



N° d'ordre:
N° de série:



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

Université Echahid HAMMA LAKHDAR d'El-Oued

Faculté des sciences et de la technologie

Mémoire de fin d'études en vue de
l'obtention du diplôme

MASTER ACADEMIQUE

En: Génie électrique

Spécialité: Machines électriques

Thème

Commande de machine
asynchrone

Le jury composé de :

Président : DJOKHRAB Alla Eddine

Examineur : MEHNI Tidjani

Encadreur : AZZA Abdelaziz

Présente par :

CHOUCHANI MOHAMMED Mohammed

ABDOU MOHAMED Taher

METTICHE Fares

23Juin 2022

Remerciements

Tout d'abord, je remercie Dieu de m'avoir béni. Chaque jour que Dieu fasse réussir toutes nos entreprises, je le remercie de me donner la force et la détermination de poursuivre ce travail.

Nous tenons à remercier notre encadreur Mer .AZZA Abd Elazziz pour tout ce qui a donné, son temps, son savoir, et ses conseils précieux, nous remercions aussi pour sa patience, sa bonté et sa compréhension.

Nous exprimons nos profonds remerciements et nos chaleureux respects aux membres du jury ainsi qu'à tous les enseignants du département de Génie Electrique..

Aussi à nos familles, amis et collègues, toujours nous donnent le courage et le soutien, que ferons-nous sans eux !!!

* CHOUCHANI MED Mohammed

* ABDOU Med Taher

* METTICHE Fares

A ma chère mère, que Dieu lui fasse miséricorde

A mon père, que Dieu le protège

A mon épouse

A mon frère et mes sœurs

A mes enfants

A toute ma famille

A mes amis et collègues

ملخص:

مذكرة التخرج هذه تتركز أساسا على دراسة النموذج الرياضي للمحرك اللازامي، وكذلك دراسة أنماط و طرق أنظمة التحكم في الآلات اللازامية، مثلا التحكم السلمي و الشعاعي الغير المباشر في اتجاه تدفق الدوران، و دراسة خصائصه، تغذية المحرك تمت بواسطة المموج. كما قمنا في هذا المشروع بإضافة معدلات المنطق الغامض.

نتائج التحليل تمت بواسطة برنامج ماتلاب (MATLAB)

كلمات المفاتيح: النمذجة، المحرك اللازامي، التحكم الشعاعي (IRFOC)، التشخيص، المنطق الغامض

Résumé :

Cette mémoire de fin d'études porte principalement sur l'étude du modèle mathématique du machine asynchrone, ainsi que sur l'étude des méthodes systèmes de commande pour les machines asynchrones, par exemple commande scalaire et la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique, L'alimentation est assuré par une onduleur MLI.

Dans ce projet ,nous avons également ajouté des équations de logique floue . Les simulations sont effectuées par le programme MATLAB .Afin de choisir les paramètres ainsi que tests des performances.

Mots clés : Modélisation, Machine Asynchrone. commande Vectorielle Indirecte (IFROC), Logique floue, Robustesse

Abstract :

This project are used to elaborate the direct field oriented control using the fuzzy logic controller, after presenting the Park model of the synchronous, we used then the not direct field oriented control, the power system is provided by a inverter. Simulation results were done in MATLAB to chose the parameters and do performance tests.

Keywords: Modeling, Synchronous machine, Not Direct Field Oriented Control (IRFOC), Fuzzy logic, Robustness.

Sommaire

Remerciements.....	I
Dédicace.....	II
Résume	III
Sommaire.....	IV
Liste des figure	VIII
Liste des tableaux	X
Liste des acronymes et Symboles.....	XI
Introduction générale	XII

Chapitre I : Généralité sur les machine tournantes

I.1.Introduction :	3
I.2.Les machines tournantes :	3
I.2.1.Les machines à courant continu :	4
I.2.2.La machine synchrone :	5
I.3.La machine asynchrone :	6
I.3.1.Symboles du machine asynchrone :	6
I.3.2. Constitution de la machine	7
I.3.2.1. Le stator	7
1.3.2.2. Le rotor :	7
1.3.2.3. Les organes mécaniques :	9
I.4. présentation d'une machine asynchrone :	10
I.5. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone :	11
I.5.1. Le glissement :	11
I.5.2. La fréquence rotorique :	11
I.6. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone:	12
I.7.Domain d'Applications :	12

CHAPITRE II : Modélisation du machine asynchrone

I.8.Conclusion :	12
II.1.Introduction :	13
II.2.Hypothèses Simplificatrices :	13
II.3. Equations Electriques :	14
II.4. Equations Magnétiques :	14
II.5. Equation Mécanique :	15
II.6.Transformation triphasé-biphasé :	15
II.6.1.transformation de CLARKE :	16
II.6.2 transformation de CONCORDIA :	16
II.7. Transformation de Park :	16
II.7.1.Equation électromagnétique:	18
II.7.2. Choix du repère :	18
II.8. Équations en tension dans le repère lié au stator (α, β) :	19
II.8.1. Modèle d'état de la machine dans le référentiel liée au stator (α, β) :	19
II.8.1.1.Les Équations électriques :	19
II.8.1.2.Les Équations des flux :	19
II.8.2.Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β) :..	20
II.9. Simulation de la machine asynchrone :	20
II.9.1.Résultats de simulation :	20
II.9.1.1.Marche à vide :	21
II.9.2. Application d'une charge ($C_r=25N.m$) :	22
II.10. L'alimentation de la Machine par un onduleur :	23

II.10.1. Réglage de la vitesse de rotation des machines asynchrones triphasés :	23
II.10.2. Onduleur de courant :	23
II.10.3. Onduleur de tension :	23
II.11. Simulation de la machine asynchrone :	26
II.11.1. Interprétations des résultants :	27
II.12. Conclusion :	27

CHAPITRE III : Techniques de commande du machine asynchrone

III.1. Introduction :	28
III.2 Commande de la machine asynchrone :	28
III.3 Variation de la tension statorique :	28
III.4. Comparaison entre la commande scalaire et la commande vectorielle [1]:	29
III.5. Commande Scalaire :	30
III.5.1. Contrôle en V/f de la machine asynchrone[01]. :	30
III.5.2. Contrôle scalaire du courant :	32
III.6. Commande Vectorielle :	33
III.6.1. Principe de la commande vectorielle :	34
III.6.2. Types de la commande vectorielle :	35
III.6.2.1. Commande vectorielle directe DFOC:	35
III.6.2.2. La Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC) :	35
III.6.2.3. Découplage :	37
III.6.2.4. Calculs des régulateurs :	38
III.7. Bloc de défluxage :	41
III.8. Schémas de principe de la commande :	42
III.8.1. Présentation des résultants de simulation:	42
III.8.2. Résultats de simulation marche avec un charge :	43

III.8.3.Interprétation des résultats de simulation :	43
II.8.4. Simulation avec variation de la vitesse :	44
III.8.5.Interprétation des résultats de simulation :	44
III.9 Conclusion :	45

CHAPITRE IV : Commande de machine asynchrone par logique floue

IV.1.Introduction :	46
IV.2.Un peu d'histoire :	46
IV.3.Domaines d'application :	47
IV.4.Eléments de base :	48
IV.4.1.La variable linguistique :	48
IV.4.2 L'univers de discours :	48
IV.4.3.La fonction d'appartenance :	49
IV.5.Opérateurs de la logique floue:	50
IV.6.Raisonnement floue:	51
IV.6.1 Implication floue :	51
IV.7 Commande par la logique floue :	52
IV.7.1 Interface de fuzzification :	53
IV.7.2 Base des règles :	53
IV.7.3 Mécanisme d'inférence flou :	54
IV.7.4.Interface de défuzzification :	54
IV.8 Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue :	55
IV.9 Application de la logique floue à la commande de la vitesse de la MAS:	56
. IV.9.1 Conception d'un RLF:	56
IV.9.2 Développement d'un régulateur floue:	57
IV.9.3. Etape du fuzzification :	58

IV.9.4.Etape d'établissement des règles d'inférence:	60
IV.9.5.Défuzzification:	61
IV.10 Résultats de simulation :	61
IV.10.1. Application un charge ($C_r=10Nm$) :	62
IV.10.2.Test de variation de vitesse :	62
IV.10.3.Test de robustesse :	63
IV.11. Conclusion :	64
CONCLUSION GENERALE :	65
ANNEX.....	66
LES REFERENCES	67

Liste des figures

CHAPITRE I :

Figure I.1 : Rôle de machine tournante	4
Figure I.2 : Machine a courant continu	5
Figure I.3 : Présentation d'une machine synchrone	6
Figure I.4 :Les différents symboles du moteur asynchrone	6
Figure I.5 :Photo du stator d'une machine asynchrone.....	7
Figure 1.6 :Vue schématique du rotor à cage d'écureuil (conducteurs d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit)	8
Figure 1.7 : Circuit magnétique constituant le rotor	8
Figure I.8 : Image montrant le rotor bobine	9
Figure I.9 : Composition d'un moteur asynchrone	10
Figure I.10 :Représentation Vectorielle des enroulements de la Machine Asynchrone	10

CHAPITRE II :

Figure .II.1 : Model triphasé de la machine asynchrone:	13
Figure II.2 : Passage du système triphasé au système biphasé.....	15
Figure II.3: Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace angulaire	28
Figure II.4 : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (α , β)	19
Figure II.5: Schéma bloc de la MAS alimentée par un réseau triphasée équilibré	30
Figure II.6:Démarrage à vide du moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension équilibrée sinusoïdale	21
Figure II.7 : Caractéristiques du moteur asynchrone lors d'une application d'un couple résistant ($C_r=25Nm$ à $t=1sec$)	22
Figure II.8. Moteur asynchrone alimenté par un Onduleur de tension	23
Figure II.9. Onduleur de tension	24
Figure II.10 : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	24
Figure II.11 : Alimentation de la MAS par un onduleur de tension a MLI sinus- triangulaire sous MATLAB –SIMULINK	26

Figure II.12 : Caractéristiques du moteur asynchrone alimentée par onduleur de lors d’une application d’un couple résistant ($C_r=40Nm$ à $t=1sec$	26
---	----

CHAPITRE III :

Figure III.1 :Caractéristique couple/vitesse pour différentes tensions d’alimentations	29
Figure .III.2 :Déplacement de la caractéristique Couple-glissement en fonction de la fréquence d'alimentation	31
Figure III.3 :Déplacement de la caractéristique Couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation	31
Figure III.4 :Contrôle scalaire de la tension	32
Figure.III.5 :Contrôle scalaire du courant	33
Figure III.6 :Principe de commande par orientation du flux.....	34
Figure III.7 :Analogie de la MAS avec la MCC dans la commande vectorielle.....	34
Figure III.8 :Représentation de la IRFOC de la MAS alimentée en tension par un réseau triphasé équilibré	35
Figure .III.9:Représentation de l'orientation du repère dq	37
Figure. III-10 : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	38
Figure. III-11 : commande par orientation du flux avec découplage entrée sortie:.....	38
Figure. III-12 : Représentation de la commande par PI	39
Figure .III.13 :Schéma fonctionnel du contrôle de vitesse avec filtre.....	39
Figure. III.14:Schéma bloc de la régulation du courant statorique I_{sd}	40
Figure. III.15:Schéma bloc de la régulation du courant statorique I_{sq}	40
Fig.III.16 :Bloc dé fluxage	41
Figure.III.17:Schéma d'une commande vectorielle indirecte du flux d'une MAS alimentée en tension	42
Figure III.18:Simulation de la commande vectorielle indirect (a vide et en charge).....	43
Figure III.19:Simulation avec variation de vitesse.....	44

CHAPITRE VI :

Figure IV.1:Classification des ensembles flous	48
Figure IV.2 :Différentes formes des fonctions d’appartenance	49

Figure IV.3 : Opérateur NON	50
Figure IV. 4: Opérateur ET et OU.....	51
Figure IV.5 : Schéma général d'un contrôleur flou	52
Figure IV.6: Etapes principales lors de la conception d'un FLC	56
Figure IV.7: Schéma synoptique d'un régulateur de vitesse.....	57
Figure IV 8 : Les fonctions d'appartenance	59
Figure IV.9 :Comportement dynamique de la MAS avec une application d'un couple de charge	62
Figure IV.10: Test de variation de vitesse.....	63
Figure IV.11 :Test robustes avec variation d'inertie.....	64

Liste des tableaux

Tableau .I.1. les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone.....	12
Tableau. III.1. Tableau la différence entre la commande scalaire et la commande vectorielle.....	25
Tableau IV.1. Matrice d'inférence floue.....	46
Tableau. IV.2 Méthodes usuelles de l'inférence floue.....	47
Tableau IV.3. Table de règles pour le RLF de vitesse.....	53
Tableau IV.4 : les décision floue (inférence) cinq ensembles.	54
Tableau. IV.5 : Tableau de décision floue (inférence) trois ensembles.....	54

Liste des acronymes et symboles

Acronymes :

MAS :	Machine Asynchrone
PI :	Régulateur proportionnel intégral
IRFOC :	commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique
RLF :	le régulateur par logique floue

Symboles :

t :	Temps.
s, r :	Indices respectifs du stator et du rotor.
p :	Nombre de paires de pôles.
R_s, l_s :	Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, l_r :	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
M_s :	Coefficient de la mutuelle inductance entre deux phases du stator.
M_r :	Coefficient de la mutuelle inductance entre deux phases du rotor.
M_{sr} :	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor il est obtenu lorsque les axes sont alignés.
α/p :	Angle mécanique entre aR et aS .
α :	Angle électrique entre aR et aS .
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} :	Tensions d'alimentation des phases S_a, S_b, S_c .
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} :	Courants statoriques des phases S_a, S_b, S_c .
v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} :	Tensions aux bornes des phases R_a, R_b, R_c , ($= 0$).
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} :	Courants rotoriques des phases R_a, R_b, R_c .
Ω :	Vitesse angulaire de rotation $\Omega = (1/p) (d\alpha / dt)$.
Ω_s :	Vitesse angulaire du champ tournant en régime permanent sinusoïdal.
ω :	Vitesse angulaire électrique, $\omega = p\Omega$.
θ_s, θ_r :	Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et au rotor.
ω_s, ω_r :	Vitesse angulaires des axes d, q dans le repère statorique et rotorique
L_s, L_r :	Inductances cycliques statorique et rotorique
M :	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
$L_{\sigma s}, L_{\sigma r}$:	Inductances homopolaires statorique et rotorique.
τ_r :	Constante de temps rotorique.
σ :	Coefficient de dispersion total.

C_e :	Couple électromagnétique.
ϕ :	Flux d'induction.
B :	Induction magnétique.

INTRODUCTION GENERALE :

Ces dernières années, le développement de l'électronique de puissance et les évolutions technologiques ont élargis le domaine d'application des machines à courant alternatif. La machine asynchrone (MAS) connue par sa robustesse, coût, fiabilité et efficacité fait l'objet de plusieurs recherches. Cependant, elle est traditionnellement utilisée dans des applications industrielles qui ne demandent pas de hautes performances, ceci est due à sa forte non linéarité et au couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques. Par contre, la machine à courant continu à excitation séparée a un découplage naturel entre le flux et le couple ; ceux-ci peuvent être commandés indépendamment par le courant d'inducteur et le courant d'induit. C'est pour cette raison et grâce à sa simplicité de commande qu'elle était largement employée dans le domaine des applications à vitesse variable [01]

Il existe de nombreux principes de commande des machines asynchrones parmi lesquelles la méthode du flux orienté (ou pilotage vectoriel). Elle se distingue comme étant un outil puissant et efficace dotant une MAS de performances dynamiques aussi satisfaisantes que celle obtenues avec une machine à courant continu. Cette méthode permet de piloter la machine suivant deux axes : un axe de flux et un axe de couple [02]. À cause de sa simplicité et sa stabilité, Les entraînements électriques utilisent des correcteurs conventionnels Proportionnel - Intégral (PI) pour le réglage du courant et de la vitesse ou de la position. Dans une situation pratique, certaines caractéristiques physiques du moteur peuvent varier au cours du fonctionnement ce qui entraîne des variations paramétriques sur le modèle du système [03]. En outre, pour la plupart des systèmes, le modèle mathématique n'est pas identifié exactement à cause de la non linéarité du processus réel. La procédure habituelle est de concevoir le contrôleur en se basant sur un modèle simplifié et avec des paramètres physiques nominaux. Cette simplification entraîne des incertitudes supplémentaires sur les paramètres du modèle ainsi le contrôleur PI classique ne permet plus d'avoir les qualités de réglage exigées.

Dans le domaine de la commande de machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Chaque technique étant la meilleure pour une classe particulière de la commande pour une application donnée, dépendant de la forme des équations d'état du

système et selon le but envisagé. Nous pouvons citer à titre d'exemple, la commande adaptative, la commande par mode de glissement et la commande par la logique floue.

Consacré au développement d'une commande de la MAS basée sur le régulateur classique de vitesse qui se trouve au sein de la commande vectorielle qu'on remplacé par un régulateur flou. Nous avons défini la terminologie utilisée en logique floue, la théorie des ensembles flous et ainsi que le mode de raisonnement propre aux variables floues. Nous développerons une méthode de synthèse d'un régulateur flou et aborderons les étapes nécessaires à la réalisation de l'inférence floue. Dans cette partie, les différents résultats obtenus sont comparés et commentés.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres qui sont brièvement résumés Ci-dessous:

- ✚ Le premier chapitre : généralité sur le machine tournante.
- ✚ Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation d'un moteur asynchrone dans le repère de Park et le choix convenable de la référence, ainsi que la modélisation de l'onduleur à MLI alimentée en tension.
- ✚ Le troisième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse, et de courant I_{sd} et I_{sq} .
- ✚ Le quatrième chapitre présente la commande vectorielle indirecte avec un régulateur Flou FLC, en faisant la comparaison entre un régulateur classique PI et le régulateur FLC, ainsi que un test de robustesse pour la commande IRFOC avec le contrôleur FLC.

CHAPITRE I :
*Généralités sur les
machines tournants*

I.1.Introduction :

Les machines électriques sont généralement classés selon le type du réseau électrique dans Le quelle le machine est relié: machines à courant continu (DC) et des machines à courant alternatif (CA). Les machines avec alimentation AC sont subdivisés en deux synchrones et asynchrones. La différence fondamentale entre une machine à induction et une machine synchrone réside dans la vitesse du rotor de la machine à induction sous charge ne coïncide pas (est asynchrone) avec la vitesse du champ magnétique, généré par la tension d'alimentation.

Les machines à induction sont divisés en deux catégories principales: monophasé et triphasé, le premier type de machines à induction n'est pas étudié dans ce travail. Les machines à induction triphasés sont classés en fonction du type du rotor : rotor à cage et rotor bobiné.

Dans ce chapitre, nous présenterons :

- ❖ Les Machines tournante en général
- ❖ Les machines à courant continu,
- ❖ Les Machines synchrones et leurs principaux composants et domaines d'utilisation
- ❖ Et enfin, et plus en détail, les machines asynchrones :
 - constatation de machine
 - principe de fonctionnement,
 - les avantages et domaine d'application

I.2.Les machines tournantes :

La machine électrique tournante est un dispositif électromagnétique destiné à transformer de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement en générateur) ou, inversement, à transformer de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement en moteur). Elle comprend principalement deux parties mobiles l'une par rapport à l'autre : l'inducteur qui crée un champ magnétique et l'induit dans lequel ce champ induit crée une force électromotrice ; ces deux parties sont séparées par un entrefer.

Suivant le type de machine considéré, pour des raisons technologiques, l'inducteur est situé soit au stator, soit au rotor.

Le générateur électrique est irremplaçable et ne peut guère être comparé à d'autres modes de production. Lorsqu'il existe un réseau d'alimentation de puissance suffisante, le moteur électrique possède, vis-à-vis des autres modes d'entraînement, de nombreux avantages ; ceux-ci font que, de nos jours encore, son champ d'application s'élargit, surtout avec le développement, depuis une dizaine d'années, des machines à courant alternatif à fréquence variable grâce aux

progrès réalisés dans le domaine des composants électroniques de grande puissance, nécessaires à leur alimentation.

Parmi les nombreux avantages des machines électriques, on peut citer :

- la simplicité d'installation et de liaison au réseau ;
- la grande souplesse de fonctionnement ;
- l'excellent rendement ;
- l'entretien réduit.

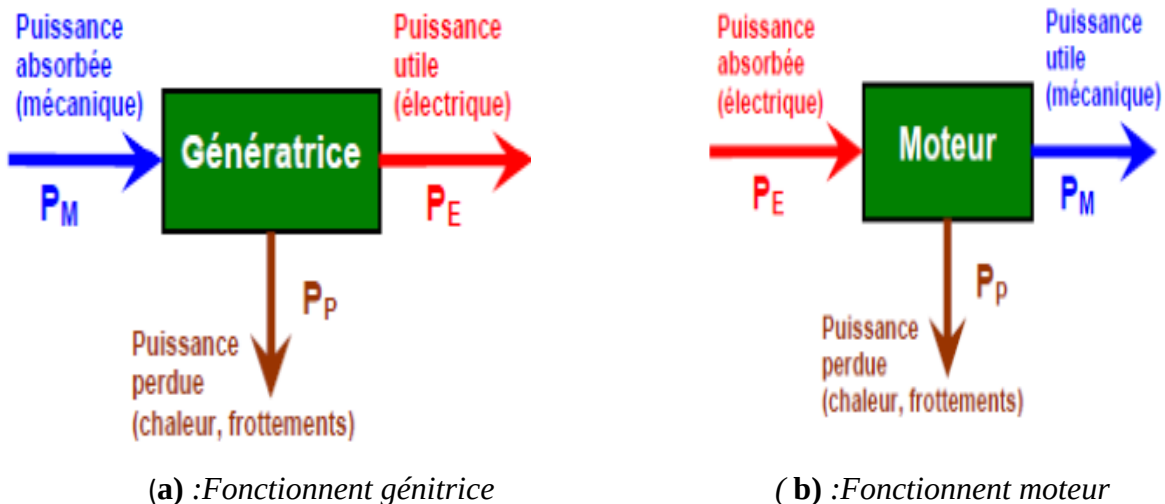


Figure I-1 : Rôle des machines tournantes

I.2.1. Les machines à courant continu :

La machine à courant continu comme n'importe quelle machine électrique est réversible, elle peut fonctionner comme générateur et moteur. En outre les moteurs sont les plus utilisés, elle est constituée

- d'un stator qui est à l'origine de la circulation d'un flux magnétique longitudinal fixe créé soit par des enroulements statoriques (bobinage) soit par des aimants permanents. Il est aussi appelé « inducteur » en référence au fonctionnement en génératrice de cette machine.
- d'un rotor bobiné relié à un collecteur rotatif inversant la polarité de chaque enroulement rotorique au moins une fois par tour de façon à faire circuler un flux magnétique transversal en quadrature avec le flux statorique. Les enroulements rotoriques sont aussi appelés enroulements d'induits, ou communément « induit » en référence au fonctionnement en génératrice de cette machine
- Il existe différents types de ces moteurs : d'excitation séparée, série, shunt et compound

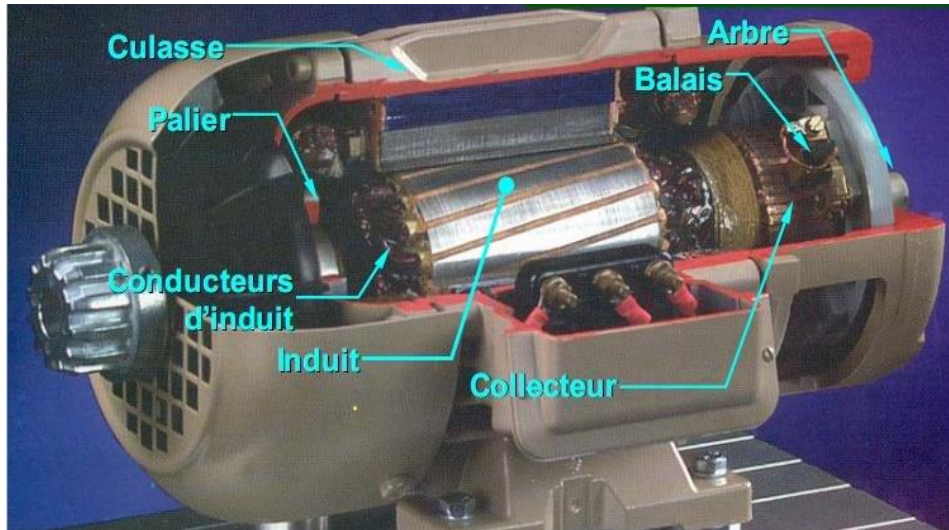


Figure I-2 : Machine à courant continu

I.2.2. La machine synchrone :

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines à courant alternatif dont la vitesse de rotation, en régime permanent se trouve en étroite relation avec la fréquence de l'enroulement statorique. Par conséquent, pour une fréquence donnée de l'enroulement statique, la vitesse de rotation de la machine synchrone reste constante et ne dépend pas de la valeur de la charge. Une telle définition de la machine synchrone suppose que le champ magnétique dans le circuit est créé à partir d'une source à courant continu [04][05]. Donc, toute machine électrique dont laquelle la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelé machine synchrone. Pour l'obtention d'un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique doit être générer soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation, cela dit, qu'en mode permanent la position du champ magnétique

rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ceci impose une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [04].

Le domaine principal d'utilisation de la machine synchrone reste la production d'énergie électrique. Quant au domaine d'utilisation des moteurs synchrones il est très étendu. Il va des entraînements des bandes, (de quelques watts) aux entraînements de grande puissance (pompes, propulsion de bateaux, générateurs à vitesse variable, traction..... de quelques MW de puissance) en passant par les servomoteurs de la robotique. La machine synchrone peut être également utilisée pour améliorer le facteur de la puissance d'un réseau électrique (compensateur synchrone) en participant à la régulation de la puissance réactive du réseau [04][05].

Suivant la construction du rotor, on distingue deux types de machines synchrones :

- Machine synchrone à pôles lisses.
- Machine synchrone à pôles saillants

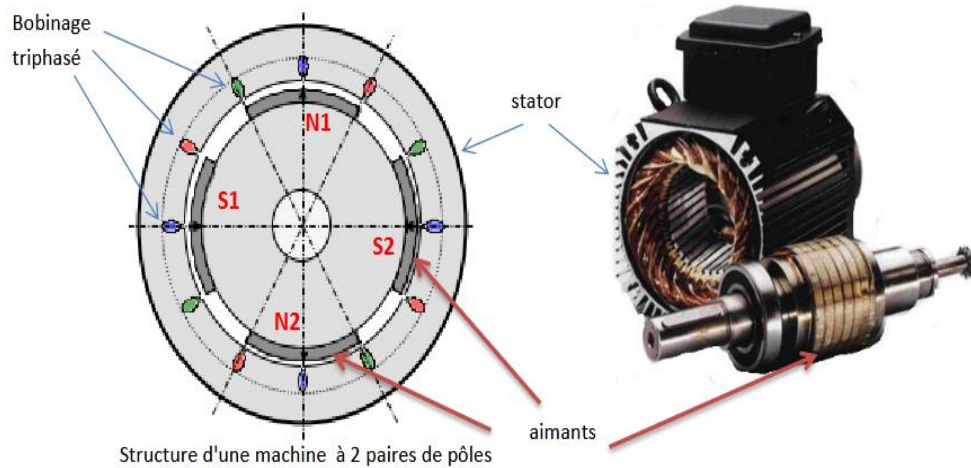


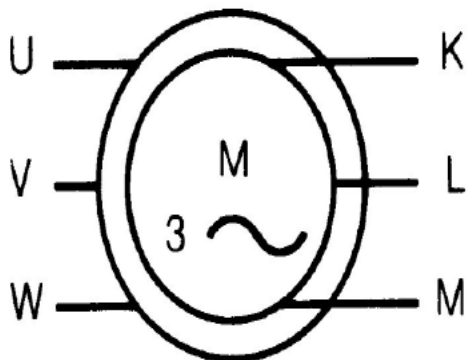
Figure I-3 : Présentation d'une machine synchrone

I.3. La machine asynchrone :

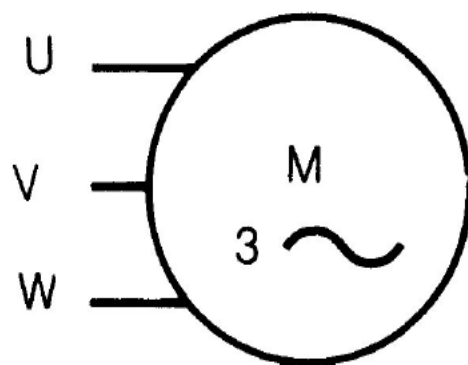
La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique.

I.3.1. Symboles du machine asynchrone :

Voici les différents symboles employés pour représenter le moteur asynchrone :



(a) Symbole du machine asynchrone à rotor bobiné



(b) Symbole du machine asynchrone à cage d'écureuil

Figure .I-4. Les différents symboles du machine asynchrone

I.3.2. Constitution de la machine

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- ✓ le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- ✓ le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- ✓ les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

I.3.2.1. Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (figure I.6). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique. [03].

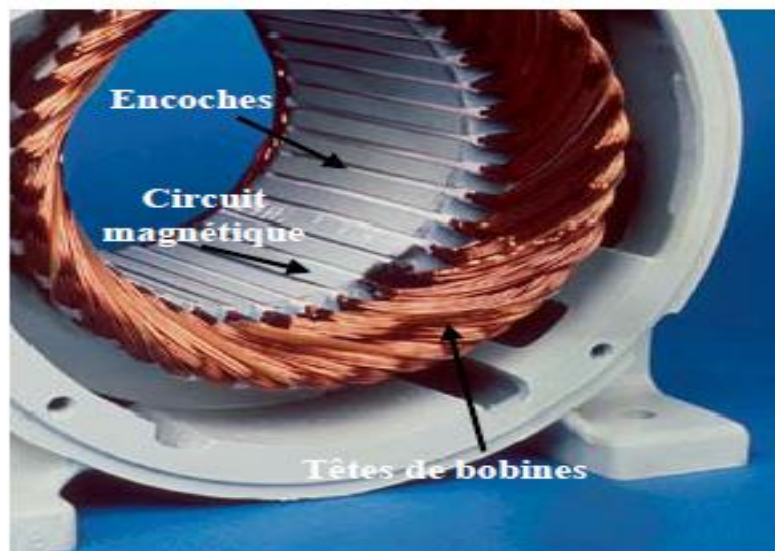


Figure I-5 : Photo du stator d'une machine asynchrone

1.3.2.2. Le rotor :

C'est la partie mobile de moteur. Il est placé à l'intérieur du stator et est constitué d'un empilage de tôles d'acier formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Parmi les types les plus utilisés on distingue : le rotor à cage et le rotor bobiné.

I.3.2.2.1 Le rotor à cage :

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (figure I.6). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné (figure I.7). Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre. Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait, son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones actuellement en service. [03].

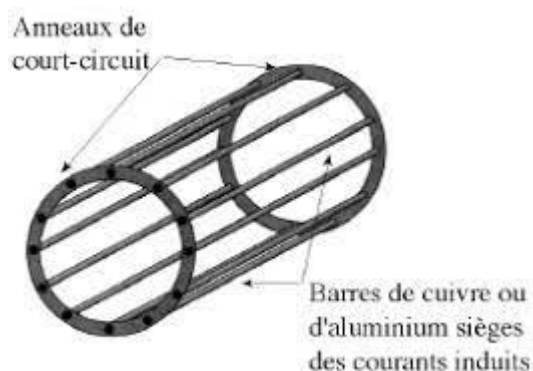


Figure 1-6 : *Vue schématique du rotor à cage d'écureuil (conducteurs d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit)*



Tôle magnétique (ici double encoche)



Coupe de face d'un rotor complet

Figure 1-7 : *Circuit magnétique constituant le rotor*

I.3.2.2.2. Le rotor bobiné :

Le rotor d'une machine bobiné est constitué de trois bobines (on parle aussi de rotor à bague). Chaque bobine est reliée à une bague. Les bagues permettent d'avoir une liaison électrique avec les bobines du rotor.

Le rotor est mis en court-circuit par l'extérieur au travers de trois bornes liées électriquement par des contacts glissants appelés bagues réalisées en laiton sur lesquelles s'appliquent des balais de graphite. Les trois enroulements rotoriques sont couplés en étoile à l'intérieur de la machine.

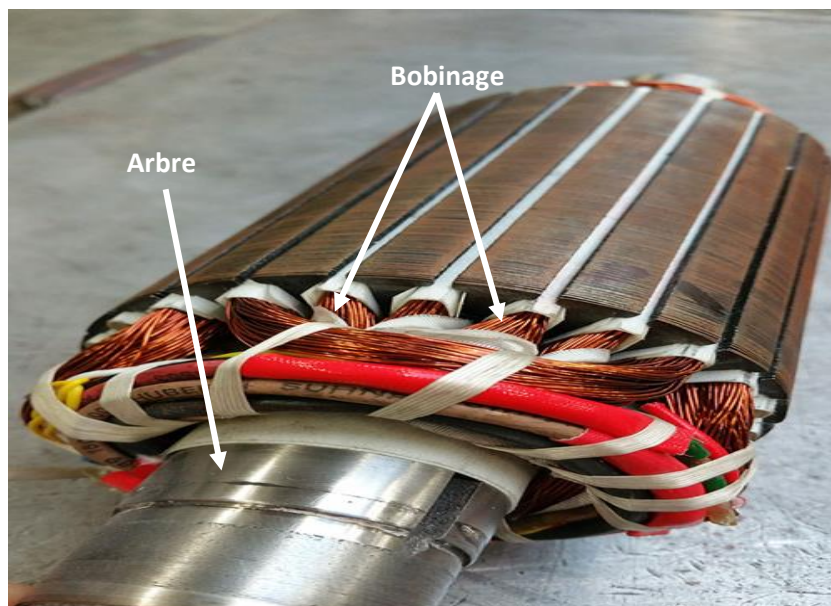


Figure I-8 : Image montrant le rotor bobiné

1.3.2.3. Les organes mécaniques :

La carcasse sert de support, elle 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 régime permanent, transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulements pour les machines de petite et moyenne puissance[03].

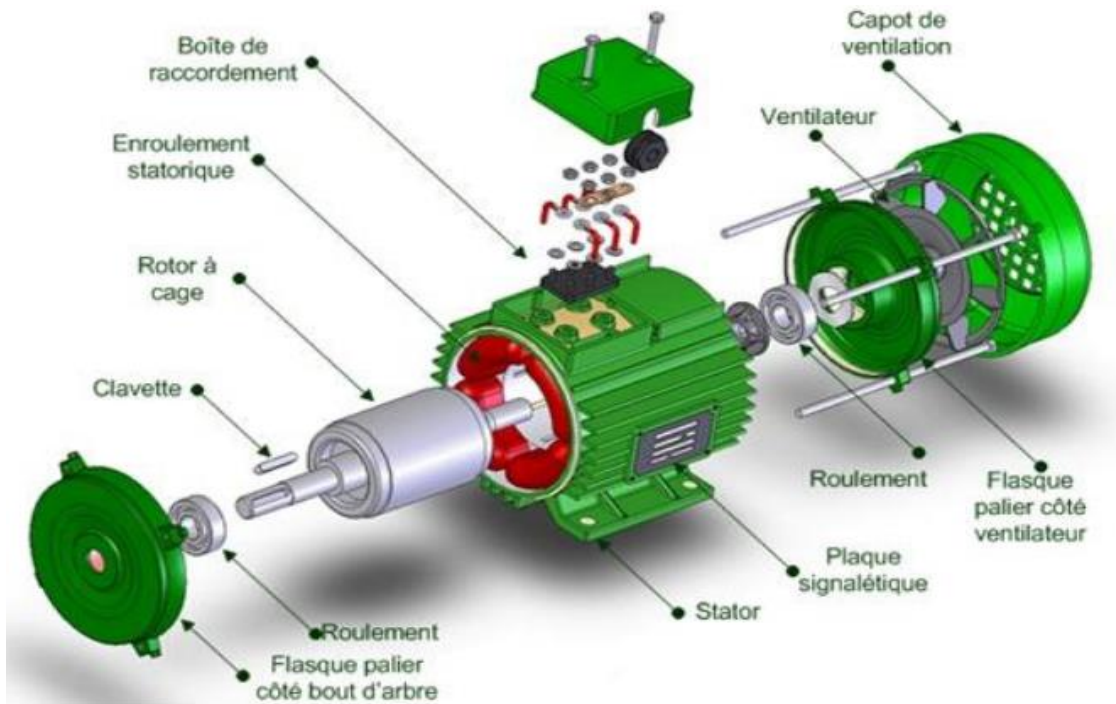


Figure I-9 : Composition d'un moteur asynchrone

I.4. présentation d'une machine asynchrone :

On peut considérer la machine asynchrone triphasée comme représentée par les bobinages de la figure I.10

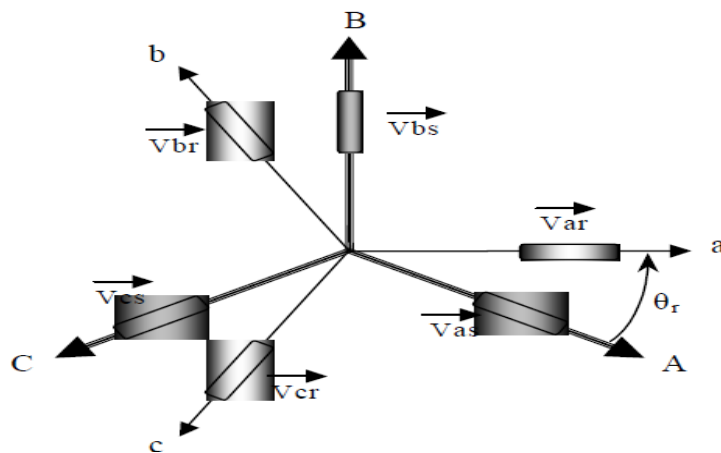


Figure I-10 : Représentation Vectorielle des enroulements de la Machine Asynchrone

La machine asynchrone comporte trois bobinages au stator alimentés par un système de courants triphasés et trois bobinages au rotor court-circuités sur eux-mêmes traversés par un système de courants triphasé. Les axes de chaque système de bobinage sont décalés de 120 degrés. θ_r est l'angle (ou mécanique) électrique entre l'axe de la phase (A) statorique et la phase (a) rotorique. [06].

I.5. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone :

Lors de l'alimentation des phases statoriques, les courants créent un champ magnétique tournant dans l'entrefer. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence de ces courants, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse du champ tournant est appelée «vitesse de synchronisme». L'enroulement au rotor est donc, soumis à des variations de flux. Par conséquent, une force électromotrice induite apparaît aux bornes de l'enroulement rotorique qui crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique à une vitesse de rotation N_r inférieur à celle de synchronisme N_s .

Cette différence de vitesse de rotation du rotor par rapport à celle du champ tournant, nous ramène à définir un paramètre qui caractérise la machine asynchrone, qu'on appelle « Le glissement ».

I.5.1. Le glissement :

Le glissement qu'on note « g » est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à une machine synchrone construite avec le même stator. Il est exprimé en pourcentage, il est défini par la relation ci-dessous :

$$g = \frac{(n_s - n_r)}{n_s} = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad (I.1)$$

avec :

n_s : vitesse de rotation de synchronisme (tr/mn)

n_r : vitesse de rotation du rotor (tr/mn)

Ω_r : vitesse angulaire réelle de la machine (rd/s)

Ω_s : vitesse de synchronisme (rd/s)

I.5.2. La fréquence rotorique :

Si le rotor tourne à la vitesse Ω , il est balayé par le flux entraîné à la vitesse $\Omega_s - \Omega$, donc les F.é.m. et les courants induits ont pour pulsation :

$$f_r = g \cdot f_s \quad (I.2)$$

Soit :

$$\omega_r = g \cdot \omega_s \quad (I.3)$$

I.6. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone:

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant :

LES AVENAGES	LES INCONVENIENTS
✓ Structure simple. ✓ robuste et facile à construire . ✓ coût réduit. ✓ absence d'un système bagues balais.	✓ Non découplage naturel. ✓ Non linéarités. ✓ Le courant de démarrage plus élevé (5 à 8 fois le courant nominal).

Tableau. I-1 : *Les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone.*

I.7.Domain d'Applications :

- Traction électrique
- Machine-outil
- Ascenseurs
- Treuils
- Pompes
- Électroménager
- Transport (Véhicule électrique ;métro, trains, propulsion des navires)

I.8.Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté quelques généralités sur les machines tournants ses différents constituants ainsi que son principe de fonctionnement, Et nous avons présentons l'importance des machines, Surtout les machines asynchrones, dans le domaine industrie.

Nous avons remarqué que les machines asynchrones sont les plus utilisés en raison de leur simplicité et de leur rendement élevé par rapport les autres machines.

CHAPITRE II :

Modélisation de machine asynchrone

II.1.Introduction :

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [07]. La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur-machine-commande d'une façon, à la fois synthétique et claire, très proche des représentations par fonction de transfert des systèmes asservis. Cette représentation est une aide intéressante pour le calcul de certaines commandes, [02].

Dans ce chapitre, nous présentons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système bipolaire. Aussi nous présentons la simulation de la machine asynchrone sous MATLAB /simulink dans le repère (α, β) .

II.2.Hypothèses Simplificatrices :

Pour la mise en équations de la machine asynchrone, nous supposons que [01],[08] :

♦ Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.

♦ Le circuit magnétique n'est pas saturé.

♦ L'entrefer constant.

♦ Les pertes fer négligeables.

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor figure (I.1). Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- L'équation mécanique.

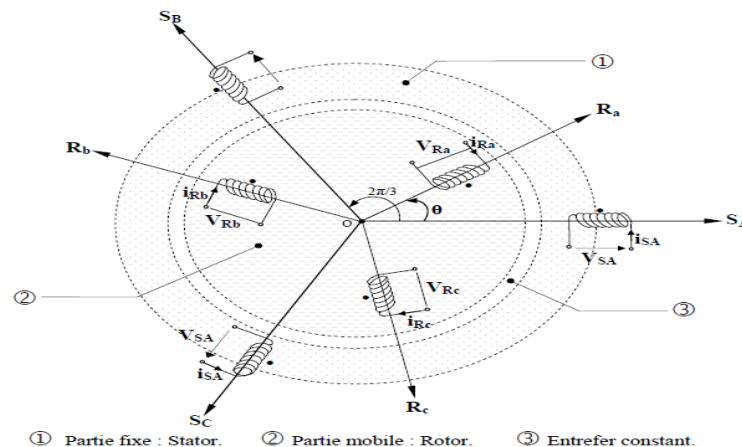


Figure II-1 : Model triphasé de la machine asynchrone

II.3. Equations Electriques :

Les enroulements des trois phases statoriques sont décalés dans l'espace d'un angle de $2\pi/3$ et également ceux du rotor et peuvent être représentés comme indiquée en figure (II.1). Les phases rotoriques sont court circuitées sur elle mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique. En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase du stator (respectivement rotor), on aura les équations de tension suivantes [02].

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \end{cases} \quad (II.1)$$

où :

$[X_{Sr}] \ [X_a X_b X_c]^T$: Vecteur d'élément tension ou courant ou flux statorique (respectivement rotorique).

$$\text{avec : } [V_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$[R_s]$:matrice des résistances statorique

$[R_s]$:résistance d'une phase du stator.

$[R_s]$:matrice des résistances statorique

$[R_s]$:résistance d'une phase du rotor.

II.4. Equations Magnétiques :

Les hypothèses, présentées précédemment, conduisent à une matrice des inductances qui établit les relations linéaires entre les flux totalisés et les courants :

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{cases} \quad (II.2)$$

$$\text{Tel que : } [M_{rs}] = [M_{sr}]^T \quad \text{et : } [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_s & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

M_0 : représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$[L_{ss}]$: matrice d'inductances statorique.

$[L_{rr}]$: matrice d'inductances rotorique.

$[M_{sr}]$: matrice des inductances mutuelle stator-rotor.

θ : l'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

$L_s = l_s - m_s$: inductance propre cyclique du stator.

$L_r = l_r - m_r$: inductance propre cyclique du rotor.

$M = \frac{3}{2}M_0$: la mutuelle inductance cyclique stator-rotor.

II.5. Equation Mécanique :

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation du mouvement suivante:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega \quad (\text{II.4})$$

J : moment d'inertie de la partie tournante.

Ω : vitesse mécanique du moteur

C_e : couple électromagnétique.

C_r : couple de charge.

K_f : coefficient de frottement.

II.6. Transformation triphasé- biphasé :

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé $\alpha\beta$.

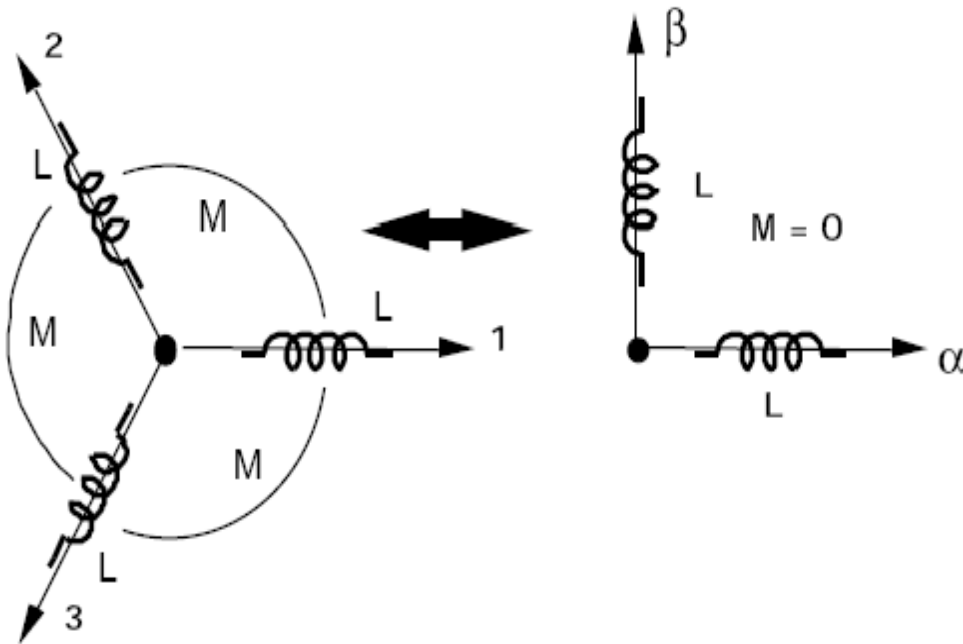


Figure II-2 : Passage du système triphasé au système biphasé

Il existe principalement deux transformations: CLARKE et CONCORDIA. La transformation de CLARKE conserve l'amplitude des grandeurs mais ni la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient $3/2$). Tandis que celle de CONCORDIA, qui est normée, elle conserve la puissance mais ne conserve pas les amplitudes.[01], [08]

II.6.1.transformation de CLARKE :

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé de CLARKE $\alpha \beta$ s'écrit:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c à d } [X_{\alpha\beta}] = C_{23}[X_{abc}] \quad (\text{II.5})$$

$$\text{Avec : } C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Le passage inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = C_{32}[X_{\alpha\beta}] \text{ Avec : } C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

- ✓ On remarque que la transformée de Clark assure la conservation des amplitudes des grandeurs.

II.6.2 transformation de CONCORDIA :

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé $\alpha\beta$ s'écrit:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c à d } [X_{\alpha\beta}] = T_{23}[X_{abc}] \quad (\text{II.8})$$

$$\text{Avec : } T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Le passage inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = T_{32}[X_{\alpha\beta}] \text{ avec } T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

- ✓ la transformée de Concordia conserve la puissance.

II.7. Transformation de Park :

Elle permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques disposés sur trois axes (a, b, c) en des enroulements équivalent du point de vue électriques et magnétiques disposés sur deux axes (d,q) ou ($\alpha\beta$).

Elle est constituée d'une transformation triphasé–diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (abc) vers le repère ($\alpha\beta$) puis vers le repère (dq). Le repère ($\alpha\beta$) est toujours

fixe par rapport au repère (abc), par contre le repère (dq) est mobile. Il forme avec le repère fixe ($\alpha\beta$) l'angle, dit angle de transformation de PARK.

Le modèle de Park apporte une solution satisfaisante [09]. La transformation de Park est souvent définie par la matrice normalisée $[P(\theta)]$ comme suit [10]

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$\text{D'où : } \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \text{ avec } [P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Où : $[X_{abc}]$ est une grandeur (tension, courant ou flux)

$$\text{On a : } [V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc}] \quad (\text{II.13})$$

En utilisant l'équation (1.10) on aboutit à :

$$[P(\theta)]^{-1} [V_{dq0}] = [R] [P(\theta)]^{-1} [I_{dq0}] + \frac{d}{dt} ([P(\theta)]^{-1} [\phi_{abc}]) \quad (\text{II.14})$$

$$[V_{dq0}] = [R] [I_{dq0}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}] + [P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) [\phi_{abc}] \quad (\text{II.15})$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & L_s \omega_s & M \left(\frac{d}{dt} \right) & -M \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & M \omega_s & M \left(\frac{d}{dt} \right) \\ M \left(\frac{d}{dt} \right) & -M \omega_s & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_r \omega_r \\ M \omega_r & M \left(\frac{d}{dt} \right) & L_r \omega_r & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Donc les flux correspondent à :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

II.7.1. Equation électromagnétique:

Equation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - K_f \Omega - C_r \quad (\text{II.19})$$

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} \cdot I_{sq} - \phi_{rd} \cdot I_{sd}) \quad (\text{II.20})$$

P : Nombre de paires de pôles.

C_e : Couple électromagnétique délivré par la machine.

C_r : Couple résistant de la charge.

K_f : Coefficient des frottements.

$\Omega = \frac{\omega}{P}$: Vitesse de rotation mécanique.

II.7.2. 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.

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) $w_a = \frac{d}{dt} \theta_a = 0$
- ☒ Champ tournant, repère (d, q) : $w_s = \frac{d}{dt} \theta_a = w_a$
- ☒ Rotor, (x, y) : $w_a = \frac{d}{dt} \theta_a = w_r$

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

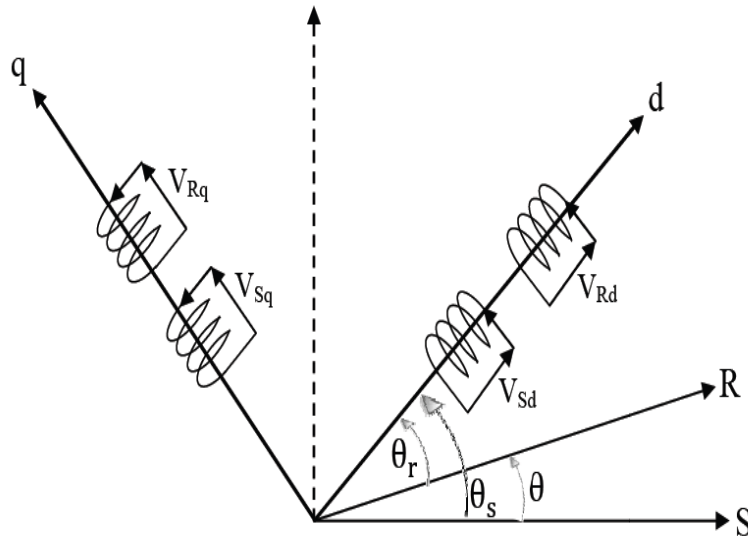


Figure II-3: Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace angulaire.

II.8. Équations en tension dans le repère lié au stator (α, β) :

La figure (II-4) représente la schématisation d'une machine asynchrone biphasée équivalente dans le repère (α, β).

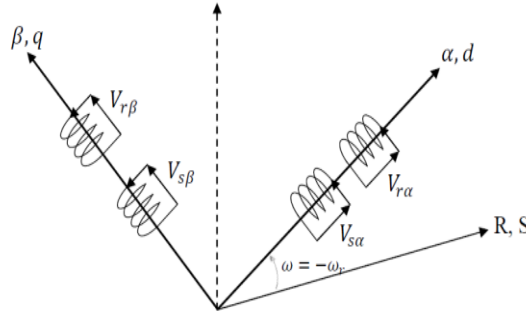


Figure II-4 : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (α, β)

II.8.1. Modèle d'état de la machine dans le référentiel liée au stator (α, β) :

Dans ce cas le système d'équations (II.14) s'écrit comme suit :

II.8.1.1. Les Équations électriques :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{r\alpha} + w_r \phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{r\beta} - w_r \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (II.21)$$

II.8.1.2. Les Équations des flux :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = L_s I_{s\alpha} + M I_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s I_{s\beta} + M I_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} = L_r I_{r\alpha} + M I_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r I_{r\beta} + M I_{s\beta} \end{cases} \quad (II.22)$$

❖ 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 [11].

❖ 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 laquelle ce référentiel est utilisé en commande [12].

❖ Rotor, (x, y) :

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones [11].

II.8.2. Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β) :

La représentation d'état des équations (II.20) est donnée sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{w_r M}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{w_r M}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & w_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & w_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

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

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

$w_r = P\Omega$: Pulsation mécanique du rotor, et P étant le nombre de paires de pôles.

II.9. 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 (II. 5) illustre le schéma bloc de la machine asynchrone liée au repère (α, β) basé sur le modèle mathématique décrit par l'expression (II.20), la machine est alimentée par un réseau triphasé équilibré (220V, 50Hz), dont les paramètres de la machine sont donnés dans l'Annexe A.

II.9.1. Résultats de simulation :

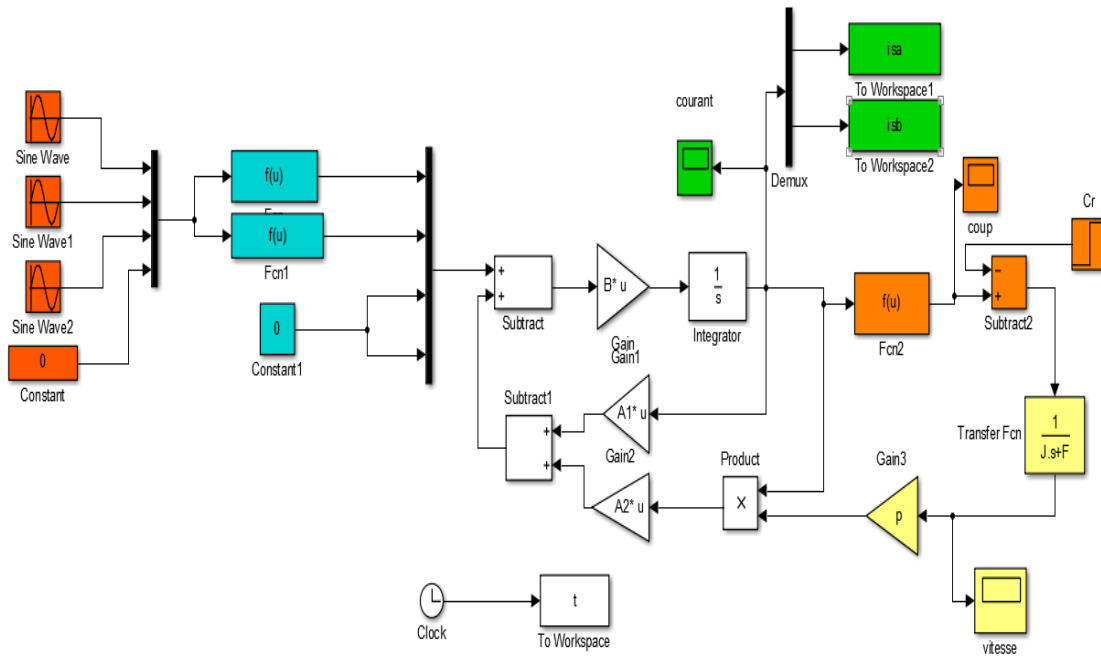


Figure II-5 : Schéma bloc de la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré

II.9.1.1. Marche à vide :

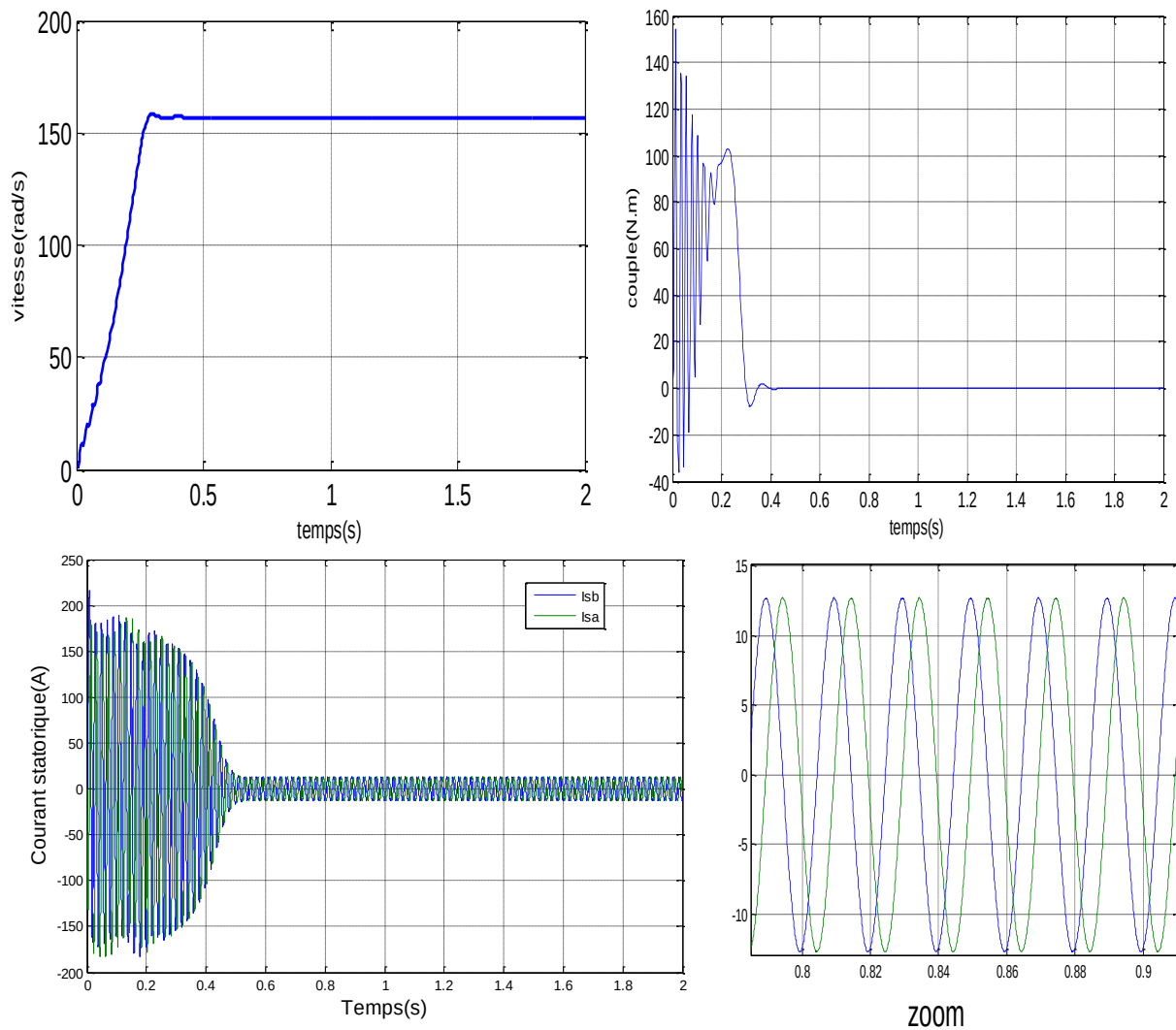


Figure II-6 : Démarrage à vide du moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension équilibrée sinusoïdale

II.9.1.1.1. Interprétations des résultants :

D'après la Figure (II.6) on constate que :

- Pour la vitesse : La vitesse en régime permanent se stabilise à ($\cong 157$ rad/sec) puisque le machine possède 2 paires de pôles.
- Pour le courant statorique : Il y a un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage, Le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du machine à vide.
- Pour le couple électromagnétique : Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatoire. Il atteint une valeur maximale, par la suite il tend vers zéro.

II.9.2. Application d'une charge ($C_r=25\text{N.m}$) :

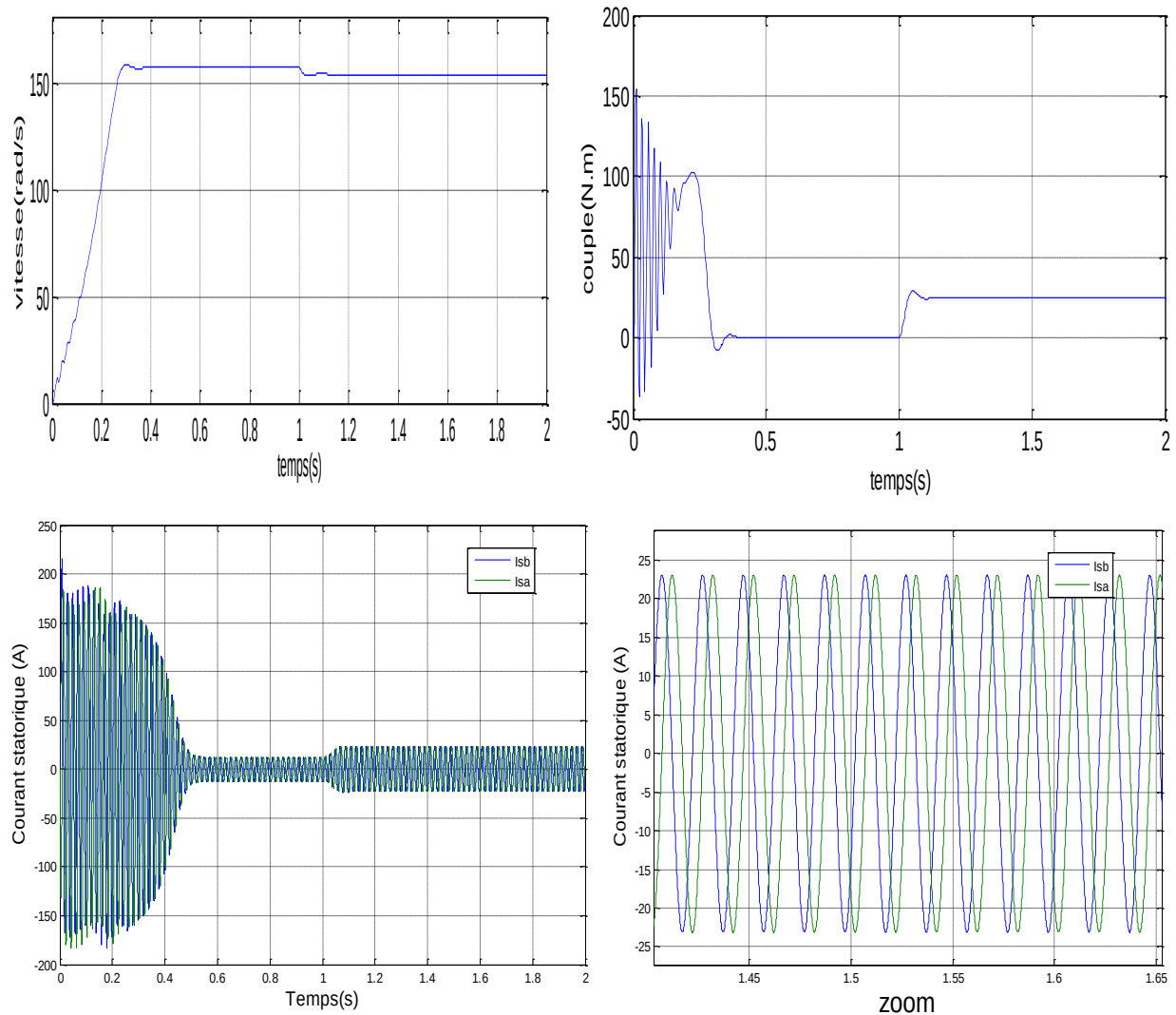


Figure II.7 : Caractéristiques du moteur asynchrone lors d'une application d'un couple résistant ($C_r=25\text{Nm}$ à $t=1\text{sec}$)

II.9.2.1. Interprétations des résultants :

On a introduit un couple de charge $C_r= 25 \text{ N.m}$ à $t=1 \text{ sec}$, les résultats de la simulation sont représentés par la(Figure. II.7).

- Pour la vitesse :Diminution de la vitesse de rotation.
- Pour le courant statorique : il y'a une augmentation après l'application du couple de charge
- Pour le couple électromagnétique : Nous constatons que le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué

II.10. L'alimentation de la Machine par un onduleur :

II.10.1. Réglage de la vitesse de rotation des machines asynchrones triphasés :

Les onduleurs les plus répandus sont les onduleurs MLI (à modulation de largeur d'impulsion) dont le mode permet de garder le rapport U_1/f constant et d'obtenir des courant quasiment sinusoïdaux U_1 étant la valeur efficace du fondamental.

II.10.2. Onduleur de courant :

II.10.2.1. Principe :

L'onduleur de courant à thyristor fonctionne en commutation forcée grâce aux circuits d'extinctions constituées de diodes et de condensateurs.

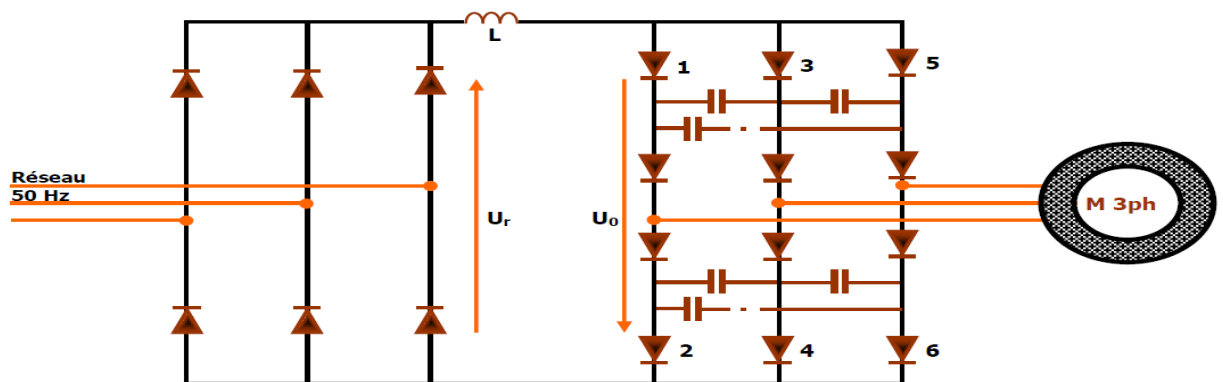


Figure II-8 : Moteur asynchrone alimenté par un Onduleur de tension

II.10.2.2. Avantage et inconvénient :

Ce type de convertisseur est réversible. Il permet donc le freinage avec récupération.

L'inconvénient est que le courant est rectangulaire, ce qui donne des pertes supplémentaires dans le moteur qui doit être déclassé.

II.10.3. Onduleur de tension :

L'onduleur de tension constitue la répandue pour l'alimentation des machines asynchrones.

II.10.3.1. Principe :

L'onduleur est un convertisseur continu alternatif permettant d'obtenir des tensions de fréquence réglable. Il constitue de transistor, particulièrement d'IGBT ou thyristor GTO pour les fortes puissances. L'onduleur fonctionne en modulation de largeur impulsions (MLI) : la tension continue est découpée à une fréquence assez élevée pour des forme des impulsions rectangulaire d'amplitude et une fréquence réglable. Les caractéristiques de la tension obtenue sont indépendantes de la charge : il s'agit d'une alimentation en tension. L'alimentation continue de l'onduleur est souvent obtenue à partir du réseau, en général triphasé, plus rarement monophasé. Un redresseur en pont suivi d'un filtre LC convient pour cet usage. Cependant, la source de

tension continue réalisée ainsi n'est pas réversible et elle ne peut donc pas récupérer l'énergie en cas de freinage.

Une résistance de dissipation associée à un interrupteur électronique doit alors être ajoutée lors d'un freinage, le condensateur commence à recevoir l'énergie du moteur. Un circuit approprié détecte la tension a ses bornes, et des que celle si dépasse un seuil prédéfini, il commande la mise en conduction de l'interrupteur T.

L'énergie renvoyée par le moteur est ensuite dissipée par l'effet joule dans la résistance R.

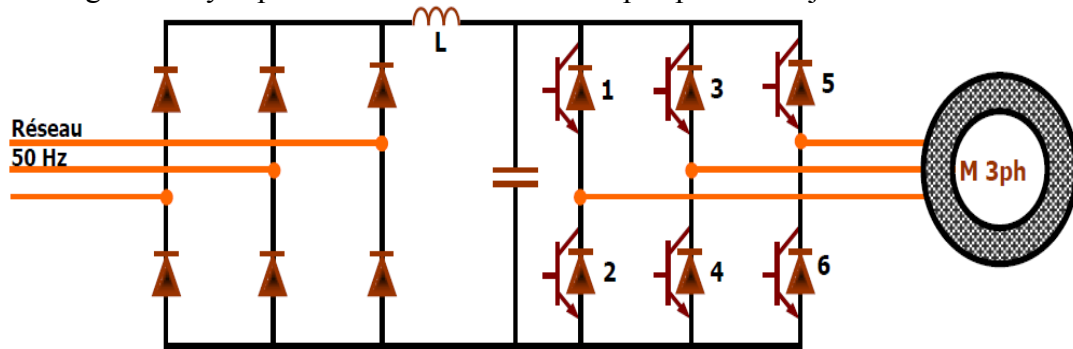


Figure II-9 : Onduleur de tension

II.10.3.2. Avantage et inconvénients :

Ce type de convertisseur est devenu aujourd'hui une solution très classique pour les variateurs de vitesse de faible ou de moyenne puissance, de moins d'un kilowatt à plus d'un mégawatt. Il a l'avantage d'être un produit bien standardisé et d'un coût très raisonnable.

L'inconvénient de ce convertisseur est de ne pas permettre la récupération d'énergie lors du freinage (à cause du redresseur à diode).

II.10.3.3. Modélisation de l'onduleur de tension :

Pour modéliser l'onduleur de tension, Figure.(II.10), on considère son alimentation comme une source parfait, suppose être constituée de deux générateurs de F.E.M égale a $E/2$ connectés entre eux par un point note n_0 .

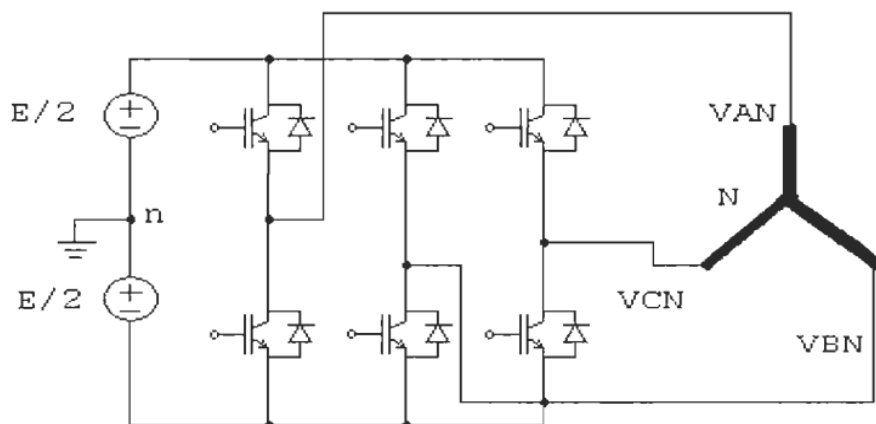


Figure. II-10 : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée a partir des tensions simples que nous notons , V_{an} ; V_{bn} et V_{cn}

L'onduleur est commande à partir des grandeurs logiques S_i . on appelle T_i et T'_i si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T'_i est ouvert, les tensions composées sont obtenues a partir des sorties de l'onduleur:

Les tensions composées sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{a0} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (II.24)$$

n :l'indice de point neutre

$$\begin{cases} U_{a0} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (II.25)$$

$$V_{ao} + V_{bo} + V_{co} = U_{an} + U_{bn} + U_{cn} + 3U_{no} \quad (II.26)$$

$$\text{La charge est équilibrée donc : } U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (II.27)$$

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{a0} + U_{bo} + U_{co}) \quad (II.28)$$

En remplaçant (II.28) dans (II.25) on obtient :

$$\begin{cases} U_{a0} = U_{an} + \frac{1}{3}(U_{a0} + U_{bo} + U_{co}) \\ U_{bo} = U_{bn} + \frac{1}{3}(U_{a0} + U_{bo} + U_{co}) \\ U_{co} = U_{cn} + \frac{1}{3}(U_{a0} + U_{bo} + U_{co}) \end{cases} \quad (II.29)$$

$$\begin{cases} U_{an} = U_{an} + \frac{1}{3}(2U_{a0} - U_{bo} - U_{co}) \\ U_{bo} = U_{bn} + \frac{1}{3}(-U_{a0} + 2U_{bo} - U_{co}) \\ U_{co} = U_{cn} + \frac{1}{3}(-U_{a0} - U_{bo} + 2U_{co}) \end{cases} \quad (II.30)$$

L'état d'interrupteur suppose parfait on a donc :

$$\begin{cases} V_{ao} = S_a * E \\ V_{bo} = S_b * E \\ V_{co} = S_c * E \end{cases}$$

On peut écrire l'équation (II.27) sous la forme matricielle

$$\text{D'où : } \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \frac{1}{3}E = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

II.10.3.4. Onduleur MLI (modulation de largeur d'impulsion) :

La MLI sinusoïdale et très répandue dans l'industrie cette stratégie consiste a moduler (comparer) une fondamentale de forme sinusoïdale et de fréquence f_m par une porteuse de fréquence très élevée par rapport à f_p et de forme triangulaire ainsi les point d'intersection définissent les instants de commutation de' chaque interrupteur [01].

II.11. Simulation de la machine asynchrone :

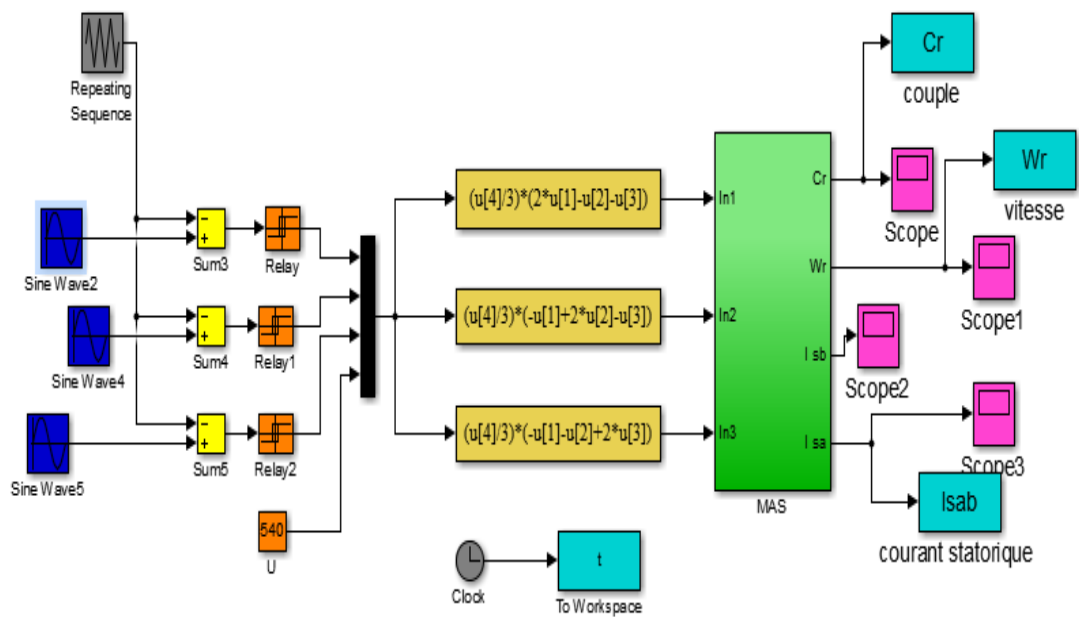


Figure II-11 : Alimentation de la MAS par un onduleur de tension a MLI sinus- triangulaire sous MATLAB –SIMULINK

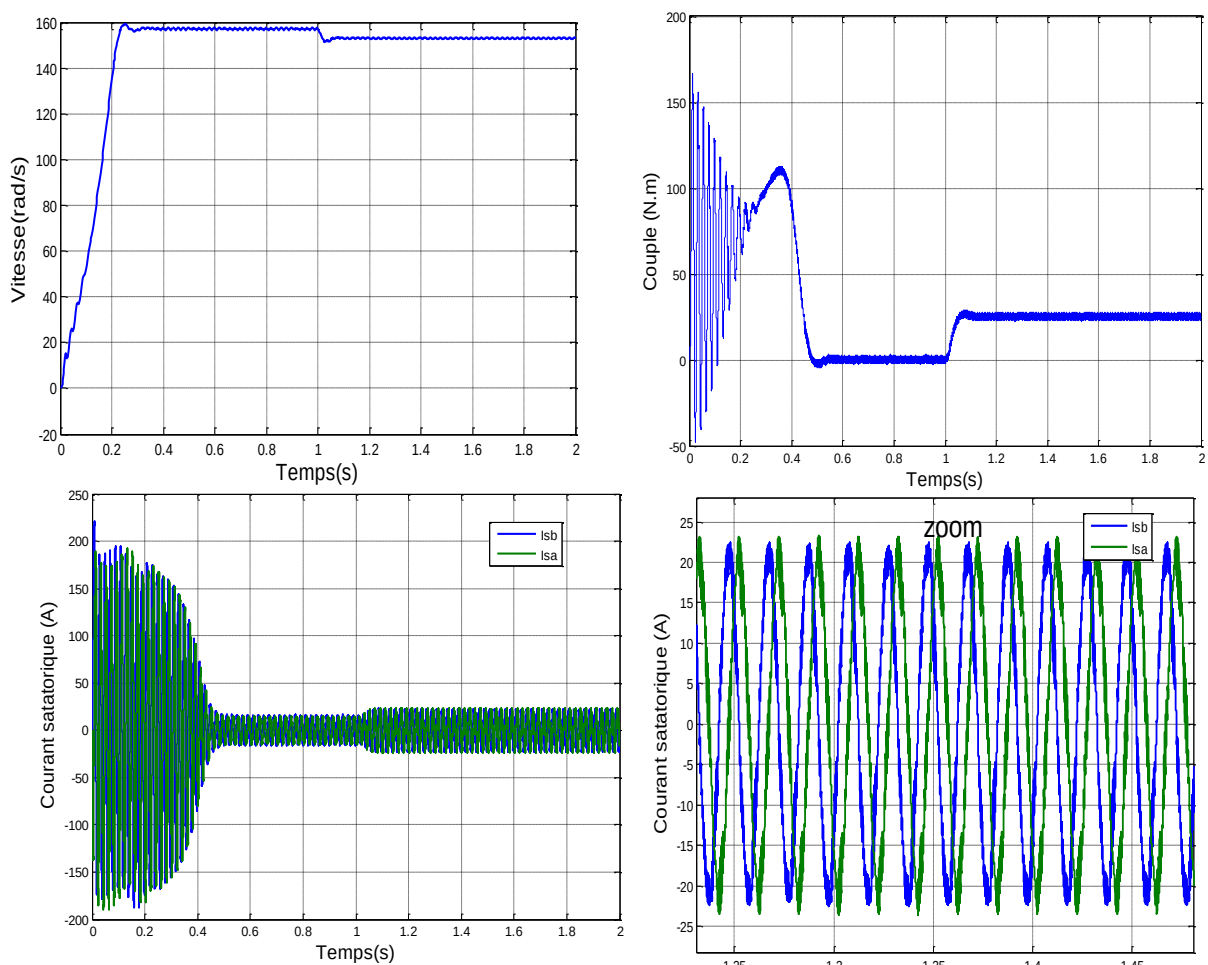


Figure. II-12 : Caractéristiques du moteur asynchrone alimentée par onduleur de lors d'une application d'un couple résistant ($Cr=40Nm$ à $t=1sec$)

II.11.1. Interprétations des résultants :

Les courbes des deux simulations de la machine alimentée par le réseau et par l'onduleur de tension sont presque identiques aux oscillations près qui se distinguent dans les courbes de la machine alimentée par l'onduleur dues à la fréquence de commutation des interrupteurs.

II.12.Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone alimenté par une source de tension sinusoïdal triphasée et équilibrée à fréquence constante établi sous des hypothèses simplificatrices. Après, nous avons utilisé la transformation de Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de machine courant continu ,ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

CHAPITRE III :
*Techniques de
commande de
machines asynchrone*

III.1.Introduction :

Grâce à son faible coût et sa simplicité de construction, conjugués aux techniques de variation de vitesse, la machine asynchrone s'impose de plus en plus dans les domaines de l'entraînement à vitesse variable.

Nous allons présenter dans ce chapitre les techniques de commande permettant de faire varier la vitesse des machines asynchrones à cage.

- Le contrôle de la vitesse à fréquence statorique constante est obtenu par la variation de l'amplitude de la tension d'alimentation (ou du courant).

Les variateurs de vitesse à fréquence variable sont divisés en trois groupes :

- Le contrôle scalaire qui consiste à varier l'amplitude de la tension ou du courant et la fréquence statorique dans un rapport constant.

- Le contrôle vectoriel, plus complexe à réaliser que le précédent, nous donne des performances élevées à la machine asynchrone. Cette technique est basé sur le contrôle soit des deux composantes de la tension (ou du courant) liée à un repère tournant, soit le sur le contrôle de l'amplitude de la tension et l'angle entre le flux statorique et le flux rotorique.

- Le contrôle direct du couple et du flux (DTC) Ce que nous n'avons pas étudié dans ce chapitre. [06].

III.2 Commande de la machine asynchrone :

Face à sa simplicité structurale, la commande dynamique de la machine asynchrone exige des algorithmes de contrôle complexes, souvent difficiles à mettre en œuvre, et parfois peu robustes, elle a suscité un vif intérêt des électrotechniciens et automaticiens notamment au cours de la dernière décennie. Nous passerons en revue, de façon non exhaustive, les différentes stratégies proposées dans la littérature pour la commande d'une machine asynchrone.

En général, les méthodes de commande de la machine à induction peuvent être divisées en commande scalaire ,et commande vectorielle[13].

III.3 Variation de la tension statorique :

L'équation ($V_s = R_s I_s + j\omega_s \varphi_s$) nous donne les caractéristiques couple/vitesse de la machine asynchrone.

La figure suivante représente les caractéristiques électromécaniques d'une machine asynchrone pour trois valeurs de la tension.

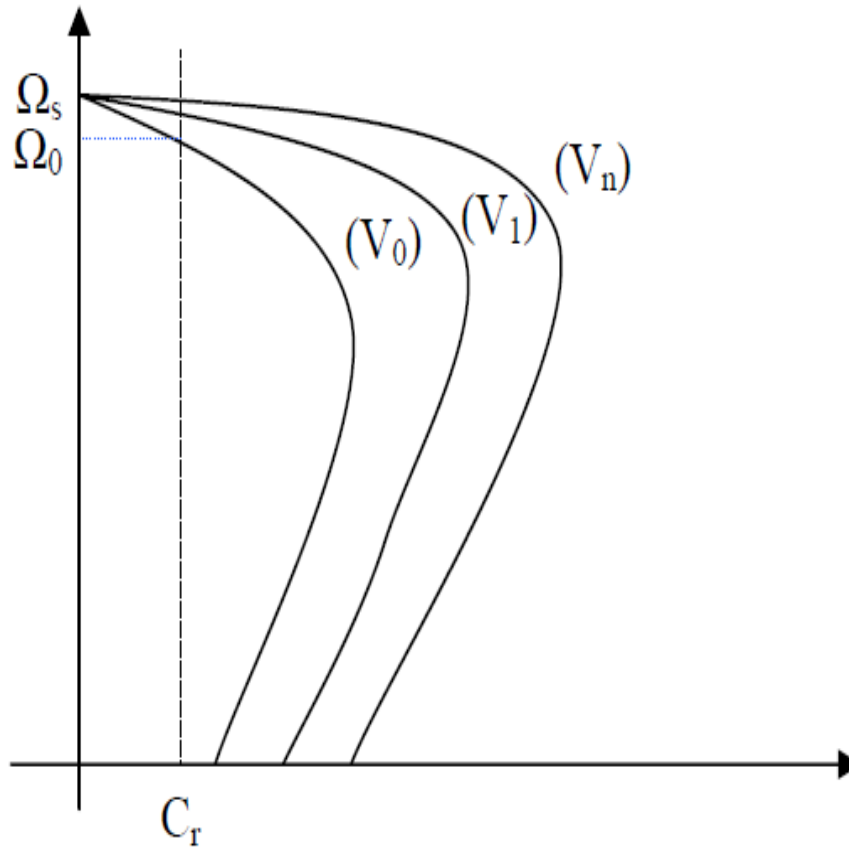


Figure. III-1 Caractéristique couple/vitesse pour différentes tensions d'alimentations

La figure III.1 montre qu'une diminution de la tension à couple résistant constant provoque une diminution de la vitesse, mais aussi une diminution du couple maximal.

Cette technique présente beaucoup d'inconvénients : [06] [15].

- Limitation de la plage de réglage.
- Diminution du flux et augmentation du courant statorique, ce qui provoque une augmentation des pertes Joules.
- Diminution de la tenue en couple, ce qui nécessite un surdimensionnement de la machine.
- Les caractéristiques ne sont pas parallèles, ce qui est néfaste pour le réglage de la machine.
- Rendement faible

De plus, la variation de la tension est généralement obtenue par un gradateur générant beaucoup d'harmoniques sur le réseau et sur la machine. Cela pose de gros problème de compatibilité électromagnétique.

III.4.Comparaison entre la commande scalaire et la commande vectorielle [1]:

Commande scalaire	Commande vectorielle
❖ Basée sur le modèle régime permanent ❖ Simple à implanter. ❖ Dynamique lente. ❖ Contrôle des grandeurs en amplitude.	❖ Basée sur le modèle transitoire. ❖ Précise et rapide. ❖ Contrôle du couple à l'arrêt. ❖ Chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP...) ❖ Contrôle des grandeurs en amplitude et en phase.

III.1. *Tableau la différence entre la commande scalaire et la commande vectorielle*

III.5.Commande Scalaire :

C'est la plus ancienne des commandes existantes pour la machine asynchrone. Elle équipe un grand nombre de variateurs ne nécessitant pas de fonctionner à basse vitesse, et avec fort couple, tels que les ventilateurs, les compresseurs, les climatiseurs, les pompes,... Sa structure est très simple, elle est basée sur l'imposition d'un rapport constant entre le module de la tension d'alimentation et sa fréquence ($v/f=\text{constante}$) cependant cette stratégie ne permet pas de réaliser une bonne précision dans la réponse de la vitesse ou du couple on distingue la commande scalaire directe et indirecte. [13].

III.5.1.Contrôle en V/f de la machine asynchrone[01]:

Son principe est de maintenir $V/f=\text{Constant}$ ce qui signifie garder le flux constant.

Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement.

En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit :

$$C_{max} = \frac{3P}{N_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \quad (\text{III.1})$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique.

En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (en régime quasi-statique) de la machine asynchrone (Figure III.2).

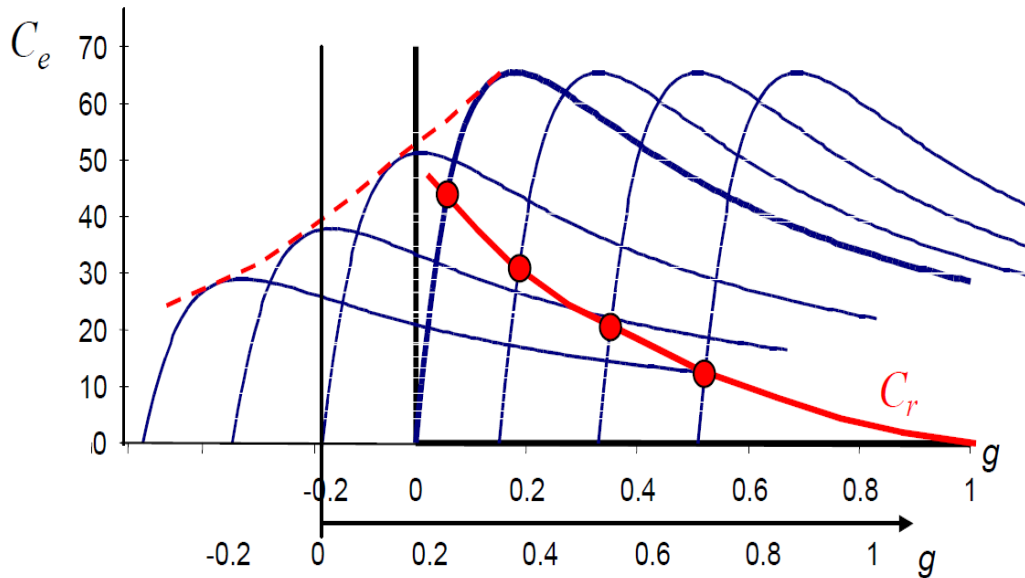


figure. III-2. Déplacement de la caractéristique Couple-glissement en fonction de la fréquence d'alimentation

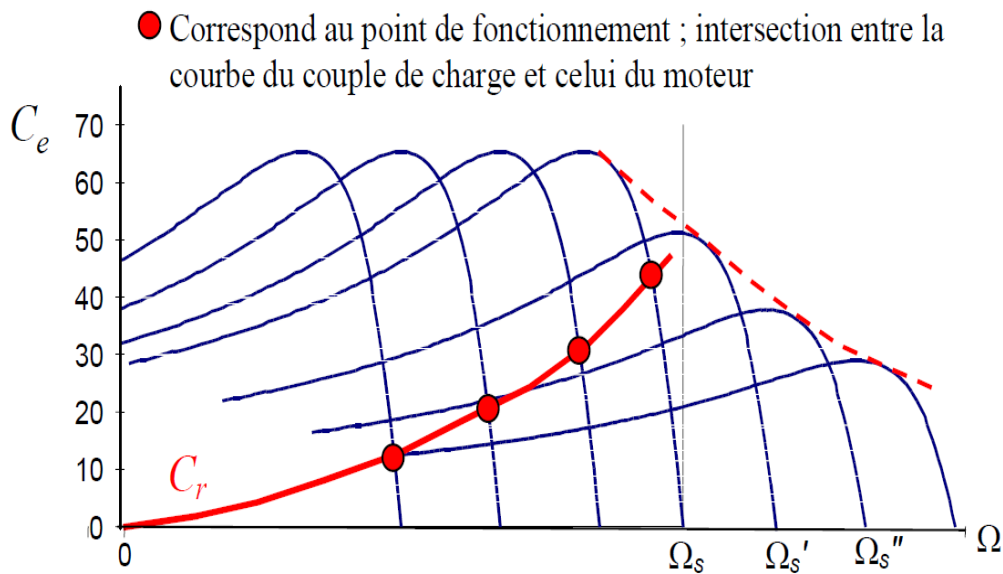


Figure. III-3 : Déplacement de la caractéristique couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation

En fait, garder le rapport constant revient à garder le flux constant. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On est en régime de "défluxage". Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse (partie $\Omega > \Omega_s$ de la Figure III.2).

A basse vitesse, la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée. On compense alors en ajoutant un terme de tension V_0 (Figure III.4).

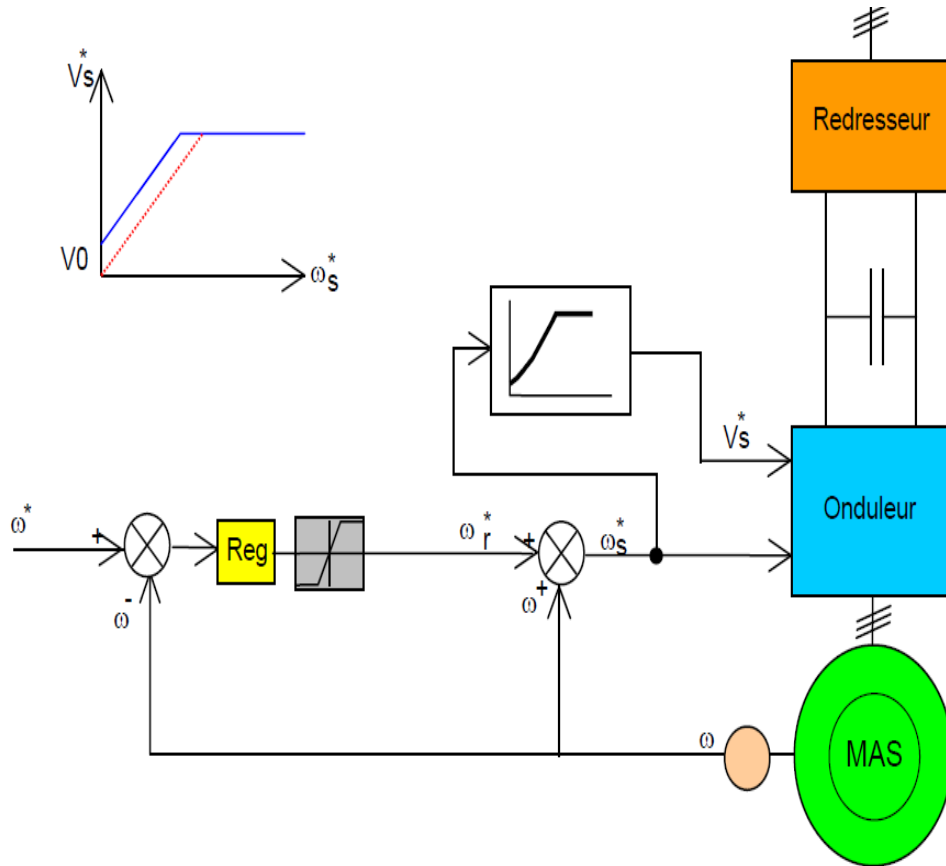


Figure. III-4 : Contrôle scalaire de la tension

Le schéma de commande ci-dessus (Figure III.4) présente la manière de réguler la vitesse de la machine en reconstituant la pulsation statorique à partir de la vitesse et de la pulsation rotorique.

Cette dernière, qui est l'image du couple de la machine est issue du régulateur de vitesse.

Souvenez-vous que :

$$C_e \approx 3P \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \frac{1}{R_r} g \omega_s = a g \omega_s = a \omega_r \quad (\text{III.2})$$

Le couple est proportionnel à la pulsation rotorique à flux constant.

Si la machine est chargée, la vitesse a tendance à baisser, le régulateur va fournir plus de couple (donc plus de glissement) afin d'assurer cet équilibre. La pulsation statorique est donc modifiée pour garder cet équilibre. La tension est calculée de manière à garantir le mode de contrôle en V/f de la machine.

III.5.2. Contrôle scalaire du courant :

La différence avec la commande précédente, c'est que c'est un onduleur (commutateur) de courant qui est utilisé (Figure.III.5). On impose directement des courants dans les phases de la machine. La fréquence du fondamental est calculée de la même manière. La valeur du courant de plateau I_d (courant continu) est égale à une constante près à la valeur efficace du courant imposé

I_s . Elle est imposée par régulation à l'aide d'un pont redresseur contrôlé. Le dispositif est plus complexe qu'un contrôle scalaire de la tension [01].

$$\begin{cases} I_s = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \\ I_s^* = \frac{\phi_s}{L_s} \sqrt{\frac{1+(\tau_r \omega_r)^2}{1+(\sigma \tau_r \omega_r)^2}} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

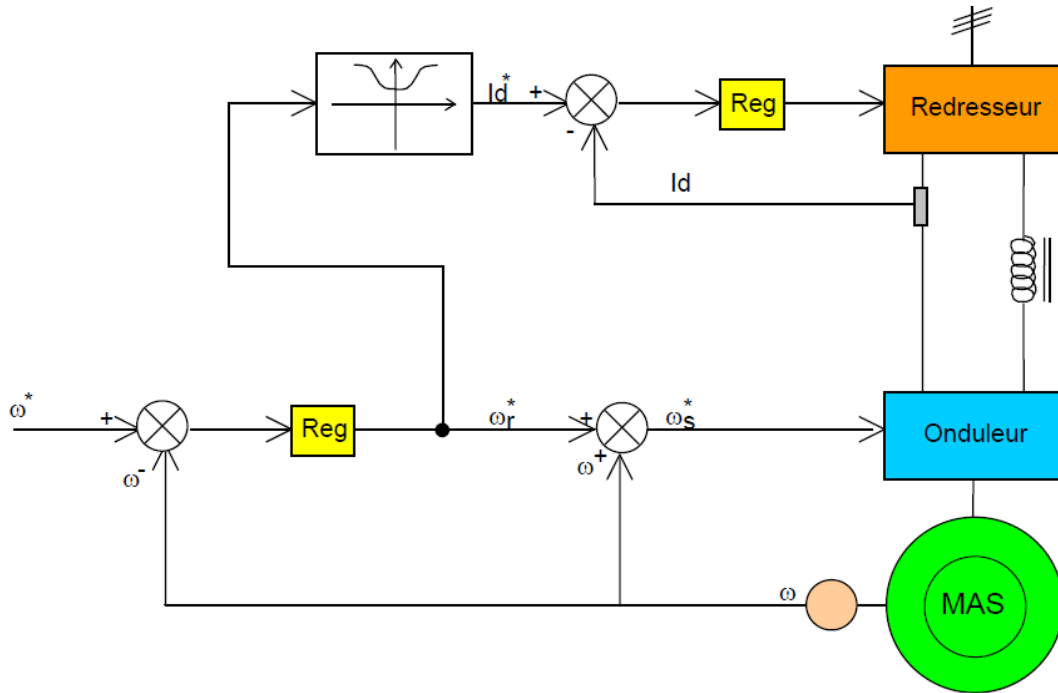


Figure. III-5 : Contrôle scalaire du courant

III.6. Commande Vectorielle:

C'est pour supplanter les limitations de la commande scalaire que la commande vectorielle de la MI (machine induction) a été introduite dans le milieu industriel pour subvenir aux applications de moyenne et hautes performances dynamiques et statiques. L'avènement des microprocesseurs à partir des années 1970, et leur importante évolution dans les années 1980, a permis sa concrétisation expérimentale. Cette commande est élaborée sur la base du modèle de la MI projeté dans le repère du flux. Les composantes directe et en quadrature du courant statorique obtenus peuvent donner une commande découplée du flux et du couple, respectivement. Des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée sont alors réalisés. Selon la détermination de la position du flux, on peut distinguer deux types de commandes vectorielles, dites directes et indirectes. De nombreuses variantes ont été développées, elles sont liées aux degrés de liberté offerts par le modèle de la MI, et donc selon le référentiel de travail, à la nature du flux à orienter et à réguler (statorique, rotorique ou de l'entrefer), et enfin à la procédure d'obtention du flux directe ou indirecte[15].

III.6.1.Principe de la commande vectorielle :

Le principe de la commande par flux orienté consiste à orienter le vecteur courant et le vecteur flux afin de rendre le comportement de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (MCC) où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Il s'agit de placer le référentiel (d.q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d). Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante[16].

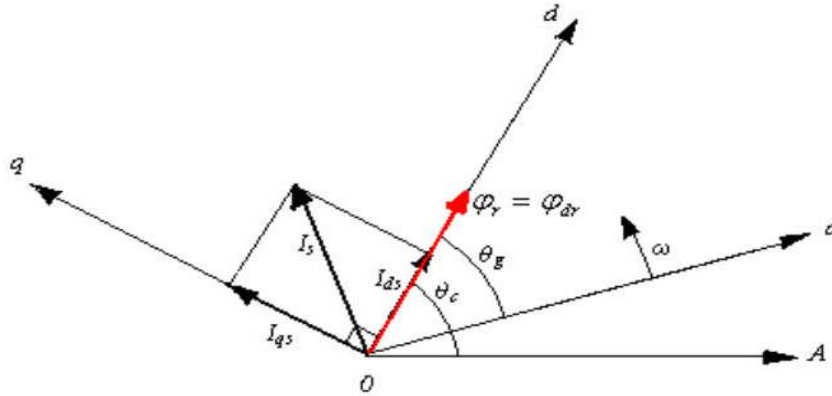


Figure. III-6: Principe de commande par orientation du flux.

Trois choix sont possibles pour fixer l'orientation du flux représenté dans la (figure III-6), soit

- Orienter le flux rotorique avec la condition : $\varphi_{dr} = \varphi_r$ et $\varphi_{qr} = 0$
- Orienter le flux statorique avec la condition : $\varphi_{ds} = \varphi_s$ et $\varphi_{qs} = 0$
- Orienter le flux d'entrefer avec la condition : $\varphi_{de} = \varphi_e$ et $\varphi_{qe} = 0$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle permet d'obtenir un couple de démarrage important, ainsi elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer[17].

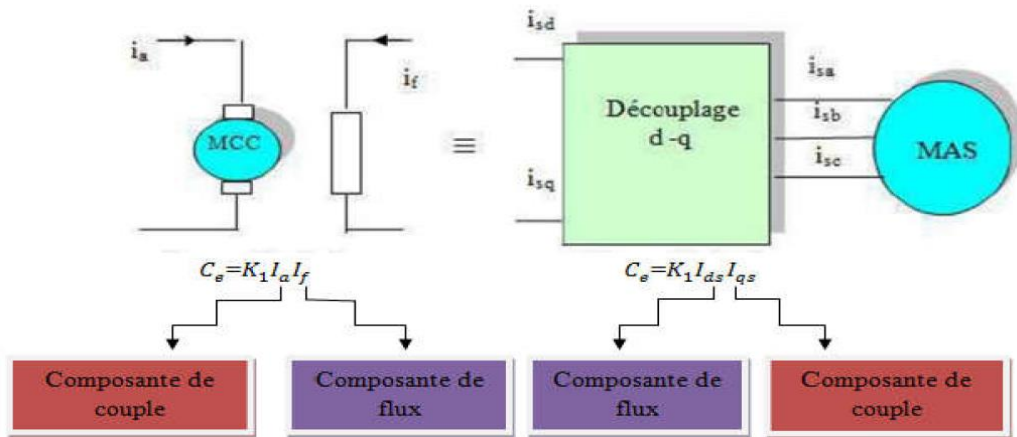


Figure. III-7: Analogie de la MAS avec la MCC dans la commande vectorielle

III.6.2.Types de la commande vectorielle :

Il existe deux types de commande vectorielle ; La première est basée sur le principe de la méthode contrôle direct du flux *DFOC*.(Direct Field Oriented Control), tandis que l'autre utilise le principe de la méthode indirecte *IRFOC*.

III.6.2.1.Commande vectorielle directe DFOC:

La détermination du flux, notamment le flux rotorique qui n'est pas directement accessible, est assurée à partir des capteurs de flux à effet Hall ou magnétiques disposés à l'intérieur de la machine, effectuent une mesure de la composante directe et transversale du flux dans la machine. Ces capteurs nécessitent d'être installés à l'intérieur de la machine ce qui entraîne une augmentation du volume de celle-ci. De plus, la tension de sortie de ces capteurs à effet Hall dérive avec la température et nécessite un prétraitement mathématique plus ou moins compliqué, pour extraire l'information sur le flux capté surtout aux basses vitesses. Finalement, Ces capteurs sont notoirement sensibles aux chocs mécaniques, notamment si la machine est utilisée dans un environnement dur ou inaccessible [18].

La commande vectorielle directe, bien que généralement sensible au bruit en basse fréquence, est parfaitement convenable pour les applications à grandes vitesses.et son point fort réside dans son insensibilité aux variations de la résistance du rotor[13].

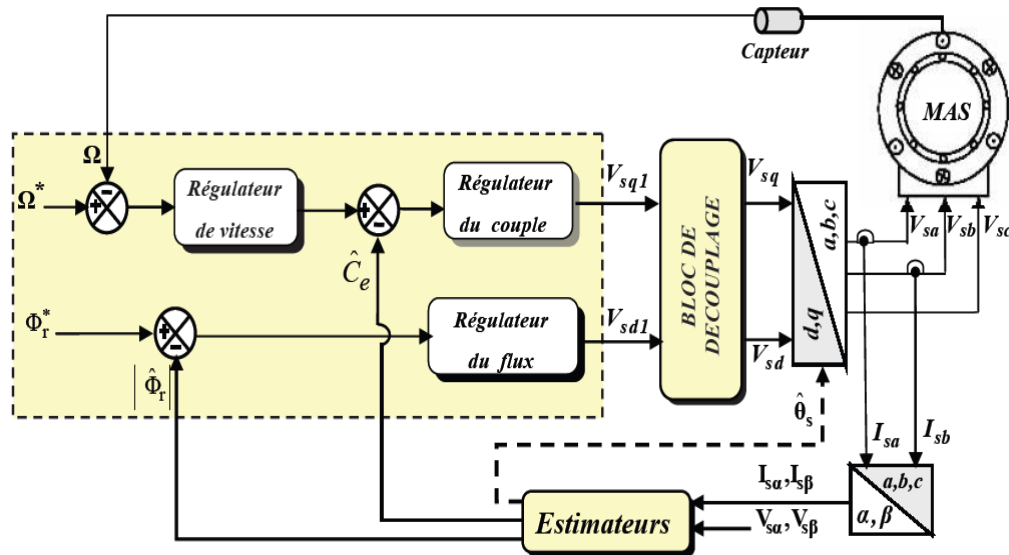


Figure. III-8 Représentation de la DFOC de la MAS alimentée en tension par un réseau triphasé équilibré

III.6.2.2.La Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC) :

Dans le cas de la commande indirecte, le flux n'est pas régulé (donc ni mesuré, ni estimé). Celui-ci est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle θ_s qui est obtenu à partir de la pulsation statorique ω_s . Cette dernière est la somme de la pulsation rotorique ω_{sl} estimée et la

pulsation mécanique $P.\Omega$ mesurée. Donc cette méthode élimine le besoin d'utiliser un capteur ou un observateur du flux d'entrefer[20].

III.6.2.2.1.Description:

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) et la vitesse du champ tournant(ω_s).

Considérons les deux tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) comme variables de commande, les deux courants statoriques (I_{sd}, I_{sq}), le flux rotorique (φ_r) et la vitesse mécanique (Ω_r) comme variables d'état, nous obtenons le modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension par orientation du flux rotorique.

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma T_s \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{sd} = \frac{V_{ds}}{R_s} + \sigma T_s I_{sq} - \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \frac{d\varphi_r}{dt} \\ \sigma T_s \frac{dI_{qs}}{dt} + I_{sq} = \frac{V_{ds}}{R_s} - \omega_s \left[\sigma T_s I_{sq} + \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \varphi_r \right] \\ \omega_r = \frac{M}{T_r \varphi_r} I_{sq} \\ T_r \frac{d\varphi_r}{L_r} + \varphi_{rd} = M I_{ds} \\ C_e = \frac{P.M}{dt} (\varphi_r \cdot I_{sq}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - f\Omega_r - C_r \end{array} \right. \quad (III.4)$$

III.6.2.2.2Système d'équations liées au flux rotorique :

Les équations (III.4), munies de la contrainte ($\varphi_{rq} = 0$) se simplifient:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \end{array} \right. \quad (III.5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \end{array} \right. \quad (III.6)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_r = \frac{M}{T_r \varphi_r} I_{sq} \end{array} \right. \quad (III.7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \end{array} \right. \quad (III.8)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = \frac{P.M}{L_r} (\varphi_r \cdot I_{sq}) \end{array} \right. \quad (III.9)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - f\Omega_r - C_r \end{array} \right. \quad (III.10)$$

Les équations (III.8) et (III.9) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux I_{sd} , et le courant producteur du couple I_{sq} . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple. La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (III.8), (III.9) et(III.7). Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la figure-III.9.

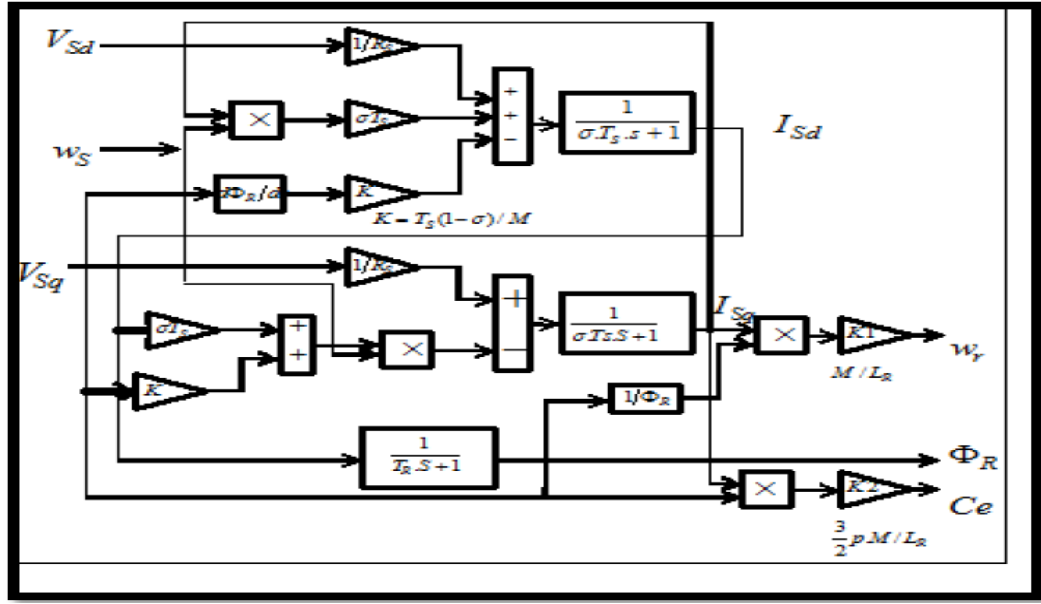


Figure III- 9 : Structure de la commande par orientation du flux rotorique

III.6.2.3.Découplage :

Différentes techniques de découplage existent : découplage par retour d'état, découplage statique ou découplage par compensation,

III.6.2.3.1.Découplage par retour d'état:

Ici il s'agit de déterminer une commande par retour d'état qui découple le système de façon qu'une sortie ne dépende que d'une seule entrée (correspondante) [11].

III.6.2.3.2.Découplage par compensation :

Définitions de deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq2} telles que:

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_d \quad (III.11)$$

Et :

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_q \quad (III.12)$$

Avec :

$$e_d = \omega_s \sigma L_s I_{sq} + R_s \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \phi_r \quad (III.13)$$

$$e_q = -(\omega_s \sigma L_s I_{sd} - \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r) \quad (III.14)$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq2} (figure (III.4))

Tel que:

$$V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) I_{sd} \quad (III.15)$$

$$V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) I_{sq} \quad (III.16)$$

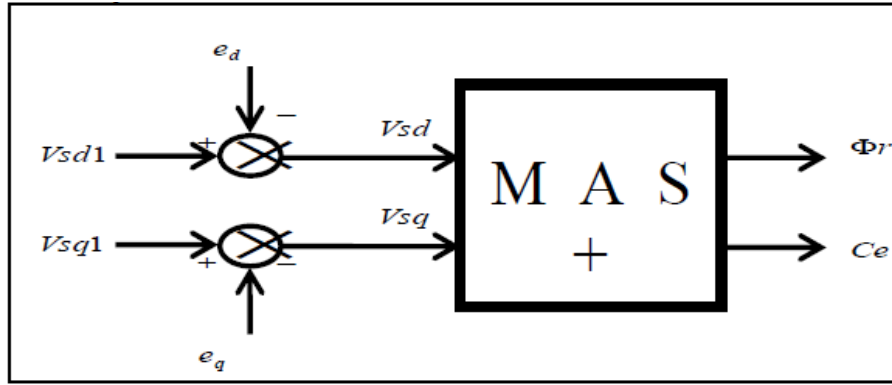


Figure. III-10 : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

La figure (III-11) donne le schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique avec un découplage entrée sortie.

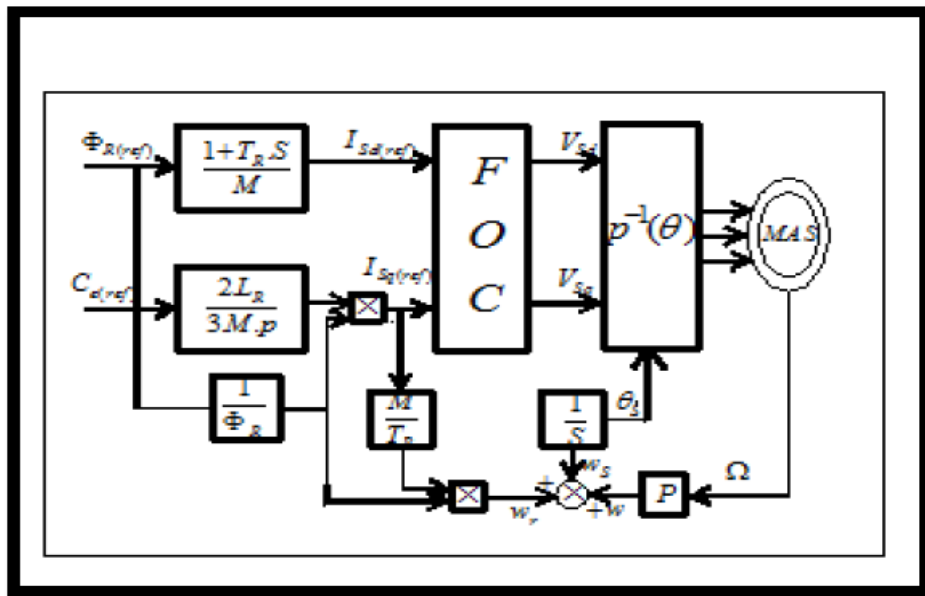


Figure. III-11 : commande par orientation du flux avec découplage entrée sortie

III.6.2.4.Calculs des régulateurs :

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle P assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent.

Dans notre commande il y a trois régulateurs PI , un pour la régulation de la vitesse et deux pour les courants I_{sd} et I_{sq} . Notons qu'une structure IP a été utilisée dans la boucle de régulation de la vitesse, elle est parfois bien meilleure que celle à régulateur PI classique [18][20].

III.6.2.4.1.Conception des régulateurs:

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

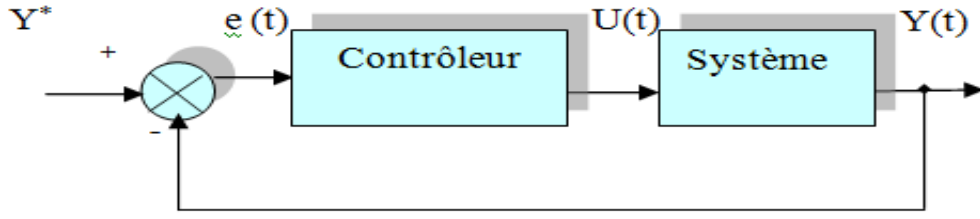


Figure. III-12 : Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) \quad (\text{III.17})$$

III.6.2.4.2 Régulation de vitesse :

La chaîne de régulation de vitesse est représentée par le schéma fonctionnelle suivant figure (III-13)

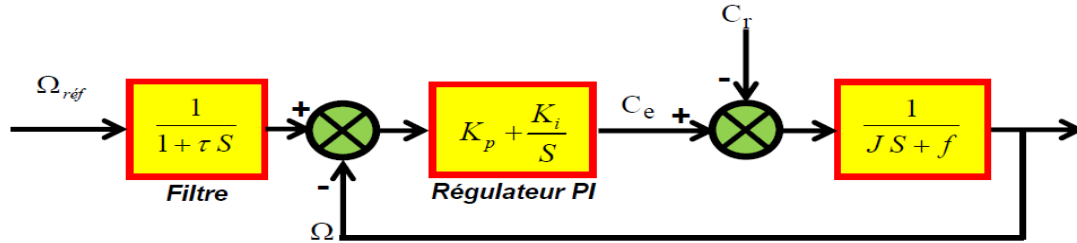


Figure .III-13 : Schéma fonctionnel du contrôle de vitesse avec filtre

La fonction de transfert du régulateur PI (proportionnel –intégral) est donné par :

$$C_\Omega = K_p + \frac{K_i}{S} = K_i \frac{1+\tau S}{S} \quad (\text{III.18})$$

Avec :

$$\tau = \frac{K_p}{K_i} \quad (\text{III.19})$$

Pour $C_r = 0$, la fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{\text{ref}}} = \frac{1+\tau S}{\frac{J}{K_i} S^2 + \left(\frac{f}{K_i} + \tau\right) S + 1} \quad (\text{III.20})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre .En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\frac{1}{\tau_n^2 S^2 + 2\xi \tau_n S + 1}$ on trouve :

$$\begin{cases} \tau_n^2 = \frac{J}{K_i} \\ 2\xi \tau_n = \frac{f}{K_i} + \tau = \frac{K_p + f}{K_i} \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

$$\text{Calcul de } \tau_n : \tau_n = \frac{\tau_{Bo \text{ equi}}}{\alpha} \quad (\text{III.22})$$

Avec : q degré de rapidité.

Par identification de $\tau_{Bo\ equi}$ et un choix du degré de rapidité, ξ on peut tout simplement identifier k_i et k_p :

L'utilisation de filtre à pour but l'élimination des dépassements qui apparaissent dans la vitesse surtout au démarrage.

III.6.2.4.3. Régulation de courant statorique I_{sd} et I_{sq} :

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique I_{sd} ; I_{sd} est représenté par la figure (III.13).

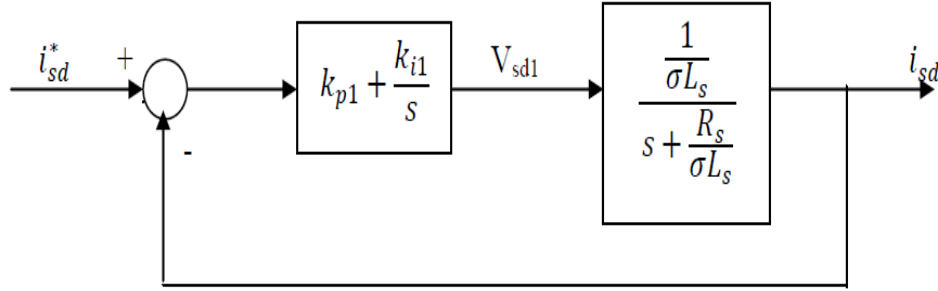


Figure. III-14: Schéma bloc de la régulation du courant statorique I_{sd}

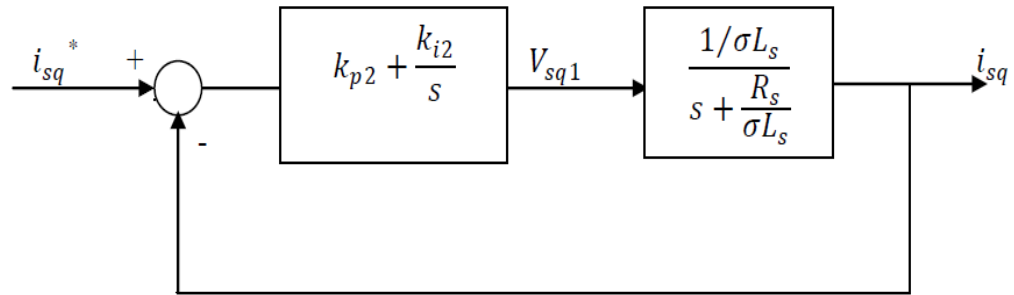


Figure. III-15 : Schéma bloc de la régulation du courant statorique I_{sq}

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$FI_{sd} = \frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = K_{p1} \frac{s + \frac{K_i}{K_{p1}}}{s} \frac{1}{s + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad (III.23)$$

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

$$\frac{K_i}{K_{p1}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (III.24)$$

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

$$FI_{sd} = \frac{K_{p1}}{s\sigma L_s} \quad (III.25)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$GI_{sd} = \frac{FI_{sd}}{1 + FI_{sd}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{K_{p1}} + 1} \quad \tau_1 = \frac{\sigma L_s}{K_{p1}} \quad (III.26)$$

Nous obtenons une réponse de type 1er ordre de constante de temps $\tau_1 = \frac{\sigma L_s}{K_{p1}}$

Pour un temps de réponse imposé t_{rep1} (5%), nous obtenons la condition suivante:

$$3\tau_1 = t_{rep1(5\%)}$$

$$3 \frac{\sigma L_s}{K_{p1}} = t_{rep1(5\%)} \quad (III.27)$$

Donc : $K_{p1} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep1(5\%)}}$

Et , d'après l'équation (III-24)

$$K_{i1} = \frac{3R_s}{t_{rep1(5\%)}} \quad (III.28)$$

le courant I_{sq} à la même dynamique que le courant I_{sd} , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment.

$$K_{p2} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep2(5\%)}} \quad (III.29)$$

$$K_{i2} = \frac{3R_s}{t_{rep2(5\%)}} \quad (III.30)$$

III.7.Bloc de défluxage :

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'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.

$$\varphi_r^* = \begin{cases} \varphi_{rn} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \frac{\Omega_n}{\Omega} \varphi_{rn} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (III.31)$$

φ_r^* :flux rotorique de référence

φ_{rn} :flux rotorique nominale .

Ω_n :vitesse mécanique nominale

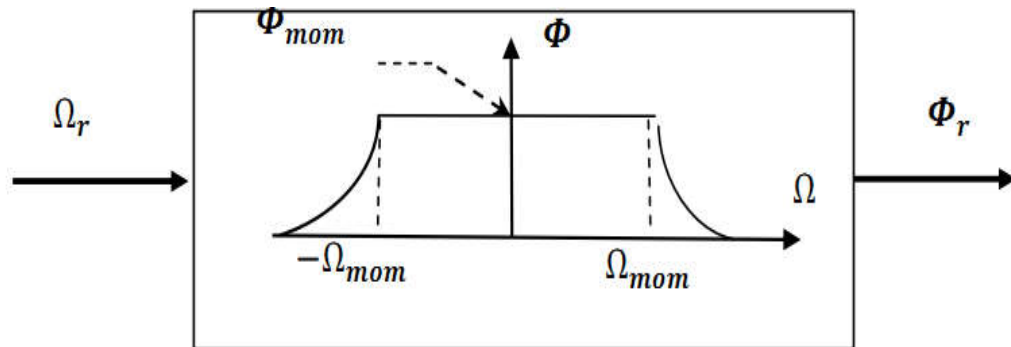


Figure. III-16 : Bloc dé fluxage.

III.8.Schémas de principe de la commande :

Le schéma global de notre système est donné par la figure suivante

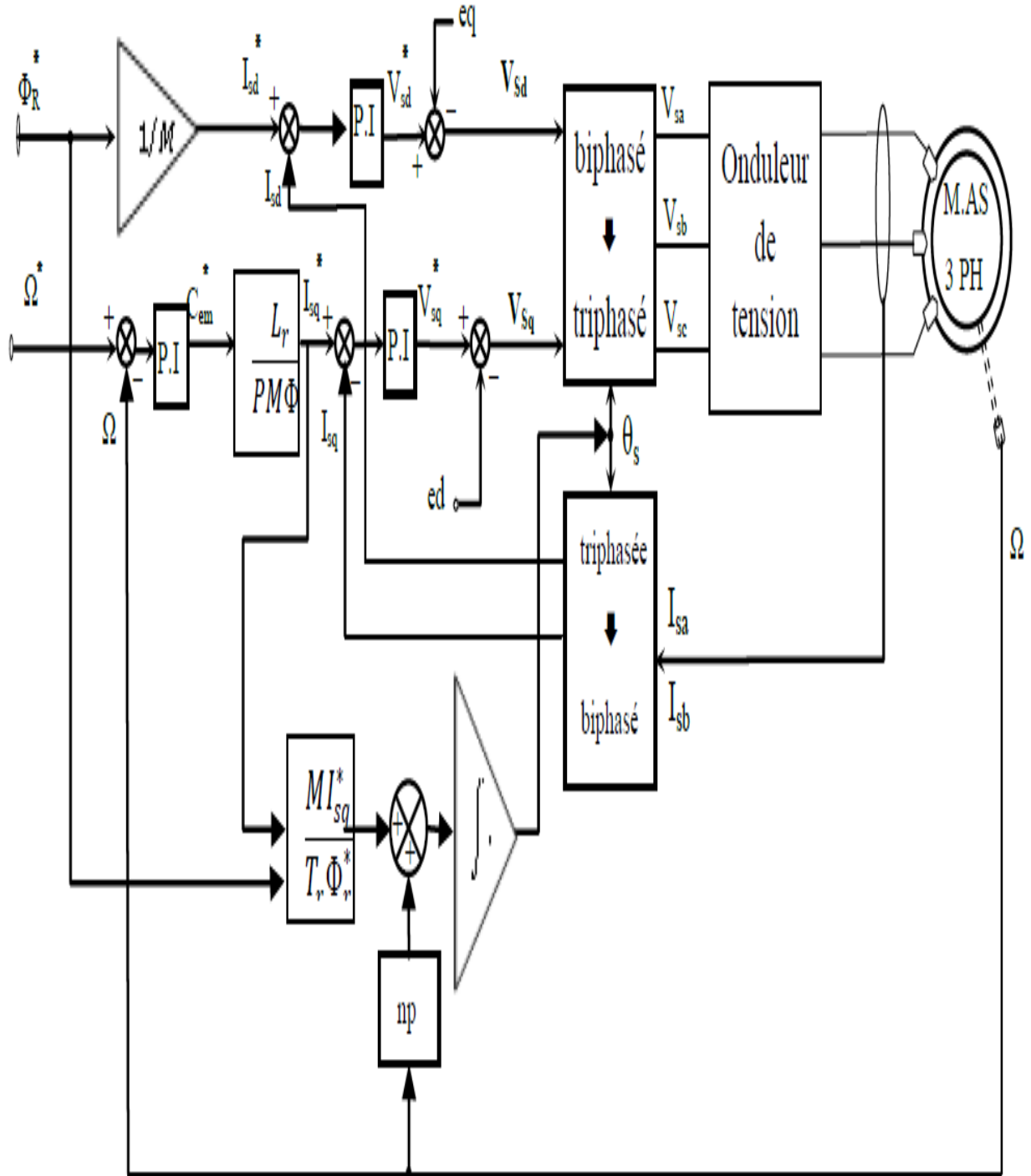


Figure III-17 : Schéma d'une commande vectorielle indirecte du flux d'une MAS alimentée en tension

III.8.1.Présentation des résultants de simulation:

Nous avons simulé le système dans deux cas de fonctionnement tels marche avec une charge et marche avec variation la vitesse.

III.8.2. Résultats de simulation marche avec un charge :

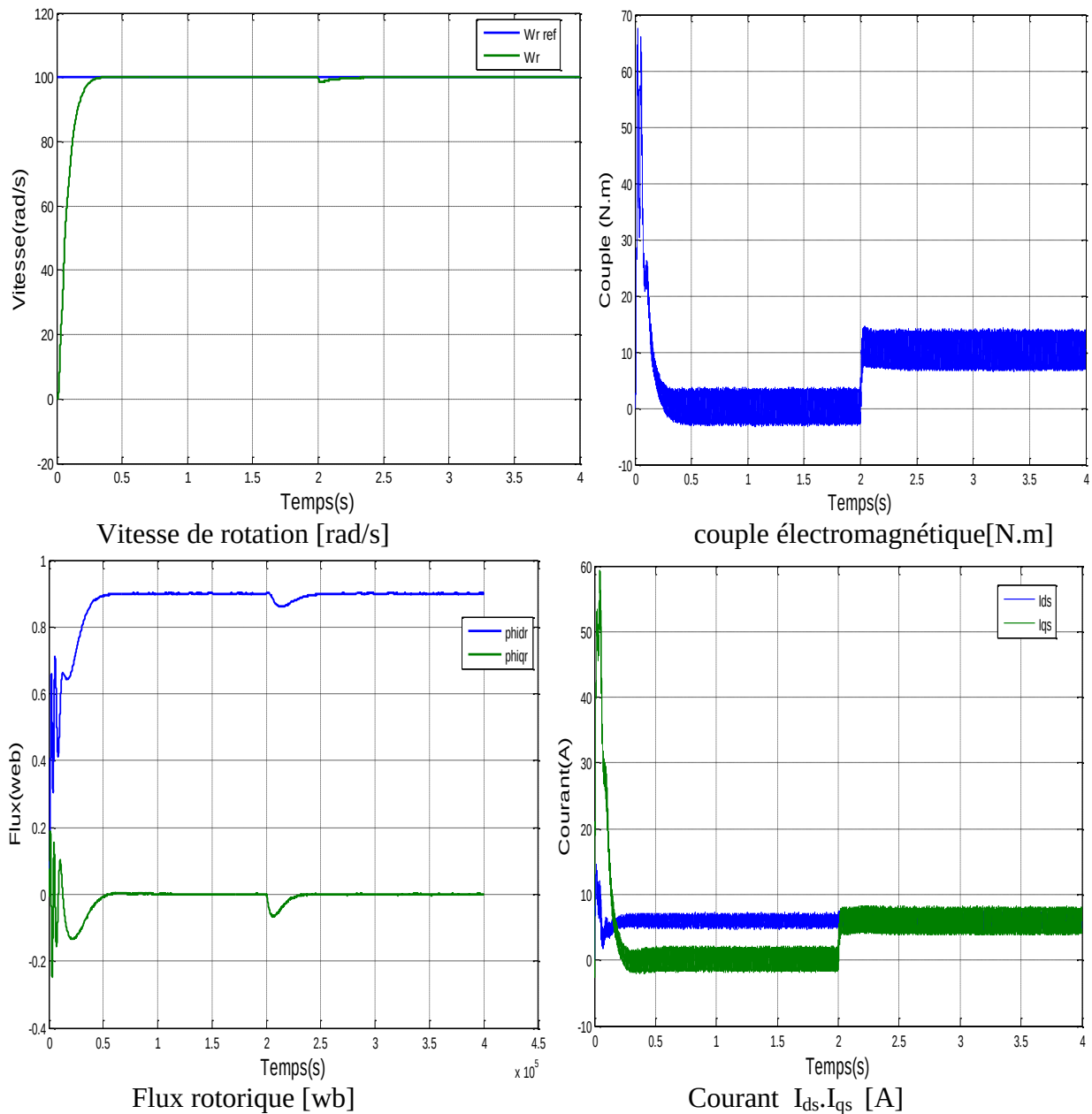


Figure. III-18 Simulation de la commande vectorielle indirecte (a vide et en charge)

III.8.3. Interprétation des résultats de simulation :

La figure (III.18) illustre le résultat obtenu pour la simulation lors d'un démarrage à vide, pour une consigne de référence $\Omega_{ref}=100$ rad/s, suivi d'une application de charge nominale à $t=2s$.

La vitesse atteint la valeur de consigne avant et après l'application de charge .

Le couple admet une forte valeur avec une oscillation (fort appel de courant au démarrage, bref mais important) et suit parfaitement sa référence puis se rétablit, atteint sa valeur finale de charge $C_e=10Nm$.

Le courant I_{qs} est l'image du couple suit également sa référence. Le courant I_{ds} est quasiment stable suit sa référence.

Enfin, le découplage est bien illustré sur la l'allure des flux rotoriques.

Le commande vectoriel est introduit afin de pouvoir commander la MAS avec le bon dynamique.

II.8.4. Simulation avec variation de la vitesse :

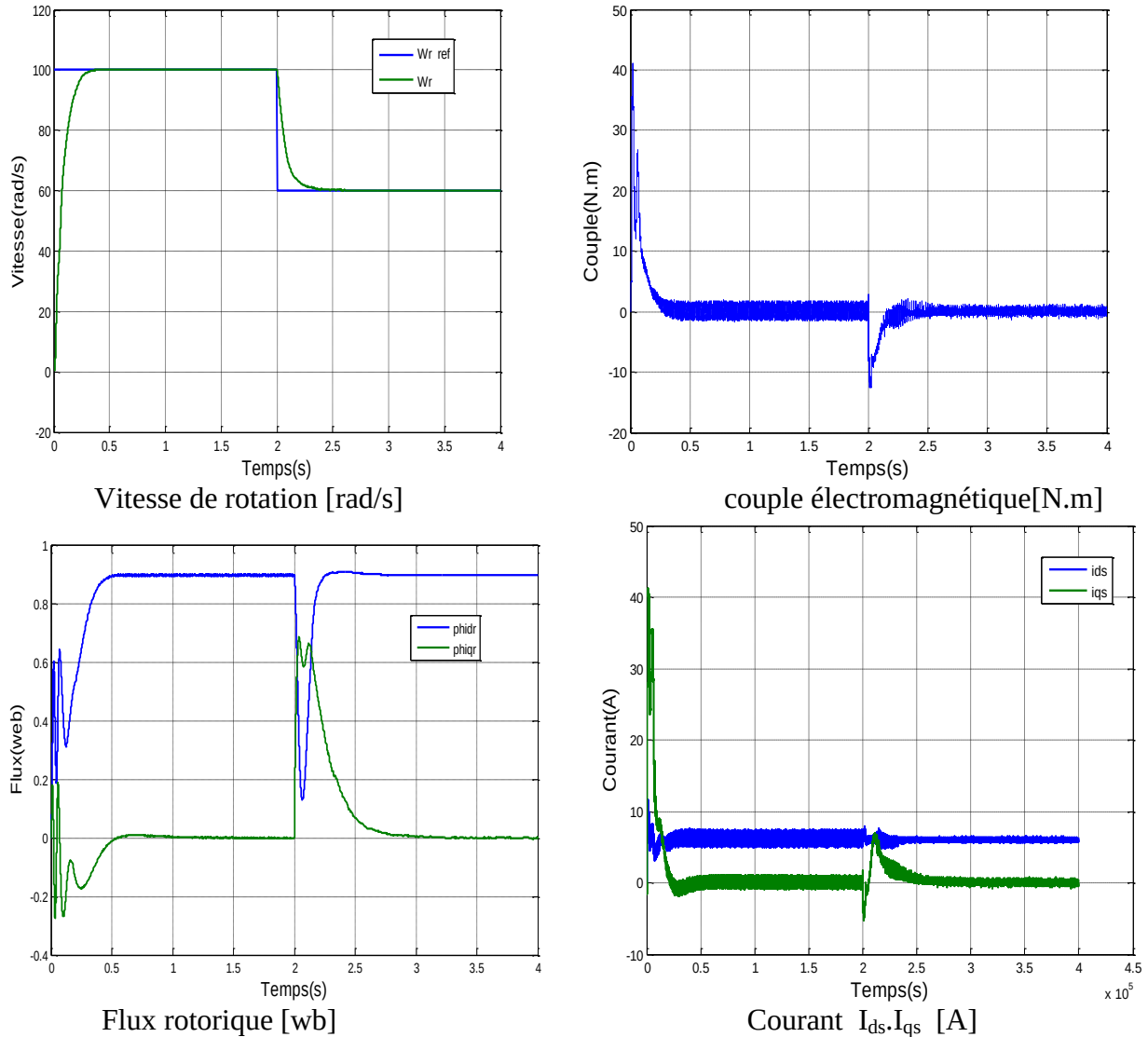


Figure. III-19. Simulation avec variation de vitesse

III.8.5. Interprétation des résultats de simulation :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ($W_{\text{ref}} = 100, 60, \text{ rad/s}$) de la figure.(III-19)

On remarque que le système répond positivement à ce test.

La vitesse suite sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste.

Le couple subit au moment de démarrage et à l'instant $t = 1$ s un pic, puis atteint rapidement la valeur zéro. Le système est donc très dynamique.

III.9 Conclusion :

Les besoins sont très variés dans le domaine des entraînements. Ils vont des applications simples telles que l'entraînement des pompes, ventilateurs, jusqu'à des applications nécessitant des performances dynamiques ainsi que des plages de vitesse très étendues.

lois de commande décrites dans ce chapitre permettent d'atteindre des niveaux de performances très différents, et couvrent aujourd'hui la plus grande partie des applications.

La commande scalaire permet de surmonter ce problème en gardant le couple maximale constant. Cette technique, bien qu'elle présente des avantages, elle ne permet pas un contrôle dynamique du couple surtout en basse fréquence.

La commande vectorielle présente des performances dynamiques et statiques très élevées ;Mais elle présente l'inconvénient majeur d'être sensible aux variations paramétriques de la machine ce qui dégrade la robustesse du modèle de commande[06].

*CHAPITRE IV :
Commande de
machines asynchrone
par logique floue*

IV.1.Introduction :

La logique floue, ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché .

Elle a été connue en première fois comme une branche mathématique complémentaire à la théorie de la logique classique, puis elle a trouvée sa place parmi les techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle. Elle a été conçue au milieu des années soixante à l'université de Berkley en Californie par le professeur Lotfi Zadeh qui a introduit la notion des variables linguistiques et des ensembles flous. La première application expérimentale de cette technique de commande est celle réalisée par Mamdani. La logique floue ne remplace pas nécessairement les systèmes classiques de régulation. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander, ou lorsque ce dernier présente de fortes non linéarités ou imprécisions.

De plus, l'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Ainsi, le succès de la commande par la logique floue trouve en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en ensemble de règles linguistiques facilement interprétables. Actuellement la logique floue a trouvé son application dans plusieurs domaines, telles que, la gestion, la médecine et la commande des systèmes.

Dans ce dernier domaine d'application, on peut citer la commande des bras robotiques, des machines outils, des réacteurs chimiques, des véhicules, des appareils électroménagers ...etc. [20].

Dans ce chapitre, on présentera un aperçu général sur la théorie de la logique floue et ses principes de base. Ensuite, on montrera comment construire un régulateur flou, et l'appliquera au réglage de vitesse de la MAS. et des résultats de simulation.

IV.2.Un peu d'histoire :

Les origines de la logique floue se trouvent dans le principe de l'incertitude de Heisenberg. Dans les années 20, les physiciens ont introduit la troisième valeur $\frac{1}{2}$ dans le système logique bivalent $\{0, 1\}$. Au début des années 30, le logicien polonais Jan Lukasiewicz a développé le système logique avec trois valeurs.

Depuis les années 30, Max Black a appliqué la logique floue aux ensembles d'éléments ou de symboles. Il a dessiné la première fonction d'appartenance (Membership function).

Il a fallu attendre 1965, pour que le concept des sous ensembles flous soit proposé par Lotfi Zadeh, automaticien de réputation internationale, qui a contribué à la modélisation de

phénomènes sous forme floue, en vue de pallier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle. Il publia un article intitulé (*Fuzzy sets*) ou (*Ensembles flous*). En 1974, M. Mamdani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, ce qui introduisait la commande floue dans la régulation des processus industriels. Plusieurs applications ont alors vu le jour en Europe, pour des systèmes parfois très complexes, telle que la régulation de fours de cimenterie réalisée par la société Smidt-Fuller en 1978. C'est la première véritable application industrielle de la logique floue. Grâce au chercheur japonais Sugeno, la logique floue était introduite au Japon dès 1985. Les sociétés japonaises comprirent l'avantage à la fois technique et commercial de la logique floue.

Freinée par la réticence à appréhender un nouveau concept et par des difficultés de réalisation pratique, la logique floue ne débouche réellement qu'en 1990 avec l'apparition de produits et de systèmes utilisant cette technique. Et en 1995 grâce à Jang, l'application de la logique floue s'élargit aux systèmes à réseaux de neurones et à l'intelligence artificielle. Aujourd'hui, la logique floue est arrivée à maturité et utilisée dans de nombreuses applications industrielles et gestionnaires. Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement [20].

IV.3.Domaines d'application :

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer:

- ☐ Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...) ;
- ☐ Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.) ;
- ☐ Systèmes autonomes mobiles ;
- ☐ Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...) ;
- ☐ Systèmes de conditionnement d'ambiance ;
- Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance ;
- ☐ Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet ;
- ☐ Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules ;
- ☐ Robotique : contrôle de la place et organisation de chemin ;
- ☐ Produits de consommation courante. [20].

IV.4.Éléments de base :

IV.4.1.La variable linguistique :

La théorie de la logique floue est basée sur la notion de variable linguistique prenant des valeurs linguistiques ou floues , lorsqu'on dit « la vitesse est basse » la valeur linguistique « basse » n'est pas précise elle est floue, mais selon l'expérience de langage et de la vitesse le mot « basse » reste cependant définie dans un domaine plus ou moins précis des nombres « basse, moyen, élevé »

IV.4.2 L'univers de discours :

Est l'ensemble de valeurs numériques ou réelles qui peut prendre la variable floue, en général l'univers de discours est noté U , les valeurs linguistiques seront alors projetées dans l'univers de discours pour définir les sous-ensembles associées à chaque valeur linguistique.

Exemple : Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux. La façon d'établir cette classification est présentée à la figure (IV.1)

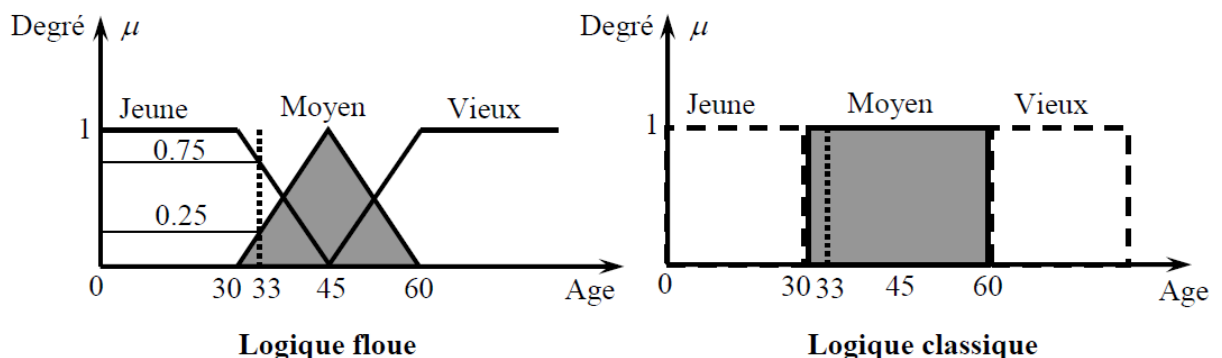


Figure. IV-1 : Classification des ensembles flous

Cette figure montre que les limites entre ces trois groupes ne varient pas soudainement, mais progressivement. Par exemple, une personne de 33 ans appartient à l'ensemble "jeune" avec une valeur $\mu = 0.75$ de la fonction d'appartenance et à l'ensemble "moyens" avec une valeur $\mu = 0.25$. La figure (IV.1) donne donc le degré d'appartenance d'une personne, selon son âge, à un certain ensemble flou. Pour cette raison, ce type de figure s'appelle une fonction d'appartenance. On peut ainsi résumer la terminologie dans l'illustration suivante [10] :

Variable linguistique : Âge

Valeur d'une variable linguistique : Jeune, Moyen, Vieux, ...

Ensembles flous : "jeune", "moyen", "Vieux", ...

Plage de valeurs : (0, 30, 45, 60, ...)

Fonction d'appartenance : $\mu_E(x) = \alpha \quad 0 \leq \alpha \leq 1$

Degré d'appartenance : α

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_E(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A figure (IV.1) [21].

IV.4.3. La fonction d'appartenance :

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par $\mu_A(x)$. L'argument x se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice A indique l'ensemble concerné. Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes :

- Monotones (croissantes ou décroissantes), comme il est montré sur la figure (III.2.a) et (III.2.b) ;
- Triangulaires (figure (III.2.c)) ;
- Trapézoïdales (figure (III.2.d)) ;
- En forme de cloche (Gaussiennes), comme le montre la figure (III.2.e).

Généralement, les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme trapézoïdale ou triangulaire[27].

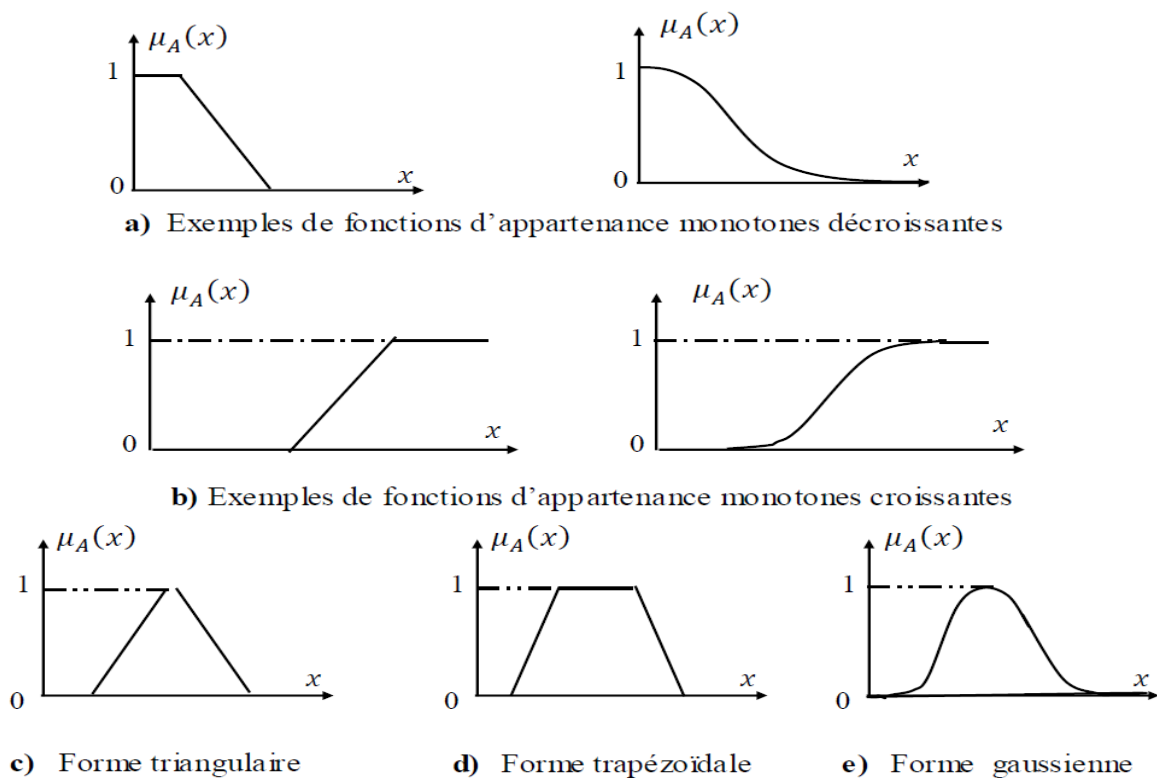


Figure. IV-2 Différentes formes des fonctions d'appartenance

IV.5. Opérateurs de la logique floue:

La caractérisation des ensembles flous par les fonctions d'appartenance a permis une extension de certaines opérations définies sur les ensembles classique au cas flou. Soient A et B deux ensembles flous définis dans l'univers de discours X ayant respectivement μ_A et μ_B comme fonction d'appartenance [21].

Les opérateurs habituels, soit l'addition, la soustraction, la division et la multiplication de deux ou plusieurs ensembles flous existent aussi. Toutefois, ce sont les deux opérateurs d'union et d'intersection qu'on utilise le plus souvent dans la commande par la logique floue [21].

❖ Opérateur "NON" :

Selon la théorie des ensembles, l'ensemble complémentaire: $C=\bar{A} = \text{NON}(A)$ (IV.1)

Est défini par les éléments de x qui n'appartiennent pas à l'ensemble A.

Dans le cas de la logique floue, cette définition peut être exprimée par les fonctions d'appartenances de la manière suivante: $\mu_c(x) = 1 - \mu_A(x)$ (IV.2)

La figure (III.3) met en évidence cette relation)

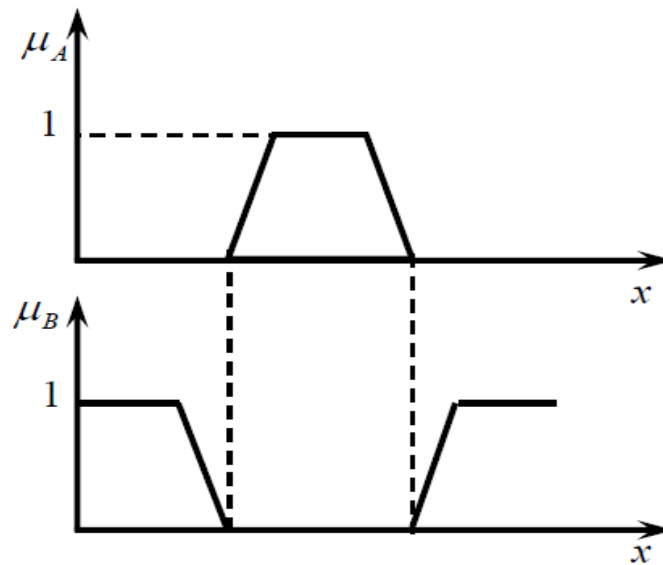


Fig. IV.3 : Opérateur NON

❖ Opérateur « ET » ou l'intersection :

L'intersection de deux ensembles flous est le plus petit ensemble flou contenu dans A et dans B

$$\mu_{A \cap B}(x, y) = \mu_{A \text{ ET } B}(x, y) = \min(\mu_A, \mu_B) \quad (\text{IV.3})$$

cette opération est représentée dans la figure (IV.4).

❖ Opérateur « OU » ou L'union :

Une union de deux ensembles flous A et B est le plus grand ensemble flou contenant A ou B

$$\mu_{A \cup B}(x, y) = \mu_{A \text{ OU } B}(x, y) = \max(\mu_A, \mu_B). \quad (\text{IV.4})$$

Cette opération est représentée à la figure (IV.4).

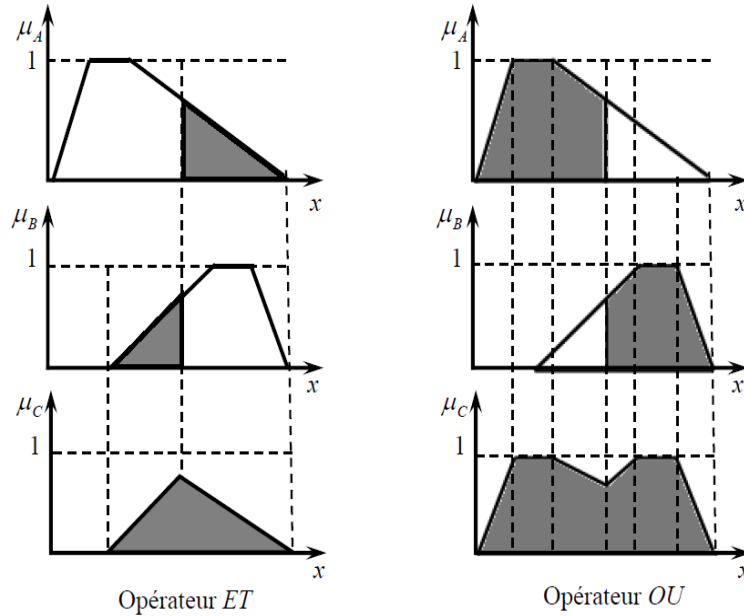


Figure. IV- 4 : Opérateur ET et OU

IV.6.Raisonnement floue:

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

IV.6.1 Implication floue :

Une expression conditionnelle du type “SI x est A ALORS y est B ”, où A et B sont des ensembles flous sur les univers U et V respectivement une relation floue R sur le produit cartésien $U \times V$ est appelée « Règle floue ». x et y étant les variables linguistiques décrites respectivement par A et B , R est caractérisé par une fonction d'appartenance $\mu_R(x, y)$

Une règle floue est basée sur la notion d'implication floue. Ainsi, la règle “SI x est A ALORS y est B ” peut s'écrire comme $(x, y) \text{ est } A \rightarrow B$, où $A \rightarrow B$ est une implication floue se caractérisant par le vecteur de vérité $\mu_{A \rightarrow B}(x, y)$ qui n'est que $\mu_R(x, y)$ soit

$$\mu_R(x, y) = \mu_{A \rightarrow B}(x, y) = \phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{IV.5})$$

ϕ est opérateur d'implication floue spécifique. Il existe de nombreux opérateur en logique floue [21],[22]. Les opérateurs les plus utilisés en commande floue sont les implications de Mamdani et de Larsen

- ✓ Implication de Mamdani :

$$\phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{IV.6})$$

- ✓ Implication de Larsen

$$\phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \mu_A(x) * \mu_B(y) \quad (\text{IV.7})$$

IV.7 Commande par la logique floue :

La commande par la logique floue est en pleine expansion. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique.

Généralement le traitement d'un problème par la logique floue se fait en trois étapes :

- La quantification floue des entrées, appelée aussi la Fuzzification. Elle permet la conversion des variables des entrées qui sont des grandeurs physiques, en grandeurs floues, ou variables linguistiques ;
- L'établissement des règles liant les sorties aux entrées, appelé l'Inférence floue ;
- La Défuzzification qui est l'opération inverse de la fuzzification. Elle consiste à transformer les variables linguistiques en variables réelles ou numériques.

Le schéma bloc d'un contrôleur flou est illustré par la figure suivante [20]

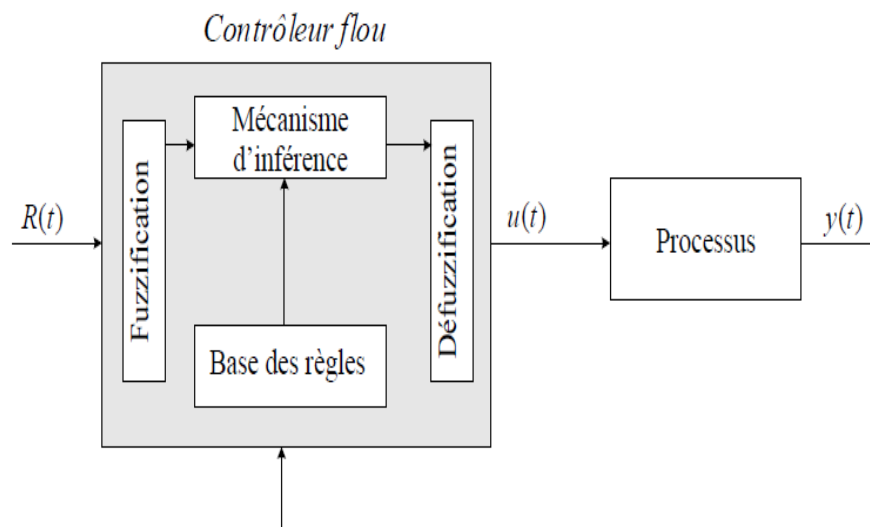


Figure. IV-5 Schéma général d'un contrôleur flou

Ou :

$R(t)$ est le signal de référence ;

$u(t)$ est le signal de commande ;

$y(t)$ est la sortie du système à commander.

Le contrôleur flou comporte essentiellement quatre parties ; une interface de fuzzification, une base des règles, un mécanisme d'inférence et une interface de défuzzification.

IV.7.1 Interface de fuzzification :

La fuzzification est l'opération de projection des variables physiques réelles sur des ensembles flous caractérisant les valeurs linguistiques prises par ces variables. Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Définition des fonctions d'appartenance de toutes les variables d'entrées ;
- Transformation des grandeurs physiques (réelles ou numériques) à des grandeurs linguistiques ou floues ;
- Représentation d'échelle transférant la plage des variables d'entrées aux univers de discours correspondants ;

Pour les fonctions d'appartenance, on utilise généralement les formes triangulaires et trapézoïdales. [21]

IV.7.2 Base des règles :

Ce bloc est une base de connaissance qui correspond à l'expertise ou au savoir faire de l'opérateur sur le comportement du système. Elle est composée de l'ensemble des informations et des connaissances dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Elle permet de déterminer le signal de sortie du contrôleur flou et exprime la relation qui existe entre les variables d'entrées transformées en variables linguistiques et les variables de sortie converties également en variables linguistiques. Ainsi, elle est constituée par une collection de règles données sous la forme « Si...Alors ». D'une manière générale, on peut exprimer la $i^{ème}$ règle floue par la relation suivante :

$$\text{si } x_1 \text{ est } F_1^{(i)} \text{ et } x_2 \text{ est } F_2^{(i)} \text{ et } \dots x_n \text{ est } F_n^{(i)} \text{ Alors } y_j \text{ est } G_j^{(i)}$$

Ou : $i = 1, \dots, m$; m est le nombre total des règles ; $F_1^{(i)}, F_2^{(i)}, \dots, F_n^{(i)}$ sont les ensembles floue des entrées $(x_1, x_2, \dots, x_n)$ et $G_j^{(i)}$ est l'ensemble flou correspondant à la sortie y_j .

On peut écrire les règles d'inférence sous forme d'une matrice appelée Matrice d'inférence, qui est généralement antisymétrique. A titre d'exemple, si on considère un contrôleur flou à deux entrées caractérisées par trois ensembles flous et une sortie, alors la matrice d'inférence peut prendre la forme suivante :

$x_2 \backslash x_1$	F_1^1	F_1^2	F_1^3
F_1^1	G^1	G^4	G^7
F_2^1	G^2	G^5	G^8
F_3^1	G^3	G^6	G^9

Tableau. IV-1 Matrice d'inférence floue .

IV.7.3 Mécanisme d'inférence flou :

L'inférence floue ou la logique de prise de décision est le cœur du contrôleur flou qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence de la logique floue [23]. Elle utilise les variables floues transformées par la fuzzification et les règles d'inférence pour créer et déterminer les variables floues de sortie, en se basant sur des opérations floues appliquées aux fonctions d'appartenance.

Comme on l'a mentionné, il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. On introduit la notion de mécanisme ou méthode d'inférence, qui dépend des relations utilisées pour réaliser les différents opérateurs dans une inférence, permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière.

Pour le réglage par logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes :

- ✓ Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani) ;
- ✓ Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de Larsen) ;
- ✓ Méthode d'inférence Somme-Produit.

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter.

les trois opérateurs de la logique floue " *Et*, *Ou* et *Alors*".[20].

Opérateur Floue Méthode d'inférence	Et	Ou	Alors
Max-Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max-produit	Minimum	Maximum	Produit
Somme-Produit	Produit	Moyenne	Produit

Tableau. IV-2 Méthodes usuelles de l'inférence floue.

IV.7.4.Interface de défuzzification :

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue. Elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus. Plusieurs méthodes ont

été élaborées pour faire cette opération. La méthode de défuzzification choisie est souvent liée à la puissance de calcul du système flou . Parmi les plus couramment utilisées, on cite :

- **Méthode de Maximum** : cette méthode génère une commande qui représente l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette méthode est simple, rapide et facile, mais présente certains inconvénients lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale et ne tient pas compte de l'effet de toutes les règles ;

- **Méthode de la moyenne des maximums** : cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de tous les maximums, dans le cas où il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale;

- **Méthode du centre de gravité** : cette méthode génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale suivante[20].

$$x_G = \frac{\int x \mu_{rés}(x) dx}{\int \mu_{rés}(x) dx} \quad (IV.8)$$

IV.8 Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue :

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et de désavantages. Les avantages essentiels sont [20],[21] :

- La non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus ;
- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus ;
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser) ;
- La réduction du temps de développement et de maintenance ;
- La simplicité de définition et de conception.

Par contre, les inconvénients sont [20],[21] .

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification) ;
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile) ;
- La difficulté de montrer la stabilité dans tous les cas ;
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

IV.9 Application de la logique floue à la commande de la vitesse de la MAS:

Dans cette partie, nous allons suivre les étapes indiquées dans le diagramme de la figure (IV.5) pour concevoir un régulateur par logique floue de type Mamdani pour la boucle de commande de vitesse.

IV.9.1 Conception d'un RLF:

Les étapes principales pour concevoir un FLC sont montrées à la figure (IV. 6). D'abord, il faut étudier le système à régler (procédé) et en faire une description adéquate. Il ne s'agit pas d'une analyse afin d'établir un modèle mathématique. On doit plutôt déterminer les grandeurs mesurables et analyser les comportements dynamiques du procédé vis-à-vis de la variation de la grandeur de commande.

La description peut faire appel aux variables linguistiques qui peuvent être incorporées aux connaissances de théorie de commande et/ou aux expériences d'opération. On peut alors établir les bases de données et de règles nécessaires pour déterminer la stratégie de réglage. On passe par la suite à la conception du FLC qui comprend la fuzzification, les inférences et la défuzzification. Il est généralement nécessaire de modifier les fonctions d'appartenance et les règles floues interactivement en plusieurs passages, afin de trouver un comportement acceptable [21] [22].

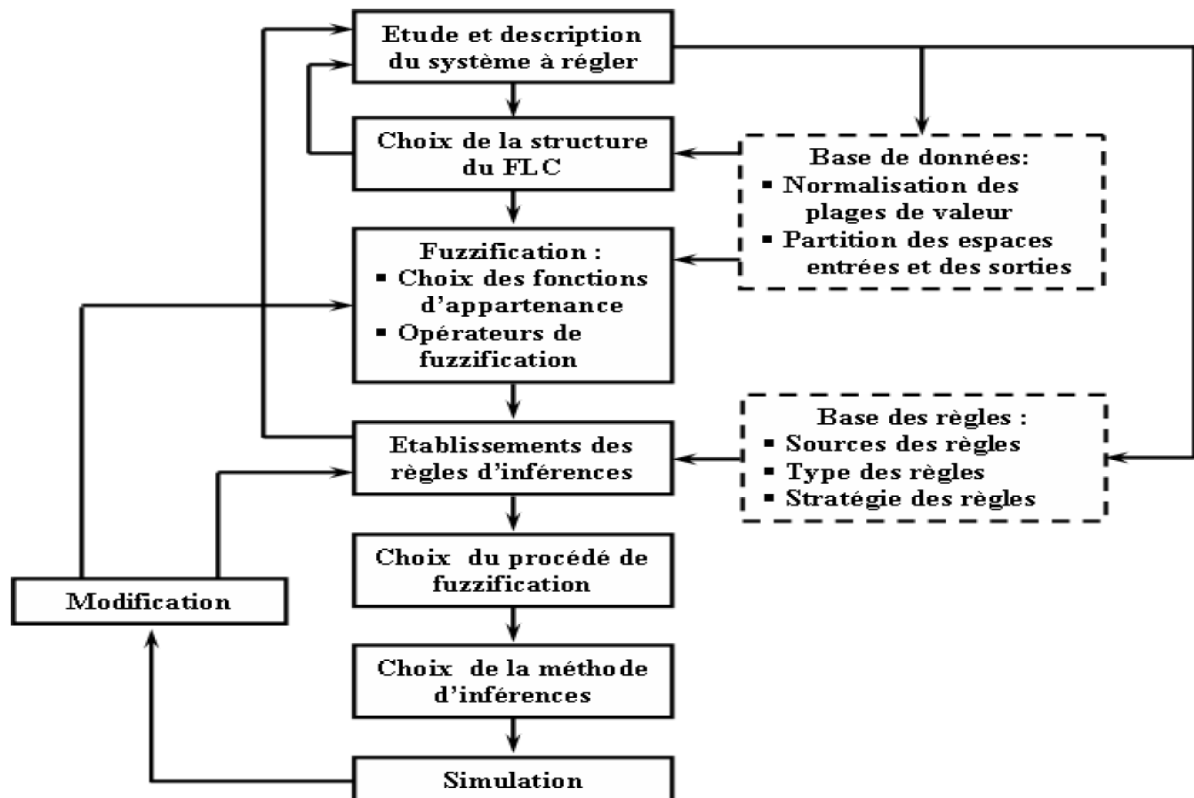


Figure. IV-6 : Etapes principales lors de la conception d'un FLC

IV.9.2 Développement d'un régulateur floue:

Après avoir énoncé des concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou. Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur de vitesse au sein d'une commande par linéarisation entrée sortie de la machine asynchrone. La vitesse de référence peut être pilotée par un opérateur externe. La grandeur de sortie de ce régulateur de vitesse est le couple électromagnétique.

Le contrôleur développé utilise le schéma proposé par Mamdani. Ce schéma est présenté par la figure (IV.7) il est composé [21]:

- ✓ Des facteurs de normalisation associent à l'erreur (e), à sa variation (Δ_e) et à la variation de la commande (Δ_u)
- ✓ D'un bloc de fuzzification de l'erreur et sa variation.
- ✓ Des règles de contrôle flou.
- ✓ La stratégie de commande est présentée par une matrice d'inférence du même type celle présentée dans le tableau (IV.3).
- ✓ D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de commande floue en valeur numérique.
- ✓ D'un intégrateur.

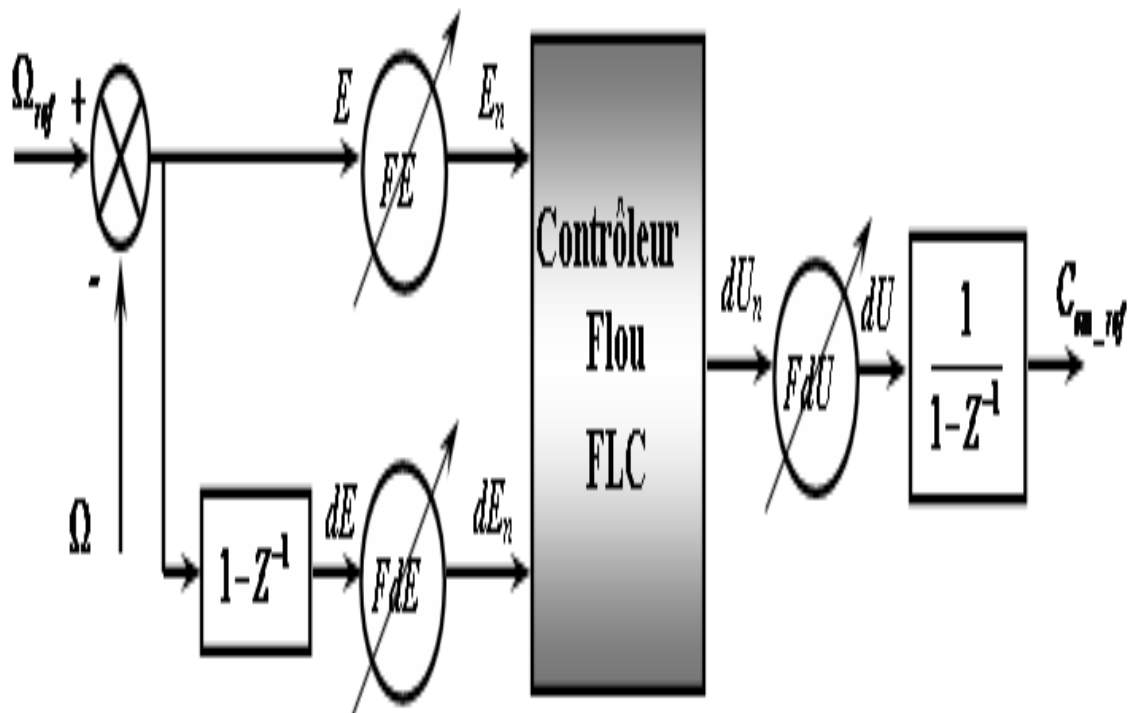


Figure . IV-7 : Schéma synoptique d'un régulateur de vitesse

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons :

E : L'erreur, elle est définie par :

$$E(k) = \Omega_{ref}(k) - \Omega(k) \quad (IV.9)$$

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

$$dE(k) = \frac{E(k) - E(k-1)}{T_e} \quad (IV.10)$$

T_e : Etant la période d'échantillonnage.

La sortie du régulateur est donnée par :

$$C_{ref}(k) = C_{ref}(k-1) + dU(k) \quad (IV.11)$$

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 défuzzification (figure IV.6). Les entrées du contrôleur flou En et dEn sont normalisées par l'utilisation des expressions suivantes :

$$E_n = k_e E \quad (IV.12)$$

$$dE_n = k_e dE \quad (IV.13)$$

De la même façon, la sortie dEU_n du contrôleur est dé normalisée à dU en utilisant la relation suivante :

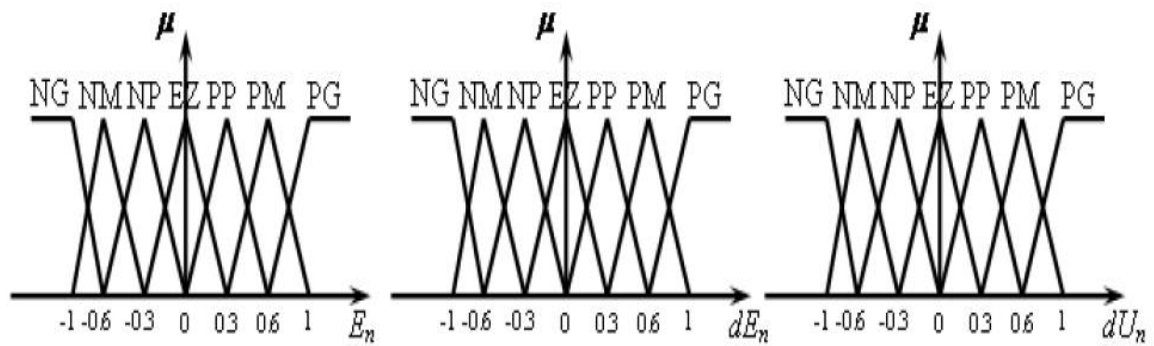
$$dU_n = k_e dU \quad (IV.14)$$

Il est important de bien choisir les plages de valeurs. Un bon choix de plages avec une bonne répartition peut garantir une conception réussie. En revanche, un mauvais choix entraîne des longues corrections dans les étapes qui suivent; il faut souvent même redéfinir les plages des valeurs afin d'éviter l'échec dans la conception. Un bon choix demande de l'expérience et de la connaissance du système à commander [21] [24].

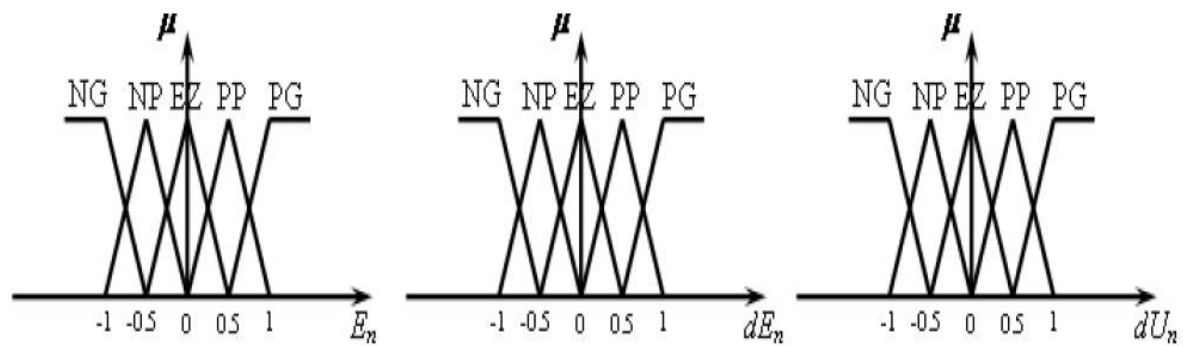
IV.9.3. Etape du fuzzification :

Les ensembles flous des variables d'entrée (En , dEn) et de sortie dUn sont défini par des fonctions d'appartenance à 7 ou 5 ou 3 ensembles (figure IV.8) . 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 [21] [24]. Les différents ensembles sont caractérisés par des désignations standard

- ❖ Négative Grande NG.
- ❖ Négative Moyenne NM.
- ❖ Négative Petite NP.
- ❖ Environ Zéro EZ .
- ❖ Positive Petite PP.
- ❖ Positive Moyenne PM.
- ❖ Positive Grande PG.



Fonction d'appartenance à sept ensembles



Fonction d'appartenance à cinq ensembles

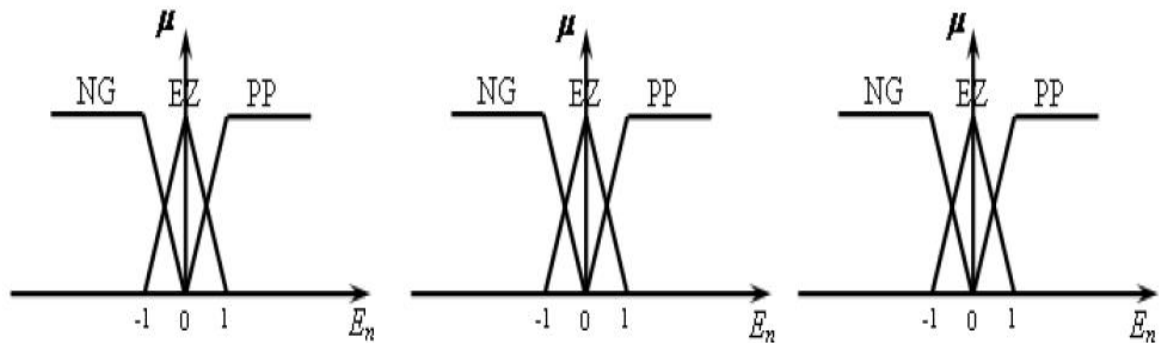


Figure IV- 8 : Les fonctions d'appartenance

IV.9.4. Etape d'établissement des règles d'inférence:

A partir de l'étude du comportement du système en boucle fermée de la vitesse basée sur les expériences, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons constaté, il y a sept ensembles flous, ce qui implique quarante-neuf combinaisons possibles de ces entrées, d'où quarante-neuf règles.[21] Les règles sont du genre:

Règle 1. SI E_n est NG ET dE_n NG ALORS dUn est NG.

Règle 2. SI E_n est NG ET dE_n NM ALORS dUn est NG.

Règle n. SI E_n est PG ET dE_n PG ALORS dUn est PG.

Les 49 règles décrites précédemment peuvent être présentes dans une matrice dite matrice d'inférence montrée dans le tableau suivant, où un exemple pour la règle 35 est illustré :

E_w CE_w	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

EX : règle 35 : Si $E_w = PG$ et $CE_w = PP$ alors $Ci_{qs}^* = PG$

Tableau IV-3: Table de règles pour le RLF de vitesse

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

E_n dE_n	NG	NP	EZ	PP	PG
NG	NG	NG	NP	NP	EZ
NP	NG	NP	NP	EZ	PP
EZ	NP	NP	EZ	EZ	PP
PP	NP	EZ	PP	PP	PG
PG	EZ	PP	PP	PG	PG

Tableau. IV-4 : les décision floue (inférence) cinq ensembles

Dans le cas où l'on attribue trois ensembles flous, un choix possible est le suivant :

E_n dE_n	N	EZ	P
N	N	N	EZ
EZ	N	EZ	P
P	EZ	P	P

Tableau. IV-5 : Tableau de décision floue (inférence) trois ensembles

IV.9.5.Défuzzification:

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation. La plus utilisée est la méthode du centre de gravité, qu'on a adoptée dans notre travail [21].[22].

L'abscisse du centre de gravité correspondant à la sortie du régulateur est donnée par la relation suivante :

$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^1 x \mu_B(x) dx}{\int_{-1}^1 \mu_B(x) dx} \quad (\text{IV. 15})$$

IV.10 Résultats de simulation :

le régulateur flou a été simulé sous différentes conditions avec ou sans défauts rotorique
Les résultats de simulation permettent ainsi de comparer les deux types de régulations (classique

et floue). Ces simulations s'avèrent nécessaires dans le processus d'évaluation des régulateurs à logique floue.

IV.10.1. Application un charge ($C_r=10Nm$) :

La figure (IV.9) représente l'évolution du comportement de la MAS dans des conditions de charge . Après d'un démarrage à vide pour une vitesse de référence 100 rad/s , on fait subir à la machine une charge nominale de 10 Nm a l'instant $t= 2s$.

Nous avons obtenu d'une réponse de la vitesse est très satisfaisante, les impacts de charge n'ont pas d'influence sur ses valeurs. Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux lors de l'application de la charge qui est rapidement rejetée par le contrôleur flou de la vitesse

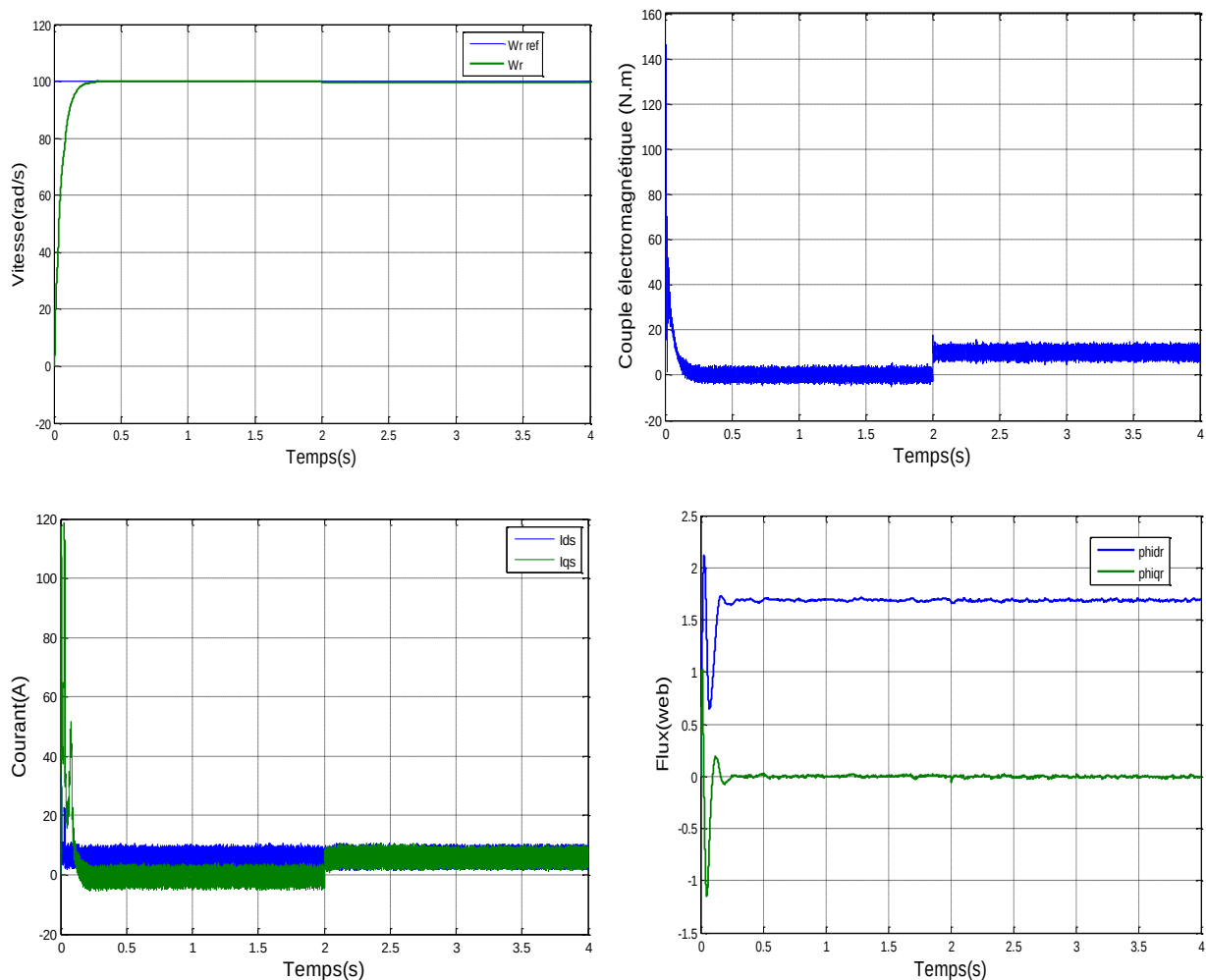


Figure .IV-9 : Comportement dynamique de la MAS avec une application d'un couple de charge

IV.10.2.Test de variation de vitesse :

Les résultats de la figure (IV.11) on été obtenues suite à un démarrage à vide suit par une variation de la consigne de vitesse de 100rad/s à 60rad/s , à partir de l'instant $t=2s$, nous avons remarquons que la réponse en vitesse est très satisfaisante dans les deux zones de

fonctionnement rapide et précise. Que la machine tourne à la vitesse de 100rad/s ou à vitesse de 60rad/s la variation de la vitesse permet de déduire que la commande est robuste la met en évidence le découplage du flux sous l'action d'une variation de vitesse

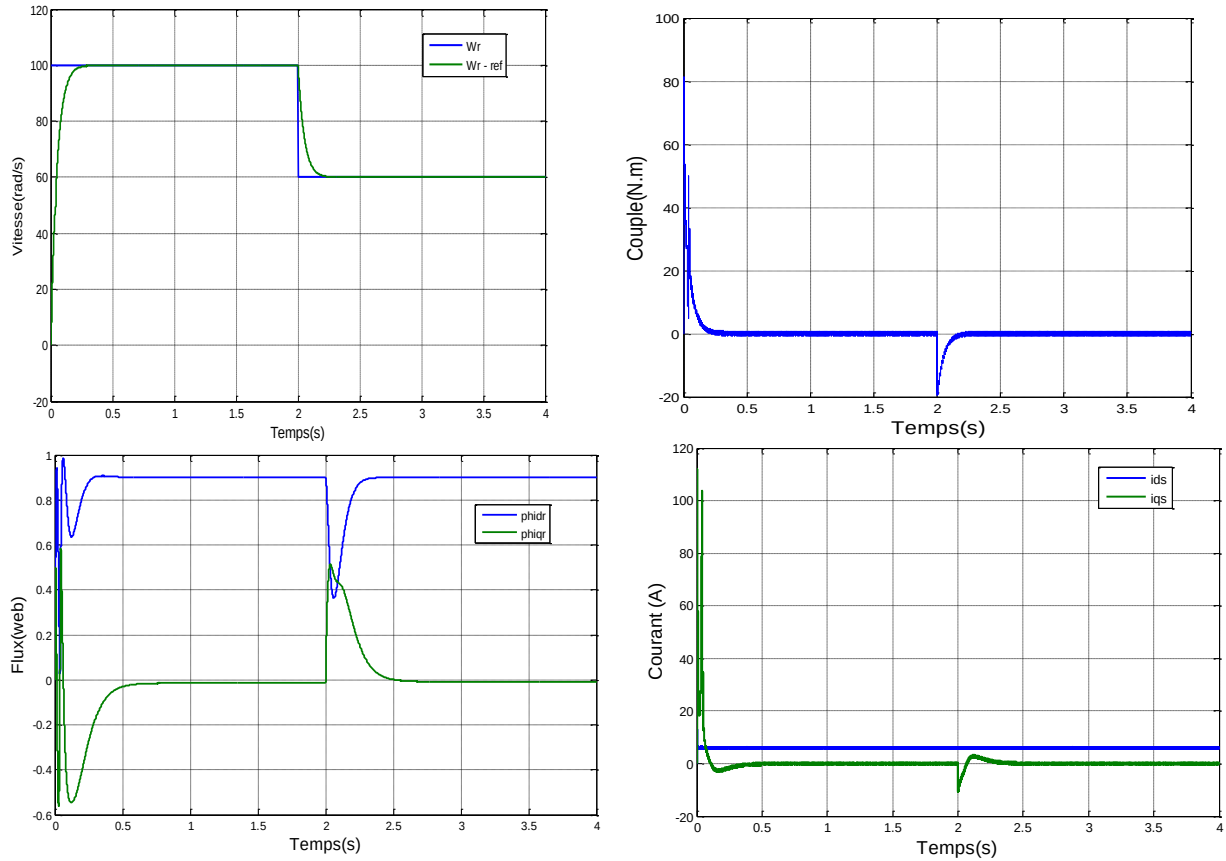


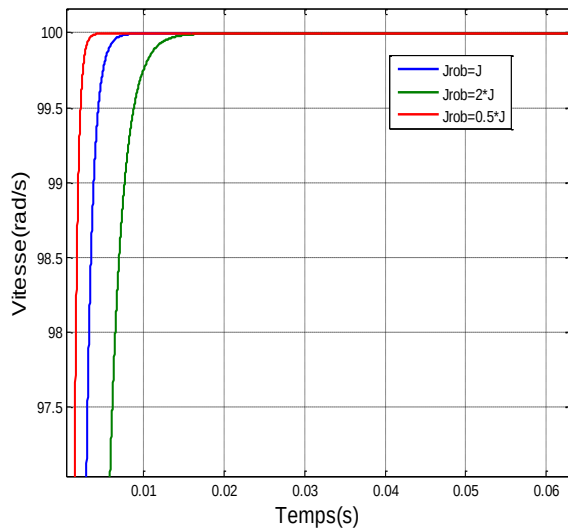
Figure IV-10 : Test de variation de vitesse

IV.10.3. Test de robustesse :

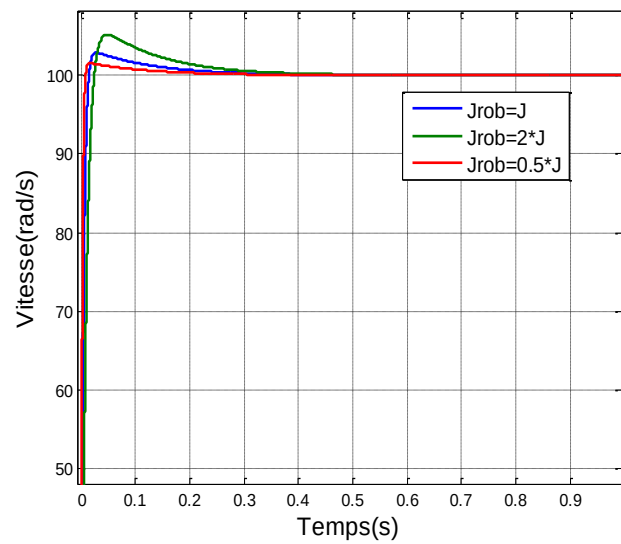
Nous avons également étudié l'influence de la variation de l'inertie sur le vitesse. Pour cela nous avons simulé notre système pour une variation de J (100%) illustré par la figure (IV.12-A) Les résultats de simulation montrent que la commande est sensible à la variation de l'inertie. donc cette technique est non robuste vis à vis des variations paramétriques internes. dans régulateur PI

Nous avons également étudié l'influence de l'inertie J sur la vitesse de la machine , Pour cela nous avons simulé notre système pour une variation de l'inertie ($J_r=2*J$)et($J_r=0.5*J$) illustré par la Figure (IV.12-B). (régulateur floue).

Voici les résultats de simulation d'une FLC à l'aide de MATLAB-Simulink, on constate que l'utilisation du régulateur flou est plus robuste que les régulateurs classiques PI, ainsi que le temps de réponse de FLC est plus élevé par rapport au régulateur PI.



(A) Régulateur floue



(B) régulateur PI

Figure .IV-11 Test robustes avec variation d'inertie**IV.11. Conclusion :**

Basés sur ces éléments méthodologiques, plusieurs algorithmes de régulation floue ont été développés et appliqués sur plusieurs systèmes dans des domaines différents, par exemple Mamdani à décrit l'application de ces algorithmes pour contrôler des processus dynamiques .

Dans ce chapitre, nous avons introduit la logique floue dans la conception des régulateurs en commande vectorielle de la machine asynchrone. Ses régulateurs montrent effectivement une grande efficacité. Le temps de réponse et le dépassement sont toujours minimaux par rapport aux celles du régulateur PI qui sont toujours constants.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE :

La modélisation est un passage obligatoire pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse, elle nous permet de simuler le machine et en déduire les lois de commande en manipulant les équations décrivant le comportement du machine.

La commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté, la commande par logique floue sont des applications relatives à la commande des machines asynchrones ; La commande vectorielle à flux orienté utilisant des régulateurs classiques est la plus utilisée dans l'industrie, les performances qu'elle présente sont considérables malgré quelque problèmes qu'elle pose.

La logique floue par sa simplicité et sa conception, qui ne tient pas compte du modèle mathématique, commence à s'imposer pas à pas dans le domaine du contrôle des machines électriques.

Le but du travail présenté dans ce mémoire est d'introduire la logique floue et son application dans la commande des machines asynchrones en comparant ses performances par rapport à la commande vectorielle par des régulateurs classiques du type PI.

La modélisation classique et incontournable du système MAS-alimentation que nous avons traité au chapitre II.

Les simulations effectuées montrent que le modèle de la machine est valable et que son alimentation donne des bonnes performances.

Nous avons aussi montré dans chapitre III, la commande vectorielle classique de la machine asynchrone en utilisant des estimateurs.

Nous avons présenté dans dernier chapitre la synthèse de la commande par la logique floue et son application sur la machine, cette commande montre de bonnes performances et une exactitude de poursuite de références rapide. Le temps de réponse dans cette commande est relativement inférieur au temps de réponse des régulateurs PI quand la consigne est proche de cette valeur.

Les performances statiques et dynamiques des commandes ont été simulées par programmation sur MATLAB.

Annexes

Paramètres de la MAS utilisés en repère:

Symbole s	Descriptions	Valeur s	Unités
R_s	Résistance statorique	1.2	Ω
R_r	Résistance rotorique	1.8	Ω
L_s	Inductance statorique	0.1568	H
L_r	Inductance rotorique	0.1568	H
M	Mutuelle	0.15	
J	Inertie du moteur	0.01	KG.M2
f	Coefficient de frottement	0.025	N.m/rad/sec
p	Nombre de paires de pôles	2	
C_{en}	Couple électromagnétique	10	N.m
W_r	Vitesse nominale	1440	Tr/min
P	Puissance utile	4	KW

Les Références

LES REFERENCES

- [01] L. Baghli « Modélisation et commande de la machine asynchrone » notes de cours 2004.
- [02] Caron J. P., Hautier J.P. « Modélisation et commande de la machine asynchrone»,
- [03] Olivier Ondel. «Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur - machine asynchrone. » thèse doctorat ; Ecole Centrale de Lyon, 2006. Français
- [04] R. Abdessemed « Modélisation et simulation des machines électriques», Presses, Batna,Algérie.
- [05] P. Vas «Electrical machines and drives a space-vector theory approach », Clarendon press , Oxford , 1991
- [06] AKKOUCHI KAMEL «Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone» thèse magister université ANNABA 2007
- [23] BESSOUS Noureddine « Contribution au Diagnostic des Défauts dans les Machines Asynchrones : Comparaison entre l'Analyse Vibratoire et l'Analyse du Courant d'Alimentation » Thèse de Doctorat,,université BISKRA , 2017.
- [07] F.Barret, « Régime Transitoire des Machines Tournantes Electriques», Collection des études de recherches Edition Eyrolles, Paris 1982.
- [08] H. Tamrabet « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimal. » Edition Technicpub- 1995.
- [09] C. Carloss de Wit, « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC», Edition Hermes Sciences Europe, 2000
- [10] B.Mohamed ,« Contribution à la Commande Directe du Couple D'une Machine Asynchrone pour l'Alterno-démarrreur-Intégré», Thèse de Doctorat, USTO juin 2010
- [11] BENAOUA Omar Fethi «Application Des Techniques De L'intelligence Artificielle (Lf-Rn) Pour Le Contrôle Direct Du Couple D'une Mas Alimente Par Des Onduleurs Multi niveaux » Thèse de magistère USTO - 2013
- [12] B.Malika , « Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone», Thèse de magistère, Batna 2006
- [13] BENDAHA Yesma « Contribution A La Commande Avec Et Sans Capteur Mecanique D'un Actionneur Electrique» thèse doctorat –ORAN 2013
- [14] Bimal K. Bose « Modern Power Electronics and AC Drives » 2002
- [15] Barros, J.-C, «Application de la logique Floue à la Commande Optimale du Moteur».
- [16] M.Abbas, M. Mechentel, « modélisation et commande d'une MADA alimentée par une cascade à trois niveaux application à l'énergie éolienne », thèse de magister. Ecole nationale polytechnique, Alger, 2006.

- [17] Dariusz L. Sobczuk «Application of ANN for Control of PWM Inverter Fed Induction Motor Drives», Ph.D. Thesis, University of Technology Faculty of Electrical Engineering Warsaw 1999
- [18] Abed Khoudir, «Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone», Thèse de doctorat, Université Mentouri, Constantine, 22 Juin 2010.
- [19] REZGUI Salah eddine «Application à la machine asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS» thèse magister université COSTANTINE 2009
- [20] Elbia Youcef « Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté » thèse magister université BATNA 2009
- [21] D.CHIKIMA «Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Flou» thèse master université ELOUED 2014
- [22] C. MINH «commande numérique de machines asynchrones par logique floue» Université Laval.
- [24] L.Baghli, «contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de logique floue, réseaux de neurones et les algorithmes génétiques", Thèse Doctorat NANCY ,2003.