (à 1000 tr/min)	0.1004	0.09496
Temps de réponse l'ors de l'application de la charge (de 1000 tr/min et 4.8Nm)	0.0325	0.03
Variation de vitesse l'ors de l'application de la charge (de 1000 tr/min et 4.8Nm)	71.7	66.00
Temps de réponse l'ors de l'annulation de la charge (de 1000 tr/min et 4.8Nm)	0.0379	0.0311
Variation de vitesse l'ors de l'annulation de la charge (de 1000 tr/min et 4.8Nm)	75.3	72.68

#### IV.7. Conclusion

Dans cette dernière partie de notre travail présente la validation expérimentale des résultats de commande vectorielle du MSAP. Pour la mesure les courants triphasés nécessaire pour la commande vectorielle, on a réalisé trois capteurs de courants avec leur alimentation et leur carte de filtrage. Le capteur est conçu d'une façon que l'offset est réinitialisé automatiquement à zéro l'ors de de son alimentation.

Le MSAP est commandable à partir du PC à travers la carte Dspace et ses différentes grandeurs physiques visualisables en temps réel sur le logiciel Control Desk. Les différentes lois de commande par logique floue et commande classique sont appliqués. Le réglage par un contrôleur flou présent des résultats mieux que ceux du régulateur IP.

# Conclusion générale



Le travail présenté s'inscrit dans le cadre de la commande des moteurs synchrones à aimants permanents. Etant donné que l'asservissement de la vitesse représente le principal levier de commande d'un tel moteur, nous avons centré notre travail sur l'étude et l'analyse des performances de l'asservissement de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur commandé par la technique MLI et pilotée par la commande vectorielle avec deux structures de régulation de la vitesse de rotation : réglage par IP et par contrôleur flou.

Dans le premier chapitre, nous sommes passés à la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents à pôle lisse dans le repère de Park  $(d, q)$  qui permet la mise sous forme d'équation d'état de la machine alimentée en tension. A partir de là, nous avons validé le modèle mathématique dans un environnement MATLAB/SIMULINK. A la fin de ce chapitre, nous avons donné les résultats de simulation en boucle ouverte du MSAP alimenté par un réseau de tension alternative avec application d'un couple résistant. Nous avons présenté ainsi l'étude et la modélisation d'onduleur à deux niveaux commandés par MLI, Le choix de cette commande nous a permis d'optimiser le fonctionnement de la MSAP en éliminant le maximum d'harmonique de rang faible. A la fin de ce chapitre, les résultats de simulation du comportement dynamique de l'association MSAP-onduleur sont présentés.

Au deuxième chapitre, on a donné un aperçu explicite d'une solution parmi les différentes solutions de découplage entre le contrôle du flux et du couple, qui est la commande vectorielle. Cette dernière permet d'imposer au MSAP un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où les courants ne s'affectent pas entre eux. En dernier lieu, nous avons simulé le système global avec une régulation de vitesse par un contrôleur IP. Cette structure de commande nécessite que les paramètres du MSAP soient bien identifier.

La commande par logique floue a fait l'objet d'un troisième chapitre, c'est une commande robuste, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques, vu que la commande par logique floue par nature est une commande non linéaire. L'avantage de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse par rapport aux perturbations et aux incertitudes du système et ne dépend pas les paramètre du MSAP. Les résultats de simulation obtenus montrent que le contrôleur flou présente des performances dynamiques nettement meilleurs que le réglage par IP.

Le dernier chapitre montre l'objectif principal de notre travail concernant l'utilisation de la carte Dspace pour validation expérimentale des résultats de simulation. Des essais ont été effectués avec les différents types de commandes utilisées au cours de la simulation afin de les comparer. On note que les résultats obtenus valident dans leurs totalités ceux obtenus par simulation. Les résultats

présentent des oscillations qui sont dues à l'onduleur et aux perturbations électromagnétiques. Sachant que la bonne mesure de la position est nécessaire pour le fonctionnement de la commande vectorielle, On n'a pas pu arriver à des vitesses élevées (au-delà 1500 tr/min) à cause de la perte du signal de la position lors de l'augmentation la tension du bus continu.

Référence bibliographié

- 
- [1] R. Delpoux, « Contribution à l'identification, l'estimation et la commande de Moteurs Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) », Thèse doctorat en Automatique, Génie Informatique, Traitement du Signal et Image, Ecole Centrale de Lille, 2012.
- [2] H. Dogan, « Méthodologie de conception des machines synchrones à aimants permanents. Application au véhicule électrique avec chargeur rapide embarqué », Thèse de doctorat, l'École Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique & Traitement du signal, Université de Grenoble, 2013.
- [3] S. G. Voronin, D. A. Kurnosov, et A. S. Kul'mukhametova, « Vector control of permanent-magnet synchronous motors », *Russian Electrical Engineering*, p. 581–585, 2013.
- [4] B. KHOUANE, « Etude et Commande d'un Moteur Synchrone Linéaire à Aimants », thèse de magister, Ingénieur en Automatique, Université Aboubekr BELKAID TLEMCEN, 2012.
- [5] H. AID et W. AINA, « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents », mémoire de master, Université Aboubekr BELKAID TLEMCEN, 2014.
- [6] M. Rahm, « Controller-Inverter for Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motors: Application in Onboard Electric Powertrain for Uphill Propulsion in Downhill Mountain Biking », Master Thesis, Royal Institute of Technology School of Electrical Engineering Electrical Energy Conversion, 2012.
- [7] E. Sulaiman, « Design studies on less rare-earth and high power density flux switching motors with hybrid excitation/wound field excitation for HEV drives », Master Thesis, Nagoya Institute of Technology, 2012.
- [8] J. R. Mevey, « Sensorless field oriented control of brushless permanent magnet synchronous motors », MASTER OF SCIENCE, Kansas State University, 2009.
- [9] K. KENDOUCI, « Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents », thèse doctorat, USTO, Oran, 2012.
- [10] D. P. Rodriguez, « Modélisation et optimisation des machines synchro-réductantes à aimants permanents et de leur électronique. », thèse de doctorat, CentraleSupélec, France, 2015.
- [11] F. Ashrafzadeh, R. Sachdeva, et A. Chu, « A novel neural network controller and its efficient DSP implementation for vector controlled induction motor drives », in *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, 2002, vol. 2, p. 1455–1462.
- [12] M. Sebba, A. Chaker, Y. Meslem, et S. Hassaine, « Commande en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'état de Luenberger », in *4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing*, 2007.
- [13] A. G. Aissaoui, H. ABID, M. ABID, et A. TAHOUR, « Commande par la logique floue et mode Glissant d'une machine synchrone autopilotée », *Rev. Roum. Sci. Techn.-Électrotechn. et Énerg.*, p. 89–104.
- [14] D. Dubois et H. Prade, « La logique floue », *REE. Revue de l'électricité et de l'électronique*, n° 8, p. 35–41, 2006.
- [15] L. M. Tahar, « Commande Floue de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien », thèse de magister, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2012.
- [16] Z. LAGOUNE, « Commande par hysteresis d'une machine synchrone a aimants permanents en utilisant maxwell-simplorer », mémoire de master, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2015.
- [17] F. Michel et others, « Commande PAR logique floue D'UN moteur synchrone à aimants permanents », in *2011 24th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, 2011.
- [18] A. Zgorski et X. Lin-Shi, « Commande En Position Sans Capteur Mécanique Des Machines Synchrones à Aimants Permanents à Pôles Lisses », *CIFA*, Grenoble, France, p. sous-pressé, 2012.
-

- 
- [19] A. Zgorski, « Commande en position et vitesse sans capteur mécanique de moteurs synchrones à aimants permanents à pôles lisses: Application à un actionneur électromécanique pour aileron », thèse de doctorat, Lyon, INSA, 2013.
- [20] N. Bouchttata, Y. Guettaf, et M. Bourahla, « Commande en Vitesse par un Régulateur IP d'un MSAP Alimenté par un onduleur à MLI Sinus-Triangulaire », *International Conference on Electronics Engineering, Université Mohamed Boudiaf - USTO, ORAN, ALGERIA*, nov. 2013.
- [21] A. Khlaief, « Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) », thèse de doctorat, Aix-Marseille Université, 2012.
- [22] K. KENDOUCI, « Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents », thèse doctorat, USTO, Oran, 2012.
- [23] A. MASSOUM, M. FELLAH, A. MEROUFEL, P. WIRA, et A. B. E. A. BENTAAL-LAH, « Contrôle d'une machine synchrone à aimant permanent singulièrement perturbée alimentée par un onduleur à mli », *Acta Electrotechnica*, vol. 49, n° 1, p. 14–19, 2008.
- [24] K. Yahia, A. Menacer, A. Benakcha, F. Benchabane, et D. Taïbi, « Estimation de la position et de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents en utilisant le filtre de Kalman étendu », thèse de doctorat, université de biskra, Algeria, 2014.
- [25] K. Hachemi, B. Mazari, H. Oirkozek, A. Al Jazi, et M. Laouer, « Etude Comparative des Régulateurs «PID et Flou»:«Autopilote d'un Moteur Synchrone a Aimant Permanent» », *Damascus Univ. Journal Vol*, 2005.
- [26] M. B. B. Sharifian, T. Herizchi, et K. G. Firouzjah, « Field oriented control of permanent magnet synchronous motor using predictive space vector modulation », in *Industrial Electronics & Applications, 2009. ISIEA 2009. IEEE Symposium on*, 2009, vol. 2, p. 574–579.
- [27] B. Adhavan, A. Kuppuswamy, G. Jayabaskaran, et V. Jagannathan, « Field oriented control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) using fuzzy logic controller », in *Recent Advances in Intelligent Computational Systems (RAICS), 2011 IEEE*, 2011, p. 587–592.
- [28] B. Nogarede, « Etude de moteurs sans encoches à aimants permanents de forte puissance à basse vitesse », thèse de doctorat, toulouse, 1990.
- [29] C. Noureddine, « Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel », thèse de magister, Université de Batna 2, 2011.
- [30] N. Choug, « Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel », Thèse de Magister, Université de Batna, 2011.
- [31] F. Martin, « Contribution au dimensionnement optimal de machines synchrones à aimants déposés en surface pour applications à hautes vitesses », thèse de doctorat, Nantes, 2013.
- [32] A. Iqbal, H. Abu-Rub, et H. Nounou, « Adaptive fuzzy logic-controlled surface mount permanent magnet synchronous motor drive », *Systems Science & Control Engineering: An Open Access Journal*, vol. 2, n° 1, p. 465–475, 2014.
- [33] B. M. Toufik, « Commande de la Machine à Courant Alternatif par Différentes Techniques de Contrôle Avancées », thèse de doctorat, université de Biskra, Algeria, 2013.
- [34] F.-J. Lin et P.-H. Shen, « Adaptive fuzzy-neural-network control for a DSP-based permanent magnet linear synchronous motor servo drive », *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 14, n° 4, p. 481–495, 2006.
- [35] A. G. Aissaoui, M. Abid, A. Tahour, et A. C. Megherbi, « A Fuzzy Logic and Variable Structure Control for Permanent Magnet Synchronous Motors », *International Journal of Systems Control*, vol. 1, n° 1, p. 13–21, 2010.
-

- 
- [36] A. G. Aissaoui, M. Abid, H. Abid, A. Tahour, et A. K. Zeblah, « A fuzzy logic controller for synchronous machine », *JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING-BRATISLAVA-*, vol. 58, n° 5, p. 285, 2007.
- [37] Y. Zhao, C. Wei, Z. Zhang, et W. Qiao, « A review on position/speed sensorless control for permanent-magnet synchronous machine-based wind energy conversion systems », *Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of*, vol. 1, n° 4, p. 203–216, 2013.
- [38] D. ARBANE, « COMMANDE A MODELE DE REFERENCE D'UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMENT PERMANENT », thèse de master, université Farhat Abbes, Algeria, 2015.
- [39] Z. Zheng, « Commande à haute performance et sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents », thèse de doctorat, Université de Tsinghua en Chine 2008.
- [40] C. Ahmed, « Commande par la logique floue d'un moteur synchrone à aimants permanents », thèse master, Université Hassiba Ben Bouali de Chlef, 2015
- [41] I. Guney, Y. Oguz, et F. Serteller, « Dynamic behaviour model of permanent magnet synchronous motor fed by PWM inverter and fuzzy logic controller for stator phase current, flux and torque control of PMSM », in *Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International*, 2001, p. 479–485.
- [42] J. Yu, J. Gao, Y. Ma, et H. Yu, « Adaptive fuzzy tracking control for a permanent magnet synchronous motor via backstepping approach », *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2010, 2009.
- [43] Z. TIR et D. CHEKIMA, « Commande d'une Machine Asynchrone par Logique Floue ».
- [44] O. Ouledali, A. Meroufel, P. Wira, et S. Bentouba, « Direct Torque Fuzzy Control of PMSM based on SVM », *Energy Procedia*, vol. 74, p. 1314–1322, 2015.
- [45] J. Yu, B. Chen, et H. Yu, « Fuzzy-approximation-based adaptive control of the chaotic permanent magnet synchronous motor », *Nonlinear Dynamics*, vol. 69, n° 3, p. 1479–1488, 2012.
- [46] E. S. Sergaki, P. S. Georgilakis, A. G. Kladas, et G. S. Stavrakakis, « Fuzzy logic based online electromagnetic loss minimization of permanent magnet synchronous motor drives », in *Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on*, 2008, p. 1–7.
- [47] M. N. Uddin, T. S. Radwan, M. A. Rahman, et G. H. George, « Fuzzy logic based position control of permanent magnet synchronous motor », in *Electrical and Computer Engineering, 2000 Canadian Conference on*, 2000, vol. 1, p. 93–97.
- [48] L. A. Zadeh, « Fuzzy logic= computing with words », *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 4, n° 2, p. 103–111, 1996.
- [49] G. Klir et B. Yuan, « *Fuzzy sets and fuzzy logic* », vol. 4. Prentice hall New Jersey, 1995.

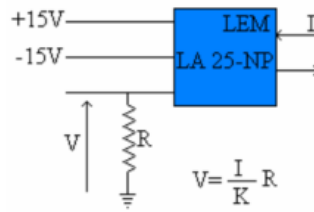
# Annexe

Paramètres et grandeurs du moteur synchrone à aimant permanent de Leroy Somer :

Model : 115U2C20BACAA115190	
Paramètre	Valeur [SI]
Vitesse maximale	3200 tr/min
Vitesse de rotation nominale	2000 tr/min
Tension nominale	380 V
Fréquence nominale	100 Hz
Courants statorique nominal	4 A
Couple nominal	8,7 Nm
Couple au calage	9,4 Nm
Constante du couple en courant efficace	2,4 Nm/A
Flux rotorique	0,4447 Wb
La puissance nominale	1,82 Kw
Nombre de pôles	6
Résistance statorique	2.3 ohm
L'inductance direct	Ld=9.4e-3
L'inductance quadrature	Lq=8.75e-3
Indice de Protection (IP)	65



- Capteur de courant LEM LA25-NP :



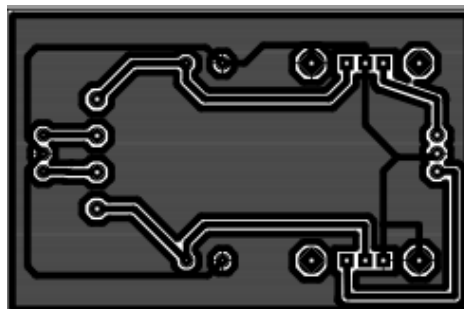
Le brochage du module LA 25-NP

$R=235$  ohm Donc le gain du capteur = 4.25532. Puisque  $I=(k/R)*V$ . telle que  $k=1000$ ,  $k$  est le facteur d'atténuation.

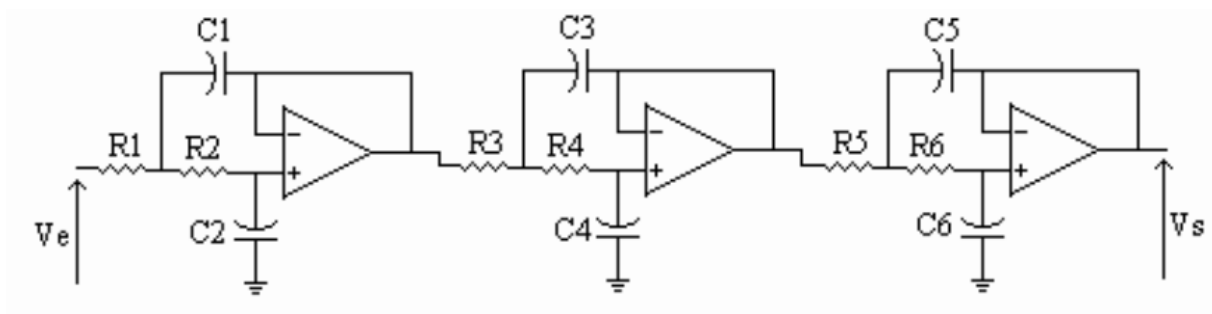
Datasheet concernant le module LEM LA 25-NP

Electrical data			
$I_{FN}$	Primary nominal current rms	25	At
$I_{PM}$	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 36$	At
$R_M$	Measuring resistance @  with $\pm 15$ V	$T_A = 70^\circ\text{C}$	
		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$
		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$
		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$
$I_{SN}$	Secondary nominal current rms	25	mA
$K_N$	Conversion ratio	1-2-3-4-5 : 1000	
$V_C$	Supply voltage ( $\pm 5\%$ )	$\pm 15$	V
$I_C$	Current consumption	$10 + I_S$	mA
Accuracy - Dynamic performance data			
$X$	Accuracy @ $I_{PN}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	$\pm 0.5$	%
$\epsilon_L$	Linearity error	$< 0.2$	%
$I_O$	Offset current <sup>1)</sup> @ $I_p = 0$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ $\pm 0.05$	Max $\pm 0.15$ mA
$I_{OM}$	Magnetic offset current <sup>2)</sup> @ $I_p = 0$ and specified $R_M$ , after an overload of $3 \times I_{PN}$	$\pm 0.05$	$\pm 0.15$ mA
$I_{OT}$	Temperature variation of $I_O$	$0^\circ\text{C} \dots +25^\circ\text{C}$	$\pm 0.06 \pm 0.25$ mA
		$+25^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	$\pm 0.10 \pm 0.35$ mA
		$-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	$\pm 0.5$ mA
		$-40^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	$\pm 1.2$ mA
$t_r$	Response time <sup>3)</sup> to 90 % of $I_{PN}$ step	$< 1$	$\mu\text{s}$
$di/dt$	$di/dt$ accurately followed	$> 50$	A/ $\mu\text{s}$
$BW$	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 150	kHz
General data			
$T_A$	Ambient operating temperature	$-40 \dots +85$	$^\circ\text{C}$
$T_S$	Ambient storage temperature	$-45 \dots +90$	$^\circ\text{C}$
$R_P$	Primary coil resistance per turn @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	$< 1.25$	m $\Omega$
$R_S$	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	$110$	$\Omega$
		$115$	$\Omega$
$R_{IS}$	Isolation resistance @ 500 V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	$> 1500$	M $\Omega$
$m$	Mass	22	g
	Standards	EN 50178: 1997	

- Circuit imprimé de la carte d'alimentation des capteurs :



- La structure du filtre



Si on donne une valeur arbitraire pour la résistance  $R$  ; par exemple  $33\text{ k}\Omega$  , on obtient les valeurs des capacités  $C_1 = 33\text{ nf}$  et  $C_2 = 33\text{ nf}$  . Par la même méthode, on obtient les valeurs des autres composants :

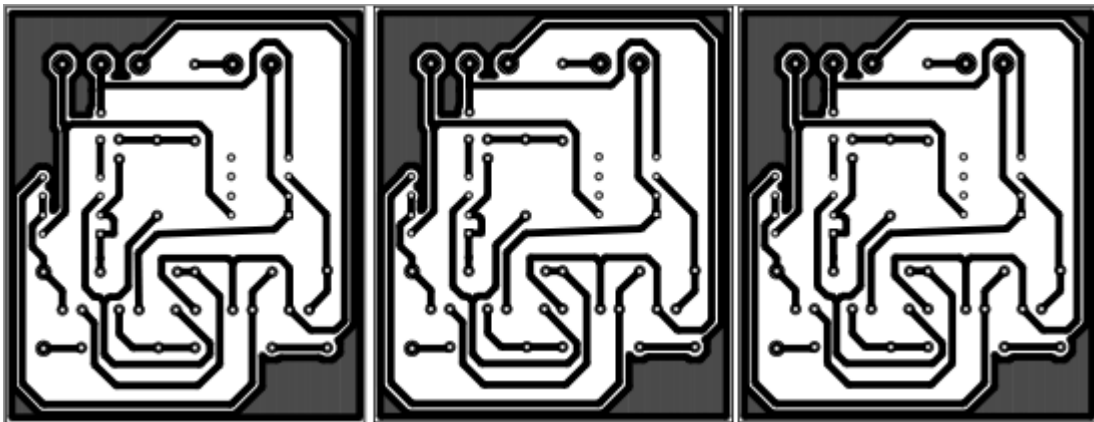
2<sup>eme</sup> cellule :

$$R = 33\text{ k}\Omega, \quad C_1 = 47\text{ nf}, \quad C_2 = 22\text{ nf}$$

3<sup>eme</sup> cellule :

$$R = 13\text{ k}\Omega, \quad C_1 = 330\text{ nf}, \quad C_2 = 22\text{ nf}$$

- Circuit imprimé de la carte de filtrage :



## Tableau du régulateur flou (lookup) :

Dérivé de l'erreur

	-20	-10	-9	-8	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	20
-20	-11.2	-11.2	-10.5	-9.93	-9.34	-8.76	-8.18	-7.6	-7.01	-6.4	-5.73	-5.00	-4.33	-3.79	-3.33	-2.9	-2.5	-2.1	-1.67	-1.21	-0.664	0	0
-10	-11.2	-11.2	-10.5	-9.93	-9.34	-8.76	-8.18	-7.6	-7.01	-6.4	-5.73	-5.00	-4.33	-3.79	-3.33	-2.9	-2.5	-2.1	-1.67	-1.21	-0.664	0	0
-9	-10.5	-10.5	-9.75	-9.17	-8.6	-8.04	-7.48	-6.91	-6.33	-5.72	-5.06	-4.33	-3.36	-2.92	-2.52	-2.15	-1.78	-1.4	-0.993	-0.54	0	0.664	0.664
-8	-9.93	-9.93	-9.17	-8.53	-7.98	-7.44	-6.9	-6.35	-5.78	-5.18	-4.53	-3.79	-2.92	-2.2	-1.86	-1.52	-1.19	-0.83	-0.44	0	0.54	1.21	1.21
-7	-9.34	-9.34	-8.6	-7.98	-7.46	-6.94	-6.42	-5.88	-5.33	-4.74	-4.07	-3.33	-2.52	-1.86	-1.32	-1.02	-0.711	-0.373	0	0.44	0.993	1.67	1.67
-6	-8.76	-8.76	-8.04	-7.44	-6.94	-6.52	-6.02	-5.5	-4.96	-4.35	-3.67	-2.9	-2.15	-1.52	-1.02	-0.61	-0.321	0	0.373	0.83	1.4	2.1	2.1
-5	-8.18	-8.18	-7.48	-6.9	-6.42	-6.02	-5.69	-5.2	-4.64	-4	-3.29	-2.5	-1.78	-1.19	-0.711	-0.321	0	0.321	0.711	1.19	1.78	2.5	2.5
-4	-7.6	-7.6	-6.91	-6.53	-5.88	-5.5	-5.2	-4.92	-4.34	-3.67	-2.93	-2.1	-1.4	-0.83	-0.373	0	0.321	0.61	1.02	1.52	2.15	2.9	2.9
-3	-7.01	-7.01	-6.33	-5.78	-5.33	-4.96	-4.64	-4.34	-4.05	-3.35	-2.55	-1.67	-0.993	-0.44	0	0.373	0.711	1.02	1.32	1.86	2.52	3.33	3.33
-2	-6.4	-6.4	-5.72	-5.18	-4.74	-4.35	-4	-3.67	-3.35	-3.02	-2.17	-1.21	-0.54	0	0.44	0.83	1.19	1.52	1.86	2.2	2.92	3.79	3.79
-1	-5.73	-5.73	-5.06	-4.53	-4.07	-3.67	-3.29	-2.93	-2.55	-2.17	-1.73	-0.664	0	0.54	0.993	1.4	1.78	2.15	2.52	2.92	3.36	4.33	4.33
0	-5	-5	-4.33	-3.79	-3.33	-2.9	-2.5	-2.1	-1.67	-1.21	-0.664	0	0.664	1.21	1.67	2.1	2.5	2.9	3.33	3.79	4.33	5	5
1	-4.33	-4.33	-3.36	-2.92	-2.52	-2.15	-1.78	-1.4	-0.993	-0.54	0	0.664	1.73	2.17	2.55	2.93	3.29	3.67	4.07	4.53	5.06	5.73	5.73
2	-3.79	-3.79	-2.92	-2.2	-1.86	-1.52	-1.19	-0.83	-0.44	0	0.54	1.21	2.17	3.02	3.35	3.67	4	4.35	4.74	5.18	5.72	6.4	6.4
3	-3.33	-3.33	-2.52	-1.86	-1.32	-1.02	-0.711	-0.373	0	0.44	0.993	1.67	2.55	3.35	4.05	4.34	4.64	4.96	5.33	5.78	6.33	7.01	7.01
4	-2.9	-2.9	-2.15	-1.52	-1.02	-0.61	-0.321	0	0.373	0.83	1.4	2.1	2.93	3.67	4.34	4.92	5.2	5.5	5.88	6.35	6.91	7.6	7.6
5	-2.5	-2.5	-1.78	-1.19	-0.711	-0.321	0	0.321	0.711	1.19	1.78	2.5	3.29	4	4.64	5.2	5.69	6.02	6.42	6.9	7.48	8.18	8.18
6	-2.1	-2.1	-1.4	-0.83	-0.373	0	0.321	0.61	1.02	1.52	2.15	2.9	3.67	4.35	4.96	5.5	6.02	6.52	6.94	7.44	8.04	8.76	8.76
7	-1.67	-1.67	-0.993	-0.44	0	0.373	0.711	1.02	1.32	1.86	2.52	3.33	4.07	4.74	5.33	5.88	6.42	6.94	7.46	7.98	8.6	9.34	9.34
8	-1.21	-1.21	-0.54	0	0.44	0.83	1.19	1.52	1.86	2.2	2.92	3.79	4.53	5.18	5.78	6.53	6.9	7.44	7.98	8.53	9.17	9.93	9.93
9	-0.664	-0.664	0	0.54	0.993	1.4	1.78	2.15	2.52	2.92	3.36	4.33	5.06	5.72	6.33	6.91	7.48	8.04	8.6	9.17	9.75	10.5	10.5
10	0	0	0.664	1.21	1.67	2.1	2.5	2.9	3.33	3.79	4.33	5	5.73	6.4	7.01	7.6	8.18	8.76	9.34	9.93	10.5	11.2	11.2
20	0	0	0.664	1.21	1.67	2.1	2.5	2.9	3.33	3.79	4.33	5	5.73	6.4	7.01	7.6	8.18	8.76	9.34	9.93	10.5	11.2	11.2

## **Résumé :**

Ce travail porte sur la commande vectorielle du moteur synchrone à aimant permanent avec réglage de vitesse par un régulateur classique (IP) et par logique floue. Un modèle dans le repère de Park est élaboré pour simuler le comportement du moteur et développer les lois de commande. Des tests par simulation sous l'environnement MATLAB-SIMULINK sont effectués suivi par une validation expérimentale avec utilisation de la carte DSPACE 1104. Les résultats obtenus montrent des performances dynamiques intéressante du réglage par un contrôleur floue.

**Mot clé :** MSAP, Commande Vectorielle, Régulateur Classique, IP, Commande Flou

## **ملخص:**

هذا العمل يتمحور حول التحكم الشعاعي في الالة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم تم تحديد السرعة بواسطة تحكم تقليدي (IP) والأخر دو منطق غامض. نموذج بارك أستعمل لإجراء دراسة المحاكاة باستعمال برنامج ماتلاب (MATLAB) مرفقة بتحقيقات تجريبية مستعملين في ذلك لوحة التحكم DSPACE. النتائج المحصل عليها أثبتت كفاءة التحكم بواسطة المنطق الغامض.

**الكلمات المفتاحية:** المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم. التحكم الشعاعي. التحكم التقليدي. التحكم بالمنطق الغامض.