



وزارة البحث العلمي والتعليم العالي
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
جامعة عبد الحميد بن باديس مستغانم
Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem
كلية العلوم و التكنولوجيا
Faculté des Sciences et de la Technologie
DEPARTEMENT DE GENIE DES ELECTRONIQUE



N° d'ordre : M/GE/2020

MEMOIRE

Présenté pour obtenir le diplôme de

MASTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option : électrotechnique industriel

Par

Nom et Prénom :

BENHAMDI Bouamrane

BOUREDJI Azzeddine

Commande Robuste d'un moteur asynchrone

Soutenu le / 09 / 2020 devant le jury composé de :

Président :	Mr. CHAOUCH A	MCA	Université de Mostaganem
Examineur :	Mr. OMARI H	MCA	Université de Mostaganem
Encadreur :	Mme BEKKOUCHE F	MCA	Université de Mostaganem

Année Universitaire 2019/2020

REMERCIEMENTS

Au terme de cette étude, On remercié tout d'abord « DIEU » qui Nous
a donné la santé,

le courage, la patience et la volonté durant toutes les années de nos
études et

Avoir permis la réalisation de ce présent travail.

On remercie Très sincèrement Mme BEKKOUCHE notre encadreur
de ce Travail,

pour ses conseils pertinents, et ses orientations judicieuses, sa patience

Et diligence, et par ses suggestions qui nous grandement facilité ce
travail.

On tiens à lui exprimer notre grand respect et notre admiration pour sa
personnalité

On la remercie pour sa contribution dans notre projet de fin d'étude

On profite l'occasion pour remercier

Tout le corps enseignant du département du

Genie électrique: , Mr BEKKOUCHE, Mr BENTOUNES ,Mr
BENOUALI, Mr CHAOUUCHE, Mr OMARI , Mr SOUAG

Nos remerciements vont aussi aux membres du jury pour avoir
accepté

D'évaluer notre travail.

Enfin, on remercie tous

Ceux qui ont aidé de près ou de loin à la réalisation et à
l'aboutissement de ce Travail.

Dédicaces

A nos très chers parents

A nos frères et nos sœurs

A toute La famille

A tous les amis

Résumé :

Ce projet de fin d'étude présente la commande de la machine asynchrone par la technique avancée (logique floue). Après avoir présenté l'état de l'art et la modélisation du moteur asynchrone et le model de park, nous avons appliqué la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, Nous sommes intéressés au régulateur PI classique présenté certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Pour améliorer les performances du système à commander, ont appliqué la technique de réglage robuste utilisé logique floue. Les résultats de simulations par Matlab/Simulink sont présentés

Mots clés : Machine asynchrone (MAS), Logique floue, Commande vectorielle.

Abstract:

This project is used to the control of the asynchronous machine by the advanced technique (fuzzy logic). After having presented the state of the art and the modeling of the asynchronous motor and using park model, we applied the vector control by orientation of the rotor flux, we are interested in the classic PI regulator presented some drawbacks such as the sensitivity to the parametric uncertainties of the machine and their variations. To improve the performance of the system to be controlled, have applied the robust tuning technique used fuzzy logic. The results of simulations by Matlab / Simulink are established

Keywords: Asynchronous machine (MAS), Fuzzy logic, Vector control.

ملخص:

مذكرة التخرج تقدم التحكم في ماكينة لا متزامنة عن طريق استخدام التقنية المتقدمة و المسماة المنطق الضبابي بعدما ان قمنا بإعطاء لمحة عن الماكينة اللا متزامنة بالإضافة الى نمذجتها رياضيا واستخدام نموذج بارك, قمنا بتطبيق طريقة التحكم الشعاعية , نحن مهتمون بالمتحكم الكلاسيكي و الذي يحتوي على عدة عيوب نذكر من بينها الحساسية للمتغيرات البارامترية للجهاز لتحسين اداء نظام التحكم قمنا بتطبيق تقنية التحكم مستخدمين المنطق الضبابي يتم عرض نتائج المحاكاة بواسطة Matlab/Simulink

الكلمات المفتاحية: الماكينة اللا متزامنة, المنطق الضبابي, التحكم الشعاعي.

Sommaire

Chapitre 1 : Généralité et Modélisation d'une machine asynchrone :

I.1	Introduction :	3
I.2	Constitution de la Machine Asynchrone :	4
I.2.1	Le stator :	5
I.2.2	Le rotor :	7
I.2.3	Les organes mécaniques :	9
I.3	Principe de fonctionnement :	9
I.4	Onduleur De Tension :	11
I.5	Réglage de vitesse par méthodes classiques des moteurs asynchrones triphasés :	12
I.5.1	Vitesse des moteurs asynchrones :	12
I.5.1.1	Cas de moteurs à cage :	12
I.5.1.2	Cas de moteur à couplage de pôles :	12
I.5.1.3	Cas de moteurs à enroulements statoriques séparés :	13
I.5.1.4	Cas de moteurs à bagues (Réglage de vitesse par glissement) :	13
I.5.2	Autres systèmes de variation de vitesse :	14
I.5.2.1	Système statique électronique :	14
I.5.2.2	Système électromécanique :	14
I.6	Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :	15
II.1	Elaboration de La modélisation de la machine asynchrone triphasee :	15
II.2	Hypothèses simplificatrices :	16
II.3	Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone :	17
II.3.1	Equations électriques :	17
II.3.2	Equations magnétiques :	17
II.3.3	Transformation de Park :	17
II.3.4	Equation électromagnétique :	21
II.3.5	Choix du repère :	21
II.3.5.1	Équations en tension dans le repère lié au stator (α, β) :	22

II.3.5.2	Modèle d'état de la machine dans le référentiel liée au stator (α, β).	23
II.3.5.3	Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel(α, β) :	24
II.4	Simulation de la machine asynchrone :	24
II.4.1	Résultats de simulation :	25
II.4.2	Marche à vide :	25
II.4.2.1	Interprétations des résultants :	26
II.4.3	Application d'une charge ($C_r=5N.m$) :	27
II.4.3.1	Interprétations des résultants :	28
II.5	Modélisation de l'onduleur de tension :	29
II.5.1	Résultats de simulation :	32
II.5.2	Interprétations des résultats :	33
II.6	Conclusion :	33

Chapitre 2 : Commande vectoriel d'une machine asynchrone :

III.1 Introduction :	34
III.2 Principe de la commande vectorielle :	35
III.2.1 Choix d'orientation de flux :	35
III.2.2 Types de la commande vectorielle :	36
III.2.2.1 Commande vectorielle directe :	36
III.2.2.2 Commande vectorielle indirecte :	37
III.3 Découplage entré-sortie :	38
III.3.1 Découplage par compensation :	38
III.3.2 Les problèmes posés par le découplage :	39
III.4 Bloc de défluxage :	40
III.5 La régulation :	42
III.5.1 Action proportionnelle (p) :	43
III.5.2 Action intégrale (I) :	43
III.5.3 Les caractéristiques des régulateurs :	43
III.6 Les régulateurs des courants statoriques :	43
III.6.1 Régulation du courant statorique directe I_{sd} :	44
III.6.2 Régulation de courant statorique I_{sq} :	45
III.6.3 Régulation de la vitesse :	46
III.6.4 Résultats De Simulation:	47
III.6.5 Test de variation de la Vitesse de Référence:	49
III.6.6 Teste de variation de la Résistance Rotorique :	51
III.7 Conclusion :	53

Chapitre 3 : Commande par logique Floue d'une machine asynchrone

IV.1 Introduction :	54
IV.2 Logique floue :	55
IV.2.1 Principe et définitions :	55
IV.3 Opérateurs et normes :	58
IV.3.1 Inférence En logique classique :	59
IV.3.2 Méthode d'inférence Max-Min :	62
IV.3.3 Méthode d'inférence Max-Produit :	63
IV.3.4 Méthode d'inférence Somme-Produit :	64
IV.4 Structure d'un régulateur flou :	64
IV.4.1 Introduction :	64
IV.4.2 Fuzzification.....	66
IV.4.3 Inférence :	67
IV.4.4 Defuzzification :	73
IV.5 Résultat de Simulation :	75
IV.5.1 Test de variation de la vitesse de référence :	76
IV.5.2 Test de Variation de la résistance rotorique :	78
V Etude comparative :	79
V.1 Introduction :	79
V.2 Fonctionnement Nominal De la Machine Asynchrone :	79
V.3 Fonctionnement De la Machine Lors de la Variation de la Vitesse :	81
V.4 Conclusion :	83
Conclusion Générale :	84

Listes des figures

Liste des figures :

Chapitre 1 : Généralité et Modélisation d'une machine asynchrone

Figure 1-1 : vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage.....	4
Figure 1-2 : Le stator d'un moteur asynchrone.....	5
Figure 1-3 Influence du nombre de paires de pôles sur la vitesse de rotation et de la forme du champ statorique résultant	6
Figure 1-4 : Vue d'un rotor.....	8
Figure 1-5 : symboles d'une machine asynchrone.....	8
Figure 1-6 . Principe du champ tournant.....	10
Figure 1-7 : Représentation schématique d'une machine asynchrone.....	16
Figure 1-8 : Schéma global de l'alimentation du MAS.....	17
Figure 1-9 : Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.....	19
Figure 1-10 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace angulaire.....	22
Figure 1-11 : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (α, β)	22
Figure 1-12 : Schéma bloc de la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré.....	25
Figures 1-13 : Démarrage à vide du moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension équilibrée sinusoïdale.....	25
Figure 1-14 : Simulation de la MAS en boucle ouverte alimentée en tension alternative avec application de charge ($C_r = 5N.m$, à $t = 1s$).....	27
Figure 1-15 : Représentation de l'ensemble onduleur-MAS.....	29
Figure 1-16 : Simulation de l'association Onduleur MAS avec application de charge ($C_r = 5N.m$, à $t = 1s$).....	32

Chapitre 2 : Commande vectorielle d'une machine asynchrone :

Figure 2-1 : Orientation du flux (rotorique, statorique et d'entrefer)	35.
Figure 2-2 : Schéma de principe de découplage de la MAS/MAC.....	36
Figure 2-3 : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	38
Figure 2-4 : Commande découplée – Expression de Φ_r et C_e	39
Figure 2-5 : Exemple de commande vectorielle d'un moteur triphasé, où l'angle de Park (la position du rotor) est mesuré par un capteur à effet Hall.....	40
Figure 2-6 : Bloc de défluxage.....	41
Figure 2-7 : Représentation de la commande par PI.....	42
Figure 2-8 : Schéma bloc de la régulation du courant statorique I_{sd}	44
Figure 2-9 : Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}	45
Figure 2-10 : Schéma bloc de régulation de vitesse.....	46
Figure 2-11 : Régulation de vitesse par la commande vectorielle.....	47
Figure 2-12 : Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS alimentée en tension lors du démarrage à vide puis en charge.....	49
Figure 2-13 : Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS après la variation de $\Omega^*=150$ rad /s à $t=2s$	50
Figure 2-14 : Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS avec la variation de $R_r = 2 \cdot R_{rn}$	51

Chapitre 3 : Commande par logique Floue d'une machine asynchrone

Figure 3-1 : Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne.....	55
Figure 3-2 : Exemple d'ensembles considérés en logique floue.....	56
Figure 3-3 : Représentation d'un ensemble flou par sa fonction d'appartenance.....	57

Figure 3-4 : Cas de l'ensemble flou "moyenne" de la variable Température.....	57
Figure 3-5 : Exemple d'inférence Max-Min.....	62
Figure 3-6 : Exemple d'inférence MAX-PRODUIT.....	63
Figure 3-7 : Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse.....	65
Figure 3-8 : Structure du régulateur flou.....	66
Figure 3-9 : Fuzzification de l'erreur.....	67
Figure 3-10 : Trajectoire dans le plan de phase.....	68
Figure 3-11 : zone 1	73
Figure 3-12 : zone 2.....	73
Figure 3-13 : Defuzzification par valeur maximum.....	74
Figure 3-14 : Defuzzification par la méthode des hauteurs pondérées.....	74
Figure 3-15 : structure de réglage par un PI flou de la vitesse d'un MAS.....	75
Figure 3-16 : Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte floue de la MAS avec application d'une charge à (t=1s, Cr=5Nm).....	76
Figure 3-17 : Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte floue de la MAS avec application d'une charge à (t=1s, Cr=5Nm) et $\Omega^*=120$ (rad /s) puis $\Omega^*=150$ (rad /s)	77
Figure 3-18 : Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte floue de la MAS avec application d'une charge à (t=1s, Cr=5Nm), $\Omega^*=120$ (rad /s) et $R_r=2^*R_{rn}$	78
Figure 3-19 : Résultats de simulation Fonctionnement nominale.....	79
Figure 3-20 : Résultats de simulation avec variation de vitesse de référence....	81

Liste des tableaux :

Tableau 1-1 : tableau indique la relation entre le nombre de pôles et la vitesse en tr/min	6
Tableau 1-2 : Avantages et Inconvénients de la machine asynchrone.....	15
Tableau 3-1 : Les règles d'inférences.....	61
Tableau 3-2 : Symbole de cinq intervalles ou sous ensemble flou.....	68
Tableau 3-3 : Exemple de trois ensembles flous.....	69
Tableau 3-4 : Exemple de cinq ensembles flous.....	70
Tableau 3-5 : Exemple (2) de cinq ensembles flous.....	70
Tableau 3-6 : Exemple (3) de cinq ensembles flous.....	71

Introduction générale

Introduction Générale :

L'énergie électrique et la conversion électromécanique représentent une des priorités les plus importantes de l'homme. Dans les pays industrialisés, 65% de l'énergie électrique est consommée par des moteurs dont la plupart sont asynchrones. Ce type de moteur est de plus en plus utilisé en industrie pour de différentes applications telles que le transport (TGV), la robotique et les véhicules. On doit aussi noter qu'ils sont en voie de remplacer les actionneurs hydrauliques et pneumatiques dans beaucoup de domaines tels que l'aérospatiale, les portes de métro, etc...

Le moteur asynchrone présente beaucoup d'avantages tels que son coût réduit, sa fiabilité et la facilité de son entretien, (les enroulements du rotor sont court-circuités et par conséquent ne sont liés à aucune source d'alimentation), toutes ces qualités font de lui un candidat favori pour les entraînements à vitesse variable. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [1][2].

D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation de courants alternatifs de fréquence variable. L'un des principaux blocages était constitué par l'onduleur devant fonctionner en commande forcée.

Avec les développements récents de l'électronique de puissance et de commande, les techniques de la commande vectorielle (CV) de la MAS ont, ces dernières années, largement gagné le terrain des applications de hautes performances. Celles-ci sont similaires à celles obtenues par la machine à courant continu à excitation séparée et elles demeurent fondamentalement les raisons essentielles d'utilisation accrue de la MAS. Ainsi, la CV permet de transformer la commande de la MAS en une commande linéaire en créant artificiellement deux axes indépendants pour la commande du flux et du couple [3] [4]

Tout système de commande (régulation) nécessite des informations sur les grandeurs à réguler. Dans notre étude, les régulations de flux et de vitesse sont indispensables. Or, ces grandeurs sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (flux) ou pour des problèmes de coût (vitesse). La commande de la machine asynchrone devient un axe de développement et de recherche industrielle fondamentale.

En effet, il représente une fonctionnalité particulière stratégique sur le plan commercial pour la plupart des constructeurs des entraînements électriques. La logique floue, les réseaux de neurones ainsi que les algorithmes génétiques constituent une famille qui dérivent de l'intelligence artificielle.

Face aux limitations des régulateurs conventionnels, le contrôle adaptatif a pour but d'améliorer les performances combinées à la logique floue, il donne de meilleures performances face aux variations paramétriques et perturbations telles que l'application de charges et changement de consignes. En contrepartie, il demande un calcul relativement plus complexe.

Le travail est structuré comme suit : Dans le premier chapitre, est consacré à une généralité et modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande.

Le deuxième chapitre est consacré l'étude de la commande vectorielle et son application à la machine.

Le troisième chapitre fera l'objet de la présentation de la théorie de la logique floue. Un exemple de contrôleur flou est traité dans un but de montrer l'application de cette théorie dans notre cas. Et on finira par une étude comparative entre les techniques de commande à été présentée.

Chapitre 1 : Généralité et Modélisation

I.1 Introduction

L'entraînement des machines est assuré en très grande majorité par des moteurs asynchrones[1], alimentés en courant alternatif triphasé et quelque fois en monophasé. Ce type de moteur s'impose en effet dans la plupart des applications par son prix de revient avantageux ses qualités de robustesse et sa simplicité d'entretien. IL nous parait donc indispensable de rappeler les principes de construction et de fonctionnement de ces moteurs, puis de décrire et de comparer les principaux dispositifs de démarrage qui leur sont associés



Dans beaucoup d'applications d'entraînement à courant alternatif, il est souhaitable d'utiliser un convertisseur de source de tension compacte pour fournir des tensions de sortie sinusoïdales d'amplitude et fréquence variables, et un courant d'entrée sinusoïdal avec un facteur de puissance unitaire à partir d'un réseau d'alimentation industriel.



La Modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS). Dans un premier lieu, on donnera de manière explicite le modèle mathématique de la machine asynchrone (Equations électriques et mécaniques) dans son référentiel triphasé. Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de PARK. Cette transformation modélise la MAS dans un nouveau référentiel, biphasé cette fois.



Dans un dernier lieu, on donnera la simulation numérique des différentes grandeurs de la machine asynchrone. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent.

Chapitre 1 : Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

Dans ce chapitre il nous paraît indispensable de rappeler la description de ce type de moteurs et le principe de son fonctionnement, puis de décrire et comparer les principaux dispositifs de réglage de vitesse et de freinage qui leur sont associés.

I.2 Constitution de la Machine Asynchrone :

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

Stator (partie fixe) : constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.

Rotor (partie tournante) : constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.

Organes mécaniques : permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

La figure 1-1. Représente une vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage.

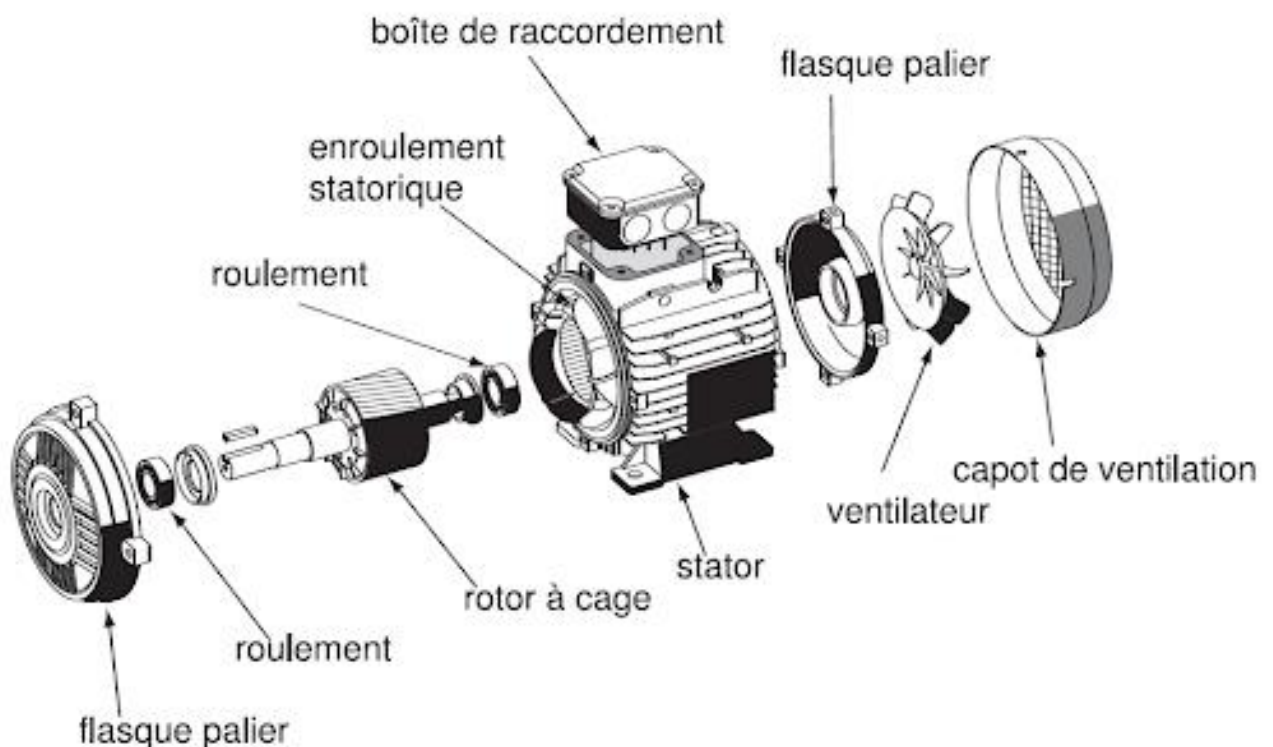


Figure 1-1 : vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage

1.2.1 Le stator :

Le stator de la Machine Asynchrone est appelé inducteur ou primaire, il est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques.

Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Une fois l'assemblage terminé, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique.

La figure (1-2) représente un stator comporte un bobinage triphasé, dont chaque phase ne comporte qu'une bobine occupant deux encoches diamétralement opposées, les trois phases sont identiques mais décalées entre elle de $2\pi/3$.

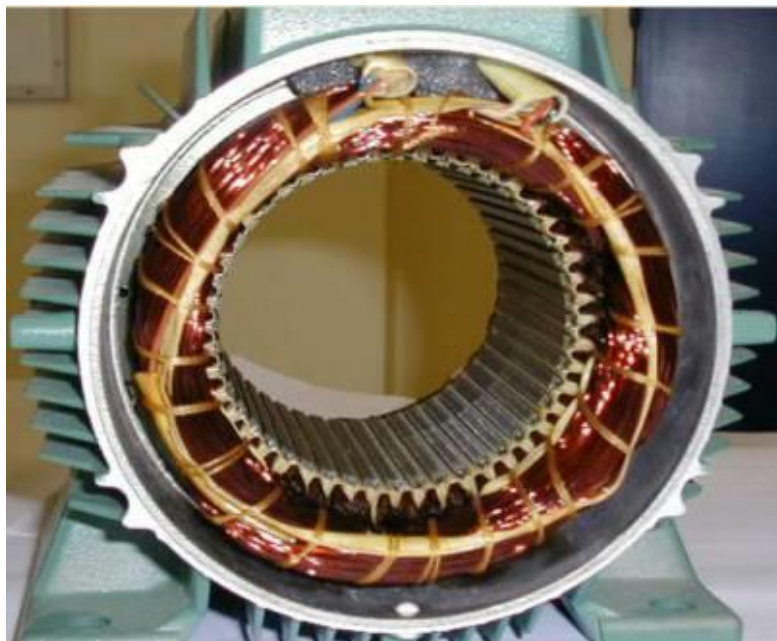


Figure 1-2 : Le stator d'un moteur asynchrone.

Chapitre 1 : Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

Dans un moteur triphasé les enroulements sont au nombre minimum de trois décalés l'un de l'autre de 120° comme le montre le schéma ci-dessous.

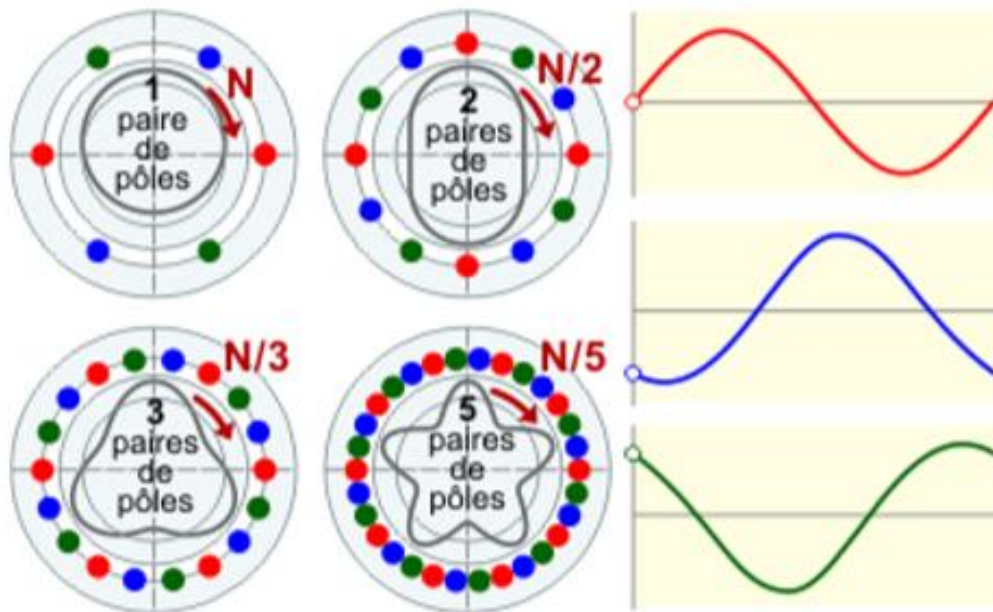


Figure 1-3 Influence du nombre de paires de pôles sur la vitesse de rotation et de la forme du champ statorique résultant.

Lorsque les enroulements du stator sont parcourus par un courant triphasé, ceux-ci produisent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme.

La vitesse de synchronisme est fonction de la fréquence du réseau d'alimentation (50 Hz) et du nombre de paires de pôles. Vu que la fréquence est fixe, la vitesse de rotation du champ tournant du moteur ne peut varier qu'en fonction du nombre de paires de pôles.

Paires de pôles	1	2	3	4	6
Nombre de pôles	2	4	6	8	12
N[tr/min]	3000	1500	1000	750	500

Tableau 1-1 : tableau indique la relation entre le nombre de poles et la vitesse en tr/min

I.2.2 Le rotor :

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même construits de la même manière que les stators ; les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine.

Le rotor peut être de type cage d'écureuil ou bobiné C'est d'ailleurs à cette caractéristique que l'on distingue les deux types de moteurs asynchrones triphasés ; il y a donc des moteurs à cage d'écureuil et des moteurs à rotor bobiné.

Les moteurs à cage d'écureuil sont de loin les plus utilisés : ils représentent de 80 à 85 % des applications en milieu industriel.

En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit".

Ainsi que Le moteur à rotor bobiné possède un bobinage triphasé relié en étoile et branché à trois résistances externes à l'aide de bagues collectrices.

Ce type de moteur s'avère plus coûteux que le moteur à cage d'écureuil. Cependant, il présente les avantages suivants :

- ❖ Le couple de démarrage est plus élevé ;
- ❖ Il est possible de régler la vitesse du moteur à l'aide de résistances extérieures (rhéostat) ;
- ❖ Le courant de démarrage est plus faible lorsqu'on ajoute un rhéostat.

Avec l'apparition de contrôleurs électroniques de plus en plus performants, l'utilisation des moteurs à rotor bobiné tend toutefois à diminuer dans les applications à vitesse variable au profit de moteurs à cage d'écureuil associés à des variateurs de vitesse à contrôle vectoriel de flux permettant des variations de 0 à 2 fois la vitesse de rotation nominale du moteur.

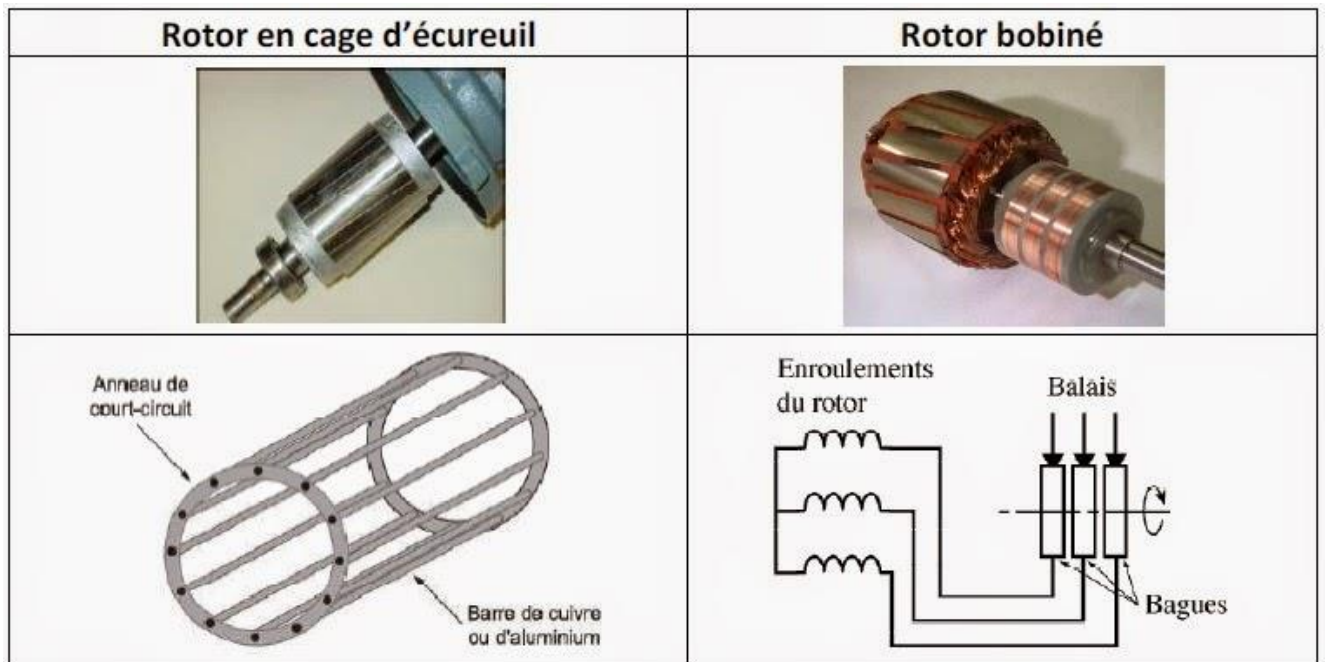


Figure 1-4 : Vue d'un rotor

Symboles :

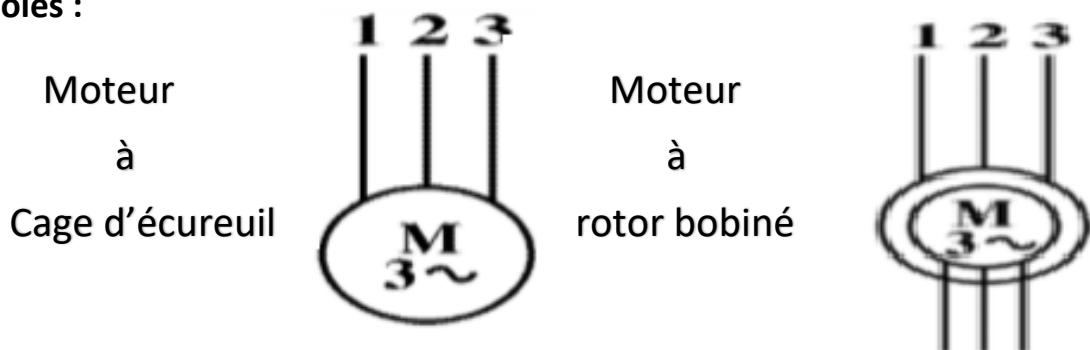


Figure 1-5 : symboles d'une machine asynchrone

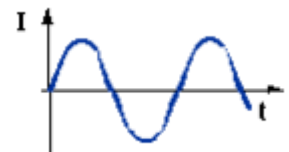
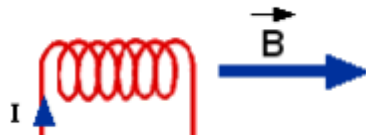
I.2.3 Les organes mécaniques :

La carcasse joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc....), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régimes permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation.

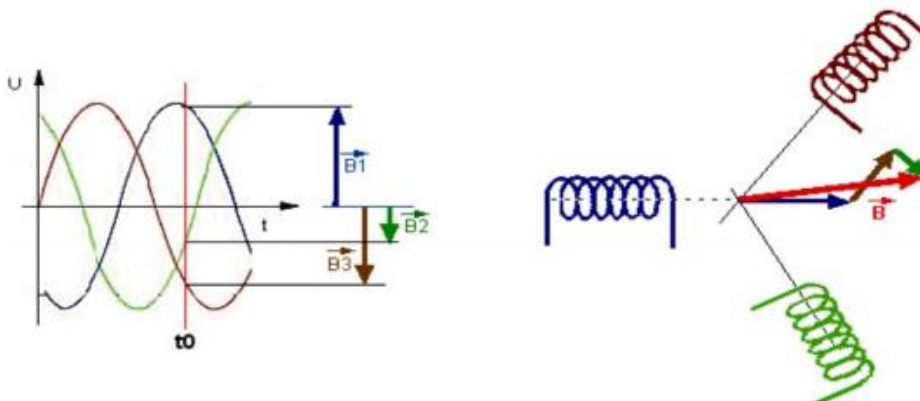
I.3 Principe de fonctionnement :

Le principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone repose :

D'une part sur la création d'un courant électrique induit dans un conducteur placé dans un champ magnétique tournant.



Les 3 enroulements statoriques créent donc un champ magnétique tournant, sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme. Si on place une boussole au centre, elle va tourner à cette vitesse de synchronisme.



Chapitre 1 : Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

Le conducteur en question est un des barreaux de la cage d'écureuil ci-dessous constituant le rotor du moteur. L'induction du courant ne peut se faire que si le conducteur est en court-circuit (c'est le cas puisque les deux bagues latérales relient tous les barreaux).

D'autre part, sur la création d'une force motrice sur le conducteur considéré (parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique tournant ou variable) dont le sens est donné par la règle des trois doigts de la main droite.

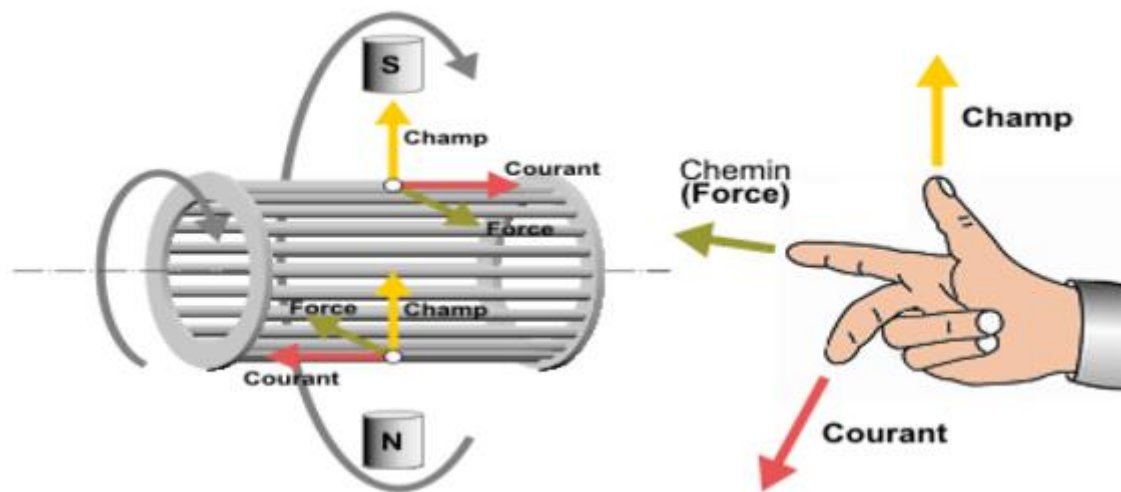


Figure 1-6. Principe du champ tournant.

Comme montré sur le schéma ci-dessus, le champ tournant, à un instant donné, est orienté vers le haut. En considérant deux conducteurs diamétralement opposés, on constate que les courants induits dans ces deux conducteurs sont en sens inverse et, associés au champ magnétique, créent des forces motrices en sens inverse.

Le rotor étant libre de tourner sur l'axe X-Y, les deux forces s'associent pour imprimer aux deux conducteurs un couple permettant la rotation de la cage d'écureuil : le moteur électrique est inventé.

Pour entretenir la rotation du moteur, il est nécessaire de faire varier soit le courant dans les conducteurs de la cage, soit le champ magnétique. Dans un moteur asynchrone, c'est le champ magnétique qui varie sous forme de champ tournant créé dans le stator.

Chapitre 1 : Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

Au démarrage le champ tournant balaye les conducteurs de son flux à la vitesse angulaire de synchronisme. Le rotor mis en rotation tend à rattraper le champ tournant. Pour qu'il y ait un couple entretenu au niveau des conducteurs, la variation de flux doit être présente en permanence ; ce qui signifie que si les conducteurs tournent à la vitesse de synchronisme comme le champ tournant, la variation de flux sur les conducteurs devient nulle et le couple moteur disparaît.

Un rotor de moteur asynchrone ne tourne donc jamais à la vitesse de synchronisme (50 Hz). Pour un moteur à une paire de pôles (à 50 Hz, la vitesse de rotation du champ tournant est de 3 000 [tr/min]) la vitesse de rotation du rotor peut être de 2 950 [tr/min] par exemple ; intervient ici la notion de glissement [2].

I.4 Onduleur De Tension :

L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI) est un convertisseur statique d'énergie électrique qui transforme une source de tension continue en une alimentation de tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif. La puissance maximale transmise reste déterminée par les caractéristiques propres de la machine,

L'onduleur triphasé à deux niveaux de tension, possédant six cellules de commutation (IGBT) et six diodes de roue libre. Chaque bras de l'onduleur est composé de deux cellules de commutation constituées chacune de l'interrupteur avec sa diode, la sortie correspondant au point milieu du bras,

Les signaux de commande des interrupteurs de chaque bras doivent être complémentaires pour éviter le court-circuit de l'alimentation continue de l'onduleur.

I.5 Réglage de vitesse par méthodes classiques des moteurs asynchrones triphasés :

I.5.1 Vitesse des moteurs asynchrones :

La vitesse à vide des moteur asynchrones n'est pas influencée par les variations de tension mais elle est proportionnelle à la fréquence du courant d'alimentation et inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles constituant le stator.

$$N = \frac{60f}{p}$$

Avec :

N : vitesse de synchronisme en tr /mn.

f : fréquence en hz.

p : nombre de paires de pôles.

I.5.1.1 Cas de moteurs à cage

Comme nous l'avons vu précédemment, la vitesse d'un moteur à cage est fonction de la fréquence du réseau d'alimentation et de nombre de paires de pôles. Il donc possible d'obtenir un moteur à deux ou plusieurs vitesses en créant dans le stator des combinaisons de bobinages qui correspondent à des moteurs des pôles différents.

I.5.1.2 Cas de moteur à couplage de pôles

Ce genres de moteur ne permet que des rapports de vitesses de 1 à 2 (4 et 8 pôles, 6 et 12,... etc.) ; il comporte six bornes. En fonction de leurs caractéristiques, les moteurs peuvent êtres à puissance variables.

Pour l'une des vitesses, le réseau est connecté sur les trois bornes correspondantes ; pour la seconde, celle-ci sont reliées entre elles ; le réseau étant branché sur les trois autres bornes.

Le plus souvent le démarrage s'effectue directement aussi bien en grande qu'en petite vitesse. Dans certains cas, si les conditions d'exploitation l'exigent et si le moteur le permet, le dispositif de démarrage réalise automatiquement le passage temporaire en petite vitesse avant d'enclencher la grande vitesse ou avant de revenir à la vitesse nulle.

I.5.1.3 Cas de moteurs à enroulements statoriques séparés

Ce type de moteur ; comportant deux enroulements statoriques électriquement indépendants permet d'obtenir deux vitesses dans un rapport quelconque. Les enroulements « petite vitesse » devant supporter les contraintes mécaniques et électriques résultant du fonctionnement du moteur en « grande vitesse » leurs caractéristiques électriques en sont souvent affectées. Parfois, un tel moteur fonctionnant en « petite vitesse » absorbe un courant plus important qu'en « grande vitesse ».

Il est également possible de réaliser des moteurs à trois ou quatre vitesses, en procédant au couplage des pôles sur l'un des enroulements statoriques ou sur les deux. Cette solution exige des prises supplémentaires sur les bobinages.

I.5.1.4 Cas de moteurs à bagues (Réglage de vitesse par glissement).

Le raccordement d'une résistance permanente aux bornes du rotor d'un moteur à bagues abaisse sa vitesse, et cela d'autant plus que la résistance est de valeur élevée. C'est une solution simple pour faire varier la vitesse. Ces résistances « de glissement » peuvent être court-circuitées en plusieurs crans pour obtenir soit un réglage discontinu de la vitesse, soit l'accélération progressive et le démarrage complet du moteur. Elles doivent être prévues pour supporter la durée de fonctionnement en réglage de vitesse, de ce fait, leur volume est parfois important et leur coût élevé.

Ce procédé extrême simple et fréquemment employé. Il présente cependant deux inconvénients importants :

- Pendant la marche à vitesse réduite, une grande partie de l'énergie prise au réseau et dissipée en pure perte dans les résistances.

- La vitesse obtenue n'est pas indépendante de la charge, c'est-à-dire la chute de vitesse par rapport à la vitesse de synchronisme (à vide) est proportionnelle au couple.

Pour des machines à variation particulière du couple résistant en fonction de la vitesse, le réglage peut s'avérer également impossible.

I.5.2 Autres systèmes de variation de vitesse :

I.5.2.1 Système statique électronique :

Ces systèmes s'adressent seulement aux moteurs asynchrones déjà décrits, mais également à des moteurs à courant continu. Ils offrent des performances variées et permettent de réaliser si nécessaire des régulations à hautes caractéristiques dynamiques [03].

Ils occupent actuellement la première place parmi les dispositifs de variation de vitesse. Citons entre autres :

- Le variateur de fréquence « ALTIVAR » : La variation de vitesse est obtenue par modification de la tension et de la fréquence. Pour conserver un couple moteur constant, le flux dans la machine ne doit pas varier et la tension doit être sensiblement proportionnelle à la fréquence.

Le glissement reste constant en valeur absolue et devient donc plus important aux valeurs relatives pour les faibles vitesses. Cependant, ce procédé permet d'obtenir des basses vitesses à caractéristique très stables.

- Le variateur « STATOVAR » : Pour moteur asynchrone. Il fait varier la tension d'alimentation de stator.
- Le variateur « ROTOVAR » : Pour moteur asynchrone à bagues. Il agit sur le courant débité par le rotor.

I.5.3 Système électromécanique :

Les systèmes électromécaniques de réglage de vitesse, sont d'un emploi moins fréquent depuis la généralisation de variateurs de vitesse électroniques.

Chapitre 1 : Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

- Moteurs alternatifs à collecteur (Scharge) : Il s'agit de moteurs spéciaux. La variation de vitesse est obtenue en faisant varier, par rapport à la ligne neutre, la position des balais sur le collecteur.
- Moteurs couplés en cascade : Deux moteurs sont montés sur le même arbre ; le second est alimenté par le rotor du premier. Le nombre de pôles de « moteur équivalent » est égal à la somme des pôles des deux moteurs couplés.
- Groupe Ward Léonard : Constitué d'un moteur d'entraînement et d'une génératrice à courant continu à excitation variable, il alimente des moteurs à collecteur ou à courant continu. L'excitation est réglée par un dispositif électromécanique.

I.6 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :

Les principaux avantages et inconvénients de la machine asynchrone sont

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none">• Structure simple.• Coût réduit.• Absence d'un système bagues balais• Robuste et facile à construire.	<ul style="list-style-type: none">• Non découplage naturel.• Non linéarités.

Tableau 1-2 : Avantages et Inconvénients de la machine asynchrone

II.1 Elaboration de La Modélisation de la machine asynchrone triphasée :

L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse. la modélisation de la machine asynchrone se réalise par:

- La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices.
- La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park.
- La mise sous forme d'équation d'état.

Chapitre 1 : Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

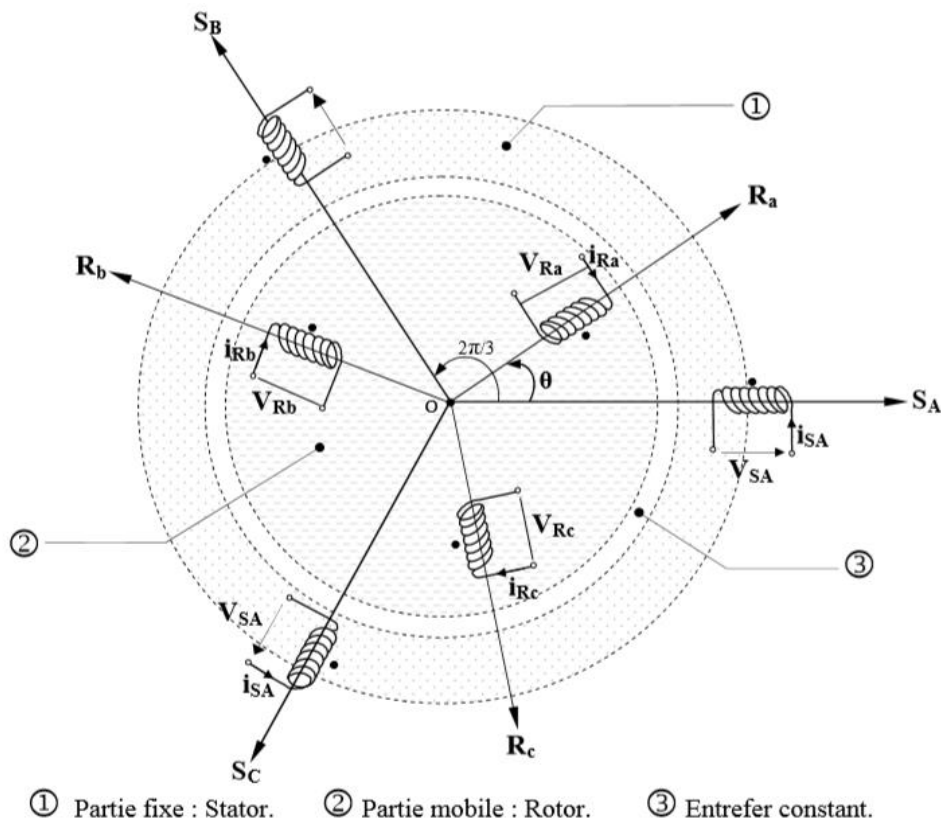


Figure 1-7 : Représentation schématique d'une machine asynchrone

II.2 Hypothèses simplificatrices :

Les hypothèses couramment posées sont :

- Pas de saturation du circuit magnétique,
- L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- Pas de phénomène d'effet de peau,
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.

II.3 Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone :

L'onduleur associé à d'autres organes forme l'équipement complet d'alimentation de la machine, qui comporte généralement :

- Une source électrique triphasée.
- Un redresseur triphasé double alternance à diodes,
- Un filtre de tension de type passe bas.

La source d'alimentation triphasée est équilibrée, d'amplitude de tension et de fréquence constante. Le redresseur et le filtre de tension doivent être, dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant la machine.

La Figure.1-8. illustre le schéma global du système complet à étudier.

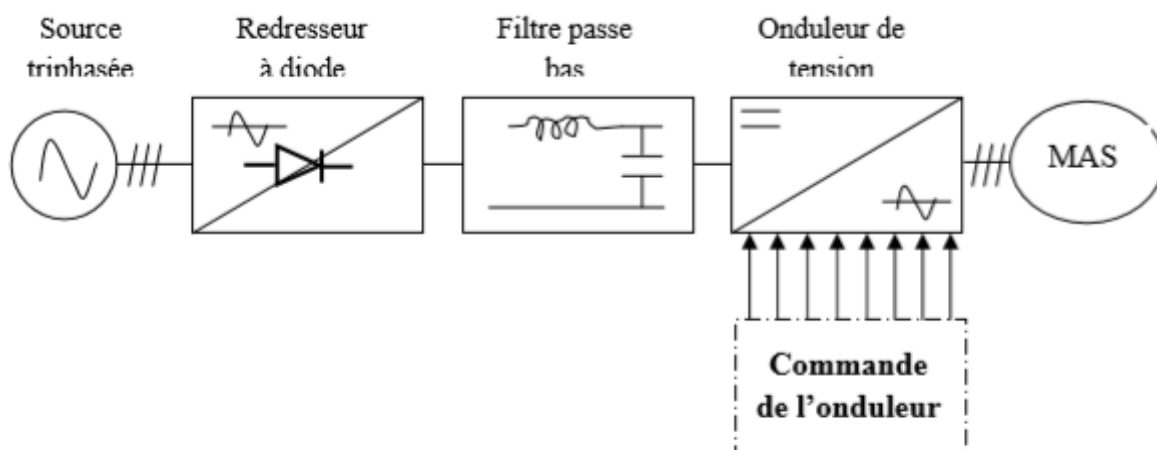


Figure 1-8 : Schéma global de l'alimentation du MAS.

II.3.1 Equations électriques :

Les six enroulements (S_a , S_b , S_c et R_a , R_b , R_c), représentés sur la Figure(1-9), obéissent aux équations matricielles suivantes [4]:

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (1.1)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] = [0 \ 0 \ 0]^T \quad (1.2)$$

Avec

[V] : vecteur tension ;

[I] : vecteur courant ;

[Φ] : vecteur flux statorique ;

s,r : indices stator et rotor , respectivement.

II.3.2 Equations magnétiques :

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit,[4] :

➤ **Pour le stator :**

$$[\Phi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (1.3)$$

➤ **Pour le rotor :**

$$[\Phi_r] = [M_{rs}] \cdot [I_s] + [L_r] \cdot [I_r] \quad (1.4)$$

[L_s] , [L_r] :représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique

[M_{sr}] : correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

On désigne par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Avec

Chapitre 1 : Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

Θ : La position absolue entre stator et rotor

L_s, L_r : Inductance propre du stator et du rotor, respectivement

M : Inductance mutuelle cyclique entre stator-rotor

Finalement les équations de tension deviennent :

➤ **Pour le stator :**

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_s] \cdot \frac{d}{dt} \{[I_s]\} + [M_{sr}] \cdot \frac{d}{dt} \{[I_r]\} \quad (1.8)$$

➤ **Pour le rotor :**

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_r] \cdot \frac{d}{dt} \{[I_r]\} + [M_{rs}] \cdot \frac{d}{dt} \{[I_s]\} \quad (1.9)$$

II.3.3 Transformation de Park :

La transformation de PARK est ancienne (1929), si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

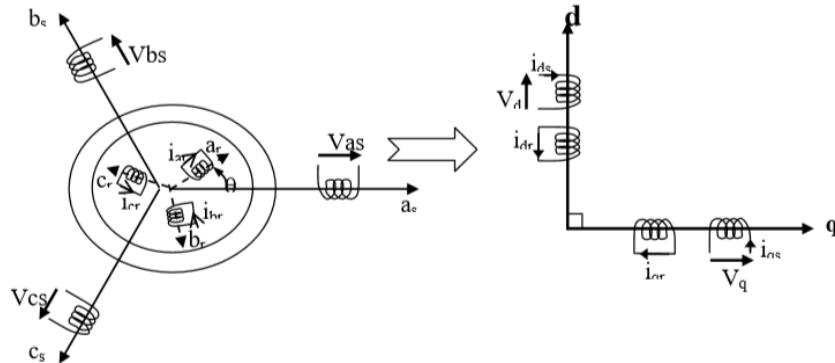


Figure 1-9 : Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

La transformation de Park est souvent définie par la matrice normalisée $P(\theta_a)$ comme suit [5]:

$$[P(\theta_a)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

D'où

Chapitre 1 : Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \text{ avec } [P(\theta_a)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_a & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Ou X (a,b,c) est une grandeur (tension, courant ou flux).

L'équation (1.8) et (1.9) de la machine peuvent être reformulées par

$$[V_{a,b,c}] = [R_s] \cdot [I_{a,b,c}] + \frac{d}{dt} [\theta_{a,b,c}] \quad (1.12)$$

En utilisant l'équation (1.11) on aboutit à :

$$[P(\theta_a)]^{-1} [V_{d,q,0}] = [R] \cdot [P(\theta_a)]^{-1} [I_{d,q,0}] + \frac{d}{dt} [[P(\theta_a)]^{-1} [\theta_{d,q,0}]] \quad (1.13)$$

Soit en multipliant par la matrice $[P(\theta_a)]^{-1}$:

$$[V_{d,q,0}] = [R] \cdot [I_{d,q,0}] + \frac{d}{dt} [\theta_{d,q,0}] + [P(\theta_a)] [[P(\theta_a)]^{-1}] \cdot [\theta_{d,q,0}] \quad (1.14)$$

On obtient finalement un système de PARK qui constitue ainsi un modèle électrique dynamique pour l'enroulement diphasé équivalent

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \left(\frac{d}{dt}\right) & -L_s \omega_s & M \left(\frac{d}{dt}\right) & -M \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s + L_s \left(\frac{d}{dt}\right) & M \omega_s & M \left(\frac{d}{dt}\right) \\ M \left(\frac{d}{dt}\right) & -M \omega_s & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt}\right) & -L_r \omega_r \\ M \omega_s & M \left(\frac{d}{dt}\right) & L_r \omega_r & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Dont les flux correspondent à :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Avec :

$$L_s = l_s + M_s$$

Chapitre 1 : Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

$$L_r = l_r + M_r \quad (1.18)$$

$$M = \frac{3}{2} M_{sr}$$

L_s : Inductance cyclique propre du stator ;

L_r : Inductance cyclique propre du rotor ;

M_s : Inductance mutuelle cyclique du stator ;

M_r : Inductance mutuelle cyclique du rotor ;

M : Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor ;

l_s : Inductance propre d'une phase statorique ;

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique ;

d/dt : Opérateur dérivée ;

II.3.4 Equation électromagnétique :

Equation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \cdot \Omega - C_r \quad (1.19)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot I_{sq} - \Phi_{rq} \cdot I_{sd}) \quad (1.20)$$

Avec

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par la machine ;

C_r : Couple résistant de la charge ;

f_v : Coefficient des frottements visqueux ;

$\Omega = \frac{\omega}{p}$: vitesse de rotation mécanique ;

P : Nombre de pair de pôles

II.3.5 Choix du repère :

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de la transformation de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques.

Chapitre 1 : Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes (u,v) qui se fait en fonction de l'application :

- Stator, repère (α, β) : $\omega_a = \frac{d}{dt} \theta_a = 0$
- Champ tournant, repère (d, q) : $\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_a = \omega_a$
- Rotor, (x,y) : $\omega_a = \frac{d}{dt} \theta_a = \omega_r$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones :

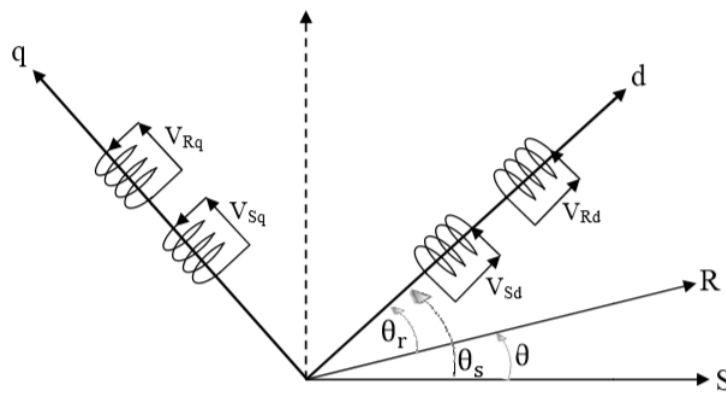


Figure 1-10 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace angulaire

II.3.5.1 Équations en tension dans le repère lié au stator (α, β) .

La figure(1-3) représente la schématisation d'une machine asynchrone biphasée équivalente dans le repère (α, β) .

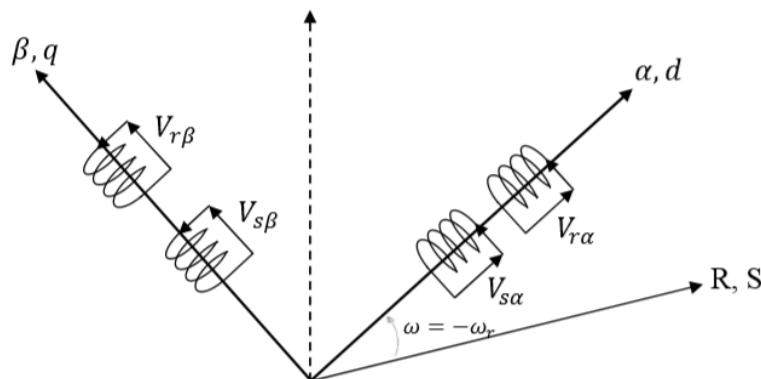


Figure 1-11 : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (α, β) .

II.3.5.2 Modèle d'état de la machine dans le référentiel liée au stator (α, β)

Dans ce cas le système d'équations (1.15) s'écrit comme suit

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = R_r \cdot I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = R_r \cdot I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (1.21)$$

Ainsi que les flux

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s \cdot I_{s\alpha} + M I_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s \cdot I_{s\beta} + M I_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r \cdot I_{r\alpha} + M I_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r \cdot I_{r\beta} + M I_{s\beta} \end{cases} \quad (1.22)$$

➤ **Stator, repère (α, β).**

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [6]

➤ **Champ tournant, repère (d, q) :**

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour la quel le coréférentiel est utilisé en commande [7].

➤ **Rotor, (x, y):**

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

II.3.5.3 Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel(α,β)

La représentation d'état des équations (1.21) est donnée sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega_r \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega_r & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

Avec :

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r T_s}$: Coefficient de dispersion de Blondel ;

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constante de temps rotorique ;

$\omega_r = P\Omega_r$: Pulsation mécanique du rotor, et p étant le nombre de paires de pôles.

II.4 Simulation de la machine asynchrone :

La simulation de notre modèle se fait sous le logiciel MATLAB dans l'environnement de temps réel SIMULINK.

La figure (I. 12) illustre le schéma bloc de la machine asynchrone liée au repère(α,β) basé sur le modèle mathématique , la machine est alimentée par un réseau triphasé équilibré (220V, 50Hz), dont les paramètres de la machine sont donnés dans l'Annexe A.

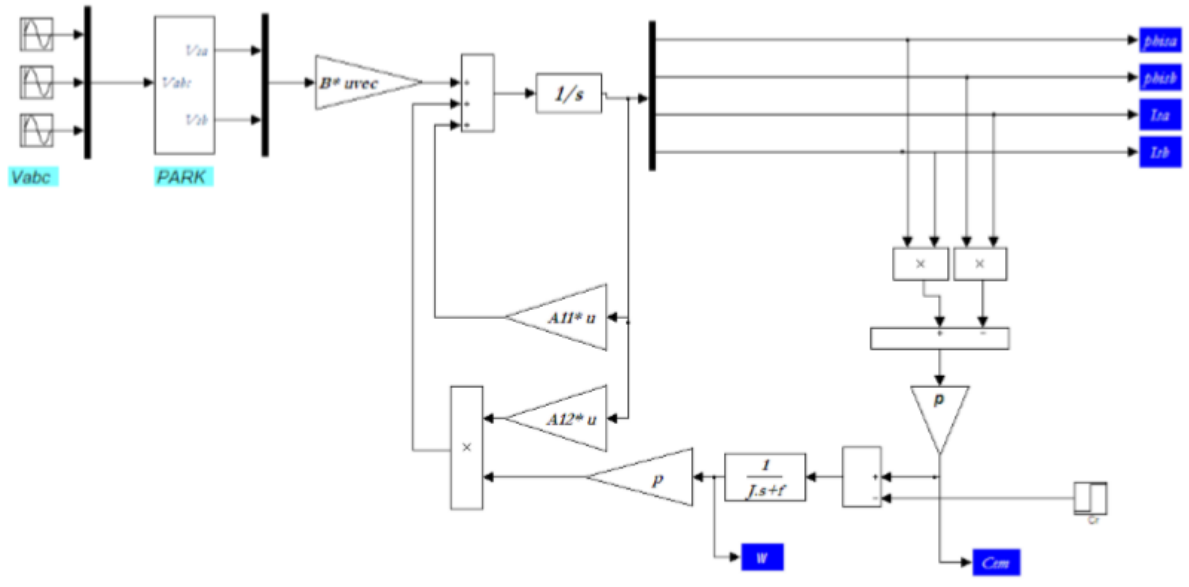
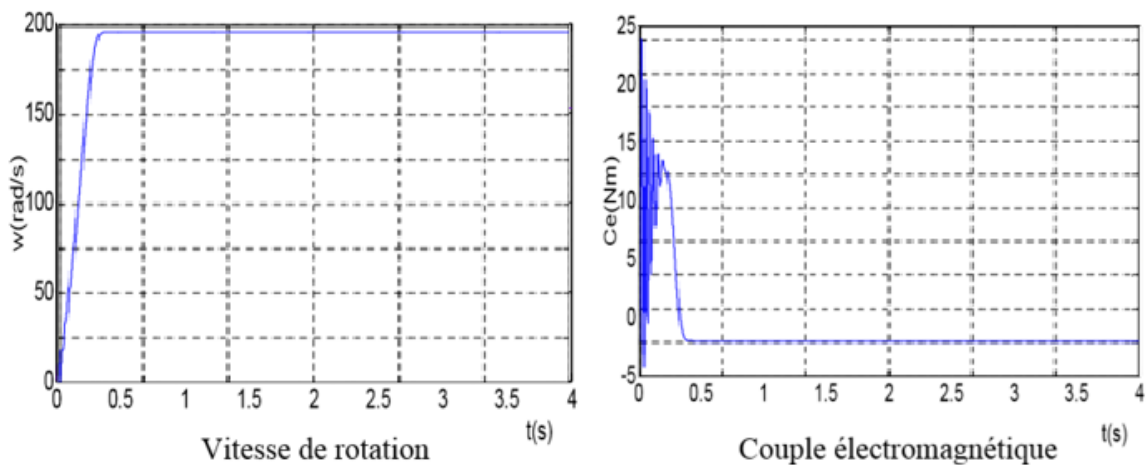


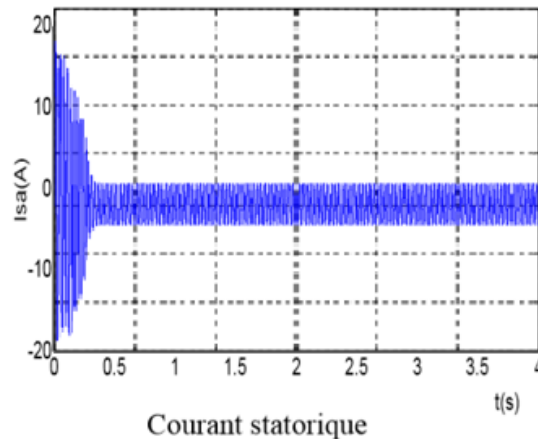
Figure 1-12 : Schéma bloc de la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré

II.4.1 Résultats de simulation :

Les résultats de simulation de la machine asynchrone sont représentés sur les figures (I.13) et (I.14).

II.4.2 Marche à vide :





Figures 1-13 : Démarrage à vide du moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension équilibrée sinusoïdale

II.4.2.1 Interprétations des résultants :

D'après la Figure (I.13) on constate que :

➤ **Pour la vitesse :**

Au démarrage et dans un temps étroit, la vitesse présente une oscillation inclinée suivie par un accroissement presque linéaire jusqu'à la valeur de synchronisme, cette variation instantanée dépend de la caractéristique du moteur choisi.

➤ **Pour le courant statorique :**

Au démarrage, le courant prend une valeur grande 6 fois plus que la valeur nominale. Le courant oscille autour de zéro jusqu'à l'instant où il prend sa valeur permanente.

➤ **Pour le couple électromagnétique :**

La croissance de la vitesse au démarrage indique la présence du fort couple électromagnétique, ce dernier oscille de manière décroissante jusqu'à une valeur qui compense les frottements.

II.4.3 Application d'une charge ($C_r=5\text{N.m}$)

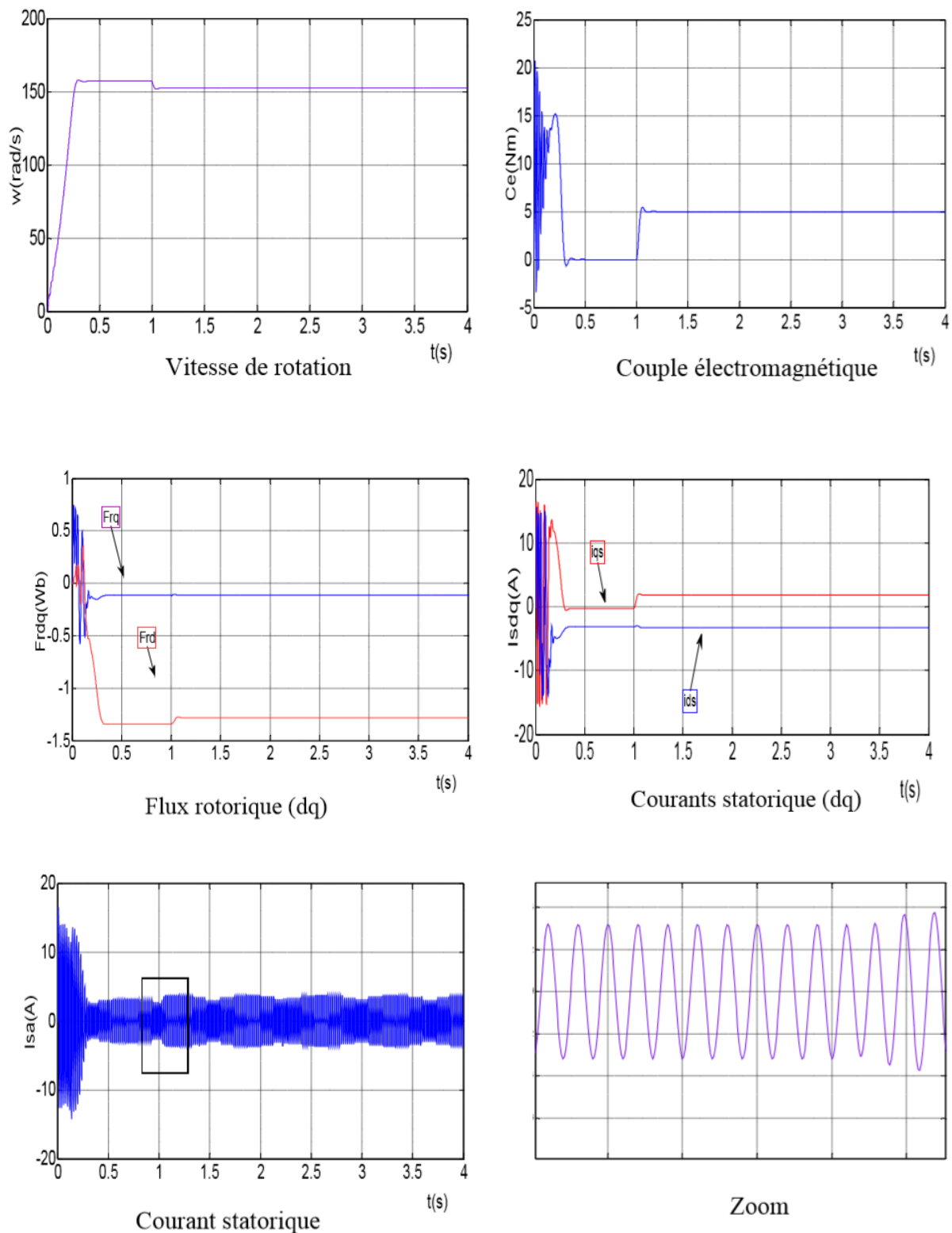


Figure 1-14 : Simulation de la MAS en boucle ouverte alimentée en tension alternative avec application de charge ($C_r = 5\text{N.m}$, à $t = 1\text{ s}$)

II.4.3.1 Interprétations des résultants :

➤ Pour la vitesse :

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Après un temps d'environ 0.3 sec.

La vitesse de rotation de la machine à vide se stabilise à la vitesse de synchronisme 157 rad/s. On remarque l'appel classique du courant (environ 5 fois la valeur nominale), nécessaire pour faire démarrer la machine, l'établissement de la vitesse à sa valeur nominale avec la présence d'oscillations qui sont beaucoup plus apparentes sur le couple

A l'instant $t=1$ sec, l'application de la charge nominale se poursuit d'une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement.

➤ Pour le couple électromagnétique :

La courbe du couple électromagnétique présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante ; après 0.138 sec le couple tend vers zéro

A l'instant $t = 1$ sec nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r=C_n= 5$ N.m) nous constatons que le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué.

➤ Pour le courant statorique :

Le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale jusqu'à 0.25 sec; après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 3.5A. A l'instant $t=1$ sec, nous constatons que le courant statorique évolue suivant la charge appliquée à l'arbre du moteur.

II.5 Modélisation de l'onduleur de tension :

Pour modéliser l'onduleur de tension [8], Fig. (I.15), on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $E/2$ connectés à un point noté n_0 . [9]

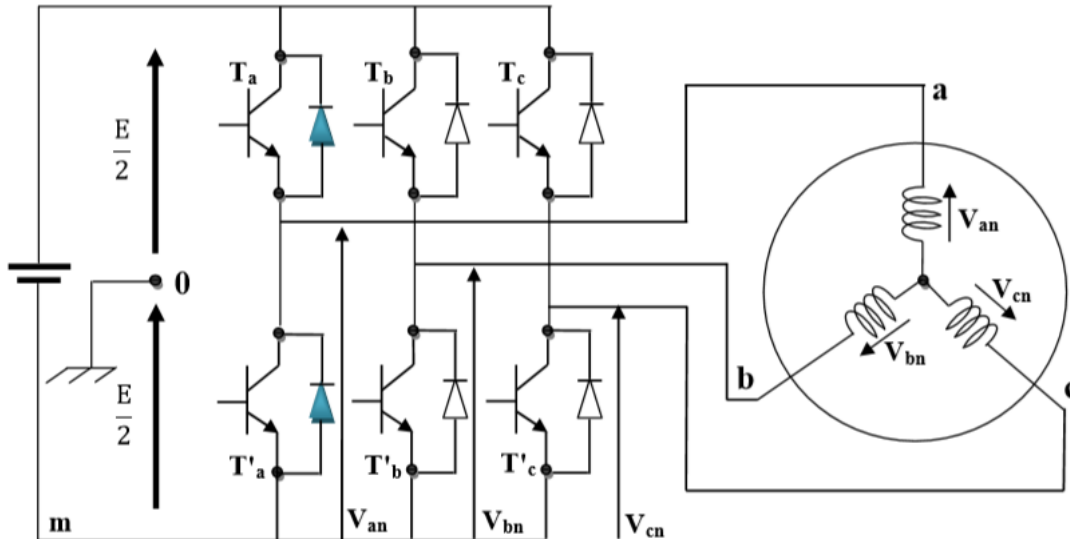


Figure 1-15 : Représentation de l'ensemble onduleur-MAS

La machine a été modélisée à partir des tensions simples notées V_{an} , V_{bn} , V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques si on appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a [10,11]:

Si $S_i = 1$, T_i est **passant** et T'_i est **ouvert** ;

Si $S_i = 0$, T_i est **ouvert** et T'_i est **passant**.

Avec :

$$i = a \ b \ c$$

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} + V_{0b} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} + V_{0c} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} + V_{0a} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (1.24)$$

Où «o» point milieu fictif à l'entrée continu (voir Figure I.15)

Chapitre 1 : Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

V_{a0} , V_{b0} , V_{c0} sont les tensions d'entrée à l'onduleur. Pour une MAS présentant un neutre et alimentée par un onduleur on peut écrire les tensions comme suit :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} - V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} - V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} - V_{n0} \end{cases} \quad (1.25)$$

Avec:

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont les tensions de phase.
 V_{n0} la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice « o ».

Pour un système équilibré $V_{an}, V_{bn}, V_{cn} = 0$, il vient :

$$V_{n0} = \frac{1}{3} (V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (1.26)$$

En remplaçant (1.26) dans le système (1.25), on obtient:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = \frac{1}{3}V_{a0} - \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = \frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (1.27)$$

Avec Si l'état des interrupteurs supposés parfaits

$$V_{i0} = S_i E - \frac{E}{2}$$

$$\text{Avec : } \mathbf{i = a, b, c} \quad \begin{cases} S_i = 1 & V_{i0} = \frac{E}{2} \\ S_i = 0 & V_{i0} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (1.28)$$

Il vient alors :

$$\begin{cases} V_{ano} = (S_a - 0,5)E \\ V_{bno} = (S_b - 0,5)E \\ V_{cno} = (S_c - 0,5)E \end{cases} \quad (1.29)$$

En remplaçant (1.27) dans (1.29), on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

Si V_{ao}, V_{bo}, V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), alors V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont les tensions de sortie de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu-alternatif,[12].

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

Les composantes de la tension U_s alimentant la machine ($V_{s\alpha}, V_{s\beta}$) peuvent être exprimées en utilisant le passage triphasé- biphase par le biais de la matrice « Concordia » respectant le transfert de la puissance,[13]

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \\ V_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

En appliquant la transformation de PARK, aux tensions phase-neutre données par l'équation (I-32), on obtient dans le repère fixe diphasé le vecteur tension en fonction de chaque niveau de phase (I-33)

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} (S_1 + aS_2 + a^2S_3) \quad (1.33)$$

Avec :

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = e^{-j\frac{4\pi}{3}} \quad (1.34)$$

$$a^2 = e^{j\frac{2\pi}{3}} = e^{-j\frac{4\pi}{3}} \quad (1.35)$$

On désigne par séquence de niveaux de phase chaque combinaison des Variables S_1, S_2, S_3 donnant un élément de l'ensemble (S_1, S_2, S_3) .

II.5.1 Résultats de simulation :

La figure (I.16) présente les résultats de simulation d'une MAS alimenté par onduleur de tension à deux niveaux

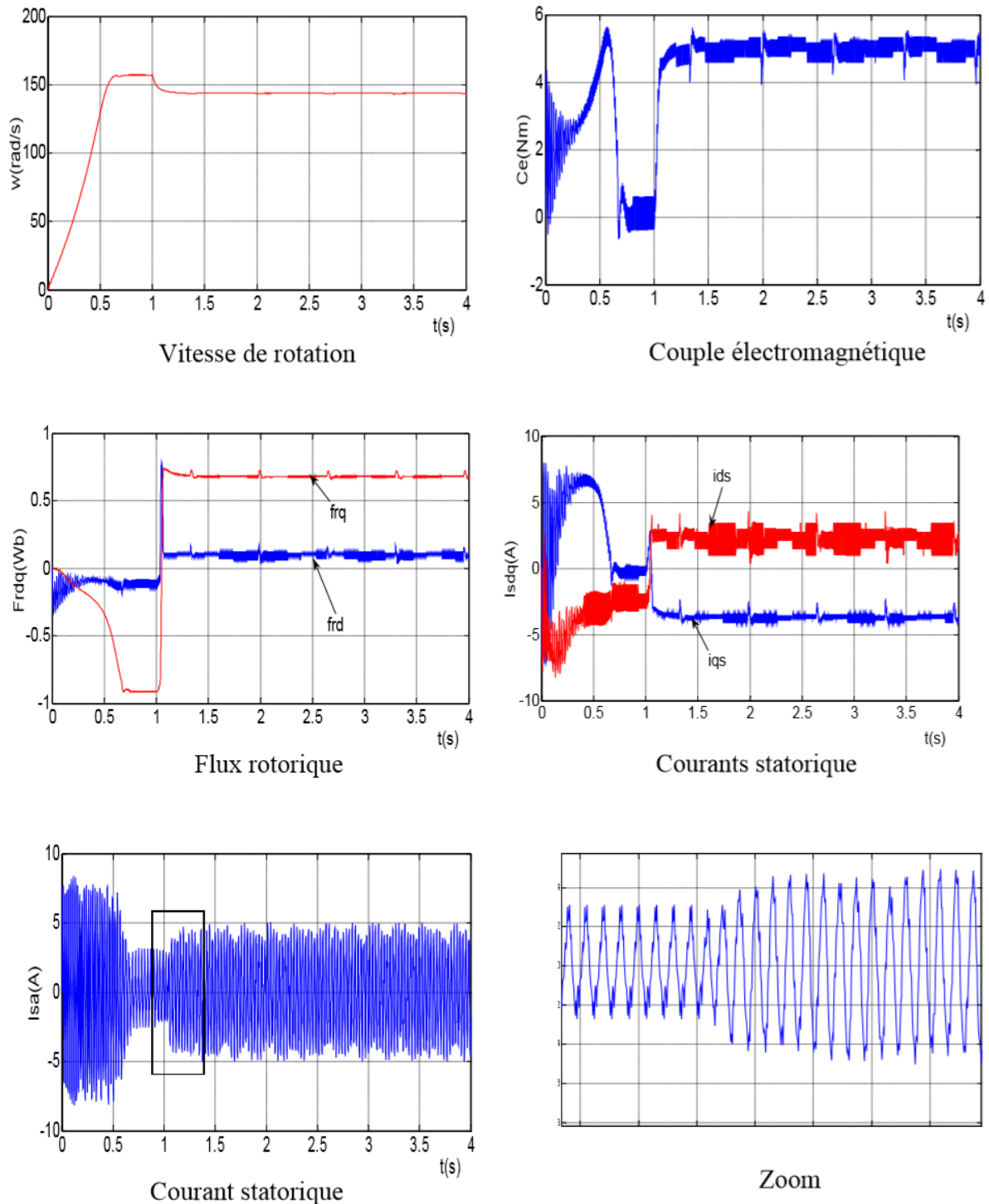


Figure 1-16 : Simulation de l'association Onduleur_MAS avec application de charge ($C_r = 5$ N.m, à $t = 1$ s).

II.5.2 Interprétations des résultats

Les courbes de la figure (I.16) représentent les résultats de simulation pour un fonctionnement en charge après un démarrage à vide ($C_r=5$ N.m) de la machine associée à un onduleur de tension. La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une alimentation directe sous pleine tension, montre une différence dans la forme du couple. Dans le cas d'une alimentation par onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations. L'allure de composante du courant statorique est semblable à celle obtenue avec alimentation directe sous pleine tension.

II.6 Conclusion :

Les deux types des moteurs asynchrones (à cage et à bagues) sont les plus utilisés dans l'industrie, mais malgré leurs avantages (économiques, robustes, ...etc.), ils ont aussi des inconvénients qui sont : Pointe de courant plus importantes, qui ne permet un démarrage doux et progressif de la machine dont le réseau ne peut pas l'admettre dans le cas des Moteurs à cage ; et la nécessité de résistances pour les Moteurs à bagues.

L'avènement du domaine de la microélectronique, à permet le passage vers des commandes plus performante ; parmi on cite la commande vectorielle qui à permet de remédier à ces inconvénients ; dans le prochain chapitre une modélisation de la machine asynchrone sera effectuée.

La modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de PARK, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone.

Chapitre 2 :

Commande

vectorielle

II.1 Introduction

La grande exploitation du contrôle de la machine à induction a commencé par l'invention du contrôle vectoriel par flux orienté à la fin des années 60. Avant cette époque le contrôle de la machine à induction était limité aux commandes scalaires.

Les commandes scalaires de la machine asynchrone, n'assurent pas un découplage entre le flux et le couple moteur. Cette limitation est observée aussi bien dans une alimentation en courant qu'en tension. Pour illustrer ceci, nous rappelons que pour augmenter le couple d'un moteur asynchrone à cage par une augmentation du glissement, le flux est affecté d'une diminution. La commande du couple ne se fait absolument pas indépendamment de celui du flux. Le couplage inhérent entre ces deux variables est responsable du peu de dynamique des techniques classiques [20 ,21].

Les techniques de la commande vectorielle appelées aussi commande à orientation du flux ont pour but d'assurer un certain découplage dans les moteurs à courant alternatif de façon à ce que le flux et le couple de ces moteurs soient commandés indépendamment. Ces techniques tirent leur idée de base du modèle "dq" du moteur asynchrone dans le repère synchrone et de la façon dont les moteurs à courant continu à excitation séparée sont commandés. Elles sont basées sur l'orientation du flux dans la machine selon l'axe d, ce qui assure de ce fait que sa composante quadrature demeure tout le temps nulle. Le couple et le flux peuvent être contrôlés par deux différentes composantes du courant statorique. En maintenant le flux constant, le couple peut être réglé de façon indépendante du flux.

Pour réaliser ces conditions, une commande vectorielle nécessite la connaissance de la position du flux à orienter. Ceci peut être réalisé par une mesure directe à l'aide de capteurs de flux, d'où le nom de commande directe, ou par une estimation indirecte d'où le nom de commande indirecte

A l'exception du cas de la désexcitation, la commande vectorielle impose un flux constant à la machine ce qui permet d'obtenir un fonctionnement à couple maximum et garantir les meilleures performances. Nous montrerons dans ce chapitre que la commande à flux variable offre des réponses similaires

Chapitre 2 : Commande vectoriel d'une machine asynchrone

à celles de la commande classique en améliorant et en optimisant un critère énergétique donné.

II.2 Principe de la commande vectorielle

Le principe de cette commande est de réduire l'équation de couple électromagnétique de la machine afin d'être comparable à celle d'une machine à courant continu.

Le référentiel (d, q) lié au champ tournant est choisi de telle façon que l'axe (d) coïncide avec la direction du flux (I_{sd}) et que l'axe (q) coïncide avec la direction de la composante (I_{sq}) donnant le couple électromagnétique [20][21].

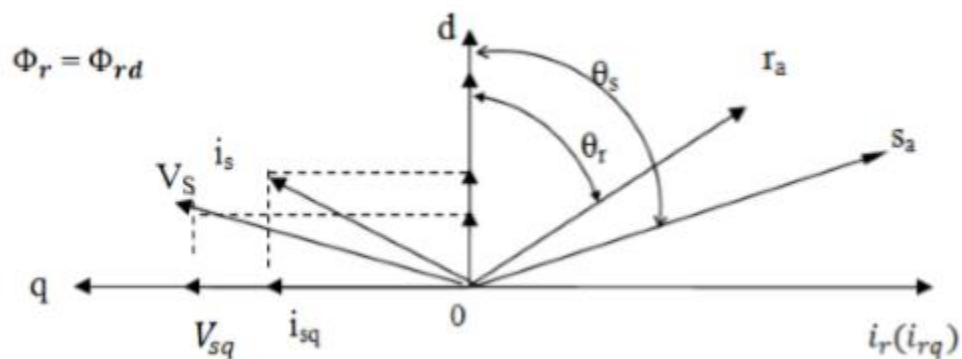


Figure 2-1 : Orientation du flux (rotorique, statorique et d'entrefer)

II.2.1 Choix d'orientation de flux :

Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon la nature du flux :

- Commande vectorielle à flux rotorique orienté.
 - $\Phi_{sd} = 0$ et $\bar{\Phi}_s = \Phi_{sq}$
- Commande vectorielle à flux statorique orienté.
 - $\Phi_{rq} = 0$ et $\bar{\Phi}_r = \Phi_{rq}$
- Commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.
 - $\Phi_{mq} = 0$ et $\bar{\Phi}_m = \Phi_{md}$

La plus fréquemment utilisée est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, puisque dans le cas de la MAS non saturée on obtient les équations du rotor complètement découplées.

Chapitre 2 : Commande vectoriel d'une machine asynchrone

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

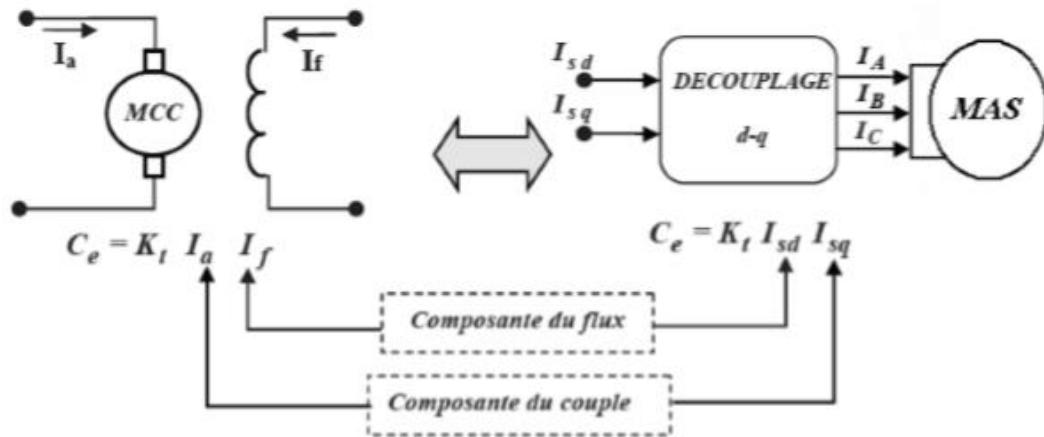


Figure 2-2 : Schéma de principe de découplage de la MAS/MAC

II.2.2 Types de la commande vectorielle :

Il existe deux modèles les plus utilisés dans les travaux de recherche, la première appelée méthode directe qui a été développée par F. Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K. Hasse.

II.2.2.1 Commande vectorielle directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du vecteur flux (module et position), et elle est basée sur l'estimation ou la mesure des variables couple et flux. Et pour déterminer sa position du flux il faut utiliser le capteur à effet HALL placés sur les dents de stator.

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

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

II.2.2.2 Commande vectorielle indirecte :

La méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence ϕ_{dr} . L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. [23]

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux[24] :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique[25].

Le problème de cette méthode, elle utilise un circuit de commande compliqué et aussi la sensibilité d'estimation les paramètres de la machine et les variations de la température.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = (R_s + s\sigma L_s)I_{sd} + s\frac{M}{L_r}\Phi_r - \omega_s\sigma L_s I_{sq} \\ V_{sq} = (R_s + s\sigma L_s)I_{sq} + s\frac{M}{L_r}\Phi_r - \omega_s\sigma L_s I_{sd} \\ \Phi_r = \frac{M}{1+sT_r}I_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{T_r\Phi_r}I_{sq} \\ C_e = \frac{pM}{L_r}\Phi_r I_{sq} \end{array} \right. \quad (2.1)$$

II.3 Découplage entré-sortie :

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent découplage utilisant un régulateur, parmi de ces techniques le découplage par compensation [23]

II.3.1 Découplage par compensation :

Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et facile, de définir ainsi deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} [26]

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (2.2)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{sd} = -\omega_s \sigma L_s I_{sq} - R_r \frac{M}{L_r^2} \Phi_r \\ e_{sq} = \omega_s \sigma L_s + R_r \frac{M}{L_r} \Phi_r \omega_r \end{cases} \quad (2.3)$$

Les tensions V_{sd1} et V_{sq1} vont reconstruire les tensions V_{sd} et V_{sq}

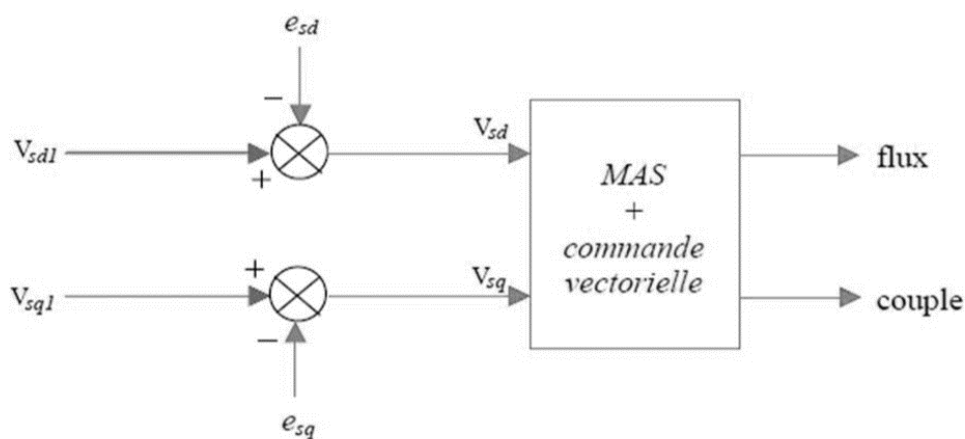


Figure 2-3 : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

Chapitre 2 : Commande vectoriel d'une machine asynchrone

Nous définissons ainsi un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + (R_s + \frac{Lm^2}{Lr^2}) I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + (R_s + R_r \frac{Lm^2}{Lr^2}) I_{sq} \end{cases} \quad (2.4)$$

A partir de là, Les actions sur les axes (d, q) sont donc découplées. En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons [26] :

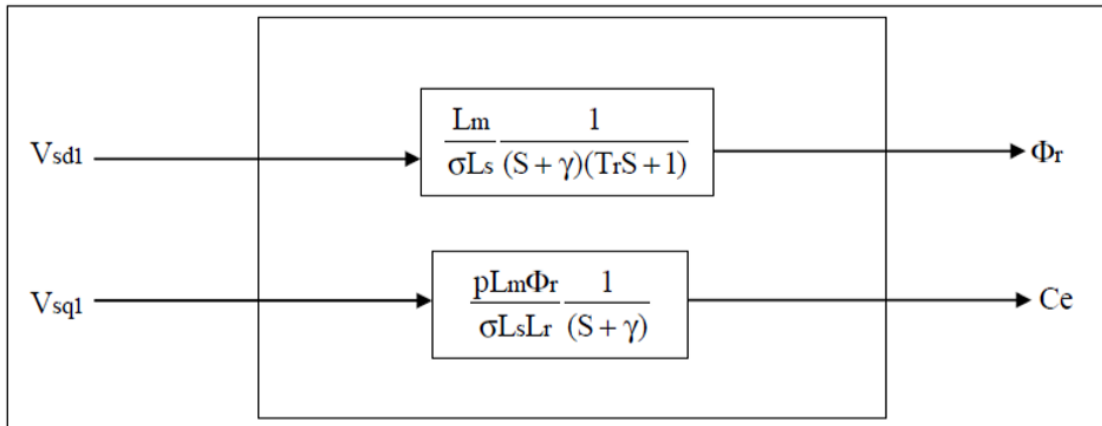


Figure 2-4 : Commande découplée – Expression de Φ_r et C_e

Avec :

$$\gamma = \frac{R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}}{\sigma L_s}$$

II.3.2 Les problèmes posés par le découplage :

Dans ce cas du découplage, si la compensation est correcte, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation sur l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement d'une action, et donc divergence du système. Et on constate qu'il y aura un risque d'instabilité et cela pose aussi un problème de robustesse de la commande.

Une solution consiste par exemple à fixer a priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. Cette technique est très utile pour l'implantation réelle de la commande

Chapitre 2 : Commande vectoriel d'une machine asynchrone

A partir du modèle du moteur et des équations du découplage, nous pouvons obtenir un schéma de principe de la commande vectorielle.

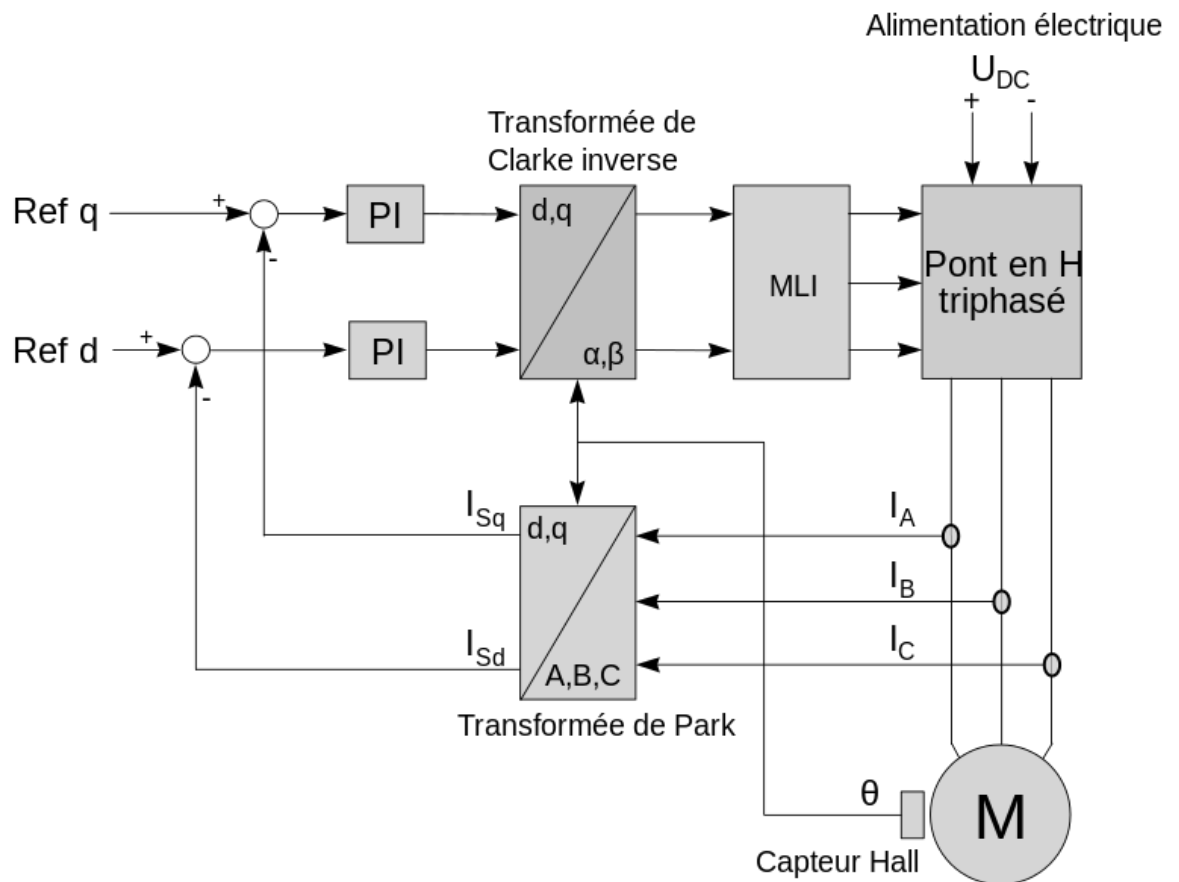


Figure 2-5 : Exemple de commande vectorielle d'un moteur triphasé, où l'angle de Park (la position du rotor) est mesuré par un capteur à effet Hall

II.4 Bloc de défluxage :

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

$$\text{Sous vitesse : } \Phi_r = \Phi_{rnom} \text{ pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{rnom} \quad (2.5)$$

$$\text{Sur vitesse : } \Phi_r = \frac{\Phi_{rnom}}{|\Omega_r|} \Omega_{rnom} \text{ pour } |\Omega_r| \geq \Omega_{rnom} \quad (2.6)$$

Chapitre 2 : Commande vectoriel d'une machine asynchrone

Avec :

Ω_{rnom} : vitesse de rotation nominale.

Φ_{rnom} : Flux rotorique nominale

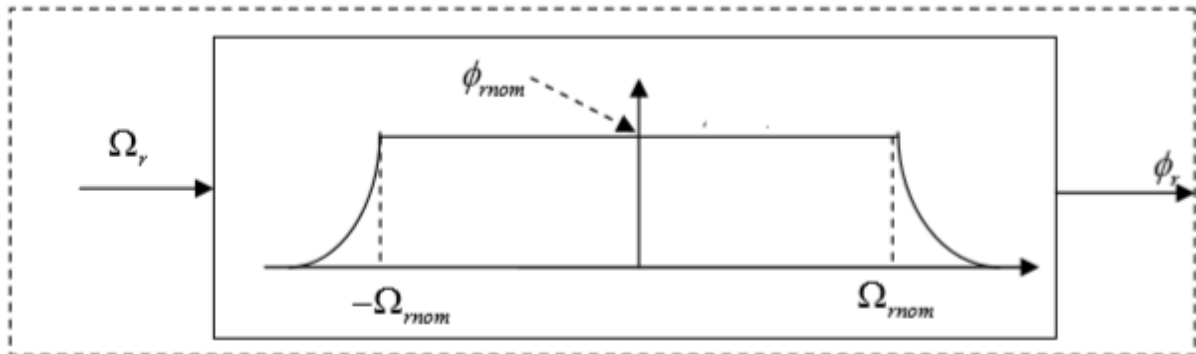


Figure 2-6 : Bloc de défluxage.

Il existe différents types de modulation de largeur d'impulsion [15]:

✓ **MLI naturelle ou interjective :**

Le calcul des instants de commutation se fait par intersection du signal de référence avec un signal triangulaire.

✓ **MLI avec contrôle d'amplitude :**

L'amplitude crête est constante et pour la valeur efficace du fondamental, on agit sur la largeur des impulsions. Pour maintenir $U/f = Cte$, il faut modifier la valeur des angles d'amorçage de MLI pour chaque valeur de vitesse. Ceux-ci sont donc pré calculés et stockés dans une mémoire.

✓ **MLI vectorielle :**

Les instants de commutation sont calculés en ligne. En ce qui nous consternons pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI naturelle consistant à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée.

Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est

Chapitre 2 : Commande vectoriel d'une machine asynchrone

inférieure à la porteuse. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

II.5 La régulation :

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle PI. Le régulateur proportionnelle – intégrale PI est le régulateur le plus utilisé dans l'industrie où ses qualités de correction s'appliquent à de multiples grandeurs physiques [21].

Le régulateur ou le correcteur PI améliore la stabilité de la réponse et l'élimination de l'erreur statique en régime permanent.

L'objectif de la régulation, en général, est d'avoir un système de hautes performances.

✚ Conception des régulateurs :

Soit $Y^*(t)$ le signal à pour suivre,

et $y(t)$ le signale de sortie du système à contrôler.

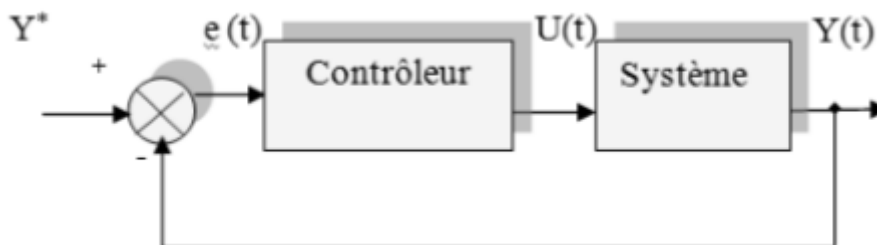


Figure 2-7 : Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) \quad (2.7)$$

II.5.1 Action proportionnelle (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.

II.5.2 Action intégrale (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.

II.5.3 Les caractéristiques des régulateurs :

❖ La stabilité :

On dit que le système est stable si pour une entrée bornée, la sortie reste bornée quelles que soient les perturbations. Ou aussi la stabilité traduit la propriété d'un système de tendre ou de revenir vers un état d'équilibre.

❖ La rapidité :

La rapidité caractérise le temps de réaction d'un système à une variation de la consigne. Elle est caractérisée par le temps de réponse à 5%.

❖ La précision :

La précision d'un système est caractérisée par l'écart en régime permanent.

II.6 Les régulateurs des courants statoriques :

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables (si nous considérons une alimentation en tension, comme nous sommes en train de le faire). Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Le régulateur que nous allons utiliser est du type Proportionnel Intégral (PI).[21]

II.6.1 Régulation du courant statorique directe i_{sd} :

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation et par l'annulation de E_d par le terme de compensation [26]

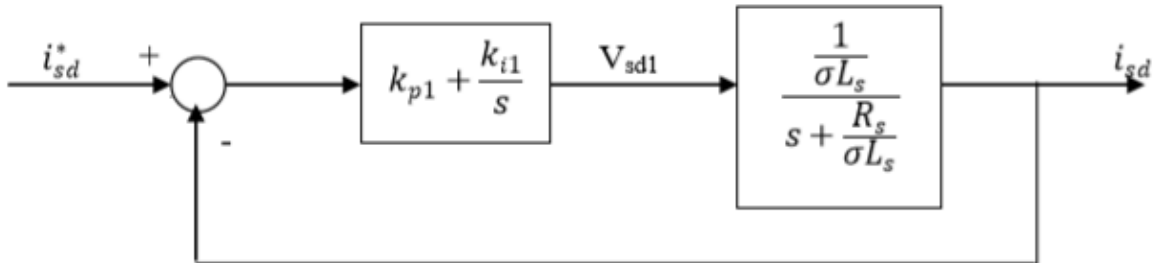


Figure 2-8 : Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit :

$$F_{i_{sd}} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = k_{p1} \frac{s + \frac{k_i}{k_{p1}}}{s} \frac{1}{s + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad (2.8)$$

Compensons le pôle $(s + \frac{k_i}{k_{p1}})$ par $(s + \frac{R_s}{\sigma L_s})$ ce qui se traduit par la condition

$$\frac{k_i}{k_{p1}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (2.9)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$F_{i_{sd}} = \frac{k_{p1}}{s \sigma L_s} \quad (2.10)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{i_{sd}} = F_{i_{sd}} = \frac{F_{i_{sd}}}{1 + F_{i_{sd}}} = \frac{1}{\frac{s \sigma L_s}{k_{p1}} + 1} \quad (2.11)$$

$$\tau_1 = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}}$$

Nous obtenons une réponse de type 1er ordre de constante de temps

$$\tau_1 = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} \quad (2.12)$$

Chapitre 2 : Commande vectoriel d'une machine asynchrone

Pour un temps de réponse imposé $T_{\text{rép1}}$ (5%), nous obtenons la condition suivante :

$$3\tau_1 = \tau_{\text{rép1}(5\%)} \quad (2.13)$$

Donc :

$$k_{p1} = \frac{3\sigma L_s}{\tau_{\text{rép1}(5\%)}} \quad (2.14)$$

Et, d'après l'équation

$$k_{i1} = \frac{3R_s}{\tau_{\text{rép1}(5\%)}} \quad (2.15)$$

II.6.2 Régulation de courant statorique i_{sq} :

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est Représenté par la figure [26] :

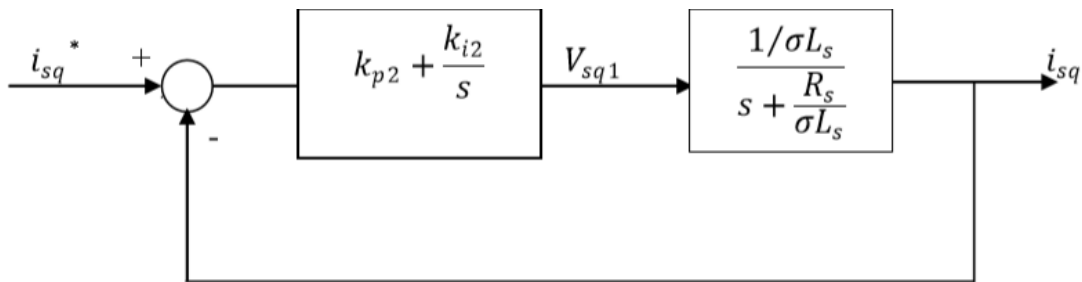


Figure 2-9 : Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}

On remarque que le courant i_{sq} à la même dynamique que le courant i_{sd} , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment

$$k_{p2} = \frac{3\sigma L_s}{\tau_{\text{rép2}(5\%)}} \quad (2.16)$$

Et, d'après l'équation :

$$k_{i2} = \frac{3R_s}{\tau_{\text{rép2}(5\%)}} \quad (2.17)$$

II.6.3 Régulation de la vitesse :

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure

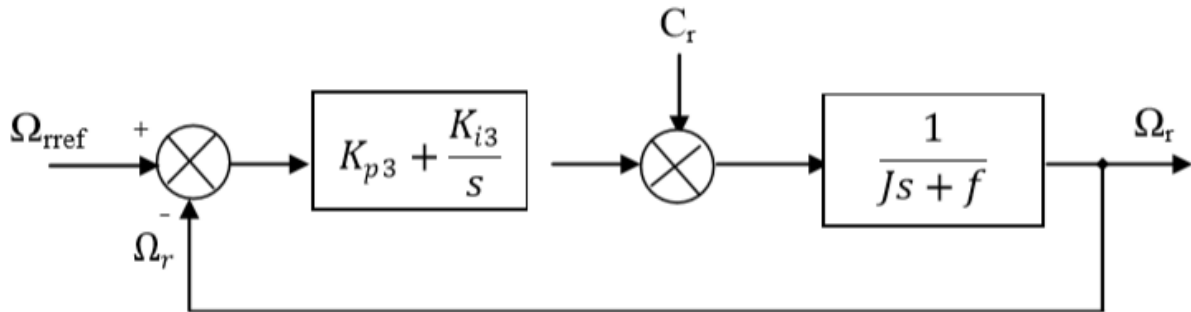


Figure 2-10 : Schéma bloc de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouvert avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{k_{p3}s+k_{p3}}{s(Js+f)} \quad (2.18)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{k_{p3}s+k_{p3}}{Js^2 + (k_{p3}+f)s+k_{i3}} \quad (2.19)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2eme ordre, dont la forme canonique :

$$\frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2}s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (2.20)$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{k_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (2.21)$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{k_{p3}+f}{k_{i3}} \quad (2.22)$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 0.007$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient:

$$k_{i3} = J\omega_n^2 \quad (2.23)$$

$$k_{p3} = 2J\omega_n - f \quad (2.2)$$

Le schéma complet du régulateur de vitesse est donné sur la figure suivante [23] :

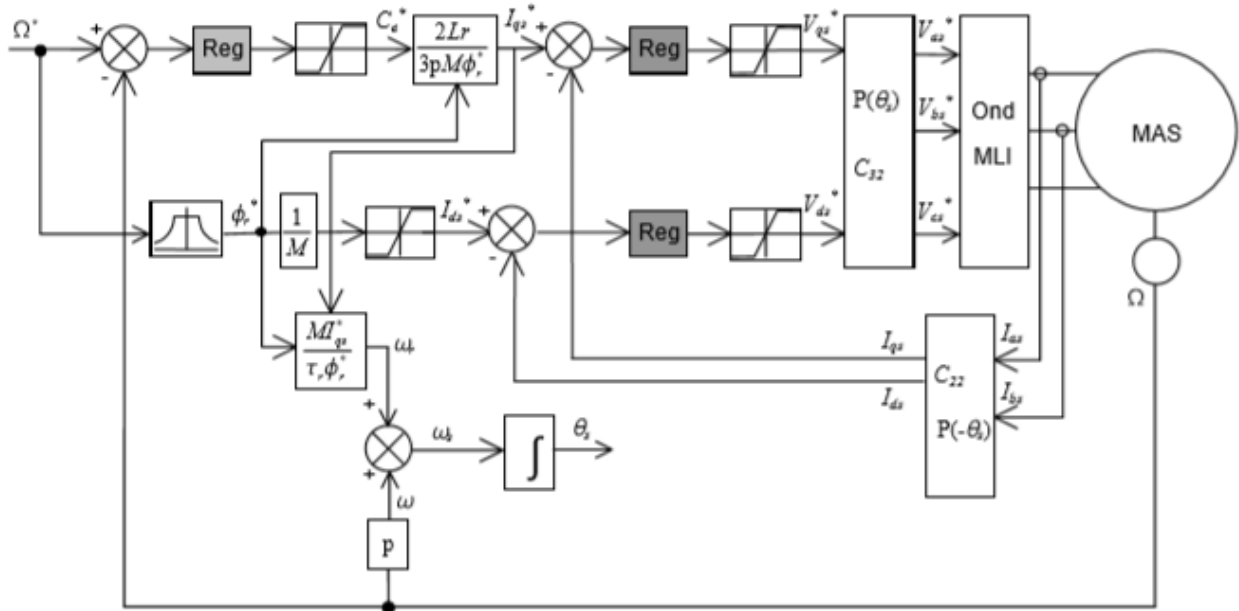


Figure 2-11 : Régulation de vitesse par la commande vectorielle

II.6.4 Résultats De Simulation :

La machine commandée vectoriellement [14] par orientation du flux rotorique, est mise en évidence par simulation numérique sous environnement MATLAB/ SIMULINK.

La figure (2-11) suivante montre les performances de réglage lors d'un démarrage à vide suivi de l'application à l'entrée de commande un échelon de vitesse de 120(rad/s) et d'un couple de charge à $t = 1s$ ($C_r=5Nm$). On remarque que dans le fonctionnement à vide, la vitesse converge vers sa valeur de référence avec un dépassement faible et sans erreur statique.

Après l'application de la charge on remarque que la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur de référence sans erreur, le courant statorique suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic aux premiers instants de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. On

Chapitre 2 : Commande vectoriel d'une machine asynchrone

remarque que le courant i_{qs} représente l'image du couple à un constant pré ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple et que les composantes du flux rotorique obéissent au principe de la commande vectorielle

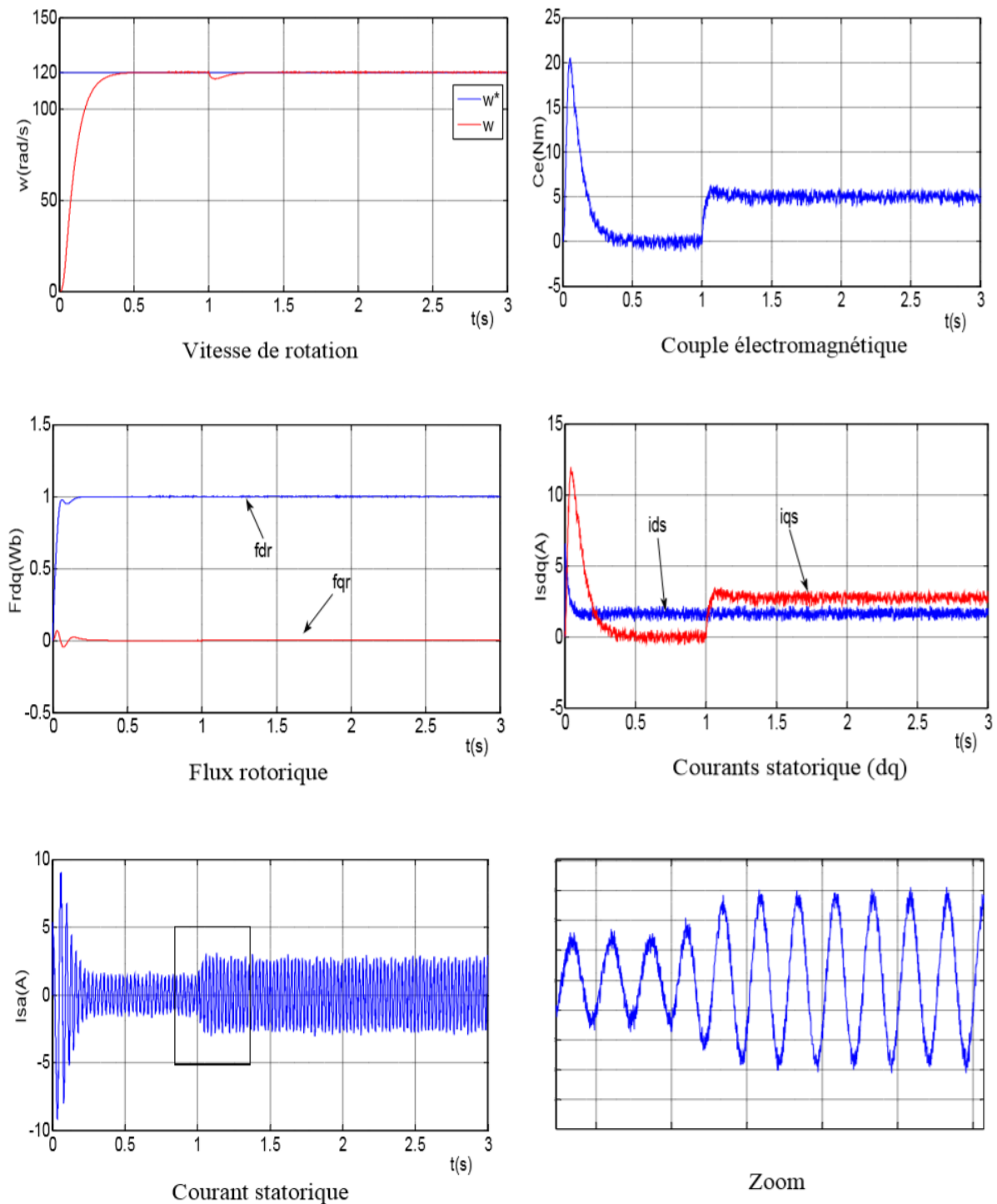


Figure 2-12 : Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS alimentée en tension lors du démarrage à vide puis en charge.

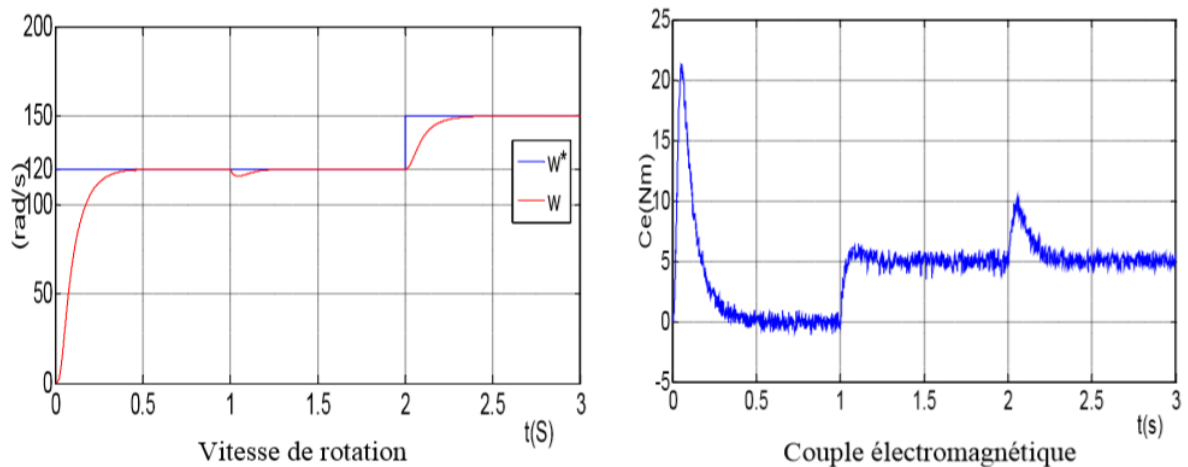
Chapitre 2 : Commande vectoriel d'une machine asynchrone

Et afin de juger l'efficacité (robustesse) de la commande vectorielle, différents tests ont été effectués à temps de simulation (3s), variation de vitesse et variation de la résistance rotorique.

II.6.5 Test de variation de la Vitesse de Référence:

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de 120 (rad /s) à (t=0s) à 150 (rad /s) à (t=2s). On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence Sans dépassement ni erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le courant i_{qs} est toujours l'image du couple ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple.

Aussi, on remarque une variation en module du flux rotorique à cause du fonctionnement en mode de défluxage de la machine, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.



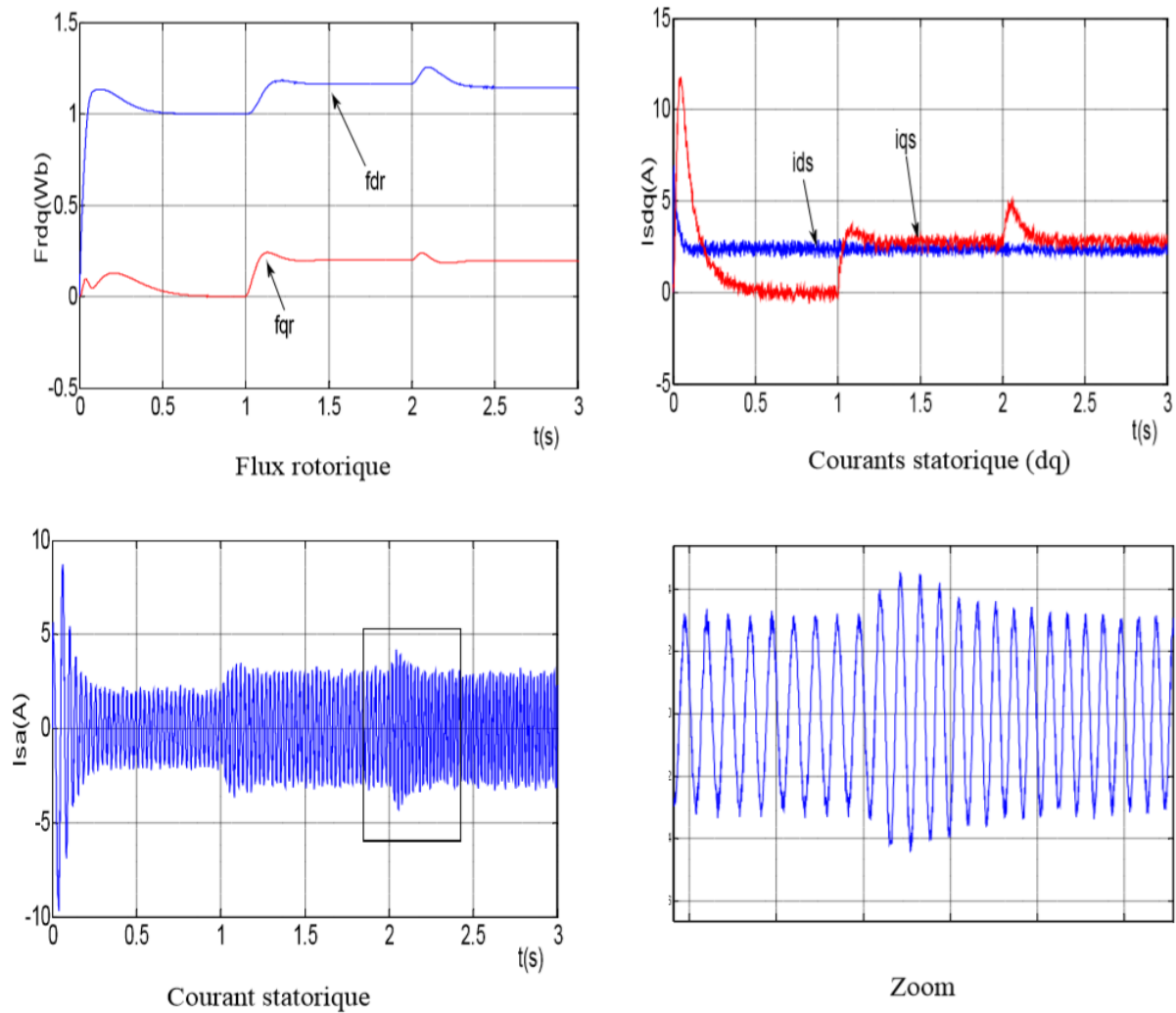


Figure 2-13 : Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS après la variation de $\Omega^*=150$ rad /s à $t=2$ s

II.6.6 Teste de variation de la Résistance Rotorique :

La résistance rotorique de la machine varie lorsque la température des enroulements augmente suite à une application de la charge par exemple. De ce fait, la machine est démarrée à vide, puis à l'instant $t=1$ s, on applique un couple résistant ($C_r=5$ Nm) ce qui peut causer une augmentation de la résistance rotorique de $2 \cdot R_r$. D'après les résultats présentés dans la figure (2-13), on remarque qu'au moment de variation de la résistance rotorique de double de la résistance nominale, on remarque que le découplage est affecté ce que montrent les composantes du flux rotorique.

Chapitre 2 : Commande vectoriel d'une machine asynchrone

Donc la commande est sensible à la variation de la résistance rotorique.

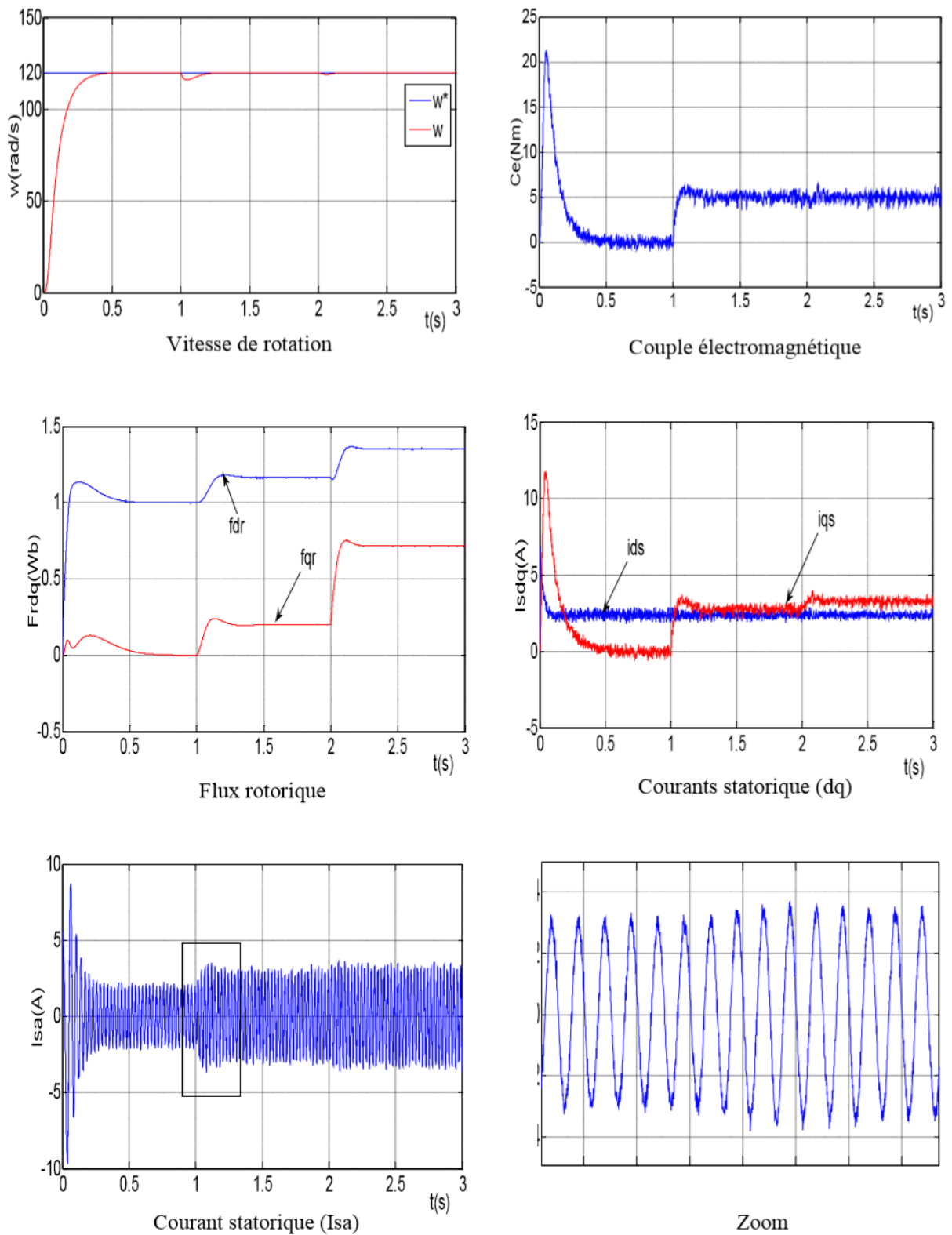


Figure 2-14 : Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS avec la variation de $R_r = 2 \cdot R_{rn}$

II.7 Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre le principe de la commande vectorielle, ainsi que ses différents types à savoir la commande directe et indirecte.

Nous avons aussi étudié le régulateur Proportionnel intégral (PI) qui a le rôle d'assurer le bon fonctionnement et obtenir un système de haute performance.

Dans le chapitre qui va suivre, nous allons utiliser la méthode de logique floue

Chapitre 3 :

Commande par

Logique floue

IV.1 Introduction :

On pourrait dire que la logique floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques constituent des approches qui, tout compte fait, ne sont pas nouvelles. Leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Bien que ces approches paraissent "naturelles", et si elles se sont imposées dans des domaines allant du traitement de l'image à la gestion financière, elles commencent à peine à être utilisées dans les domaines de l'électrotechnique et de l'industrie afin de résoudre les problèmes d'identification, de régulation de processus, d'optimisation, de classification, de détection de défauts ou de prise de décision.

Considérant que la machine asynchrone à cage et le convertisseur statique associé posent des problèmes difficiles à étudier pour sa commande, nous nous proposons d'analyser ce que les méthodes décrites peuvent apporter comme solution à cette commande. Il est évidemment impossible de cerner toutes les possibilités et les combinaisons où elles peuvent intervenir dans un tel processus. Nous examinerons plus précisément la régulation ainsi que son optimisation. Il nous apparaît nécessaire de commencer par présenter ces méthodes puis d'expliciter les manières les plus simples de les mettre en œuvre. Plutôt que développer des méthodes trop générales, nous cadrerons notre travail de façon à répondre à l'objectif fixé ici, la commande vectorielle de la machine asynchrone, et d'analyser les avantages et les inconvénients liés à ces méthodes.

IV.2 Logique floue :

IV.2.1 Principe et définitions :

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée par Zadeh [27]. A côté d'un formalisme mathématique fort développé, nous préférons aborder la présentation de manière intuitive. Les notions de température moyenne ou de courant faible sont relativement difficiles à spécifier de manière précise. On peut fixer des seuils et considérer que l'on attribue tel ou tel qualificatif en fonction de la valeur de la variable par rapport à ces seuils. Ceci ne peut exprimer qu'un avis très tranché du qualificatif "température moyenne" par exemple. L'aspect "vague" de ce qualificatif n'est pas représenté (figure 3-1).

On peut définir le degré d'appartenance de la variable température à l'ensemble "faible" comme le "degré de vérité" de la proposition "la température est faible".

En logique booléenne, le degré d'appartenance (μ) ne peut prendre que deux valeurs (0 ou 1). La température peut être :

- ❖ faible : $\mu_{\text{faible}}(T)=1$, $\mu_{\text{moyenne}}(T)=0$, $\mu_{\text{élevée}}(T)=0$
- ❖ Moyenne : $\mu_{\text{faible}}(T)= 0$, $\mu_{\text{moyenne}}(T)=1$, $\mu_{\text{élevée}}(T)=0$
- ❖ Elevée : $\mu_{\text{faible}}(T)=0$, $\mu_{\text{moyenne}}(T)=0$, $\mu_{\text{élevée}}(T)=1$

Elle ne peut pas prendre deux qualificatifs à la fois.

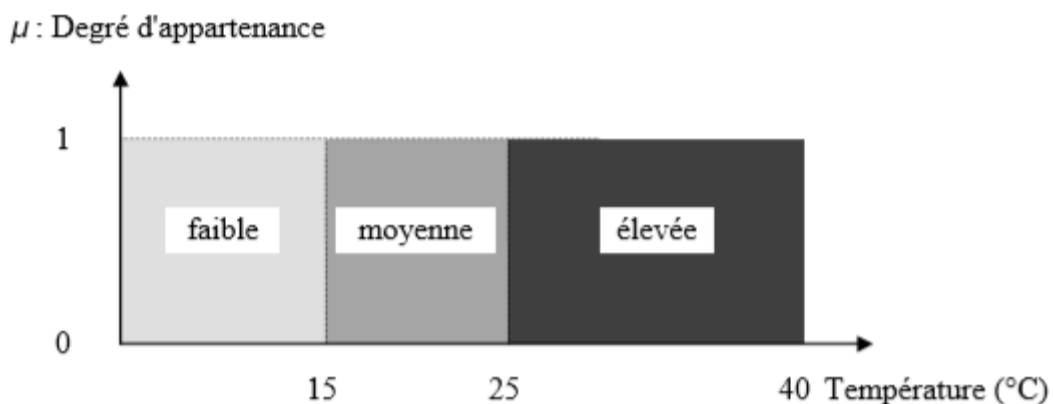


Figure 3-1 : Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne

Chapitre 3 : Commande par logique Floue d'une machine asynchrone

En logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction qui peut prendre une valeur réelle comprise entre 0 et 1 inclus.

$\mu_{\text{moyenne}}(T)$, par exemple, permet de quantifier le fait que la température puisse être considérée comme moyenne. Dans ce cas, la température peut être considérée, à la fois, comme faible avec un degré d'appartenance de 0,2 et comme moyenne avec un degré d'appartenance de 0,8 (figure 3-2).

$$\mu_{\text{faible}}(T)=0,2, \mu_{\text{moyenne}}(T)=0,8, \mu_{\text{élevée}}(T)=0$$

μ : Degré d'appartenance

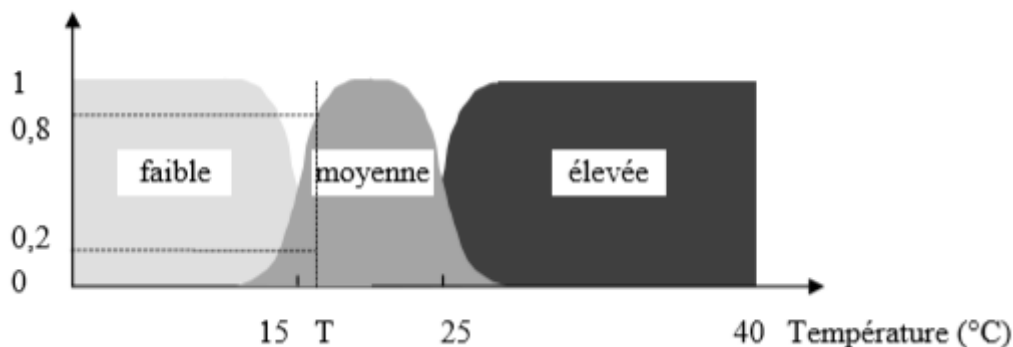


Figure 3-2 : Exemple d'ensembles considérés en logique floue

Pour la variable floue x , on définit un ensemble flou A sur un univers de discours X par une fonction degré d'appartenance :

$$\mu_A : X \rightarrow [0,1]$$

$$x \rightarrow \mu_A(x)$$

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A (figure 3-3). Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_A(x)$ peut être réduit à un sous-ensemble de X [27]. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours, que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue x [28]. Par abus de langage, les sous-ensembles flous sont forts souvent confondus avec l'ensemble flou.

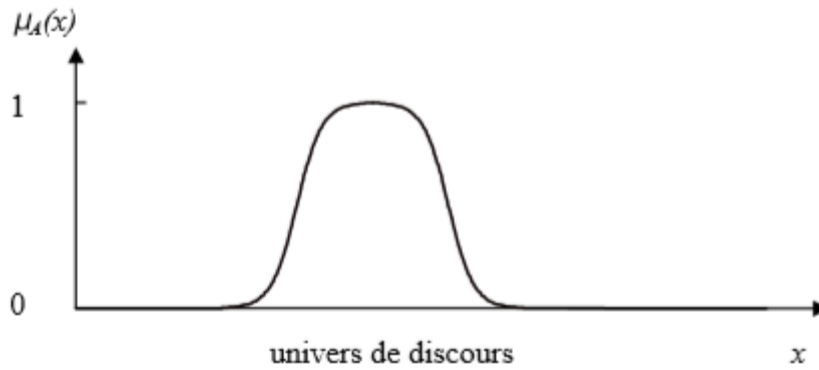


Figure 3-3 : Représentation d'un ensemble flou par sa fonction d'appartenance

Dans notre exemple, la variable floue est la température, l'univers de discours est l'ensemble des réels de l'intervalle [0, 40]. On attribue à cette variable trois sous-ensembles flous : faible, moyenne et élevée. Chacun est caractérisé par sa fonction degré d'appartenance :

$\mu_{\text{faible}}(T)$, $\mu_{\text{moyenne}}(T)$ et $\mu_{\text{élevée}}(T)$

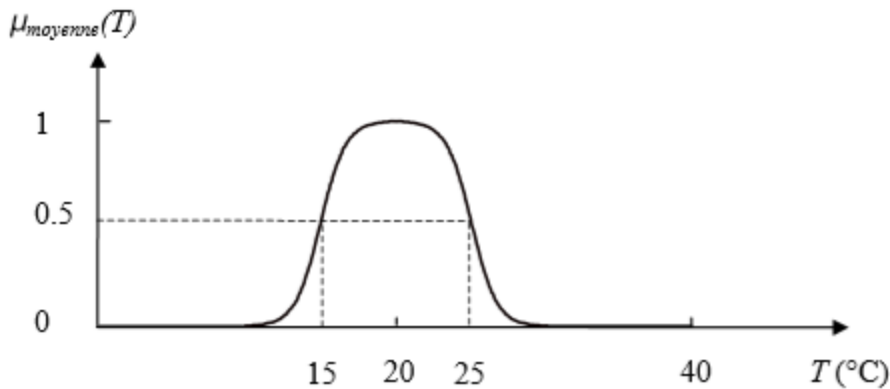


Figure 3-4 : Cas de l'ensemble flou "moyenne" de la variable Température

On peut définir la fonction degré d'appartenance μ_{moyenne} sur tout l'univers de discours :

$$U_{\text{moyenne}}(x) = \begin{cases} \frac{1}{1+e^{(15-x)}} ; x \in [0,20] \\ 1 - \frac{1}{1+e^{(25-x)}} ; x \in [20,40] \end{cases} \quad (3.1)$$

IV.3 Opérateurs et normes :

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'intersection, l'union des ensembles flous ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites par les opérateurs "et", "ou" et "non". De nouvelles fonctions d'appartenance liées à ces opérateurs sont établies :

- ✓ x appartient à A et $B \leftrightarrow x \in A \cap B \leftrightarrow \mu_{A \cap B}(x)$
- ✓ x appartient à A ou $B \leftrightarrow x \in A \cup B \leftrightarrow \mu_{A \cup B}(x)$
- ✓ x appartient au complément de $A \leftrightarrow x \in \bar{A} \leftrightarrow \mu_{\bar{A}}(x)$

L'opérateur "et" se définit par une norme triangulaire (t-norme) :

$$T: [0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$$
$$(x, y) \mapsto z = xTy$$

T possède les propriétés suivantes :

- ❖ Commutativité : xTy
- ❖ Associativité : $xT(yTz) = (xTy)Tz$
- ❖ Monotonie : $xTz \leq yTz$ si $x \leq y$
- ❖ admet 0 comme élément absorbant et 1 comme élément neutre : 0
 $Tx=0, 1Tx=x$

De même, l'opérateur "ou" se définit par une co-norme triangulaire (T^*) qu'on appelle aussi s-norme (S) :

$$S: [0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$$
$$(x, y) \mapsto z = xSy$$

S possède également les propriétés de commutativité, d'associativité et de monotonie. Elle admet 1 comme élément absorbant et 0 comme élément neutre. A l'aide de la loi de Morgan, on peut associer à chaque t-norme, la s-norme définie par :

$$xSy = 1 - (1-x)T(1-y)$$

Les opérateurs les plus utilisés en logique floue sont :

- L'opérateur "et" pour la t-norme, qui correspond à l'intersection de deux ensembles A et B. Il peut être réalisé par :
- La fonction "**Min**" : $\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$
- La fonction arithmétique "**Produit**" : $\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x)$
- L'opérateur "ou" pour la s-norme, qui correspond à l'union de deux ensembles A et B. Il peut être réalisé par :
- La fonction "**Max**" : $\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$
- La fonction arithmétique "**Somme**" : $\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x)$
- L'opérateur "non" est réalisé par : $\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$

IV.3.1 Inférence En logique classique,

La règle de raisonnement du modus ponens permet, à partir des deux assertions,

* x est A

et

❖ si x est A alors y est B,
de conclure que y est B

En logique floue, la règle s'appelle modus ponens généralisé et permet à partir des assertions,

❖ x est A'

et

❖ si x est A alors y est B
de conclure que y est B'

L'inférence est l'opération d'agrégation des réglages,

Sans entrer dans les détails de formalisation mathématique, qui se basent sur les notions de sous-ensembles flous, de graphes (Γ est le graphe

Chapitre 3 : Commande par logique Floue d'une machine asynchrone

définissant la relation (R) de A vers B) et de projection (B' est la projection sur B de A' par le graphe Γ), il est possible de définir l'ensemble B' par :

$$\forall y \in B, \mu_{B'}(y) = \sup_{x \in A} \mu_{A' \times B \cap \Gamma}(x, y) . \quad (3.2)$$

C'est à dire que le degré d'appartenance de chaque élément y de B à l'ensemble flou B' est égal au plus grand degré d'appartenance des couples (y x à l'intersection de l'ensemble A' avec le graphe Γ de la relation R.

Ce dernier est calculé en utilisant la fonction "Min" pour l'opérateur "et" de l'intersection :

$$\mu_{A' \times B \cap \Gamma}(x, y) = \min(\mu_{A'}(x), \mu_R(x, y)) \quad (3.3)$$

En ce qui nous concerne, nous allons nous intéresser aux inférences avec plusieurs règles. En effet, dans le cas de la commande et de la régulation, les variables floues ont plusieurs ensembles d'appartenance. Ainsi plusieurs règles peuvent être activées en même temps.

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons,

a) Linguistiquement :

On écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant, **SI** (la température est élevée **ET** la vitesse est faible) **ALORS** la tension est grande positive **OU SI** (la température est moyenne **ET** la vitesse est faible) **ALORS** la tension est positive

b) Symboliquement :

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

c) Par matrice d'inférence :

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées (température : T et vitesse : V). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Exemple :

U		T		
		F	M	E
V	F	Z	P	GP
	E	Z	Z	P

Tableau 3-1 : Les règles d'inférences

Les règles que décrit ce tableau sont (sous forme symbolique) :

SI (T est F ET V est F) ALORS U=Z

OU

SI (T est M ET V est F) ALORS U=P

OU

SI (T est E ET V est F) ALORS U=GP

OU

SI (T est F ET V est E) ALORS U=Z

OU

SI (T est M ET V est E) ALORS U=Z

OU

SI (T est E ET V est E) ALORS U=P

Dans l'exemple ci-dessus, on a représenté les règles qui sont activées à un instant donné par des cases sombres

SI (T est M ET V est F) ALORS U=P

OU

SI (T est E ET V est F) ALORS U=GP:

Il arrive que toutes les cases du tableau ne soient pas remplies, on parle alors de règles d'inférences incomplètes. Cela ne signifie pas que la sortie n'existe pas, mais plutôt que le degré d'appartenance est nul pour la règle en question.

Il s'agit maintenant de définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses sous-ensembles flous. Nous allons présenter les méthodes d'inférence qui permettent d'y arriver. Ces méthodes se différencient essentiellement par la manière dont vont être réalisés les opérateurs (ici "ET" et "OU") utilisés dans les règles d'inférence. Nous présentons les trois méthodes d'inférence les plus usuelles ; Max-Min, Max-Produit et Somme-Produit .

IV.3.2 Méthode d'inférence Max-Min :

Cette méthode réalise l'opérateur "ET" par la fonction "Min", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction "Min" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction Max. La dénomination de cette méthode, dite Max-Min ou "implication de Mamdani", est due à la façon de réaliser les opérateurs ALORS et OU de l'inférence.

La figure (3-5) représente l'exemple précédent où seulement deux règles sont activées :

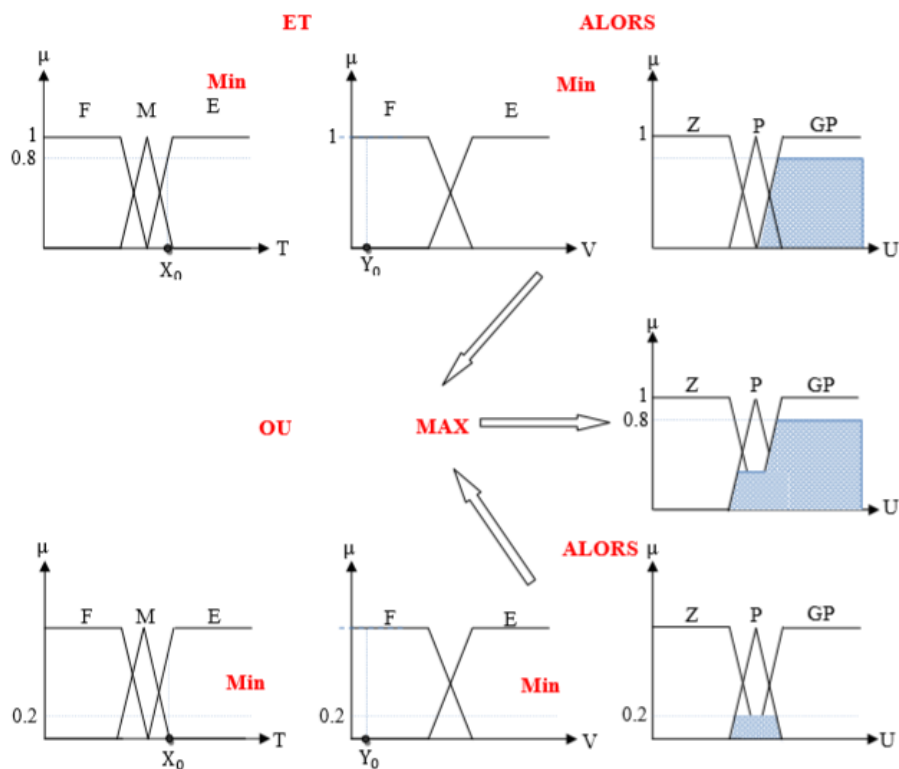


Figure 3-5 : Exemple d'inférence Max-Min

La variable T est Elevée avec un degré d'appartenance de 0,8 et Moyenne avec un degré d'appartenance de 0,2. La vitesse V est faible avec un degré d'appartenance de 1. L'application de la première règle d'inférence donne un degré d'appartenance à la condition de 0,8 (minimum dû à l'opérateur ET entre les deux degrés d'appartenance). On obtient ainsi une "fonction d'appartenance partielle" dessinée en gris qui est écrêtée à 0,8. De manière similaire, la seconde règle donne lieu à une fonction d'appartenance écrêtée à 0,2.

Chapitre 3 : Commande par logique Floue d'une machine asynchrone

La fonction d'appartenance résultante correspond au maximum des deux fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par l'opérateur OU.

IV.3.3 Méthode d'inférence Max-Produit :

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion "ALORS". Dans ce cas, on utilise le produit comme illustré par la figure (3-6).

On remarque que les fonctions d'appartenances partielles ici ont la même forme que la fonction d'appartenance dont elles sont issues multipliées par un facteur d'échelle vertical qui correspond au degré d'appartenance obtenu à travers l'opérateur "ET". On l'appelle également "implication de Larsen".

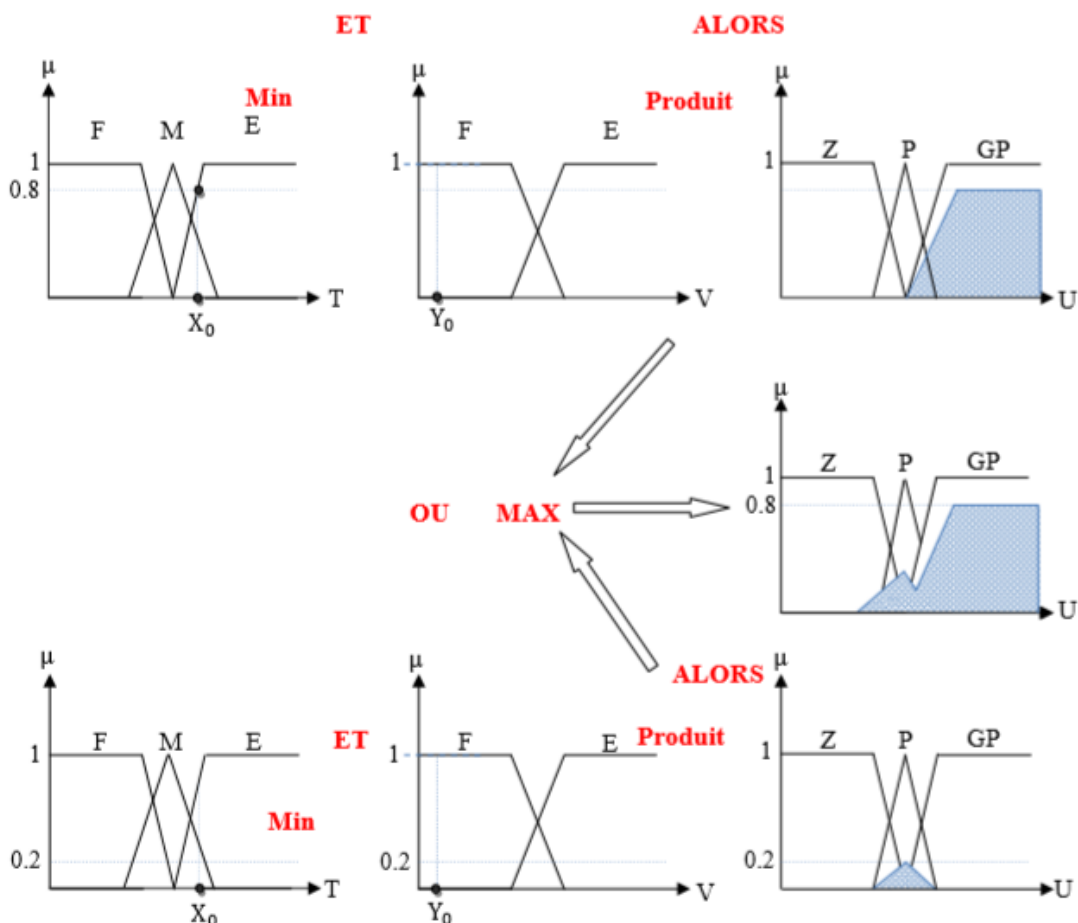


Figure 3-6 : Exemple d'inférence MAX-PRODUIT.

IV.3.4 Méthode d'inférence Somme-Produit :

Dans ce cas, l'opérateur "ET" est réalisé par le produit, de même que la conclusion "ALORS". Cependant, l'opérateur "OU" est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence. D'autres méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode Max-Min est de loin la plus utilisée à cause de sa simplicité.

IV.4 Structure d'un régulateur flou :

IV.4.1 Introduction :

Après avoir énoncé les concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou.

La réalisation d'un régulateur flou pose un problème lié aux nombreuses manières de réaliser les opérateurs flous et l'implication. Bien que la liste des méthodes présentées ne soit pas exhaustive, on se retrouve déjà avec un grand nombre de variantes. Nous allons présenter les principales différences entre ces dernières et justifier, sinon expliquer, nos choix. L'aboutissement à une implantation expérimentale constitue le but à atteindre après les étapes de modélisation et de simulation.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur de vitesse au sein d'une commande vectorielle de la machine asynchrone [29].

La vitesse de référence peut être pilotée par un opérateur externe. La grandeur de sortie de ce régulateur de vitesse est l'image du couple électromagnétique de référence que l'ensemble commande-convertisseur-machine doit générer. A flux constant, ce couple est proportionnel au courant I_{qs}^* (courant I_{qs} de référence) imposé en entrée à la boucle de régulation de courant.

La figure(3-7) représente Le schéma de base du régulateur repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale. Cette dernière donne en sortie, non pas le couple ou le courant à appliquer mais plutôt l'incrément de cette grandeur.

Chapitre 3 : Commande par logique Floue d'une machine asynchrone

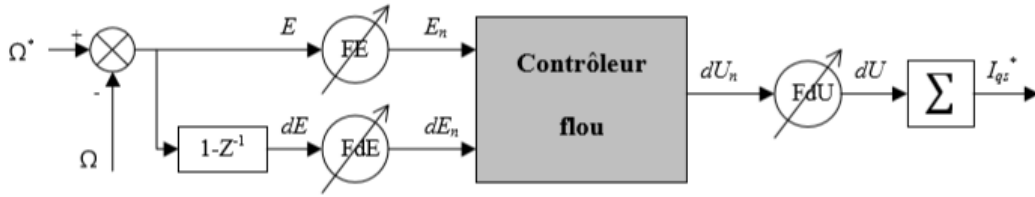


Figure 3-7 : Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons : E : l'erreur, elle est définie par :

$$E(k) = \Omega^*(k) - \Omega(k) \quad (3.4)$$

dE : la dérivée de l'erreur, elle est approchée par :

$$dE(k) = \frac{E(k) - E(k-1)}{T_e}, \quad (3.5)$$

T_e étant la période d'échantillonnage.

La sortie du régulateur est donnée par :

$$I_{qs}^*(k) = I_{qs}^*(k-1) + dU(k) \quad (3.6)$$

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits "facteurs d'échelle" qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. Les grandeurs indicées "n" sont donc les grandeurs normalisées à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou.

Les règles d'inférences permettent de déterminer le comportement du contrôleur flou. Il doit donc inclure des étapes intermédiaires qui lui permettent de passer des grandeurs réelles vers les grandeurs floues et vice versa ; ce sont les étapes de fuzzification et de defuzzification (figure 3-8).

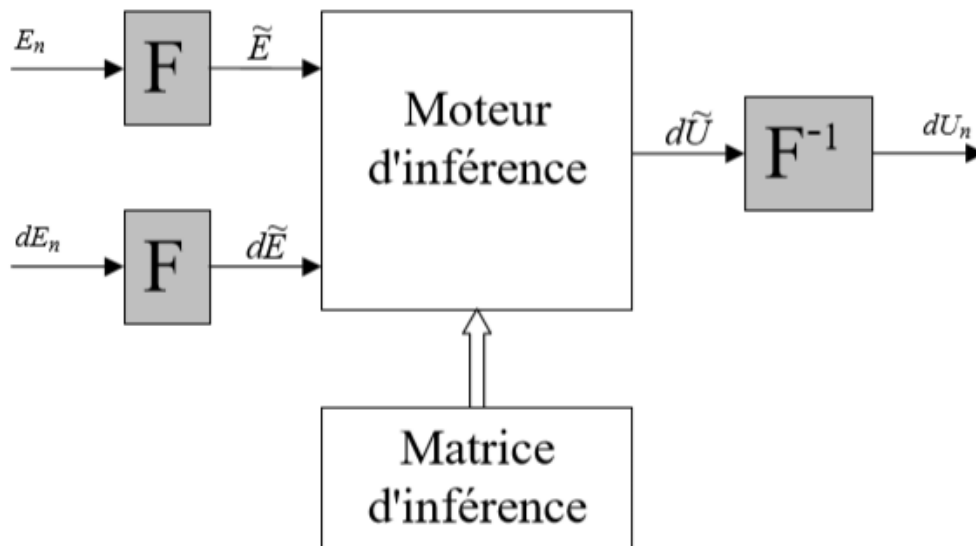


Figure 3-8 : Structure du régulateur flou

IV.4.2 Fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. L'étape de fuzzification permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ses ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée. Le choix du nombre des ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, du recouvrement des ces fonctions et de leur répartition sur l'univers de discours n'est pas évident. Il y a cependant des facteurs qui sont plus important que d'autres (cf. § 2.4.5).

Une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du système à réguler [30]. Par contre, on peut obtenir des comportements non linéaires assez différents en fonction de la manière dont les fonctions d'appartenance des ensembles flous sont disposées sur l'univers de discours.

Nous avons opté pour des fonctions triangulaires et trapézoïdales pour les variables d'entrées (figure 3-9). Elles permettent une implantation facile et l'étape de fuzzification ne requiert alors que peu de temps de calcul lors de son évaluation en temps réel.

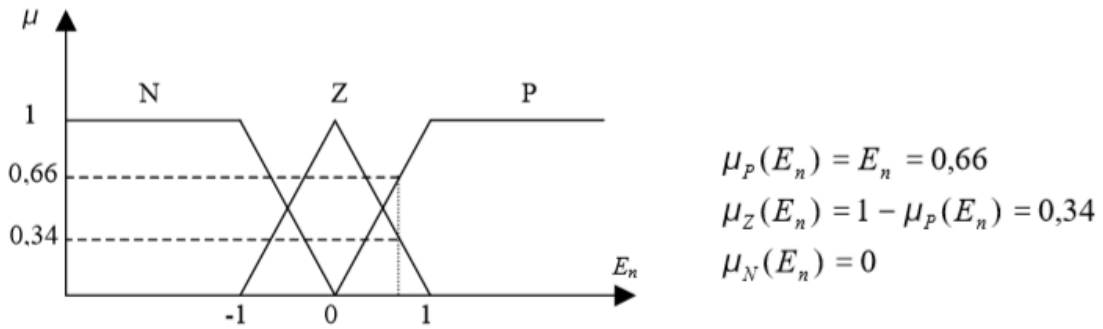


Figure 3-9 : Fuzzification de l'erreur

Le recouvrement de deux fonctions d'appartenance voisines est de 1 ; c'est à dire que leur croisement s'effectue à $\mu = 0,5$. Un recouvrement insuffisant voir inexistant conduit à une zone où aucune règle d'inférence n'est sollicitée. De même, un recouvrement trop important, surtout avec un degré d'appartenance près de l'unité, conduit à un aplatissement de la caractéristique du régulateur [30]. Le passage d'une fonction d'appartenance à sa voisine doit s'effectuer en douceur de manière à ce qu'il y ait au moins deux règles d'inférences qui soient sollicitées en même temps.

Il est également indispensable de pouvoir fuzzifier la variable de sortie. En effet, lors de l'inférence et de la defuzzification, on a besoin de connaître les ensembles flous de cette variable ainsi que leurs fonctions d'appartenance. Du point de vue implantation, [28] utilise une table de fuzzification donnant les degrés d'appartenance aux ensembles flous pour des valeurs discrètes que prend la variable sur l'univers de discours.

IV.4.3 Inférence :

Comme nous l'avons précédemment évoqué, nous allons nous baser sur une matrice ou table d'inférence pour cette étape. La construction d'une telle table d'inférence repose sur une analyse qualitative du processus. Dans notre cas c'est une analyse dans le plan de phase de la trajectoire que l'on souhaite donner au système.

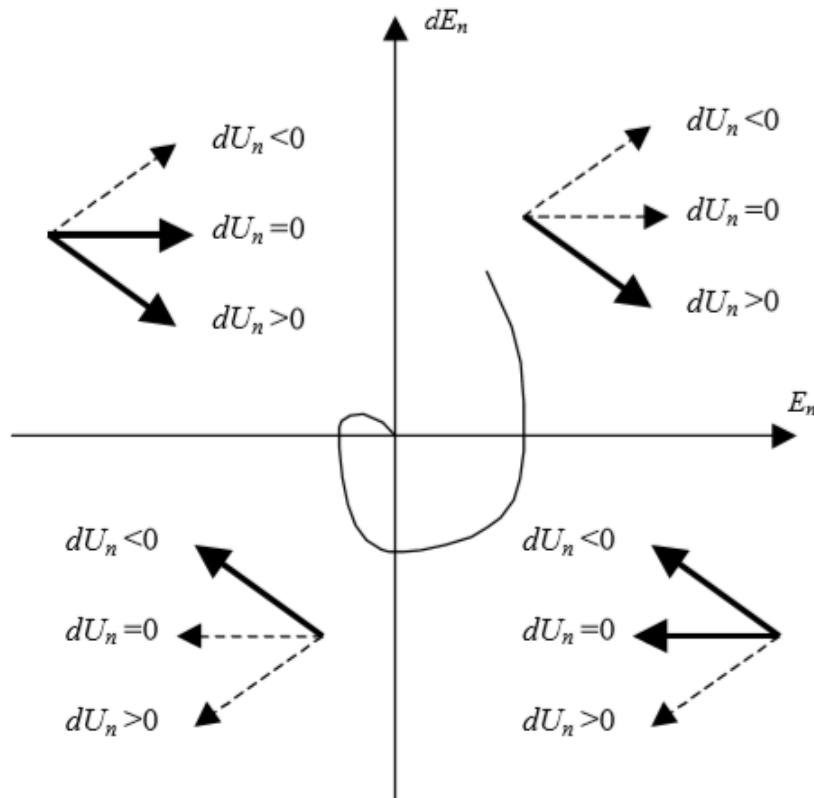


Figure 3-10 : Trajectoire dans le plan de phase

Une action dans un sens ou dans l'autre de la commande provoque le déplacement dans une direction indiquée par les flèches (figure 3-10). En pointillés sont indiquées les directions que l'on ne souhaite pas donner au système car il serait alors divergent.

Si l'on attribue trois ensembles flous, Négatif, Zéro et Positif, à chacune des variables floues, on peut écrire pour chaque quadrant le comportement à adopter.

Symbole	Signification
NG	Négatif Grand
N	Négatif
Z	Zéro
P	Positif
PG	Positif Grand

Tableau 3-2 : Symbole de cinq intervalles ou sous ensemble flou

Par exemple :

Quadrant 1 : SI E_n est P ET dE_n est P ALORS dU_n est P

Quadrant 2 : SI E_n est N ET dE_n est P ALORS dU_n est Z

On remarque cependant que dans le cas de ce quadrant, on pourrait souhaiter donner un comportement différent en sollicitant la commande de manière à freiner l'annulation de l'erreur ; on pourrait tout aussi bien choisir comme règle : SI E_n est N ET dE_n est P ALORS dU_n est N

Si l'on ne retient que trois ensembles flous et deux entrées, la matrice d'inférence est la suivante :

		dE_n		
		N	Z	P
E_n	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

Tableau 3-3 : Exemple de trois ensembles flous

Si par contre, on subdivise l'univers de discours avec plus d'ensembles flous et/ou qu'on prenne en compte la dérivée seconde (sdE_n), alors le choix des règles devient plus vaste et son optimisation dépend du système à réguler.

Dans le cas où l'on attribue cinq ensembles flous (GN, N, Z, P et GP) 1 aux variables, un choix possible est le suivant :

dU_n		dE_n				
		GN	N	Z	P	GP
E_n	GN	GN	GN	N	N	Z
	N	GN	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	P
	P	N	Z	P	P	GP
	GP	Z	P	P	GP	GP

Tableau 3-4 : Exemple de cinq ensembles flous

Ou

dU_n		dE_n				
		GN	N	Z	P	GP
E_n	GN	GN	GN	GN	GN	Z
	N	GN	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	P
	P	N	Z	P	P	GP
	GP	Z	GP	GP	GP	GP

Tableau 3-5 : Exemple (2) de cinq ensembles flous

Chapitre 3 : Commande par logique Floue d'une machine asynchrone

Celle qui suit ne possède que huit règles qui donnent un incrément de commande non nul (différent de l'ensemble flou Z). Elle convient à la régulation de processus du type 1er ordre [31].

dU_n		dE_n				
		GN	N	Z	P	GP
E_n	GN	Z	Z	GN	Z	Z
	N	Z	Z	N	Z	Z
	Z	N	N	Z	P	P
	P	Z	Z	P	Z	Z
	GP	Z	Z	GP	Z	Z

Tableau 3-6 : Exemple (3) de cinq ensembles flous

Si de plus, on ne retient que les règles donnant un ensemble flou différent de Z, le processus d'inférence se retrouve sensiblement allégé. C'est un exemple de table d'inférence incomplète.

L'inférence se fait donc sur la base des matrices que l'on vient de décrire. On commence par utiliser un opérateur t-norme pour définir la description symbolique associée à la prémisse de la règle ; C'est à dire réaliser le "ET". On passe ensuite à l'inférence proprement dite qui consiste à caractériser la variable floue de sortie pour chaque règle. C'est l'étape de la conclusion "ALORS".

Enfin, la dernière étape de l'inférence, appelée agrégation des règles, permet de synthétiser ces résultats intermédiaires. On utilise une s-norme.

Chapitre 3 : Commande par logique Floue d'une machine asynchrone

Comme nous l'avons vu, la manière de réaliser les opérateurs va donner lieu à des contrôleurs flous différents. Les régulateurs les plus courants sont ceux de :

- ❖ Mamdani : Ces contrôleurs sont dits symboliques car la prémisse et la conclusion sont symboliques [28] [32]. Après l'inférence, il faut passer par une étape de "defuzzification" afin d'obtenir la valeur réelle de la commande à appliquer.
- ❖ Sugeno : Ils sont dits de type procédural [33]. En effet, seule la prémisse est symbolique. La conclusion, qui correspond à la commande, est directement une constante réelle ou une expression polynomiale.

L'établissement des règles d'inférence est généralement basé sur un des points suivants [33] :

- ❖ L'expérience de l'opérateur et/ou du savoir-faire de l'ingénieur en régulation et contrôle.
- ❖ Un modèle flou du processus pour lequel on souhaite synthétiser le régulateur.
- ❖ Les actions de l'opérateur ; s'il n'arrive pas à exprimer linguistiquement les règles qu'il utilise implicitement.
- ❖ L'apprentissage ; c'est dire que la synthèse de règle se fait par un procédé automatique également appelé superviseur. Souvent, des réseaux neuronaux y sont associés.

L'évaluation des règles d'inférence étant une opération déterministe, il est tout à fait envisageable de mettre sous forme de tableau ce contrôleur. Il reste, toutefois, intéressant dans certains systèmes complexes, de garder l'approche linguistique plutôt que d'avoir à faire à un nombre trop important de valeurs précises [34]. De plus, un algorithme linguistique peut être examiné et discuté directement par quelqu'un qui n'est pas l'opérateur mais qui possède de l'expérience sur le comportement du système. La formulation linguistique de la sortie permet également d'utiliser le régulateur flou en boucle ouverte donnant ainsi à l'opérateur les consignes à adopter.

Chapitre 3 : Commande par logique Floue d'une machine asynchrone

Si, après inférence, on se retrouve avec un ensemble flou de sortie caractérisé par l'apparition de plus d'un maximum, cela révèle l'existence d'au moins deux règles contradictoires (figure 3-11). Une grande zone plate (figure 3-12), moins grave de conséquence, indiquerait que les règles, dans leur ensemble, sont faibles et mal formulées.

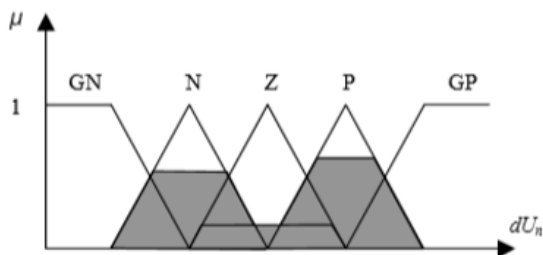


Figure 3-11 : zone 1

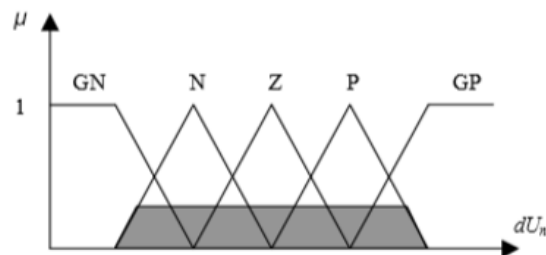


Figure 3-12 : zone 2

IV.4.4 Defuzzification :

Par cette étape se fait le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie.

Différentes méthodes sont utilisées :

- Méthode du centre de gravité : C'est la méthode de defuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur.

$$dU_n = \frac{\int x \mu_R(x) dx}{\int \mu_R(x) dx} \quad (3.7)$$

Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de defuzzification devient long et coûteux en temps de calcul.

- Méthode par valeur maximum : Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance.

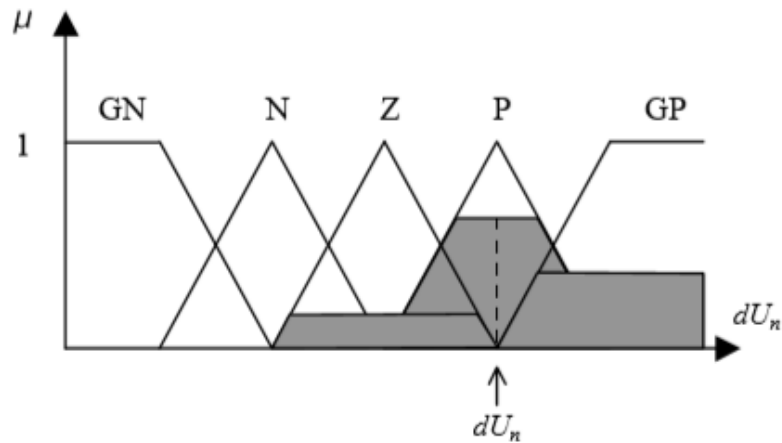


Figure 3-13 : Defuzzification par valeur maximum

- Méthode des hauteurs pondérées : Elle correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas.

$$dU_n = \frac{\sum x \mu_{Ri}(x)}{\sum \mu_{Ri}(x)} \quad (3.8)$$

Cette méthode est surtout utilisée quand les fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont des singletons.

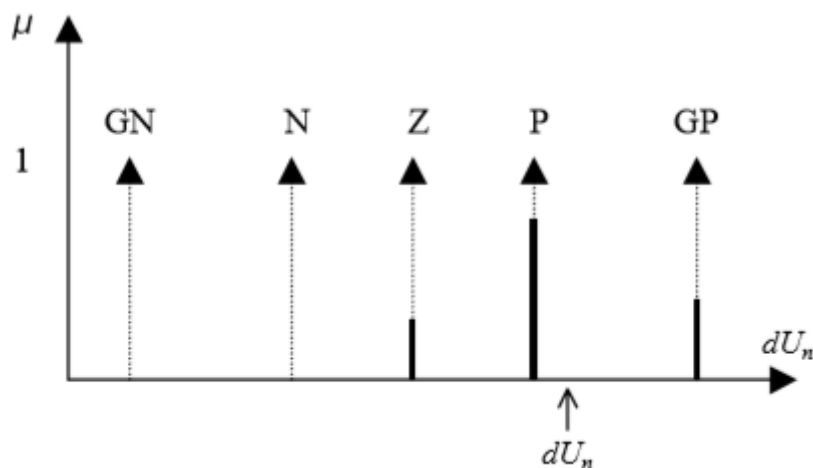


Figure 3-14 : Defuzzification par la méthode des hauteurs pondérées

Dans ce cas, le calcul du centre de gravité se trouve grandement simplifié. Le régulateur n'est plus de type Mamdani mais de type Sugeno de part la façon dont la sortie est calculée.

Chapitre 3 : Commande par logique Floue d'une machine asynchrone

Les opérations minimum et maximum présentent l'avantage de la simplicité des calculs, par contre, elles privilégient l'une des deux variables. Les opérations de produit et valeur moyenne sont plus complexes à calculer mais elles produisent un résultat qui tient compte des valeurs de deux variables

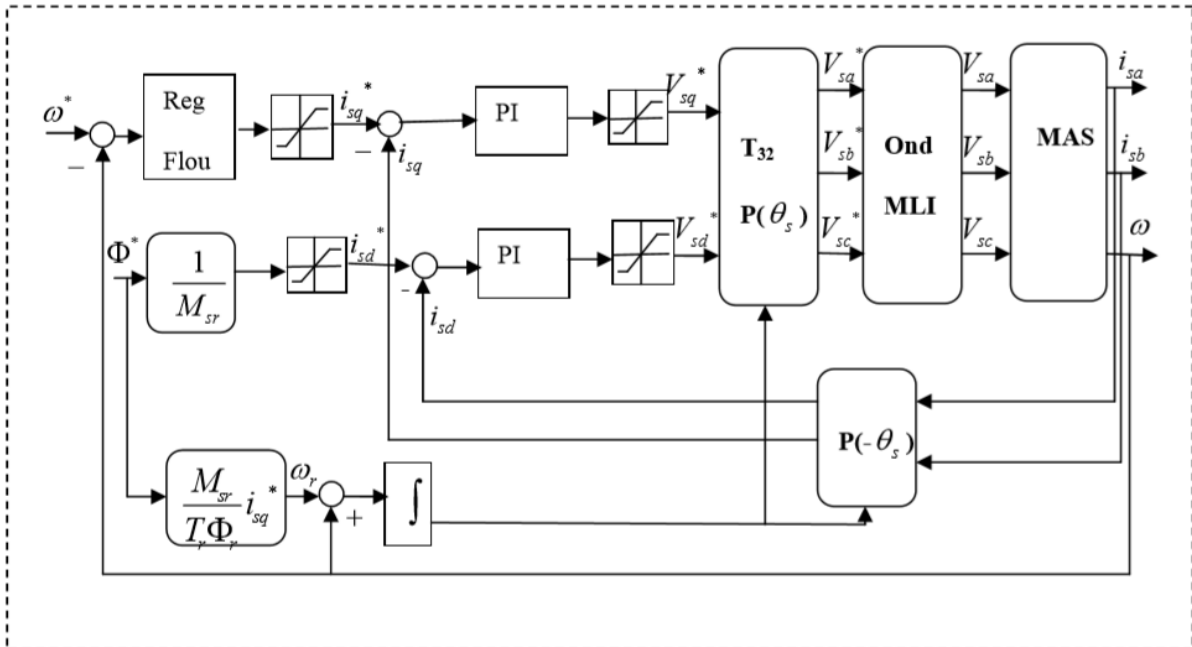


Figure 3-15 : structure de réglage par un PI flou de la vitesse d'un MAS.

IV.5 Résultat de Simulation :

Pour le choix du nombre d'ensemble flous des variables d'entrée et de sortie, nous avons utilisé un régulateur flou à cinq ensembles flous.

La figure (3-16) représente l'évolution des caractéristiques de la MAS avec la régulation de la vitesse par logique floue, suite de l'application des charges de 5N.m à $t=1s$, en imposant la vitesse de référence $\Omega^*= 120$ rad/s. Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur référence à $t=0.5s$. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale, puis il rejoint le régime permanent à $t=0.2s$ sans dépassement. On remarque que les régulateurs PI développés procurent une très bonne réponse dynamique de la vitesse et un bon rejet de perturbation.

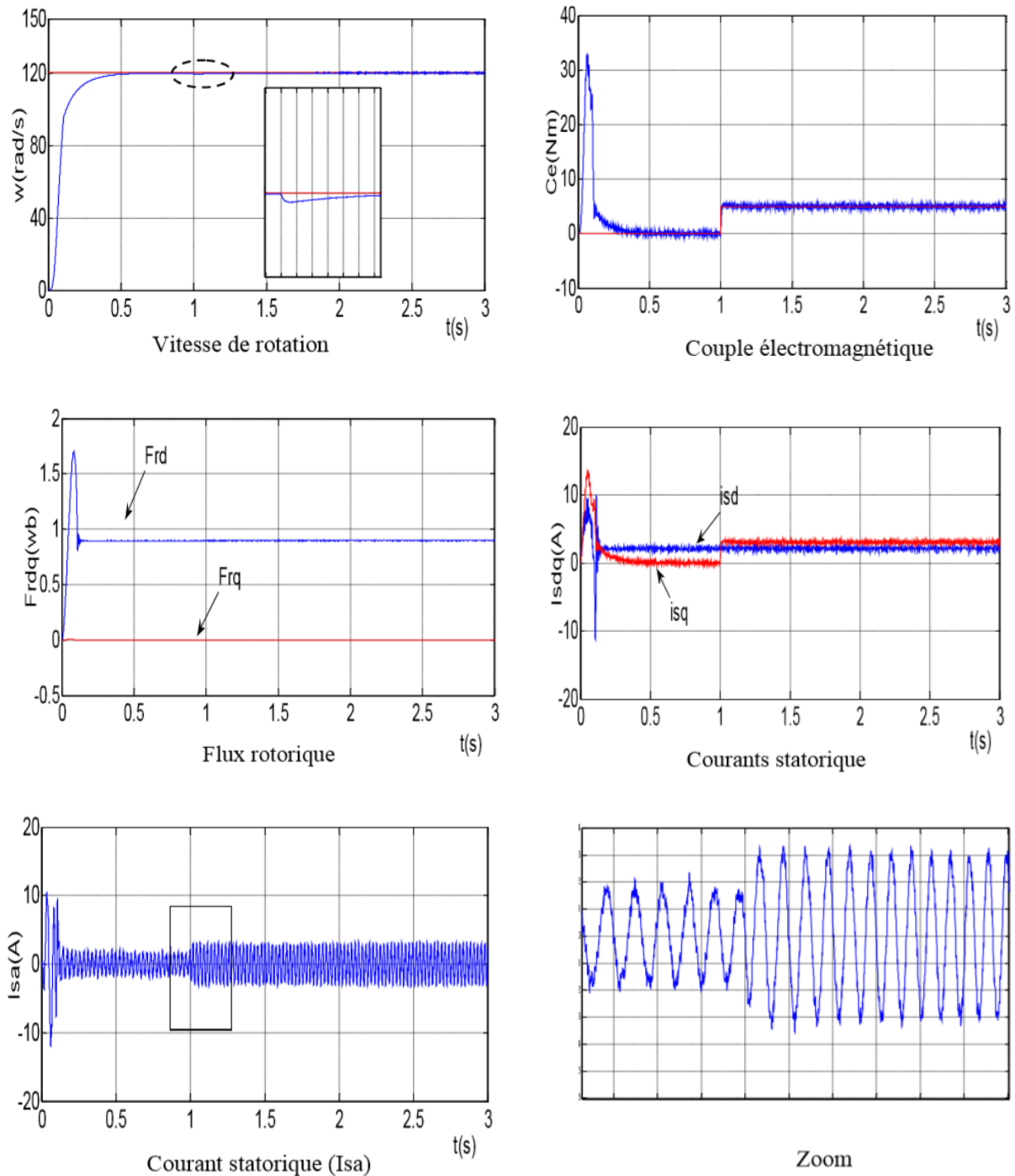


Figure 3-16 : Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte floue de la MAS avec application d'une charge à ($t=1s$, $C_r=5Nm$)

IV.5.1 Test de variation de la vitesse de référence :

Pour réaliser ce test nous avons varié la vitesse de 120 rad/s à 150 rad/s à l'instant $t=2s$, cependant nous avons introduit un couple de charge $C_r = 5Nm$ à l'instant $t=1s$ après un démarrage à vide la figure (3-17) montre que la réponse de régulation de la vitesse est très satisfaisante dans tous les

Chapitre 3 : Commande par logique Floue d'une machine asynchrone

intervalles de fonctionnement. Comme nous avons un découplage entre le flux et la variation de la vitesse. Le couple de charge n'a pas d'effet sur le flux rotorique, nous constatons qu'un fonctionnement à faible vitesse n'a pas de conséquence sur l'état magnétique du moteur. Donc notre commande est robuste vis-à-vis des variations de la vitesse

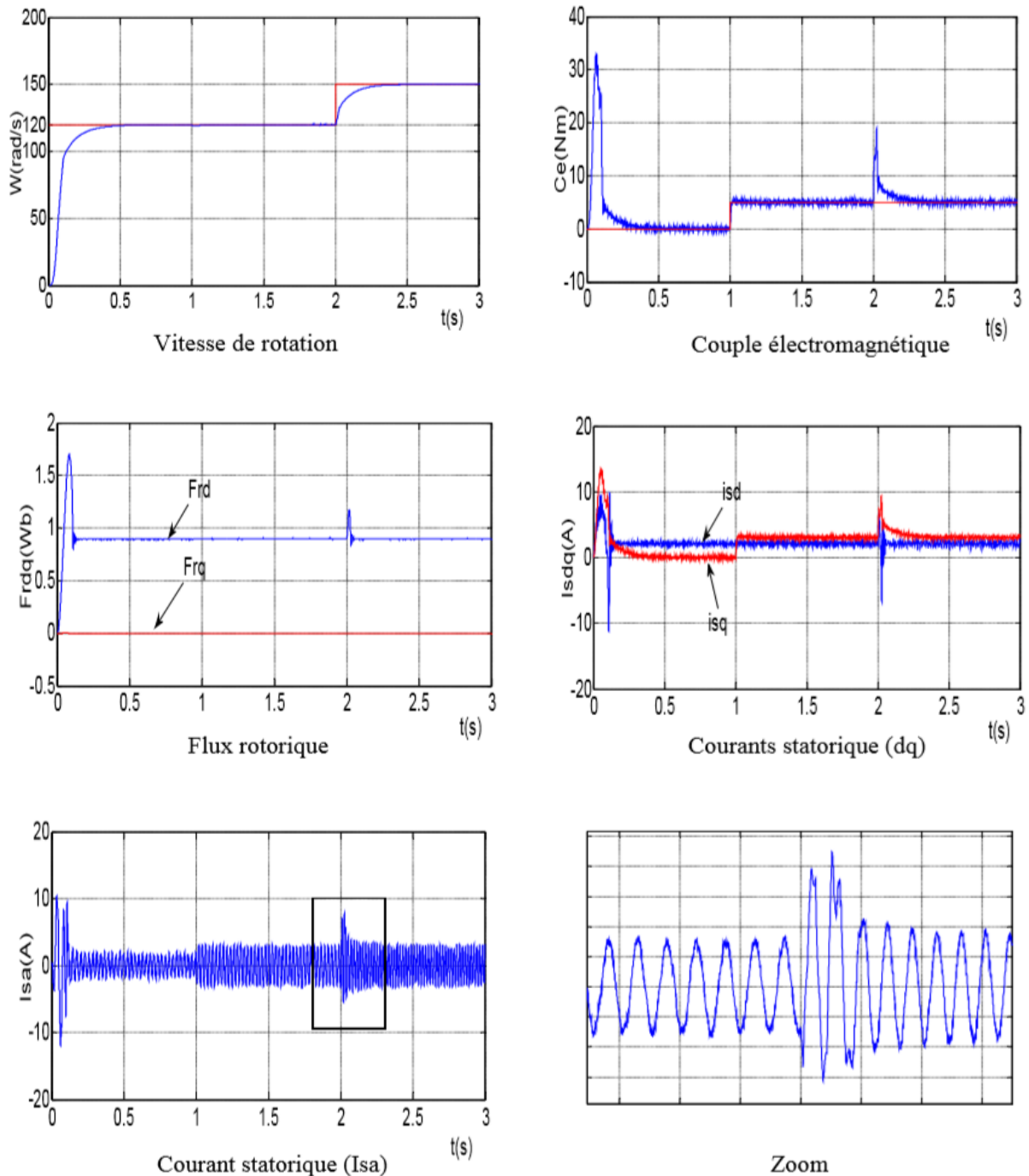


Figure 3-17 : Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte floue de la MAS avec application d'une charge à ($t=1$ s, $C_r=5$ Nm) et $\Omega^*=120$ (rad /s) puis $\Omega^*=150$ (rad /s)

IV.5.2 Test de Variation de la résistance rotorique :

Enfin la figure (3-18), montrent les effets de l'augmentation de la résistance rotorique de ($R_r=2 \cdot R_{rn}$).

Les résultats de simulation montrent que le découplage entre le flux et le couple est persiste. La régulation est robuste vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

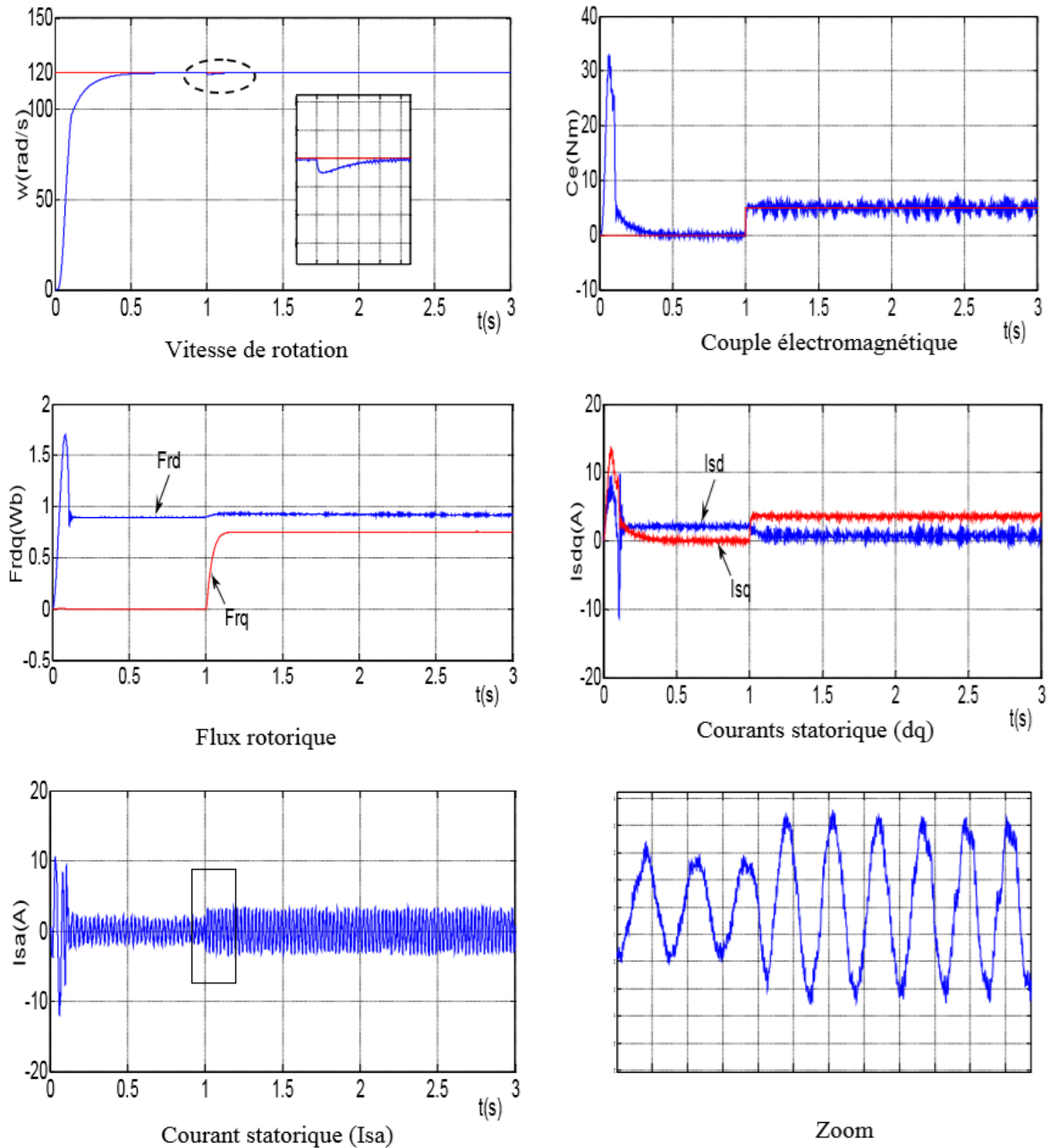


Figure 3-18 : Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte floue de la MAS avec application d'une charge à ($t=1s$, $C_r=5Nm$), $\Omega^*=120$ (rad /s) et $R_r=2 \cdot R_{rn}$

V Etude Comparative :

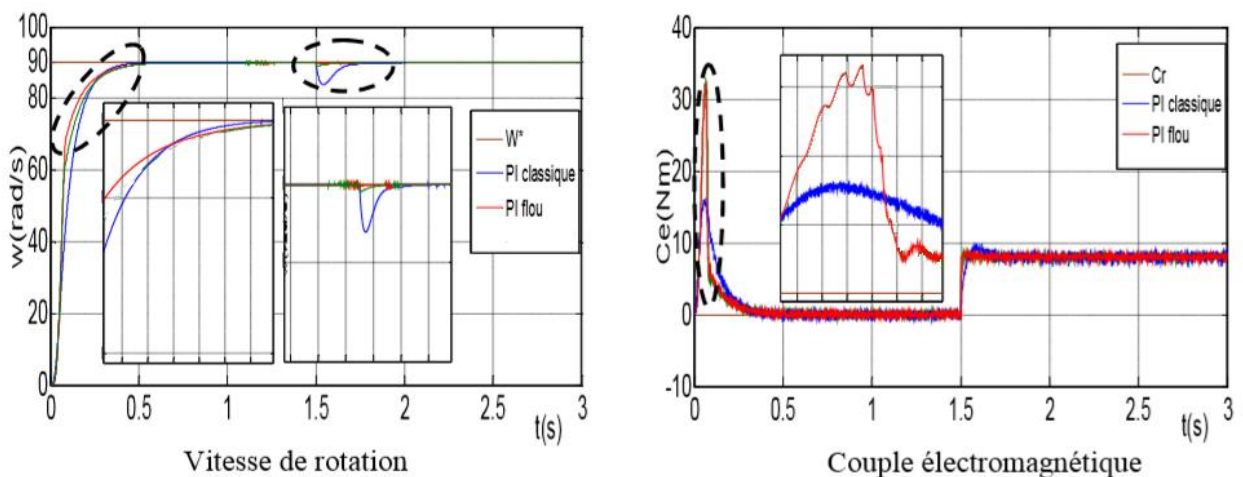
V.1 Introduction :

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus dans les chapitres précédents, il est judicieux d'effectuer une comparaison entre les différentes commandes ainsi élaborées, cette étape constitue une aide importante pour le choix du type de commande selon le cahier de charge d'application envisagée. Dans le présent chapitre nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques et statiques pour les deux types de commande ; commande vectorielle avec PI classique ; commande par logique floue ; cela conduit à prévoir, à priori les avantages et inconvénients à l'emploi de telle ou telle méthode de contrôle ; du point de vue automatique, la meilleure sera celle qui répond aux exigences telles que [27] :

- Meilleures performances dynamiques et statiques.
- Meilleures poursuites des consignes contrôlées (vitesse).
- Meilleures rejections des perturbations du couple

V.2 Fonctionnement Nominal De la Machine Asynchrone :

La figure (3.19) représente l'évolution des caractéristiques de la MAS avec Les trois commandes (PI classique, PI floue et PI) suite de l'application des charges de 8N.m à $t=1.5s$, en imposant la vitesse de référence $\Omega^*= 90 \text{ rad/s}$



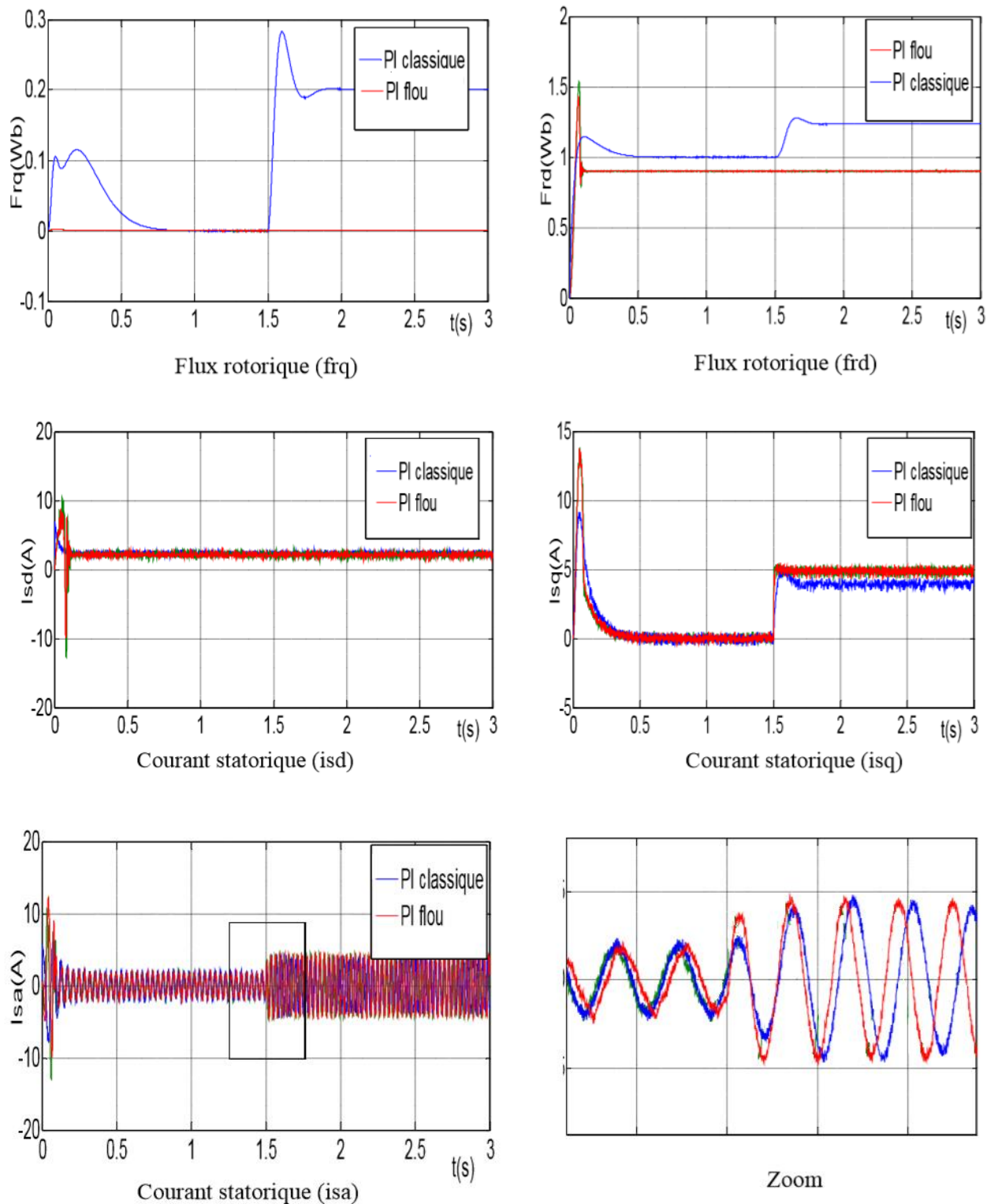
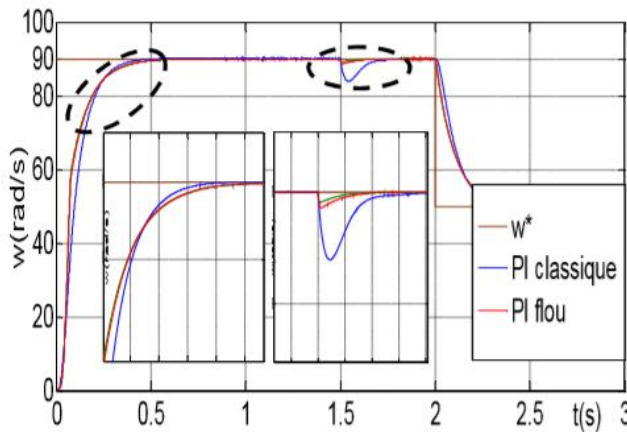


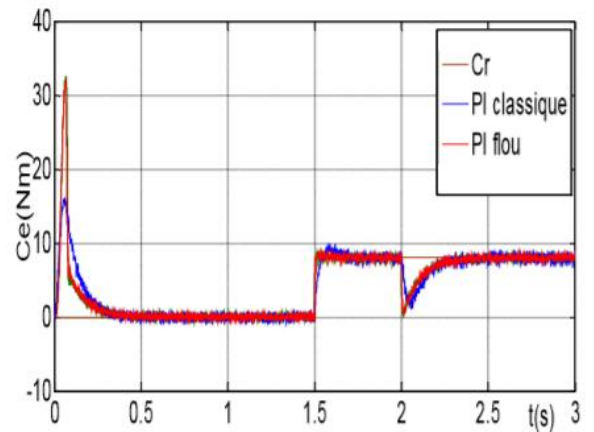
Figure 3-19 : Résultats de simulation Fonctionnement nominale

V.3 Fonctionnement De la Machine Lors de la Variation de la Vitesse :

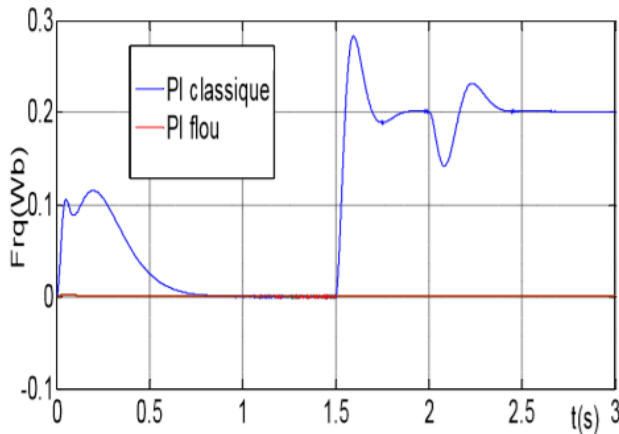
La machine est initialement chargée à une valeur ($C_r=8 \text{ N.m}$) et tourne à une vitesse de référence 90 rad/s. A l'instant $t = 2\text{s}$ on détermine la vitesse à 50rad/s



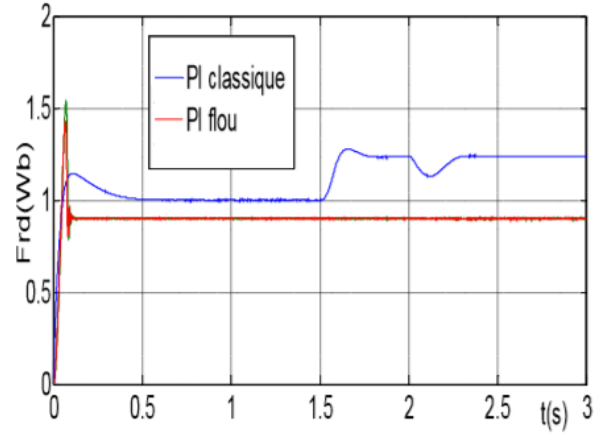
Vitesse de rotation



Couple électromagnétique



Flux rotorique (frq)



Flux rotorique (frd)

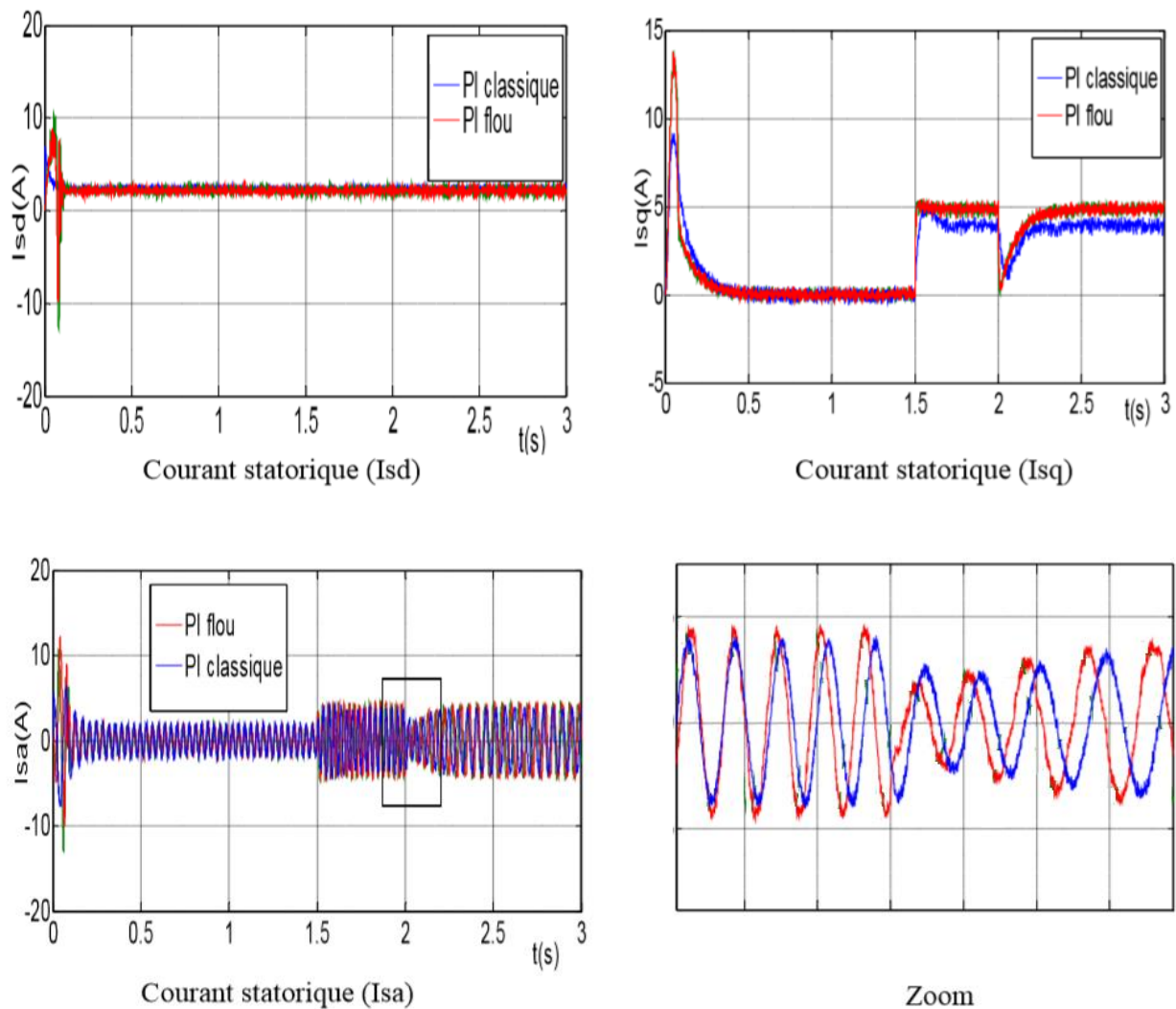


Figure 3-20 : Résultats de simulation avec variation de vitesse de référence.

La figure (3-20) montre que la vitesse suit sa nouvelle référence dans les deux types de réglage, par contre la Commande par PI floue présente un temps de réponse plus faible que le réglage par la commande PI classique ou PI.

Le couple donné par la Commande par PI floue moins d'ondulation par rapport la commande avec PI classique et il regagne rapidement à sa valeur de référence

V.4 Conclusion :

Dans cette partie nous avons essayé de présenter d'une façon générale la théorie de la logique floue et des ensembles flous. Cette théorie ayant beaucoup d'application dans plusieurs disciplines. On a montré les aspects de la conception d'un régulateur flou pour la commande de la vitesse. Suite à son application, il est en ressort que le réglage flou possède une bonne réponse dynamique de la vitesse et un très bon rejet de perturbation.

Une comparaison des résultats de simulation de la commande de la machine asynchrone par des correcteurs classiques PI et un correcteur flou a été faite. Compte tenu des résultats, le PI flou semble pouvoir remplacer le PI conventionnel pour améliorer les performances de ce dernier et donc du contrôle vectoriel.

Des tests de robustesse de ces commandes ont été appliqués à la machine telle que la variation de la vitesse et la variation paramétrique. Les résultats de simulation obtenus montrent une bonne poursuite de la vitesse aux valeurs de références correspondantes, ce qui prouve une bonne poursuite de la commande par PI floue. Finalement on peut conclure que la commande par PI floue est meilleure que la commande vectorielle et aussi il y a d'autres nouvelles méthodes plus avancées

Conclusion générale

Conclusion Générale :

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande de la machine asynchrone via deux différentes structures de commande : la commande vectorielle et le réglage par logique floue basé sur cette dernière.

En premier lieu nous avons introduit la machine asynchrone par une généralité et une modélisation linéarisée de Park, afin de simplifier considérablement les équations de la machine asynchrone en régime transitoire.

Ensuite, nous avons donné les principes de bases la commande vectorielle par orientation de flux rotorique, qui permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où le flux n'est pas affecté par la variation du couple électromagnétique.

En revanche on trouve une complexité plus grande de la commande, et particulièrement lorsqu'il s'agit d'une commande en tension, ce qui nécessite des boucles de régulation en plus.

Les résultats obtenus par la commande vectorielle montrent bien un découplage parfait ; mais ce dernier est affecté par les variations des paramètres de la machine, ce qui représente l'inconvénient majeur de la commande vectorielle une alternative à cette dernière pour résoudre ce problème c'est le réglage par logique floue.

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

Finalement, pour améliorer les performances de la commande nous recommandons la régulation par logique floue basée sur la commande vectorielle direct.

Annexe

Annexe A :

Paramètres de la machine asynchrone utilisée :

Puissance nominale 1.08 KW

Tension nominale 220/380 V

Courant nominale 2.83/ 4.91A

Nombre de pole 4

Cos ϕ 0.8

La vitesse de rotation 1500 tr/min

Paramètres électriques :

Résistance statorique 10 Ω

Résistance rotorique 6.3 Ω

Inductance cyclique du stator 0.4642 H

Inductance cyclique du rotor 0.4612 H

Inductance mutuelle 0.4212 H

Paramètres mécaniques :

Moment de d'inertie du rotor 0.02 Kg.m²

Coefficient de frottement visqueux 0.0001 SI

Le régulateur PI :

$k_i = 2.8407.$

$k_p = 0.2841.$

Le contrôleur flou :

$E = 0.00009.$

$dE = 0.000009.$

$dU = 20.$

Notions et symbole :

N : vitesse de synchronisme en tr /mn.

f : fréquence en hz.

p : nombre de paires de pôles.

$[V]$: vecteur tension ;

$[I]$: vecteur courant ;

$[\Phi]$: vecteur flux statorique ;

s,r : indices stator et rotor , respectivement.

$[L_s]$, $[L_r]$:représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique

$[M_{sr}]$: correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

Θ : La position absolue entre stator et rotor

L_s , L_r : Inductance propre du stator et du rotor, respectivement

$X(a,b,c)$ est une grandeur (tension, courant ou flux).

L_s : Inductance cyclique propre du stator ;

L_r : Inductance cyclique propre du rotor ;

M_s : Inductance mutuelle cyclique du stator ;

M_r : Inductance mutuelle cyclique du rotor ;

M : Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor ;

l_s : Inductance propre d'une phase statorique ;

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique ;

d/dt : Opérateur dérivée ;

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par la machine ;

C_r : Couple résistant de la charge ;

f_v : Coefficient des frottements visqueux ;

$\Omega = \frac{\omega}{p}$: vitesse de rotation mécanique ;

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r T_s}$: Coefficient de dispersion de Blondel ;

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constante de temps rotorique ;

$\omega_r = p\Omega_r$: Pulsation mécanique du rotor, et p étant le nombre de paires de pôles.

V_{a0}, V_{B0}, V_{c0} sont les tensions d'entrée à l'onduleur.

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont les tensions de phase.

V_{no} la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice « o ».

$V_{mréf}$: Amplitudes de tension de la référence ;

V_{mp} : amplitudes de tension de la porteuse ;

f_p : La fréquence de porteuse ;

$f_{réf}$: La fréquence de référence

RLF : régulateur par logique flou

Références Bibliographique :

- [1] : M. L. Dombia, G. Roy, V. Rajagopalon, "An Integrated Solution for Simulating Electrical Drive Systems With Matlab/Simulink", International Symposium on Industrial Electronics, 1997.
- [2] : F.Barret, " Régime Transitoire des Machines Tournantes Electriques", Collection des études de recherchesEditionEyrolles,Paris1982.
- [3] : J-P.Caron, J-P.Hautier, " Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", Edition TECHNIP,Paris1995.
- [4] : C. Carloss de Wit, « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC», Edition Hermes Sciences Europe,2000.
- [5] : B.Mohamed , " Contribution à la Commande Directe du Couple D'une Machine Asynchrone pourl'Alternodémarrreur-Intégré",ThèsedeDoctorat,USTOjuin2010
- [6] : M.Boussak, « Commande Numérique Vectorielle de Machine Asynchrone Triphasée »,Ecole Supérieure d'ingénieursdeMarseille,Version2.1,Août1994.
- [7] : B.Malika , " Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC)d'unemachineasynchrone",Thèsedemagistère,Batna2006
- [8] : J.Bonal, G. Segulier, " Entraînement Electrique à Vitesse Variable, Rappels d'Electrotechnique de Puissance et d'Automatisme les Variateurs Electroniques de Vitesse ", Volume 2, Edition TechniqueetDocumentation,Paris,1998.
- [9] : Chapuis,Y.A.andD.Roye,1998, "Direct torque control and current limitation method in start up of an induction machine", IEE Conf. Power Electronics and Variable Speed Drives, 451455.
- [10] : J.Camille de Barros,"Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone", ThèsedeDoctorat,UniversitéMarseille,France2003.
- [11] : A. Sarinar Toled, "Commande Directe et Observation des Convertisseurs de Puissance : Application à l'Onduleur de tension Triphasé ", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble,France,2000.

[12] : C.D.A.Martins , “Contrôle Direct du Couple d’une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multi-niveaux à Fréquence Imposée”, Thèse de doctorat, INPToulouse.2000

[13] : G. Guy C.Guy, “Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande ”, Edition Eyrolles, 2000.

[14] : L. Baghli, “ Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques ”, Thèse de Doctorat, Département de Génie Electrique Université Henri Poincaré,Nancy-I,1999.

[15] : B. Akin, “ State Estimation Technique for Speed Sensor Less Field Oriented Control of Induction Motors”, Thesis of Master, The Middle East Technical University,Turkey,2003

[16] : M. Sc. Mariusz Malinowski, “ Sensorless Control Strategies for Three – Phase PWM Rectifiers ”, Ph.D. Thesis, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics,WarsawUniversityofTechnologyWarsaw,Poland,2001.

[17] : Y. Zhenyu, “ Space Vector PWM With TMS320c24x/F24x Using Hard-Ware and Software Determined Switching Patterns ”, Digital Signal Processing Solutions, Texas Instruments, 1999.

[18] :L. Bouras, M. Kadjoudj, N. Golea, “ Contrôle Direct du Couple Basé sur la Modulation Vectorielle avec Régulateurs à Hystérésis appliqué à la Machine à Induction ”, First International Conference on Electrical Systems PCSE’05 May 9-11 2005, O. E. Bouaghi Univ. Algeria.

[19] : Do-Hyun Jang, Member, Dunck-Yong Yoon, “ Space-Vector PWM Technique for Two-Phase Inverter-Fed Two-Phase Induction Motors ”, IEEE Tran. Ind. applicat, Vol. 39, N° 2, MARCH/APRIL,2003

[20] : G. Ramond, "Contribution à la Commande Prédictive Généralisée Adaptative Directe et Application", Université Paris XI U.F.R. Scientifique D’Orsay, thèse doctorat Sept 2001.

[21] : Georgiou G. "Commande adaptative de moteur asynchrone" Mémoire de D.E.A., Labo fltoilt des Signaux et Systèmes Gif. sur. Yveue, 1988

- [22] Mr. ZIKEM Morad, "Etude Comparative Entre La Commande Direct Du Couple Et La Commande Par Mode De Glissant De la Machine Asynchrone Sans Capteur De Vitesse". Mémoire De Master En Génie Electrique. Université De M'sila.2013/2014.
- [23]I. DEGHNOUCHE, L. HELLALI et O. MOUSSA, "Commande Par "PI" D'une Machine Asynchrone Avec Cassure Des Barres Rotoriques". Mémoire D'ingénieur D'état en Electrotechnique .Université Mohamed Boudiaf De M'sila . 2009/2010.
- [24] F.MEZAACHE et A.MENASRI, "Implémentation Des "RNA" Sur "FPGA" Pour Le Diagnostique Des Défaillances De La Machine Asynchrone En Utilisant La CO-SIMULATION". Mémoire D'ingénieur D'état en Electrotechnique. . Université De M'sila. 2008/2009.
- [25] B. K. Bose, "Power electronics and AC drives", Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall,1986.
- [26] KH. HALLOUCHE, Y. NEFNAF "Commande des machines a induction en tenant compte des défauts ", Mémoire D'ingénieur D'état en Electrotechnique. . Université De M'sila .2007/2008.
- [27] Zadeh, L. A., "Fuzzy Sets," Information and Control, vol. 8, pp. 338-353, 1965.
- [28] Mamdani, E. H.; Assilian, S., "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller," International Journal of Man-Machine Studies, vol. 7, pp. 311-323, 1975.
- [29] Baghli, L.; Razik, H.; Rezzoug, A., "Régulation floue de la vitesse dans une commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique," LFA'96 Rencontres Francophones sur la logique floue et ses Applications, Nancy, 4-5 Décembre 1996, pp.40-46.
- [30] Bühler, H., Réglages par logique floue, Presses Polytechniques Romandes, 1994, 181p.
- [31] Rambault, L., Conception d'une commande floue pour une boucle de régulation, Thèse de Doctorat de l'Université de Poitiers, 1993.

[32] Mamdani, E. H., "Advances in the linguistic synthesis of fuzzy controllers," International Journal of Man-Machine Studies, vol. 8, pp. 325-334, 1976.

[33] Takagi, T.; Sugeno, M., "Derivation of fuzzy control rules from human operator's control actions," in Proc. IFAC Symp. On Fuzzy Information, Knowledge Representation and Decision Analysis, July 1983, pp. 55-60.

[34] King, P. J.; Mamdani, E. H., "The application of fuzzy control systems to industrial processes," Automatica, vol. 13, pp. 235-242, 1977.