



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

THEME

**Entrainement d'un moteur à induction
à haute efficacité utilisant la logique floue**

Réalisé par : -

-Bouhlassa Abdelhamid

- Laiche Belkacem

devant le jury composé de :-

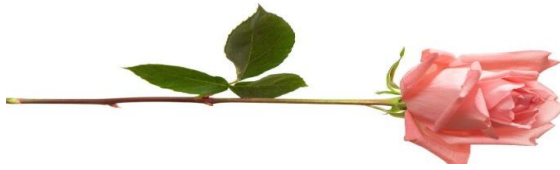
Président : Mme. CHATRI Khamsa

Encadreur : Mr. KHEMIS Abderrahmane

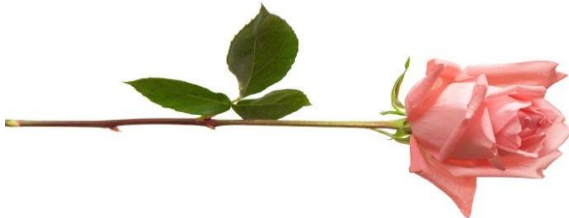
Examineur : Mr. LAGGOUN Louanasse

2018

Remerciements



REMERCIEMENT :



Avant tout je tiens à remercier Dieu tout puissant qui m'a donné la

faculté d'atteindre ce niveau.

Mes vifs remerciements s'adressent à mon aimable encadreur Monsieur Khemis Abderrahmane Enseignant à l'université de Khenchela qui, par son expérience et son efficacité n'a ménagé aucun effort pour mener à bien ce travail.

Mes remerciements s'adressent également à tous les enseignants et camarades du département d'électrotechnique qui ont assisté ma formation.

Dédicace



Dédicace :

Toutes les lettres ne sauraient trouver les mots qu'il faut... Tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude, L'amour, le respect, la reconnaissance... Aussi, c'est tout simplement que



Je dédie cette thèse

À MES CHERS PARENTS :

Aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que vous avez consenti pour mon instruction et mon bien être. Je vous remercie pour tout le soutien et l'amour que vous me portez depuis mon enfance et j'espère que votre bénédiction m'accompagne toujours. Que ce modeste travail soit l'exaucement de vos vœux tant formulés, le fruit de vos innombrables sacrifices, bien que je ne vous en acquitterai jamais assez. Puisse Dieu, le Très Haut, vous accorder santé, bonheur et longue vie et faire en sorte que jamais je ne vous déçoive.

Et Je dédie Mes chers amis :

Oussama, Abdelkrim, Khalil, Bachir ,Hakim ,Salim, Saber,

Mes frères :

Mahdi, Ayoub



Table des Matières

introduction générale:	1
L'objective de mémoire :	2
CHAPITRE I: MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	
I.1 INTRODUCTION :	3
I.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE :	4
I.2.1 Description de la machine asynchrone :	4
I.2.2 Hypothèses simplificatrices :	4
I.2.3 Mise en équation de la machine asynchrone :	5
I.2.3.1 Equations électriques :	5
I.2.3.2 Équations magnétiques :	6
I.2.3.2 Équation mécanique.....	7
I.3 LA TRANSFORMATION DE PARK	7
I.4 Choix du référentiel :	9
I.4.1 Référentiel lié au stator :	9
I.4.2 Référentiel lié au rotor :	9
I.4.3 Référentiel lié au champ tournant :	9
I.5 MODELISATION DE LA MACHINE ALIMENTEE EN TENSION :	11
I.6 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE :	12
I.6.1 Modélisation du redresseur :	13
I.6.2 Modélisation du filtre :	14
I.6.3 Modélisation de l'onduleur de tension :	16
I.6.4 Modulation par largeur d'impulsions :	19
I.6.5 Simulation du modèle machine-onduleur :	20
I.6.6 Interprétations et commentaires :	22
I.7 CONCLUSION.....	22

Chapitre II : COMMANDE VECTORIELLE de la machine asynchrone

II.1 INTRODUCTION :.....	23
II.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :.....	23
II.3 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC) :.....	24
II.4 METHODE DIRECTE :.....	26
II.5 METHODE INDIRECTE :.....	27
II.5.1 Principe du découplage par compensation :	29
Régulation de la vitesse :.....	32
II.6 RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE :.....	33
II.6.2 Régulation classique de la vitesse de la machine asynchrone :	34
Test d'inversion de vitesse avec charge.	35
Robustesse vis à vis à la variation la résistance rotorique.....	37
II.7 CONCLUSION :	41

Chapitre III : théorie des ensembles flous

III.1 Introduction :	41
III.2 L'utilisation de la logique floue :.....	41
III.3 Les avantages de la logique floue :.....	41
III.4 Les inconvénients de la logique floue :.....	42
III.5 Variables linguistiques :	42
III.5 Fonctions d'appartenance :.....	42
III.5.1 Fonction triangulaire :.....	43
III.5.2 Fonction trapézoïdale :.....	43
III.5.3 Fonction gaussienne :.....	44
Mécanisme d'inférence floue :.....	44

Table des Matières

III.6 Structure générale d'un système flou :	45
III.6 .1 Base de règles	46
III.6.2 Moteur d'inférence :	46
III.6.2 .1 Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani) :	47
III.6.2 .2 Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen) :	47
III.6.2 .3 Méthode de Tsukamoto :	48
III.6.2 .4 Méthode de Takagi et sugeno :	48
III.6.2 .5 Méthode somme –prod :	49
III.6.3 Interface de fuzzification :	50
III.6.3 .1 Fuzzification par singleton ::	51
III.6.3 .2 Fuzzification non singleton :	51
III.6.4 Interface de défuzzification :	51
III.6.4 .1 Méthode du maximum :	52
III.6.4 .2 Méthode de la moyenne des maximas :	52
III.6.4 .3 Méthode du centre de gravité :	52
III.6.4 .4 Méthode de moyenne pondérée :	53
III.7 Conclusion :	54

Chapitre IV minimisation des pertes

IV.1 INTRODUCTION :	55
IV.2 DIFFERENTES TECHNIQUES DE L'OPTIMISATION DU RENDEMENT :	55
IV.2.1 Optimisation en ligne :	56
IV.2.2 Optimisation par le calcul algébrique direct :	56
IV.2.3 Mécanismes de réduction des pertes :	57

Table des Matières

IV.2.4 Développement de la technique :	58
IV2.5 Modélisation de la machine et structure de commande :	58
IV2.6 Développement de la technique de minimisation des pertes :	59
IV2.7 Stratégie de minimisation des pertes :	62
IV. 3 RESULTATS DE SIMULATION :	65
1 sans Variation paramétrique :	65
Avec Variation paramétrique :	65
IV .4 INTERPRETATION :	66
IV .5 Conclusion :	66
Conclusion générale:.....	67

Liste des Figures

Figure. I.1 Représentation simplifiée de la machine asynchrone triphasée	5
Figure. I.2 Représentation du modèle de la machine triphasée et biphasée équivalente	9
Figure. I.3 circuit comporte un redresseur à diodes Il est suivi d'un filtre passe-bas avec L'onduleur.	12
Figure. I.4 Redresseur à diodes.....	13
Figure. I.5 Tension de réseau et la tension à la sortie du redresseur.....	14
Figure. I.6 Filtre L-C.....	15
Figure. I.7 Résultats de simulation de l'ensemble Redresseur-Filtre.....	16
Figure. I.8 Schéma de l'onduleur de tension	16
Figure. I.9 Schéma d'un bras de l'onduleur	17
Figure. I.10 Schéma équivalent de l'onduleur	17
Figure. I.11 Modulation MLI sinus-triangle.....	19
Figure. I.12. Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte.....	20
Figure I.13 Schéma de simulation de de la machine-onduleur on Matlab	20
Figure. I.14 Réponse du système machine-onduleur avec application de la charge $C_r = 10 N.m$	21
Figure. II.1 Principe de la commande vectorielle.....	24
Figure. II.2 Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte	28
Figure. II.3 Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^*	31
Figure. II.4 Représentation du Modèle de la machine.	31
Figure. II.5 Découplage par addition des termes de couplage.....	32
Figure. II.6 Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.	32
Figure. II.7 Schéma bloc d'un commande vectorielle indirect ..	33
Figure. II.8 Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une application de charge $C_r = 10 Nm$	35
Figure. II.9 Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse avec charge.	37
Figure II-10.a : Effet de variation paramétrique ($R_r + 150\%R_r$).....	38

Liste des Figures

Figure. II.10.b Effet de variation paramétrique ($R_r + 200\%R_r$).....	39
Figure III.1 Représentation de la fonction triangulaire.....	43
Figure III.2: Représentation de la fonction trapézoïdale.....	44
Figure III.3 : Représentation de la fonction gaussienne.	44
Figure III .4 Structure de base d'un régulateur flou	46
Figure III.5: Méthode d'inférence max-min	47
Figure III.6: Méthode d'inférence max-produit	48
Figure III.7 : Méthode somme –prod.....	50
Figure III.8 : Représentation schématique représente la différence entre singleton.....	52
Figure III.9: Defuzzification par la Méthode moyenne de maximum.....	53
Figure III.10 Défuzzification par centre de gravité	52
Figure: IV.1: schematisation du Principe d'optimisation du flux.....	62
Figure: IV.2 schéma bloc d'optimisation de flux.....	62
Figure : IV.3 Modèle Blok Contrôleur – flou.....	63
Figure : IV.4 Fonctions d'appartenance floue pour la variation de: (a) courant I_s , (b (courant I_{mr} et (c) coefficient K_{opt}	64
Figure :IV.05 Variation $\eta = f(Cr)$	65
Figure :IV.06 Variation $P_j = f(Cr)$	65
Figure : IV.07 Variation $\eta = f(Cr)$	65
Figure : IV.08 Variation $P_j = f(Cr)$	65
 Liste des Tableaux:	
Tableau IV.1: Table de règles	64

Liste des Symboles

s, r : Indices respectifs du stator et du rotor.

P : Nombre de paires de pôles.

Rs, Ls : Résistance et inductance cyclique d'une phase statorique.

Rr, Lr : Résistance et inductance cyclique d'une phase rotorique.

Lm : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

CV-OF: Commande vectorielle par orientation du flux

Vas, Vbs, Vcs : Tensions d'alimentation respectivement des phases as, bs, cs.

Ias, Ibs, Ics : Courants statoriques respectivement des phases as, bs, cs.

Iar, Ibr, Icr : Courants rotoriques respectivement des phases ar, br, cr.

Φas, Φbs, Φcs : Flux statoriques.

Φar, Φbr, Φcr : Flux rotoriques.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

Θ: Angle électrique entre as et ar.

σ : Coefficient de dispersion.

Ce : Couple électromagnétique.

Cr : Couple résistant.

Kf : Coefficient de frottement visqueux.

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

d-q : axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.

ωs, ω : Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.

ωgl : Glissement de vitesse angulaire électrique.

Tr, Ts : Constantes de temps statorique et rotorique.

RLF : régulateur par logique flou

Introduction générale

Grâce à l'évolution technologique récente dans l'électronique de puissance, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de technique de réglages de plus en plus performants, dans les applications industrielles, on trouve souvent le moteur asynchrone le plus utilisé dans ce domaine. Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée pour effectuer de la variation de vitesse ou du positionnement, elle présente l'avantage d'être robuste, peut coûteuse.

Parmi les systèmes consommateurs d'énergie électrique les moteurs occupent une place importante avec environ 40-60% de la consommation totale. Les moteurs asynchrones ou à induction consomment quant à eux approximativement 80-90% de la consommation globale des moteurs électriques. L'amélioration du rendement de ce gros consommateur d'énergie conduira forcément à des économies importantes d'énergie et d'argent.

Gagner 1% en rendement dans les applications du véhicule électrique est très significatif, car cela dans le sens de l'augmentation de l'utilisation rationnelle de l'énergie embarquée et par la même l'augmentation de l'autonomie du véhicule.

Ce mémoire est structuré en quatre chapitres répartis comme suit :

- ❖ **Le premier chapitre :** A travers ce chapitre, la modélisation de la machine à induction à cage d'écureuil et son système d'alimentation ont été abordés en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état, Par la suite **on a** présenté les modèles sous forme de schéma bloc ainsi que. Par ailleurs, on s'est intéressé particulièrement à la commande de la machine dans le cadre d'une orientation de flux rotorique.
- ❖ **Dans le deuxième chapitre :** est consacré à l'application de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par le régulateur classique PI.

INTRODUCTION GENERAL

- ❖ **Le troisième chapitre présente :** est consacré à la théorie des ensembles flous. Il traite également les relations flous. Ces quelques notions de base sont suffisantes pour aborder l'utilisation de la logique floue en supervision. Dans ce chapitre, le problème délicat de l'acquisition des règles de connaissances et de l'écriture des règles de commande floue est abordé. Les différentes étapes dans le traitement des règles floues sont détaillées
- ❖ **Quatrième chapitre présente :** Dans ce chapitre dans la première partie on va exposer les différentes stratégies permettant l'amélioration du rendement de la machine, la deuxième partie consacrera à la minimisation des pertes par l'application des techniques de la logique floue. Les résultats obtenus seront comparés à ceux donnés par la commande vectorielle classique.

L'objectif de mémoire :

L'objectif de ce travail est l'étude d'Entrainement d'un moteur à induction à haute efficacité utilisant la logique floue avec l'optimisation du rendement et l'investigation la minimisation des pertes de la machine (pertes joule).

CHAPITRE I: MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 INTRODUCTION

La machine asynchrone de par ses avantages incontestés (simplicité de conception et d'entretien, faible coût, et surtout absence de l'ensemble balais-collecteur), est de loin la machine la plus utilisée en industrie, les chercheurs ne se lassent d'améliorer ses performances tant à la machine elle-même (*MAS* multi phases et à double étoile, *MAS* à double cage, et à cage profonde, *MAS* doublement alimentée, *MAS* utilisés en génératrices ...), qu'à sa commande, autant que permettent les progrès en matières de composants électroniques et matériaux industriels. Par contre le contrôle de la *MAS* se heurte à une grande complexité physique liée au couplage électromagnétique entre le stator et le rotor. La machine asynchrone a donc été utilisée essentiellement à vitesse constante.

Toutefois le développement des systèmes utilisant les machines asynchrones fonctionnant à fréquence variable a été possible grâce d'une part, au développement des calculateurs puissants tel que les *DSP*, et les microcontrôleurs facilitant ainsi l'implantation d'algorithmes complexes temps réel dans les systèmes d'informatiques industriels actuels, et d'autre part aux semi-conducteurs de puissance de hautes performances qui constituent les convertisseurs statiques associés aux systèmes de commande. Les problèmes d'alimentations et de calculs étant réglés, de diverses commandes ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes permettant ainsi d'étendre la gamme de puissance d'utilisation de la *MAS* dans les commandes à vitesse variable et supplanté la machine à courant continu longtemps utilisée.

Les commandes les plus fréquentes sont la commande scalaire, la commande vectorielle, et la commande directe du couple.

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, du point de vue automatique, une modélisation de la machine asynchrone sous forme de modèle. On associe le moteur à un onduleur en vue de sa commande en tension. Le logiciel Matlab (et bien d'autres) simule le comportement du moteur en régime statique et dynamique. La résolution de l'équation d'état par la méthode de (Runge kutta) à chaque instant permet de déterminer les valeurs de la vitesse de rotation, les courants statoriques et les flux rétorques. [1].

I.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

I.2.1 Description de la machine asynchrone :

La structure principale de la machine asynchrone est composée de six enroulements, portés sur leurs axes, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle de $(2\pi/3)$, ainsi que les axes rotoriques

I.2.2 Hypothèses simplificatrices :

La modélisation est une phase primordiale sur le chemin de la simulation et la réalisation. Le modèle adopté devrait interpréter le plus fidèlement possible l'ensemble des phénomènes que le concepteur cherche à mettre en évidence, pour ainsi prédire le comportement en régime dynamique et stationnaire du système physique.

Seulement les machines électriques sont des systèmes très complexes, pour en tenir compte dans leurs modélisations de tous les phénomènes physiques qu'elles contiennent. Il est alors essentiel d'admettre quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles, qui tout de même n'altèrent point l'authenticité du modèle de la machine dans le cadre de ce travail.

Les hypothèses simplificatrices adoptées dans ce travail sont présentées comme suit:

- Répartition spatiale sinusoïdale de l'induction magnétique à travers l'entrefer, ce qui se traduit par une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre le stator et le rotor, cela implique une variation nulle de la perméance magnétique due aux encoches.
- Les courants induits dans le circuit magnétique (courants de Foucault) sont supposés négligeables, ainsi qu'aux phénomènes de l'hystérésis et l'effet de peau.
- La saturation magnétique ne sera pas prise en compte, ce qui permettra d'écrire les flux propres de la machine comme des fonctions linéaires des courants.
- Les Résistances des enroulements sont considérées comme constantes.

I.2.3 Mise en équation de la machine asynchrone

- La machine asynchrone est représentée schématiquement par la figure (I.1). Elle est munie de six enroulements.
- Trois enroulements (A, B, C) fixes décalés de $2\pi/3$ dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Trois enroulements (a, b, c) identiques décalés dans l'espace de $2\pi/3$, ces enroulements sont en court-circuit avec une tension nulle à leurs bornes.

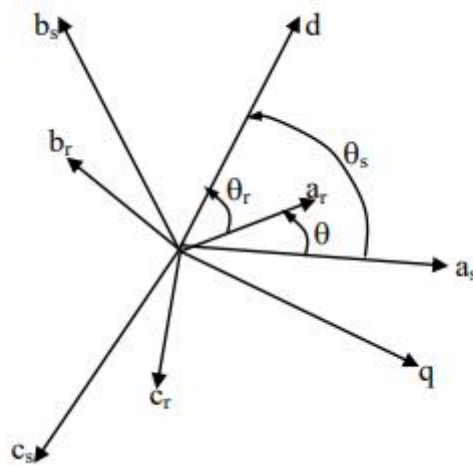


Figure. I.1 Représentation simplifiée de la machine asynchrone triphasée

L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

I.2.3.1 Equations électriques :

La loi de Faraday permet d'écrire globalement :

$$V = RI + \frac{d}{dt} \Phi \quad (\text{I.1})$$

Les équations de tension des phases statorique et rotorique sous forme matricielle prennent la forme suivante.

Pour le stator :

$$V_s = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{I.2})$$

Pour le rotor :

$$V_r = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t, \quad [V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^t$$

$$[I_s] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^t, \quad [I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^t$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^t, \quad [\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^t$$

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

Les trois enroulements rotoriques r_a , r_b et r_c sont en court-circuit, d'où :

$$[V_r] = [0 \ 0 \ 0]^t$$

I.2.3.2 Équations magnétiques :

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Les comme suit :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t, \quad [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_s & l_r \end{bmatrix}$$

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

Les équations (I.2), (I.3) et (I.4) conduisent au modèle asynchrone triphasé suivant :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \quad (I.5)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_{rr}][I_{rabc}] \} \quad (I.6)$$

I.2.3.2 Équation mécanique :

La relation fondamentale de la dynamique permet d'écrire :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \quad (I.7)$$

Les équations des tensions des phases statorique et rotorique sont à coefficients variables en fonction de l'état de l'angle θ traduisant non linéarité du modèle de la machine asynchrone. Donc La résolution analytique du système d'équations (I.5), (I.6) et (I.7) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position. Pour simplifier cette complexité, on fait appel à la transformation de Park qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position.

I.3 LA TRANSFORMATION DE PARK

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park (1929) [2] La **figure I.2** met en relief l'axe direct **d** du référentiel de Park et l'axe en quadrature d'indice **q**.

La transformation qui traduit ce passage du système triphasé au système biphasé (d,q) est dite transformation de PARK, elle est définie par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta_{obs}) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Avec :

$$P(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{obs} & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

La transformation inverse est donnée par

$$P^{-1}(\theta_{obs}) = P^t(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & -\sin \theta_{obs} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

L'angle θ_{obs} correspond à la position du repère choisi pour la transformation avec :

- $\theta_{obs} = \theta_s$ repère lié au stator
- $\theta_{obs} = \theta_r$ repère lié au rotor

La figure (I.2) représente le schéma du modèle de la machine asynchrone triphasée et son équivalent en biphasée issue de la transformation de Park.

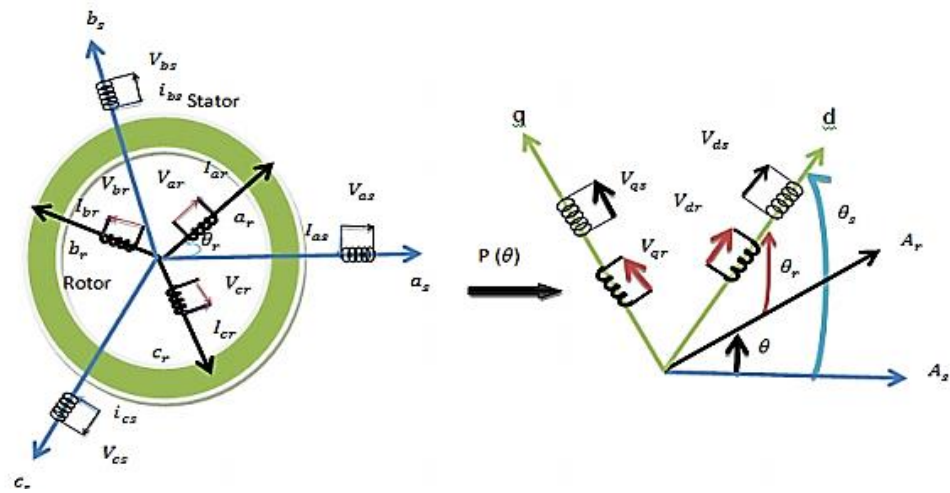


Figure. I.2 Représentation du modèle de la machine triphasée et biphasée équivalente

I.4 Choix du référentiel :

Le référentiel est choisi en fonction de l'étude à réaliser. Dans la pratique il existe trois types de référentiels :

I.4.1 Référentiel lié au stator :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 ; \quad \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = -\omega_r$$

Ce référentiel est choisi lorsqu'on désire étudier les variations de la vitesse de rotation, associé ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

I.4.2 Référentiel lié au rotor :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ Et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = 0$$

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes d'un court-circuit.

I.4.3 Référentiel lié au champ tournant :

Dans ce cas :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ Et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = \omega_s - \omega_r$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs. Il est également utilisé dans les problèmes d'alimentation des moteurs asynchrones par convertisseurs statiques de fréquence lorsque l'on veut étudier la fonction de transfert du moteur relativement à des petites perturbations autour d'un régime donné.

C'est ce référentiel que nous allons choisir parce qu'il est mieux adapté à notre étude.

Donc, pour un référentiel lié au champ tournant, Les équations des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Les différentes expressions du couple électromagnétique, sont exprimées par les équations suivantes en fonction du flux et courants statoriques et rotoriques. Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (\text{I.13})$$

$$C_{em} = p(\Phi_{qr} I_{dr} - \Phi_{dr} I_{qr}) \quad (\text{I.14})$$

$$C_{em} = pM (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (\text{I.15})$$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{I.16})$$

I.5 MODELISATION DE LA MACHINE ALIMENTEE EN TENSION :

Le modèle de la machine asynchrone a pour but d'établir les performances que nous pouvons espérer d'un actionneur réel, dans notre travail nous avons choisi un référentiel lié au champ tournant, afin de pouvoir orienter le flux rotorique.

Il existe plusieurs façon pour mettre le modèle de la machine sous forme d'état, cette forme dépend du type d'alimentation, des grandeurs de commande, du référentiel choisi et des variables d'état avec les sorties du système.

Dans notre étude, on considère une machine commandée en tension, le modèle de La machine doit présenter comme entrées les composants de la tension statorique sur les axes d et q.

En ce qui nous concerne, on choisira les courants statoriques $[i_{ds}, i_{qs}]$ et le flux rotorique $[\Phi_{dr}, \Phi_{qr}]$ comme variable d'états car les courants statoriques sont des grandeurs facilement mesurables permettant l'observation du flux rotorique. Le flux rotorique est une grandeur à commander, donc on aura :

Les tensions statoriques (V_{ds}, V_{qs}) sont considérées comme variables de commande.

- Les courants et les flux $[i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t$ comme variables d'état, tenant compte de ces choix après un calcul long et fastidieux et arrangement des équations du système (I.11), nous obtenons le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p \Omega) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - p \Omega) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (I17)$$

Avec l'équation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - f_v \Omega - C_r) \quad (I.18)$$

Tel que le couple peut prendre toute une nuance de formules, le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi. La modélisation de la machine de cette manière nous permettra de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. En effet, dans ce travail seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine.

I.6 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le convertisseur le plus adapté pour ce genre de réglage est l'onduleur. Il permet d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables, en agissant sur la commande de ses interrupteurs. Étant donné que les onduleurs doivent être alimentés par une tension continue, on aura donc le circuit suivant :

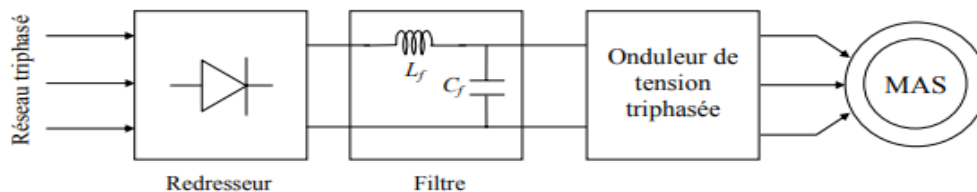


Figure. I.3 circuit comporte un redresseur à diodes Il est suivi d'un filtre passe-bas avec L'onduleur.

Le circuit comporte un redresseur à diodes. Il est suivi d'un filtre passe-bas comportant une inductance L et une capacité C . L'onduleur permet de produire une tension modulée à amplitude et fréquence variables. [1]

I.6.1 Modélisation du redresseur :

Nous utilisons un pont triphasé à diodes alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées.

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D_2 et D_3 conduit également, il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 , ou encore :

$$V_1 = \max(V_j) \quad ; \quad j=1, 2, 3.$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \max(V_j) \quad ; \quad j=1, 2, 3 \quad ; \quad i=1, 2, 3.$$

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \min(V_j) \quad ; \quad j=1, 2, 3 \quad ; \quad i=1, 2, 3.$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension V_{red} à la sortie de redresseur est :

$$V_{red} = \max(V_j) - \min(V_j) \quad ; \quad j=1, 2, 3. \quad I_{red}$$

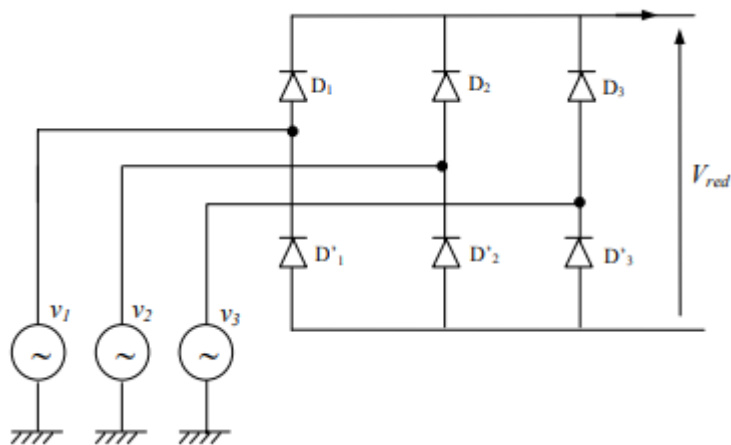


Figure. I.4 Redresseur à diodes

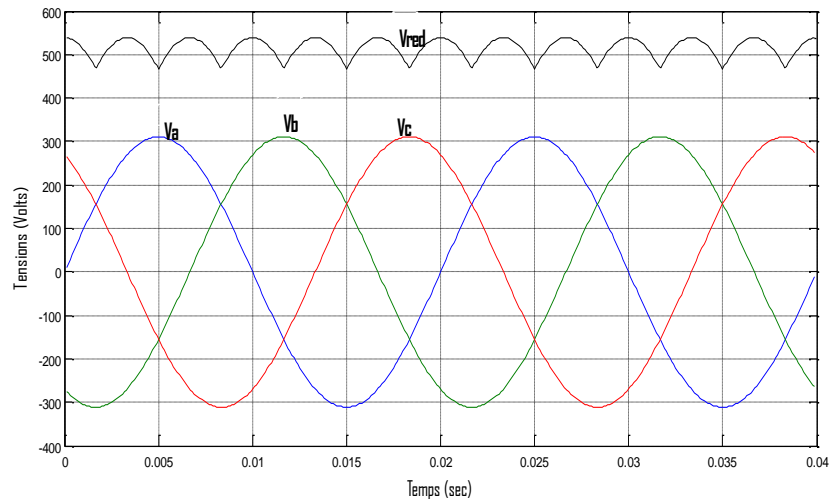


Figure. I.5 Tension de réseau et la tension à la sortie du redresseur.

La tension redressée instantanée V_{red} obtenue par le redresseur de la figure(I.6) présente des Ondulations importantes. Ce qui nécessite un filtrage.

I.6.2 Modélisation du filtre :

Entre le pont redresseur et l'onduleur de tension, on insère un filtre LC passe-bas. Comme le montre la figure 1.8 Le rôle de la capacité C est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance L est de lisser le courant I_d à travers la Source de tension. De plus, le filtre est utilisé pour éviter la pollution du réseau à travers les Harmoniques créés par l'onduleur de tension.

Les grandeurs qui interviennent pour fixer le dimensionnement du filtre sont :

- la tension V_f d'alimentation de l'onduleur,
- la composante continue du courant exigé I_f ,
- l'ondulation maximale de ce courant et celle tolérée sur la tension V_f dans les plus mauvaises conditions. Dans un tel filtre, l'inductance L_f (de résistance interne R_f) doit le plus souvent correspondre à une valeur élevée, s'exprimant en mH.

La capacité C_f du filtre correspond aussi généralement à des valeurs considérables, plusieurs mF le cas échéant ; le condensateur utilisé peut appartenir au type électrolytique, à papier ou à film plastique

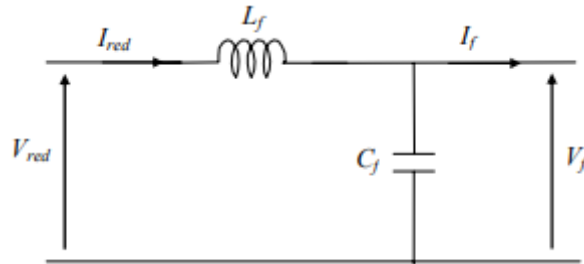


Figure. I.6 Filtre L-C

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_f}{dt} + R_f I_f + V_f \\ V_f = \frac{1}{C_f} \int (I_f - I_0) dt \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{V_f}{V_{red}} = \frac{1}{L_f \cdot C_f \cdot s^2 + R_f \cdot C_f \cdot s + 1} \quad (\text{I.20})$$

C'est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{I.21})$$

L'opération de filtrage a été réalisée avec les paramètres $R_f = 1\Omega$, $L_f = 0.002H$ et $C_f = 0.006F$. Les résultats de simulation sont présentés sur la figure (I.7).

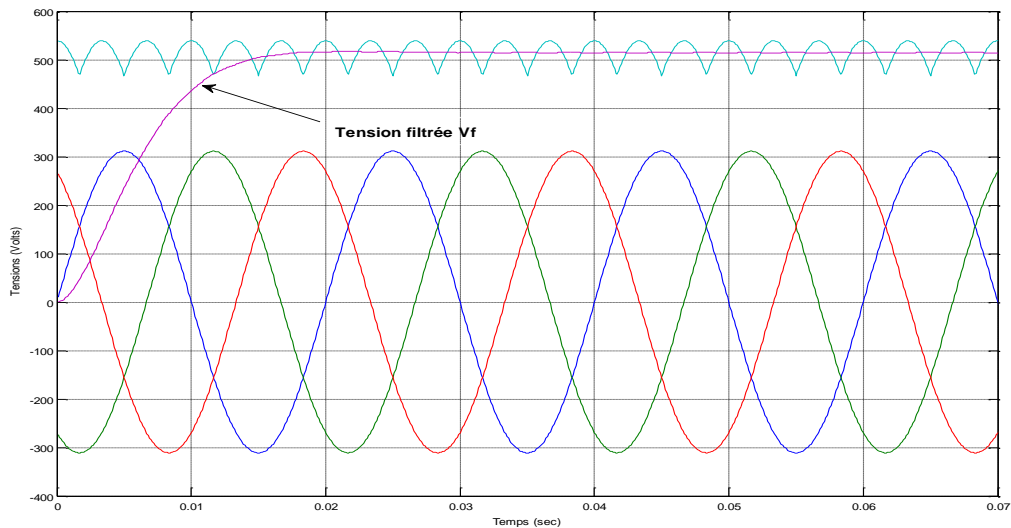


Figure. I.7 Résultats de simulation de l'ensemble Redresseur-Filtre

I.6.3 Modélisation de l'onduleur de tension :

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternative (DC/AC). Cette application est très répandue dans le mode de la conversion d'énergie électrique aujourd'hui. Le schéma de l'onduleur de tension est représenté par la figure (I.8).

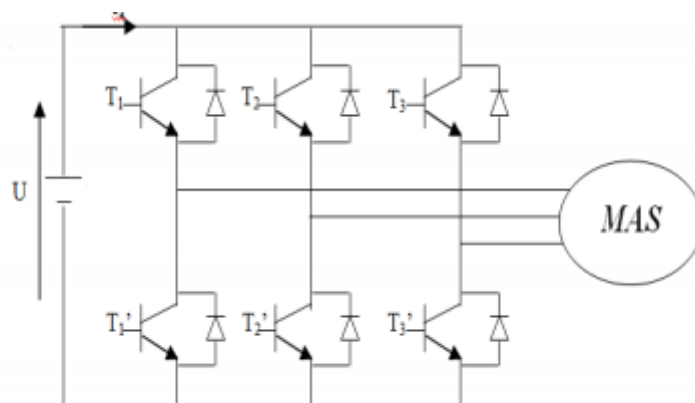


Figure. I.8 Schéma de l'onduleur de tension

L'onduleur triphasé en tension, utilisé se décompose en trois bras. Chaque bras est connecté à une phase de la machine asynchrone, composé de deux interrupteurs de puissance en série shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération ; afin de renvoyer le courant négatif restitué par la charge.

Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (I.9). [3]

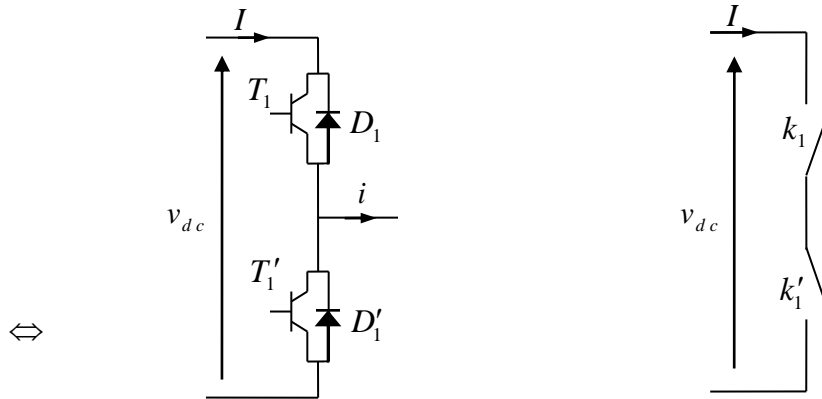


Figure. I.9 Schéma d'un bras de l'onduleur
I

Le schéma équivalent de l'onduleur est représenté par la figure (1.10)

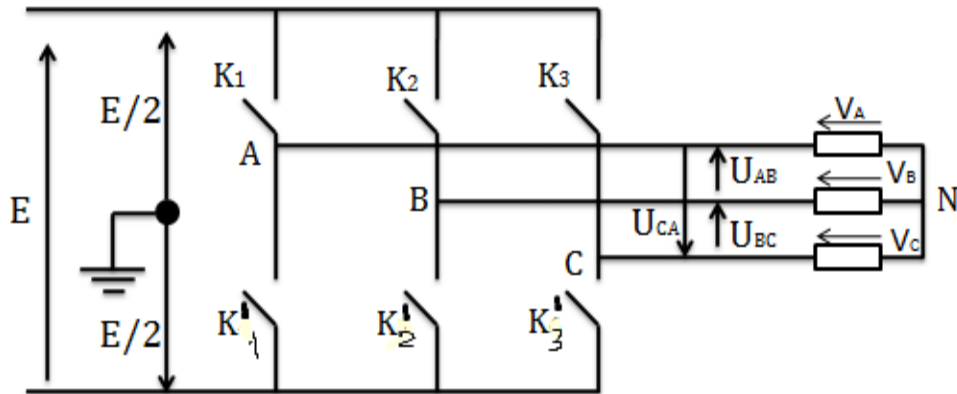


Figure. I.10 Schéma équivalent de l'onduleur

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F qui détermine sont états de conduction :

$$F_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } k_1 \text{ fermé et } k'_1 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k'_1 \text{ fermé et } k_1 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$F_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } k_2 \text{ fermé et } k'_2 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k'_2 \text{ fermé et } k_2 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$F_3 = \begin{cases} 1 & \text{si } k_3 \text{ fermé et } k'_3 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k'_3 \text{ fermé et } k_3 \text{ ouvert} \end{cases}$$

Ainsi les tensions de ligne sont donnée par :

$$u_{ab} = v_{as} - v_{bs} = v_{dc} (F_1 - F_2) \quad (\text{I.22})$$

$$u_{bc} = v_{bs} - v_{cs} = v_{dc} (F_2 - F_3) \quad (\text{I.23})$$

$$u_{ca} = v_{cs} - v_{as} = v_{dc} (F_3 - F_1) \quad (\text{I.24})$$

Dans l'hypothèse on a les tensions v_{as}, v_{bs}, v_{cs} forment un system de tensions triphasées équilibrées alors :

De (I.22)-(I.24) en trouve

$$v_{as} = \frac{v_{dc}}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \quad (\text{I.25})$$

De (I.22)-(I.23) en trouve :

$$v_{bs} = \frac{v_{dc}}{3} (2F_2 - F_1 - F_3) \quad (\text{I.26})$$

De (I.23)-(I.24) en trouve :

$$v_{cs} = \frac{v_{dc}}{3} (2F_3 - F_1 - F_2) \quad (\text{I.27})$$

Donc :

$$\begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \quad (\text{I.28})$$

Avec :

v_{dc} : C'est la tension d'alimentation continue de l'onduleur.

Pour la génération des signaux logiques $F_1, F_2, et F_3$, il existe plusieurs techniques de commande telle que la stratégie delta.

I.6.4 Modulation par largeur d'impulsions :

La *MLI* permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de Commande qui a pour but de :

- repousser les fréquences des harmoniques en haut pour faciliter leur filtrage,
- faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les Séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison entre une tension de Référence sinusoïdale $V_{ref}(t)$ et une onde triangulaire appelée porteuse d'une fréquence, Le signal de commande de l'interrupteur électronique d'un bras de l'onduleur triphasé Est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la Porteuse triangulaire **Figure (I.11). [4]**

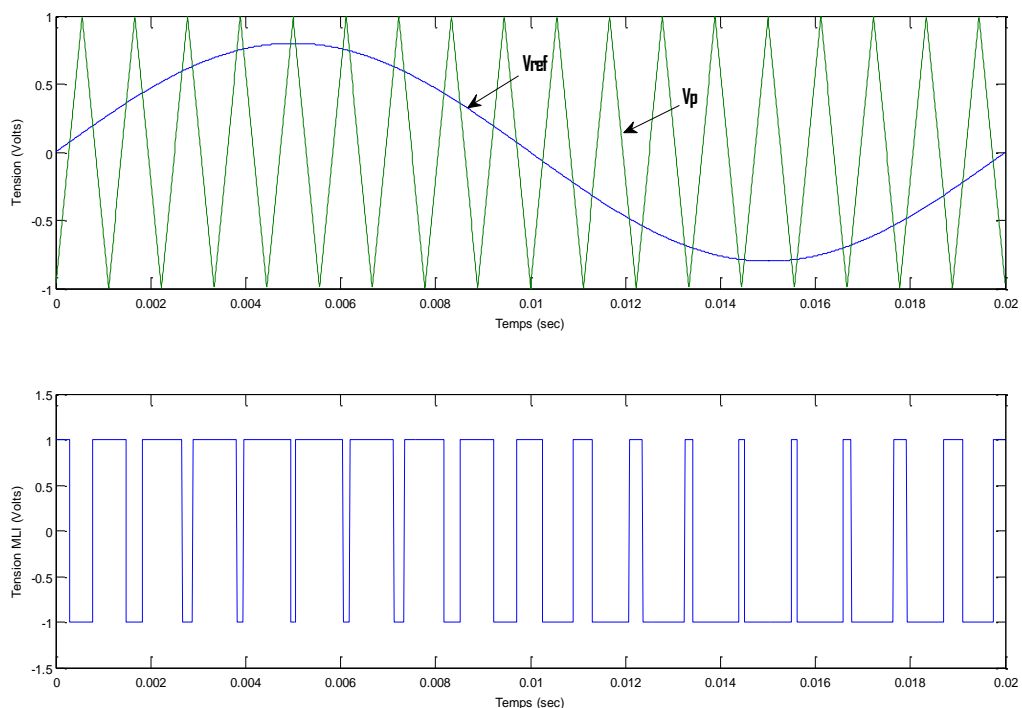


Figure. I.11 Modulation MLI sinus-triangle

L'algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte est présenté sur la figure (I.12):

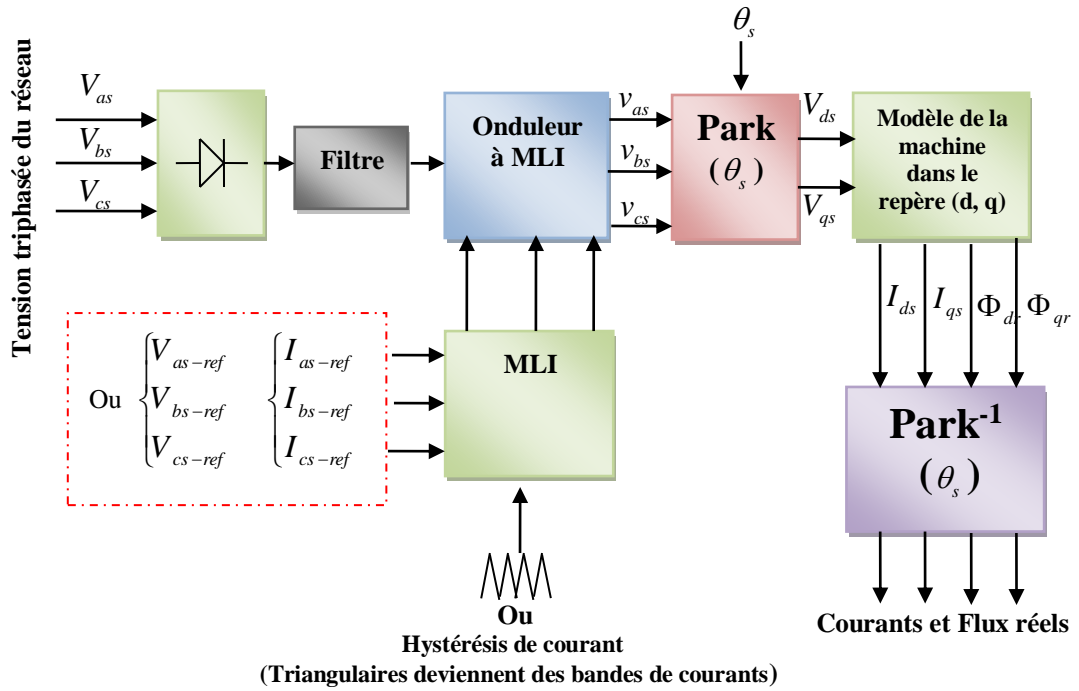


Figure. I12. Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte

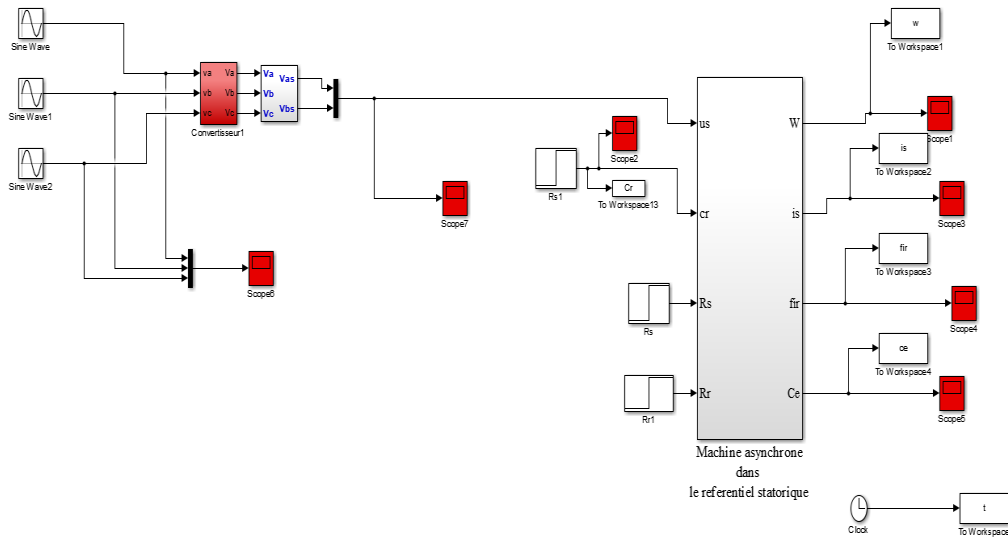
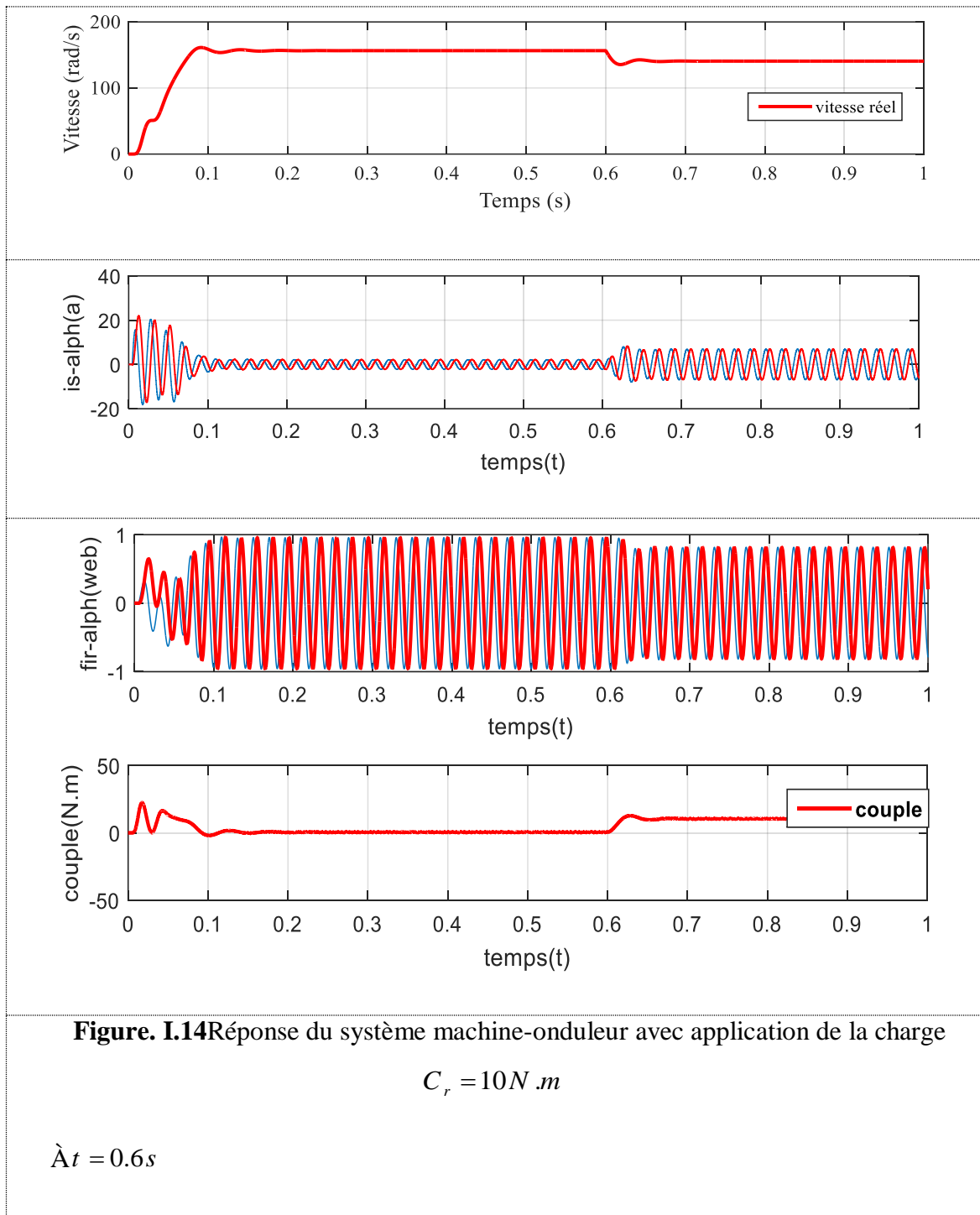


Figure I.13 Schéma de simulation de de la machine-onduleur on Matlab

I.6.5 Simulation du modèle machine-onduleur :

Au modèle d'état de la machine donné par les équations (I.17) et (I.18) on associe l'ensemble redresseur, filtre et onduleur MLI, ce qui représente une structure commandable de la machine asynchrone.

Le résultat de simulation est présenté dans la figure (I.15). En charge ($C_r = 10Nm$)



I.6.6 Interprétations et commentaires :

Les résultats du programme de simulation présente l'association de la machine asynchrone et un onduleur de tension commandé par la technique MLI. On a appliqué un couple de charge $(C_r = 10 Nm)$ à l'instant $t = 0.6$ secondes.

Si l'on compare ces résultats avec ceux obtenus précédemment, on constate qu'ils sont similaires, avec quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur. Dans le cas d'une alimentation par onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations.

I.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons établi le modèle mathématique de la machine asynchrone avec son alimentation. La complexité de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park qui ramène la machine triphasée en une machine biphasée équivalente. Selon ces résultats, deux problèmes ont été constatés : La diminution de la vitesse de rotation lors de l'application d'une charge et le fort couplage entre le couple et le flux. Ceci nécessite sa régulation surtout lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la charge appliquée.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter de la commande vectorielle de la machine asynchrone.

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1 INTRODUCTION

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Par contre dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la simplicité de la commande de cette machine[5].

Le but de ce chapitre est de présenter la commande vectorielle de la machine asynchrone triphasé commandée en tension.

II.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Par construction, la machine à courant continu produit un champ magnétique statorique toujours perpendiculaire au rotor, la position de ce dernier agissant sur la manière dont le stator est alimenté. La commande vectorielle cherche à reproduire cette configuration dans le cas des machines alternatives, qui sont globalement plus compactes et plus simples à construire.

La commande par orientation du flux consiste à régler par une composante du courant et le couple par l'autre composante, pour cela, il faut choisir un système d'axe (d,q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux .

Le but de la commande vectorielle est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, en découplant la commande du couple et du flux. Grâce à cette nouvelle technique de commande et au développement des microprocesseurs qui répondent aux exigences demandées en terme de quantité de calcul traité et de rapidité, on arrive à obtenir des commandes de vitesse, ou de couple de la machine asynchrone avec des performances comparable à celles des machines à courant-continu .

La commande vectorielle peut être directe ou indirecte. Dans le cas de la commande directe la position et l'amplitude du flux rotorique sont calculés à partir des grandeurs estimées ou (rarement) mesurées, cependant un capteur de flux implanté au niveau de la machine, augmente l'encombrement de cette dernière et la rend moins pratique dans

Chapitre II :Commande vectorielle de la machine asynchrone

certaines applications. En revanche, dans la commande indirecte la position du flux rotorique est estimée à l'aide de la combinaison de l'angle de glissement calculée et de la position de la vitesse rotorique mesurée [6].

L'inconvénient de ces deux méthodes est la sensibilité aux variations des paramètres de la machine.

II.3 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC)

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple.

Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée[7].

Un choix adéquat du référentiel (d,q) de telle manière que le flux rotorique soit aligné avec l'axe (d) permet d'obtenir une expression du couple dans laquelle deux courants orthogonaux (I_{ds}, I_{qs}) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple (figure II.1).

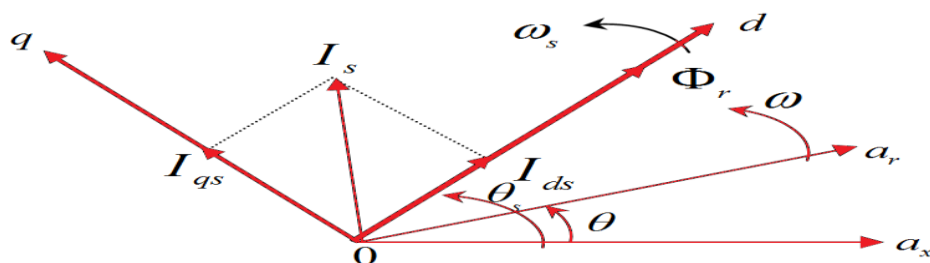


Figure. II.1 Principe de la commande vectorielle

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine asynchrone

Donc nous avons :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

L'expression du couple électromagnétique peut être écrite sous la forme :

$$C_{em} = k \cdot I_{ds} \cdot I_{qs} \quad (\text{II.2})$$

Avec :
$$k = \frac{p^2}{L_r J}$$

Ceci simplifie le modèle d'équation (I. 17) comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \omega_s = p \Omega + \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{JL_r} \Phi_r I_{qs} - \frac{f_v}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r \quad (\text{II.4})$$

Après transformation de Laplace, on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_r = \frac{M}{1+T_r s} I_{ds} \\ C_{em} = \frac{pM}{L_r} \Phi_r I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

L'équation (II.5) montre qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes I_{ds} et I_{qs} du courant

Chapitre II :Commande vectorielle de la machine asynchrone

statorique. Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux est maintenu à sa valeur nominale.

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone, est la détermination de la position et le module du flux rotorique.

Car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement. Deux méthodes de contrôle ont été utilisées, la méthode directe et la méthode indirecte.

II.4 METHODE DIRECTE

Pour déterminer la position et la norme du flux (contrôler par contre réaction) il faut utiliser les capteurs à effet HALL placés sur les dents de stator (ceci nécessite des moteurs spéciaux), ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables .

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

- La non fiabilité de la mesure du flux
- problème de filtrage du signal mesuré.
- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs+filtre) [8] .

Afin de pouvoir utiliser une machine standard les capteurs de flux doivent être remplacés par estimateur de flux.

On utilise souvent le modèle de la machine pour déterminer la position et le module du flux suivant les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Chapitre II :Commande vectorielle de la machine asynchrone

Le module du flux rotorique et du couple électromagnétique peuvent être contrôlés par contre réaction, alors que la pulsation de glissement est directement calculée à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

II.5METHODE INDIRECTE

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor.

Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

-Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des Courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation en vers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [9].

En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué Dans ce type de commande on considère uniquement la dynamique du rotor, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω telle que :

$$\omega_s = \omega_{gl} + \omega$$

d'où

(II.7)

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int \left(\frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r^*} + p\Omega \right) dt$$

Le FOC (fieldoriented control) est un bloc de calcul qui possède deux entrées (Φ_r^* et C_{em}^*) et génère les trois grandeurs de commande de l'onduleur (V_{ds}^*, V_{qs}^* et ω_s). Il est

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine asynchrone

La boucle de régulation de vitesse, celles des courants I_{ds} et I_{qs} , le bloc de calcul de θ_s et les transformations directe et inverse sont les principaux constituant dans ce type de commande.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{em}^* ou le courant de référence I_{qs}^* qui est comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée de régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{qs}^* qui subit une transformation au triphasé et à travers un onduleur de tension alimente la machine asynchrone.

En parallèle à cette boucle, on trouve la boucle de régulation du courant I_{ds} . Le courant I_{ds}^* de référence est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on procède au « défluxage » de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de défluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter contre les frottements) pendant la marche normale.

La sortie du régulateur du courant I_{ds} donne la tension V_{ds} . Les deux tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques, à l'aide d'une transformation biphasée - triphasée.

L'onduleur à MLI applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux tensions de référence V_{as} , V_{bs} et V_{cs} .

II.5.1 Principe du découplage par compensation

Dans le cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension, les équations des tensions statoriques sont déduites de l'équation (II.3) comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Le couplage qui existe entre les deux équations est éliminé en générale par une méthode de compensation classique. Celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage, ces derniers seront rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de références qui attaquent l'onduleur.

Les termes de couplage (tensions) dans l'équation (II.9) sont les termes que lorsqu'on les élimine, les tensions restantes deviennent en relation du premier ordre avec les deux composantes du courant statorique. Soient les indices : 'r' pour régulateur et 'c' pour couplage, nous avons alors :

$$V_{ds}^* = V_{ds}^r + V_{ds}^c \text{ et } V_{qs}^* = V_{qs}^r + V_{qs}^c \quad (\text{II.10})$$

avec :

$$\begin{cases} V_{ds}^c = -\sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ V_{qs}^c = \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ V_{ds}^r = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs}^r = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Les tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds}^r et V_{qs}^r (figure II.3).

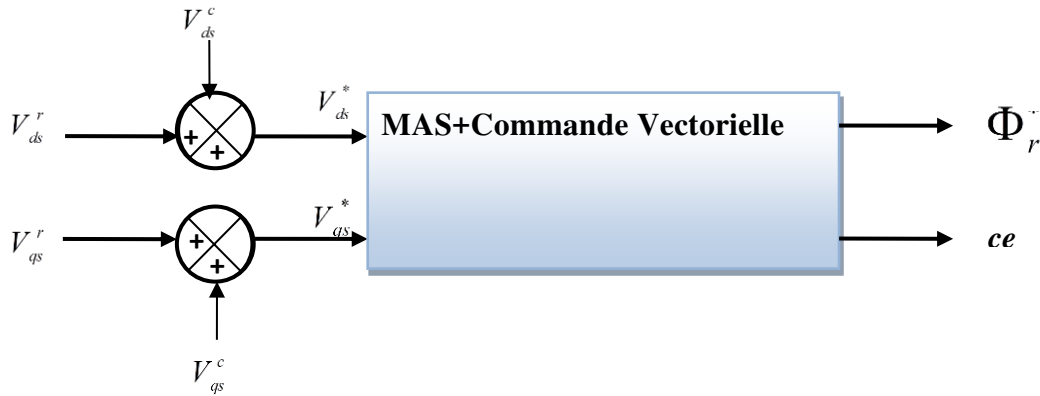


Figure. II.3 Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^*

Par introduction de l'opérateur de Laplace, les équations (II.9) deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + s\sigma L_s)I_{ds} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

On peut donc, représenter le modèle de la machine par le schéma bloc de la figure (II.4) où nous schématisons en clair les termes de couplage $\omega_s \sigma L_s I_{qs}$, $\omega_s \sigma L_s I_{ds}$ et

$$\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r.$$

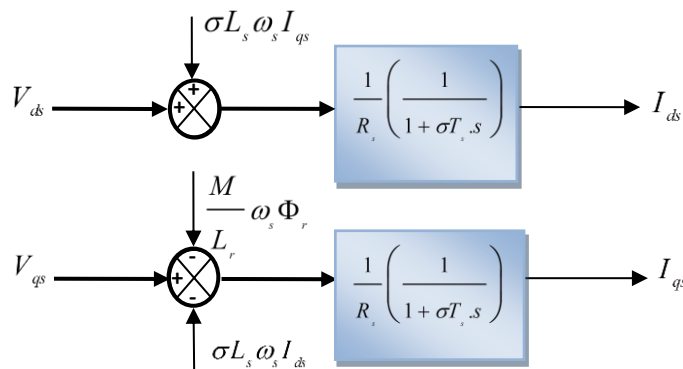


Figure. II.4 Représentation du Modèle de la machine

L'ensemble modèle de la machine et sa régulation par découplage est représenté dans la figure (II.5).

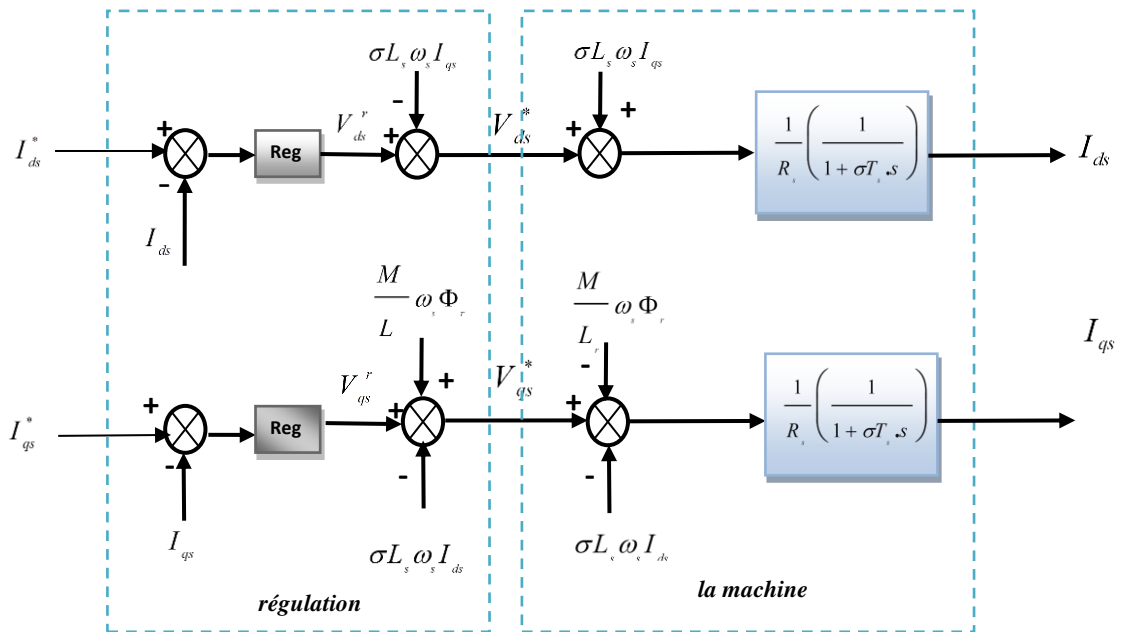


Figure. II.5 Découplage par addition des termes de couplage

Régulation de la vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante, L'équation mécanique donne :

$$\frac{\omega(s)}{C_{em}(s)} = \frac{p}{f_v + J s} \tag{II.13}$$

avec : $\omega = p\Omega$

En associant à cette fonction un régulateur PI, on obtient la structure donnée dans la figure(II.6) :

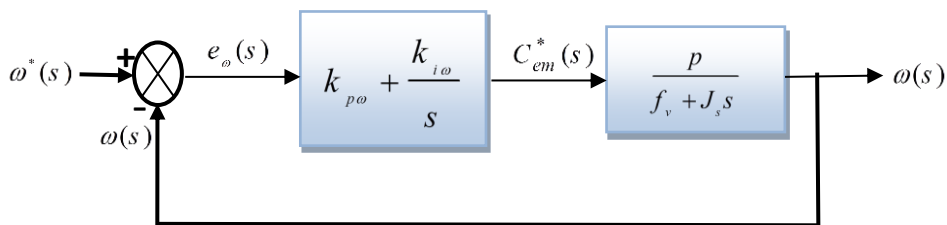


Figure. II.6 Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

La fonction du transfert en boucle fermé de la figure (II.6) est donnée par :

$$\frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{(k_{p\omega}s + k_{i\omega}) \frac{P}{J}}{s^2 + \left(\frac{f_v + k_{p\omega}P}{J} \right) s + \frac{k_{i\omega}P}{J}} \quad (\text{II.14})$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{f_v + k_{p\omega}P}{J} \right) s + \frac{k_{i\omega}P}{J} = 0 \quad (\text{II.15})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués et stables $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (\text{II.16})$$

L'identification terme à terme des deux équations (II.15) et (II.16) entraîne que :

$$\begin{cases} k_{i\omega} = \frac{2 \cdot J \cdot \rho^2}{P} \\ k_{p\omega} = \frac{2 \cdot \rho \cdot J - f_v}{P} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

II.6 RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE :

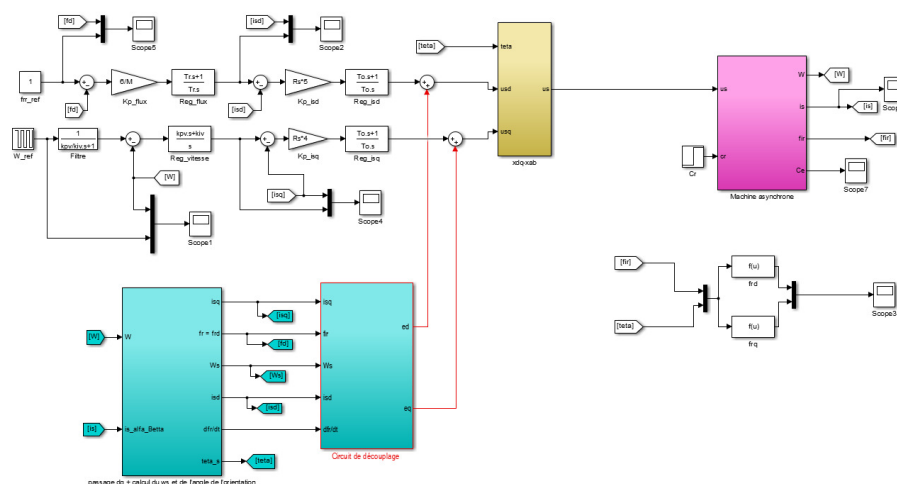


Fig. II- 7 : Schéma bloc d'un commande vectorielle indirect

II.6.2 Régulation classique de la vitesse de la machine asynchrone

Les simulations présentées dans ce paragraphe vont nous permettre d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle en utilisant un régulateur classique type PI.

Les coefficients du régulateur de vitesse sont déterminés par un placement de pôles avec $\rho = 35$, ce qui donne $Kp=0.3630$ et $Ki=0.7215$.

Pour démontrer les performances statique et dynamique de commande vectorielle indirecte imposée à la machine avec un régulateur PI, on a simulé les cas suivants :

- Démarrage à vide suivi d'une application de charge.
- Test d'inversion de vitesse avec charge.
- Robustesse vis à vis la variation de la résistance rotorique.
- Démarrage à vide suivi d'une application de charge.

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence $N = 1000$ (tr/min), suivi d'une application de charge nominale $C_r = 10 Nm$ à l'instant $t = 0.5$ sec. Les résultats de simulation sont présentés par la figure (II.8) où nous constatons que la vitesse suit avec de bonnes performances dynamiques et sans erreur statique la vitesse de référence même après application du couple de charge.

Les résultats obtenus montrent aussi le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique traduit par la réponse des composantes I_{ds} et I_{qs} du courant statorique.

Le couple admet une forte valeur avec une oscillation (fort appel de courant au démarrage, bref mais important) et suit parfaitement sa référence. Puis après l'application du couple de charge $C_r = 10 Nm$, le couple électromagnétique se rétablit et atteint sa valeur finale de charge $C_{em} = 10 Nm$.

Chapitre II :Commande vectorielle de la machine asynchrone

La figure (II.8) montre aussi que le courant I_{qs} est l'image du couple C_{em} qui suit également sa référence. Le courant I_{ds} est quasiment stable et suit sa référence.

On trouve aussi dans la figure (II.8) la courbe de la tension de commande V_{as} , dans laquelle nous constatons que lors de l'application de la charge, la commande augmente dans le but de conserver la vitesse à sa valeur de référence, la même remarque pour le courant statorique I_{as} .

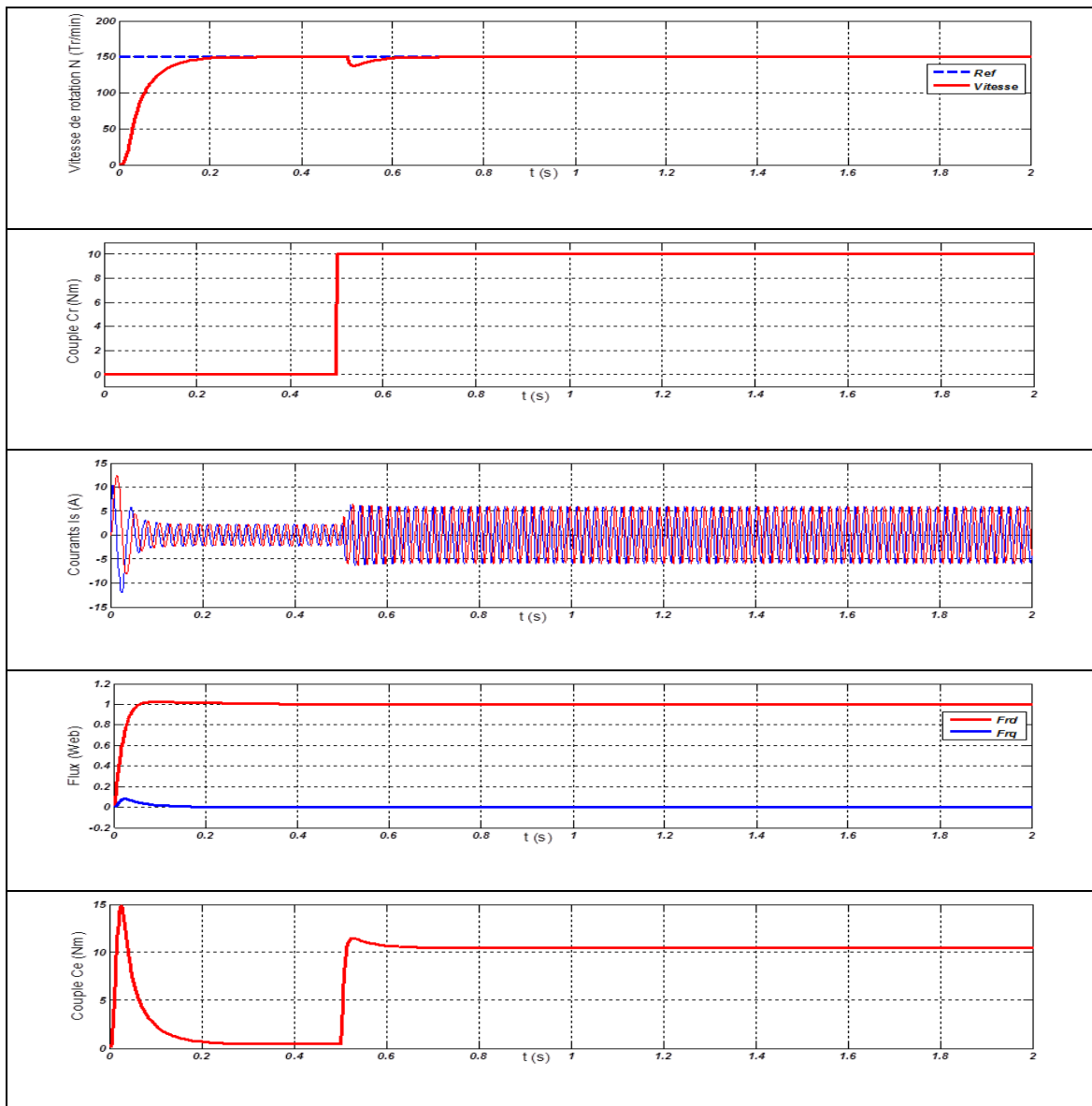


Figure. II.8 Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une application de charge $C_r = 10Nm$

- **Test d'inversion de vitesse avec charge.**

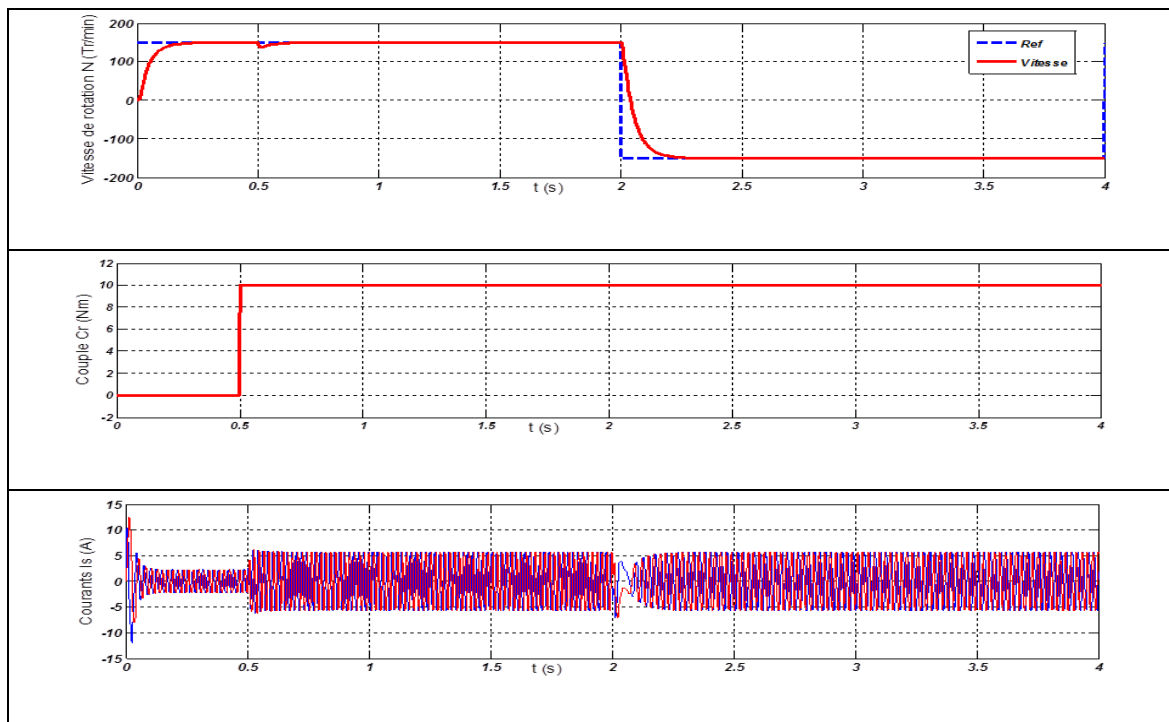
Chapitre II :Commande vectorielle de la machine asynchrone

La figure (II.9) présente le test d'inversion de vitesse de la machine avec charge. Ce test permet d'évaluer davantage les performances de cette commande, dans laquelle nous introduisons un changement de consigne de vitesse de $1000tr/min$ à $-1000tr/min$ comme suit :

- à $t = 0s$ la machine démarre à vide.
- de $t > 1s$ et $t < 2s$ on applique une charge $C_r = 10 Nm$.

de $t > 2s$ on inverse la consigne de vitesse à $-1000tr/min$, et également le couple de charge à $C_r = -10 Nm$.

D'après la figure (II.9), on constate que le couple électromagnétique et les composantes du courant marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilise au régime permanent, le couple suit sa référence et le découplage persiste toujours, ce qui montre la robustesse de cette commande vis-à-vis les variations du sens de rotation avec charge.



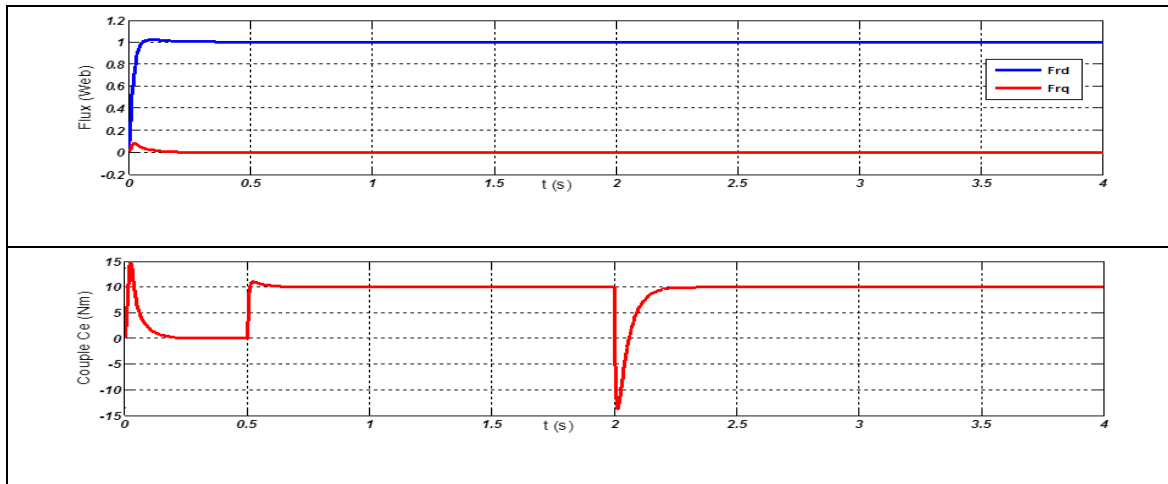
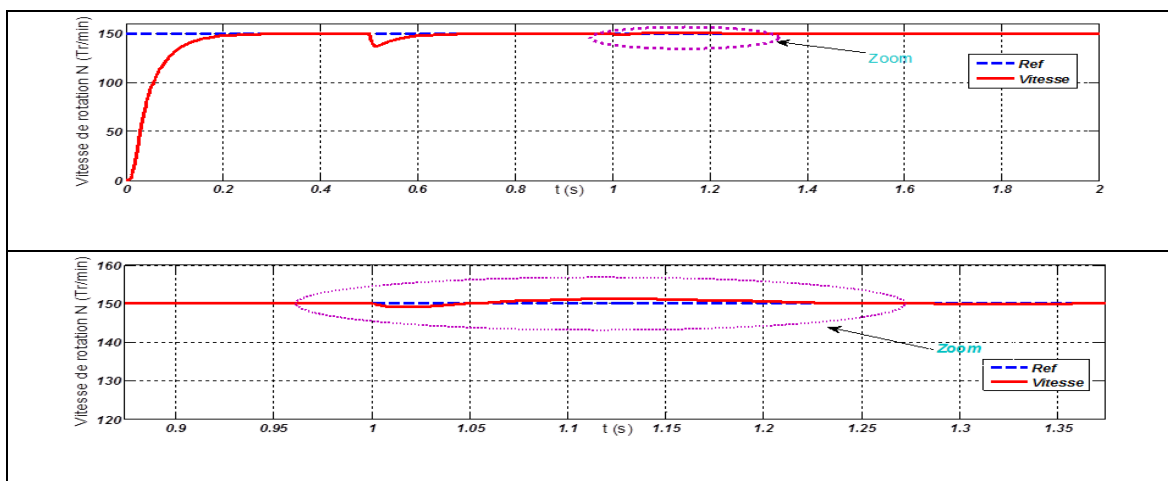


Figure.II.9 Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse avec charge

- **Robustesse vis à vis à la variation la résistance rotorique.**

Dans cette partie la robustesse de la commande vectorielle sous régulateur PI vis-à-vis de la variation des paramètres électriques du moteur est étudiée. Les figures (10.a et b) présentent l'effet de la variation paramétrique de la résistance rotorique R_r , où nous présentons les résultats de simulation lors d'une variation (augmentation) de cette résistance de 150% et 200% à l'instant de temps $t = 1\text{sec}$, respectivement. La robustesse de cette commande est conservée pour la première variation de cette résistance figure (II.10.a), tandis que pour la deuxième variation paramétrique (très grande), on constate que cette commande devient non robuste (perte de découplage), ce qui provoquera pour des variations supérieures à 200% une instabilité du système figure (II .10. b) et une divergence de la vitesse de rotation par rapport à la vitesse de référence.



Chapitre II :Commande vectorielle de la machine asynchrone

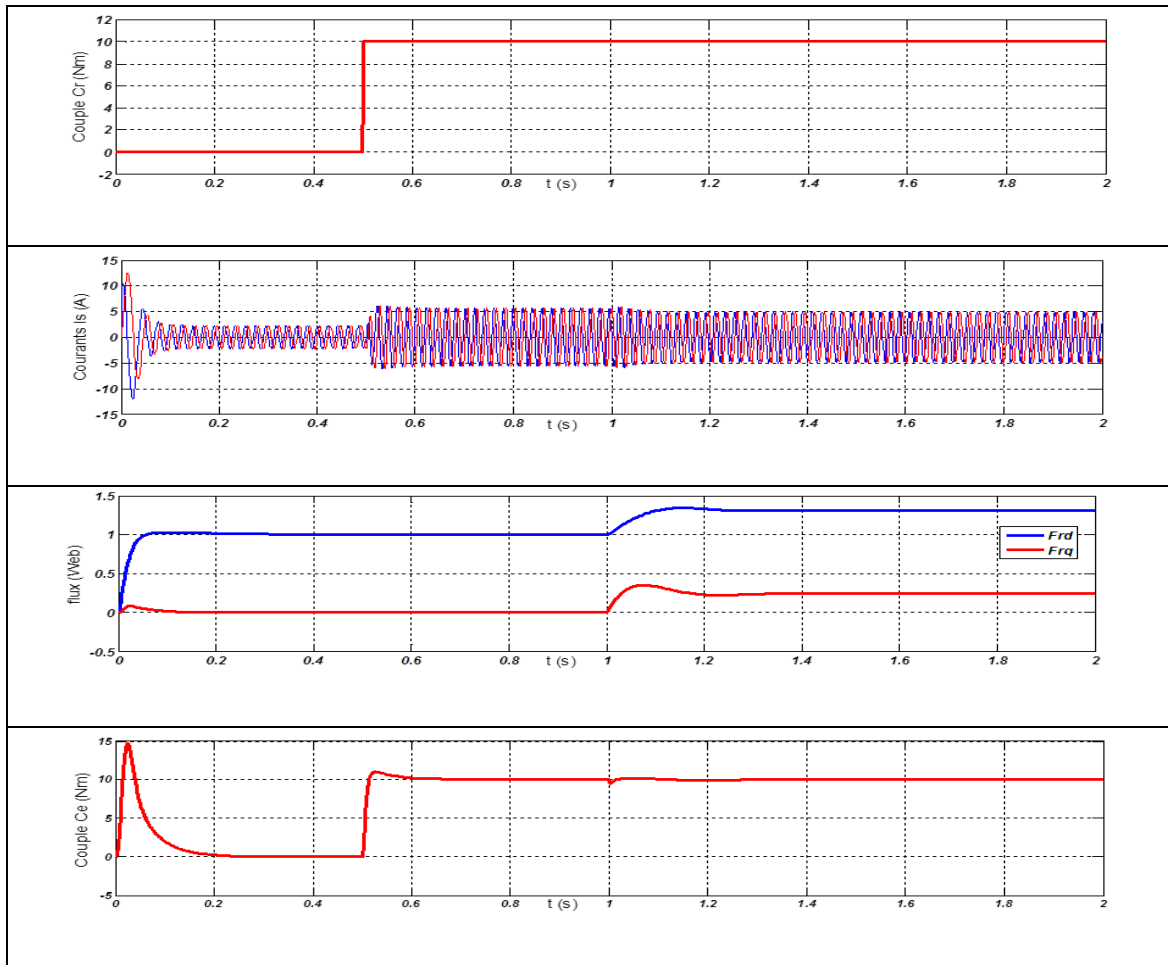
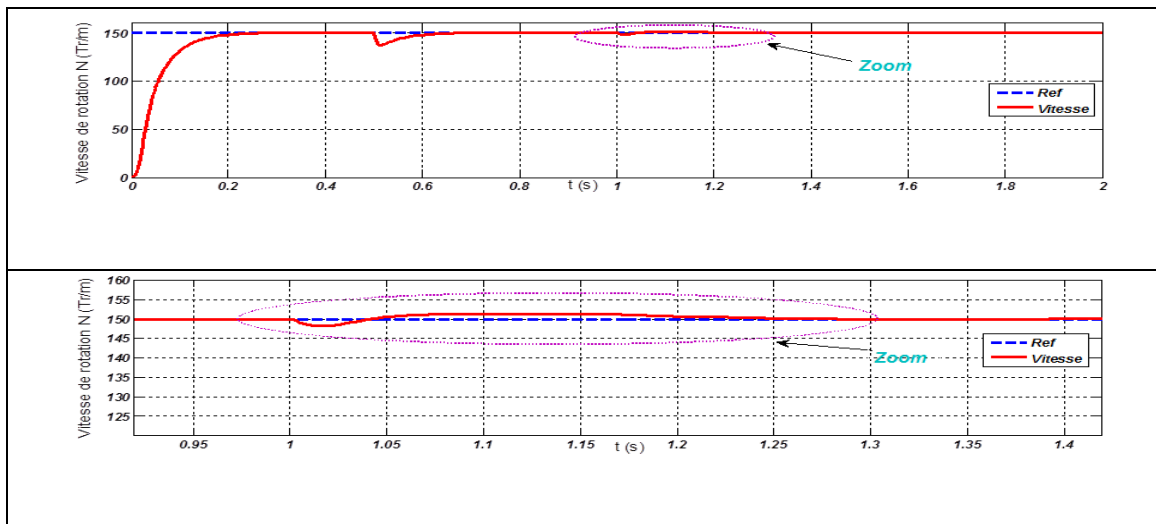


Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-10.a :

Effet de variation paramétrique ($R_r + 150\%R_r$).



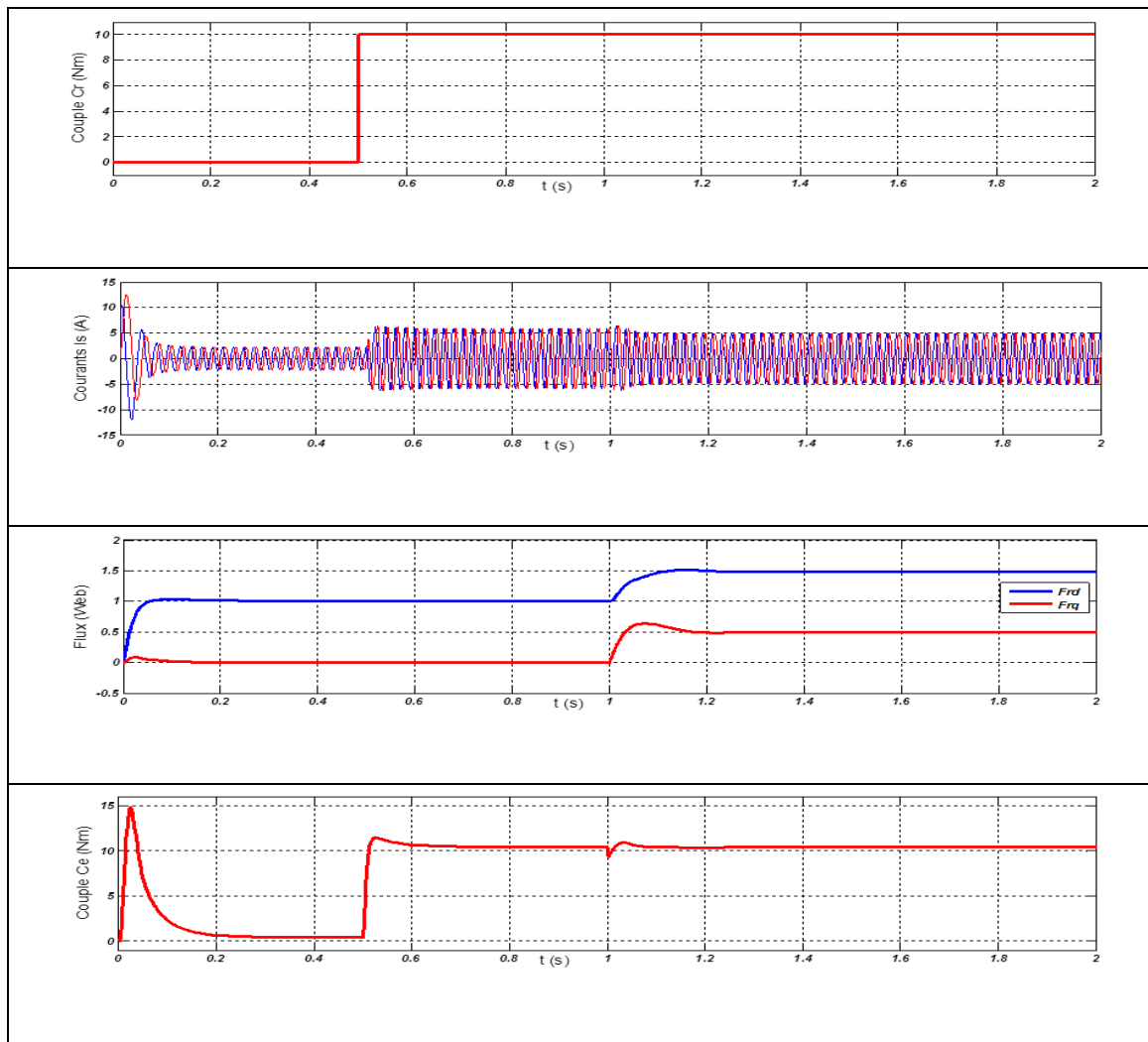


Figure. II.10.b Effet de variation paramétrique ($R_r + 200\%R_r$)

II.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle du flux rotorique, cette commande assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple.

On a commencé par montrer comment calculer les différents régulateurs, puis on a effectué le test de robustesse pour la variation de vitesse, la charge et la variation de résistance rotorique.

Les résultats montrent que la commande vectorielle est sensible à la variation paramétrique (résistance rotorique).

Dans le chapitre suivant nous allons présenter la **Théorie des Ensembles Flous**.

CHAPITRE III : THEORIE DES ENSEMBLES FLOUS

III.1 Introduction :

La logique floue est une description mathématique d'un processus basée sur la théorie des ensembles flous. Cette théorie introduite en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh. A cette époque la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement [10]. Son but est, comme en automatique classique, de traiter des problèmes de commande de processus c'est-à-dire de gérer un processus en fonction d'une consigne donnée, par action sur les variables qui décrivent le processus, mais son approche est différente de celle de l'automatique classique [11]. Elle se sert le plus souvent des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus Le but de ce chapitre est de représenter un premier temps un bref rappel sur les ensembles flous et un aperçu général sur la logique floue, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone triphasée par un remplacement du régulateur classique de vitesse de commande par linéarisation entrée sortie par un régulateur flou. [12].

III.2 L'utilisation de la logique floue :

L'utilisation de la logique floue dans la commande des systèmes nécessite d'avoir des connaissances approfondies sur cette théorie et son utilisation dans la commande, d'où la nécessité de présenter quelques bases générales de la logique floue : Théorie des ensembles flous, les relations floues, principe de réglage par logique floue ainsi que la structure de commande par logique floue des systèmes multi-variables. La logique floue est à l'image de logique binaire, [13].

III.3 Les avantages de la logique floue :

- la logique floue permet de prendre en compte les typologies linguistiques et donc toutes les nuances que l'on a créées dans le but d'imiter au mieux le réel.
- Traitement des systèmes à comportement complexe (même si on a un exemple Simplifié, cela reste un système complexe en mathématique pure).

- Nous pouvons aujourd'hui servir des solutions matérielles comme des Microprocesseurs uniquement dédiés aux calculs flous, ce qui permet d'accroître le Rendement puisque cela réduit la programmation.
- L'ajoute ou le retrait des règles ne change quasiment rien au principe de la logique Floue, alors qu'en logique bivalente (logique classique), cela peut changer du tout au Tout.

III.4 Les inconvénients de la logique floue :

- réglage empirique.
- performances en boucle fermée dépendent de l'expertise.
- il n'existe pas de théorie générale qui caractérise rigoureusement la stabilité, la robustesse (difficulté de certification dans le transport, espace) [14].

III.5 Variables linguistiques :

L'ensemble de référence d'un mot du langage naturel s'appelle l'univers du discours. Discours d'un mot est un ensemble de termes qui évoquent le même concept mais à Degrés différents. Il peut être fini ou non.

Une variable linguistique représente un état dans le système à régler. Chaque variable Linguistique est caractérisée par un ensemble tel que :

$\{x, T(x), U, G, M\}$

Ou :

x : est le nom de la variable,

T(x) : est l'ensemble des valeurs linguistiques que peut prendre x,

U : est l'univers du discours associé avec la valeur de base,

G : est la règle syntaxique pour générer les valeurs linguistiques de x,

M : est la règle sémantique pour associer un sens à chaque valeur linguistique.

III.5 Fonctions d'appartenance :

Dans ce contexte on associe à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance désignée par $\mu(x)$, qui sera désignée par le degré ou le facteur d'appartenance. Il est à noter que l'ensemble des éléments de x pour lesquels $\mu(x) \geq 0$, Est appelé «support de A». Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes.

III.5. 1 Fonction triangulaire :

Elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$ qui déterminent les coordonnées des trois sommets on peut avoir la figure (III .1)

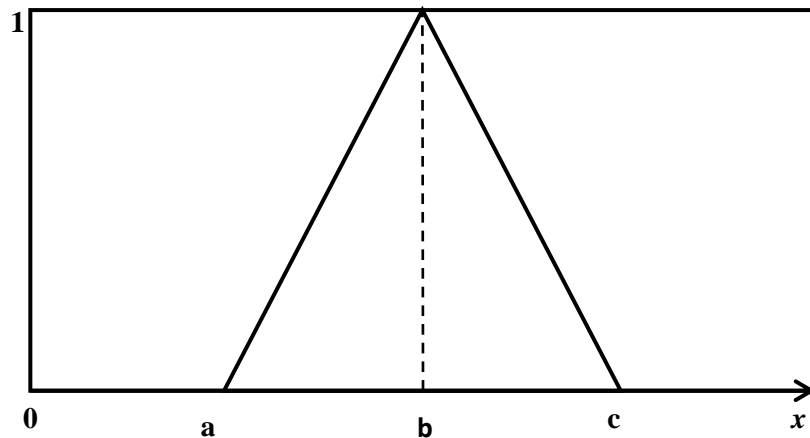


Figure : (III.1) Représentation de la fonction triangulaire

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

III.5.2 Fonction trapézoïdale : Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$ on peut avoir la **figure (III .2)**:

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

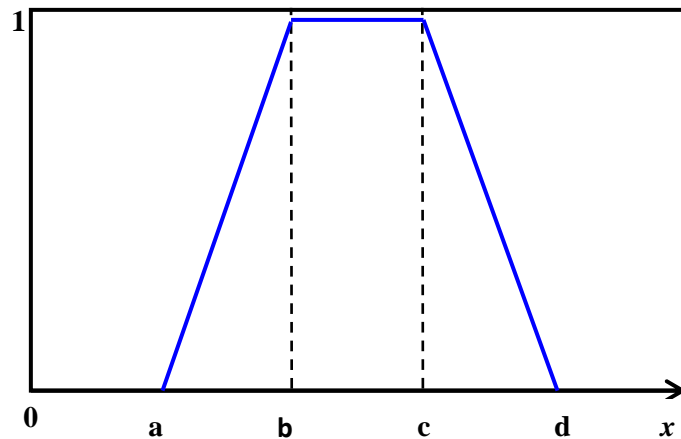


Figure III.2: Représentation de la fonction trapézoïdale.

III.5 .3 Fonction gaussienne :

elle est définie par deux paramètres {m,s}

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

Ou m : Centre de la gaussienne Et s : Sa largeur

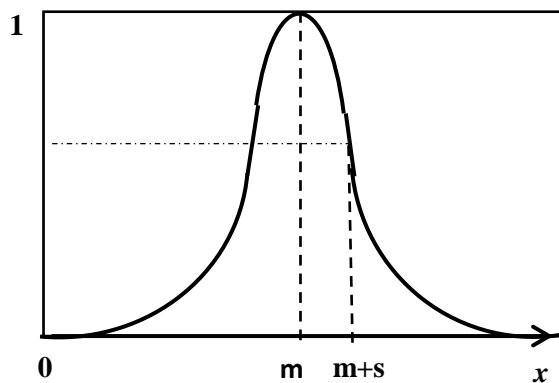


Figure III.3 : Représentation de la fonction gaussienne.

Mécanisme d'inférence floue :

Le principe de base de l'inférence dans la logique classique est le **modus ponens**, selon lequel on peut inférer la vérité d'une proposition B à partir de la vérité de la

proposition A et de l'implication $A \rightarrow B$. Par exemple, si la proposition est identifiée par 'Jone est dans l'hôpital' et B par 'Jone est malade' alors si 'Jone est dans l'hôpital' est vraie 'Jone est malade' est aussi vraie.

Alors que, dans la logique floue, l'inférence est basée sur le **modus ponens généralisé** (généralise modus ponens ou GMP) qui est défini dans ce qui suit :

Prémisse : x est A`

Implication : si x est A, alors y est B

Conséquence : y est B`

Où x et y sont des variables linguistiques ; A, A', B, B' sont les valeurs linguistiques définies Les univers du discours de x et y. Si $A' = A$ et $B' = B$, le **GMP** est réduit au **modus Ponens**.

Afin de compléter cet exposé, on mentionne aussi le **modus tollens généralisé** (generalized Modus tollens ou GMT) qui a la forme :

Prémisse : y est B`

Implication : si x est A, alors y est B

Conséquence : x est A`

Si $B' = \text{not } B$ et $A' = \text{not } A$, on peut le réduire au modus tollens classique.

III.6 Structure générale d'un système flou :

Un régulateur flou est un système à base de connaissance particulière composé de quatre modules principaux à savoir : la base de règle, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification comme il est montré par la **figure (III .4)** :

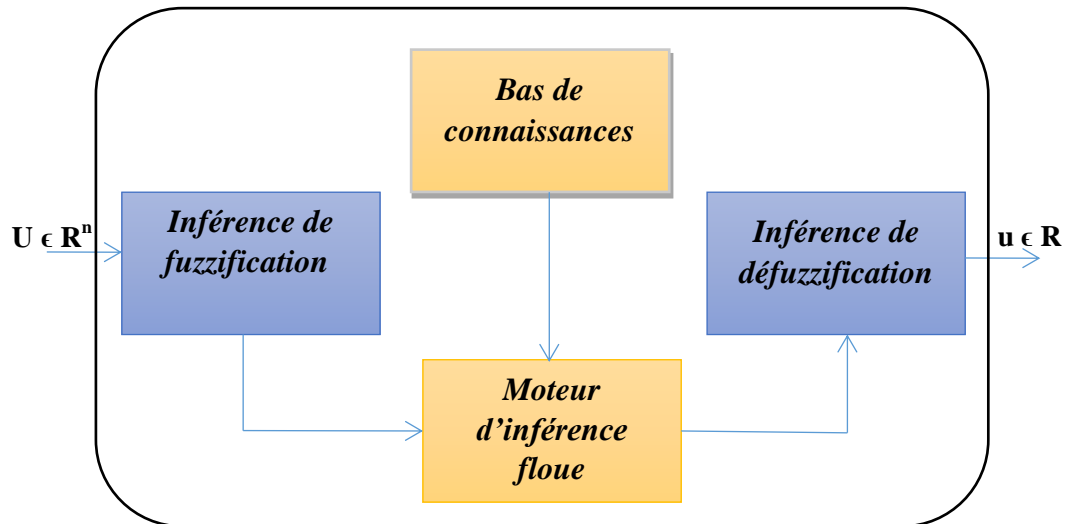


Figure:(III .4) Structure de base d'un régulateur flou

III.6 .1 Base de règles :

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres Composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système

Final. Ces règles peuvent être fournies par un expert ou peuvent être extraites de données Numériques.

III.6.2 Moteur d'inférence :

Le moteur d'inférence floue transforme, à l'aide des techniques de raisonnement flou, la Partie floue issue de la fuzzification en une nouvelle partie floue afin de définir l'ensemble Flou caractérisant la commande. En fait, le mécanisme d'inférence combine les règles floues Pour effectuer une transformation à partir des ensembles flous dans l'espace d'entrée vers des Ensembles flous dans l'espace de sortie. Il existe plusieurs méthodes d'inférence utilisées dans La littérature, parmi elles, on cite[15] .

- Méthode d'inférence MAX-MIN ;
- Méthode d'inférence MAX-PROD ;
- Méthode d'inférence SOMME-PROD.
- Méthode de Tsukamoto

➤ Méthode de Takagi et sugeno

Pour le réglage par logique floue, on utilise en générale une des méthodes suivantes :

III.6.2 .1Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani) :

La méthode d'inférence max-min est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur « ET » par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum comme il est montré par la figure(III .5) :

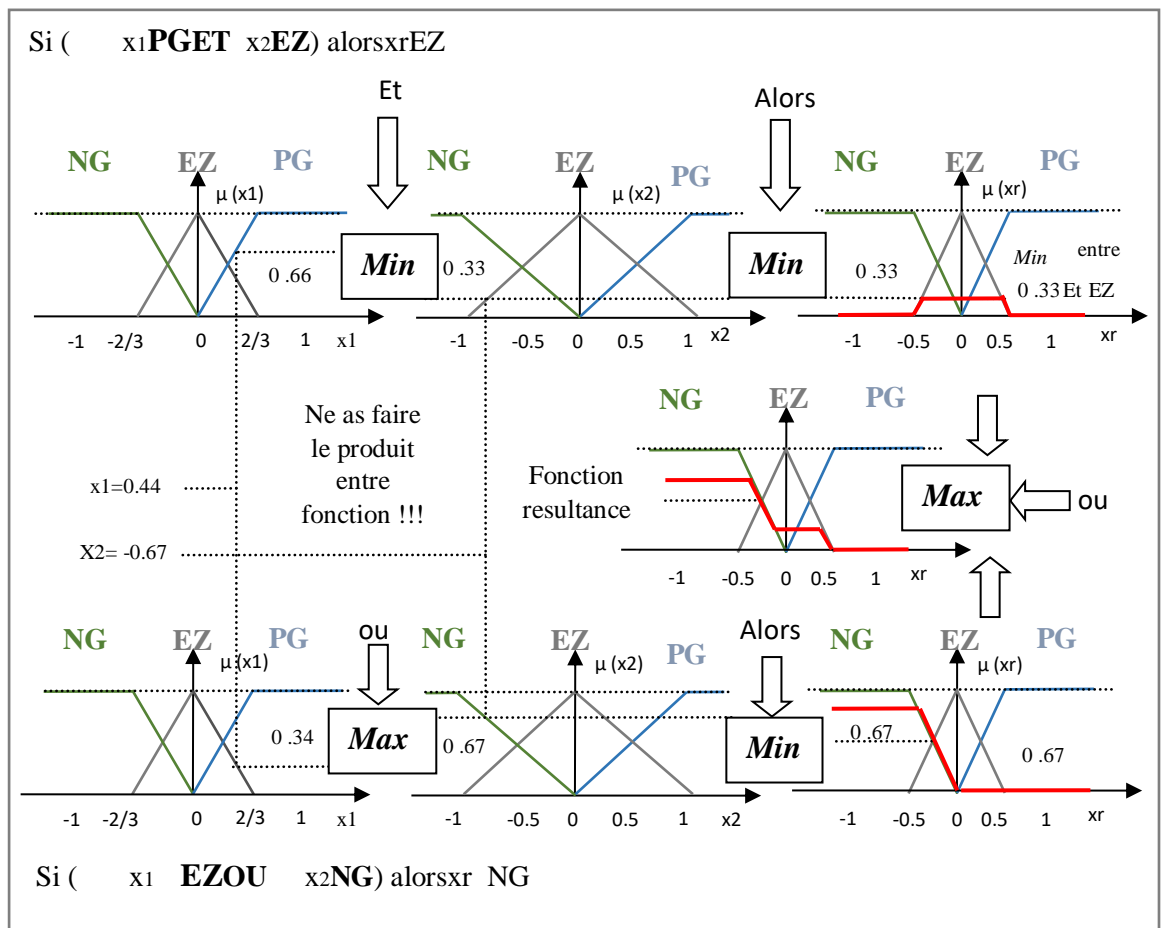
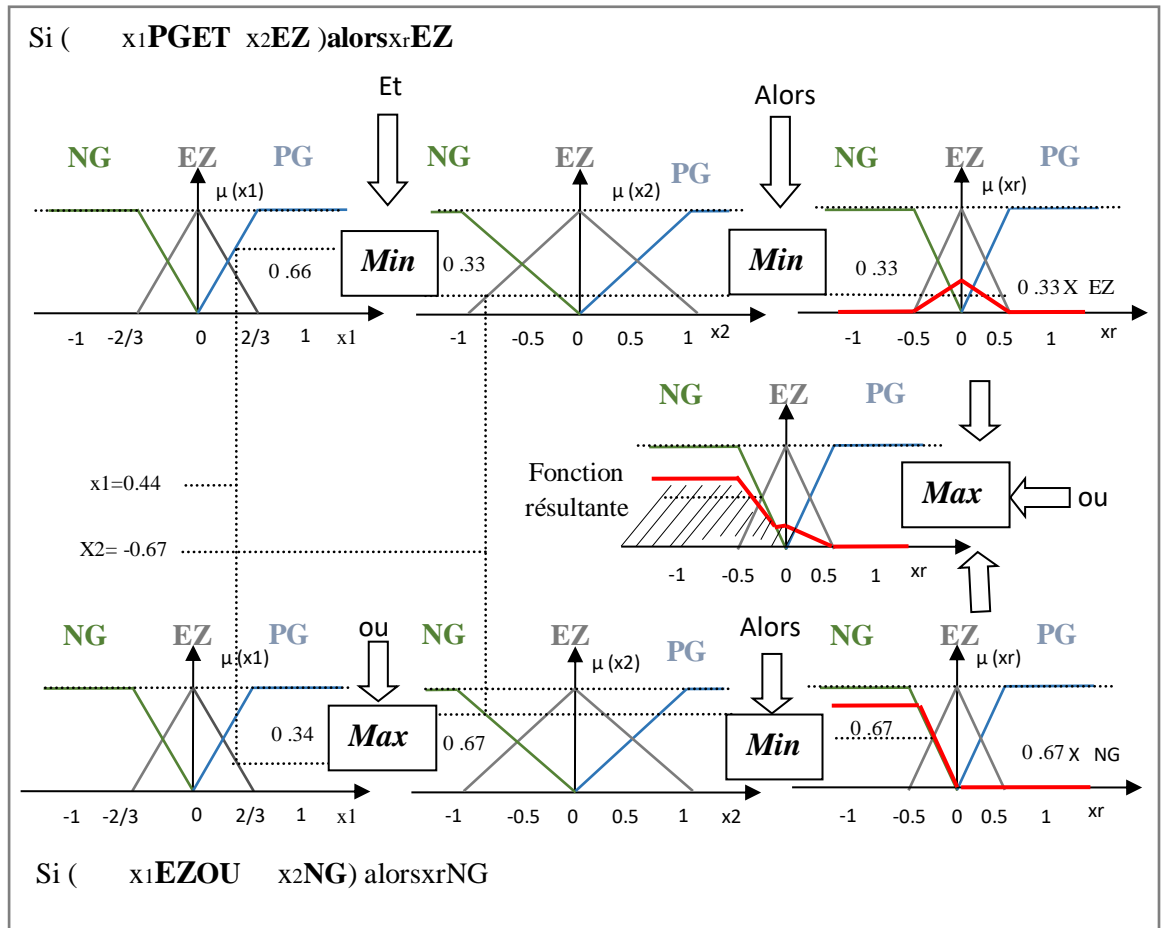


Figure (III.5): Méthode d'inférence max-min

III.6.2 .2Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen) :

La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur « ET » par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par « ALORS » est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « OU », qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum comme il est montré par la figure(III .6) :



Figure(III.6) : Méthode d'inférence max-produit

III.6.2 .3 Méthode de Tsukamoto :

Les fonctions d'appartenances des sorties doivent être monotone et non décroissantes

La sortie de chaque règle est une valeur de la fonction de poids d'activation. La

Valeur de commande est la moyenne pondérée des poids d'activation et de sorties de fonctions d'appartenances

III.6.2 .4 Méthode de Takagi et sugeno :

. Chaque fonction d'appartenance de la sortie est une combinaison linéaire de valeurs d'entrée. La sortie précise est la moyenne pondérée des poids d'activation et des sorties de fonctions d'appartenance. La méthode de *Sugeno*, où les fonctions d'appartenance sont des valeurs précises, constitue un cas particulier de cette méthode.

III.6.2 .5 Méthode somme –prod :

Par opposition aux méthodes d'inférence précédentes, la méthode d'inférence **somme-prod** réalise, au niveau de la condition, l'opérateur **OU** par la formation de la Somme, plus précisément par la valeur moyenne, tandis que l'opérateur **ET** est réalisé par la formation du produit. La conclusion de chaque règle, précédée par **ALORS**, liant le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie par l'opérateur **ET**, est réalisé par la formation du produit. L'opérateur **OU** qui lie les différentes règles est réalisé par la formation de la somme, donc de la valeur moyenne. Dans ce cas, le **OU** liant les règles est réalisé par la formation de la somme et le **ALORS** est réalisé par la formation du produit, ainsi s'explique la désignation par **somme-prod** de cette Méthode d'inférence.

La méthode d'inférence **somme-prod** est représentée graphiquement à la (**Fig. III.7**).

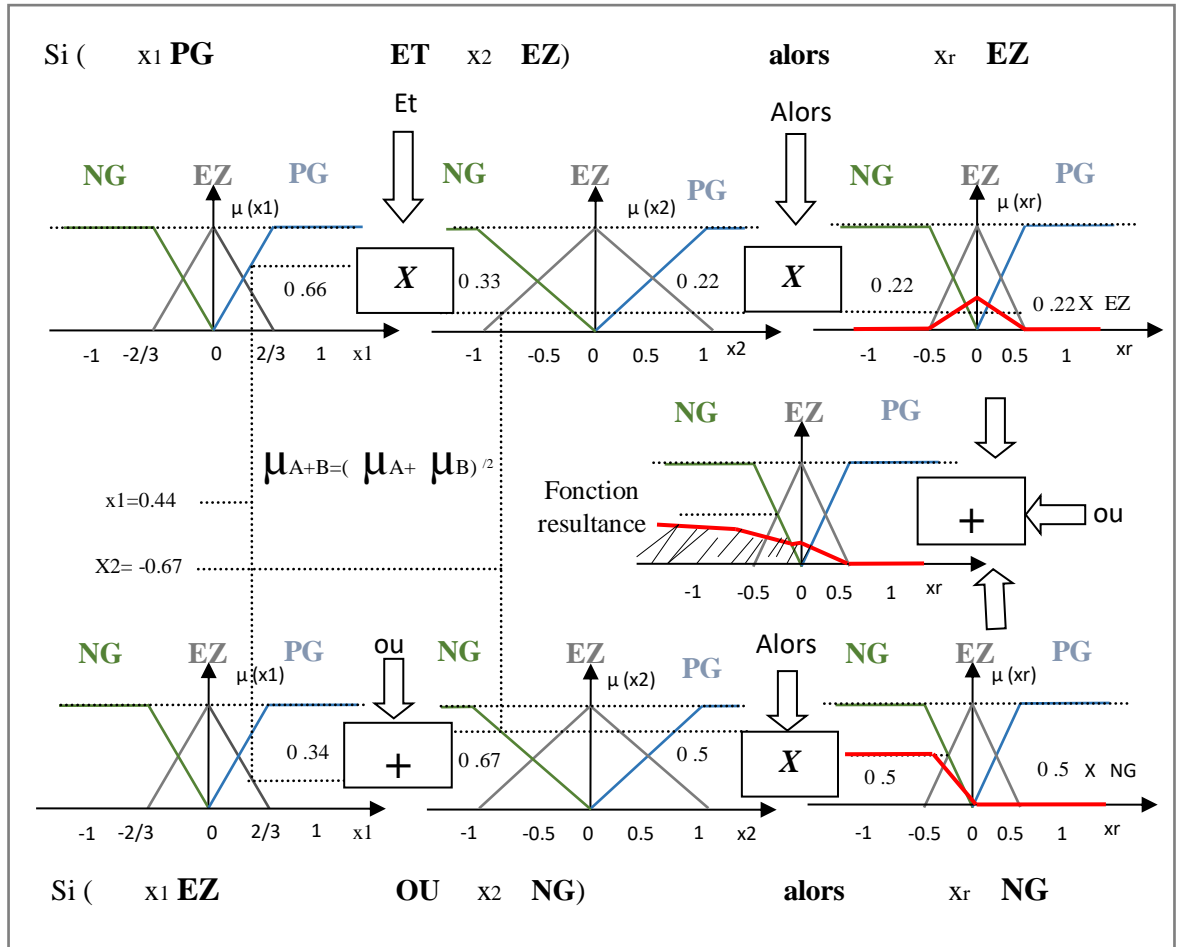


FIG (III.7) : Méthode somme –prod

III.6.3 Interface de fuzzification :

La fuzzification est le premier traitement qui entre en compte dans la structure d'un système flou. Elle consiste à donner un degré d'appartenance à une valeur réelle d'entrée en fonction des ensembles flous. Dans un système flou, il faut rendre flous (fuzzifier) les entrées et les sorties du système. Pour le système flou, la fuzzification des variables est une étape importante du processus de mise en œuvre. Les caractéristiques de cette étape sont habituellement déterminées par des experts ou des opérateurs qualifiés travaillant sur le processus et recourant le plus souvent à leurs connaissances. De plus, les performances du système flou seront influencées par la fuzzification (Flaus, 1994). Les étapes de la fuzzification consistent à [16] :

1. Etablir les variables linguistiques;
2. Etablir les quantificateurs flous (nombre de valeurs linguistiques);

3. Attribuer une signification numérique à chaque quantificateur flou :

Fonction d'appartenance

Il existe deux types de fuzzification généralement utilisés à savoir : La fuzzification.

III.6.3 .1 Fuzzification par singleton :

Cette démarche est utilisée lorsque la valeur fournie par le capteur est supposée précise

III.6.3 .2 Fuzzification non singleton :

Dans cette démarche, on considère que le capteur peut engendrer une erreur de la mesure Ou être exposé à un bruit. Comme il est montré par la figure (III .8) :

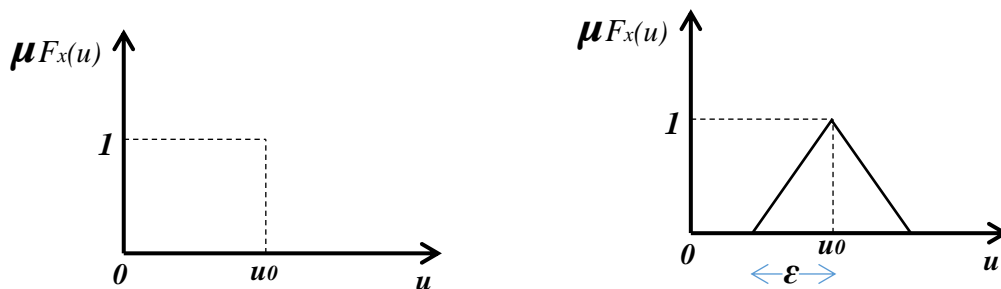


Figure III.8 : Représentation schématique représente la différence entre singleton.

III.6.4 Interface de défuzzification :

La dernière étape, mais non la moindre, est la défuzzification. Le système d'inférence fournit une sortie floue par l'évaluation des règles à la suite d'une ou plusieurs entrées réelles. Se pose alors le problème de lui donner une représentation floue approximative ou une valeur précise, c'est la défuzzification. La défuzzification est généralement l'une des tâches les plus gourmandes en temps d'opération du traitement flou.

Il existe de nombreuses méthodes de défuzzification, mais seulement quatre sont pratiquées. Les méthodes les plus couramment utilisées sont :

- Méthode du maximum .

- Méthode de la moyenne des maximas .
- Méthode du centre de gravité .
- Méthode de hauteurs pondérées.

III.6.4 .1Méthode du maximum :

Dans ce cas le défuzzificateur représente la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence. Cependant, cette méthode représente des inconvénients lorsqu'il y a plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale. [17] .

III.6.4 .2 Méthode de la moyenne des maximas :

Le défuzzificateur examine l'ensemble flou qui détermine les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, ensuite se fait le calcul de la moyenne des ces valeurs comme résultat de défuzzification comme il est montré par la figure(III .9) :

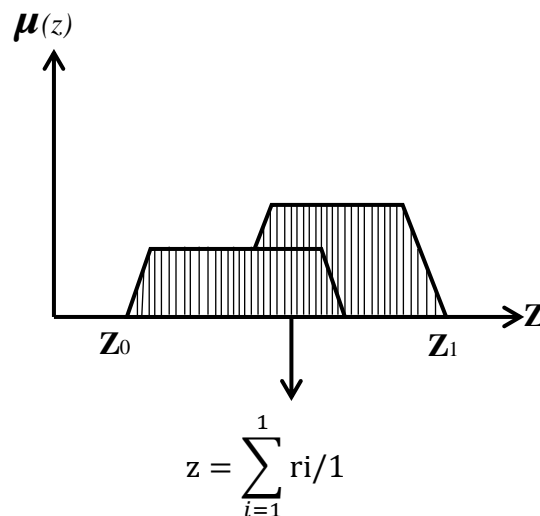


Figure (III.9): Defuzzification par la Méthode moyenne de maximum.

III.6.4. 3 Méthode du centre de gravité :

Le défuzzificateur détermine le centre de gravité y et utilise cette valeur comme sortie du système flou. Ceci est donné par :

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface. [18].

Il est à noter que cette méthode est généralement difficile à calculer. De ce fait, cette méthode

Est la plus coûteuse en termes de temps de calcul.

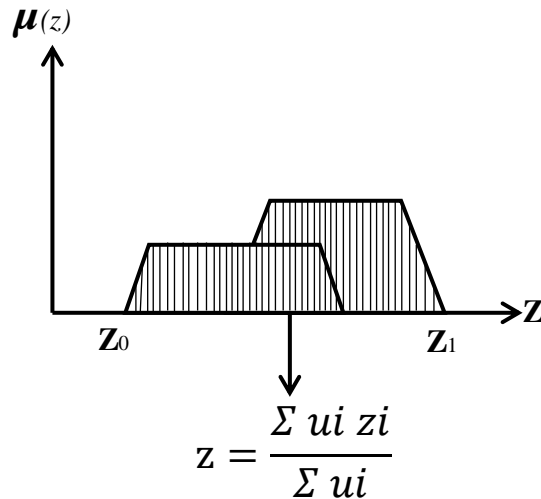


Figure : (III.10) Défuzzification par centre de gravité.

III.6.4. 4Méthode de moyenne pondérée :

Cette méthode est utilisée lorsque les sorties sont définies comme fonctions linéairement dépendantes d'entrées. En général, la partie conséquente de la règle est :

$$Z=f(x, y)$$

Si **Wi** est le poids d'activation de la règle *i*, la valeur précise de la commande est :

$$z = \frac{\sum_{i=1}^n w_i f(x_i, y_i)}{\sum_{i=1}^n w_i} \tag{ III . 4}$$

Où *n* est le nombre de règles activées.

III.7 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons arrivés au concept de la théorie des ensembles flous Et aussi La logique floue est une agrégation de règles, basée sur la condition de variables d'état d'entrée avec un correspondant désiré sortie. Contrairement aux systèmes de connaissances classiques, la logique floue est visant à une formalisation des modes de raisonnement qui sont approximatif plutôt qu'exact. La logique floue est beaucoup plus proche en esprit à la pensée humaine et le langage naturel que les systèmes logiques traditionnels. Fondamentalement, il fournit un efficace moyen de saisir la nature approximative et inexacte du monde. Un mécanisme doit exister pour décider de quelle sortie, ou combinaison de différentes sorties, sera utilisé depuis chaque règle pourrait éventuellement aboutir à des actions de sortie différentes. La logique floue fournit des mécanismes pour effectuer processus de raisonnement approximatifs lorsque les l'information est incertaine, incomplète ou vague. Le succès de cette méthodologie a été démontré dans divers domaines. Plusieurs contrôleurs d'efficacité basés sur la logique floue ont été rapporté dans la littérature, Un contrôleur de logique floue essentiellement intègre l'expérience et l'intuition d'un humain opérateur d'usine, et parfois ceux du concepteur du plante.

Dans le chapitre suivant Notre objectif minimisation des pertes on Utilisation la logique floue .

CHAPITRE IV : MINIMISATION DES PERTES

IV.1 INTRODUCTION :

De nos jours, l'industrie évoque l'un des sérieux problèmes, qui est la consommation importante d'énergie en face des sources d'énergie qui deviennent de plus en plus limitées. Plusieurs stratégies et mesures ont été suggérées pour y remédier de cette consommation qui ne cesse de croître [19].

Parmi ces solutions, on peut citer la réduction de la consommation d'énergie électrique à partir des moteurs qui constituent généralement une grande partie de l'équipement à haute consommation d'énergie dans l'industrie.

Dans le contexte de la traction électrique, le rendement énergétique de l'ensemble de la chaîne de traction est primordial. En effet, les moteurs asynchrone (notre choix d'étude) qui sont inclus dans cette chaîne de traction disposent d'un bon rendement au point nominal qui se dégrade rapidement en dehors de ce point de fonctionnement. Cependant, il faut noter que les machines asynchrones sont moins performantes en termes énergétiques que la machine synchrone. Cela vient du fait que les MSA requièrent constamment des courants statoriques (même à couple nul) pour maintenir le flux rotorique, ce qui augmente considérablement les pertes.

Dans ce qui va suivre, nous allons aborder en premier les différentes techniques de l'optimisation du rendement en suite, on fera l'étude d'une approche basée sur le modèle des Pertes.

Ce dernier point fera l'objectif principal de ce présent chapitre.

IV.2 DIFFERENTES TECHNIQUES DE L'OPTIMISATION DU RENDEMENT :

Comme indiqué dans beaucoup de recherches dans la littérature [20], [21], le rendement du Moteur à induction peut être amélioré par plusieurs approches. On citera :

Changement de construction et conception du moteur (nouveaux matériaux, design...);

L'amélioration des formes d'onde fournies par l'onduleur ;

L'utilisation d'une méthode de contrôle optimal permettant la minimisation des pertes Pour le moteur donné, le fonctionnement sous des conditions nominales (avec une charge Nominale et une vitesse nominales) est très efficace.

Cependant, dans de nombreuses Applications, un moteur fonctionne bien loin du point nominal. Dans ces circonstances, il n'est Pas possible d'améliorer le rendement avec le changement de la conception du moteur ou L'amélioration des formes d'ondes fournies par l'onduleur [22].

De nombreuses études ont dégagé plusieurs vois possible permettant la minimisation des Pertes de la machine asynchrone dont les principales selon Bastiani sont :

IV.2.1 Optimisation en ligne :

C'est une approche basée sur la mesure de la puissance, où les pertes sont minimisées par Une méthode numérique en temps réel. Elle est effectuée en minimisant la puissance absorbée L'entrée du convertisseur. [23].

Cette approche a comme avantage : Pour déduire les consignes de courant optimales, elle ne nécessite pas la connaissance des Paramètres.

Par contre, elle a comme inconvénient : Elle nécessite un temps de convergence assez long pour l'implantation en temps réel.

IV.2.2 Optimisation par le calcul algébrique direct :

C'est une méthode basée sur le modèle des pertes, les courants permettant d'optimiser le Rendement sont calculés, soit en ligne, soit hors ligne. [24].

Cette approche a comme avantages :

- Ne nécessite pas la connaissance au préalable de la trajectoire du couple.
- Les lois des consignes de courant restent les mêmes.

Elle a comme inconvénients :

- Elle nécessite la connaissance exacte du modèle de la machine.

- Obtention difficile de la solution en régime de saturation et avec présence de l'onduleur.

IV.2.3 Mécanismes de réduction des pertes :

Le rendement de la MAS est défini comme étant le rapport de la puissance mécanique à la Sortie sur la puissance électrique absorbée à l'entrée. Pour un point de fonctionnement donné, la puissance mécanique (le produit du couple et de la vitesse de rotation) est constante. Le rendement de la machine peut donc être amélioré en réduisant la puissance électrique absorbée par le moyen de réduire au minimum les pertes totales.

Les pertes du moteur à induction peuvent être classées en quatre types :

- **Pertes électriques** : Pertes joule statoriques et rotoriques.
- **Pertes magnétiques** : Pertes fer statoriques et rotoriques.
- **Pertes mécaniques** : Pertes par frottement aux paliers et les pertes par ventilation.
- **Pertes supplémentaire** : Pertes dues aux flux de fuite et a la distribution non uniforme L'effort est porté sur la réduction des pertes électromagnétiques (cuivre et Pertes fer), car ils représentent la majeure partie du total des pertes de la machine car ils sont Contrôlables. Les pertes fer sont dues au flux d'entrefer, tan disque les pertes joule sont le Résultat de présence des courants du moteur.

L'optimisation du rendement par la réduction du flux, permet d'avoir un point d'équilibre entre Les pertes fer d'un côté et les pertes joule de l'autre côté, Le mécanisme du phénomène de la réduction du flux peut être expliqué en utilisant le circuit de La machine :

Les pertes fer peuvent être minimisés, en utilisant un flux minimum correspondant à un Flux donné du couple et de la vitesse ;

Les pertes joules statorique, dues au courant magnétisant sont par conséquent réduites ;

Le flux peut être réduit par diminution de la composante du courant ;

Selon la condition de la commande vectorielle, le couple électromagnétique produit, est Proportionnel au produit du flux rotorique et du courant statorique. Afin de maintenir le Même couple avec une diminution du flux rotorique, ce couple de courant statorique Doit être augmenté ;

Ce qui conduit à une diminution de pertes joules statoriques et une légère augmentation Des pertes joule rotoriques. En conséquence, l'équilibre optimal entre les pertes fer et Les pertes joule sont réalisées après l'adaptation du processus.

IV.2.4 Développement de la technique :

Dans la partie pratique Notre travail sur la minimisation des pertes joule, Dans ce chapitre, la logique floue est adoptée pour concevoir l'algorithme d'amélioration de l'efficacité en ligne. Le modèle de moteur comprend les pertes de cœur et utilise les séries Razek et Mendes Modèle.

Les résultats de la simulation montrent que cette approche peut grande ment améliorer l'efficacité en particulier à faibles charges.

IV2.5 Modélisation de la machine et structure de commande :

La machine utilisée est supposée à distribution sinusoïdale, symétrique et non saturée. Elle est alimentée en tension à travers un onduleur MLI est commandée Dans un repère lié au champ tournant et en appliquant le principe de l'orientation du champ rotorique afin d'obtenir le découplage entre les deux grandeurs de commande, le modèle de la machine s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_r + \frac{1}{\sigma T_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r \Phi_r} i_{sq} \end{array} \right. \quad (1)$$

L'équation mécanique s'écrit:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{JL} \Phi i - \frac{f}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r \quad (2)$$

Si on considère le couple C_{em}^* et le flux Φ_r^* comme référence de commande et si on ne tient pas compte des variations des courants directs et en quadrature les équations du bloc F.O.C (field oriented control) sont déduites de celles du modèle comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sd}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \\ i_{sq}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{pM\Phi_r^*} \\ \omega_s = \omega + \frac{MR_r}{L_r \Phi_r^*} i_{sq}^* \\ V_{ds}^* = R_s i_{sd}^* - \omega_s \sigma L_s i_{sq}^* \\ V_{qs}^* = R_s i_{sq}^* - \omega_s \sigma L_s i_{sd}^* + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r^* \end{array} \right. \quad (3)$$

IV2.6 Développement de la technique de minimisation des pertes :

Pour pouvoir minimiser les pertes de la machine, il est nécessaire d'appliquer une valeur optimale du flux de référence Φ_r^* . Par conséquent, le mécanisme d'optimisation est basé sur le calcul du total des pertes (les pertes fer, les pertes mécaniques et les pertes de l'onduleur sont négligées) en fonction du courant magnétisant I_m .

$$P_J = P_{Js} + P_{Jr} \quad (4)$$

Avec

$$P_{Js} = R_s |i_s|^2 = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \quad (5)$$

$$P_{Jr} = R_r |i_r|^2 = R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (6)$$

Donc la somme des deux pertes joule nous donne :

$$P_J = P_{Js} + P_{Jr} = R_s |i_s|^2 + R_r |i_r|^2 = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (7)$$

$$\text{On a : } \Phi_r = M i_{sd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{\Phi_r}{M} \quad (8)$$

Par ce qu'il n'est pas directement accessible, le courant rotorique est exprimé en fonction du courant statorique par la relation suivante :

$$i_{rd} = \frac{\Phi_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} \quad (9)$$

Par la substitution de (8), (9) dans (7), on obtient :

$$P_J = R_s \frac{\Phi_r^2}{M^2} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sq}^2 \quad (10)$$

Nous avons d'après l'équation (3) :

$$i_{sq} = \frac{C_{em}}{p \frac{M}{L_r} \Phi_{rd}} \quad (11)$$

En injectant (11) dans (10), on obtient :

$$P_J = R_s \frac{\Phi_r^2}{M^2} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) \frac{C_{em}^2}{p^2 \frac{M^2}{L_r^2} \Phi_{rd}^2} \quad (12)$$

Après simplification de cette équation, on obtient :

$$P_J = R_s \frac{\Phi_r^2}{M^2} + (\frac{R_s L_r^2}{p^2 M^2} + \frac{R_r}{p^2}) \frac{C_{em}^2}{\Phi_{rd}^2} \quad (13)$$

Exprimons le flux rotorique en définissant comme un courant magnétisant :

$$i_{mr} = \frac{\Phi_r}{M} \quad (14)$$

A partir de la formulation d'état (équation (1)), l'expression de la dérivée du flux rotorique sur l'axe d s'exprime par :

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = R_r \frac{M}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_r \Rightarrow i_{mr} \cdot \frac{L_r}{R_r} = i_{sd} - i_{mr} \quad (15)$$

Le courant magnétisant pourra être obtenue par un transfert du premier ordre :

$$i_{mr} = \frac{i_{sd}}{1 + T_r p} \quad (16)$$

Par la substitution de (14) dans (13) on obtient la somme des pertes joules sous la forme :

$$P_J = R_s i_{mr}^2 + (\frac{R_s L_r^2}{p^2} + \frac{R_r M^2}{p^2}) \frac{C_{em}^2}{i_{mr}^2} \quad (17)$$

Avec un changement de variable, l'équation (17) devient :

$$P_J = k_1 i_{mr}^2 + k_2 \frac{C_{em}^2}{i_{mr}^2} \quad (18)$$

Où :

$$k_1 = R_s, \quad k_2 = \frac{R_s L_r^2}{p^2} + \frac{R_r M^2}{p^2} \quad (19)$$

La résolution de l'équation (18) nous permet d'obtenir le courant magnétisant optimal qui assure le minimum des pertes. Pour résoudre cette équation, on fera appel à l'action dérivative (dérivation partielle) :

$$\frac{\partial P_J}{\partial I_{mr}} = 0 \Rightarrow 2k_1 i_{mr} - \frac{2i_{mr} k_2 C_{em}^2}{i_{mr}^4} = 0 \quad (20)$$

D'où :

$$i_{mr}^4 = \frac{k_2}{k_1} C_{em}^2$$

Donc, la minimisation des pertes joules statorique et rotorique est obtenue à partir du courant magnétisant optimal :

$$i_{mr,opt} = k_{opt} |C_{em}|^{1/2} \quad (21)$$

Avec

$$k_{opt} = \left(\frac{k_2}{k_1} \right)^{\frac{1}{4}} = \left(\frac{R_s L_r^2 + R_r M^2}{p^2 R_s} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (22)$$

Selon l'équation (22), le courant magnétisant optimal dépend du couple électromagnétique développé et des paramètres de la machine. Par conséquent, le flux optimal pour la minimisation des pertes est obtenu par le calcul de k_{opt} .

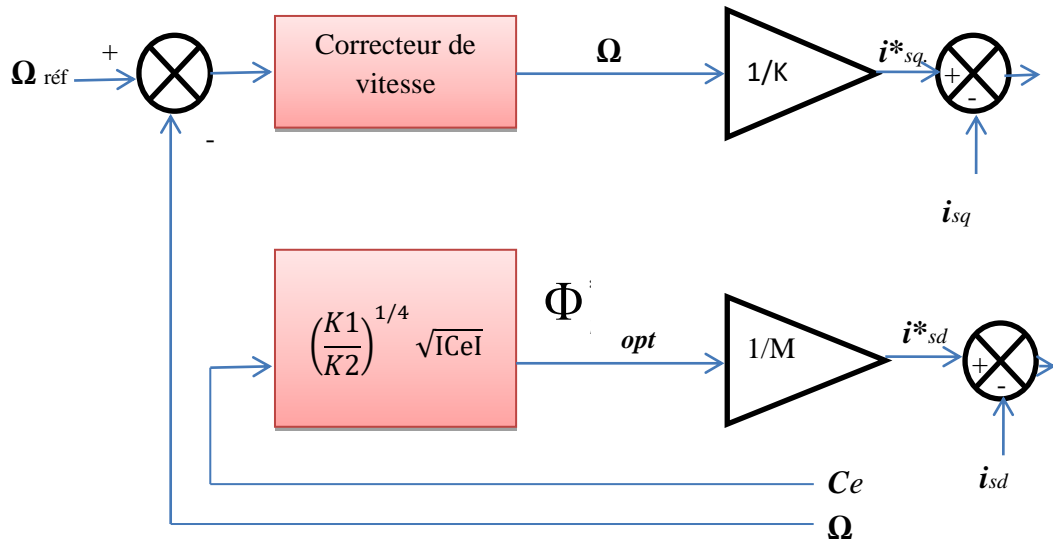


Figure: (IV.1): schematisation du Principe d'optimisation du flux

IV2.7 Stratégie de minimisation des pertes :

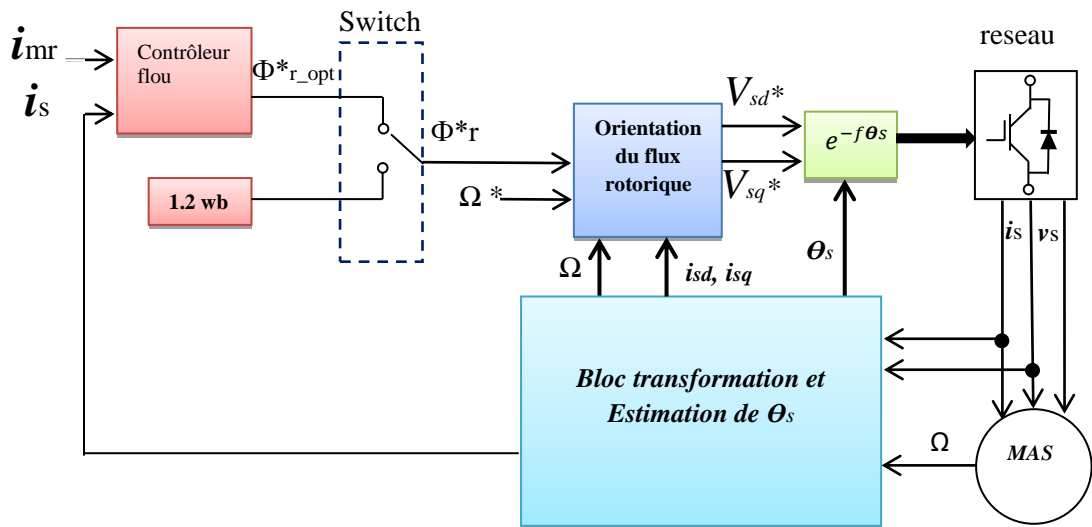


Figure:(IV.2) schéma bloc d'optimisation de flux

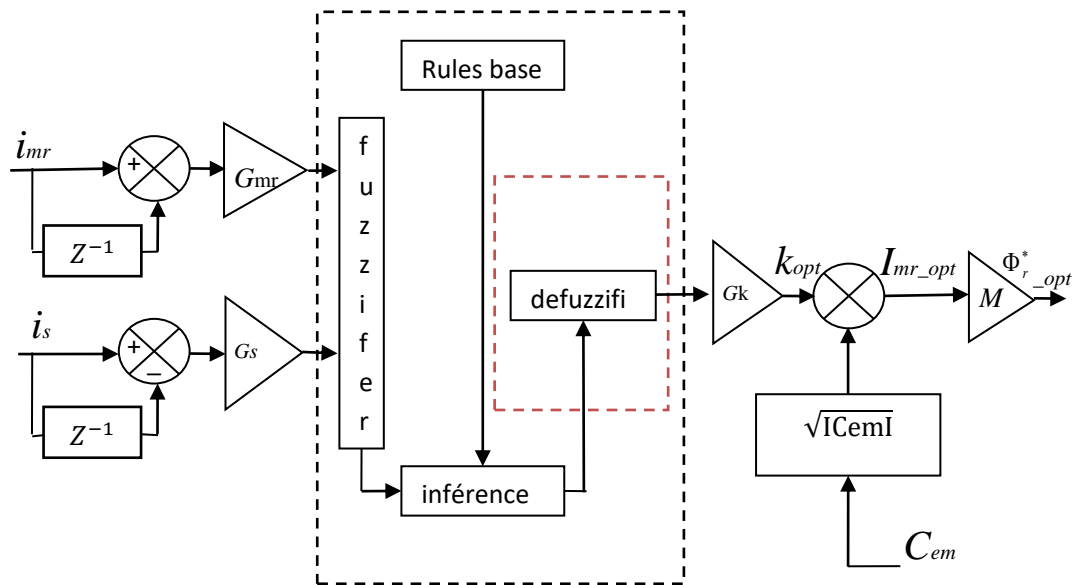


Figure :(IV.3) Modèle Blok Contrôleur - flou

Les deux entrées du contrôleur flou sont l’erreur du courant statorique et du courant magnétisant :

La variation de l’erreur des courants Δi_s et Δi_{mr} sont définies par :

$$\begin{cases} \Delta i_s = i_s(t + \Delta t) - i_s(t) = i_s(k + 1) - i_s(k) \\ \Delta i_{mr} = i_{mr}(t + \Delta t) - i_{mr}(t) = i_{mr}(k + 1) - i_{mr}(k) \end{cases} \quad (23)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation du coefficient Δk_{opt} .

Les trois grandeurs, Δi_s , Δi_{mr} et Δk_{opt} sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} \Delta I_s = G_s \Delta i_s \\ \Delta I_{mr} = G_{mr} \Delta i_{mr} \\ K_{opt} = G_k \Delta k_{opt} \end{cases} \quad (24)$$

Où G_s , G_{mr} et G_k sont des facteurs d’échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande.

Les fonctions d’appartenance floue de la variation des courants i_s et i_{mr} sont choisies identiques de formes triangulaires ou Δi_s est définie sur l’intervalle $[0, 1]$ Figure (4. IV) et Δi_{mr} est définie sur l’intervalle $[-1, 1]$ Figure.(4. IV).

Les fonctions d'appartenance floue de la variation de Δk_{opt} est choisie de formes intervalles sur l'intervalle $[0, 1.2]$ **Figure (IV.04)**.

ΔI_s	ΔI_{mr}	N	Z	P
PS		PS	Z	NS
PM		PM	Z	NM
PB		PB	Z	NB

Tableau (IV.1): Table de règles

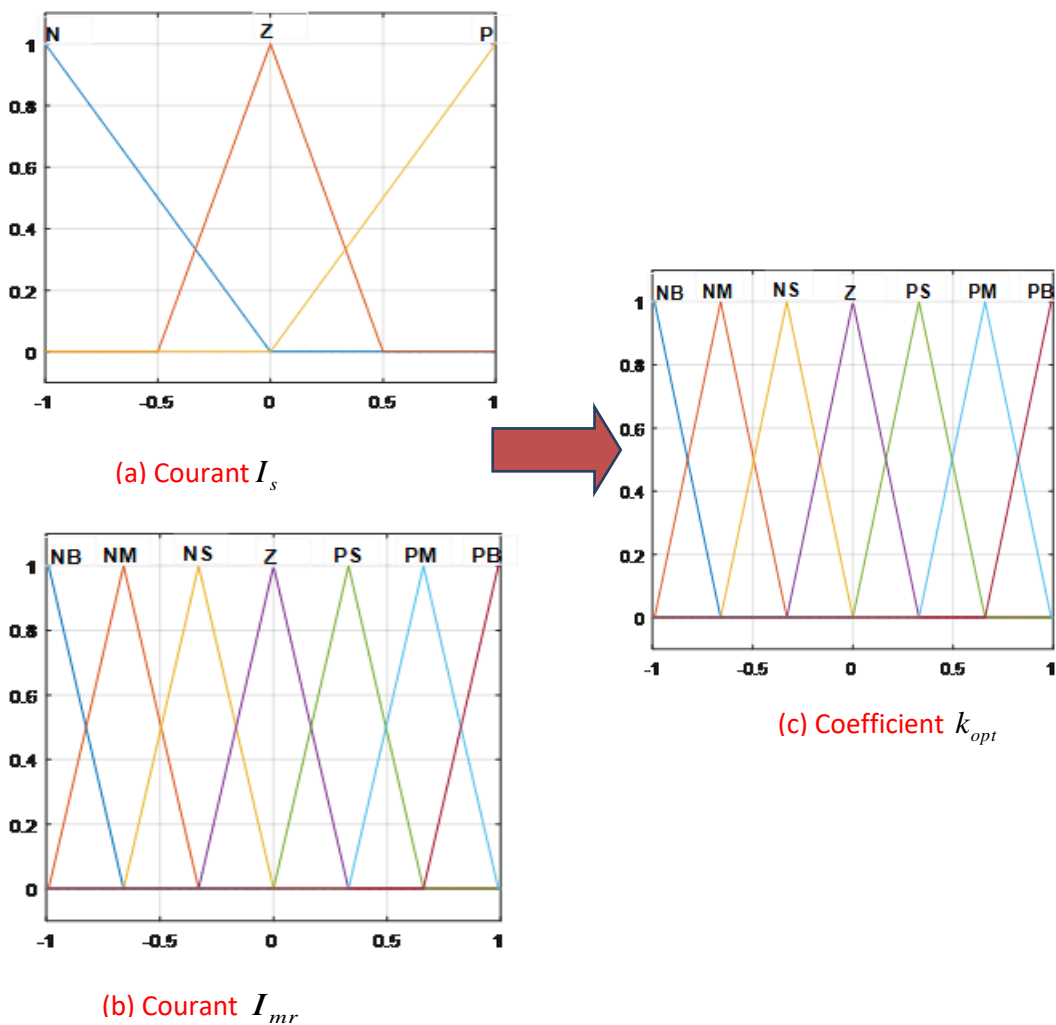
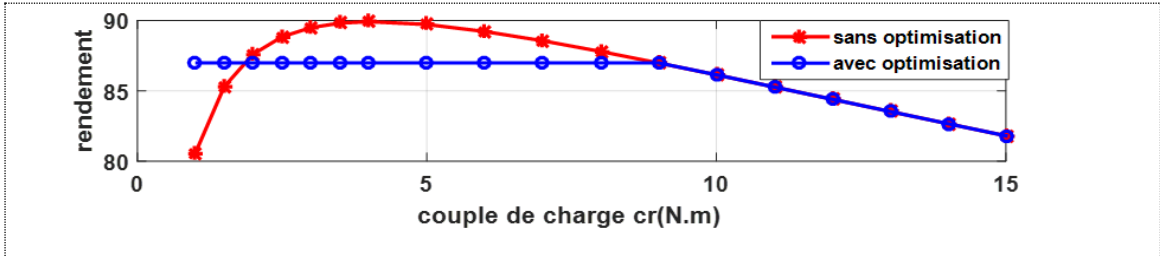


Figure (IV.04) : Fonctions d'appartenance floue pour la variation de: (a) courant I_s , (b) courant I_{mr} et (c) coefficient k_{opt}

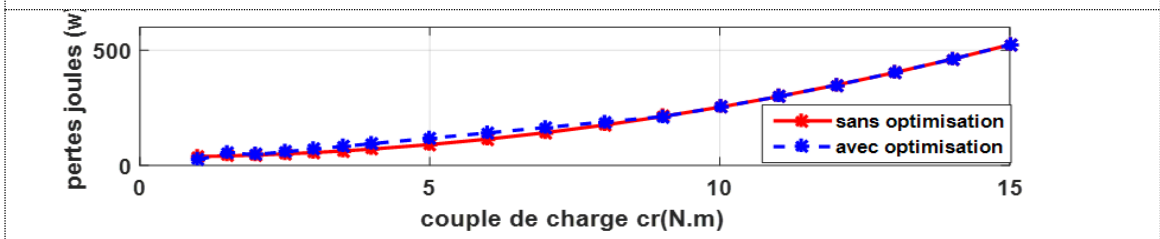
IV. 3 RESULTATS DE SIMULATION :

La simulation du système représenté dans la figure est effectuée à l'aide de logiciel MATLAB.

1 sans Variation paramétrique :



Figure(IV.05) Variation $\eta = f(Cr)$



Figure(IV.06) Variation $P_j = f(Cr)$

Avec Variation paramétrique :

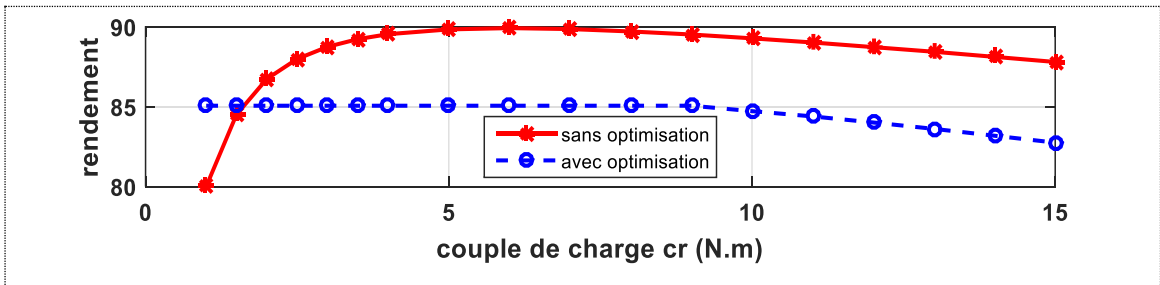


Figure : (IV.07) Variation $\eta = f(Cr)$

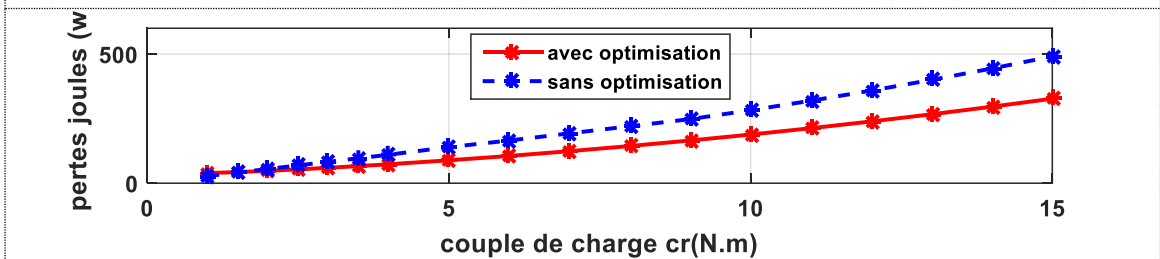


Figure : (IV.08) Variation $P_j = f(Cr)$

IV .4 INTERPRETATION :

Le contrôleur flou proposé pour l'amélioration de l'efficacité du moteur à induction a été testé avec succès. Les Figures (IV-5), Figure (IV-6) montrent comment les pertes de joules et le rendement du moteur changent pendant les variations du couple de charge. On peut voir sur la Figure (IV-7), Figure (IV-8) que les résultats obtenus pour le flux optimisé avec variation des paramètres sont meilleurs que ceux d'un contrôle vectoriel sans optimisation. Les résultats révèlent que les performances du système contrôlé sont en effet maintenues lors des variations de paramètres et confirment l'efficacité de notre proposition de flou .

IV .5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons démontré l'efficacité du contrôleur d'optimisation flou proposé. Le moteur à induction est contrôlé par un système de contrôle vectoriel indirect avec un calcul de flux optimal pour la minimisation des pertes de cuivre. Cette stratégie adoptée consiste à réduire le flux du rotor en ajustant la composante du courant magnétisant en fonction de la charge appliquée. Les résultats obtenus confirment l'efficacité de l'optimisation des performances énergétiques..

Conclusion générale

Le travail présent dans ce mémoire porte sur les différentes techniques de l'énergie saving et surtout, sur l'optimisation du rendement de la machine à induction destinée à la traction électrique. L'approche proposée porte sur la minimisation des pertes de la machine (pertes joule). Pour parvenir à cet objectif, nous nous sommes appuyés sur les modèles de la machine associée à son convertisseur.

- La réalisation d'un entraînement à vitesse variable fait appel à la commande, pour cela la modélisation de cette machine à induction devient une étape indispensable et c'est le but essentiel de la première partie où on a présenté le modèle de Park.
- Dans la deuxième partie, nous avons présenté la commande vectorielle indirecte ainsi que les résultats de simulation ensemble machine-convertisseur.
- Dans la troisième partie, on a présenté la théorie des ensembles floue et le principe de la logique floue.
- La dernière partie a été réservée à un rappel sur les différentes techniques de l'énergie saving qui font actuellement l'objet de plusieurs recherches scientifiques à travers le monde ainsi qu'à l'aspect performances énergétiques du point de vue rendement et pertes joules. L'établissement d'un algorithme d'optimisation basé sur la minimisation des pertes joule à base de logique floue. En effet, les résultats de simulation ont montrés la nécessité d'introduire le critère d'optimisation pour l'amélioration du rendement particulièrement lorsque la machine est appelée à fonctionner avec faibles charges.

BIBLIOGRAPHIQUES :

[1] **C. Canudas de wit**, " *Modélisation control vectoriel et DTC-Commode des Moteurs asynchrone 1*," Hermis science publications Paris 2000

[2] **J. P. Caron, J. P. Hautier** " *Modélisation et commande de la Machine Asynchrone*" Edition Technip1995 ISBN 2-7108-0683-5.

[3] **CHAUPRADE.R, MILSANT.F**, « *Electronique de puissance, commande des Moteurs à courant alternatif.* », *Collection ingénieur EEA Eyrolles 1988.*

[4] **G. Guy, et C. Guy**, " *Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande*", Edition Eyrolles, 2000.

[5].**chafik dass, ali ben bouali** " *commande vectorielle d'une machine asynchrone* " Mémoire d'ingénieur ; école militaire polytechnique, UER. Electrotechnique ,1999.

[6].**B.TARK** « *Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST* " Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.

[7].**CHekima Djamel** ‘ ‘ *commande d'un moteur asynchrone par logique floue* ’ ’mémoire d'ingénieur, université d' EL-Oued 2014

[8]**ChoubarKhoutir** *modélisation de la machine asynchrone* Mémoire d'ingénieur l'université de Msila 2006.

[9]**P.Krishnamurthy, F.Khorrami**, " *Adaptative Partial-State Feedback Control for Induction Motors*, American control conférence, Denver, Colorado, June 4-6, 2003.

[10] **J.Lvern**, « *La logique floue : Concepts et définitions* », *Electronique radio* plan541, pp11-18,1992

[11] **H.Buhler**, « *Réglage par logique floue* », *Presses polytechniques romandes*, 1994.

[12] **D.Driankov, H.Hellendoorn et M.Reinfrank** « *An introduction : fuzzy control*», Springer Verlag, 1996.

[13] **M.Jamshidi, N.Vadiee et T.J.Ross**, « *Fuzzy logic and control* », Prentice-Hall, 1993

Bibliographie

- [14] **B. Meunier, Bernadette**, *"La logique floue et ces application,"* addison-wesley France, 1995.
- [15] **K.M. Passino, S. Yurkovich**, *" Fuzzy control,"* Addison-wesley, longman Inc, 1998.
- [16] **H. Buhler**, *"Le réglage par logique floue,"* presses polytechniques romandes, 1994
- [17] **H.A.F. Mohamed, W.P.Hew**, *" A fuzzy logic vector of induction motor,"*IEEE .Trans . fuzzy systems, vol. 3, pp. 324-328, 2000.
- [18] **M. Cao, J.L. Silwaneto, H. Huy**, *" Fuzzy logic based controller for induction motor drive .*
- [19] **R.Abdelati, M.Fouzi Mimouni and A.Mtibaa**, *« Comparison of different Approaches for loss – Optimized Strategies of an Induction Motor. »,* International Mult Conference on Systems, Signals & Dcision'07, Hammamet, Tunisia 2007
- [20] **A.Kusko, D.Galler**, *« Control means for minimization of losses in AC and DC drives.»,* IEEE Trans.Ind.Applicat, vol.IA-19, pp.561-570, July/Aug, 1983.
- [21] **D.S.Kirschen, D.W.Novotny and W.Suwan wisoot**, *c Minimizing induction motor losses by excitation control in variable frequency drives. »,* IEEE Trans.Ind.Applicat vol.IA.20, pp.1244-1250, Sept/Oct, 1984.
- [22] **Cao.Minh, Yoichi hori**, *« Convergence Improvement of Efficiency – Optimisation Control of Induction Motor Drives. »,* IEEE Transactions on Industry Applications, vol.37, N°6, November/December2001.
- [23] **Flemming. Abrahamsen, Frede.Blaabjerg, John K.Pedersen, Pawel Z.Grabowski and Paul. Thogersen**, *« On the Energy Optimized Control of Standard and High – Efficiency Induction Motors in CT and HVAC Applications. »,* IEEE Transactions on Industry, Applications, vol.34, N°4, July/August 1998.
- [24] **Alf.Kare.Adnanes, Roy.Nilsen, Rennveig.Loken and Lars.Norum**, *« Efficiency Analysis of Electric Vehicle, with Emphasis on Efficiency Optimized Excitation. »,* IEEE. Trans, pp.455-462.

ANNEXE

ANNEXE :

A.1 PARAMETRES ELECTRIQUES :

- Tension du stator : $V_s = 220 / 380 \text{ V}$;
- Puissance électrique : $P = 1.5 \text{ KW}$;
- Résistance du stator : $R_s = 5.72$;
- Résistance du rotor : $R_r = 4.2$;
- Inductance du stator : $L H_s = 0.462 \text{ H}$;
- Inductance du rotor : $L H_r = 0.462 \text{ H}$;
- Inductance mutuelle : $M = 0.4402 \text{ H}$;

A.2 PARAMETRES MECANIQUES :

- Moment d'inertie : $J = 0.0049 \text{ kg.m}^2$;
- Coefficient de frottement : $f = 0.0 \text{ SI}$

-Paramètre de régulateur de vitesse :

$K_{si} = 1$

- Coef amortissement = 1

Résumé

Résumé :

Cette mémoire Étudier l'Entrainement d'un moteur à induction à haute efficacité et on utilisant la logique floue Le travail présent porte sur les différentes techniques de l'énergie saving et surtout, sur l'optimisation du rendement de la machine à induction destinée à la traction électrique. L'approche proposée porte sur la minimisation des pertes de la machine (pertes joule).et aussi L'établissement d'un algorithme d'optimisation basé sur la minimisation des pertes joule à base de logique floue. En effet, les résultats de simulation ont montrés la nécessité d'introduire le critère d'optimisation pour l'amélioration du rendement particulièrement lorsque la machine est appelée à fonctionner avec faibles charges.

Mots Clés :

Moteur à Induction, logique floue, minimisation des pertes, l'optimisation du rendement

Abstract:

This memory Studying the drive of a high-efficiency induction motor and using Fuzzy logic The present work deals with the different techniques of energy saving and especially, on the optimization of the efficiency of the induction machine intended for electric traction. The proposed approach focuses on the minimization of machine losses (Joule losses) and also the establishment of an optimization algorithm based on the minimization of joule losses based on fuzzy logic. Indeed, the simulation results have shown the need to introduce the optimization criterion for the improvement of the yield especially when the machine is called to operate with low loads.

Index Terms:

Induction motor, Fuzzy logic, minimizing losses, performance optimization