

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE AKLI MOHAND OULHADJ-BOUIRA



Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées
Département : Génie Electrique

Mémoire de fin d'étude

Présenté par :

GACEM Rida

AYADI Ahmed

En vue de l'obtention du diplôme de **Master 02** en :

Filière : Electromécanique

Option : Electromécanique

Thème :

***Commande par logique floue de vitesse et de flux
d'un moteur asynchrone linéarisé par Entrées-Sorties***

Devant le jury composé de :

Mr. AMEZIANE.S	MAA	UAMOB	Président
Mr. AIT ABBAS.H	MCB	UAMOB	Encadreur
Mr. SEGHIOUR.A	MCB	ESGEEO	Co-encadreur
Mme. BENSMAIL.S	MCB	UAMOB	Examineur
Mr. BAHLOUL.M	MAA	UAMOB	Examineur

Année Universitaire 2018/2019

Remerciement

Nous tenons à remercier premièrement Dieu Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces longues années.

*Nous tenons également à exprimer mes vifs remerciements à mes encadreur monsieur le docteur **AIT ABBAS HAMOU** enseignant à l'université de **AKLI MOHAND OULHADJ** Bouira, et monsieur **SGHIOUR ABDELATIF** enseignant à L'Ecole Supérieure en Génie Electrique et Energétique D'ORAN, pour avoir d'abord proposé ce thème et suivi le déroulement de ce mémoire et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.*

Nous remercions les membres du jury d'examen pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

Nous tenons à remercier vivement tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à réaliser ce travail.

Nous remercions aussi tous les enseignants du département génie électrique qui ont contribué à notre formation.

Enfin, Nous tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues pour le soutien moral et matériel...

Dédicaces

Avant tout, je tien à remercies le bon dieu, et l'unique qui m'offre le courage et la volonté nécessaire pour affronter les différentes de la vie,

A ceux qui sont les plus chers du monde, ma mère et mon père, à qui je n'arriverai jamais à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance, pour ses amours ses soutiens tout au long de mes études afin de faire de moi ce que je suis aujourd'hui, que dieu les protège.

A mes frères, Said et Abdelkader

A mes sœurs et ses maris

A mes neveux, 'Abderahim, Meriem, Zakaria, Nour el iman, Hiba, Anes, Yasmine et Racim'

A mon cher binôme, 'Ayadi Ahmed'

Pour son entente et sympathie

A mes amis, 'Mohamed, Oussama, Redouane, Azzedinne, sidali, et bilal '

A tous mes autres amis

A toute ma famille.

A tous ceux que j'aime et ceux que m'aiment.

Je dédie ce modeste travail

GACEM Rida

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A mon père

A ma mère

A ma famille et tous familles 'Ayadi et Djilfrenk'

A mon frère et mes sœurs

A mon cher binôme 'Gacem Rida'

Ainsi que tous mes amis

AYADI Ahmed

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Liste des figures et des tableaux	I
Notations et Symboles.....	IV
Introduction générale.....	1

CHAPITRE 1

MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE-ONDULEUR- COMMANDE VECTORIELLE

I.1 Introduction.....	4
I.2 Classification des machines asynchrones	4
I.2.1 Machine asynchrone à rotor bobiné.....	4
I.2.2 Machine asynchrone à rotor à cage simple.....	5
I.2.3 Rotor à double cage	5
I.2.4 Rotor à encoches profondes.....	6
I.3 Constitution.....	6
I.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	7
I.5 Modélisation de la machine asynchrone	8
I.5.1 Hypothèses simplificatrices	8
I.5.2 Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé	9
I.5.2.1 Au stator.....	9
A. Equation électrique.....	9
B. Equation magnétique	10
I.5.2.2 Au rotor.....	10
A. Equation électrique.....	10
B. Equation magnétique	10

SOMMAIRE

I.5.3 Transformation du système triphasé	11
I.5.3.1 La transformation triphasé biphasé(ou de Concordia)	11
I.5.3.2 Transformation de Park.....	13
I.5.4 Equation mécanique.....	15
I.5.5 Choix du repère	17
I.5.6 Définition des référentiels.....	17
A. Référentiel fixe par rapport au stator	17
B. Référentiel fixe par rapport au rotor	18
C. Référentiel fixe par rapport au champ tournant.....	19
I.6 Simulation du moteur asynchrone	20
I.6.1 Schéma bloc du moteur asynchrone en boucle ouvert.....	20
I.6.2 Résultats de Simulation.....	21
A. Démarrage à vide avec introduction de la charge	21
I.6.3 Interprétation des résultats	21
I.7 Alimentation du MAS par onduleur triphasé	22
I.7.1 Description de l'ondeur de tension	22
I.7.2 commande par modulation de largeur d'impulsion	23
I.7.3 stratégies des MLI (stratégies triangulo-sinusoidale)	24
I.8 Commande vectorielle	25
I.8.1 Description de la commande vectorielle	25
I.8.2 Principe de découplage.....	25

SOMMAIRE

I.8.3 Le choix d'un référentiel	27
I.8.3.1 Référentiel lié au flux statorique.....	28
I.8.3.2 Référentiel lié au flux entrefer	28
I.8.3.3 Référentiel lié au flux rotorique	28
I.8.4 Commande vectorielle directe et indirecte	30
I.8.5 Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté avec alimentation en tension.....	30
I.8.5.1 Découplage par compensation	30
I.8.5.2 schéma de principe de la commande vectorielle à flux orienté.....	31
I.9 Schéma de simulation commande-Onduleur-MAS	32
I.10 Résultats de Simulation.....	33
I.10.1 Démarrage à vide avec introduction de la charge et inversion de sens de rotation.....	33
I.11 Interprétation des résultats	34
I.12 Test de robustesse (changements paramétriques)	34
I.13 Interprétation des résultats	36
I.14 Conclusion	36

CHAPITRE 2

COMMANDE PAR LINEARISATION ENTREE/SORTIE DU COUPLE ET DE FLUX D'UN MOTEUR ASYNCHRONE

II.1 Introduction.....	37
------------------------	----

SOMMAIRE

II.2 Généralités sur les systèmes linéaires et non linéaires	37
II.2.1 Systèmes linéaires.....	37
II.2.2 Systèmes non linéaires.....	38
II.3.1 Systèmes asservis.....	38
A. Commande en boucle ouvert (BO)	38
B. Commande en boucle fermée (BF)	38
a. Chaîne directe	39
b. Chaîne de retour	39
II.3.2 Performances d'un système asservi	39
II.4.1. Commandabilité d'un système	40
A. Commandabilité vers 0.....	40
B. Accessibilité.....	41
II.4.2 Observabilité d'un système	41
II.5 Théorie de linéarisation	41
II.5.1 Outils mathématiques	42
A. Gradient	42
B. Opérateur de lie (dérivée et crochet de lie)	42
a. Dérivée de lie	42
b. Crochet lie	43
c. Difféomorphisme.....	43
II.5.2 Degré relatif	44
II.5.3 Linéarisation entrée/sortie	47

SOMMAIRE

II.5.4 Problème de linéarisation entrée-sortie	49
A. Le cas mono-sorti	49
B. Le cas multi sorties	50
II.5.5 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties.....	50
A. Mise sous forme canonique.....	53
B. Conception du nouveau vecteur de commande	55
II.5.6 Dynamique d'ordre zéro	56
II.6 Application de la commande par linéarisation entrée/sortie du couple et du flux au moteur asynchrone	56
II.6.1 Introduction.....	56
II.6.2 Commande par linéarisation entrée sortie	57
II.6.2.1 Modèle non linéaire du moteur asynchrone alimenté en tension	57
II.6.2.2 Les sorties régulées et les critères de commande	58
II.6.2.3 Degré relatif	59
II.6.2.3.1 Degré relatif du couple (C_e)	59
II.6.2.3.2 Degré relatif du flux	59
II.6.2.4 Forme normale et dynamique-zéro	60
II.6.2.5 Reconstruction de flux rotorique dans le repère (α, β)	63
II.6.2.6 Simulation.....	64
II.6.6.1 Schéma bloc de la commande par linéarisation entrée/sortie	65
II.6.6.2 Résultat de simulation	66
A. Démarrage à vide avec insertion de charge et inversion de sens de rotation.	66

SOMMAIRE

II.6.6.3	Interprétation des résultats.....	68
II.6.6.4	Test de robustesse.....	68
II.6.6.5	Interprétation des résultats.....	69
II.7	Conclusion	70

CHAPITRE 3

COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DU COUPLE ET DE FLUX D'UN MOTEUR ASYNCHRONE LINEARISEE PAR ENTREE-SORTIE

III.1	Introduction	71
III.2	Historique et principe de la logique floue	71
III.3	Domaine d'application	72
III.4	Théorie de la logique floue.....	72
III.4.1	Les sous-ensembles flous	72
III.4.2	Les opérations de base sur les sous-ensembles flous.....	73
III.4.3	Les variables linguistiques	74
III.5	Les étapes de la logique floue	75
III.5.1	Fuzzification.....	75
A.	définition des fonctions d'appartenances	75
a.	fonction d'appartenance triangulaire	75
b.	Fonction d'appartenance trapézoïdale	75
c.	fonction d'appartenance gaussienne	76
B.	variable linguistique.....	76
III.5.2	Les règles floues.....	76

SOMMAIRE

A. Inférence floue.....	76
B. Traitement numérique de l'inférence	76
C. Méthode d'inférence Max-Min	77
III.5.3 Défuzzification	78
III.6 Application de la logique floue à la commande du moteur asynchrone..	78
III.6.1 Commande par logique Floue	78
III.6.1.1 Correcteurs flous à base de PI.....	79
III.6.1.2 Principe et structure de la commande	79
III.6.1.3 Les entrées floues	79
III.6.1.4 Les fonctions d'appartenances	80
III.6.1.5 Les règles d'inférence	80
III.6.2 Résultats de simulation.....	81
A. Démarrage à vide avec insertion de charge et inversion de sens de rotation .	81
III.6.3 Interprétation des résultats	82
III.6.4 Test de robustesse (changement paramétrique)	83
III.6.5 Interprétation des résultats	84
III.7 Etude comparative entre les techniques de commandes appliquées au Moteur asynchrone (commande vectorielle avec PI+ commande par linéarisation E/S par logique floue)	84
III.8 Conclusion.....	86
Conclusion générale	87
Annexes	89
Références bibliographiques	94

Liste des figures et des tableaux

LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX

Liste des figures

Figure (I.1) : Moteur asynchrone à cage d'écureuil.....	7
Figure (I.2) : Représentation des enroulements d'une MAS triphasée	9
Figure (I.3) : Représentation de Concordia, $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$	12
Figure (I.4) : Evolution temporelle de grandeur sinusoïdale dans un repère triphasée-biphasée.....	13
Figure (I.5) : Représentation de PARK, $(a, b, c) \rightarrow (d, q)$	15
Figure (I.6) : Schéma du moteur asynchrone en boucle ouvert	20
Figure (I.7) : Résultat de simulation de la MAS : Démarrage à vide et insertion de la charge (Cr =10 N.m).....	21
Figure (I.8) : Schéma de l'alimentation	22
Figure (I.9) : Structure équivalente de l'onduleur de tension triphasé.....	23
Figure (I.10) : La modulation sinus-triangulaire pour une phase.....	25
Figure (I.11) : Illustration de l'orientation du flux	26
Figure (I.12) : Découplage par compensation	30
Figure (I.13) : Schéma de la commande découplée de i_{sd} et i_{sq}	31
Figure (I.14) : Schéma d'une commande découplée de φ_r et C_e	31
Figure (I.15) : Schéma de principe d'une commande vectorielle	32
Figure (I.16) : Schéma de simulation Commande-Onduleur-MAS	32
Figure (I.17) : Démarrage à vide avec introduction de la charge et inversion de sens de rotation	33
Figure (I.18) : Test de robustesse (changements paramétriques)	35
Figure (II.1) : Structure de commande en boucle fermée.....	39
Figure (II.2) : Représentation d'état	45
Figure (II.3) : Schéma bloc du système linéarisé	52
Figure (II.4) : Dynamique du système linéarisé	53

LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX

Figure (II.5) : Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée	56
Figure (II.6) : Régulation de couple de référence	64
Figure (II.7) : Schéma de la commande par linéarisation.....	65
Figure (II.8) : Test de démarrage à vide avec introduction de charge et d'inversion de sens de rotation	67
Figure (II.9) : Test robustesse (changement paramétrique)	69
Figure(III.1) Fonction d'appartenance caractérisant un ensemble classique (a) et d'un ensemble floue(b)	72
Figure (III.2) : Fonction d'appartenances	73
Figure (III.3) : Intersection des fonctions d'appartenances	73
Figure (III.4) : Union des fonctions d'appartenances	74
Figure (III.5) : Variable linguistique « par exemple la description de la qualité du service »	75
Figure (III.6) : Différentes formes de la fonction d'appartenance.....	76
Figure (III.7) : Exemple d'inférence Max-Min	77
Figure (III.8) : La méthode du centre de gravité	78
Figure (III.9) : Schéma bloc d'un régulateur flou	79
Figure (III.10) : Création d'entrées et sortie	80
Figure (III.11) : Fonctions d'appartenances du contrôleur flou (entrées, sorties)	80
Figure (III.12) : Test de démarrage à vide avec introduction de charge et d'inversion de sens de rotation.....	82
Figure (III.13) : Test robustesse (changement paramétrique)	83
Figure (III.14) : Comparaison entre la commande linéarisation entrée-sortie avec pi floue et la commande vectorielle	85

LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX

Liste des tableaux

Tableau (III.1) : Règles floues relative au contrôleur flou	81
Tableau (III.2) : Critère de comparaison entre les trois commandes	85

Notations et symboles

NOTATIONS ET SYMBOLES

A, B, C	Indices correspondants aux trois phases "A", "B", "C",
C_e	Couple électromagnétique,
C_r	Couple mécanique résistant,
(d, q)	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant,
$e(x)$	L'écart entre la grandeur réelle et sa référence,
$F.e.m$	Force Électromotrice,
F_r	Coefficient de frottement visqueux,
I_{dq_s}, I_{dqr}	Courant statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (d, q),
$I_{m(\alpha\beta)}$	Courant magnétisant suivant l'axe (α, β),
$[I_r]= [I_{rabc}]^T$	Courants instantanés dans les phases des enroulements rotoriques,
$[I_s]= [I_{sabc}]^T$	Courants instantanés dans les phases des enroulements statoriques,
$I_{\alpha\beta_s}, I_{\alpha\beta_r}$	Courant statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (α, β),
J	Moment d'inertie,
x	Vecteur d'état,
K_i	Facteur intégral,
K_p	Facteur de proportionnalité,
L_r	Inductance propre de la phase du rotor,
L_s	Inductance propre de la phase du stator,
s, r	Matrice Indice indiquant le stator et le rotor respectivement,
x, y	Matrice Indice indiquant le repère x-y tournant avec le champ tournant,
M	Inductance mutuelle maximale stator-rotor,
MAS	Moteur asynchrone,
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques,
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques,
n	Degré relatif,
P	Nombres de pair de pôles,
$[P]$	Matrice de passage pour la transformation de Park,
PI	Proportionnel Intégral (Régulateur),
R_{ABC}	Axes de phases rotoriques « phase A,B,C»,
ref	Signe d'une grandeur de référence,
R_s, R_r	Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase,

NOTATIONS ET SYMBOLES

T_s, T_r	Constantes de temps statorique et rotorique,
V_{dqs}, V_{dqr}	Tension statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (d, q),
$[V_r] = [V_{rabc}]^T$	Tensions instantanées aux bornes des enroulements rotoriques,
$[V_s] = [V_{sabc}]^T$	Tensions instantanées aux bornes des enroulements statoriques,
$V(x)$	Fonction de Lyapunov,
$V_{\alpha\beta r}, V_{\alpha\beta s}$	Tension statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (α, β),
X_{ref}	Consigne de X,
(α, β)	Axes correspondants au référentiel lié au stator « stationnaire »,
$\varphi_{dqs}, \varphi_{dqr}$	Flux statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (d, q),
i_{sabc}, i_{rabc}	Courant des trois phases statorique et rotorique,
$\varphi_{sabc}, \varphi_{rabc}$	Flux créé par les trois phases statoriques et rotorique,
$\varphi_{\alpha\beta s}, \varphi_{\alpha\beta r}$	Flux statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (α, β),
θ	Angle électrique entre l'axe d'une phase statorique et une phase rotorique,
θ_s, θ_r	Angle électrique de stator et de rotor,
ω_e	Pulsation statorique,
ω_r	Vitesse angulaire de rotation du rotor,
Ω	Vitesse de rotation mécanique,
σ	Coefficient de dispersion de Blondel,
λ_1, λ_2	Constante strictement positive,
ε	Erreur d'estimation d'état.
ζ	Amortissement

INTRODUCTION GENERALE

L'énergie électrique et la conversion électromécanique représentent une des priorités les plus importantes de l'homme. Dans les pays industrialisés, 65% de l'énergie électrique est consommée par des moteurs dont la plupart sont asynchrones. [17]

La machine asynchrone ou machine à induction est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Seulement la machine asynchrone présente un système d'équations très complexe et une structure fortement non linéaire à étudier. Il est donc nécessaire de développer un modèle plus simple. Le modèle mathématique de la machine asynchrone est un système à six équations différentielles, la résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation de la transformation de PARK, sous certaines hypothèses simplificatrices, permet de contourner cette difficulté. Elle permet une représentation biphasée équivalente de la machine triphasée ce qui réduit considérablement la complexité du modèle en vue de la commande.

La commande vectorielle à flux rotorique orienté se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique de la machine et du couple électromagnétique. Les bases de la théorie du contrôle vectoriel ou contrôle à flux orienté (FOC) ont été développées par Blaschke dans les années 1971. Ce type de commande permet d'envisager un découplage entre la vitesse et le flux de la machine et d'aboutir à un contrôle comparable à celui des machines à courant continu [38]. C'est ainsi qu'une identification imprécise ou une variation des paramètres de la machine influe considérablement sur les performances portées par les régulateurs classiques (PI). En plus ces, derniers se comportent difficilement avec le régime dynamique dû à la variation de la charge.

A ce stade, et afin de pallier à ces problèmes décrits précédemment, la commande linéarisante entrées sorties par géométrie différentielle trouve un grand essor et elle est la voie de recherche de plusieurs travaux. En outre, les régulateurs classiques, autant qu'ils ont l'avantage d'être efficaces et simple à déterminer, autant qu'ils nécessitent une modélisation parfaite du système. Or ce n'est pas toujours facile d'avoir une parfaite modélisation.

La plupart des systèmes sont non linéaires et possèdent des paramètres variables dans le temps. Une erreur entre les paramètres réels de la machine et les paramètres utilisés pour la

INTRODUCTION GENERALE

détermination de ces régulateurs, qu'elle soit due à la modélisation ou à une mauvaise identification, provoque une détérioration des performances de réglage.

Pour pallier à ce problème, plusieurs travaux tendent vers la recherche d'une stratégie pour la conception de nouveaux régulateurs. Des régulateurs qui soient capables de rendre des actions de contrôle proches aux décisions humaines sans exiger une connaissance parfaite du modèle mathématique. D'autant plus, que certaines études ont prouvé que l'homme possède une logique pour la prise de décision lui permettant de réagir comme un contrôle robuste pour des systèmes non linéaires ayant des paramètres variables au cours du temps. Cette nouvelle stratégie est basée sur la théorie de logique floue.

Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh dans l'article "fuzzy set" [57]. A cette époque, cette théorie n'a pas été prise au sérieux. Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage [56]. A partir de 1985, ce sont les japonais qui commencèrent à utiliser la logique floue dans les produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande.

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation numérique des performances de la commande par logique floue du vitesse et de flux d'une machine asynchrone linéarisé par entrées-sorties.

Ce mémoire est organisé de la manière suivante :

Le premier chapitre, après une brève description de la constitution de la machine asynchrone, nous présentons son modèle mathématique basé sur des hypothèses simplificatrices dans les différents repères. Le modèle de la machine dans le repère lié au flux rotorique sera exploité pour déterminer la commande dite commande par orientation du flux rotorique alimentée par un onduleur de tension, dite aussi vectorielle. Le système obtenu dans ce chapitre onduleur-commande-machine sera simulé afin de tester ses performances. On termine ce chapitre avec les limitations de la commande vectorielle en présence des variations des paramètres interne R_r et externe C_r .

Dans le deuxième chapitre, nous présentons la commande de la machine asynchrone par linéarisation entrée-sortie. Pour ce faire, on procédera dans la première partie les notions mathématiques qui servent à la compréhension de la technique de linéarisation entrée-sortie. Les étapes à suivre afin de transformer la dynamique du système non linéaire d'une compliquée vers une autres plus simple à travers la transformation des coordonnées sans perdre sa dynamique originale seront étalés par la suite. La deuxième partie est une application de la technique présentée, nous simulerons le système pour tester l'efficacité de la commande

INTRODUCTION GENERALE

développée au découplage flux/couple. Enfin une étude comparative entre les deux commandes présentées précédemment.

Dans le troisième chapitre, on se focalisera à la présentation de la commande par logique floue de la vitesse et de flux de la machine asynchrone par linéarisation entrée-sortie. Pour ce faire, on procèdera dans la première partie Contrairement aux techniques de réglage classique, le réglage par logique flou qui n'utilise pas des formules ou des relations mathématiques bien déterminées ou précises, Mais, il manipule des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs flous ET, OU, ALORS, etc., appliquées à des variables linguistiques. Dans la deuxième partie et après l'étude du réglage flou, l'application de notre commande par logique floue à confirmer par simulation les performances souhaitées. Enfin, une étude comparative entre la commande vectorielle avec un régulateur PI et la commande par linéarisation E/S augmenter par logique floue est présenter afin de prouver potentiel du contrôleur conçu.

On terminera par une conclusion générale qui résume les points essentiels du travail.

CHAPITRE I

MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE-ONDULEUR- COMMANDE VECTORIELLE

I.1 Introduction

La machine asynchrone, de part sa simplicité de conception et d'entretien, à la faveur des industriels depuis son invention par Nikola Tesla en 1890, quand il découvrit les champs magnétique tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

La modélisation est une étape très importante et nécessaire, que soit pour étudier les comportements ou/et élaborer des commandes des différents types des machines (à courant continu DC ou alternatif AC).

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant les transformations de Clark et de Park, basée sur les hypothèses simplificatrices pour simplifier les calculs. Ainsi, nous citerons les propriétés des différents repères et les équations mathématiques (magnétiques et électriques) qui gèrent la machine dans chaque repère. Ensuite, nous décrivons l'alimentation qui sera faite avec un onduleur de tension contrôlé par la stratégie dite MLI (modulation par la largeur d'impulsion, PWM Pulse Width Modulation en anglais). Enfin nous présenterons une technique liée au flux rotorique (qui est nommée commande vectorielle directe à flux rotorique orienté alimenté en tension), puis nous effectuerons la simulation du système onduleur-commande-machine afin de valider l'étude du comportement du système dans les deux modes de fonctionnement (vide et en charge).

I.2 Classification des machines asynchrones

La classification des machines asynchrones peut être effectuée en examinant la monographie du rotor, dont on peut citer [19] :

I.2.1 Machine asynchrone à rotor bobiné

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué des disques empilés sur l'arbre de la machine. Cet enroulement est obligatoirement polyphasé, même si le moteur est monophasé, et en pratique, toujours triphasé à couplage en étoile. Les encoches, découpées dans les tôles, sont théoriquement parallèles à l'axe du moteur, mais, en fait, légèrement inclinées par rapport à cet axe de façon réduire certaines pertes dues aux harmoniques.

Les extrémités de l'enroulement rotorique sont reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuit complémentaires qui permettent des réglages de couple ou de vitesse par exemple.

I.2.2 Machine asynchrone à rotor à cage simple

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné. Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur. Dans certaines constructions, notamment pour des moteurs à basse tension (par exemple 230/400 V), la cage est réalisée par coulée et centrifugation d'aluminium.

Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné, est d'un prix de revient inférieur et à une robustesse intrinsèquement plus grande. Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue, et de loin, la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones en service.

Son inconvénient majeur est qu'il ne permet pas d'insérer un rhéostat et qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et couple faible). Pour remédier à cette situation deux autres types de rotor (rotor à double cage et rotor à encoches profondes) ont été développés :

I.2.3 Rotor à double cage

Dont le rotor comporte deux cages coaxiales :

- L'une (fréquemment réalisée en laiton ou en bronze), externe, à résistance relativement élevée, est placée près de l'entrefer.
- L'autre (en cuivre), interne, de plus faible résistance, est noyée dans le fer, ayant ainsi une inductance de fuites supérieure à la première.

Au démarrage, le courant rotorique, de fréquence égale à la fréquence f du réseau d'alimentation, se répartit de façon inversement proportionnelle aux réactances des cages, qui sont alors grandes devant les résistances. Dans ces conditions, c'est la cage externe qui est

parcourue par le maximum de courant, sa relativement forte résistance réduit l'appel de courant et accroît le couple.

Au contraire, lorsque le moteur atteint son régime nominal de fonctionnement, normalement caractérisé par un faible glissement g et une fréquence basse f_g , ce sont les résistances qui contrôlent la répartition du courant, ce qui favorise la cage interne de faible résistance. On peut, ainsi, obtenir des couples de démarrage C_d de deux à trois fois supérieurs à ceux du rotor à simple cage.

I.2.4 Rotor à encoches profondes

Dans ce cas-là, rotor à double cage est beaucoup plus difficile à construire que le rotor à simple cage et est donc d'un coût plus élevé. On peut pallier cet inconvénient, tout en gardant une partie de ses avantages, en construisant une cage rotorique simple avec des barres très plates s'efforçant profondément dans le circuit magnétique.

- Lors du démarrage, la réactance, qui croît avec la profondeur, tend à imposer aux lignes de courant de se concentrer près de la périphérie et à leur assigner ainsi une section de conducteur réduite et une résistance accrue.
- En revanche, en marche normale, cet effet disparaît et les lignes de courant, en occupant la pleine section de la barre, retrouvent un circuit de faible résistance.

Ce type de moteur, dit à encoches profondes, est très utilisé, notamment dans le cas des moteurs à haute tension et à fort couple démarrage. Il présente cependant l'inconvénient d'entraîner une augmentation du coefficient de dispersion des enroulements, donc une diminution du facteur de puissance du moteur, et, bien sûr, d'exiger un diamètre de rotor plus important.

Pour remédier à ce dernier inconvénient, on a parfois fait appel à des conducteurs ayant des formes plus compliquées, en trapèze, voire en L (la base du L étant en fond d'encoche).

I.3 Constitution

Le moteur asynchrone (MAS) comprend un stator et un rotor, constitué de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles sont placés les enroulements (**Fig. I.1**)

[1]

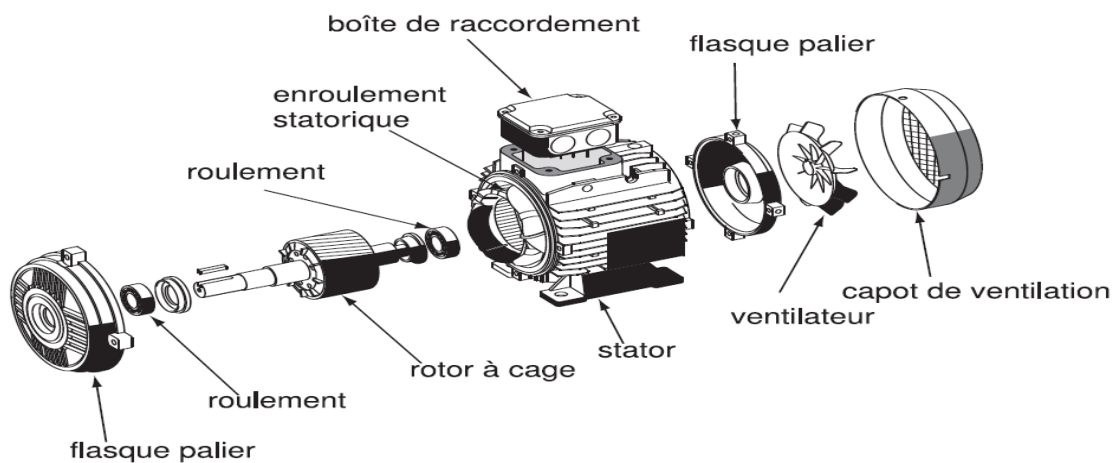


Figure (I.1) : Moteur asynchrone à cage d'écureuil

- **Stator** : c'est la partie magnétique fixe du MAS. Elle comporte des enroulements qui, alimentés en énergie électrique, vont produire un champ magnétique tournant. Le stator est fixé sur la carcasse.
- **Rotor** : partie libre en rotation comportant des conducteurs qui seront soumis au champ tournant. Ces conducteurs peuvent être soit des bobines (technologie en voie de disparition) soit des barres de cuivres ; on parle alors de rotor en court-circuit (ou à cage à d'écureuil). La rotation possible grâce aux paliers supportés par la carcasse.
- **Plaque à bornes** : fixée sur la carcasse, elle comporte un ensemble de six (06) bornes permettant de connecter les bobines statoriques à l'alimentation électrique en effectuant le couplage.
- **Plaque d'identification** (ou plaque signalétique) : fixée sur la carcasse, elle représente la fiche d'identité du MAS.

I.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Les trois enroulements statoriques alimentés par un réseau triphasé équilibré créent dans l'entrefer un champ magnétique tournant à la fréquence de rotation de synchronisme n_s . Les conducteurs du rotor sont soumis à ce champ tournant. Ils sont alors traversés par des courants de Foucault induits d'après la loi de Lenz ("*les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur donnent naissance*"). Les enroulements du rotor étant en court-circuit, la

circulation des courants est alors possible. Les forces de Laplace qui en résultent exercent des moments sur le rotor. Le rotor tourne alors à la fréquence de rotation n . De part son principe, la fréquence de rotation du rotor est inférieure à la fréquence de synchronisme f_s : $f < f_s$ [2].

I.5 Modélisation de la machine asynchrone

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Par ailleurs, pour élaborer des approches de commande assurant les performances espérées, nous avons besoin d'un modèle reflétant le fonctionnement de la machine en régime transitoire tant qu'en régime permanent [3].

Dans le paragraphe qui suit, on établit le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone qui sera adopté dans la suite ainsi que ses différentes transformations dans les repères biphasés de Concordia et Park.

I.5.1 Hypothèses simplificatrices

Du fait que la machine est un système complexe et non linéaire, plusieurs phénomènes sont introduits lors du fonctionnement. Ce qui rend la machine difficile à commander et à modéliser. Pour pallier à ce problème, on tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes [4] :

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- On néglige l'effet des pertes fer.
- La répartition de l'induction magnétique dans l'espace est sinusoïdale, et la perméabilité est constante.
- Les effets des courants de Foucault, ainsi que l'effet de peau et d'échauffement sont négligés.
- L'entrefer de la machine est constant et l'effet des encoches est négligé.
- Les inductances propres sont des constantes et les inductances mutuelles ne dépendent que de la position des enroulements.

I.5.2 Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé

La machine asynchrone triphasée, représentée schématiquement par la **figure (I.2)**, est munie de six enroulements.

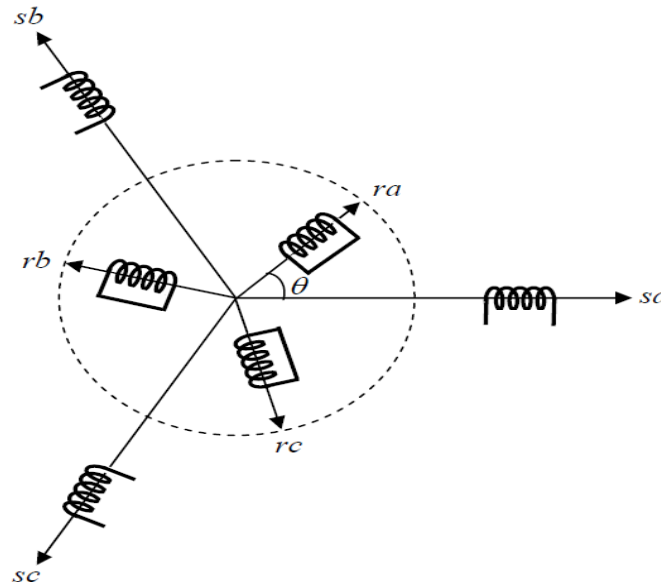


Figure (I.2) : Représentation des enroulements d'une MAS triphasée [5]

Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants triphasés.

Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques court-circuités dont la tension aux bornes de chaque enroulement est nulle.

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$v = Ri + \frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{I.1})$$

I.5.2.1 Au stator

L'écriture matricielle condensée pour les trois phases statorique est résumée par ces écritures :

A. Equation électrique

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \quad (\text{I.2})$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

La résistance statorique étant la même pour les trois phases : $R_{as} = R_{bs} = R_{cs} = R_s$

B. Equation magnétique

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{I.4})$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

I.5.2.2 Au rotor

A. Equation électrique

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rabc}] \quad (\text{I.6})$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

De même :

$$R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$$

B. Equation magnétique

$$[\varphi_{rabc}] = [L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (\text{I.8})$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r M_r M_r \\ M_r L_r M_r \\ M_r M_r L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + m. \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Sachant que :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m. \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

La résolution analytique du système d'équations (I.3) et (I.7) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigo métriques de la matrice varient en fonction du temps. Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres

I.5.3 Transformation du système triphasé

La mise en équations de la machine asynchrone aboutit à un système de six équations différentielles à coefficients variables, la résolution de ce système est très difficile, d'où la nécessité de faire une transformation du système triphasé vers un système biphasé équivalent.

Cette transformation doit conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles, ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique valable pour la machine réelle Avec le développement de l'outil numérique, cette transformation peut se faire facilement [6, 1].

Il existe principalement deux transformations [7] :

- ✓ Transformation Triphasé-Diphase « dans un repère fixe » Concordia.
- ✓ Transformation Repère fixe-Repère tournant « Transformation Park ».

I.5.3.1 La transformation triphasé biphasé (ou de Concordia)

On considère un système sinusoïdal triphasé équilibré (I.11), où (X_{sa}, X_{sb}, X_{sc}) représentent des grandeurs physiques (courants, tensions ou flux magnétiques) :

$$\begin{cases} X_{sa}(t) = A \sin(\omega t) \\ X_{sb}(t) = A \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ X_{sc}(t) = A \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Ceci nous permet de simplifier les équations d'une machine à courant alternatif en passant d'une représentation triphasée (X_{sa}, X_{sb}, X_{sc}) à une représentation biphasée ($X_{s\alpha}, X_{s\beta}$) et inversement à l'aide de la matrice de Concordia T_{32} et T_{32}^T respectivement [7], **figure(I.3)**.

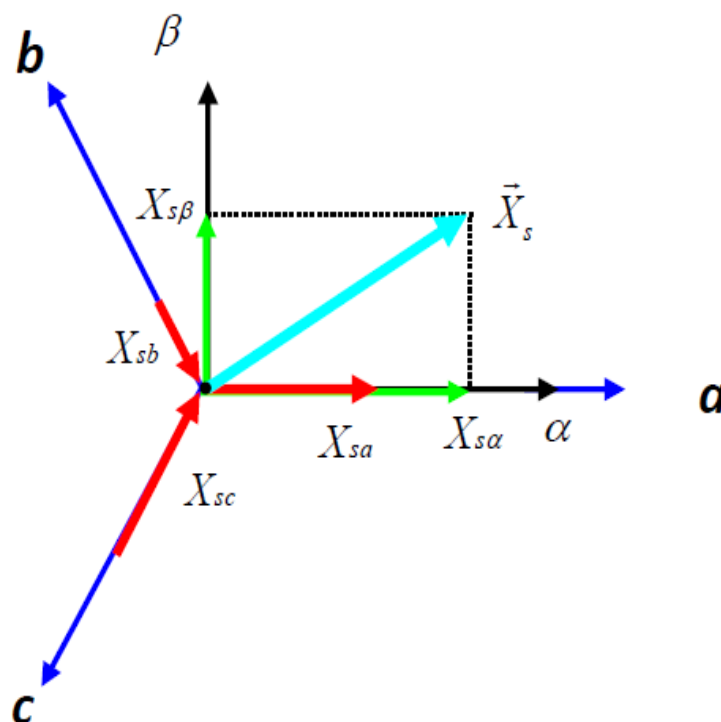


Figure (I.3) : Représentation de Concordia, $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$. [7]

Le passage entre coordonnées dans le repère et coordonnée biphasée et homopolaire est défini par :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = T_{32} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Transformation inverse et donnée par :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = T_{32}^T \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Avec

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$T_{32}^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

L'évolution temporelle de transformation de Concordia est représentée la figure (1.4) :

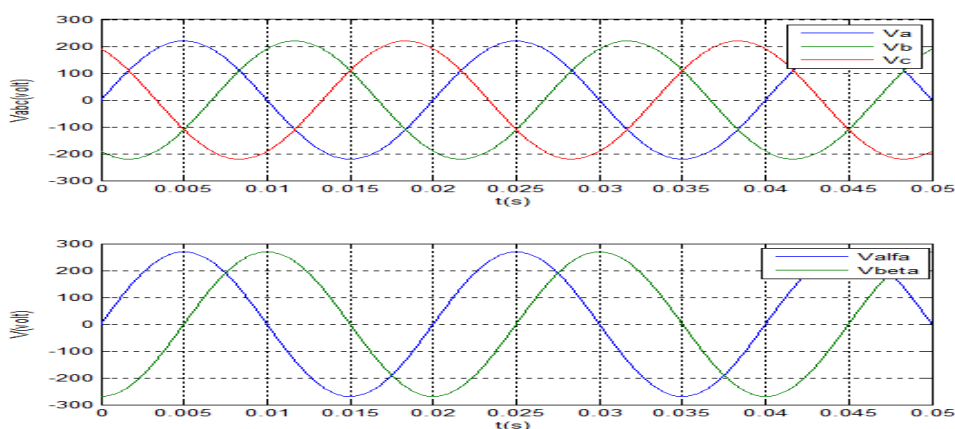


Figure (1.4) : Evolution temporelle de grandeur sinusoïdale dans un repère triphasé (figure haute) et dans un repère biphasé (figure basse)

I.5.3.2 Transformation de Park

Les trois enroulements du stator peuvent être remplacé par deux enroulements fictifs à $\frac{\pi}{2}$ dans l'espace. Les deux enroulements virtuels sont disposés sur les axes d et q, et les trois enroulements du rotor peuvent aussi être remplacés par deux enroulements fictifs disposés sur

le même repère (d, q) , Ayant toujours l'axe s comme référence, on définit sur les angles $\theta_s, \theta_r, \theta$ comme présenté dans la figure(I.5) [7].

La transformation de Park découle de la diagonalisation des matrices inductances (statoriques et rotoriques). Le choix de vecteurs propres judicieux permet d'exprimer la matrice de transformation de Park sous la forme orthonormée suivante :

$$P(\theta_s) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

L'angle θ_s correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

Le fait que $P(\theta_s)$ soit orthonormée implique que son inverse $[P(\theta_s)]^{-1}$ est égal à sa transposée $[P(\theta_s)]^T$.

$$[P(\theta_s)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

La transformation de Park est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = P(\theta_s) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Cette transformation est orthonormée, elle conserve la puissance instantanée. La composante homopolaire (indice 0) s'annule si la machine est supposée équilibrée. Si le système n'est pas équilibré, que ce soit par son alimentation (défaut d'alimentation), ses

courant ou ses flux (défaut de bobinage ou défaut de circuit magnétique) la représentation biphasée n'est pas plus valide et ne conduirait plus à un découplage aussi intéressant que celui de PARK. [7]

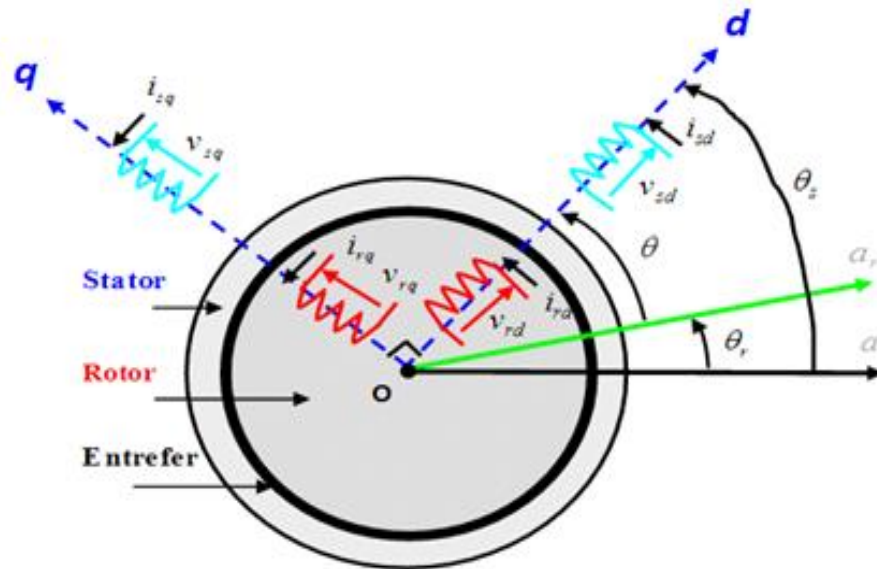


Figure (I.5) : Représentation de PARK, $(a, b, c) \rightarrow (d, q)$ [20]

I.5.4 Equation mécanique

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier, le régime transitoire met en évidence l'équation du mouvement qui est définie comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (I.20)$$

Expressions du couple électromagnétique et de puissance

Nous avons exprimé les équations de la machine mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être décrit de l'expression de la Co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expressions toutes égales.

L'expression du couple électromagnétique C_e est donnée par le dérivé de l'expression de la Co-énergie.

Elle s'écrit :

$$C_e = \frac{dw_e}{d\theta_{geo}} + p \frac{dw_e}{d\theta_{ele}} \quad (I.21)$$

Avec w_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)

$$\theta_{geo} = \frac{\theta_{ele}}{p}$$

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$p(t) = p [u_{sd}i_{sd} + u_{sq}i_{sq}] \quad (I.22)$$

Le système étant équilibré, il vient :

$$p(t) = p [u_{sd}i_{sd} + u_{sq}i_{sq}] \quad (I.23)$$

En remplaçant u_{sd} et u_{sq} par leurs expressions, il vient :

$$P(t) = p R_s [i_{sd}^2 + i_{sq}^2] + p [i_{sd} \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + i_{sq} \frac{d}{dt} \varphi_{sd}] + p w_s [\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}] \quad (I.24)$$

Maintenant, remplaçant cette dernière expression est composée de trois parties :

Le terme $p R_s [i_{sd}^2 + i_{sq}^2]$ représente les pertes joules rotorique, le terme $p [i_{sd} \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + i_{sq} \frac{d}{dt} \varphi_{sd}]$ représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée, le terme $p w_s [\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}]$ représente la puissance transférée du stator à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P_e = C_e w_s \quad (I.25)$$

On obtient :

$$C_e = p [\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}] \quad (I.26)$$

Et avec les grandeurs rotorique on obtient :

$$C_e = p[\varphi_{rq}i_{rd} - \varphi_{rd}i_{rq}] \quad (\text{I.27})$$

Ou avec les courants :

$$C_e = pM[i_{rd}i_{sq} - i_{rq}i_{sd}] \quad (\text{I.28})$$

Où :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} [\varphi_{rd}i_{sq} - \varphi_{rq}i_{sd}] \quad (\text{I.29})$$

I.5.5 Choix du repère

L'utilisation de la transformation de PARK, nécessite le choix d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques du modèle.

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes (d, q) qui dépendent des objectifs de l'application. [7], [3]

I.5.6 Définition des référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe d q qui dépend généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux.

- référentiel des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta = 0)$
- référentiel tournant des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta = \theta_s)$
- référentiel des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta = \theta_r)$

Avec l'angle θ : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différente.

A. Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator.

Dans ce cas :

$$\theta = 0 \implies \begin{cases} d \rightarrow \alpha \\ q \rightarrow \beta \end{cases}$$

$$w_{coord} = \frac{d\theta_s}{dt} = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_s \\ -\omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

Dont ce modèle les tensions, des grandeurs sinusoïdales et les courants des grandeurs réels.

Ce système peut être utilisé pour régime de démarrage et freinage (dynamique) des machines asynchrones et des transformateurs.

B. Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse w_r .

Dans ce cas :

$$\theta = \theta_r \implies \begin{cases} d \rightarrow x \\ q \rightarrow y \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = w_{coord} = w_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sx} \\ \varphi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sx} \\ \varphi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rx} \\ \varphi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

C. Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce système d'axes tourne avec la vitesse de champ électromagnétique w_s créée par les enroulements du stator.

Dans ce cas :

$$\theta = \theta_s \implies \begin{cases} d \rightarrow d \\ q \rightarrow q \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = w_{coor} = w_s, w = w_{coor} - w_r = w_s - w_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w \\ w & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones, à fréquences variable, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continus.

Suite à l'application de la transformation de Park, les grandeurs physiques : flux, courant, tension, ne sont plus alternatives, mais elles deviennent continues. La description de l'état magnétique des machines à courant alternatif dans le référentiel (d, q) nous conduit à un modèle électromagnétique unifié valable pour toutes les machines standards : machine asynchrone à rotor bobiné ou à cage, machine synchrone à pôles lisses ou à pôles saillants, machines à aimant permanent et machine à réluctance. Le modèle de la machine utilisé est

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d i_{sd}}{dt} = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \varphi_r + \frac{1}{\delta L_s} u_{sd} \\ \frac{d i_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - pk\omega\varphi_r + \frac{1}{\delta L_s} u_{sq} \\ \frac{d \varphi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \\ 0 = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega)\varphi_r \\ J \frac{d \Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \end{array} \right.$$

I.6 Simulation du moteur asynchrone

La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink. Dans cette partie on présentera la simulation numérique d'une machine asynchrone triphasée alimentée directement par un réseau standard, on alimente la machine par une source de tension sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ. À $t=1.5(s)$ on insert un couple résistant de valeur nominale $C_r = 10 N.m$.

Les paramètres de la machine sont donnés en ANNEXE 2.

Les résultats de simulation sur MATLAB/SIMULINK sont donnés par la figure (I.7).

I.6.1 Schéma bloc du moteur asynchrone en boucle ouvert

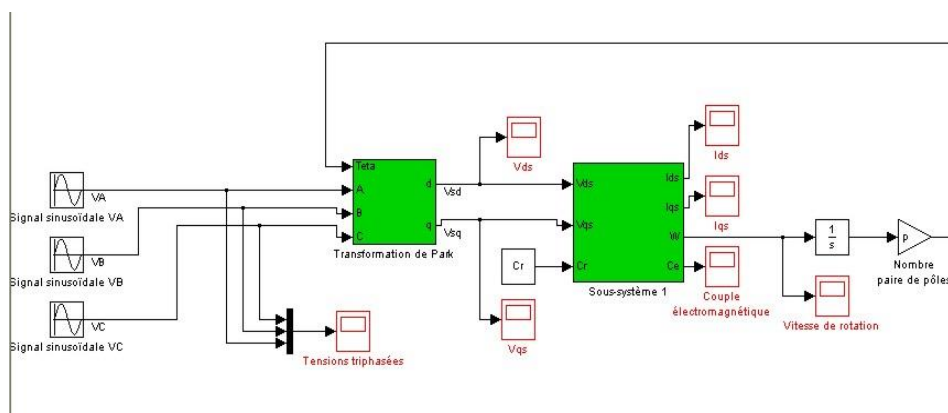


Figure (I.6) : Schéma du moteur asynchrone en boucle ouvert

I.6.2 Résultat de la simulation :

A. démarrage à vide et insertion de la charge

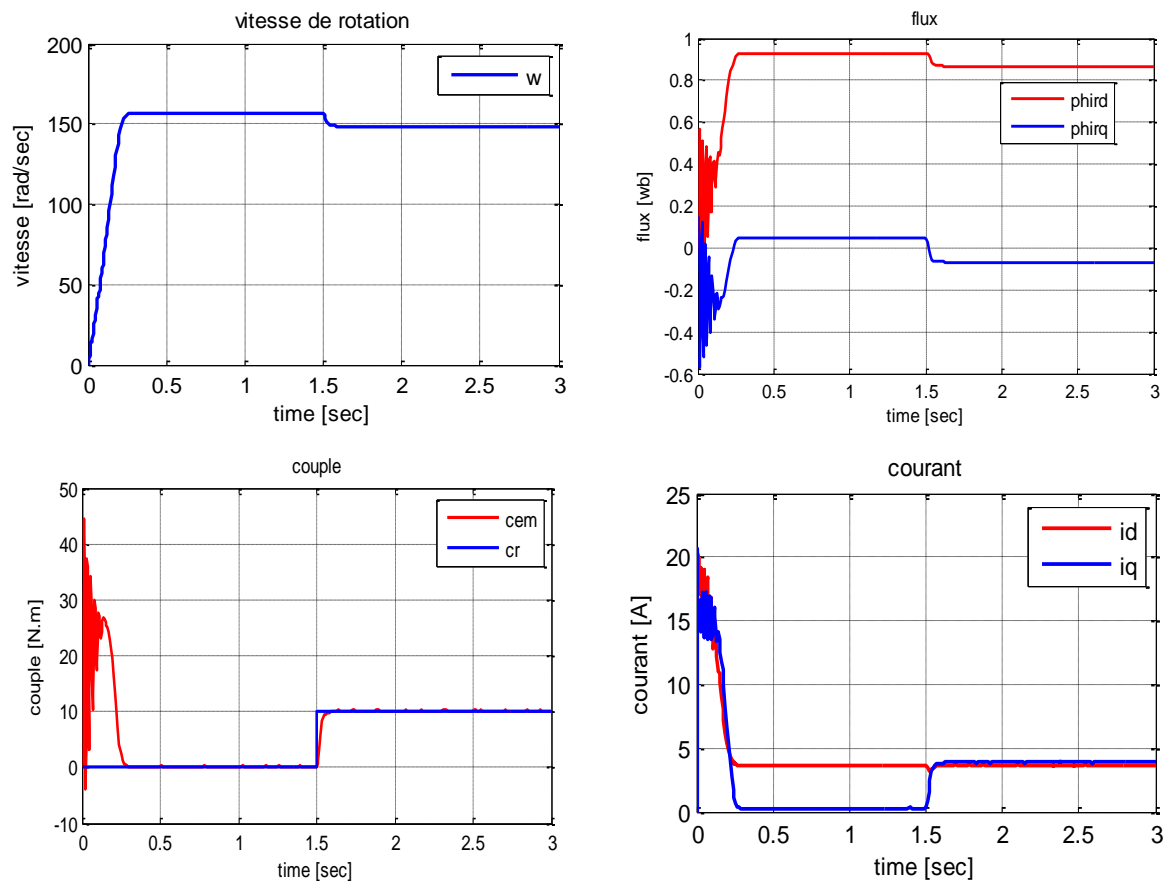


Figure (I.7) : Résultat de simulation de la MAS : Démarrage à vide et insertion de la charge
($Cr = 10 \text{ N.m}$)

I.6.3 Interprétation des résultats

- ✓ En régime transitoire un fort appel de courant de l'ordre de 19 Ampères qui représente trois (3) fois le courant nominale de la machine et un couple électromagnétique élevé au démarrage qui s'annule en régime permanent. La vitesse augmente rapidement pour se stabiliser à 156 rad/s régime permanent.
- ✓ Après le régime transitoire, la machine fonctionne à vide, le courant est de l'ordre de 3 Ampères. La vitesse est presque 156 rad/s le couple électromagnétique est nul.

- ✓ L'insertion du couple résistant nominal fait augmenter le courant à ($4 A$), la vitesse diminue à sa valeur nominale (148 rad/s) pour assurer le glissement nominal et le couple électromagnétique augmente bien sûr à $10 N$.

I.7 Alimentation du MAS par onduleur triphasé

Dans certaines applications pour lesquelles la variation de la vitesse est nécessaire, le moteur sera alimenté par un système de tensions triphasées ou par un système de courants triphasés (injectés) dans les enroulements du stator, par l'intermédiaire d'un convertisseur électronique de puissance placé entre le moteur et le réseau industriel électronique, comme il est représenté dans la figure (I.8).

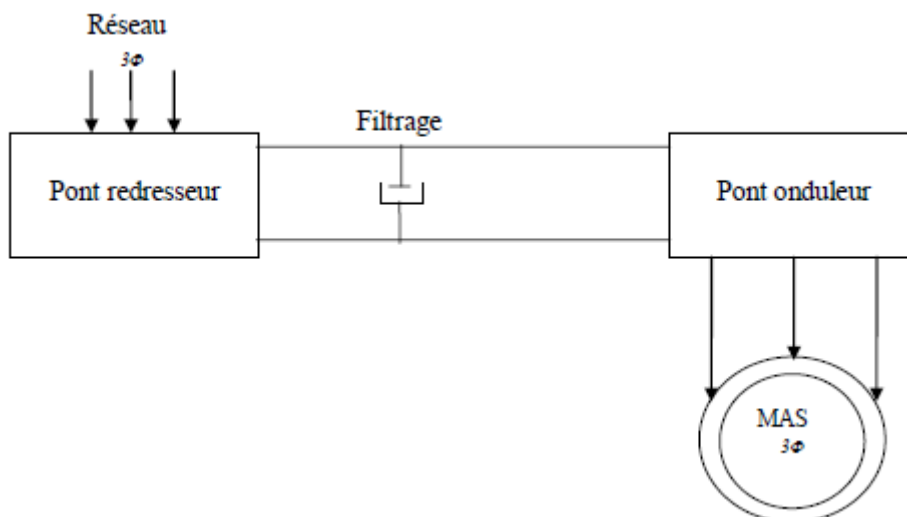


Figure (I.8) : Schéma de l'alimentation

I.7.1 Description de l'onduleur de tension

Un onduleur comporte six éléments commandables à l'allumage et à l'extinction, placés en antiparallèle avec une diode figure (I.9).

L'onduleur est alimenté par une source de tension qui est un redresseur avec un circuit de filtrage, que nous symbolisons par deux points portés aux potentiels $E/2$ et $-E/2$ par rapport au point « O ». Le rotor de la machine est en court-circuit, et le stator est couplé en étoile sans neutre.

Chaque demi-bras de l'onduleur se compose de deux interrupteurs en série avec leur point commun relié par une diode au milieu de la source continue. Le sens de la diode dépend de la polarité du demi-bras.

Une diode en inverse sur chaque interrupteur pour assurer la circulation du courant pendant la phase de roue libre. L'amplitude de la tension aux bornes de chaque semi-conducteur est limitée $\frac{1}{2}E$ de la source majorée de la surtension due à la commutation des interrupteurs. Les potentiels des bornes 1, 2, 3 peuvent prendre les trois valeurs $+E$, 0 , $-E$ d'où l'application onduleur triphasé trois états [8].

La figure (I.9) présente une structure équivalente l'onduleur triphasé trois états dans laquelle les fonctions des semi-conducteurs sont symbolisées par des interrupteurs, dans ce cas, le schéma équivalent est constitué de six interrupteurs bidirectionnels.

Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaire, des IGBT ou des GTO associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant.

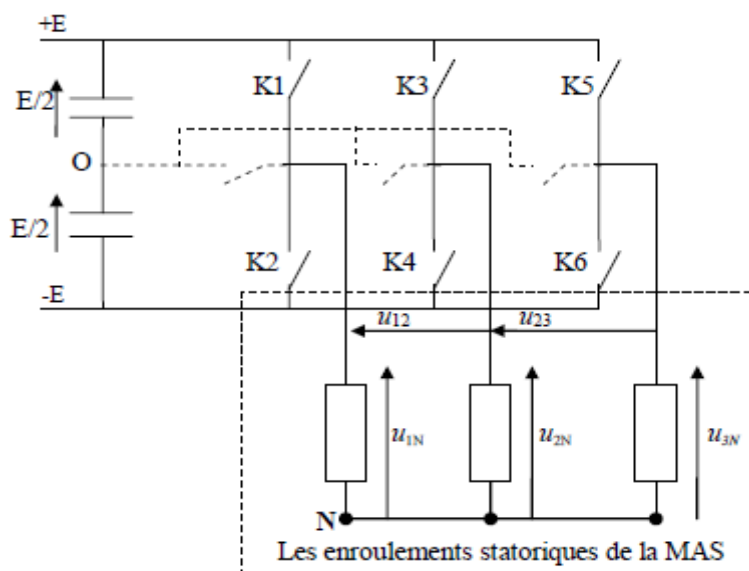


Figure (I.9) : Structure équivalente de l'onduleur de tension triphasé

I.7.2 commande par modulation de largeur d'impulsion

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques représentent les tensions ou les courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de la largeur d'impulsion (M.L.I) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe, en général une tension continue par l'intermédiaire d'un convertisseur. Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage

est effectué par les durées d'ouverture et de la fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement.

La méthode de contrôle par M.L.I à partir d'une source de tension continue constante consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit plus proche de la référence de tension sinusoïdal.

La multiplication du nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie d'un onduleur à M.L.I présente deux avantages importants à savoir [9].

- Repousser vers des fréquences les plus élevées les harmoniques de la tension, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la sortie.

L'essor de la M.L.I est lié au progrès des semi-conducteurs de puissance, l'augmentation du nombre de commutation entraînerait des pertes excessives si on n'avait pas réussi à réduire les pertes à chacune des commutations.

I.7.3 stratégies des MLI (stratégies triangulo-sinusoïdale)

Fondamentalement, les méthodes de modulation de largeur d'impulsion ont comme principe d'échantillonnage du signal qui contient l'information devant être transmise, et qui se nomme « signal modulant ». Cette information est ensuite convertie en une série d'impulsions dont la largeur est définie en fonction de l'amplitude du signal modulant aux instants d'échantillonnage.

Quatre catégories de M.L.I ont été développées [10].

- Les modulations sinus-triangulaire effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire. Comme la montre la figure (I.10) et qui sera utilisée pour la simulation pour la suite de travail.
- Les modulations pré-calculées pour lesquelles les angles de commutations sont calculés hors ligne pour annuler certains composants de spectre fréquentiel.
- Les modulations post-calculées encore appelées M.L.I régulières symétriques ou M.L.I. vectorielle dans lesquelles les angles de commutations sont calculés en lignes.

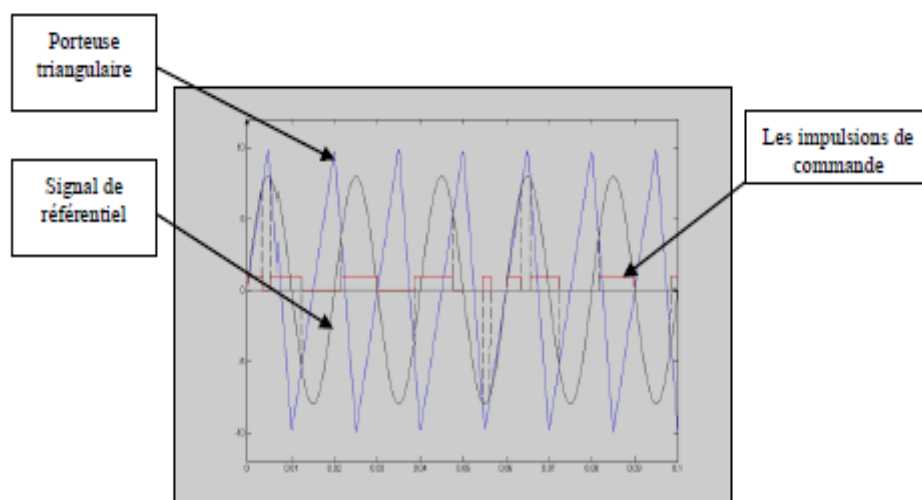


Figure (I.10) : La modulation sinus-triangulaire pour une phase

I.8 Commande vectorielle

I.8.1 Description de la commande vectorielle

La commande vectorielle introduite par Blaschke (1972) fut la première technique capable de doter la machine asynchrone de nouvelles performances au moins comparables à celle de la machine courant continu [11]. Cette technique consiste à réécrire le modèle dynamique de la machine asynchrone dans un référentiel tournant avec le flux du rotor. Par cette transformation non-linéaire, il suffit de maintenir le flux sur l'axe d pour assurer le découplage entre la vitesse et le flux de la machine [12]. Dans trois méthodes proposées pour découpler la commande dans le cas de la régulation du flux du stator, flux du rotor et flux d'entrefer du moteur asynchrone.

I.8.2 Principe de découplage

Le principe de la commande vectorielle ou commande par flux orienté consiste à réaliser un découplage "efficace" entre les deux variables principales de la machine asynchrone soient le couple et le flux dont l'interdépendance est montrée dans l'équation du couple (I.29) [11].

La commande par orientation du flux est basée sur une orientation du repère tournant (T) d'axes (d, q) tels que l'axe d soit confondu avec la direction du flux comme le montre la figure (I.11)

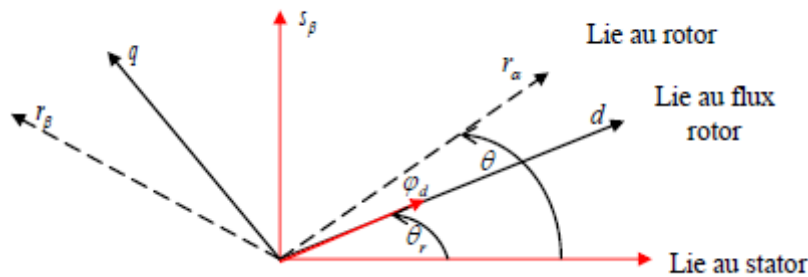


Figure (I.11) : Illustration de l'orientation du flux.

Cette technique repose sur le choix d'un repère de référence [13], [14], lié au flux rotorique

Son objectif d'avoir le couple électromagnétique est proportionnel au courant statorique i_{sq} de la machine. Ce découplage est réalisé par décomposition i_{sd} suivant le flux rotorique et i_{sq} en quadrature avec le flux [12].

Donc ce réglage de couple est similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparé. Dans le but de contrôler le couple électromagnétique et par conséquent la vitesse mécanique de la machine. Dans cet optique et tel que rapporté dans [15], [16], on doit tout d'abord effectuer la transformation non-linéaire des variables d'états suivante (de Concordia vers Park) :

$$\zeta = \arctan\left(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}}\right) \quad (\text{I.36})$$

$$\varphi_d = \sqrt{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2} \quad (\text{I.37})$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\zeta & \sin\zeta \\ -\sin\zeta & \cos\zeta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.38})$$

Donc, nous obtenons :

$$\begin{cases} i_{rd} = i_{s\alpha} \cos\zeta + i_{s\beta} \sin\zeta \\ i_{rq} = i_{s\beta} \cos\zeta - i_{s\alpha} \sin\zeta \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_{s\alpha} \cos\zeta + \varphi_{s\beta} \sin\zeta \\ \varphi_{rq} = \varphi_{s\beta} \cos\zeta - \varphi_{s\alpha} \sin\zeta \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

$$\begin{cases} u_{rd} = u_{s\alpha} \cos\zeta + u_{s\beta} \sin\zeta \\ u_{rq} = u_{s\beta} \cos\zeta - u_{s\alpha} \sin\zeta \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

Modèle de la machine dans le référentiel lié au champ tournant est donné par :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (\text{I.42})$$

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & \frac{K}{T_r} & p\Omega K \\ -\omega_s & -\gamma & -p\Omega K & \frac{K}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - p\Omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - p\Omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; x = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix}; u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}$$

Ainsi, l'expression de couple électromagnétique dans le repère (d, q) d'après (I.29) il devient

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{rd})$$

Les grandeurs à contrôler sont le couple électromagnétique et le module du flux rotorique qui s'expriment respectivement par :

$$\begin{cases} C_e = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{rd}) \\ \varphi_d = \sqrt{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2} \end{cases}$$

Pour une approche linéaire classique, la difficulté réside dans la non-linéarité en la sortie. La commande vectorielle contourne cette difficulté par des hypothèses d'orientation du flux rotorique, c'est-à-dire le choix d'un référentiel.

I.8.3 Le choix d'un référentiel

Le choix s'effectue selon l'un des flux de la machine, qui vérifie le degré de découplage entre le flux et le couple.

I.8.3.1 Référentiel lié au flux statorique

ω_s est la vitesse de rotation du flux statorique, et celles des axes de référence, le flux statorique φ_s est orienté sur l'axe « d », donc :

$$\varphi_{sd} = \varphi_s \text{ et } \varphi_{sq} = 0$$

$$\text{Le couple et le flux ont pour expression :} \quad Ce = p \varphi_{sd} i_{sq} \quad (\text{I.43})$$

$$\frac{1}{L_s} \left(1 + T_r \frac{d}{dt} \right) \varphi_{sd} = \left(1 + \delta T_r \frac{d}{dt} \right) i_{sd} - (\omega_s - \omega) \delta T_r i_{sq} \quad (\text{I.44})$$

Ce référentiel ne permet pas un découplage entre les deux axes « d, q » ($\varphi_{sd} = \varphi_s$ dépend des deux composant de courant statorique i_{sd} et i_{sq}).

I.8.3.2 Référentiel lié au flux entrefer

ω_e est la vitesse du flux commun dans l'entrefer de composant :

$$\varphi_{sde} = M(i_{sd} + i_{rd})$$

$$\varphi_{sqe} = M(i_{sq} + i_{rq})$$

Le repère est choisi de manière à ce que l'axe d soit confondu avec le flux de l'entrefer et par suite :

$$\varphi_{sde} = \varphi_e \text{ et } \varphi_{sqe} = 0 \text{ d'où } i_{sq} = -i_{sd}$$

Le couple et le flux sont exprimés respectivement par les relations suivantes :

$$Ce = p \varphi_{sde} i_{sq} \quad (\text{I.45})$$

$$\frac{1}{M} \left(1 + T_r \frac{d}{dt} \right) \varphi_{sde} = \left(1 + \delta T_r \frac{d}{dt} \right) i_{sd} - (\omega_{se} - \omega) \delta T_r i_{sq} \quad (\text{I.46})$$

Ce référentiel ne permet pas un découplage nature entre les deux axes « d, q » ($\varphi_{se} = \varphi_{sde}$ dépend des deux composants de courant statorique (i_{sd} et i_{sq}))

I.8.3.3 Référentiel lié au flux rotorique

ω_r est la vitesse de rotation du flux rotorique et du système de référence « d, q », l'axe « d » étant selon le flux rotorique.

$$\varphi_{rd} = \varphi_r \text{ et } \varphi_{rq} = 0$$

A- L'expression de couple donné par :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad (\text{I.47})$$

B- Le flux rotorique s'écrit :

$$\left(1 + T_r \frac{d}{dt}\right) \varphi_{rd} = M i_{sd} \quad (\text{I.48})$$

$$\omega_r = \omega + \frac{M}{i_{sq}} T_r \varphi_{rd} \quad (\text{I.49})$$

Ce référentiel permet un découplage nature entre les deux axes « d, q ».

Si φ_{rd} sur l'axe d, dans ce repère lié au flux rotorique. On remarque que :

- L'expression de couple produit par la machine à induction est analogue à celle de couple d'une machine à courant continu à excitation séparée (relation linéaire entre le couple électromagnétique et le courant i_{sq}).
- Il y a grand couplage entre la composante du courant statorique i_{sq} et la tension u_{sd} et la composante i_{sd} et la tension u_{sq} .
- La liaison de repère (d, q) avec le champ tournant et assurée par l'autopilotage de la machine.

Les équations d'états s'écrivent donc dans ce nouveau référentiel comme suite :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d i_{sd}}{dt} = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \varphi_r + \frac{1}{\delta L_S} u_{sd} \\ \frac{d i_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - pk\omega\varphi_r + \frac{1}{\delta L_S} u_{sq} \\ \frac{d \varphi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \\ 0 = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \varphi_r \\ J \frac{d \Omega}{dt} = C_e - C_r - f \Omega \end{array} \right. \quad (\text{I.50})$$

I.8.4 Commande vectorielle directe et indirecte

Il existe des grandes familles de commande vectorielle [2] :

- ❖ dans le contrôle vectoriel direct, l'angle de Park θ est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituées à l'aide de la vitesse de la machine et la pulsation rotorique ω_r
- ❖ En ce qui concerne le contrôle vectoriel indirect, l'angle de Park θ est calculé directement des grandeurs mesurées ou estimées.

I.8.5 Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté avec alimentation en tension

L'alimentation est imposée par deux tensions de référence complètement découplées à l'entrée de la commande de l'onduleur, en analysant la relation (1.48) du modèle d'état de la MAS écrit dans le référentiel rotorique, on constate un fort couplage entre les deux axes dq.

Il devient nécessaire de réaliser un découplage entre ses deux axes, plusieurs techniques peuvent être utilisées afin d'assurer le découplage [12], [16], [18]. Dans le présent travail nous utilisons de découplage par compensation.

I.8.5.1 Découplage par compensation

Pour compenser ces non-linéarités, on élimine les termes causant le couplage en définissant deux nouvelles variables de commande u_{sd} et u_{sq} telles que :

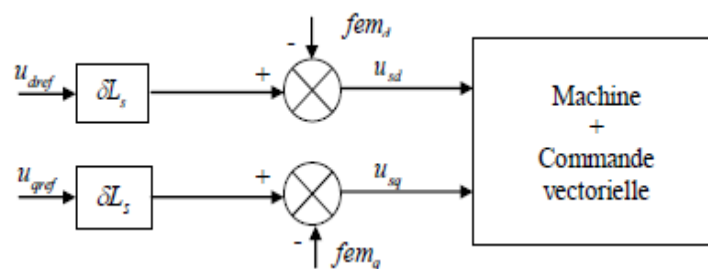


Figure (I.12) : Découplage par compensation

$$\begin{cases} u_{dref} = fem_d + u_{sd} \\ u_{qref} = fem_q + u_{sq} \end{cases} \quad (I.51)$$

Avec :

$$\begin{cases} fem_d = w_s \delta L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_r \\ fem_q = -w_s \delta L_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} w_s \varphi_r + \frac{M^2}{L_r T_r} i_{sq} \end{cases}$$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplée [16] :

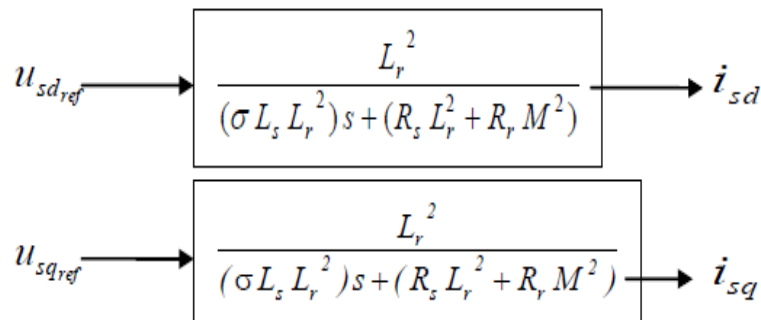


Figure (I.13) : Schéma de la commande découplée de i_{sd} et i_{sq}

Le couple et le flux sont découplés par les expressions de la figure suivante :

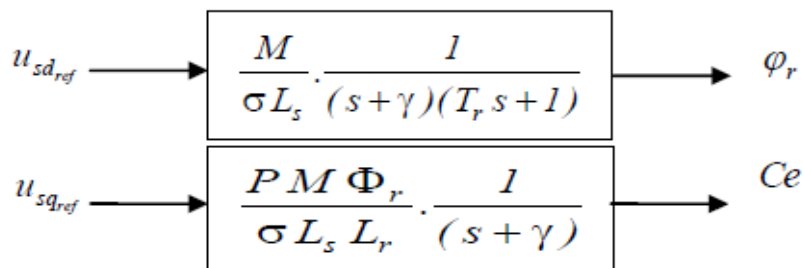


Figure (I.14) : Schéma d'une commande découplée de φ_r et C_e

I.8.5.2 schéma de principe de la commande vectorielle à flux orienté

A partir de modèle du moteur (I.50) et les équations de découplage données ci-dessus, nous pouvons élaborer un schéma de principe de la commande vectorielle à flux orienté sur l'axe d [18].

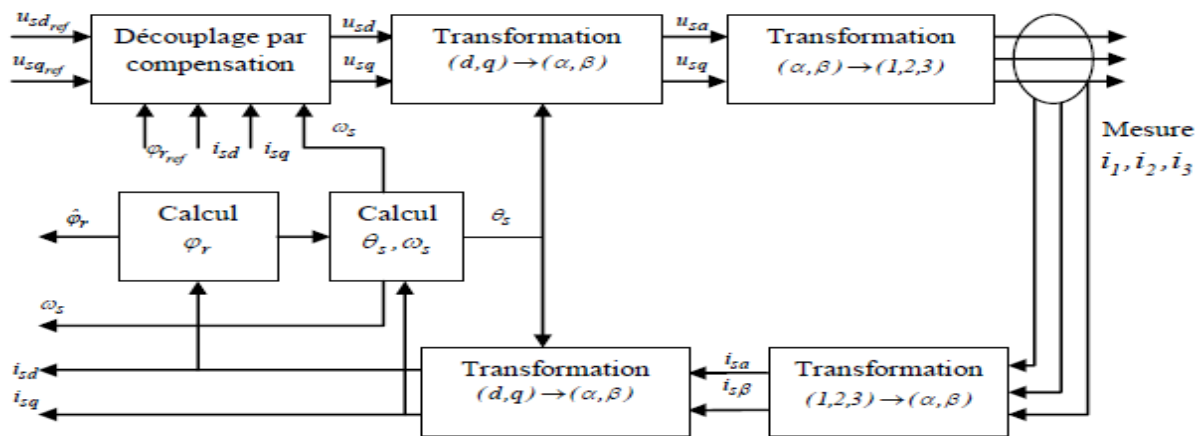


Figure (I.15) : Schéma de principe d'une commande vectorielle

I.9 Schéma de simulation de la commande vectorielle

Le schéma bloc de la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique alimenté par un onduleur de tension est représenté par la figure (I.16).

Des régulations de type PI sont employés pour contrôler le flux, la vitesse et le couple. Les paramètres de la machine nous permettent de calculer les valeurs des différents coefficients des régulateurs employés (voir Annexe 1).

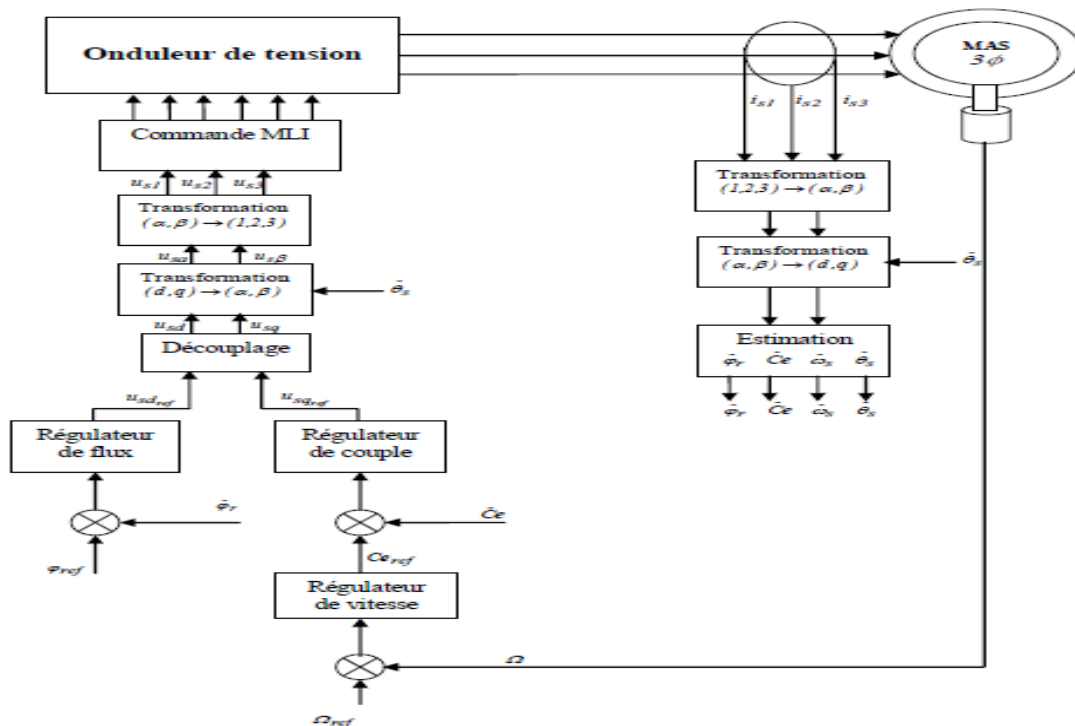


Figure (I.16) : Schéma de simulation de la Commande vectorielle

I.10 Résultats de Simulation

I.10.1 Démarrage à vide avec introduction de la charge et inversion de sens de rotation

Nous avons effectué des simulations de la commande vectorielle à flux rotorique orienté en tension. Au départ, on impose à la machine une vitesse de référence égale à 157 rad/s jusqu'à 2s, Puis on met une vitesse nulle de 2s jusqu'à 4s. Pour tester les performances de la commande vectorielle, on effectuera un changement du sens de rotation. A partir de la 4^{ème} seconde, on fait inverser le sens de rotation à une vitesse de référence égale à -157 rad/s, et à t=6s une vitesse de référence égale à 0 rad/s, enfin à t=8s une vitesse de référence positive égale à 157 rad/s, et à t=9s on introduit un couple de charge égale à 10Nm,

Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (I.17)

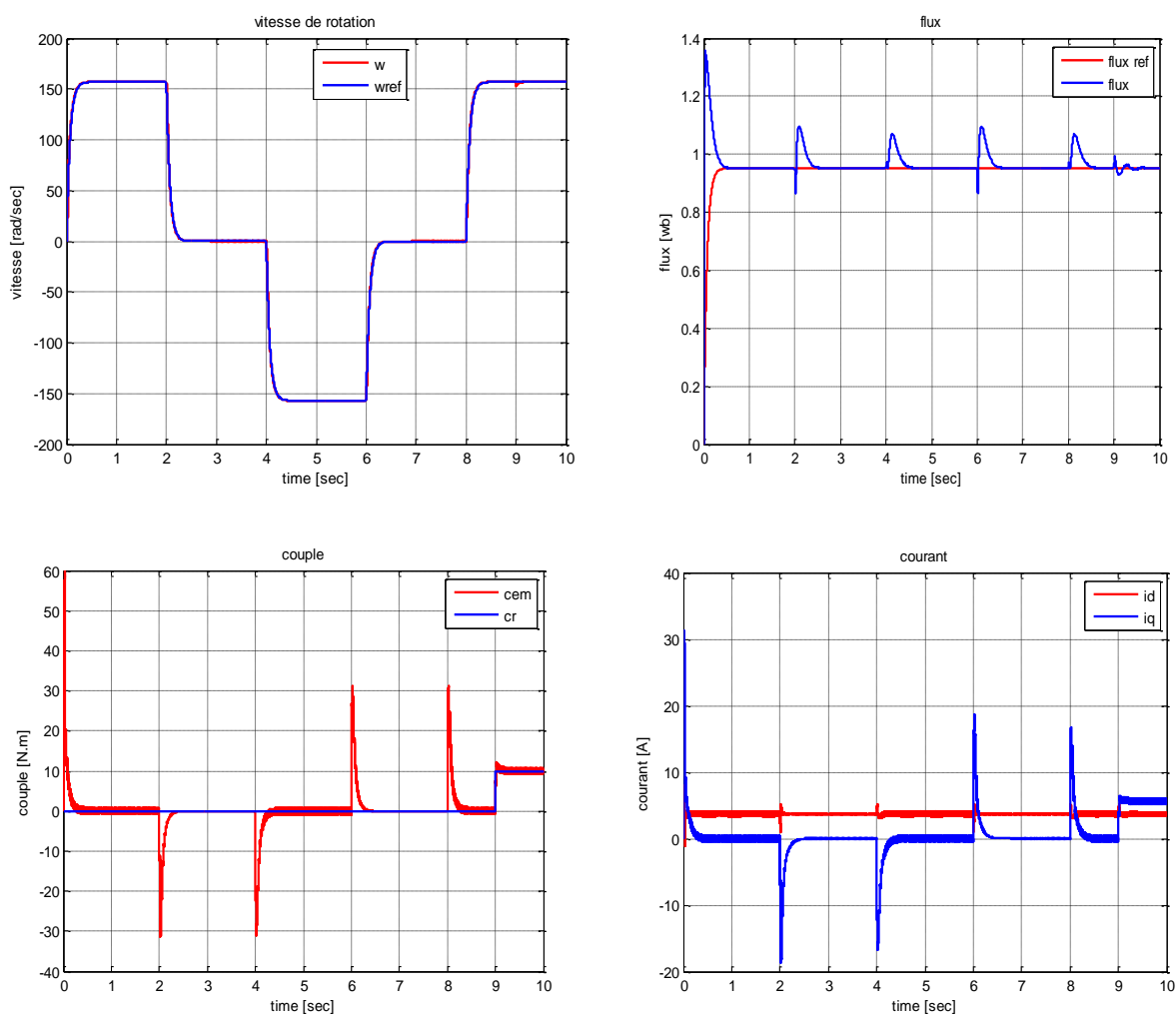


Figure (I.17) : Démarrage à vide avec introduction de la charge et inversion de sens de rotation

I.11 Interprétation des résultats

Après un régime transitoire de 0.6 s, la vitesse du moteur atteint la vitesse de référence puis se stabilise à 157 rad/s avec une bonne dynamique sans erreur. Ainsi, on constate clairement que le vecteur de flux en quadrature (φ_q) tend vers le zéro. Ainsi, la variation de couple à 10 N.m engendre la variation de la composante de courant sur l'axe q afin de compenser ce fait. En outre, le flux et le courant sur l'axe d sont légèrement perturbé (négligeable) lors des grandes variations de couple.

On constate d'après les résultats obtenus que la machine répond avec succès (suit la trajectoire) à l'inversion de son sens de rotation, est sans dépassement. Le couple et le courant sur l'axe q représentent des pics à l'instant de changement de sens de rotation.

En conclusion, La commande vectorielle en tension, figure (I.15), à flux rotorique orienté permet de découpler le flux rotorique et le couple électromagnétique de la machine asynchrone.

Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires avec les hypothèses de l'orientation de flux. Dont la composante i_{sd} est une image du flux (φ) et la composante i_{sq} une image du couple (C_e).

I.12 Test de robustesse (changements paramétriques)

Après avoir discuté les résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS à vide et en charge avec inversion de sens de rotation, on va entamer un test de robustesse dont on augmentera les valeurs des résistances rotoriques 70 % de variation de R_r c.à.d. lors d'échauffement du moteur et le couple résistant ($C_r = 15 \text{ N.m}$). De ce fait, on obtient les résultats suivants :

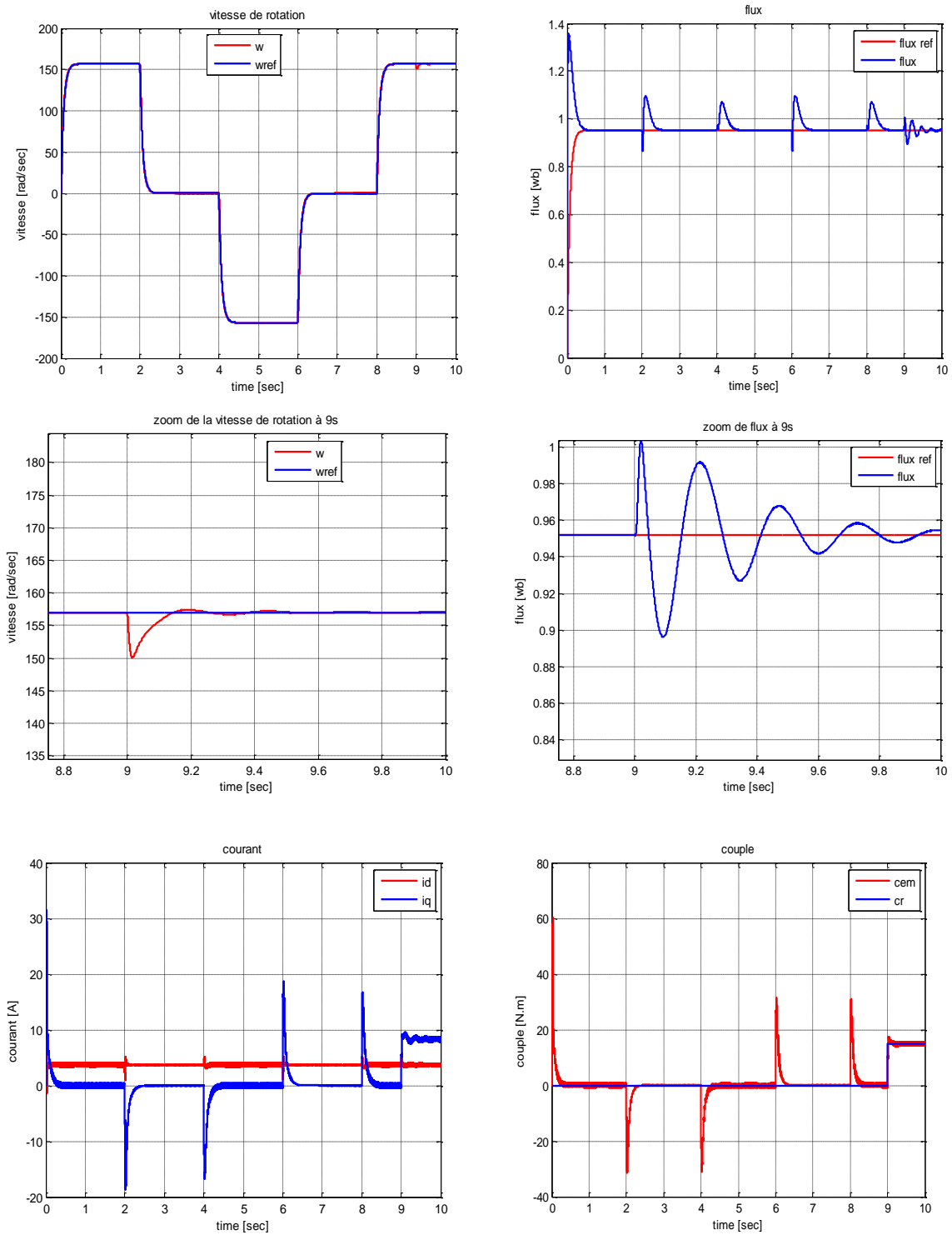


Figure (I.18) : Test de robustesse (changements paramétriques)

I.13 interprétation des résultats

D'après les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte, sujet à des variations à la fois de charge et de paramètres les figures (I.18), montrent clairement l'influence des variations paramétriques sur le comportement de la commande vectorielle, d'où une mauvaise orientation du flux et par conséquent une perte de découplage. Cette influence est bien observée sur le courant statorique, qui change sa forme (présence des pics). Ainsi, le flux et la vitesse sont affectés aux instants de la variation des résistances rotorique.

I.14 conclusion

Dans ce chapitre nous, avons présenter le modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repères dq. Les modèles sont obtenus par des transformations de passage d'un système triphasé à un système biphasé puis on applique la transformation soit de Park ou celle de Concordia selon le repère désiré. L'alimentation est assurée par un onduleur de tension à commande MLI, cette machine est pilotée par la commande vectorielle par orientation de flux rotorique alimentée en tension. Ce modèle de système onduleur-commande-machine, nous a permis de simuler le système et à étudier son comportement. On peut conclure que la commande vectorielle par orientation de flux rotorique permet d'envisager un découplage entre la composante de flux et le couple mais le découplage n'est pas garanti en présence des variations de la charge ou variation de paramètres de la machine, donc chaque variation des paramètres de la machine notamment la résistance rotorique influe directement sur le découplage entre le flux et la vitesse, pour cela on fera appel à la commande par linéarisation des entrée sortie. Afin d'assurer un découplage fiable

CHAPITRE II

COMMANDE PAR LINEARISATION ENTREE/SORTIE
DU COUPLE ET DE FLUX D'UN MOTEUR
ASYNCHRONE

II.1 Introduction

Le caractère linéaire est généralement une idéalisation car la plupart des systèmes physiques ou autres sont en réalité non linéaires. Pour des raisons de simplicité, le modèle servi pour la conception de la loi de commande ne tient pas toujours compte de certains phénomènes tels que les perturbations, les dynamiques rapides [21].

Ce chapitre est organisé de la manière suivante : après avoir décrit les deux familles des modèles, à savoir linéaire et non linéaire, avec quelques caractéristiques des systèmes, nous présenterons quelques éléments complémentaires qui favorisent la bonne compréhension, c'est-à-dire les notions de stabilité, de commandabilité, de performance etc. Puis nous traiterons quelques notions mathématiques qui seront utiles pour la linéarisation.

Enfin, nous décrivons en détails les étapes pour la conception de commande par linéarisation au sens entrée/sortie des systèmes non linéaires.

II.2 Généralités sur les systèmes linéaires et non linéaires

II.2.1 Systèmes linéaires

Considérons ici un système linéaire de la forme :

$$\begin{aligned}x(t) &= A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ y &= C \cdot x(t)\end{aligned}\tag{II.1}$$

Où : vecteur d'état $x(t) \in \mathbb{R}^n$, l'entrée $u(t) \in \mathbb{R}^m$ et la sortie $y(t) \in \mathbb{R}^p$

Définition : Un système linéaire obéit au principe de superpositions définit par les propriétés d'additivité et d'homogénéité.

- **Additivité :** Si les entrées $u_1(t), u_1(t), \dots, u_n(t)$ entraînent les réponses $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$ alors l'entrée $u_1(t) + u_2(t) + \dots + u_n(t)$ entraîne respectivement la réponse $x_1(t) + x_2(t) + \dots + x_n(t)$.
- **Homogénéité :** Si l'entrée $u(t)$ est multiplié par le facteur k constant, alors la sortie $x(t)$ est multiplié par ce même facteur. On dit qu'il y a proportionnalité de l'effet à la cause.

Cette définition peut être étendue à des termes intégraux ou dérivés, donc aux systèmes dynamiques :

Un système dynamique linéaire est un système qui peut être décrit par une équation différentielle à coefficients constant.

La forme générale de système linéaire est donné par :

$$\sum_{i=0}^n a_i \frac{d^i x(t)}{dt^i} = \sum_{i=0}^n b_i \frac{d^i u(t)}{dt^i} \quad (\text{II.2})$$

Où $x(t)$ et $u(t)$ sont respectivement les grandeurs de sortie et l'entrée.

II.2.2 Systèmes non linéaires

Un tel système non linéaire s'il n'est pas équivalent à un système linéaire dans un sens à préciser. Plusieurs relations d'équivalence peuvent être introduites, donnant des classifications très différentes si le système est commandé ou non.

Un système non linéaire commandé est un ensemble d'équation (différentielles par exemple) non linéaires, d'écrivant l'évolution temporelle des variables constitutives du système sous l'action d'un nombre fini de variable indépendant appelés entrée ou variable de commande, ou simplement commandes, que l'on peut choisir librement pour réaliser certains objectifs.

On connaît de nombreux exemples parmi les systèmes mécaniques, électrique ou chimique : satellites, avion, hélicoptères, automobiles, robots industriels, etc.....

II.3.1 Systèmes asservis

Un système est destiné à commander au mieux les différents processus rencontrés. Il existe deux solutions pour commander un système :

A. Commande en boucle ouvert (BO)

On dit que le système est commandé en boucle ouvert si le signal de commande est indépendant du signal de sortie. Les avantages de cette structure de commande sont la simplicité et peu coûteuse, mais malheureusement ses applications sont limitées à cause des imprécisions particulièrement où la grande précision est demandée et où les paramètres du système à commander sont variantes.

B. Commande en boucle fermée (BF)

Pour améliorer les performances d'une commande. Il est indispensable d'observer les sorties du système pour les comparer à ce que l'on désire obtenir. Dans ce deuxième type de commande, les sorties du système se sont contrôlées. C'est à ce niveau que l'on rencontre la notion de système asservi.

Un système asservi est un système dont le rôle consiste essentiellement à établir une correspondance définie entre une ou plusieurs grandeurs d'entrée, de faibles niveaux énergétiques, et une ou plusieurs de sortie de niveaux énergétique plus élevés.

Un système asservi est caractérisé par la présence de :

a. Chaîne directe

Elles comprennent des éléments d'amplifications et éventuellement, des convertisseurs de puissance, en liaison avec les sources d'énergie.

b. Chaîne de retour

Elles se sont constituées d'éléments de précision généralement passifs. Ce ne sont pas des chaînes de puissance ; elles transmettent à l'entrée des informations sur les grandeurs de sorties.

Ces informations sont comparées aux signaux d'entrée au moyen des comparateurs. Ces derniers élaborent les différences ou écart entre les signaux d'entrée et les informations images des signaux de sorties. La forme générale est donnée par la figure suivante :

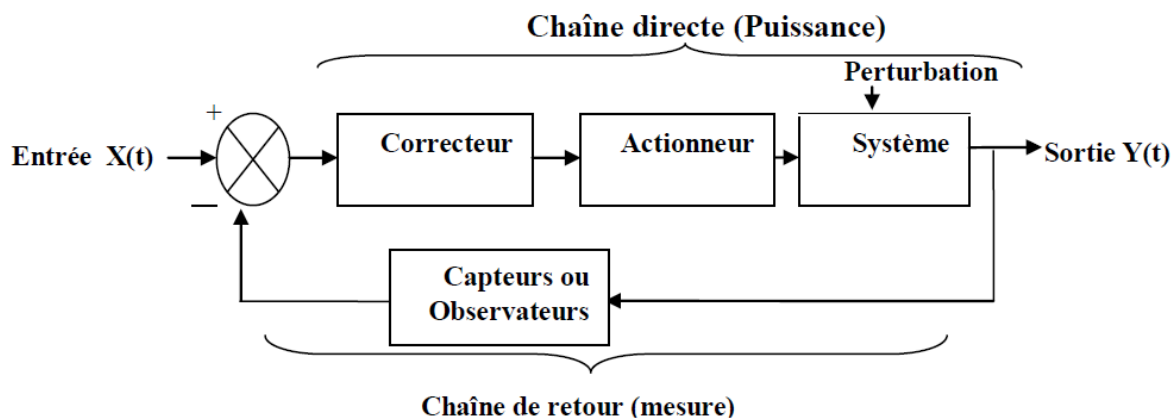


Figure (II.1) : Structure de commande en boucle fermée

II.3.2 Performances d'un système asservi

On peut résumer les performances d'un système asservi en trois qualités fondamentales, la précision, la stabilité et la rapidité.

- **Précision**

La précision d'un système est définie à partir de l'erreur entre la grandeur de consigne et la grandeur de sortie, on distingue la précision statique qui caractérise la limite de l'erreur au bout d'un temps infini pour une entrée donnée, c'est-à-dire le régime permanent et la précision dynamique qui tient compte des caractéristiques d'évolution du système en régime transitoire.

- **Stabilité**

Un système est stable si pour une entrée X de référence constante, la sortie Y tend vers cette constante. On peut citer plusieurs critères pour vérifier la stabilité d'un système : critère algébrique de Routh-Hurwitz, critère de Nyquist (critère du revers dans le plan de Black et Critère simplifié du revers) ...

Définition : (stabilité asymptotique) le problème de la stabilité asymptotique consiste à chercher une loi de commande u telle que :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) \rightarrow 0, \forall x(0) \in \Gamma$$

- Lorsque la loi de commande s'exprime directement en fonction de la mesure on parle de commande statique.
- Lorsque la loi de commande s'exprime comme une équation différentielle entre la commande u et la mesure y , on parle de loi de commande dynamique.
- **Rapidité**

En règle générale, un système a une rapidité satisfaisante s'il se stabilise à son niveau constant en un temps jugé satisfaisant.

II.4.1 Commandabilité d'un système

La problématique générale consiste à commander un système de manière à ce qu'il évolue, de puis un état initial constat, vers un état final déterminé en un temps fini. En représentation d'état, il s'agira de déterminer le signal de commande $u(t)$ entre deux instants donnés, t_1 et t_2 , pour amener le système de l'état $x(t_1)$ vers un état $x(t_2)$ désire toujours en un temps fini

Définition

A. Commandabilité vers 0

Un système est dit commandable à l'instant t_1 s'il est possible de déterminer un signal d'entrée $u(t)$ sur l'intervalle $[t_1, t_2]$ de manière à amener le système l'état $x(t_1) = x_1$ vers l'état $x(t_2) = 0$. Si un système est commandable quel que soit t_1 , il est dit complètement commandable.

B. Accessibilité

Un système est dit accessible à l'état x_2 s'il est possible de déterminer un signal d'entrée $u(t)$ sur l'intervalle $[t_1 t_2]$ de manière à amener le système d'un état $x(t_1) = x_1$ vers l'état $x(t_2) = x_2$.

Un système est complètement commandable s'il est possible, quel que soit l'intervalle $[t_1 t_2]$ et quel que soit l'état x_2 , de déterminer le signal de commande $u(t)$ sur l'intervalle $[t_1 t_2]$ qui amène le système de n'importe quel état $x(t_1) = x_1$ vers l'état $x(t_2) = x_2$.

II.4.2 Observabilité d'un système

Il est important pour la commande des systèmes en boucle fermée, d'être capable de mesurer un signal de sortie. En représentation d'état, il nous importe d'être capable de connaître à chaque instant, l'état du système, autrement dit, pouvoir déterminer le vecteur d'état $x(t)$. Certaines variables d'état sont très faciles à mesurer. Soit par placement d'un capteur à l'intérieur du système, peut nous donner accès à l'information recherchée, donc la variable d'état est mesurable. Par contre dans d'autres cas, cette investigation directe n'est pas possible.

En revanche, elle peut, tout en étant non mesurable, influencer la sortie $x(t)$ du système. Il est alors possible, à partir de la mesure de la sortie, de déduire la grandeur considérée. On dit que celle-ci est observable.

Donc, la propriété d'observabilité d'un tel système correspond au fait que, l'état $x(t)$ peut être déterminé sur tout intervalle $[t_0 t_1]$ à partir de la connaissance de $u(t)$ et $y(t)$.

Définition

Le système (II. 1) est observable si, à un état donné à l'instant t_0 , il existe un instant t_1 fini tel que la connaissance de $y(t_0, t_1)$ et $u(t_0, t_1)$ permette de déterminer de manière unique l'état $x(t_0) = x_0$ et ceci quel que soit l'entrée du système [22],[23].

II.5 Théorie de linéarisation

La linéarisation par retour entrée/sortie est une approche d'un modèle du contrôle non linéaire qui a attiré ces dernières années beaucoup de recherches [24], [25], [26], [27].

L'idée principale est de transformer d'une manière algébrique la dynamique des systèmes non linéaire (complètement ou en parties) en linéaire, afin que les techniques du contrôle

linéaire puissent du fait que la linéarisation ne fait que transformer cette dynamique d'une forme compliquée vers une autre plus simple à travers la transformation de coordonnées sélectionnées [28].

Cela diffère tout à fait de la linéarisation conventionnelle, parce que la linéarisation de la réaction est accomplie par transformation de la réaction de l'état exact, plutôt que par approximation linéaire de la dynamique.

Avant de décrire les étapes à suivre pour linéariser un système, on aborde quelles que notions mathématiques qui seront nécessaires à la bonne compréhension de la technique.

II.5.1 Outils mathématique

Soit le système non linéaire :

$$\Sigma \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Où l'état $x \in \mathbb{R}^n$, l'entrée $u \in \mathbb{R}^m$, la sortie $y \in \mathbb{R}^p$, et les entiers de f , g et h sont des fonctions

A. Gradient : on définit le gradient d'une fonction scalaire $h(x)$ par rapport au vecteur x , par le vecteur de ligne $\nabla h(x)$, défini par :

$$\nabla h(x) = \frac{\partial y}{\partial x_i} \quad (\text{II.4})$$

D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur $f(x)$ est défini par le Jacobi de f (matrices de $(n \times n)$) comme suit :

$$(\nabla f)(\nabla f)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \quad (\text{II.5})$$

B. Opérateur de lie (dérivée et crochet de lie)

a. Dérivées de lie

Définition : soit $h(x)$ une fonction de classe C^1 de \mathbb{R}^n dans \mathbb{R} et $f(x)$ est un champ de vecteur $f(x) = [f_1(x) \quad f_2(x) \quad \dots \quad f_n(x)]$. On appelle dérivée de lie de h dans la direction, notée $L_f h$, la dérivée de h le long de la courbe intégrale de f en $x=0$, donc on note [29] :

$$L_f h = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial h}{\partial x_i}(x) \quad (\text{II.6})$$

Par cette formule, un champ de vecteur f quelconque est identifié à l'opérateur différentiel linéaire du premier ordre comme suit :

$$L_f = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial}{\partial x_i} \quad (\text{II.7})$$

b. Crochets de lie

Soient : f et g deux champs de vecteur dans \mathbb{R}^n . Le crochet f et g est un troisième champ de vecteurs définie par :

$$[f, g](x) = \nabla g f - \nabla f g \quad (\text{II.8})$$

On utilise la notation $[f, g] = ad_f g$ ou :

$$[f, g](x) = ad_f g(x) = \frac{\partial g}{\partial x} f(x) + \frac{\partial f}{\partial x} g(x) \quad (\text{II.9})$$

Ou: $\frac{\partial g}{\partial x}, \frac{\partial f}{\partial x}$ sont des matrices Jacobiennes. L'application des crochets de lie successive donne :

$$ad_f^0 g(x) = g(x)$$

$$ad_f^1 g(x) = [f, g](x) \quad (\text{II.10})$$

.....

$$ad_f^k g(x) = [f, ad_f^{k-1} g](x)$$

Les crochets de lie ont des propriétés que nous pouvons écrire en adoptant la notation précédente [16] :

$$b- [a_1 f_1 + a_2 f_2, g] = a_1 [f_1, g] + a_2 [f_2, g]$$

$$c- \text{Antisymétrie } [f, g] = -[g, f]$$

$$d- \text{Identité de Jacobi } : [f, [g, p]] + [g, [p, f]] + [p, [f, g]] = 0$$

$$\forall h \quad ad_f g = l_f l_g h - l_g l_f h$$

C. Difféomorphisme

La fonction différentielle $\phi: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ définie dans une région $\Omega \subset \mathbb{R}^n$ est appelée difféomorphisme si elle vérifie les deux conditions suivantes :

- ϕ : est inversible, c'est-à-dire, il existe une fonction ϕ^{-1} telle que :

$$\phi^{-1}(\phi(x)) = x$$

Pour tout $x \in \Omega \subset \mathbb{R}^n$ et

- ϕ^{-1} et ϕ sont des fonctions lisses.

Le difféomorphisme est utilisé pour transformer un système non linéaire en un autre système linéaire en effectuant un changement de variable de la forme :

$$Z = \phi(x) \quad (\text{II.11})$$

Où $\phi(x)$ représente n variables :

$$\phi(x) = \begin{bmatrix} \phi_1(x) \\ \phi_2(x) \\ \dots \\ \phi_n(x) \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_1 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

II.5.2 Degré relatif

D'après [31], [32], [33], le degré relatif (r) de la sortie y , est le nombre de fois qu'il faut dériver y par rapport au temps pour faire apparaître explicitement l'entrée u dans les dérivées de y . d'après cette définition littéraire on peut dire que :

Le système de la forme (II. 3) est dit le degré relatif (r) dans une région Ω au voisinage d'un point x_0 si [34] :

- $L_g L_f^i h(x) = 0$ tel que : $0 \leq i \leq r-2$
- $L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0$

En effet, si on applique cette définition au système (II.3), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{y} &= \frac{dy}{dt} = \frac{dy}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{dh}{dx} \frac{dx}{dt} \\ \dot{y} &= \frac{dh(x)}{dt} (f(x) + g(x)u) \\ \dot{y} &= L_f h(x) + L_g h(x)u \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

Si $L_g h(x) = 0$, nous continuons la dérivation de la sortie y pour deuxième fois, pour tout x au voisinage de x_0 , donc

$$\ddot{y} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} (f(x) + g(x)u) \quad (\text{II.14})$$

$$\ddot{y} = L_f^2 h + L_g (L_f^1 h)u = L_f^2 h \text{ si } L_g (L_f^1 h) = 0 \text{ pour un degré } r > 2$$

Nous continuons la dérivation de la sortie y jusqu'à l'apparition de u pour la première fois, pour un degré relatif à r , nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 y &= h(x) = L_f h \\
 \dot{y} &= L_f^1 h + L_g(L_f h) = L_f^1 h \quad \text{avec} \quad L_g(L_f h) = 0 \\
 \ddot{y} &= L_f^2 h + L_g(L_f^1 h) = L_f^2 h \quad \text{avec} \quad L_g(L_f^1 h) = 0 \\
 &\dots\dots\dots \\
 y^{(r)} &= L_f^r h + L_g(L_f^{(r-1)} h)u \quad \text{avec} \quad L_g(L_f^{(r-1)} h) \neq 0
 \end{aligned}
 \tag{II.15}$$

Donc, r est le plus petit nombre entier pour lequel le coefficient de u n'est pas zéro sur l'espace ou nous voulons contrôler le système [25].

Soient :

$$\begin{aligned}
 \alpha(x) &= L_f^r(h) \\
 \beta(x) &= L_g(L_f^{(r-1)}(h))
 \end{aligned}$$

Donc :

$$y^{(r)} = L_f^r h + L_g(L_f^{(r-1)} h)u = \alpha(x) + \beta(x)u = v(x) \quad \text{ou} \quad \beta(x) \neq 0
 \tag{II.16}$$

$v(x)$ est appelée l'entrée synthétique ou contrôleur synthétique.

Donc pour $y^{(r)} = v(x)$, nous reorésentons par :

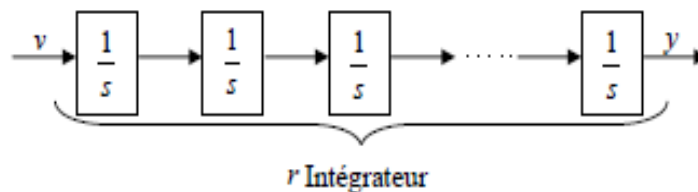


Figure (II.2) : Représentation d'état

Nous avons r intégrateur, on obtient un système linéaire de la forme :

$$\frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{1}{s^r}
 \tag{II.17}$$

Donc, nous pouvons concevoir maintenant un contrôleur pour ce système, en utilisant n'importe quelle méthode de conception des contrôleurs linéaire. Nous avons $v = \alpha + \beta u$. le contrôleur qui est implémente est obtenu par :

$$u = \frac{1}{\beta(x)} [-\alpha(x) + v] \quad (\text{II. 18})$$

Par exemple, la loi de commande est définie par :

$$v = - \sum_{i=0}^{r-1} K_i L_f^i(h) = -K_0 y - K_1 \dot{y} - K_2 \ddot{y} - \dots - K_r y^{(r)} \quad (\text{II. 19})$$

Le choix des K_i est basé sur la stabilité du polynôme caractéristique donné par

$s^{(r)} + K_{(r-1)}s^{(r-1)} + \dots + K_0$ (Polynôme stable), en utilisant la définition de Hurwitz, c'est-à-dire, que toutes ses racines soient situées strictement dans la partie gauche du plan.

En utilisant (II.18), la forme finale de la loi de la commande, par linéarisation entrée/sortie, devient :

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{(r-1)}} [-L_f^{(r)} h(x) - K_{(r-1)} y^{(r-1)} - \dots - K_1 \dot{y} - K_0 y] \quad (\text{II. 20})$$

Par ailleurs, le point zéro ne présente pas toujours le seul point d'équilibre pour un système non linéaire. Généralement, les systèmes possèdent des trajectoires de référence à poursuivre, et c'est à la commande de forcer le système à suivre la trajectoire désirée.

Si on considère y_d comme une sortie désirée (référence), l'erreur de poursuite e_p est donnée par :

$$e_p = y - y_d \quad (\text{II. 21})$$

Donc la loi de commande est donnée par :

$$v = y_d^{(r)} - K_{n-1} e_p^{(r-1)} - \dots - K_2 \dot{e}_p - K_1 e_p \quad (\text{II. 22})$$

Remarque :

1. Pour un système contrôlable, le nombre de dérivation de sortie y pour faire apparaître explicitement l'entrée u , ne peut pas dépasser l'ordre n du système, c'est-à-dire que $r \leq n$. si l'entrée u n'apparaît pas après n dérivation, le système est non contrôlable.

2. Pour montrer l'analogie avec les systèmes linéaires, calculons le degré relatif d'un système non linéaire donné par équation d'état (II.1) :

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t)$$

$$y = C \cdot x(t)$$

Par analogie au (1), celle de système non linéaire, on a :

$$f(x) = Ax, \quad g(x) = B \quad \text{et} \quad h(x)Cx$$

Donc, par application la dérivée de lie prédéfinie précédemment, on trouve :

$$L_f^k h(x) = CA^k x$$

Et donc :

$$L_g L_f^k = CA^k B x$$

Ainsi l'entier r qui satisfait les conditions :

$$CA^k B = 0$$

Pour tous $k < r-1$.

$$CA^{r-1} B = 0$$

Est alors égale à la différence entre le degré du dénominateur et celui de numérateur de la fonction de transfert du système donnée par [36] :

$$G(s) = C(SI - A)^{-1} B$$

II.5.3 Linéarisation entrée/sortie

Le technique du contrôle par linéarisation est ou la sortie y du système dynamique est différencié jusqu'à l'apparition de l'entrée physique u dans r dérivées de y . alors u est introduit dans la fonction de transfert de « l'entrée synthétique », v , à la sortie y qui est :

$$\frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{1}{s^r}$$

Le degré relatif du système s'exprime par :

$$r = r_1 + r_2 + \dots + r_m \tag{II. 23}$$

Si r est le degré relatif et inférieur de n l'ordre du système, alors il y aura une dynamique interne. Si $r = n$, alors linéarisation entrée/sortie et entrée/état sont les mêmes.

On envisage alors deux cas :

1^{er} cas : $r = n$

Quand $r = n$, le système non linéaire (II.3) est complètement linéaire par retour d'état en utilisant les expressions $h, L_f h, \dots, L_f^{r-1} h$.

Soient les mêmes sortie y_f et leurs dérivées d'ordre r_f telles que :

$$\begin{cases} z_1^1 = h_1(x) & z_2^1 = L_f h_2(x) & \dots & z_{r_1}^1 = L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^m = h_m(x) & z_2^m = L_f h_m(x) & \dots & z_m^m = L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{cases} \quad (\text{II. 24})$$

Les $z_i^j (j=1, \dots, m ; i=1, \dots, r_j)$ sont indépendants et peuvent être considérés comme des nouvelles variables d'état du nouveau vecteur d'état. Ainsi, ces nouvelles variables d'état deviennent :

$$\begin{cases} z_1^j = z_2^j \\ \vdots \\ z_{r_j}^j = L_f^{r_j} h_f(x) \quad \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x) \end{cases} \quad (\text{II. 25})$$

Ou $1 \leq j \leq m$

Avec cette loi de commande, on obtient une linéarisation entrée/sortie qui est équivalente à la linéarisation entrée/état du système non linéaire c'est-à-dire que le système non linéaire sera constitué de m sous systèmes linéaire et découplés.

2^{eme} cas : $r < n$

Dans ce cas, on obtient seulement une linéarisation partielle pour le système étudié, les états $z_i^j (j=1, \dots, m ; i=1, \dots, r_j)$ représentent seulement la dynamique externe du système de dimension r , pour compléter l'ordre, un autre aspect est introduit, c'est la dynamique interne [25], cette dynamique représente la partie à ajouter pour compléter le système, donc on ajoute les $(n-r)$ fonctions.

Cette partie de la dynamique interne représente la partie non observable, à travers la relation entrée/sortie, du système et qui joue un rôle décisif dans la stabilité résultant de la linéarisation.

II.5.4 Problème de linéarisation entrée-sortie

Dans les problèmes du contrôle pratique, les rapports non linéaires entre variables ne sont pas en général faciles de manier dans un chemin direct. Pour cette raison, une stratégie du contrôle [12] de base consiste, tout d'abord donc à substituer des relations non linéaires par les linéaires. Dans cet esprit, nous commençons en considérant le problème de compensation d'un système non linéaire, pour obtenir un nouveau système qui définit une relation linéaire entre les variables d'entrée et les variables de sortie.

Ce problème est appelé le problème de la linéarisation entrées/sorties et, si nous restreignons notre attention aux retours de l'état statique régulier, il est décrit comme suit.

Soit le système non linéaire défini précédemment (2.3), on cherche à trouver, si possible, le retour d'état statique régulier $u = \alpha(z) + \beta(z)u$ et la transformation d'état tel que $z = \varphi(x)$, dans les nouvelles variables, le système compense est donné par :

$$\begin{cases} z_1 = A_1 z_1 + B_1 u \\ z_2 = f_2(z_1, z_2) + g_2(z_1, z_2)u \\ y = C_1 z_1 \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Avec la paire (A_1, B_1) contrôlable et la paire (C, A) observable.

La solution du problème précité est calculée en premier, dans le cas mono sortie, est plus simple que le cas multi sortie.

A. Le cas mono-sorti

Le problème de la linéarisation entrée/sortie dans le cas mono-sortie concerne plus la base et élémentaire dans théorie du contrôle non linéaire, et sa solution est instrumentalisée dans le design des contrôleurs non linéaire classique.

L'idée de la solution consiste à résoudre, par retour d'état, les termes non linéaires qui paraissent dans les r dérivées dans le temps de la sortie $y(t)$ ($y^{(r)}(t)$), r qui est le degré relatif de $y(t)$ défini précédemment.

Dans l'automatisme, cette stratégie du contrôle est appliquée pour une grande part, par exemple, dans le calcul théorique de contrôle du couple [39].

La solution du problème est donc par application de théorème suivant :

Théorème 1

Pour $p=1$, alors le problème de linéarisation de retour de l'état statique entrée-sortie pour Σ est résoluble si et seulement si non degré relatif r est fini.

B. Le cas multi sorties

La solution élémentaire précitée peut être généralisée facilement aux systèmes du multi sorti. La condition résultante devient une condition suffisante [40].

Théorème 2

Le problème de la linéarisation entrée-sortie pour Σ est résoluble si :

$$\text{rang} \left[\frac{\partial y_1^{(r_1)}, \partial y_2^{(r_2)}, \dots, \partial y_p^{(r_p)}}{\partial u} \right] = p \quad (\text{II.27})$$

Où : r_i est le degré relatif de la fonction de sortie h_i , pour $i = 1, 2, \dots, p$

II.5.5 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sortie est maintenant très connu.

Plusieurs références qui décrivent la manière de l'appliquer disponibles [41], [42], [43], [44].

Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie y et une nouvelle entrée v , en effectuant un bon choix de la loi linéarisante. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes linéaire classiques.

Avant tout, on considère que le système non-linéaire à p entrées et p sorties à pour forme [45] :

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) \cdot u_i \quad . \quad (\text{II.28})$$

$$y_i = h_i(x) \quad i = 1, 2, \dots, q$$

Où $x = [x_1 x_2 \dots x_n]^T \in \mathbb{R}^n$ représente le vecteur des sorties. f, g_i , sont des champs de vecteur lisses et $h_i, i = 1, 2, \dots, q$ est une fonction lisse.

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en décrivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression.

$$y_f^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i}(L_f^{(r_j)} h_j(x)) u_i \quad j = 1, 2, \dots, p \quad (\text{II.29})$$

Ou $L_f^i h_j$ et $L_g^i h_j$ sont les $i^{\text{ème}}$ dérivées de Lie de h_j respectivement dans la direction de f et g . r_j est le nombre de dérivées nécessaires pour qu'au moins, une des entrées apparaisse dans l'expression (II.29) et est comme sous le nom du degré relatif correspondant à la sortie y_j . Le degré relatif total (r) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de (II.29) et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système :

$$r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n.$$

On dit que le système (II.29) a pour degré relatif (r) s'il vérifie :

$$L_{g_i} L_f^k h_f = 0 \quad 0 < k \leq r_{j-1}, 1 \leq j \leq p, 1 \leq i \leq p$$

Et :

$$L_{g_i} L_f^k h_f \neq 0 \quad k = r_j - 1$$

Dans le cas où le degré relatif est égal à l'ordre du système, on est en présence d'une linéarisation au sens des entrées-états. Si par contre le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, la linéarisation est dite linéarisation au sens des entrées-sorties.

Pour trouver l'expression de la loi linéarisation u qui permet de rendre la relation linéaire entre l'entrée et la sortie, on récrit l'expression (II.29) sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} y_2^{r_2} \dots y_p^{r_p} \end{bmatrix} = \alpha(x) + \beta(x).u \quad (\text{II.30})$$

$$\text{Ou: } \alpha(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ L_f^{r_2} h_2(x) \\ \dots \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Et

$$\beta(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

Où $\beta(x)$ est appelée matrice de découplage du système.

Si on suppose que $\beta(x)$ n'est pas singulière, la loi de commande linéarisante a pour forme :

$$u = \beta^{-1}(x)(-\alpha(x) + v) \quad (\text{II.33})$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage $\beta(x)$ est inversible. Le schéma bloc du système linéarisé est donné à la figure (II.3).

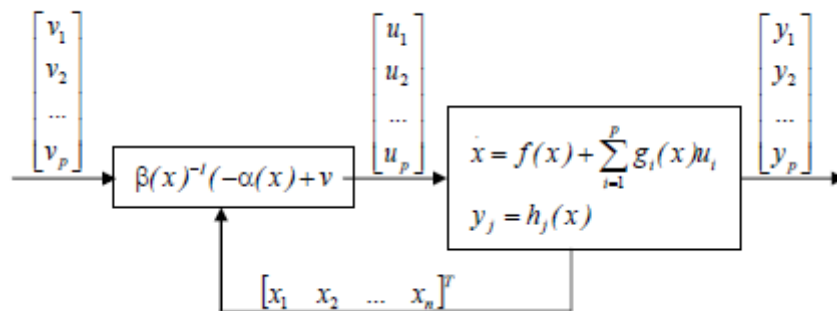


Figure (II.3) : Schéma bloc du système linéarisé

En remplaçant (II.33) dans (II.28), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme :

$$y_i^{(r_j)} = v_i \quad (\text{II.34})$$

Ou plus explicitement par :

$$[y_1^{r_1} y_2^{r_2} \dots y_p^{r_p}]^T = [v_1 v_2 \dots v_p]^T \quad (\text{II.35})$$

Remarquons que l'expression (II.34) représente p intégrateurs en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable (figure (II.4)).

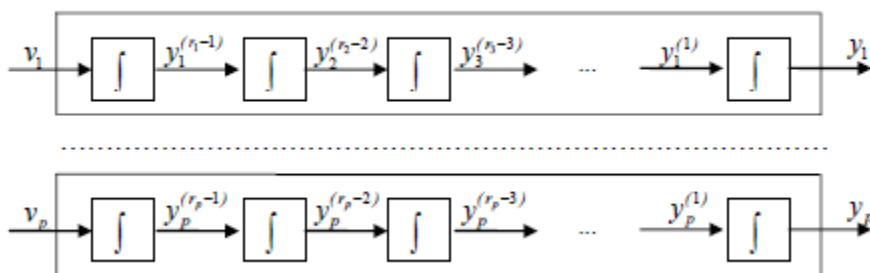


Figure (II.4) : Dynamique du système linéarisé.

Ce comportement indésirable nécessite une mise en forme canonique. Cela est réalisé en effectuant un changement de variable basé sur la propriété citée ci-dessus.

A. Mise sous forme canonique

Supposons que le système (II.28) à des degrés relatifs $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$ et que

$r = \sum_{i=1}^p r_i \leq n$ ou n est l'ordre du système. On définit r fonctions $(\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_r)$ qui permettent d'écrire :

$$z = (\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{r_1}, \varphi_{r_1+1}, \dots, \varphi_r)$$

$$z = (h_1, L_f h_1, L_f^{r_1-1} h_1, h_2, \dots, L_f^{r_2-1} h_2, h_p, \dots, L_f^{r_p-1} h_p) \quad (\text{II.36})$$

Selon la valeur de $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$. On peut distinguer deux cas possibles :

- **Cas 1 :** $r = \sum_{i=1}^p r_i = r_1 + r_2 + \dots + r_p = n$. Dans ce cas, l'ensemble des fonctions $\varphi^k = L_f^{k-1} h_i$ avec $1 \leq k \leq r_i$ et $1 \leq i \leq p$ définissent un difféomorphisme, tel que :

$$\varphi = \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \dots \\ \varphi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [h_1, L_f h_1, \dots, L_f^{(r_1-1)} h_1]^T \\ [h_p, L_f h_p, \dots, L_f^{(r_p-1)} h_p]^T \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

- **Cas 2 :** $r = \sum_{i=1}^p r_i = r_1 + r_2 + \dots + r_p < n$.

Dans ce cas, il est possible de trouver $(n - r)$ autres fonctions $\varphi^k, (r + 1 \leq k \leq n)$ pour que $\varphi^k, (1 \leq k \leq n)$ soit de rang n . On introduit un vecteur de variables complémentaires η de sorte que :

$$\begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \dots \\ \eta_{n-r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{r+1} \\ \varphi_{r+2} \\ \dots \\ \varphi_n \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

Dans les nouvelles coordonnées, le système (II.36) s'écrit :

$$z_1 = z_2$$

$$z_2 = z_3$$

.....

$$z_{r_1-1} = z_{r_1}$$

$$z_{r_1} = L_f^{r_1} h_1 + \sum_{j=1}^p L_{g_1}^{r_1-1} h_1 u_j \quad (\text{II.39})$$

$$z_{r_1+1} = z_{r_1+2}$$

.....

$$z_r = L_f^{r_p} h_p + \sum_{j=1}^p L_{g_1}^{r_p-1} h_p u_j$$

Pour les $(n - r)$ autres fonctions, il est difficile de trouver une forme détaillée des nouvelles variables, toutefois on les note d'une façon générale par $\eta = \Psi(z, \eta) + \theta(z, \eta)u$.

En ce qui concerne la sortie, le vecteur $y = [y_1 y_2 \dots y_p]^T$ peut être écrit dans les nouvelles coordonnées par :

$$y_1 = z_1$$

$$y_1 = z_{r_1+1}$$

.....

$$y_p = z_{r_1+\dots+r_{p-1}+1}$$

En appliquant la loi linéarisante (II.33) au système (II.39) nous obtenons :

$$z = \begin{bmatrix} A_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & A_{r_p} \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} B_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & B_{r_p} \end{bmatrix} u \quad (\text{II.40})$$

$$\dot{\eta} = \Psi(z, \eta) + \Theta(z, \eta)u \quad (\text{II.41})$$

Avec :

$$A_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^{r_i \times r_i}, \quad B_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^{r_i}, \quad C_{r_i} = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]$$

Et pour la sortie

$$y = \begin{bmatrix} C_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & C_{r_p} \end{bmatrix} z$$

B. Conception du nouveau vecteur de commande

Le vecteur v est conçu selon les objectifs de commande. Pour le problème de poursuite envisagé, il doit satisfaire :

$$v_j = y_{d_j}^{(r_j)} + k_{r_j} (y_{d_j}^{(r_j-1)} - y_j^{(r_j-1)}) + \dots + k_1 (y_{d_j} - y_j) \quad 1 \leq j \leq p \quad (\text{II.42})$$

Ou les vecteurs $\{y_{d_j}, y_{d_j}^{(1)}, \dots, y_{d_j}^{(r_j-1)}, y_{d_j}^{(r_j)}\}$

Définissent les trajectoires de références imposées pour les différentes sorties. Si les k_i sont choisis de façon à ce que le polynôme $s^{r_i} + k_{r_j-1}s^{r_j-1} + k_2s + k_1 = 0$ soit un polynôme d'Hurwitz (possède des racines avec des parties réelles négatives). Alors on peut montrer que l'erreur $e_j(t) = y_{d_j}(t) - y_j(t)$ satisfait

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_f(t) = 0 \quad (\text{II.43})$$

Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure suivante :

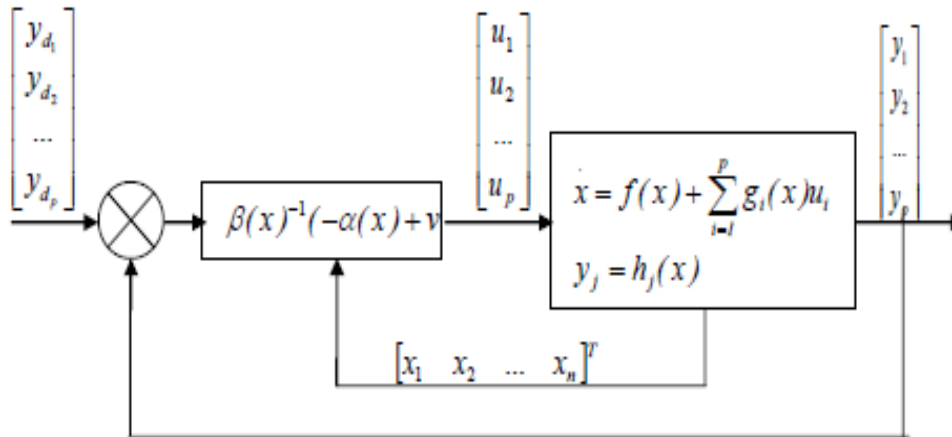


Figure (II.5) : Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée.

II.5.6 Dynamique d'ordre zéro

La dynamique zéro est définie comme étant la dynamique interne du système pour laquelle sa sortie est maintenue à zéro par l'entrée. Constatant que la spécification de maintenir la sortie du système nulle uniquement définit l'entrée désirée (exigée) et par conséquent la dynamique zéro assure la stabilité asymptotique dans le sens de Lyapuniv.

II.6 Application de la commande par linéarisation entrée/sortie du couple et du flux au moteur asynchrone

II.6.1 Introduction

Après avoir présenté précédemment le principe de la commande par linéarisation entrée/sortie, nous passerons dans ce chapitre à l'application de cette approche sur le modèle non linéaire de la machine asynchrone présenté au premier chapitre dans le repère fixe lié au stator. Nous choisissons le couple électromagnétique et la norme au carré du flux comme des sorties à découpler et les tensions statoriques comme des entrées de commande.

L'application du principe de la commande par linéarisation nous permettons d'élaborer une commande par retour d'état qui permet le découpler entre les composantes de sorties prisées, et que nous simulons pour des tests de différents modes de fonctionnement

possibles afin de valider et examiner la robustesse dynamique et statique de la commande élaborée par cette approche.

II.6.2. Commande par linéarisation entrée sortie

Cette méthode généralise les commandes de type vectorielle en assurant le découplage et la linéarisation des relations entre les entrées et les sorties. Supposant que la totalité du vecteur d'état est mesurable, il est ainsi possible de concevoir un retour d'état non linéaire qui assure la stabilité du système bouclé.

Plusieurs travaux [46],[47],[48],[49],[50],[51],[52],[53],[54], ont démontré que cette technique de commande non linéaire a fait apparaître des propriétés intéressantes quant au découplage couple/flux ou vitesse/flux, au temps de réponse en couple, et à la robustesse paramétrique.

II.6.2.1 Modèle non linéaire moteur asynchrone alimenté en tension

Dans la commande non linéaire de la machine asynchrone, pour réguler le flux rotorique et la vitesse, [55], [9] on utilise le référentiel lié au stator dont le modèle est la suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = F(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

Et $x = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \varphi_{r\alpha} \ \varphi_{r\beta} \ \Omega]^t$ le vecteur d'état x appartient à l'ensemble

$$u = [v_{r\alpha} \ v_{r\beta}]^t.$$

$$\text{Avec : } T_r = \frac{L_r}{R_r}; \quad \delta = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad ; \quad k = \frac{M^2}{\delta L_s L_r} \quad ; \quad \gamma = \frac{R_s}{\delta L_s} + \frac{R_r M^2}{\delta L_s L_r^2}$$

$$F(x) = \begin{bmatrix} -\dot{\gamma}_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} + PK \omega \varphi_{r\beta} \\ -\dot{\gamma}_{s\beta} + \frac{k}{T_r} - PK \omega \varphi_{r\alpha} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - P \omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} - P \omega \varphi_{r\alpha} \\ \frac{PM}{JL_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{1}{J} (f_r \omega + L_r) \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le vecteur d'état x est représenté par quatre grandeurs électrique (deux composantes du flux rotorique $\varphi_{s\alpha}$ $\varphi_{s\beta}$ et deux composantes du courant statorique $i_{s\alpha}$ $i_{s\beta}$ et une équation mécanique qui gouverne la vitesse de rotation.

II.6.2.2 Les sorties régulées et les critères de commande

Le critère de choix des commandes est de pouvoir imposer des dynamiques arbitraires sur chaque sortie y_1 , et y_2 . En vue de trouver une relation différentielle linéaire entre les sorties y_1 , et y_2 et des entrées de commande v_1 et v_2 choisies, il faut trouver un retour d'état $u = \alpha(x) + \beta(x)v$, de telle manière que le système en boucle fermée soit découplé. Pour ce faire, on va suivre les étapes de linéarisation décrites dans le chapitre II, tel que : il faut dériver les fonctions de sorties $h_1(x)$ et $h_2(x)$ r_1 et r_2 fois jusqu'à faire apparaître des équations différentielles où interviennent les commandes u . Par dérivation successive nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} \frac{d^{r_1} y_1}{dt} = L_f^{r_1} h_1(x) + L_g L_f^{r_1-1} h_1(x) u \\ \frac{d^{r_2} y_2}{dt} = L_f^{r_2} h_2(x) + L_g L_f^{r_2-1} h_2(x) u \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

Le moteur est commandé par les deux composantes de tension statorique $u_{s\alpha}$ et $u_{s\beta}$. Le système à contrôler, doit être de type carré. Les variables à contrôler dans ce travail, par une loi de commande par linéarisation, sont le couple et la norme du flux rotorique au carré comme sortie du procédé. Le choix de la norme au carré est dû au fait que cette forme permet de simplifier le calcul différentiel.

Donc :

$$y(x) = \begin{bmatrix} y_1(x) \\ y_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ce \\ (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) = \varphi \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

La condition de linéarisation permet de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée/sortie est l'ordre de degré relatif de système.

II.6.2.3 Degré relatif

Le degré relatif d'une sortie est le nombre de fois qu'il faut dériver pour faire apparaître l'entrée u . La dérivée de lie y_i des sorties du système par rapport au temps s'exprime alors par la relation suivante [11].

$$y_1 \dot{=} L_f h_j + \sum_{i=1}^p L_{g1} h_j \quad (\text{II.47})$$

P : nombre de sortie

En appliquant la procédure dans le cas du moteur asynchrone, on obtient les résultats suivants :

II.6.2.3.1 Degré relatif de couple (Ce)

La dérivée de lie pour le couple électromagnétique est donnée par :

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) + L_{g1} h_1(x) u_\alpha + L_{g2} h_1(x) u_\beta \quad (\text{II.48})$$

A partir de l'équation mécanique

$$C_e = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega - Cr \quad (\text{II.49})$$

On a

$$\dot{C}_e = \frac{d^2\Omega}{dt^2} + f \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.50})$$

$$h_1 = \dot{C}_e = \frac{PM}{jL_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{II.51})$$

$$L_f h_1 = \frac{PM}{L_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\varphi_{r\beta} I_{s\alpha} - \varphi_{r\alpha} I_{s\beta}) - p\omega (\varphi_{r\alpha} I_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} I_{s\beta}) - pk\omega (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) \right] \quad (\text{II.52})$$

$$L_{g1} h_1 = -\frac{PM}{\delta L_r L_r} \varphi_{r\beta} ; \quad L_{g2} h_1 = -\frac{PM}{\delta L_s L_r} \varphi_{r\alpha}$$

Par la dérivation successive de la première sortie (le couple électromagnétique). Nous obtiendrons un degré relatif $r_1 = 1$

II.6.2.3.2 Degré relatif du flux

La dérivée de lie pour la norme de flux au carré est donnée par :

$$\dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) + L_{g1} h_2(x) u_\alpha + L_{g2} h_2(x) u_\beta \quad (\text{II.53})$$

$$\ddot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_{g1} h_f h_2(x) u_\alpha + L_{g2} h_f h_2(x) u_\beta \quad (\text{II.54})$$

$$h_2 = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \quad (\text{II.55})$$

$$h_f h_2 = -\frac{2M}{T_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\varphi_{r\alpha} I_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} I_{s\beta}) - \frac{2}{T_r} + (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) \right] \quad (\text{II.56})$$

$$L_f^2 h_2 = \frac{2M}{L_r} \left[\begin{array}{c} \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) \left(\varphi_{r\alpha} I_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} I_{s\beta} \right) - \frac{2pM}{T_r} \omega \left(\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha} \right) \\ - \frac{4+2Mk}{T_r^2} \left(\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \right) + \left(\frac{2M^2}{T_r^2} I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2 \right) \end{array} \right] \quad (\text{II.57})$$

$$L_{g1} h_f h_1 = \frac{2M}{\delta L_r L_r} \varphi_{r\alpha} ; L_{g2} h_f h_1 = \frac{2M}{\delta L_r L_r} \varphi_{r\beta}$$

Par la dérivation successive de la deuxième sortie (la norme du flux). Nous obtiendrons un degré relatif $r_2 = 2$.

Après avoir dériver les deux sorties choisies, nous disposons d'un système d'équation différentielle ou interviennent les commandes. Dans ces conditions, le modèle dynamique de la machine est constitué des deux équations différentielles (II.52) et (II.57) que nous écrivons :

$$\left\{ \begin{array}{c} \frac{PM}{L_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) \left(\varphi_{r\beta} I_{s\alpha} - \varphi_{r\alpha} I_{s\beta} \right) - p\omega \left(\varphi_{r\alpha} I_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} I_{s\beta} \right) - pk\omega \left(\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \right) \right] \\ \frac{2M}{L_r} \left[\begin{array}{c} \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) \left(\varphi_{r\alpha} I_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} I_{s\beta} \right) - \frac{2pM}{T_r} \omega \left(\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha} \right) \\ - \frac{4+2Mk}{T_r^2} \left(\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \right) + \left(\frac{2M^2}{T_r^2} I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2 \right) \end{array} \right] \end{array} \right. \quad (\text{II.58})$$

II.6.2.4 Forme normale et dynamique-zéro

Le système entrée/sortie linéaire par l'équation (II.58) est visiblement du troisième ordre $r = r_1 + r_2 = 1 + 2 = 3$ alors que le système non-linéaire départ est du cinquième ordre ($n=5$). Il y a donc une dynamique interne de dimension $(n-r) = 2$ dont la stabilité asymptotique doit être vérifié. En utilisant les propriétés données au chapitre II, il est facile de trouver les $n-r$ fonctions φ telles que :

$$L_{gi} \varphi(x) = 0 \quad 1 \leq i \leq 2 \quad (\text{II.59})$$

et de telle manière que la transformation globale soit non singulière.

La dynamique du système est donc séparée en deux parties :

- 1) La dynamique externe qui est donnée par la relation entre h et u .
- 2) La dynamique interne non observable donnée par φ_i .

Par utilisation de la propriété du système dynamique-zéro qui est donnée par la dynamique interne quand l'entrée de commande maintient la sortie à zéro. Il apparait évident si la fonction φ est indépendant de $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, elle serait une solution triviale au système d'équation (II.59).

Les choix possibles sont l'angle du flux et la vitesse de rotation :

$$\varphi_i = \arctg\left(\frac{\varphi_\beta}{\varphi_\alpha}\right) = z_4 \quad (\text{II.60})$$

Et

$$\varphi_2 = \Omega = z_5 \quad (\text{II.61})$$

Les nouvelles coordonnées du système (II.46) sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} y_1 = h_1(x) \\ y_2 = h_2(x) \\ y_3 = L_f h_2(x) \\ y_4 = \arctan\left(\frac{\varphi_\beta}{\varphi_\alpha}\right) \\ y_5 = \Omega \end{array} \right. \quad (\text{II.62})$$

Les dynamiques des φ_i sont donnée par les équations :

$$\dot{\varphi}_1 = P\Omega + \frac{M}{T_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) = P\Omega + \left(\frac{R_r y_1}{p y_2}\right) \quad (\text{II.63})$$

$$\dot{\varphi}_2 = -\frac{1}{j} (y_3 - Cr - f y_5) \quad (\text{II.64})$$

Finalement sous la forme canonique le système est écrit par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{y}_1 = v_1 \\ \dot{y}_2 = y_3 \\ \dot{y}_3 = v_1 \\ \dot{y}_4 = P\Omega + \left(\frac{R_r y_1}{p y_2}\right) \\ \dot{y}_5 = -\frac{1}{j} (y_3 - Cr - f y_5) \end{array} \right. \quad (\text{II.65})$$

La matrice définissant la relation entre les entrées physiques (u) et les dérivées des sorties ($\dot{y}(x)$) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^1 h_1 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g2} h_1 \\ L_{g1} L_f h_2 & L_g L_f h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.66})$$

Elle est sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = A(x) + D(x) \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II. 67})$$

D'après cette formule, on donne la matrice de découplage par :

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1}h_1 & L_{g2}h_1 \\ L_{g1}L_f h_2 & L_{g2}L_f h_2 \end{bmatrix}$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} -\frac{PM}{\delta L_s L_r} \varphi_{r\beta} & \frac{PM}{\delta L_s L_r} \varphi_{r\alpha} \\ \frac{2M}{\delta L_s L_r} \varphi_{r\alpha} & \frac{2M}{\delta L_s L_r} \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 68})$$

Si on considère le système d'équation précédent, les commandes u_α et u_β peuvent être déterminées si la matrice de découplage n'est pas singulière, veut dire que :

$$\det[D(x)] = -\frac{2PM^2}{j\delta^2 L_s^2 L_r T_r} (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2)$$

Pour $\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \neq 0$, la matrice $D(x)$ est inversible sauf quand le moteur est l'arrêt, il faudra par conséquent prévoir spécial pour le démarrage (ce qui peut être évité en choisissant des conditions initiales non nulles dans l'observation du flux). Donc par extension du cas mono variable, de linéariser la dynamique entrée/sortie et de la rendre équivalente à un double intégrateur entre h_1 et v_1 . On définit la commande non-linéaire :

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \begin{bmatrix} v_1 - L_f^1 h_1(x) \\ v_2 - L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 69})$$

Cette transformation non-linéaire appliquée au système bouclé permet aux sorties h_1 et h_2 d'être linéaires et découplées et vu des nouvelles commandes $v_1 v_2$.

Le vecteur $\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$ représente une consigne externe du système linéarisé.

Pour calculer effectivement la commande, on identifie les équations (II.53) et (II.54) avec des équations différentielles désirées (référence) réalisables que nous écrivons comme suite :

$$\begin{cases} v_1 = a(Ce_{ref} - Ce) + C\dot{e}_{ref} \\ v_2 = \varphi_{ref}'' + b(\varphi_{ref}' - \dot{\varphi}_r) + c(\varphi_{ref} - \varphi) \end{cases} \quad (\text{II.70})$$

Dans ces conditions on cherche a service C_e au couple électromagnétique de référence $C_{e_{ref}}$ ainsi la norme de flux φ au flux de référence φ_{ref} .

Définissons les variables d'erreurs :

$$\begin{cases} e_1 = C_{e_{ref}} - C_e \\ e_2 = \varphi_{ref} - \varphi \end{cases} \quad (\text{II.71})$$

Les entrées internes (v_1 v_2) sont calculées en imposant un régime statique

$$(C_{e_{ref}} = C_e \text{ et } \varphi_{ref} = \varphi) \text{ et une dynamique sur l'erreur,}$$

$$\begin{cases} 0 = ae_{1ref} + \dot{e}_1 \\ 0 = \ddot{e}_2 + be_2 + \dot{C}e_{2ref} \end{cases} \quad (\text{II.72})$$

La dynamique ci-dessus sera stable si les polynômes en $e_1 e_2$ ont leurs racines sur le côté gauche de plan complexe, la détermination des paramètres a, b et c peut se faire de différentes manières, nous citons par exemple la méthode par placement des pôles. Tel que on choisit les pôles et on détermine par suite les paramètres, ou bien en fixant les performances désirées (déplacement, temps de réponse,) dans un cahier de charges.

II.6.2.5 Reconstruction de flux rotorique dans le repère (α, β)

Dans cette partie, nous reconstruisons le flux à partir des équations rotorique (tension et flux) de notre modèle, par mesure direct des courants statorique, qui sont des grandeurs accessibles [58].

D'après les équations rotoriques au chapitre I.

Les équations de tension rotorique :

$$\begin{cases} v_{\alpha r} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ v_{\beta r} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} + \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II.73})$$

Ainsi celles des flux rotoriques :

$$\begin{cases} \varphi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.74})$$

En tirant les courants rotoriques, cette dernière expression on aura :

$$\begin{cases} i_{r\alpha} = \frac{\varphi_{r\alpha}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{s\alpha} \\ i_{r\beta} = \frac{\varphi_{r\beta}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II. 75})$$

On les injecte dans les équations des tensions rotorique on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} = -R_r \frac{\varphi_{r\alpha}}{L_r} + R_r \frac{M}{L_r} i_{s\alpha} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} = -R_r \frac{\varphi_{r\beta}}{L_r} + R_r \frac{M}{L_r} i_{s\beta} + \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II. 76})$$

Cet estimateur reconstruit le flux à partir de la mesure des courants statorique qui sont accessible.

L'estimateur sera exploité dans la simulation.

II.6.2.6 Simulation

Avant de présenter les essais de simulation effectuée, et d'après Van Raumer la commande du couple est étendue vers la commande de vitesse, par l'utilisation d'un régulateur PI, dont la représentation est donnée par le schéma synoptique suivante [59] :

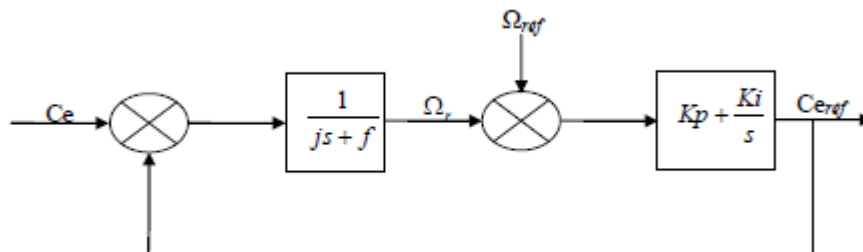


Figure (II.6) : Régulation de couple de référence

La figure (II.1) montre que la trajectoire de couple de référence est liée à la trajectoire de vitesse de référence. Nous calculons maintenant les valeurs de ce régulateur.

En ouvert de la boucle :

$$C_{e_{ref}} = \frac{1}{js+f} \left(K_P + \frac{K_i}{s} \right) \quad (\text{II. 77})$$

Par contre, en boucle fermée, la fonction de transfert est donnée par :

$$\frac{C_e}{C_{e_{ref}}} = \frac{\frac{1}{js+f} \left(K_P + \frac{K_i}{s} \right)}{1 + \frac{1}{js+f} \left(K_P + \frac{K_i}{s} \right)} \quad (\text{II. 78})$$

L'équation caractéristique pour la fonction de transfert est donnée par :

Par simplification de l'expression, on a :

$$s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2 s = \frac{K_i}{j} + \frac{f + K_p}{j} s + s^2 \tag{II.79}$$

Donc par identification à l'équation caractéristique :

$$K_i = j\omega_n^2 \text{ et } K_p = 2\zeta\omega_n j - f \tag{II.80}$$

Les coefficients de régulateur sont déterminés par la méthode de placement des pôles afin d'obtenir un comportement convenable d'un système du seconde ordre en boucle fermée ; pour un amortissement optimal $\zeta = 0.7$, un temps de réponse en boucle fermée de l'ordre de $t_r = 3\tau \approx 0.03s$, et une stabilité garantie pour le système.

II.6.6.1 Schéma bloc de la commande par linéarisation entrée/sortie

Le schéma bloc de la commande est présenté dans la figure (II.7)

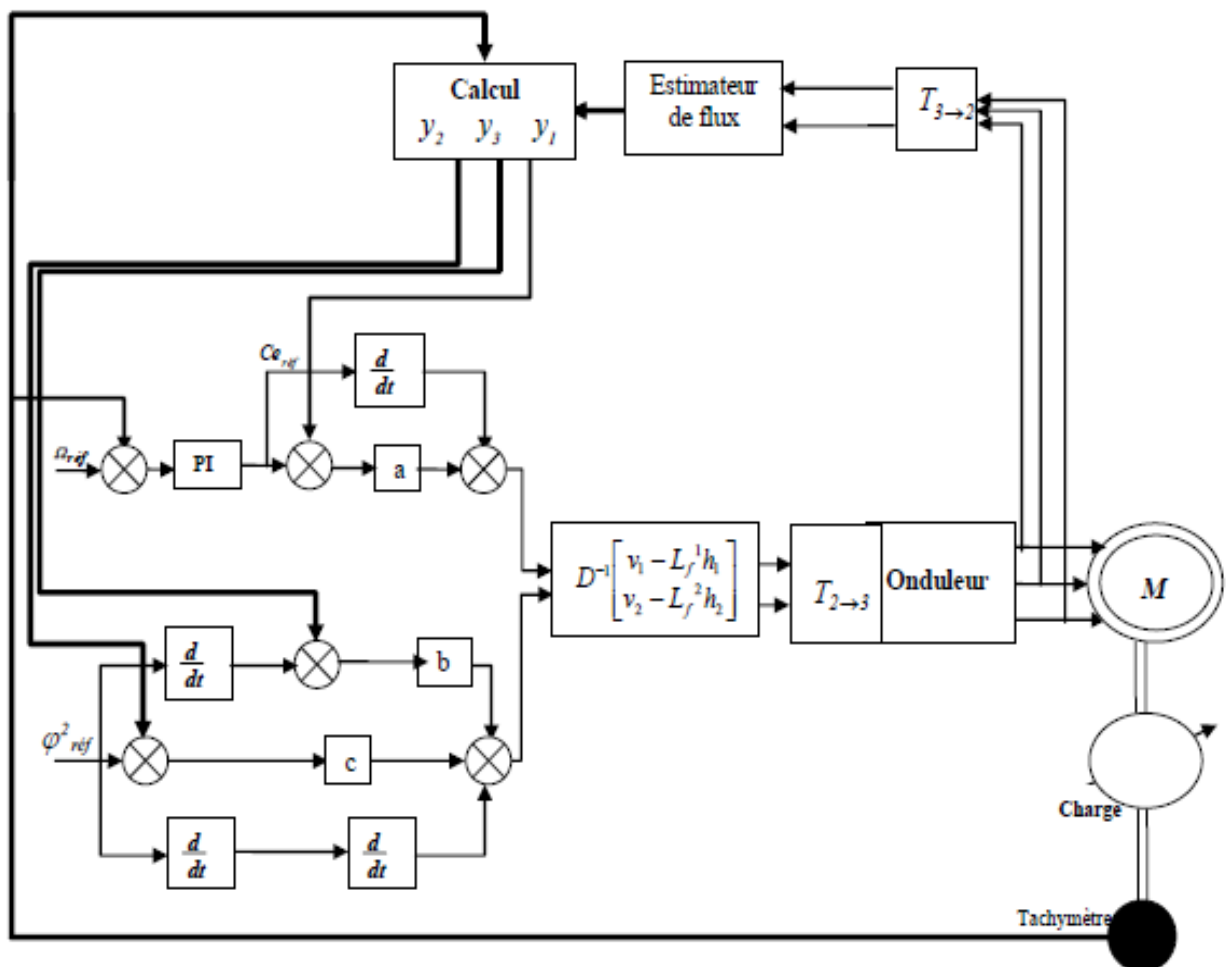


Figure (II.7) : Schéma de la commande par linéarisation

II.6.6.2 Résultat de simulation

Les performances statiques et dynamiques de la commande par linéarisation entrée/sortie sont analysées à partir des tests de simulation des deux fonctionnements suivants :

- Test de démarrage à vide avec insertion de charge et d'inversion de sens de rotation.
- Test robustesse (changement paramétrique).

A. Démarrage à vide avec insertion de charge et inversion de sens de rotation

La simulation effectuée contient un test de démarrage à vide suivie d'une insertion de charge de 10Nm à $t = 9$ sec. Par conséquent, on obtiendra les résultats de simulation représentés dans la figure (II.8).

Comme la machine peut fonctionner dans un sens, elle peut changer son sens. Pour cela, nous testons la robustesse de la commande avec l'inversion du sens de rotation, tel que, nous passons d'une vitesse des 157rad/s -157rad/s, et à $t = 9$ sec en introduit un couple de charge égale à 10 Nm, Au départ, on impose à la machine une vitesse de référence égale à 157rad/s, Puis on met une vitesse nulle de 2sec jusqu'à $t = 4$ sec. Pour tester les performances de la commande linéarisation entrée/sortie, on effectuera un changement du sens de rotation. A partir de la 4^{ème} seconde, on fait inverser le sens de rotation à une vitesse de référence égale à -157 rad/s, et à $t = 6$ sec une vitesse de référence égale à 0 rad/s, enfin à $t = 8$ sec une vitesse de référence positive égale à 157 rad/s et nous obtiendrons les résultats présentés dans la figure (II.8).

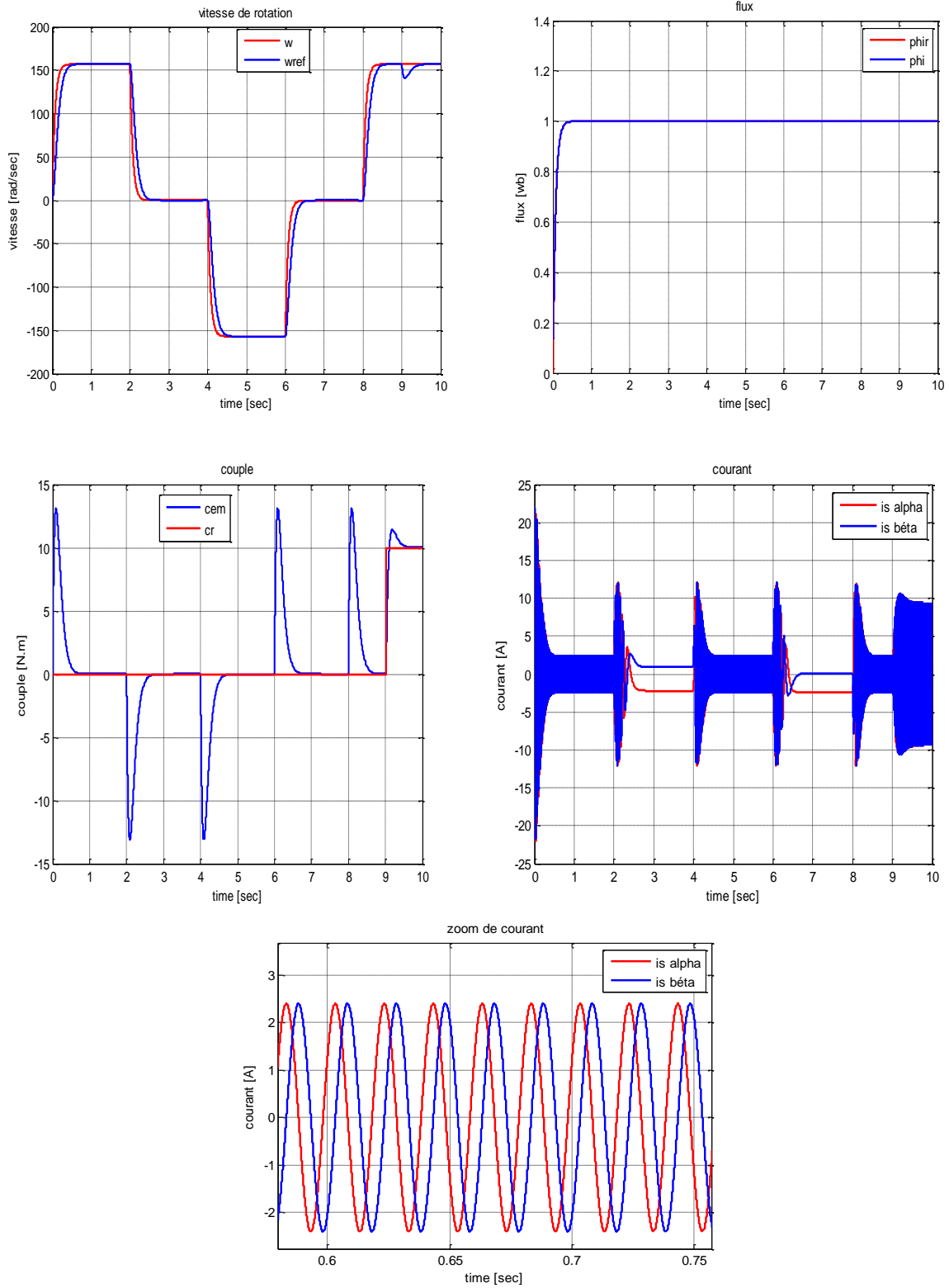


Figure (II.8) : Test de démarrage à vide avec introduction de charge ($C_r=10N.m$) et d'inversion de sens de rotation

II.6.6.3 Interprétation des résultats

A partir des résultats obtenus, on remarque que la vitesse de rotation coïncide avec sa référence, au moment d'application de la charge (10N.m a 9sec) on constate une légère baisse de vitesse et après 0.5sec elle rejoint la vitesse de référence. Ainsi, le couple présente des pics de (20%-60% du couple de charge) lors de variation de la vitesse, puis il se stabilise à la valeur du couple de charge appliqué à $t=9s$ après 0.75sec. Le flux rotorique est bien contrôlé avec un temps de réponse acceptable dans les deux régimes transitoire et permanent vu qu'il n'est pas affecté par la variation de vitesse, de la charge ce qui montre que le découplage est maintenu lors de l'application de la commande linéarisation par E/S

II.6.6.4 Test robustesse (changement paramétrique)

Afin de tester sa robustesse (changer la valeur de R_r et C_r), la machine est simulée pour un mode de fonctionnement d'accélération et de décélération à flux constant égale 1web.

A $t=9s$ on applique une charge 15Nm et on augmente 70% la valeur de R_r ,

Les résultats obtenus sont représentés dans la figure (II.9).

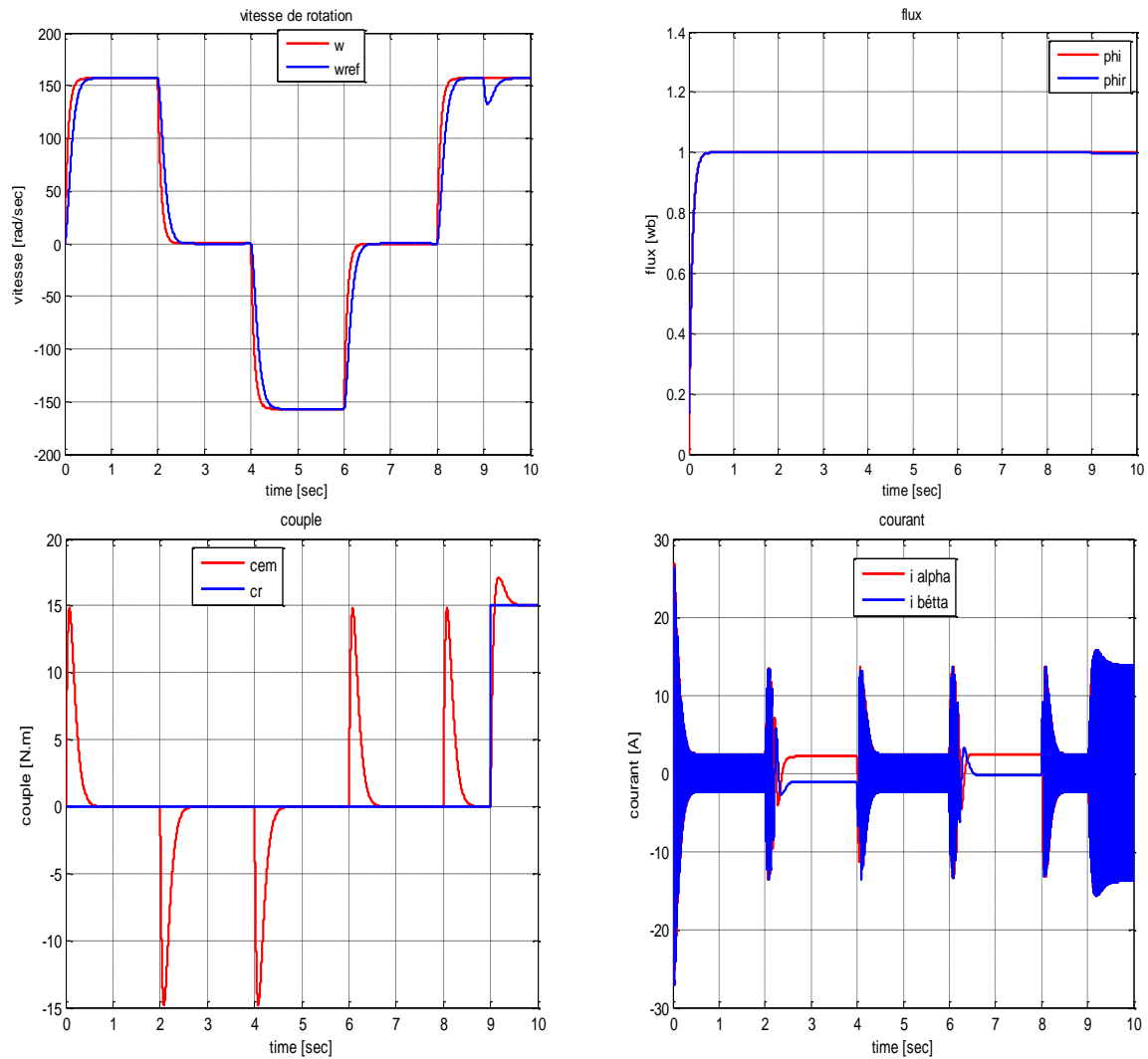


Figure (II.9) : Test robustesse (changement paramétrique 70% de R_r et $Cr = 15N.m$)

II.6.6.5 Interprétation des résultats

L'application de couple de charge ($15N.m$) et la variation de résistance rotorique (70% de R_r) n'influent pas sur le contrôle de flux vu que cette sortie (flux) réalise une très bonne poursuite, ce qui montre que le découplage entre la vitesse et le flux est maintenu. Le couple présente des pics inférieurs à (40% du couple de charge) puis il rejoint le couple imposé par la charge sur l'arbre du moteur.

A partir de ces résultats, on constate que la dynamique de flux et celle de vitesse sont maintenues stables pour les différents régimes de fonctionnement, ce qui prouve que le découplage est fiablement et assuré par cette technique.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté quelque généralité sur les systèmes linéaires et les systèmes non linéaire, ainsi que les outils mathématiques utilisés pour la linéarisation et l'application de la technique de commande par linéarisation entrée/sortie. Cette technique est basée sur l'idée de transformer un système non linéaire en un système linéaire puis appliquer le retour d'état.

L'application de la technique de commande entrée/sortie au modèle non linéaire de la machine asynchrone dans le repère fixe lié au stator, a montré des performances très satisfaisantes au profil de découplage flux/couple (le couple de référence est obtenu à partir de la régulation de la vitesse de référence effectué IP).

L'application de la technique de linéarisation nous a permis d'élaborer un modèle linéaire et une commande par retour d'état, ce qui nous a permis de commander les deux sorties séparément. Pour renforcer l'efficacité en terme de rejet de perturbations de la technique appliquée (commande linéarisation E/S), on fera appel à la technique intelligente dite logique floue dans le chapitre qui suivra

CHAPITRE III

COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE
DU COUPLE ET DU FLUX D'UN
MOTEUR ASYNCHRONE LINEARISE
PAR ENTREE SORTIE

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, on va présenter le principe général et la théorie de base de la logique floue. Cela englobe des aspects de la théorie des possibilités qui fait intervenir des ensembles d'appartenance appelé ensemble flous caractérisant les différentes grandeurs du système à commander, et le raisonnement flou qui emploie un ensemble de règles floues établie par le savoir-faire humaine et dont la manipulation permet la génération de la commande adéquate ou la prise de la décision [60]. Ensuite, on va décrire les notions générales et l'architecture algorithmique et structurelle d'une commande floue. On mettra le point sur [61] [62] :

- La fuzzification
- Les inférences floues
- La défuzzification

III.2 Historique et principe de la logique floue

L'imposition des certaines sévères sur les performances des équipements industriels impose la recherche d'un fonctionnement optimal des systèmes. La démarche de l'automatique classique (approche algorithmique) consistait à construire un modèle mathématique du système piloter. A partir de ce modèle, une commande est déterminée (PID, commande par retour d'état, commande optimal...) afin d'amener ce système dans les états désirés tout en respectant les critères des performances [63].

La logique floue (fuzzy logic) est de grande actualité aujourd'hui. En réalité elle existait déjà depuis longtemps et nous pouvons diviser son histoire de développement en trois étapes. Ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberge qui ont conduit durant les années 1920 et 1930 au développement de la logique à valeur multiples ou logique floue. En 1937, le philosophe M.Black à appliquer la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs varies (0, 1/ 2, 1) pour classer les éléments ou symboles [64].

A partir des années soixante l'automaticien célèbre Zadeh appréhende l'aspect douteux que ce type d'approche soit toujours viable pour les systèmes complexes. En effet, l'obtention d'un modèle mathématique précis et simple à exploiter s'avère parfois difficile. Cette constatation a été l'origine de développent des commandes à base de la logique floue. Ainsi l'auteur s'est intéressé aux règles floues ...etc. Il a ainsi fixé la notion des sous-ensembles flous et a fourni le point de départ d'une nouvelle théorie [57]. Reposant sur la représentation du savoir des experts pour d'écrire l'état du système et ainsi l'idée d'élargir la

notion d'appartenance normalement traduit par 'oui' ou 'non' aux critères 'peut être', 'sans doute', 'à peu près' ...

III.3 Domaine d'application

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses d'applications on peut citer [66], [67] :

- Systèmes audio-visuel (appareil de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'image, photocopieurs, ...)
- Appareils électroménagers (lave-linge aspirateurs, autocuiseurs, etc..).
- Systèmes autonomes mobiles.
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur,).
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement, de produit et déchet.
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules.
- Robotique : contrôle de la place et organisation de chemin.

III.4 Théorie de la logique floue

III.4.1 Les sous-ensembles flous

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous, qui sont généralement de la théorie des ensembles classique, Nous utiliserons indifféremment les termes sous-ensembles flous et ensembles flous. Les ensembles classiques sont également appelés ensembles net, par opposition à flou, et de même la logique classique est également appelée logique booléenne ou binaire [68].

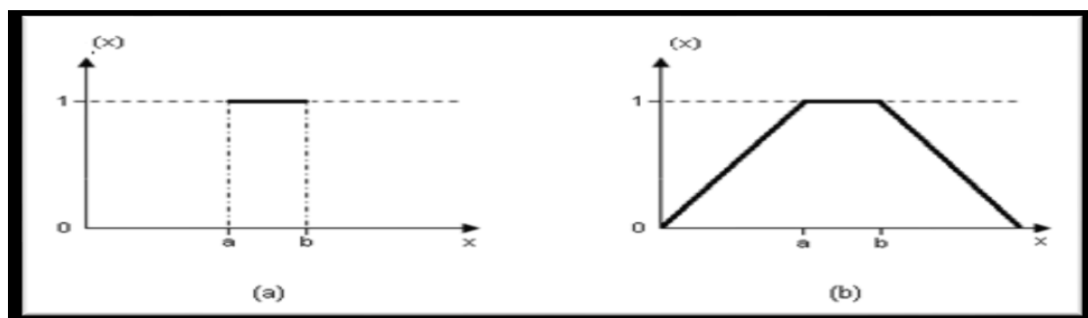


Figure (III.1) Fonction d'appartenance caractérisant un ensemble classique (a) et d'un ensemble flou(b)

III.4.2 Les opérations de base sur les sous-ensembles flous

La théorie mathématique sur les sous-ensembles flous définit de nombreuses opérations sur ces sous-ensembles et sur les fonctions d'appartenance qui rendent ces notions utilisables.

Nous allons présentons ici les opérations de base cette théorie [69].

Si A et B sont deux sous-ensembles flous et $\mu(A)$ et $\mu(B)$ leur fonction d'appartenance, on définit :

- Le complémentaire de A, par la fonction d'appartenance : $\mu(A)=1-\mu(A)$

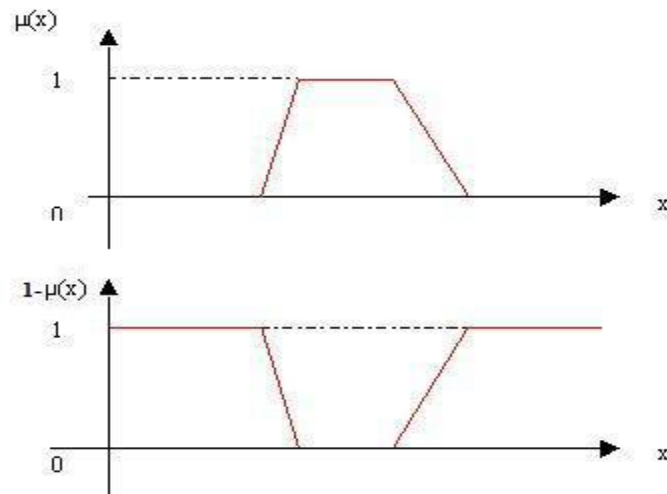


Figure (III.2) : Fonction d'appartenance.

- Le sous-ensemble A et B, par la fonction d'appartenance :

$$(A \cap B) = \min(\mu(A), \mu(B))$$

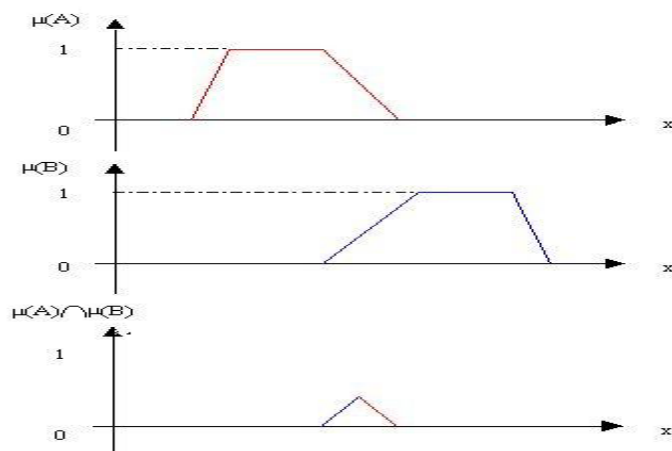


Figure (III.3) : Intersection des fonctions d'appartenance.

Le sous-ensemble A ou B, $A \cup B$, par la fonction d'appartenances :

$$\mu(A \cup B) = \max(\mu(A), \mu(B))$$

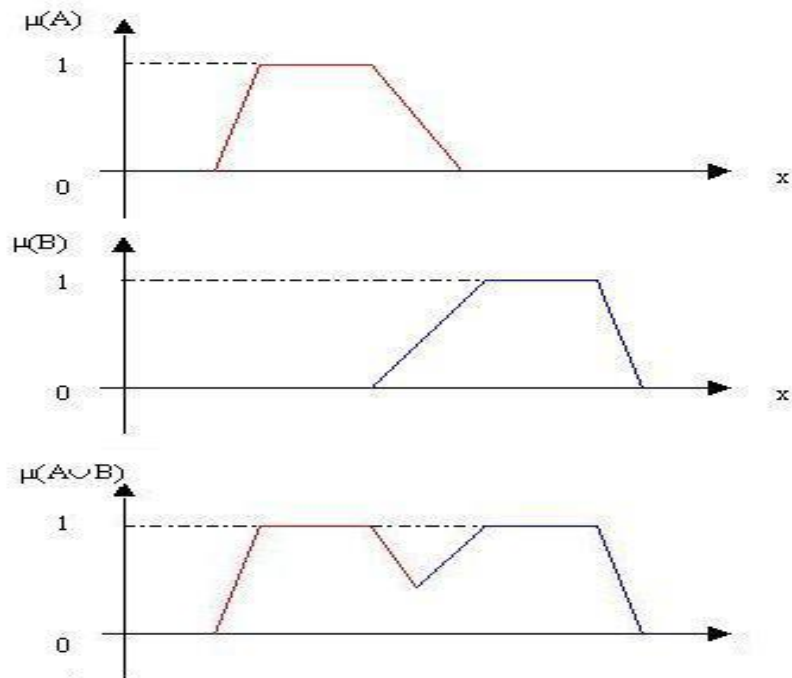


Figure (III.4) : Union des fonctions d'appartenances.

Ces définitions sont celles qui sont les plus communément utilisées mais parfois, pour certains cas, d'autre sont plus appropriées. Par exemple, l'intersection peut être définie par le produit des fonctions d'appartenance et l'union par la moyenne arithmétique des fonctions d'appartenances. Ces différentes techniques de calcul engendrent une énorme capacité d'adaptation des raisonnements flous [68].

III.4.3 Les variables linguistiques

Le concept des variables linguistiques joue un rôle important dans le domaine de la logique floue. Une variable linguistique comme son nom le suggère, est une variable définie à base de mots ou des phrases au lieu des nombres. En effet, la description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en générale des expressions floues comme « quelque, beaucoup, souvent, chaude, froide, rapide, lent, grande, petit, etc.. ». Ce genre d'expressions forme ce qu'on appelle des variables linguistiques de la logique floue [37].

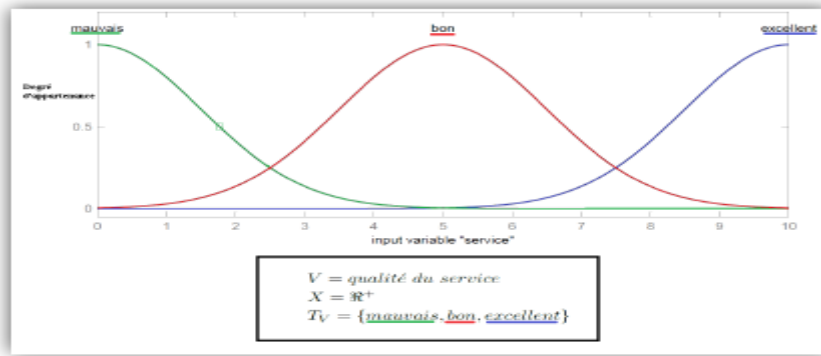


Figure (III.5) : Variable linguistique « par exemple la description de la qualité du service »

III.5 Les étapes de la logique floue

III.5.1 Fuzzification

A. Définition des fonctions d'appartenances

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par $\mu_A(x)$. L'argument x se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice A indique l'ensemble concerné [68].

Les fonctions d'appartenances peuvent avoir différentes formes :

a. fonction d'appartenance triangulaire (figure III.6.a)

$$\mu(x) \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ \frac{x-a}{b-a} & b < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III. 1})$$

b. Fonction d'appartenance trapézoïdale (Figure III.6.b)

$$\mu(x) \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ 1 & b < x \leq c \\ \frac{x-a}{b-a} & c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III. 2})$$

c. fonction d'appartenance gaussienne (Figure III.6.c)

$$\mu(x) = \text{EXP} \left[-\left(\frac{x - m}{\delta} \right)^2 \right] \quad \text{avec} \quad -\infty < x \leq +\infty \quad (\text{III. 3})$$

La figure (III.6) représente les formes de ces trois types de fonction d'appartenance.

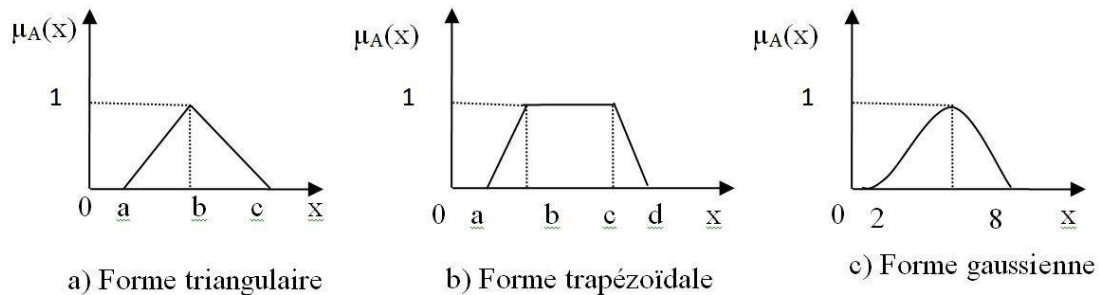


Figure (III.6) : Différentes formes de la fonction d'appartenance

B. Variable linguistique

Le concept de fonction d'appartenance vu précédemment nous permettra de définir des systèmes flous en langage naturel, la fonction d'appartenance faisant le lien entre logique floue et variable linguistique [68]. Cela est déjà expliquer précédemment.

III.5.2 Les règles floues

A. Inférence floue

Les règles floues permettent de déduire des connaissances concernant l'état du système en fonction des qualifications linguistique fournies par l'étape de fuzzification. Ces connaissances sont également des qualifications linguistiques [35].

Habituellement, les règles floues sont déduites des expériences acquises par les opérateurs ou les expertes. Ces connaissances sont traduites en règles simples pouvant être utilisées dans un processus d'inférence floue. Par exemple, si un expert exprime la règle « si la température de l'eau chaude, il faut ajouter de l'eau froide », le système utilisera une règle du genre « si p alors q » [68].

B. Traitement numérique de l'inférence

Lors du réglage par logique floue, on à fourni une valeur de commande pour ensemble de variables physiques d'entrée. Par exemple pour la règle :

Si l'on considère que $\mu_{A_1}(x_1)$ est de degré d'appartenance de x_1 à A_1 et $\mu_{A_2}(x_2)$ est celui de x_2 à A_2 et en combinant ces deux valeurs, on obtient la valeur à affecter à l'ensemble flou de sortie A_3 [30].

Il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérations qui combinent les valeurs d'entrées et les valeurs de sorties, c'est ce qu'on appelle la méthode d'inférence. Les méthodes les plus utilisées sont :

- Méthode d'inférence **MAX-MIN**.
- Méthode d'inférence **MAX-PROD**.
- Méthode d'inférence **SOMME-PROD**. [69]

La méthode qu'on va utiliser est la méthode d'inférence MAX-MIN.

C. Méthode d'inférence Max-Min

Cette méthode réalise l'opérateur « ET » par la fonction « Min », la conclusion « ALORS » de chaque règle par fonction « Min » et la liaison entre toutes les règles (opérateur « OU ») par la fonction Max [2].

La dénomination de cette méthode, dite Max-Min ou « implication de Mamdani », est due à la façon de réaliser les opérateurs ALORS et OU de l'inférence [2].

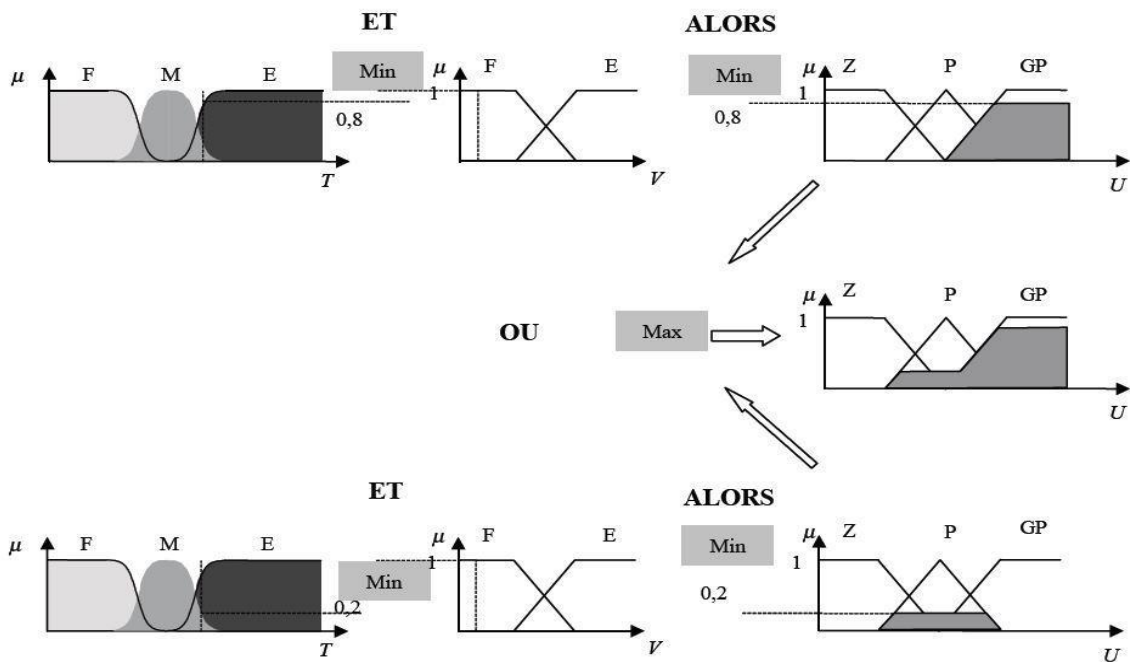


Figure (III.7) : Exemple d'inférence Max-Min

III.5.3 Défuzzification

Cette étape consiste à réaliser l'opération inverse de la fuzzification, c'est-à-dire, obtenir une valeur physique de la sortie à partir de la surface obtenue, plusieurs méthodes de défuzzification existent. Comme pour tous les opérateurs flous, le concepteur du système ou doit choisir parmi plusieurs définitions possibles de défuzzification [68].

Les plus utilisées sont :

- Méthode du maximum.
- Méthode de moyennes des maximums.
- Méthode du centre de gravité.

La méthode du centre de gravité plus utilisée. Cette méthode consiste à trouver le centre de gravité de la surface obtenue. L'abscisse du centre de gravité de la sortie peut se déterminer à l'aide de la relation générale [37], [30] :

$$x_G = \frac{\int u x \mu(x) dx}{\int u \mu(x) dx} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i \mu(x_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(x_i)} \quad (\text{III. 4})$$

Avec : $\mu(x_i)$: Le degré d'activation et x_i La règle pour les données x_0

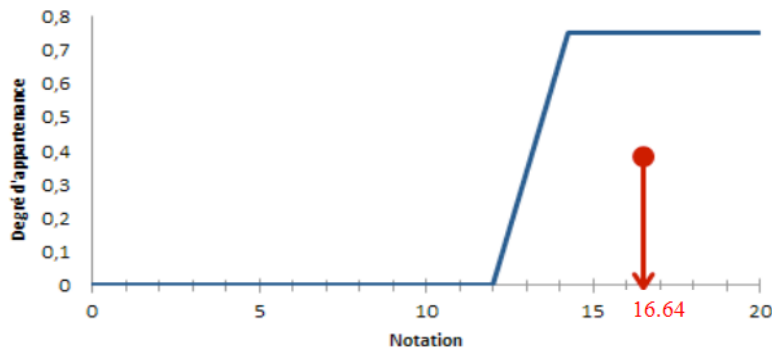


Figure (III.8) : La méthode du centre de gravité.

III.6 Application de la logique floue à la commande du moteur asynchrone

III.6.1 Commande par logique Floue

Contrairement aux techniques de réglage classique, le réglage par la logique floue n'utilise pas des formules ou des relations mathématiques bien déterminées où précises.

Mais, il manipule des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs flous ET, OU, ALORS, etc..., appliquées à des variables linguistiques.

III.6.1.1 Correcteurs flous à base de PI

La première étape consiste à définir la base du correcteur, c'est à dire le moteur flou. La sortie de celui-ci, notée SPD, peut être définie à partir des fonctions k_p et k_d , qui sont respectivement les gains de l'action proportionnelle et dérivée du moteur [65].

$$S_{pd} = k_p(e, de)e + k_d(e, de)de$$

Cette équation peut être réécrite en définissant des fonctions k_1 et k_2 de l'erreur e et la variation de l'erreur de .

$$S_{pd} = G\left(\frac{1}{G} + e(t)k_1(e, de) + \frac{1}{G_2} \frac{de(t)}{dt} k_2(e, de)\right)$$

Pour réaliser un correcteur de type PI, il suffit d'intégrer la sortie du moteur flou. En notant SPI la sortie du contrôleur flou de type PI, il vient

$$S_{pi} = \int S_{pd} dt$$

III.6.1.2 Principe et structure de la commande

Le contrôleur flou est de type Mamdani il reçoit comme entrée l'erreur (e) et la variation de l'erreur (de), le schéma bloc de la structure de commande est illustré par la figure suivante

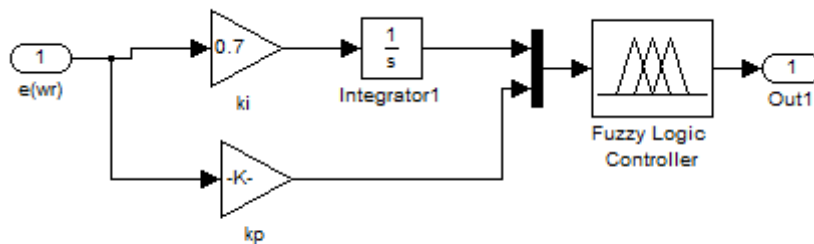


Figure (III.9) : Schéma bloc d'un régulateur flou

III.6.1.3 Les entrées floues

Dans notre système on a deux entrées et une seule sortie (figure III.10) :

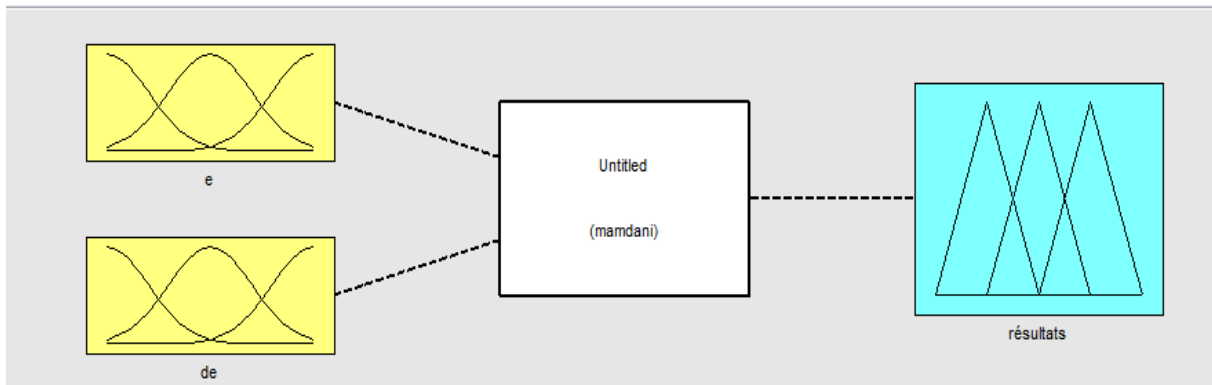


Figure (III.10) : Création d'entrées et sortie.

III.6.1.4 Les fonctions d'appartenances

Les fonctions d'appartenance des entrées ((e), (Δe)) et de la sortie (ΔC_{em}) sont choisies identiques de formes triangulaires avec sept classe et sont définies sur l'intervalle $[-1, 1]$ comme le montre la figure (III.11)

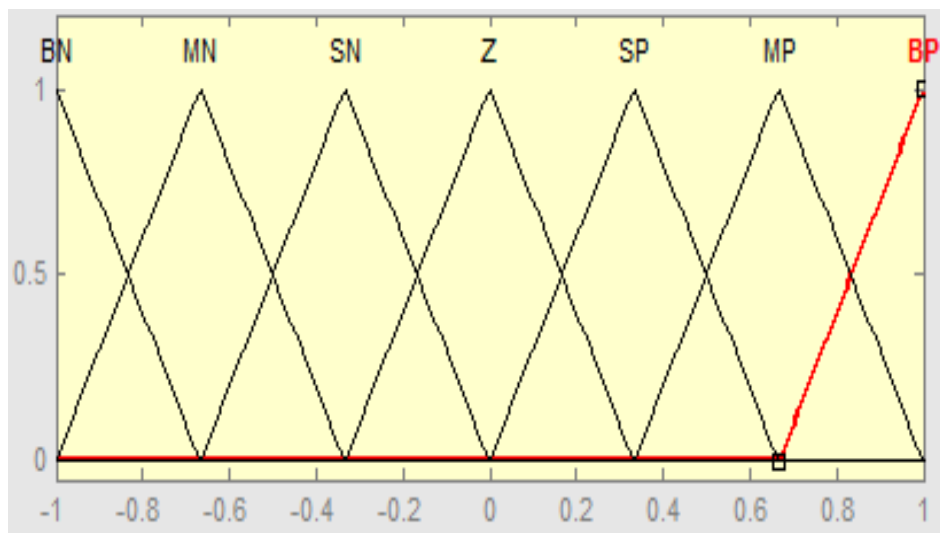


Figure (III.11) : Fonctions d'appartenances du contrôleur flou (entrées, sorties)

III.6.1.5 Les règles d'inférence

Le tableau (III.1), montre la table des règles du contrôleur flou relative au système ou toutes les entrées de la matrice sont :

Les ensembles flous de l'erreur (e) et le dérivé de l'erreur (de). La sortie de cette table est nommée résultats :

Tableau (III.1) : Règles floues relative au contrôleur flou.

Erreur(e)	La dérivé d'erreur (de)						
	BN	MN	SN	Z	SP	MP	BP
BN	BN	BN	BN	BN	MN	SN	Z
MN	BN	BN	BN	MN	SN	Z	SP
SN	BN	BN	MN	SN	Z	SP	MP
Z	BN	MN	SN	Z	SP	MP	BP
SP	MN	SN	Z	SP	MP	BP	BP
MP	SN	Z	SP	MP	BP	BP	BP
BP	Z	SP	MP	BP	BP	BP	BP

Avec :

NB pour négatif grand, **NM** pour négatif moyen, **NS** pour négatif petit, **Z** pour zéro,

PS pour positif petit, **PM** pour positif moyen, et **PB** pour positif grand.

III.6.2 Résultats de simulation

A. Démarrage à vide avec insertion de charge et inversion de sens de rotation

La machine est initialement à vide, puis on applique un couple de charge ($C_r = 10\text{Nm}$) à $t=9\text{s}$, Comme la machine peut fonctionner dans un sens, elle peut changer son sens. Pour cela, nous testons la robustesse de la commande avec l'inversion du sens de rotation, tel que, nous passons d'une vitesse des 157rad/s à -157rad/s , et à $t = 9 \text{ s}$ en introduit un couple de charge égale à 10Nm , Au départ, on impose à la machine une vitesse de référence égale à 157rad/s , Puis on met une vitesse nulle de 2sec jusqu'à 4sec . Pour tester les performances de la commande linéarisation entrée/sortie, on effectuera un changement du sens de rotation. A partir de la $4^{\text{ème}}$ seconde, on fait inverser le sens de rotation à une vitesse de référence égale à -157 rad/s , et à $t = 6\text{sec}$ une vitesse de référence égale à 0 rad/s , enfin à $t = 8\text{sec}$ une vitesse de référence positive égale à 157 rad/s et nous obtiendrons les résultats présentés dans la figure (III.12).

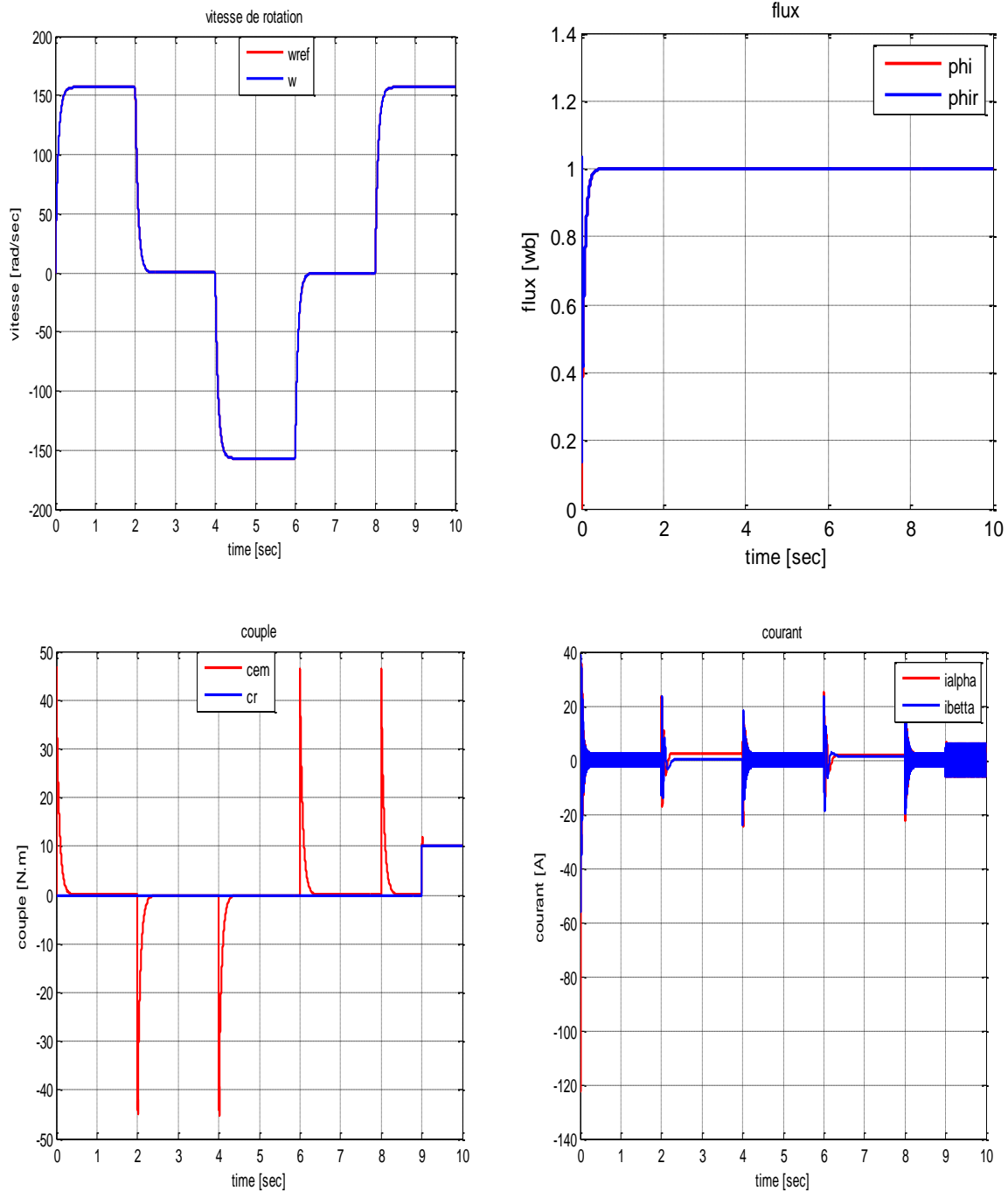


Figure (III.12) : Test de démarrage à vide avec introduction de charge ($C_r=10\text{N.m}$) et d'inversion de sens de rotation

III.6.3 Interprétation des résultats

A partir des résultats obtenus, on remarque que la vitesse de rotation coïncide avec sa référence, dans les deux régimes transitoire et permanent, et de même pour le flux,

On peut remarquer que les contrôleurs flous agissant en fitness en évitant des grands pics de couple électromécanique.

III.6. 4 Test de robustesse (changement paramétrique)

Afin de tester sa robustesse (changer la valeur de R_r et C_r), la machine est simulée pour un mode fonctionnement en accélération et décélération a flux constant égale 1web.

A $t=9s$ on applique un couple de charge égale à 15Nm et on augmente la valeur R_r jusqu'à 70% de la valeur initiale, Les résultat obtenus sont les suivant (figure (III.13)) :

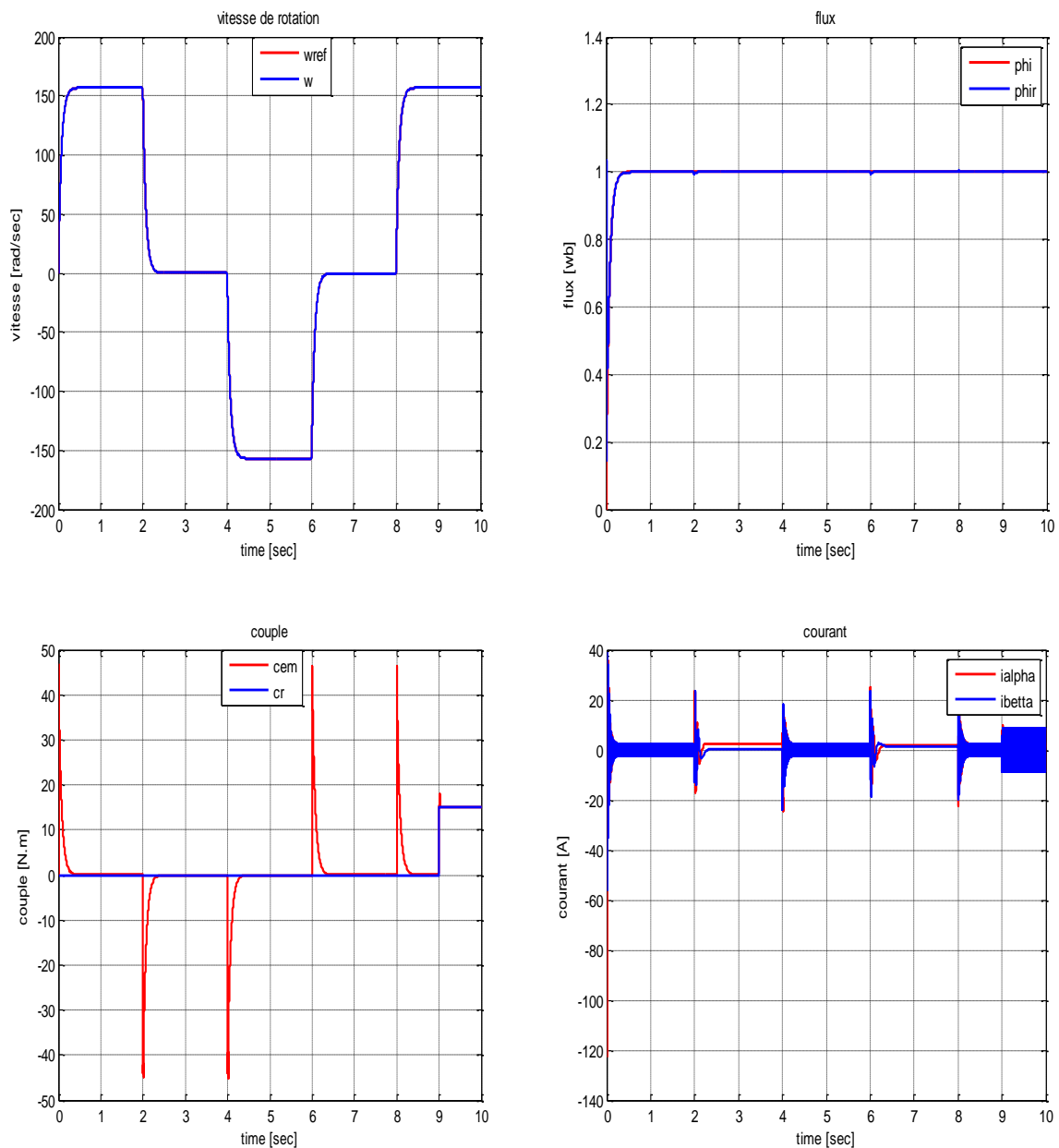


Figure (III.13) : Test robustesse (changement paramétrique $C_r=10N.m$ et 70% de R_r)

III.6.5 Interprétation des résultats

A partir des résultats obtenus, nous pouvons remarquer que ces changements de paramètres n'influent pas sur les performances de commande. (Le dépassement de flux à l'instant $t = 9\text{sec}$ n'existe plus comparativement aux contrôleurs PI classique).

Enfin, les résultats obtenus avec le test robustesse significatifs vis-à-vis de la poursuite et les variations paramétriques, insertion de charge et même l'inversion de sens.

III.7 Etude comparative entre les techniques de commandes appliquées au MAS (commande vectorielle avec PI+ commande par linéarisation E/S par logique floue)

Afin d'avoir une meilleure précision des résultats obtenus, il est judicieux d'effectuer une comparaison entre les différentes commandes ainsi élaborées, Cette étape constitue une aide important, pour le choix du type de commande selon les résultats obtenus et les performances apportées par chacune. Dans cette étape nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques et statiques pour les deux types de commande ; commande vectorielle avec : PI classique, et commande linéarisation entrée/sortie avec : PI floue, cela conduit à prévoir, à priori les avantages et les inconvénients à l'emploi de telle ou telle méthode de contrôle ; du point de vue automatique, la meilleure sera celle qui répond aux exigences telles que :

- Meilleure réponse.
- Meilleure poursuite des consignes contrôlées (vitesse).
- Meilleure rejection des perturbations.

L'étude comparative entre les deux méthodes de commandes (la commande vectorielle avec PI classique et la commande linéarisation entrée-sortie avec PI floue) est présentée dans la figure (III.14).

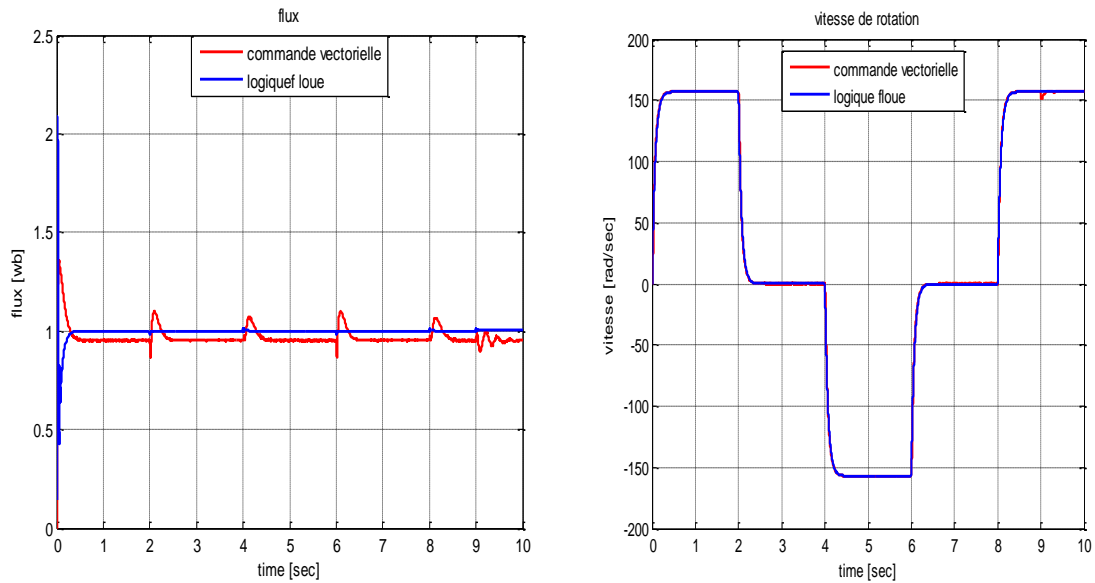


Figure (III.14) : Comparaison entre la commande linéarisation entrée-sortie avec PI floue et la commande vectorielle avec PI

D'après les tests effectués pour les différents modes de fonctionnements, les résultats obtenus montrent que les performances de poursuite de la vitesse et de flux sont satisfaisantes pour les deux types de commandes, mais celles de la commande par linéarisation entrée/sortie avec PI floue obtenus sont meilleures et garde la propriété de découplage fiable entre le flux et la vitesse, comme il est apporté sur le tableau (III 2).

Tableau (III.2) : Critère de comparaison entre les deux commandes.

Type de Commande	Contrôles-en régime transitoire	Contrôles-en régime permanent	Sensibilité aux variations des paramètres	Rejet de perturbation
Commande vectorielle	Bon	Bon	Très sensible	Bon
Commande par linéarisation E/S par PI floue	Bon	Bon	Insensible	Très bon

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté d'une façon détaillée la théorie de la logique floue et des ensembles flous. Cette théorie ayant beaucoup d'application dans plusieurs disciplines. On a montré les aspects de la conception d'un régulateur flou pour la commande de la vitesse et du flux du MAS. Ce choix de la commande a été justifié par la capacité de la logique floue à surmonter les incertitudes structurées (charge et variation paramétrique).

Les résultats obtenus montrent que la commande par la logique floue présente des performances de poursuite très satisfaisantes.

Conclusion Générale ET PERSPECTIVES

1. Conclusion générale

Le travail présenté est consacré à l'étude des performances de la logique floue basée sur la commande par linéarisation entrée/sortie appliquée au MAS à cage. L'étude théorique de la logique floue de la commande non linéaire a montré la possibilité de résoudre le problème de poursuite des trajectoires prédéterminées pour un moteur asynchrone avec une bonne performance, même en présence des incertitudes.

Dans le premier chapitre on a abordé le modèle mathématique de la machine obtenue par des transformations de passage d'un système triphasé à système biphasé, puis on a appliqué la transformation soit de Park ou celle de Concordia, selon le repère désiré. Du point de vue de la modélisation, le modèle d'état de la machine asynchrone obtenu est un modèle non linéaire, fortement couplé. Ensuite on a appliqué la commande vectorielle dite commande par orientation de flux rotorique élaborée à partir du modèle de la machine dans le repère lié au flux rotorique. La commande vectorielle permet un découplage naturel, mais présente un problème de perte de performance en cas de présence de variation des paramètres.

Au cours du second chapitre, on a proposé une méthodologie de commande par linéarisation entrée/sortie basée sur la théorie de la géométrie différentielle. L'application de cette technique de commande permet d'obtenir un système linéaire et fiablement découplé, ce qui assurera la commande de couple et du flux séparément. Les coefficients de retour d'état ont été choisis de manière à assurer la stabilité du système de commande. Cette commande permet de faire fonctionner la machine avec de bonnes performances par rapport à la commande vectorielle.

Dans le troisième chapitre, la technique de réglage par logique floue, permet à la commande d'être insensible, linéaire et parfaitement découplé et nous permet ainsi d'assurer la commande de couple et du flux séparément même en présence des variations paramétriques. La commande par logique floue associée à la commande par linéarisation entrée-sortie se prête bien pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone.

Cette commande permet de faire fonctionner la machine avec des bonnes performances. Les résultats de simulation obtenus montrent que le découplage est maintenu, la dynamique de poursuite de consigne est satisfaisante ainsi que la prise en compte efficace des perturbations ce qui permet de garantir la stabilité, cette technique jusqu'à présent peu être utilisées,

surtout en milieu industriel, qui sera bien adaptées lorsqu'on à des contraintes sévères au niveau de la régulation.

2. Perspectives

- ✓ Introduction des réseaux de neurones dans la commande,
- ✓ Identification des paramètres des machines asynchrones avec des techniques intelligentes,
- ✓ Améliorer les performances de la commande par un système hybride « neuro-flou »,
- ✓ Réaliser la commande expérimentalement pour vérifier et exploiter les essais des simulations présentés.

ANNEXES

Annexe 1

Régulation

1. Régulation de vitesse

La vitesse peut être contrôlée à la moyenne d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la figure suivante :

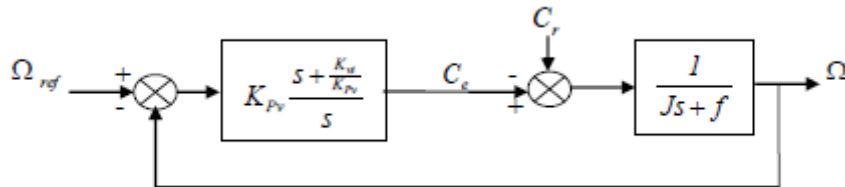


Figure 1 Régulateur de vitesse de structure PI

Nous s'intéressons à l'étude de la boucle de régulation de vitesse. Sachant que nous supposons l'orientation du flux établie, c'est-à-dire, que le couple est commandé à partir de la composante en quadrature du courant statorique (i_{qs}) et que le flux rotorique (φ_r) est constant.

La fonction de transfert de régulateur de vitesse s'écrit sous la forme suivante :

En boucle ouverte :

$$\frac{\Omega_{BO}}{\Omega_{réfBO}} = \frac{1}{jS + f} + (K_{pv} + \frac{K_{iv}}{S})$$

Par contre, En boucle ferme, la fonction de transfert est donnée par :

$$\frac{\Omega_{BO}}{\Omega_{réfBO}} = \frac{\frac{1}{jS + f} + (K_{pv} + \frac{K_{iv}}{S})}{1 + \frac{1}{jS + f} + (K_{pv} + \frac{K_{iv}}{S})}$$

L'équation caractéristique pour la fonction de transfert est donnée par :

$$S^2 + 2\xi w_n^2 + w_n^2 S = \frac{K_{iv}}{j} + \frac{f + K_{pv}}{j} S + S^2 = 1 + \left(\tau_v + \frac{f}{K_{iv}}\right) S + \frac{j}{K_{iv}} S^2$$

Tel que : $\tau_v = \frac{K_{pv}}{K_{iv}}$

Donc par identification à l'équation caractéristique :

$$\begin{cases} K_{iv} = j\omega_n^2 = \frac{4j}{\tau_v^2} \\ K_p = 2\xi\omega_n j - f = \tau_v K_{iv} \end{cases}$$

Sachant que : $t_{reponse}(5\%) = 3\tau_v$

2. Régulateur de couple

Le découplage proposé dans le chapitre 1 (voir figure(I.11)) nous permettons d'écrire :

$$\frac{C_e}{V_{sq1}} = \frac{PM\varphi_{ref}}{\delta L_s L_r} \frac{1}{s + \gamma} = \frac{K_{co}}{s + \gamma}$$

$$\text{Avec : } K_{co} = \frac{PM\varphi_{ref}}{\delta L_s L_r}$$

En utilisant un régulateur proportionnel intégral, on obtient le schéma présenté comme suite :

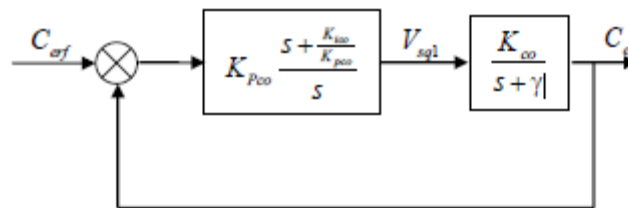


Figure 2 Schéma de la régulation couple

Nous compensons le pôle le plus lent de la fonction transfert de notre régulateur, soit

$(s + \gamma)$ par $(s + \frac{K_{ico}}{K_{pco}})$ pour cela :

$$s + \gamma = s + \frac{K_{ico}}{K_{pco}}$$

Par identification, on aura :

$$\frac{K_{ico}}{K_{pco}} = \gamma$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit :

$$G(s) = \frac{K_{pco} K_{co}}{s}$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est :

$$\frac{s}{K_{pco} K_{co}} + 1$$

ANNEXES

Que nous cherchons à identifier à la forme canonique du 1^{ère} ordre. Nous avons à résoudre le système suivant :

$$\tau = \frac{s}{K_{pco}K_{co}}$$

Le gain K_{pco} est donné par :

$$K_{pco} = \frac{1}{\tau K_{co}}$$

Et : $K_{ico} = \gamma K_{pco}$

Tel que la constante du temps associée au régulateur est donnée par :

$$\tau_{co} = \frac{1}{K_{pco}K_{ico}}$$

Sachant que : $t_{reponse}(5\%) = 3\tau_{co}$

Donc les paramètres de régulateur de couple :

$$\begin{cases} K_{pco} = \frac{1}{K_{co}\tau_{co}} \\ K_{ico} = \gamma K_{pco} \end{cases}$$

3. Régulateur de flux

Le découplage proposé dans le chapitre 1 (voir figure (I.14)) pour le flux, nous permettons d'écrire :

$$\varphi_r = \frac{M}{\delta L_s} \frac{1}{(s + \gamma)(T_r s + 1)} V_{sd1} = \frac{K_f}{(s + \gamma) \left(s + \frac{1}{T_r} \right)} V_{sd1}$$

Avec : $K_1 = \frac{M}{\delta L_s T_r}$

Nous pouvons représenter le régulateur de flux par :

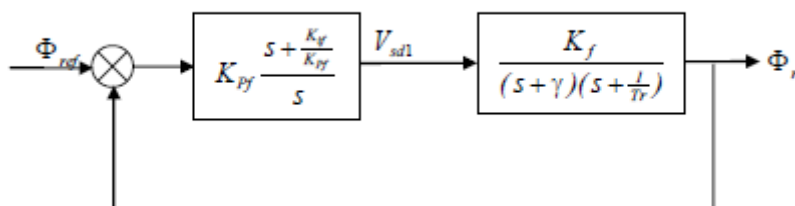


Figure. 3 Schéma de régulateur de flux

Comptons le pôle le plus lent de la fonction de transfert de notre régulateur, soit $\left(s + \frac{1}{T_r}\right)$

Par $\left(s + \frac{K_{if}}{K_{pf}}\right)$, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_{if}}{K_{pf}} = \frac{1}{T_r}$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit :

$$G(s) = \frac{K_{p1}K_1}{s \cdot (s + \gamma)}$$

L'équation caractéristique du système est :

$$S^2 + 2\xi w_n + w_n^2 S = 1 + \frac{\gamma}{K_{pf}K_f} \cdot S + \frac{S^2}{K_{pf}K_f}$$

Donc les paramètres du régulateur du flux sont :

$$\begin{cases} K_{pf} = \frac{\gamma^2}{4 K_f \xi^2} \\ K_{if} = \frac{K_{pf}}{T_r} \end{cases}$$

Annexe 2

Plaque signalétique de la machine asynchrone emploi

$P_N = 0.75 \text{ kw}$	Puissance nominale.
$F_S = 50 \text{ HZ}$	Fréquence du réseau industriel.
220/380V	Tension du réseau.
$N_r = 157 \text{ rad/s}$	Vitesse de rotation nominale.
$C_{em} = 10 \text{ Nm}$	Couple électromagnétique
$R_s = 10 \Omega$	Résistance statorique.
$R_r = 6.3 \Omega$	Résistance rotorique.
$L_s = 0.376 \text{ H}$	Inductance statorique.
$L_r = 0.376 \text{ H}$	Inductance rotorique.
$M = 0.376 \text{ H}$	Inductance mutuelle.
$J = 0.02 \text{ kg. m}^2$	Moment d'inertie.
$F = 0$	Frottement visqueux.
$P = 2$	Paire de pôle.
$P = 2$	Paire de pôle.
$I_n = 7 \text{ A}$	courant statorique nominal

Références Bibliographiques

REFERENCES BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Katsuhiko. Ogata**, “Modern Control Engineering”, Prentice Hall, Upper Saddle River, NewJersy, 1997.
- [2] **L. BAGHLI**, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat en université de Henri Poincaré, Nancy 1, janvier 1999.
- [3] **Carlos Canudas de Wit**, « modélisation contrôle vectoriel et DTC », commande des moteurs asynchrones volumes 1, 2001.
- [4] **I.V UTKIN**, « Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives », IEEE Transactions Industrial Electronics, Vol. 40, NO. 1, pp: 23 – 36 Nov February 1993.
- [5] **J.P. CARON, J. P. HAUTIER**, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Tech-nip, Paris1995.
- [6] **Mezian. Salima**, " Commandes adaptative et prédictive de la machine asynchrone ", Thèse de doctorat, Mentouri de Constantine 2009.
- [7] **Michael A. Johnson & Mohammad H. Moradi**, “PID Control New Identification and Design Methods”, Springer-Verlag London Limited, 2005.
- [8] **Bouakaz O.**, “ contribution à l’analyse des onduleurs multiniveaux”, thèse de magister, université de Batna, Algérie, 2005.
- [9] **Séguier G., F. Labrique** « Les Convertisseurs de l’Electronique de Puissance conversion continu-alternatif » Techniques et Documentation, 1989.
- [10] **Clerc G., G. Grellet**, “Actionneurs électrique, Principe, Modèle, Commande ”, Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997.
- [11] **Adel M.**” Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone”, thèse doctorat, université du Québec, Mai 2007.
- [12] **Canudas C. de Wit**, “Commande des moteurs asynchrones 1– Modélisation contrôle vectoriel et DTC”, Hermès Science Publication, France, 2000.
- [13] **Jelassi K.**, “positionnement d’une machine asynchrone par la méthode du flux orienté”, thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 1991.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIE

- [14] **Leonhard W.** “Control of alternative currant machines with the help of microelectronics”, In 3rd IFAC Symposium on control, Inpow, Volume 16, Issue 16, Pages 769-792, September 1983.
- [15] **Chiasson J.** “Nonlinear Controllers for an Induction Motor”, Control Engineering. Practice, vol. 4, no.7, pp 977-990, 1996.
- [16] **Mohammed T.** “ Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone en régime défluxé”, thèse Ph.D, Université de Laval Québec, septembre 1997.
- [17] **Y. ZOUAOUL**, « Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone », Mémoire de magister en université de Sétif, 2010.
- [18] **Gabriel B.**, “commande vectorielle de machine asynchrone en environnement /temps réel MATLAB/SIMULINK”, Diplôme d’ingénieur, CNAM, CUEFA Grenoble, Mars 2001.
- [19] **Lemnouer B.**, “commande par linéarisation entrées-sorties du couple et du flux de la machine asynchrone ”, mémoire de magister, Université de Sétif, Avril 2009.
- [20] **O. MESSOUCI**, « Commande sans capteur d’une machine asynchrone a cage : application sur la plateforme temps réel ni compactrio crio 9022 », Mémoire de magister en université de Boumerdes, 2015.
- [21] **Van Raumer T., J. M. Dion, L. Dugart and J. L. Thomas**, “Applied nonlinear control of an induction motor using digital processing” IEEE Transactions on control systems technology, Vol. 2, No. 4, December 1994.
- [22] **Kailath T.**, "Linear Systems" Prentice-Hall, Englewood, New Jersey, 1980.
- [23] **Slotine JJE, Li W** “Applied nonlinear control”. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [24] **G. Conte, H. M. Claude and A. M. Perdon.** “Algebraic methods for nonlinear control systems.”, Theory and application, 2nd edition, Springer, 2006.
- [25] **J. K. Hedrick and A. Girard.** “Feedback Linearization.” Control of Nonlinear Dynamic Systems: Theory and Applications, printed course, Universita delgi studi di padova, 2005.
- [26] **B. Jakubczyk and W. Respondek.** “On linearization of control systems.”, bull. Acad. Pol. Sci. Ser. Sci. Math, vol. 28, no. 9-10, pp. 517-522, 1980.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIE

- [27] **J. Lévine**. "Analyse et Commande des Systèmes Non Linéaires.", Centre Automatique et Systèmes, école des Mines de Paris, 2004.
- [28] **A. Paladugu and B. H. Chowdhury**. "Sensorless control of inverter-fed induction motor drives.", Electric Power Systems Research, 77, pp. 619-629, 2007.
- [29] **Lévine J.**, "Analyse et Commande des Systèmes Non Linéaires", Centre Automatique et Systèmes, école des Mines de Paris, Mars 2004.
- [30] **M. Kerouaz** "Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur de tension " PFE- Université Badji Mokhtar, Annaba 2000.
- [31] **Marino R., S. Peresada and P. Valigi**, "Adaptive input-output linearizing control of induction motors", IEEE Transactions on Automatic Control, vol.38, no. 2, pp. 208-221, 1993.
- [32] **Meroufel, B. Belabbes, M. K. Fellah, A. Benaissa** "Commande linéarisante d'un moteur synchrone à aimants permanents avec limitation du courant par poursuite d'une trajectoire de vitesse à accélération constante" Université Djillali Liabes Sidi Bel –Abbes, Algérie. Septembre 2003.
- [33] **Sontag E.D.**, "Mathematical control theory - deterministic finite dimensional systems", Springer-Verlag, 1990.
- [34] **Isidori [41] Conte G., Claude H. M. et Anna M. P. A.**, "Nonlinear control systems: communication and control", Engineering Serie, Berlin, Springer Verlag, 2 editions, 1989.
- [35] **Merabti Halim**, « Etude des systèmes flous à intervalle », thèse de Université de Constantine, (2008).
- [36] **Isidori A.**, "Nonlinear control systems: communication and control", Engineering Serie, Berlin, Springer Verlag, 2 editions, 1989.
- [37] **Sabrina FAID - Sara BOURAHLI** "commande par la logique floue de la machine synchrone à aimants permanents" mémoire d'ingénieur l'université de M'sila 2005.
- [38] **REZGUI S**, "commande de machines électrique en environnement ". Thèse de Magister, Université de Constantine, 2009.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIE

- [39] **T. Van Raumer, J. M. Dion, L. Dugart and J. L. Thomas**, “Applied nonlinear control of an induction motor using digital processing” IEEE Transactions on control systems technology, Vol. 2, No. 4, December 1994.
- [40] **Kailath T.**, "Linear Systems" Prentice-Hall, Englewood, New Jersey, 1980.
- [41] **Conte G., Claude H. M. et Anna M. P.** “Algebraic methods for nonlinear control systems”, 2nd edition, May 2006.
- [42] **Jakubczyk B. and W. Respondek**, “On linearization of control systems,” bull. Acad. Pol. Sci. Ser. Sci. Math, vol. 28, no. 9-10, pp. 517-522, 1980.
- [43] **Lévine J.**, “Analyse et Commande des Systèmes Non Linéaires”, Centre Automatique et Systèmes, école des Mines de Paris, Mars 2004.
- [44] **Mohammed T.** “ Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone en régime défluxé”, thèse Ph.D, Université de Laval Québec, septembre 1997.
- [45] **Kaddouri A.**, “Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents”, pour l'obtention de Philosophiae Doctor (Ph.D.) de l'Université Laval Québec, Novembre 2000.
- [46] **Brockett R. W.** ‘feedback Invariante for Nonlinear Système’, IFAC congress, Helsinki, pp. 11-15, 1978.
- [47] **Contre G., Glaude H M P.** ‘Algebraic méthode dor nonlinear contrôle système’, 2nd édition, May 2006.
- [48] **Hedrick J. K and A. Girard.** ‘Feedback linéarisation’. Contrôle of Nonlinear Dynamic système: Theory and Application, 2005.
- [49] **Hischorne R M.**, ‘Inevitability of multivariable Nonlinear système’, IEEE Trans. On AC, AC-24, pp. 855, 1979.
- [50] **Hunt R L., Su et G. Meyer**, ‘Design for Multi-input système’ Differential Geometric Control Theory, edited by R. Brockett et al, Boston, vol 27, pp. 268, 1983.
- [51] **Isidori A.**, ‘Nonlinear contrôle système: communication and contrôle’, Engineering Serie, Berlin, Springer Verlage, 2nd edition, 1989.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIE

- [52] **Kemer A. j.**, 'On the equivalence of contrôle système and thre linéairization of Nonlinear système', SIAM J. Contrôle, pp. 670, 1973.
- [53] **Krause P. C., O. Wasynczuk et S. D. Sudhoff.** «'Analysis of electric machinery' IEEE press. 1994.
- [54] **Singh S. Y. et W. J. Rugh,** 'Ddecoupllinrr in a class of Nonlinear système by state varaible feedback', J. Dyn. Syst. Measur. And contrôle, Trans. ASME, vol. 94, pp.323-329, 1972.
- [55] **Isidori A.,** 'Nonlinear contrôle système: communication and contrôle', Engineering Serie, Berlin, Springer Verlage, 2nd edition, 1989.
- [56] **T.C. Minh,** "commande numérique de machines asynchrones par logique floue ". Thèse de Ph.D, Université Laval, Québec, Déc. 1997.
- [57] **A. Zadeh,** "Fuzzy set", Inornzution Control, vol. 8, pp. 338-854, 1965
- [58] **Mickaël H.,** "Application des outils du traitement du signal à la commande des machines tournantes", Thèse doctorat, Université de Nantes, Novembre 2001.
- [59] **Benyahia. M,**""commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone"" thèse de magister, Université de Batna, Algérie. (2001).
- [60] **E. Mamdani,** "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller", International journal on man- machine studies, vol. 07, pp. 1-13, 1975.
- [61] **A. H. H. Amin, H. W. Ping, H. Arol, H. A. F. Mohamed,** "Fuzzy logic control of a three phase induction motor using field oriented control method", University of Malaya, Malaysia, 2002.
- [62] **W. Pedrycz,** "Fuzzy control and fuzzy system", Departement of electrical engineering University of Manitoba Winnipeg, Cannada, R.S.P, Taunton, sonerset, England, 1998.
- [63] **C. H Chen,** "Fuzzy logic and neural network handbook", IEEE Press, 1996.
- [64] **D. Hissel, P. Maussion, G. Gateau, J. Faucher,** "Fuzzy logic control optimization of electrical systems using experimental designs," In *proc. EPE'97*, Trondheim, Norway, 8-10 september 1997, vol. 1, pp. 1.090-1.095.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIE

- [65] **J'erome FAUCHER** DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE “Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue “ soutenue le 26 septembre 2006.
- [66] **Ryan, J.M.**, “Identification dynamics in rotor systems using mu-synthesis approach”, Master Science thesis, Cleveland State University, 2010.
- [67] **Abbas, H. A., Belkheiri, M., and Zegnini, B.**, “feedback Linearization Control of An Induction Machine Augmented by Single Hidden Layer Neural Networks”. International Journal of Control, Vol, 89, issue. 1, pp. 140-155, DOL, 10.1080/00207179.2015.1063162, 2016.
- [68] **Franck Dernoncourt**, « introduction à la logique floue », fichier électronique, www.developpez.com, Paris, Avril 2011.
- [69] **Mme OUISSI Fatima Zohra**, « Classification des arythmies cardiaques par les arbres de décision flous », thèse de master, Université Abou Bakr Belkaid, Tlemcen, 2011.

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire est la synthèse des différents processus de commandes, puis la mise en œuvre d'une loi de commande par linéarisation des entrées sorties augmentée par une technique de l'intelligence artificielles dite la logique floue. Cette technique sera appliquée au moteur asynchrone à cage afin de réaliser une excellente poursuite de trajectoires, et de garantir la stabilité et la robustesse en présence des incertitudes structurées (variation paramétrique) et des incertitudes instructurees (erreurs de modélisation). Après avoir présenté la modélisation du moteur asynchrone, nous avons abordé la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Néanmoins, la variation des paramètres du MAS provoque des difficultés lors de son fonctionnement ainsi que la connaissance partielle de son modèle non linéaire multi-variables, ce qui provoque une perte de performances dynamiques et du découplage. Pour cela la commande par linéarisation entrée-sortie, par l'utilisation de la géométrie différentielle est introduite afin de linéariser ce système pour la technique des entrées-sorties quel que soit le point de fonctionnement, cette technique est accompagnée d'un régulateur PI basé sur l'intelligence artificielle, On propose dans ce travail des régulateurs flous, qui permet de surmonter les limites des techniques classiques et d'améliorer les performances de ce système, les résultats de simulations par Matlab/simulink et des tests de robustesse seront présentés afin de prouver l'efficacité du contrôleur conçu.

Les mots clés : Machine asynchrone, Commande vectorielle, Logique floue, commande par linéarisation E/S.

Abstract:

The objective of the work presented in this brief is the synthesis of the different ordering processes, and then the implementation of a law of control by linearization of inputs increased by a technique of artificial intelligence called fuzzy logic. This technique will be applied to the asynchronous cage engine in order to perform an excellent trajectory tracking, and to guarantee stability and robustness in the presence of structured uncertainties (parametric variation) and unstructured uncertainties (modeling errors). After presenting the modeling of the asynchronous engine, we approached vector control by orientation of the rotor flow. Nevertheless, the variation in the parameters of the MAS causes difficulties during its operation as well as partial knowledge of its multi-variable non-linear model, which causes a loss of dynamic performance and decoupling. For this the drive by linearization input-exit, by the use of differential geometry is introduced in order to linearize this system for the technique of inputs-exits whatever the point of operation, this technique is accompanied by a IP regulator based on artificial intelligence, It is proposed in this work of fuzzy regulators, which allows to overcome the limitations of conventional simulation techniques and improve the performance of this system, Matlab/simulink simulation results and robustness tests will be presented to prove the effectiveness of the designed controller.. Keywords: Asynchronous Machine, Vector Control, Blurred Logic, control by linearization input output.

ملخص:

هذه المذكرة تنطرق إلى دراسة التحكم بواسطة المنطق الضبابي للماكينة لامتزانة خطية بواسطة المدخلات و المخرجات بعدما قدمنا نبذة حول الماكينة اللامتزانة قمنا بايجاد الصيغة الرياضية للماكينة و ذلك لتسهيل تطبيق التحكم الشعاعي وبعد استعمال هذا الأخير لاحظنا عدم كفاءته في المجال الديناميكي الموقت في حال تغيرات في الماكينة, بعدها قمنا بدراسة و تطبيق تقنية الخطية و ذلك باستخدام الهندسة التفاضلية التي لا تسمح فقط بجعل النظام خطي و إنما تسمح أيضا بفصل مدخلات و مخرجات النظام مهما كانت نقطة التشغيل, وجود بعض الصعوبات في السيطرة على المنظمات التكاملية و التفاضلية لذلك لجأنا إلى استخدام المنطق الضبابي, هذه التقنية الأخيرة جلبت تحسينات كبيرة و معتبرة في التحكم في الماكينة اللامتزانة و قد عرضنا النتائج المفصلة لكل تقنية مقارنة بالتقنيات لأخرى

كلمات مفتاحية: ماكينة لامتزانة, التحكم الشعاعي, المنطق الضبابي.