

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE
N° :



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par : BELHOUANE Azzedine
MERZOUGUI Walid

Intitulé

Etude Comparative Entre Différentes Techniques de
Commandes Appliquées à la Machine Asynchrone

Soutenu devant le jury composé de :

BENGUESMIA Hani	Université M'sila	Président
ROUABHI Riyadh	Université M'sila	Encadreur
HERIZI Abdelghafour	Université M'sila	Co-Encadreur
BAHIDDINE Miloud	Université M'sila	Examineur

Année universitaire : 2018/2019

REMERCIEMENTS

*À l'issue de ce travail, nous adressons nos sincères remerciements
premièrement à dieu tout puissant qui nous à donné tout.*

*Nous tenons à remercier particulièrement notre promoteur Dr :
ROUABHI Riyadh pour son aide, ses orientations et surtout sa
gentillesse afin de nous permettre l'accomplissement de ce travail.*

*Nos vifs remerciements et notre gratitude à tous ceux qui ont
acceptés d'examiner ce travail, ainsi qu'à ceux qui nous ont aidés de
prés au de loin pour achever ce mémoire de fin d'études.*

Belhouane azzedine

Merzougui walid

SOMMAIRE

SOMMAIR.....	I
LISTE DES SYMBOLES	II
INTRODUCTION GÉNÉRAL.....	01

CHAPITRE I : MODELISATION DE LA CHAINE (ONDULEUR , REDRESSEUR , MAS).

I.1	INTRODUCTION	02
I.2	MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE.....	02
I.2.1	HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES	02
I.2.2	EQUATIONS MATHEMATiques DE LA MAS DANS LE REPERE (ABC).....	03
	I.2.2.1 Equations électriques	03
	I.2.2.2 Equations magnétiques	04
	I.2.2.3 Equations mécaniques.....	05
I.3	TRANSFORMATION DE PARK.....	05
I.3.1	EQUATIONS MATHEMATiques DE LA MAS DANS LE REPERE (D.Q)	06
	I.3.1.1 Equations électriques	06
	I.3.1.2 Equations magnétiques	06
	I.3.1.3 Equation du couple électromagnétique	06
I.3.2	CHOIX DE REPERE DE REFERENCE DE PARK	06
I.3.3	MODELE D'ETAT DE LA MAS	06
I.3.4	RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE DU SYSTEME	07
I.3.5	INTERPRETATION DES RESULTATS.....	08
I.4	MODELISATION ET COMMANDE DU CONVERTISSEUR BIDIRECTIONNEL.....	09
I.4.1	MODELISATION ET TECHNIQUE DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR COTE MACHINE	09
I.4.1.1	MODELISATION DU CONVERTISSEUR COTE MACHINE.....	09
I.4.1.2	COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION.....	11
I.4.2	MODELISATION ET TECHNIQUE DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU	12
I.4.2.1	MODELISATION DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU.....	12
I.4.2.2	CONTROLE DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU	14
I.4.3	RESULTATS DE SIMULATION DU CONVERTISSEUR BIDIRECTIONNEL.....	16
I.4.4	INTERPRETATION DES RESULTATS.....	17
I.5	CONCLUSION	18

Sommaire

CHAPITRE II : ASPET THEORIQUE DES COMMANDES.

II.1	COMMANDE VECTORIELLE	19
II.2	COMMANDE PAR MODE GLISSANT	20
II.2.1	CONCEPTION DE L'ALGORITHME DE COMMANDE PAR MODE GLISSANT	20
II.2.1.1	CHOIX DES SURFACES DE GLISSEME	21
	II.2.1.1.1 REGIME GLISSANT IDEAL.....	22
	II.2.1.1.2 REGIME GLISSANT REEL.....	22
II.2.1.2	CONDITIONS D'EXISTENCE ET DE CONVERGENCE DU REGIME GLISSANT.....	22
	II.2.1.2.1 APPROCHE DIRECTE.....	22
	II.2.1.2.2 APPROCHE DE LYAPUNOV	22
II.2.1.3	DETERMINATION DE LA LOI DE COMMANDE	23
II.2.2	ELIMINATION DU PHENOMENE DU BROUITEMENT (CHATTERING)	24
	II.2.2.1 PROPOSITION DE SLOTINE	25
	II.2.2.2 PROPOSITION DE HARSHIMA	25
II.2.3	DIFFERENTES STRUCTURES DU CONTROLE PAR MODE DE GLISSEMENT	26
II.2.3.1	STRUCTURE PAR COMMUTATION AU NIVEAU DE L'ORGANE DE COMMANDE.....	26
II.2.3.2	STRUCTURE PAR COMMUTATION AU NIVEAU D'UNE CONTRE REACTION D'ETAT ...	26
II.2.3.3	STRUCTURE DE REGULATION AVEC AJOUT DE LA COMMANDE EQUIVALENTE.....	27
II.3	COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE	28
II.3.1	NOTIONS FONDAMENTALES DE LA LOGIQUE FLOUE	28
II.3.1.1	ENSEMBLES FLOUS.....	28
II.3.1.2	FONCTIONS D'APPARTENANCES	28
II.3.1.3	CARACTERISTIQUES D'UN SOUS ENSEMBLE FLOU	30
II.3.1.4	VARIABLES LINGUISTIQUES	31
II.3.1.5	OPERATEURS LOGIQUES FLOUS $\mu_A(x)$ ET $\mu_B(x)$ X	31
II.3.1.6	IMPLICATION FLOUE	32
II.3.2	STRUCTURE D'UNE COMMANDE A LOGIQUE FLOUE	33
II.3.2.1	FUZZIFICATION	33
II.3.2.2	REGLES DE CONTROLE.....	34
II.3.2.3	INFERENCE DES REGLES FLOUES	34
II.3.2.4	DEFUZZIFICATION.....	34
II.4	COMMANDE PAR BACKSTEPPING DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE.....	35
II.4.1	NOTIONS DE BASES SUR LA STABILITE DES SYSTEMES NON LINEAIRES	35
II.4.2	METHODES D'ANALYSE DE LA STABILITE DES SYSTEMES.....	35
II.5	CONCLUSION.....	37

Sommaire

CHAPITRE III : APPLICATION DES COMMANDES PROPOSEES.

III.1	APPLICATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE A LA MAS	38
III.1.1	DECOUPLAGE PAR COMPENSATION	38
III.1.2	BLOC DEFLUXAGE	39
III.1.3	CALCULS DES REGULATEURS	40
III.1.4	REGULATION DE VITESSE.	40
III.1.5	REGULATION DE COURANT STATORIQUE ISD , ISQ.....	41
III.1.6	RESULTATS DES SIMULATION	43
III.1.7	INTERPRETATION DES RESULTAT.....	43
III.2	APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT A LA MAS.....	44
III.2.1	MODELE DU MOTEURASYNCHRONE.....	44
III.2.2	CHOIX DES SURFACES DE GLISSEMENTS	45
III.2.3	CONDITIONS DE CONVERGENCE.....	45
III.2.4	LOI DE COMMANDE PAR MODE GLISSAN	46
III.2.5	RESULTATS DES SIMULATION	49
III.2.6	INTERPRETATION DES RESULTAT	50
III.3	APPLICATION DE LA COMMANDE LOGIQUE FLEU A LA MAS	51
III.3.1	COMPORTEMENT DU SYSTEME	51
III.3.2	STRUCTURE DE BASE D'UN CONTROLEUR FLOU DE COURANT.....	52
III.3.3	RESULTATS DESSIMULATION.....	53
III.3.4	INTERPRETATION DES RESULTAT	55
III.4	APPLICATION DE LA COMMANDE PAR BACKSTEPPING A LA MAS.....	55
III.4.1	RESULTATS DES SIMULATION.....	59
III.4.2	INTERPRETATION DES RESULTAT	60
III.4.3	CONCLUSION	61

CHAPITRE IV : ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES COMMANDES PROPOSEES.

IV.1	INTRODUCTION	62
IV.2	COMPARAISON QUALITATIVE.....	62
IV.3	INTERPRITATION DE LA COMPARISON	65
IV.4	CONCLUSION	65
	CONCLUSION GENERALE.....	66

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	Axes de référentiel de Park.
$[P]$	Matrice de Park.
$\alpha(rad)$	Angle entre le stator et le rotor.
$V_s(V)$	Tension statorique.
$V_{sabc}(V)$	Tension statorique phase a, b ou c.
$V_{sdq}(V)$	Tension statorique sur l'axe d ou q.
$I_s(A)$	Courant statorique.
$i_{sabc}(A)$	Courant statorique phase a, b ou c.
$i_{sdq}(A)$	Courant statorique sur l'axe d ou q.
$R_s(\Omega)$	Résistance statorique par phase.
$l_s(H)$	Inductance propre statorique par phase.
$M_s(H)$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
$L_s(H) = l_s - M_s$	Inductance statorique par phase.
$\varphi_{sabc}(Wb)$	Flux statorique phase a, b ou c.
$\varphi_{sdq}(Wb)$	Flux statorique sur l'axe d ou q.
$V_r(V)$	Tension rotorique.
$V_{rabc}(V)$	Tension rotorique phase a, b ou c.
$V_{rdq}(V)$	Tension rotorique sur l'axe d ou q.
$I_r(A)$	Courant rotorique.
$i_{rabc}(A)$	Courant rotorique phase a, b ou c.
$i_{rdq}(A)$	Courant rotorique sur l'axe d ou q.
$R_r(\Omega)$	Résistance rotorique par phase.
$l_r(H)$	Inductance propre rotorique par phase.
$M_r(H)$	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
$L_r(H) = l_r - M_r$	Inductance rotorique par phase.
$\varphi_{rdq}(Wb)$	Flux rotorique sur l'axe d ou q.
$M = (3/2).M_{sr}(H)$	Inductance mutuelle entre le stator et le rotor.
$M_{sr}(H)$	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor, il est obtenu lorsque les axes sont alignés
P	Nombre de pôles.
$\omega_r(rad/s)$	Pulsation électrique rotorique.
$\Omega_r(rad/s)$	Vitesse mécanique rotorique.
$\sigma = 1 - (M^2 / L_r L_s)$	Coefficient de dispersion.
$T_r = L_r / R_r(s)$	Constante de temps rotorique.

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

$T_s = L_s / R_s (s)$	Constant de temps statorique.
$J(kg.m^2)$	Moment d'inertie des parties tournantes.
$f(Nm.s.rad^{-1})$	Coefficient de frottements visqueux.
$C_e(N.m)$	Couple électromagnétique.
$C_r(N.m)$	Couple résistant.
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion.
<i>NPC</i>	Neutral Point Clamping
$U_c(V)$	Source de tension continue de l'onduleur.
$V_{ABCM}(V)$	Tension de demi-bras A, B ou C
$V_{ABC}(V)$	Tension de sortie de l'onduleur A, B ou C.
$V_{réf123}(V)$	Tension de référence 1, 2 ou 3 (sinusoïdal).
$V_m(V)$	Amplitude de la tension de référence.
$V_p(V)$	Porteuse triangulaire.
$V_{pm}(V)$	Amplitude de la porteuse triangulaire.
$\omega(rad / s)$	Pulsation électrique.
$f_{réf}(Hz)$	Fréquence de la tension de référence.
$f_p(Hz)$	Fréquence de la porteuse triangulaire.
<i>m</i>	Indice de modulation.
<i>r</i>	Taux de modulation.
$H_f(V)$	Harmonique fondamental.
$h_n(V)$	Harmonique de rang n.
$THD = \sqrt{\sum_{n=3}^i h_n^2} / H_f$	Taux de distorsion harmonique.
∂	Dérivée partielle
<i>y</i>	Variable de sortie
<i>yr</i>	Trajectoire désirée
<i>t</i>	Variable de temps
<i>e</i>	Erreur de poursuite
\dot{x}	La dérivée de la variable x par rapport au temps
x_{ref}	La référence de la variable x
$\ \cdot \ $	Une norme sur R^n
R^n	Espace vectoriel de dimension n construit sur le corps des réels
R^+	Ensemble des réels positifs ou nuls
R	Ensemble des nombres réels
<i>FTBO :</i>	Fonction de Transfer en Boucle Ouverte

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

<i>FTBF</i>	Fonction de Transfer en Boucle Fermée.
<i>MPPT</i>	Maximum Power Point Tracking
<i>V. C</i>	Vector Control
<i>S. M. C</i>	Sliding Mode Control
<i>B. C</i>	Backstepping Control
<i>F. L. C</i>	Fuzzy logic Control
<i>PLL</i>	Phase Locked Loo

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les machines asynchrones jouent un rôle très déterminant dans l'industrie elles sont actuellement très utilisées pour effectuer des vitesses variables ou du positionnement. Ces machines présentent l'avantage d'être robustes et peut coûteuses. Mais malgré tous ces avantages la commande des machines asynchrones est très compliquée à cause leurs modèle mathématique de base qui est non linéaire ainsi que leurs paramètres qui sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps. Les recherches actuelles sont basées sur la commande de ces machines d'une façon plus simple et fiable.

OBJECTIF DU MEMOIRE

L'objectif principal de notre travail est d'appliquer plusieurs commandes à la machine asynchrone à cage d'écureuil à savoir : la commande vectoriel, la commande par mode glissant la commande par la logique flou et en fin la commande backstiping. L'essentiel de notre travail par la suite est d'arriver à dégager une étude comparative entre ces différentes commandes afin de choisir la mieux adaptée de point de vue qualitative.

STRUCTURE DU MEMOIRE

Pour satisfaire les besoins de ce mémoire, notre travail comprend principalement quatre chapitres :

- Le premier chapitre sera consacré à une étude mathématique sous forme de modélisation de la chaîne composée par une machine asynchrone à cage d'écureuil et deux convertisseurs (onduleur - redresseur) qui vont piloter son stator.
- Le second chapitre comprendra l'aspect théorique de quatre commandes proposées à savoir : la commande vectorielle, la commande par mode glissant, la commande par logique flou et la commande par backstepping.
- Le troisième chapitre portera sur l'application de ces commandes sur notre système pour contrôler indépendamment la vitesse et le couple mécanique, ainsi que les résultats de simulations numériques obtenus pendant l'application de ces commandes.
- Le dernier chapitre sera consacré à une étude comparative entre ces différentes commandes pour montrer leur efficacité de point de vue qualitative.
- Ce travail sera clôturé par une conclusion générale et on donnera les perspectives à envisager dans ce travail.

CHAPITRE I
MODELISATION DE LA CHAINE
(REDRESSEUR-ONDULEUR-MAS)

I.1. INTRODUCTION

Une machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor. Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé, ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit.

Les avantages des moteurs à cage d'écureuil résident dans leur simplicité de construction, de manœuvre et d'entretien, leur robustesse mécanique et leur faible prix de revient. Le moteur asynchrone est très couramment utilisé, dans une gamme de puissances allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts. Il s'agit d'un engin simple et robuste caractérisé par un fonctionnement stable, une vitesse pratiquement constante et un rendement élevé autour de la charge nominale.

I.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE

La machine asynchrone à cage est un système non linéaire très complexe. Une commande performante sur cette machine, pour le contrôler nécessite une modélisation mathématique plus précise pour représenter son comportement de manière satisfaisante et réelle.

I.2.1. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

Pour notre étude, on introduit des hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et la dispersion du champ magnétique aux deux bouts de la machine est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, nous considérerons une machine à une paire de pôles, le passage à plusieurs paires de pôles' effectuant de manière simple en divisant alors les angles par ce nombre de paires de pôles, on parle alors d'angle électrique.

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.01})$$

Ou de manière plus raccourcie :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)[\Phi_{sabc}] \quad (\text{I.02})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)[\Phi_{rabc}] \quad (\text{I.03})$$

I.2.2.2. ÉQUATIONS MAGNETIQUES

Maintenant, nous devons exprimer les grandeurs magnétiques au stator et au rotor, toujours dans le repère a, b, c :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.04})$$

Pour l'écriture condensée, on met :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.05}) \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.06})$$

On aura :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.07})$$

On aura finalement :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)([L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \quad (\text{I.08})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)([L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]) \quad (\text{I.09})$$

I.2.2.3. ÉQUATIONS MECANIQUES

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, etc....), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles.

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \tag{I.10}$$

Notons que la vitesse électrique du rotor est donnée par l'expression suivante :

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r \tag{I.11}$$

I.3 TRANSFORMATION DE PARK

Nous devons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé. Nous avons classiquement le choix entre trois repères. Le premier se situe sur le stator appelé repère $\alpha\beta$, le second se situe sur le champ tournant appelé repère dq, et le dernier se place sur le rotor appelé repère XY. La modélisation en repère $\alpha\beta$ voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique. Celle en repère dq voit par contre des grandeurs continues car elle est située sur le champ tournant. La transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park. Dans la théorie de Park, on utilise la transformation unique pour les courants, tensions et flux.

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{I.12}$$

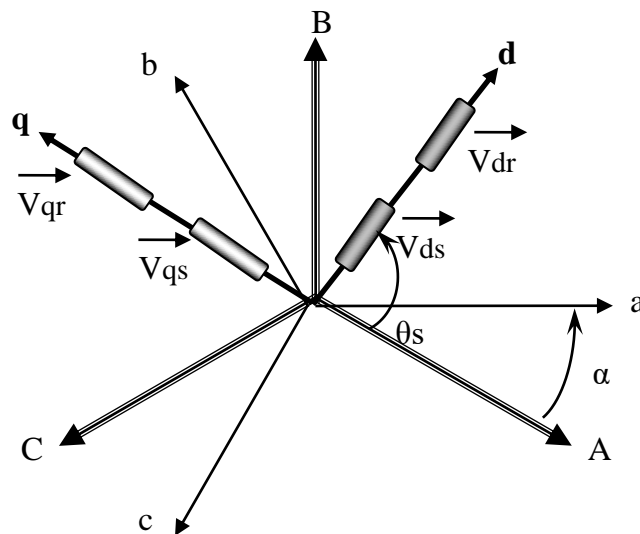


Figure I.2. Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé

I.3.1 EQUATIONS MATHÉMATIQUES DE LA MAS DANS LE REPERE (D , Q)**I.3.1.1 ÉQUATIONS ELECTRIQUES**

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \quad . \quad (I.13)$$

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \quad . \quad (I.14)$$

$$V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \Phi_{qr} = 0. \quad (I.15)$$

$$V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \Phi_{dr} = 0 \quad (I.16)$$

I.3.1.2 EQUATIONS MAGNETIQUES

$$\Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr}. \quad (I.17)$$

$$\Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds}. \quad (I.18)$$

$$\Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr}. \quad (I.19)$$

$$\Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs}. \quad (I.20)$$

I.3.1.3 EQUATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r$$

$$C_e = (3/2) \cdot p \cdot M \cdot (i_{rd} \cdot i_{sq} - i_{sd} \cdot i_{rq}). \quad (I.21)$$

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r.$$

I.3.2 CHOIX DE REPERE DE REFERENCE DE PARK

Le choix de repère se fait selon l'objectif de l'application, on distingue trois repères :

- le repère (d,q) lié au stator : ce repère est fixe par rapport au stator, il est utilisé pour l'étude de démarrage et de freinage de la machine .il est caractérisé par $(\theta_a = 0)$
- le repère (d,q) lié au rotor : ce repère est fixe par rapport au rotor, il est utilisé pour la simulation des régimes transitoires de la machine il est caractérisé par $(\theta_a = \theta_r)$
- le repère lié au synchronisme : ce repère est fixe par rapport au champ tournant, il est caractérisé par $(\theta_a = \theta_s)$

N.B : pour notre étude, nous avons choisi le repère lié au stator

I.3.3 MODELE D'ETAT DE LA MAS

$$[X'] = [A][X] + [B][U] \quad (I.22)$$

$$[X] : \text{Vecteur d'état, avec } [X] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr}]^t. \quad (I.23)$$

[A] : Matrice d'évolution d'état du système.

[B] : Matrice de la commande.

[U] : Vecteur du système de commande.

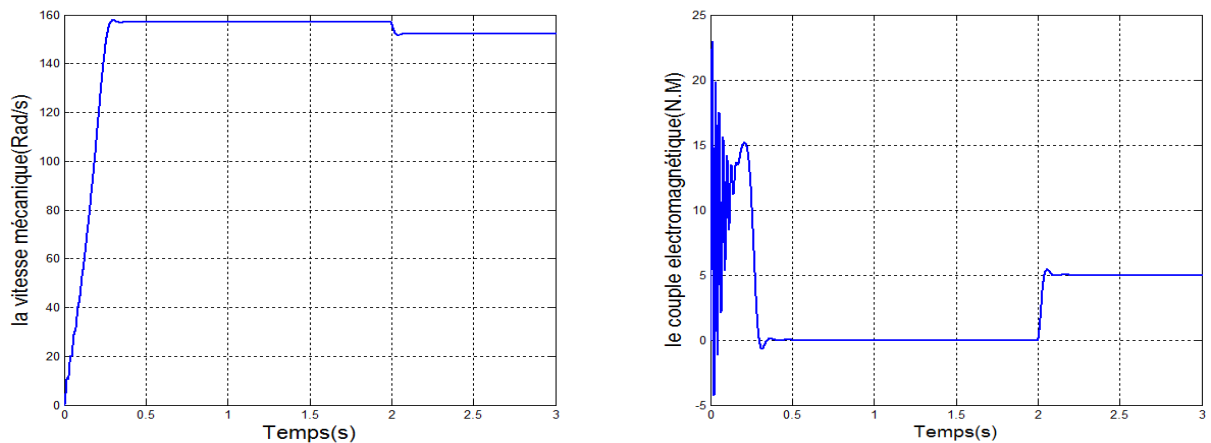
$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma.T_s} & \frac{M^2.\omega_r}{L_s.L_r} & \frac{M}{\sigma.L_s.T_r} & \frac{M.\omega_r}{\sigma.L_s} \\ \frac{M^2.\omega_r}{\sigma.L_s.L_r} & -\frac{1}{\sigma.T_s} & \frac{M.\omega_r}{\sigma.L_s} & \frac{M}{\sigma.L_s.T_r} \\ \frac{M}{\sigma.L_r.T_s} & -\frac{M.\omega_r}{\sigma.L_s} & -\frac{1}{\sigma.T_r} & -\frac{\omega_r}{\sigma} \\ \frac{M.\omega_r}{\sigma.L_r} & \frac{M}{\sigma.L_r.T_s} & \frac{\omega_r}{\sigma} & -\frac{1}{\sigma.T_r} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

$$[U] = [v_{ds} \quad v_{qs} \quad 0 \quad 0]^t \quad (I.25)$$

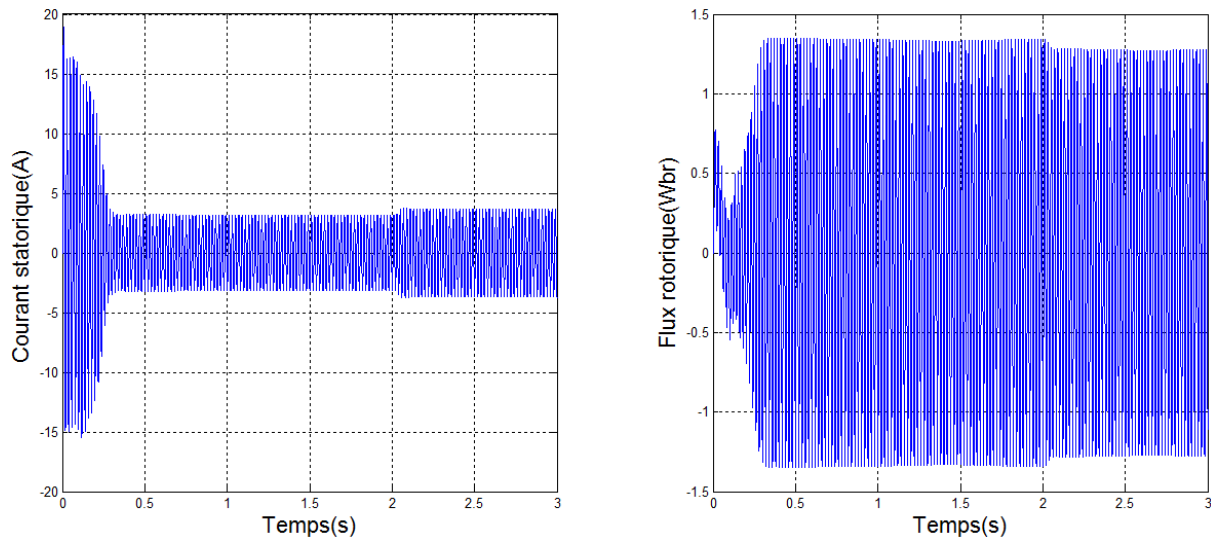
$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma.L_s} & 0 & 0 \\ \frac{M}{\sigma.L_s.L_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma.L_s.L_r} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

I.3.4 RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE DU SYSTEME

La simulation de la machine asynchrone d'une puissance de **1Kw** pour le mode de fonctionnement moteur été exécutée à l'aide du logiciel MATLAB. Son modèle est basé sur les équations obtenues au moyen de la transformation de Park, (repère biphasé (d, q)) lié au stator). Les résultats de simulation sont représentés sur les figures ci-dessous.



Figures I.3. Vitesse mécanique et couple électromagnétique.



Figures I.4. Courant statorique et flux rotorique.

I.3.5. INTERPRETATION DES RESULTATS

- **La vitesse**

Au démarrage et dans un temps étroit, la vitesse présente une oscillation inclinée suivie par un accroissement presque linéaire jusqu'à la valeur de synchronisme, cette variation instantanée dépend des caractéristiques du moteur choisi. Lorsqu'on applique un couple résistant (perturbation) on remarque que la vitesse est décroissante ce qui signifie qu'il y a un glissement.

- **Le couple électromagnétique**

La croissance de la vitesse au démarrage indique la présence d'un fort couple électromagnétique, ce dernier oscille de manière décroissante jusqu'à la valeur 0. Lorsqu'on applique un couple résistant (au démarrage ou après), on remarque une augmentation du couple électromagnétique jusqu'à la valeur de perturbation associée.

- **Le courant statorique**

Au démarrage, le courant prend sa valeur maximale, au moment où le moteur joue un rôle de transformateur. Le courant oscille autour de zéro jusqu'à l'instant où il prend sa valeur permanente (sinusoïdal). Lorsqu'on applique une charge (perturbation), on remarque naturellement une demande (augmentation) du courant ce qui implique un échauffement des enroulements du moteur surtout lorsque le couple résistant devient plus grand que celui nominal.

I.4 MODELISATION ET COMMANDE DU CONVERTISSEUR BIDIRECTIONNEL

Puisque notre étude est basée sur la structure de la commande de convertisseurs MLI, les deux convertisseurs à deux niveaux bidirectionnels seront interposés entre le stator de la machine et le réseau. L’utilisation de ce type de convertisseurs permet d’obtenir des signaux de sortie modulés en largeur d’impulsion qui permettent de limiter les perturbations harmoniques ainsi que le contrôle du facteur de puissance côté réseau.

I.4.1 MODELISATION ET TECHNIQUE DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR COTE MACHINE

Les systèmes a vitesse variable à base d’une MAS nécessitent l’utilisation d’un convertisseur statique (onduleur) qui alimente le stator de la machine, permet l’application des commandes pour contrôler les puissances mécanique générées par le rotor de cette machine.

I.4.1.1 MODELISATION DU CONVERTISSEUR COTE MACHINE

Le stator de la MAS est alimenté par un onduleur à deux niveaux. Cet Onduleur est équipé de plusieurs dispositifs de semi-conducteurs commandés à l’ouverture et à la fermeture qui peuvent être soit des transistors MOSFET ou des IGBT associés à des Diodes en tête bêche.

On admet que les six interrupteurs électroniques représentés ci-dessous, sont parfaits, et en remplaçant chaque groupe de transistor-diode de la figure ci-dessous. par des interrupteurs $k_1, k_2, k_3, k_4, k_5, k_6$ ($k = 1, 2, 3, 4, 5, 6$), on obtient le schéma simplifié Comme indiqué sur la ci-dessous.

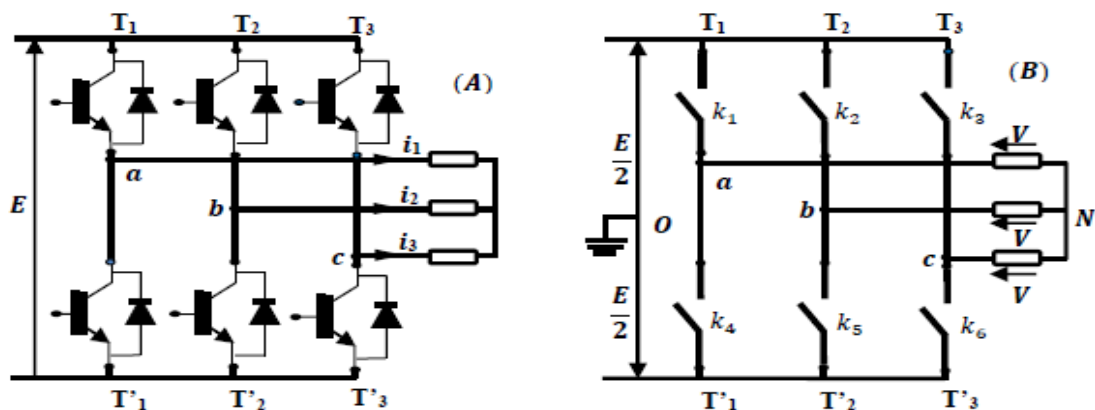


Figure I.5. Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Pour simplifier l’étude, nous supposons que :

- ✓ Le couplage est du type étoile sans neutre.
- ✓ Les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminées.
- ✓ Le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré.

Les équations des tensions simples aux trois phases sont :

$$\begin{cases} v_a = v_{ao} + v_{on} \\ v_b = v_{bo} + v_{on} \\ v_c = v_{co} + v_{on} \end{cases} \quad (I.27)$$

Par addition, on a :

$$v_a + v_b + v_c = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3.v_{on}$$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique

donc :

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3.v_{on} = 0 \quad (I.28)$$

d'où :

$$v_{an} = -\frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (I.29)$$

En remplaçant (II. 27) dans (II. 28), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} v_a = \frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_b = -\frac{1}{3}v_{ao} + \frac{2}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_c = -\frac{1}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{bo} + \frac{2}{3}v_{co} \end{cases} \quad (I.30)$$

On peut écrire le système (I. 30) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

Grâce à l'ouverture et la fermeture successives des interrupteurs, l'onduleur génère une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires.

$$\begin{cases} v_{ao} = \frac{E}{2} S_1 \\ v_{bo} = \frac{E}{2} S_2 \\ v_{co} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases} \quad (I.32)$$

$$\text{tel que : } \begin{cases} s_1 = 1 & \text{si } k_1 \text{ ferme} & \text{si non } s_1 = -1 \\ s_2 = 1 & \text{si } k_2 \text{ ferme} & \text{si non } s_2 = -1 \\ s_3 = 1 & \text{si } k_3 \text{ ferme} & \text{si non } s_3 = -1 \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

En remplaçant (I. 31) dans (I. 32), on aura le système suivant

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

Le système (I. 34) représente le modèle mathématique de l'onduleur MLI triphasé à deux niveaux.

I.4.1.2 COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION

L'objectif principal de la commande MLI consiste à comparer instantanément chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer à un signal triangulaire de haute fréquence que nous appellerons porteuse.

Les impulsions des commandes (S1, S2, S3) de l'onduleur sont les intersections entre les ondes modulantes (de références) avec l'onde triangulaire (porteuse). La comparaison entre les ondes de références et l'onde triangulaire détermine l'état des interrupteurs du circuit de puissance (ouverture et fermeture), Cette commande est caractérisée par deux paramètres :

➤ L'indice de modulation m qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la tension de référence f :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{I. 35})$$

➤ Le taux de modulation r qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_{ref} et celle de la porteuse u_p :

$$r = \frac{v_{ref}}{u_p} \quad (\text{I. 36})$$

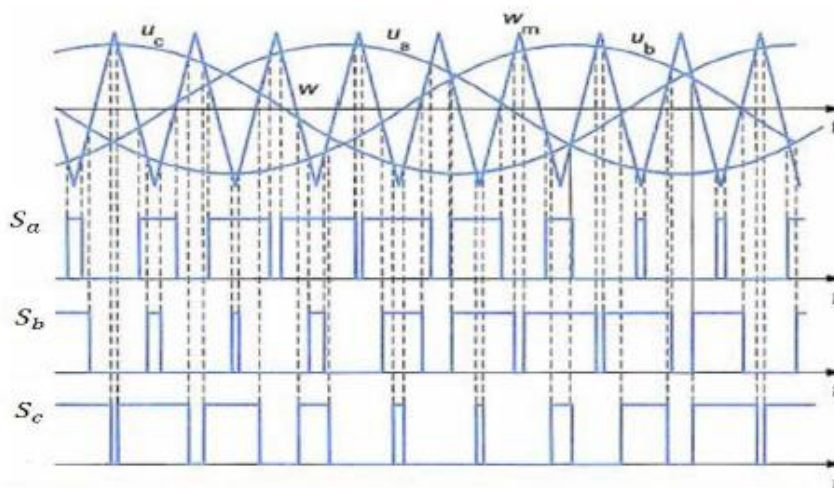


Figure I.6. Principe de fonctionnement de la technique MLI triangle - sinusoïdale à une porteuse.

I.4.2 MODELISATION ET TECHNIQUE DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU

Notre système utilise le redresseur à MLI pour la connexion sur le réseau électrique. Le redresseur a la même conception que celle de l'onduleur précédemment établi. L'avantage de convertisseur côté réseau, en plus de la bidirectionnalité de puissance, permet le contrôle de la tension du bus continu constante, et fixer la puissance réactive de référence à une valeur nulle pour ne pas altérer la qualité du réseau (facteur de puissance du réseau unitaire).

La figure (I.7) représente la structure d'un redresseur à MLI triphasé, qui peut être décomposé en trois parties : La source, le convertisseur et la charge.

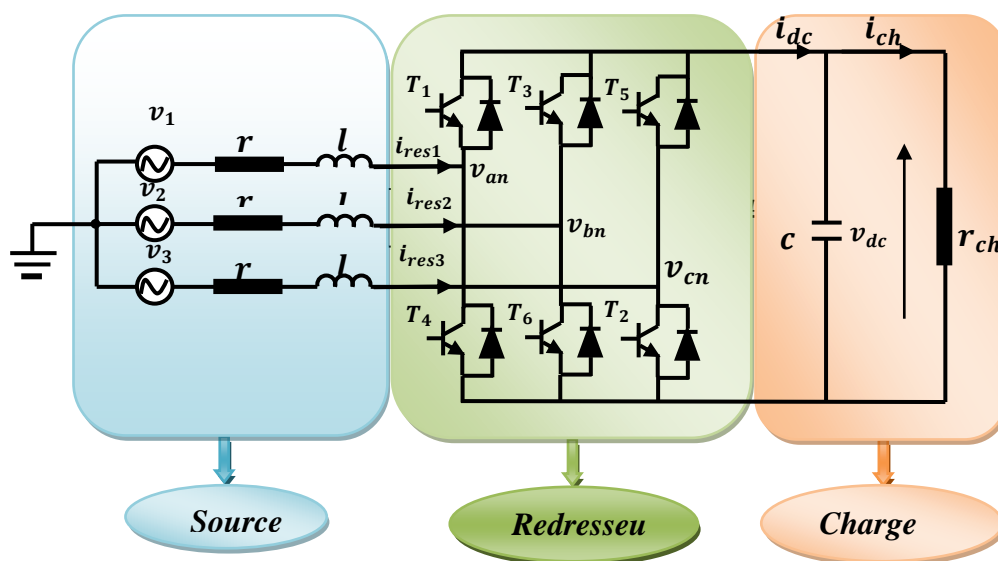


Figure I-7: Structure du redresseur à MLI.

I.4.2.1 MODELISATION DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU

Le convertisseur côté réseau a la même conception que le convertisseur côté machine présentée précédemment.

L'inductance (l) et la résistance (r) représentent l'impédance de ligne.

v représente la tension de ligne.

U_c la tension de sortie redressée.

➤ **La source d'alimentation**

C'est une source triphasée supposée parfaitement sinusoïdale et équilibrée en série avec une résistance r et une inductance l représentant respectivement la résistance et l'inductance totales de la ligne.

Les tensions de lignes sont données par :

$$\begin{cases} v_1 = r.i_1 + l \frac{di_1}{dt} + v_{an} \\ v_2 = r.i_2 + l \frac{di_2}{dt} + v_{bn} \\ v_3 = r.i_3 + l \frac{di_3}{dt} + v_{cn} \end{cases} \quad (\text{I. 37})$$

Où (v_{an} , v_{bn} et v_{cn}) sont les tensions simples par rapport au neutre de la source à l'entrée du convertisseur. Les courants de chaque phase sont donnés par le système d'équations différentielles suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r}{l} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r}{l} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-r}{l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{l} \begin{bmatrix} v_1 - v_{an} \\ v_2 - v_{bn} \\ v_3 - v_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 38})$$

➤ Partie Convertisseur

Sachant que la structure du redresseur est identique à celle de l'onduleur déjà modélisé dans la section précédente, la matrice de connexion du pont est similaire à l'équation (I. 34).

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{u_c}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 39})$$

De plus, le courant redressé est donné par :

$$i_s = [s_1 \quad s_2 \quad s_3] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 40})$$

➤ Partie charge

Cette partie est constituée d'une capacité C en parallèle avec une résistance R qui représente une charge continue. Elle est régie par les deux équations électriques suivantes :

$$\begin{cases} \frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C} (i_s - i_{ch}) \\ u_c = r_{ch} * i_{ch} \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

Ce qui permet d'obtenir la fonction de transfert entre tension et courant redressés :

$$\frac{u_c}{i_s} = \frac{r_{ch}}{1 + r_{ch} \cdot C \cdot p} \quad (\text{I.42})$$

A partir des relations (I. 38), (I. 39), (I. 40) et (I. 42), on peut établir le schéma fonctionnel global d'un redresseur MLI ayant comme entrée la commande des gâchettes des interrupteurs du haut (S_1, S_2, S_3) et comme sortie la tension redressée U_c .

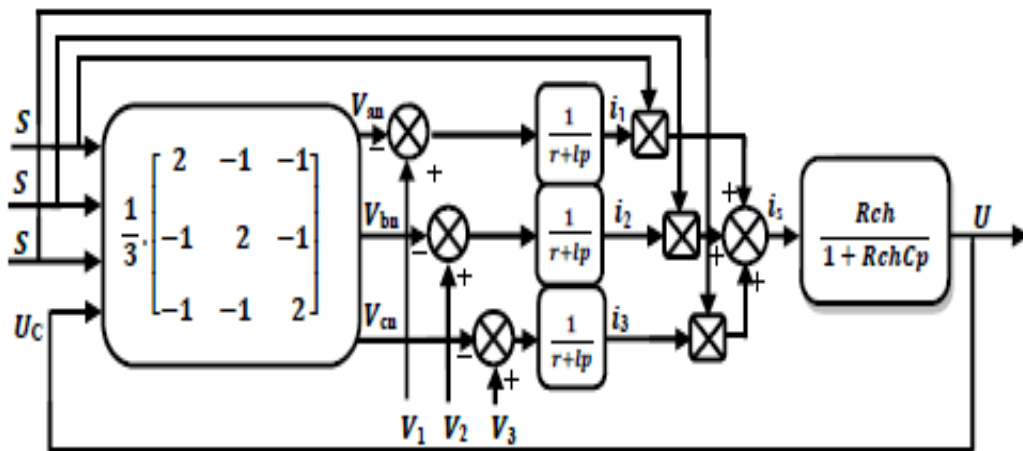


Figure I-8: Schéma fonctionnel du redresseur à MLI.

I.4.2.2 CONTROLE DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU

L'objectif de la commande de convertisseur côté réseau est de contrôler deux grandeurs importantes à savoir :

- ✓ Maintenir la tension du bus continu à une valeur de référence désirée. Pour accomplir cette tâche, on doit mesurer la tension de bus continu et la régler à une valeur de référence.
- ✓ Maintenir la puissance réactive de référence à une valeur nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire.

La régulation du redresseur MLI peut se faire sous la forme d'une régulation cascade. Deux boucles internes régulent les courants des phases. Une boucle externe régule la tension de capacité.

➤ La commande en courant du redresseur à MLI dans le repère (d, q)

Le correcteur PI n'est pas bien adapté pour commander des signaux alternatifs, la même chose pour le correcteur à hystérésis qui produit une fréquence de commutation variable. L'utilisation de ces régulateurs en triphasé nécessite plusieurs capteurs de courant et de tension. Afin d'éviter ces inconvénients, on utilise des correcteurs PI dans un repère tournant (repère d, q). La commande en courant dans ce repère est basée sur la séparation des axes l'un de l'autres, ce qui permet de les contrôler indépendamment. Cette technique de commande a l'avantage de réduire le nombre de régulateurs ainsi que les grandeurs régulées qui seront des grandeurs continues.

➤ Application de la commande

Cette commande appliquée sur les tensions de lignes, est utilisée pour permettre un découplage entre le contrôle des puissances active et réactive. Les équations régissant les tensions de lignes dans le repère (d, q) sont:

$$\begin{cases} v_{pd} = v_d - r \cdot i_d - l \frac{di_d}{dt} + l\omega i_q \\ v_{pq} = v_q - r \cdot i_q - l \frac{di_q}{dt} + l\omega i_d \end{cases} \quad (I.43)$$

v_{pd} Et v_{pq} : sont les composantes des tensions à l'entrée du convertisseur.

v_d Et v_q : sont les composantes des tensions du réseau.

i_d Et i_q : sont les composantes des courants du réseau.

ω : est la pulsation du réseau.

Les expressions des puissances active et réactive sont données par :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} \cdot [v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q] \\ Q = \frac{3}{2} \cdot [v_q \cdot i_d + v_d \cdot i_q] \end{cases} \quad (I.44)$$

Ce système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} v_d & v_q \\ v_q & -v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (I.45)$$

On pose : $P_{ref} = U_{cmes} I_{red_ref}$ et $Q_{ref} = 0$.

- La tension de référence désirée du bus continu U_{cref} est comparée à celle mesurée aux bornes du condensateur U_{cmes}
- Le correcteur Proportionnel Intégral (PI) permet de maintenir la tension de bus continu à une valeur constante désirée, et génère le courant de référence I_{cref} .
- La puissance active nécessaire pour charger ce condensateur P_{ref} est obtenu en multipliant le courant redressé I_{red_ref} par la tension mesurée U_{cmes} .
- La puissance réactive de référence Q_{ref} sera maintenue nulle.
- Les courants de références sont obtenus à partir des tensions mesurées et des puissances de références.
- Les courants de références seront comparés avec les courants mesurés.
- Les erreurs de comparaison des courants sont réglées par des régulateurs PI qui génèrent des tensions de références qui seront comparées à leur tour avec les tensions mesurées.
- Les erreurs de comparaisons des tensions génèrent des tensions qui seront comparées à leur tour avec les tensions du filtre.
- les erreurs de comparaisons des courants génèrent des tensions de commande employées pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture. Le schéma bloc de la régulation est alors représenté par la figure ci-dessous [ROUA 15, ROU15].

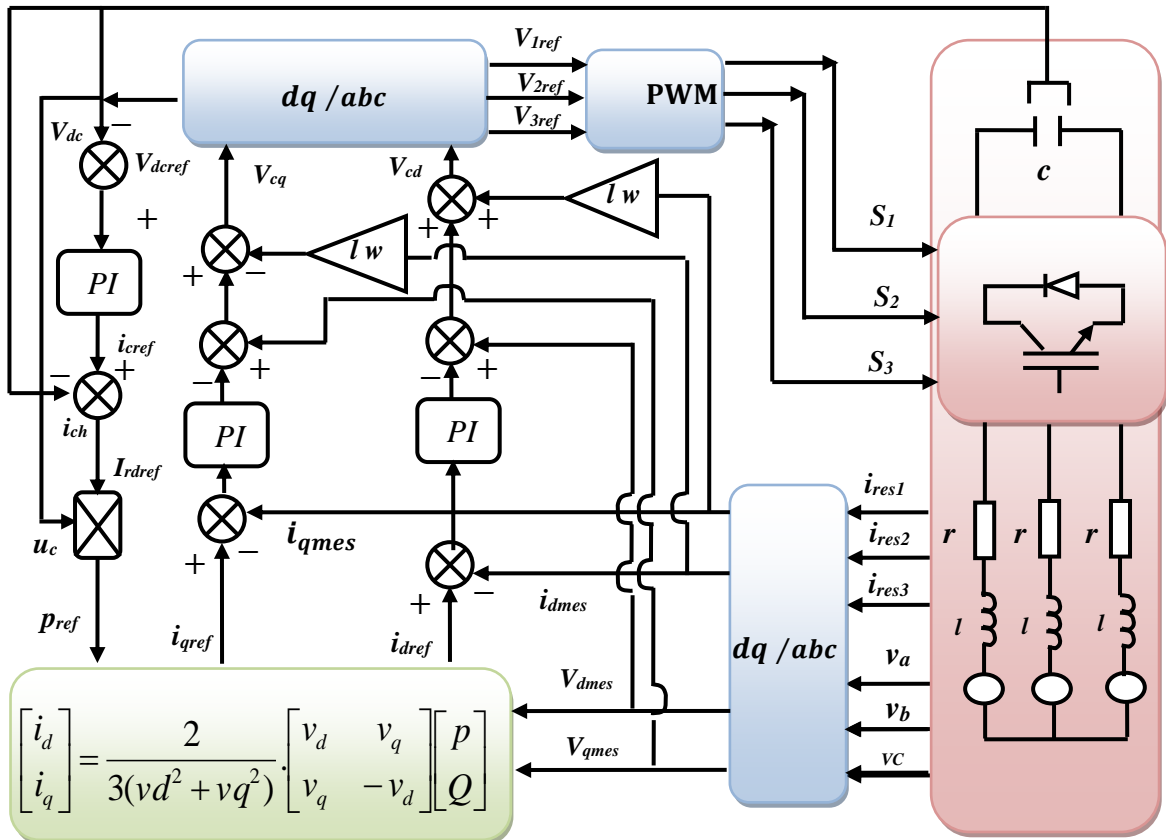


Figure I-9: Schéma bloc de la commande en courant du redresseur à MLI dans le repère (d, q).

Le calcul des gains des régulateurs se fait avec la méthode classique (voir annexe), pour les deux boucles internes des courants et la boucle externe de tension représentées dans la figure I-10

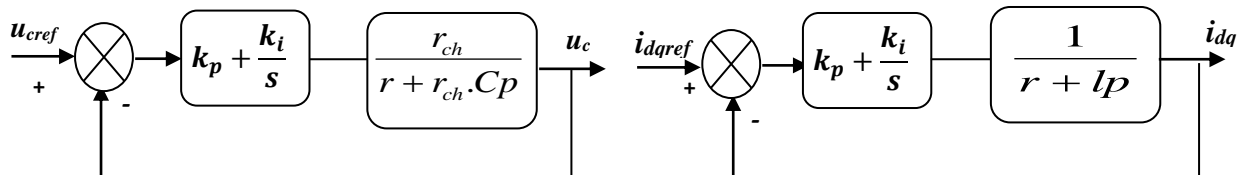


Figure I-10: Boucles de régulation équivalentes des courants et de la tension

I.4.3 RESULTATS DE SIMULATION DU CONVERTISSEUR BIDIRECTIONNEL

Les paramètres utilisés dans la simulation du redresseur sont (présentés en annexe):

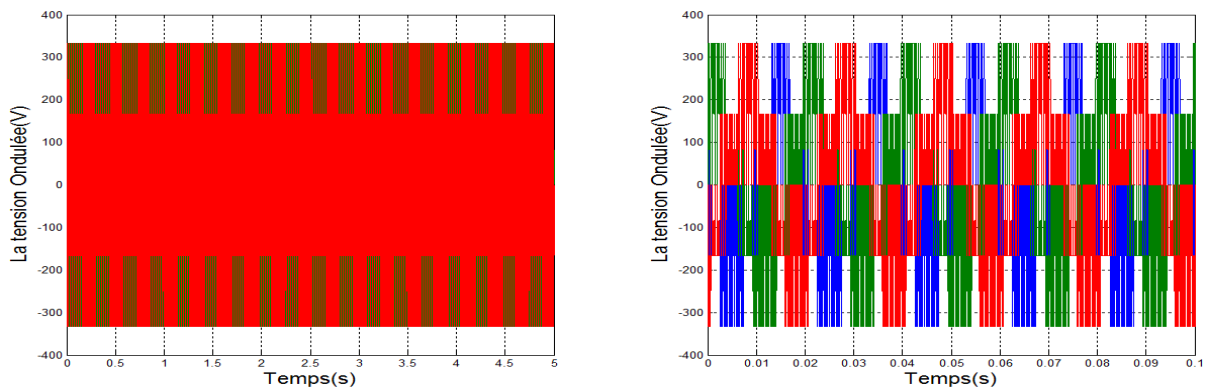


Figure I-11: Tension ondulée avec un zoom

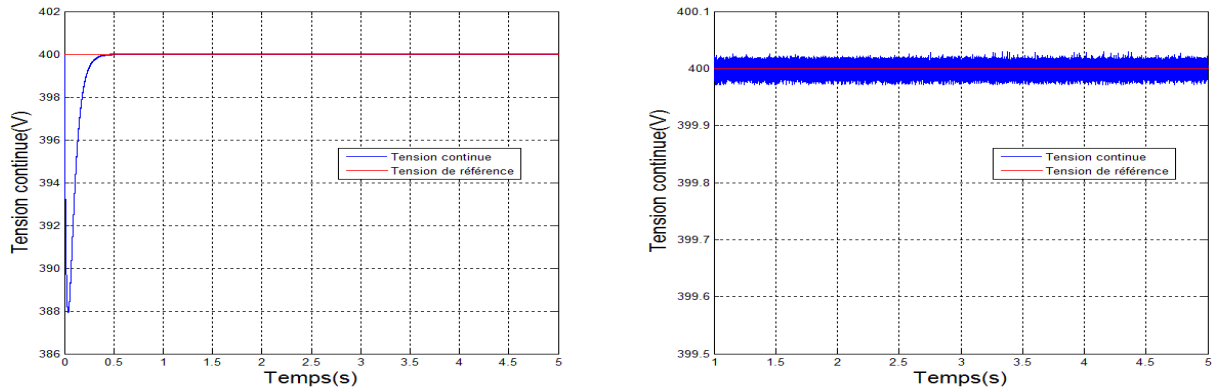


Figure I-12: Tension du bus continu avec un zoom

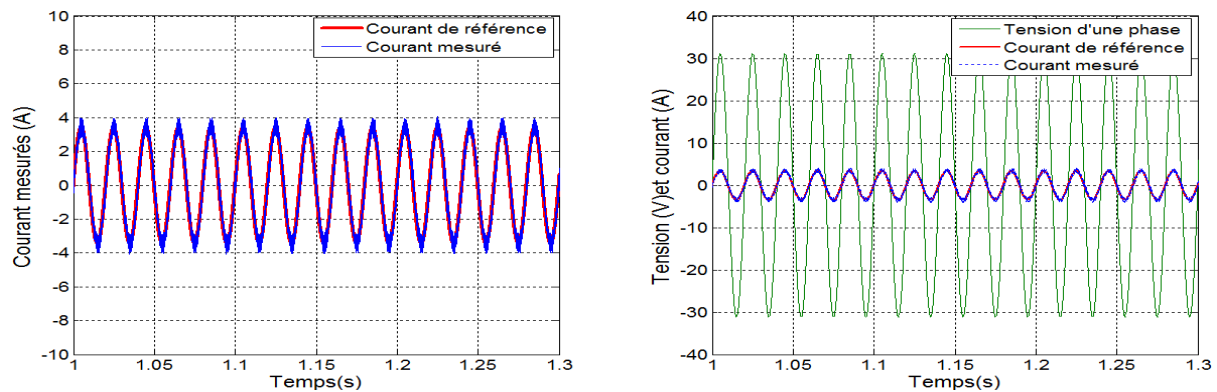


Figure I-13: Courants et tension de ligne

I.4.4 INTERPRÉTATION DES RESULTATS

On remarque que la tension de sortie de l'onduleur a une forme d'onde périodique non sinusoïdale, mais qui peut être très proche de la forme d'onde souhaitée avec une fréquence désirée (Figure I-11).

Il est clair que la tension continue suit l'allure de la tension de référence imposée (Figure I-12). De plus, les courants de lignes suivent parfaitement les allures des courants de références qui ont des formes sinusoïdales, et qui sont en position de phase par rapport à la tension de ligne, (Figure I-13).

Les résultats obtenus montrent l'efficacité et la robustesse de la commande en courant dans le repère (d, q) du convertisseur côté réseau pour la réduction des harmoniques et l'amélioration du facteur de puissance.

I.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la chaîne globale séparément. Cette chaîne qui est constituée d'une machine asynchrone à cage pilotée par le stator via de deux convertisseurs de puissances bidirectionnelles fonctionnant en MLI et reliés au réseau.

Nous avons entamé notre travail par la modélisation la machine asynchrone à cage dans le repère de Park (Repère biphasé (d,q)) lié au stator qui réduit la complexité du modèle, puis, dans une seconde étape, l'onduleur qui alimente le stator de la MAS permettant ainsi l'application des commandes pour contrôler les puissances mécanique générées par le rotor de la machine.

Enfin, on est passé à la modélisation de l'alimentation de l'onduleur qui est un redresseur triphasé, ainsi qu'à sa commande afin de contrôler par la suite le bus continu et le maintenir à une valeur constante dans le but d'améliorer le facteur de puissance du côté réseau. Les modèles de la chaîne globale ont été simulés par le logiciel MATLAB.

CHAPITRE II

ASPET THEORIQUE DES COMMANDES

II.1 COMMANDE VECTORIELLE

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

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

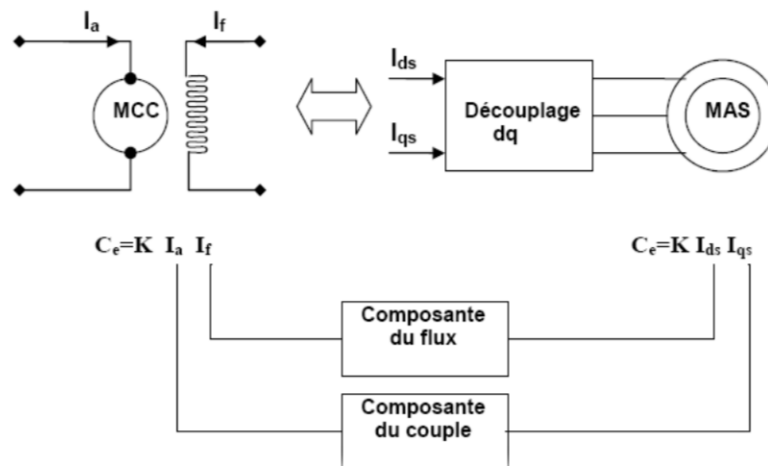


Figure II.1- le principe de la commande vectorielle.

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. Le référentiel de travail pour la commande est celui lié au champ tournant afin que l'axe «d» coïncide avec la direction désirée du flux, qui peut être rotorique, statorique ou d'entrefer. Ainsi, il est possible d'orienter les différents flux de la machine comme suit :

➤ Flux rotorique : $\Phi_{rd} = \Phi_r ; \Phi_{rq} = 0$ (II.1)

➤ Flux statorique : $\Phi_{sd} = \Phi_s ; \Phi_{sq} = 0$ (II.2)

➤ Flux d'entrefer : $\Phi_{gd} = \Phi_g ; \Phi_{gq} = 0$ (II.3)

La figure (2.1) représente le flux rotorique Φ_r , le flux statorique Φ_s , le flux d'entrefer Φ_g .

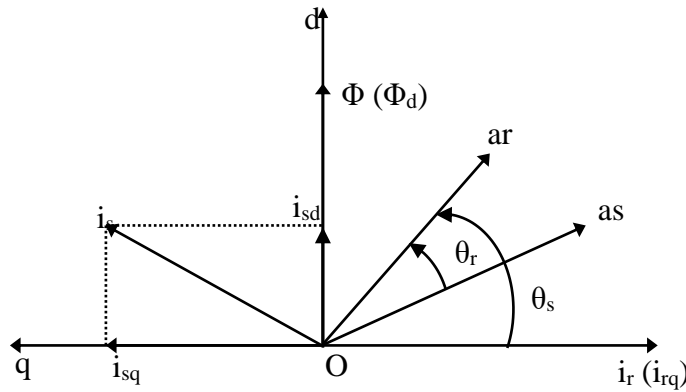


Figure II.2- Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer)

II.2 COMMANDE PAR MODE GLISSANT

L'idée de base de cette commande est de forcer et d'attirer la dynamique (l'état) du système vers une région convenablement sélectionnée appelée surface du glissement, puis de concevoir une loi de commande qui maintiendra toujours le système dans cette région. En résumé, une commande par mode glissant est divisée en deux parties [DEC 88, UTK 92, SL91]:

une partie pour synthétiser une surface $S(x,t)$ telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, de régulation et de stabilité, une autre partie qui détermine une loi de commande (commutation) $U(x,t)$ qui est capable de maintenir toutes les trajectoires sur cette surface.

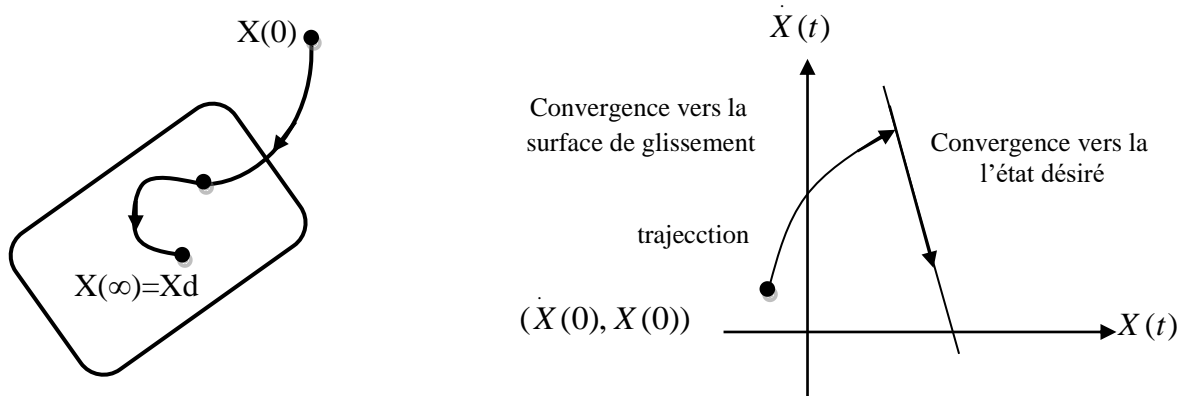


Figure II.3- Convergence du système glissant.

II.2.1 CONCEPTION DE L'ALGORITHME DE COMMANDE PAR MODE GLISSANT :

La commande par mode glissant prend en compte les problèmes de stabilité et de performances de façon systématique dans son approche qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [HAM 13, BOU 07, FEN 12, AMI 12, ERR 12, KAI 12]:

- le choix des surfaces de glissement;
- la définition des conditions d'existences et de convergences du régime glissant;
- la détermination de la loi de commande.

II.2.1.1 CHOIX DES SURFACES DE GLISSEMENT

Pour des raisons de stabilisation et de définition d'une dynamique désirée du système dans le mode de glissement, la surface de glissement $s(\mathbf{x})$ peut être choisie en générale comme étant un hyperplan passant par l'origine de l'espace. On considère le modèle d'état suivant:

$$[\dot{X}] = [A]. [X] + [B]. [U] \quad (\text{II.4})$$

où $[X]$: représente le vecteur d'état;
 $[U]$: le vecteur de commande.

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $[U]$. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état X vers sa valeur de référence X^* , il faut choisir une surface de glissement qui est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface. Dans ce travail, nous nous intéressons à une surface non linéaire suivante:

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} - \lambda\right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (\text{II.5})$$

avec :

$$e(x) = X - X^* \quad : \text{L'écart de la variable à réguler} :$$

λ : le gain positif qui interprétera la bande passante du contrôle désiré;

r : le degré relatif; c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$ $s(x) = (x)$.

Pour $r = 2$ $s(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

Pour $r = 3$ $s(x) = \lambda_x^2 \cdot e(x) + 2 \cdot \lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$.

$s(\mathbf{x})$: est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(\mathbf{x})$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ , ce qui représente l'objectif de la commande. En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de la trajectoire dont

L'objectif est de garder $s(\mathbf{x})$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart $e(\mathbf{x})$ en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart à pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système Linéaire autonome d'ordre r , En résumé, la commande par régime glissant est divisée en deux types :

II.2.1.1.1 REGIME GLISSANT IDEAL

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $s(x) = 0$. Le régime glissant idéal à une Oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du Système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation S .

III.2.1.1.2 REGIME GLISSANT REEL

En pratique, l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présente des Imperfections comme les retards de commutations. Dans ce cas, la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité.

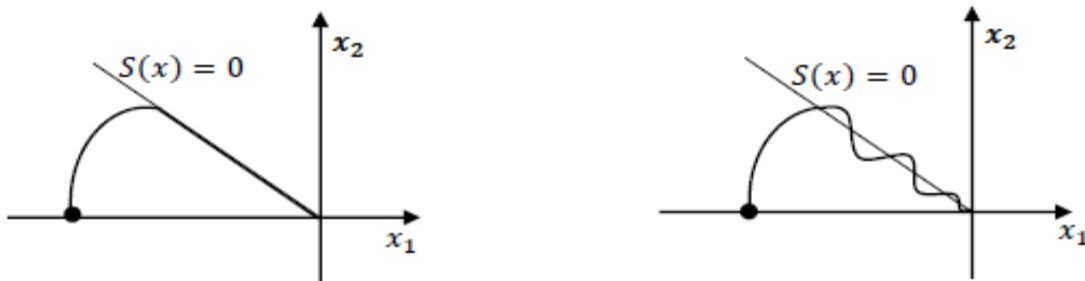


Figure II.4- Glissement idéal et réel.

II.2.1.2 CONDITIONS D'EXISTENCE ET DE CONVERGENCE DU REGIME GLISSANT

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. On présente deux types de conditions :

II.2.1.2.1 APPROCHE DIRECTE

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et *Utkin* dont le principe est de garder le produit de la fonction du surface (x) et sa dérivé à une valeur inférieure à zéro ; c'est a dire: $s(x) \cdot \dot{x} < 0$.

III.2.1.2.2 APPROCHE DE LYAPUNOV

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire Positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$.

En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} s(x)^2 \quad (\text{II. 6})$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$V'(x) = \dot{s}(x) \cdot s(x) \quad (\text{II.7})$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$\dot{s}(x) \cdot s(x) < 0 \quad (\text{II.8})$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la Robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires.

II.2.1.3 DETERMINATION DE LA LOI DE COMMANDE

On a déterminé la loi de commande nécessaire pour attirer et maintenir la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre toute en garantissant les conditions d'existence du mode de glissement.

La structure de la commande $U(t)$ comporte deux commandes, l'une appelée U_{eq} qui concerne la linéarisation exacte du système, l'autre appelée ΔU qui concerne la stabilisation du système, cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode Glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

$$U(t) = \Delta U + U_{eq} \quad (\text{II.9})$$

U_{eq} : la commande équivalente ou nominale est déterminée par le modèle du système. On peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs U_{max} et U_{min} . Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $s(x)$. La commande équivalente est déduite en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{s}(x) = 0$.

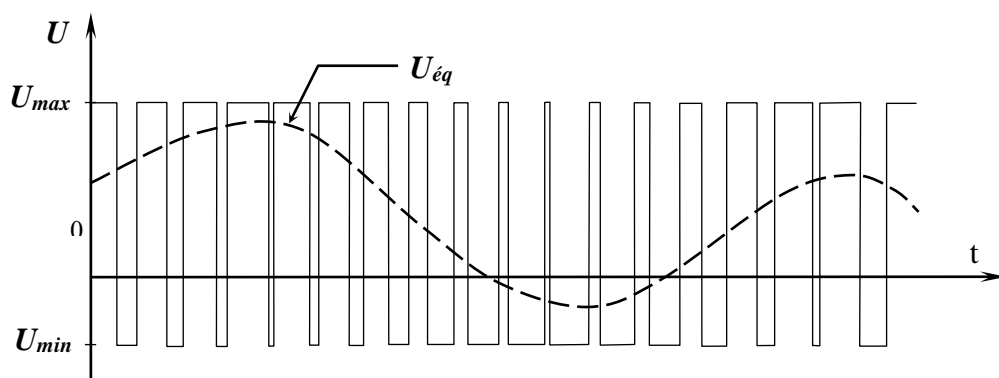


Figure II.5- La valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min}

ΔU : la commande de glissement ou attractive est utile pour compenser les incertitudes du modèle. Elle est constituée de la fonction signe « *sign* » de la surface de glissement $s(x)$ multipliée par une constante k_x . La surface de glissement est définie dans l'espace d'état des erreurs afin de garantir la convergence des états. Elle est déterminée pour vérifier la condition de convergence $\dot{s}(x) \cdot s(x) < 0$.

$$\Delta U = k_x \text{sign}(x) \tag{II. 10}$$

Le sign de k_x doit être différent de celui de $\frac{\partial s}{\partial x} [B]$.

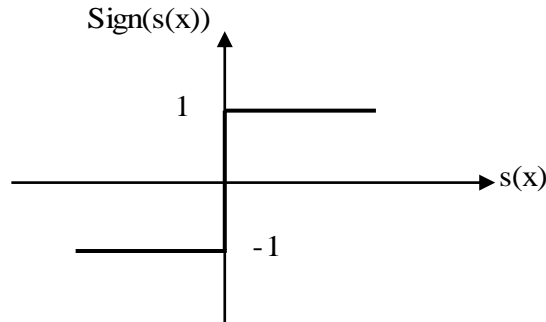


Figure II.6 - Fonction *sign* (non linéarité tout ou rien).

II.2.2 ELIMINATION DU PHENOMENE DU BROUITEMENT (CHATTERING)

La commande équivalente et les imperfections technologiques (retard et hystérésis des actionneurs et des capteurs) créent des oscillations indésirables appelées phénomène de réticence (Chattering), ce phénomène reste un obstacle pour réaliser une commande qui contrôle la trajectoire du système vers la surface de glissement avec des oscillations idéales et fréquences infinies :

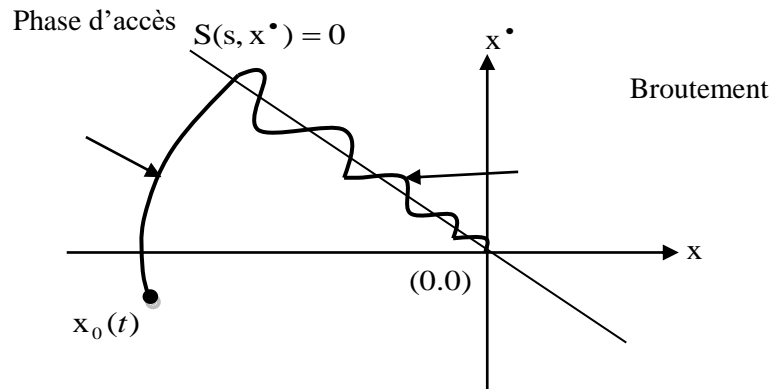


Figure II.7 - Phénomène de brouitement.

Ce phénomène a plusieurs effets indésirables sur le comportement du système à savoir:

- ❖ La création de dynamiques non modélisées.
- ❖ la diminution de la précision de la commande.
- ❖ l'augmentation des pertes d'énergie.
- ❖ l'augmentation de la fatigue des parties mécaniques mobiles.

Plusieurs techniques ont alors été proposées pour réduire ou éliminer ce phénomène.

Parmi ces techniques on présente deux solutions.

II.2.2.1 PROPOSITION DE SLOTINE

Remplacer la fonction «*sign*» par une fonction de saturation «*sat*» caractérisée par un ou deux seuils (atténuation des amplitudes des ondulations) figure (II-8) [ZEG 14, BOU15, SLO91].

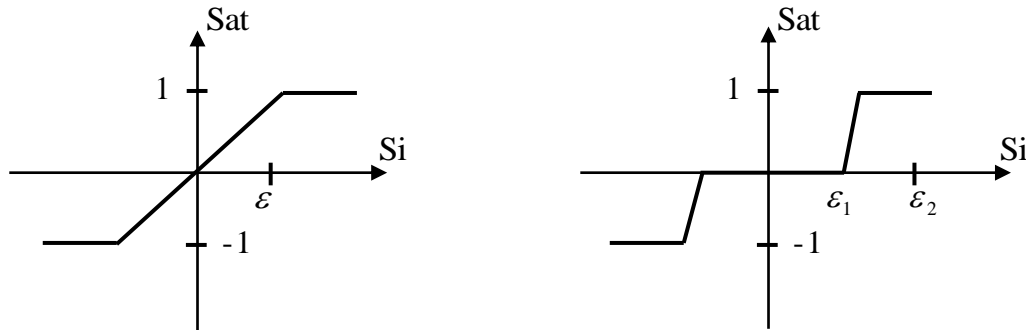


Figure II.8 - Fonction **SAT** : (A) - un seuil ;(b) - deux seuils (zone morte).

Dans ce cas, la commande devient : $\Delta U = -k_x \text{cont}(x)$.

Les deux seuils de cette fonction sont respectivement définies par :

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} -1 & \text{si } s < -\epsilon \\ \frac{s}{\epsilon} & \text{si } |s| < \epsilon \\ 1 & \text{si } s > \epsilon \end{cases} \tag{II.11}$$

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} 0 & \text{si } |s| < \epsilon_1 \\ \frac{s - \epsilon_1}{\epsilon_2 - \epsilon_1} & \text{si } \epsilon_1 < |s| < \epsilon_2 \\ \text{sign}(s) & \text{si } s > \epsilon_2 \end{cases} \tag{II.12}$$

II.2.2.2 PROPOSITION DE HARSHIMA

Dans cette proposition, la fonction «*signe*» est remplacée par une fonction de lissage appelée «*cont*», figure (II-9) [ZEG 14, BOU 15, SLO 91].

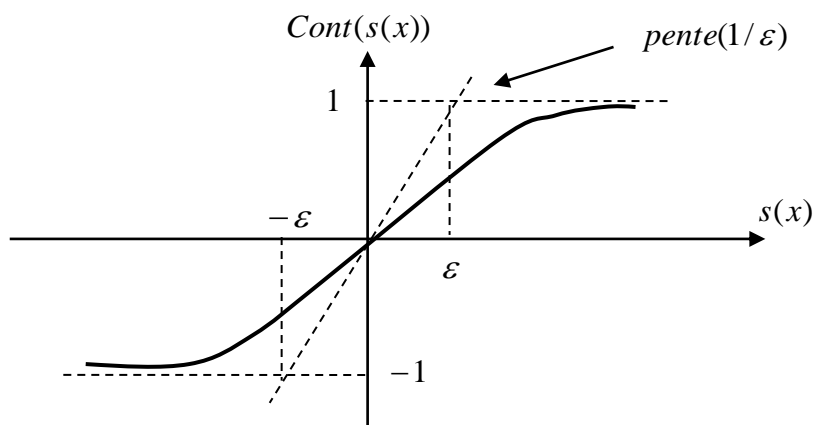


Figure II.9 - Fonction Cont (ϵ > et petit).

Dans ce cas, la commande devient: $\Delta U = -k_x \text{cont}(x)$.
 Cette fonction est définie comme suit :

$$\text{cont}(s) = \begin{cases} \frac{s(x)}{|s(x)| + \varepsilon} & \text{si } |s| < \varepsilon \\ \text{sign}(s) & \text{sin o} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

II.2.3. DIFFERENTES STRUCTURES DU CONTROLE PAR MODE DE GLISSEMENT

En général, trois configurations de base sont prescrites pour la configuration de la commande de ce mode. L'une simple consiste à faire la commutation sur l'organe de commande lui-même appelée «structure par commutation au niveau de l'organe de commande», la deuxième fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état appelée «structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état», la dernière consiste à ajouter une commande équivalente appelée «Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente». Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude [ZEG 14, BOU 15].

II.2.3.1 STRUCTURE PAR COMMUTATION AU NIVEAU DE L'ORGANE DE COMMANDE

Le schéma bloc qui représente le principe de fonctionnement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure (II-10).

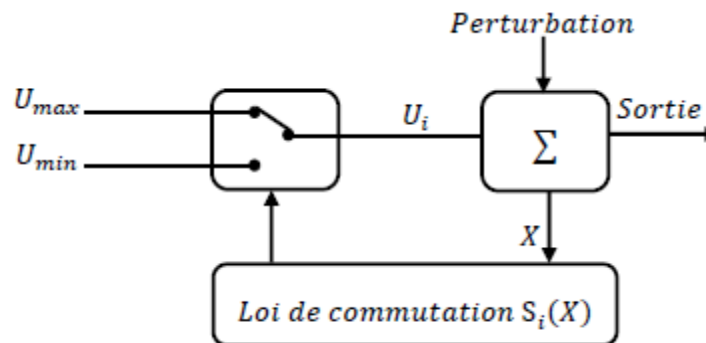


Figure II.10 - Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien «TOR» des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'applications aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas-à-pas [ZEG 14, BOU 15].

II.2.3.2 STRUCTURE PAR COMMUTATION AU NIVEAU D'UNE CONTRE REACTION D'ETAT

Le schéma bloc qui représente le principe de fonctionnement de la structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état est donné par la figure (II-11) [ZEG 14, BOU 15].

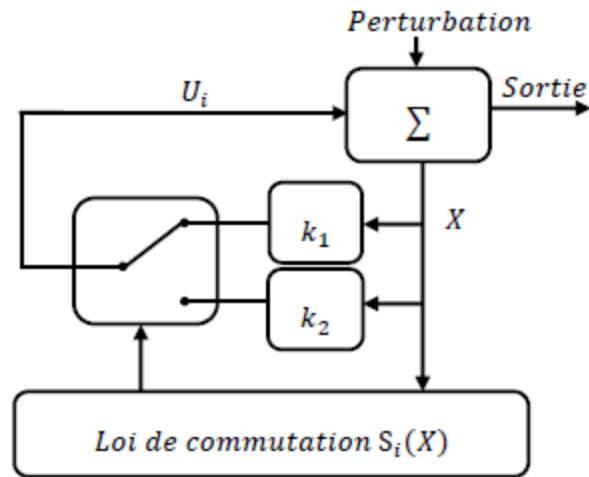


Figure II.11 - Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

Puisque la non linéarité du système provient de la commutation entre les gains, on a créé une commutation au niveau de la dynamique du système à régler qui est basée sur le contrôle par contre réaction d'état classique. Cette structure est la moins exigeante au niveau des oscillations de la commande. Elle a été utilisée dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction.

II.2.3.3 STRUCTURE DE REGULATION AVEC AJOUT DE LA COMMANDE EQUIVALENTE

Le schéma bloc qui représente le principe de fonctionnement de la structure de régulation avec ajout de la commande équivalente est donné par la figure (II-13).

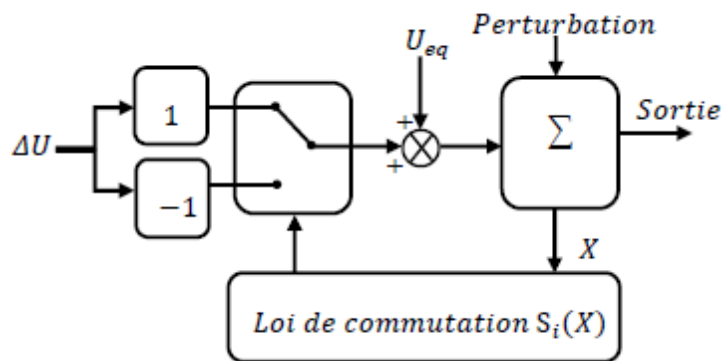


Figure II-12 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Cette commande a l'avantage de donner l'état futur du système grâce à la commande équivalente. Cette dernière n'est autre que la valeur désirée du système en régime permanent [ZEG 14, BOU 15].

II.3 COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE

Cette commande est une solution attractive pour obtenir des résultats performants dans les moteurs asynchrones. Nous allons appliquer cette commande non linéaire pour ce faire, on va utiliser la structure de la commande vectorielle indirecte sans boucle de puissance tout en remplaçant les régulateurs PI par des régulateurs flous.

Dans ce qui suit, nous allons présenter les principaux fondements de la logique floue où nous exposerons la notion d'ensembles flous, les fonctions d'appartenance, les variables linguistiques, et les opérateurs employés dans ce type de logique, puis décrire la structure de la commande floue. Nous expliquerons les notions de fuzzification d'inférences floues et de défuzzification pour manipuler une commande adéquate pour le réglage indépendant des puissances.

II.3.1 NOTIONS FONDAMENTALES DE LA LOGIQUE FLOUE

Dans cette section, nous présentons les notions de base de la logique floue. Nous aborderons uniquement les points les plus importants pour la compréhension d'un raisonnement flou à savoir :

II.3.1.1 ENSEMBLES FLOUS

Dans la théorie classique des ensembles, ces derniers sont définis par une fonction caractérisée par un élément appartient (1), et un élément n'appartient pas (0); par contre un ensemble flou est défini sur un univers de discours X , et par une fonction d'appartenance (u) qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1. Il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans un domaine continu, les ensembles flous sont définis analytiquement par leurs fonctions d'appartenance [BOUR 15, BOU 14].

II.3.1.2 FONCTIONS D'APPARTENANCES

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques (x), il faut les soumettre à une définition mathématique appelée fonction d'appartenance $u(x)$ qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles (A_i). Les représentations graphiques des fonctions d'appartenance les plus utilisées sont illustrées dans la figure (II.13). Leurs expressions analytiques sont définies de la manière suivante [BOUL 09, LAB 05, BOUR 15] :

➤ la fonction triangulaire: définie par trois paramètres a , b et c , soit :

$$u(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & c \leq x \end{cases} \quad \text{Ou } u(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right) \quad (\text{II.14})$$

La fonction trapézoïdale: définie par quatre paramètres a, b, c et d soit :

$$u(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c \leq x \leq d \\ 0 & 0 \geq d \end{cases} \quad \text{Ou } u(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right) \quad (\text{II.15})$$

➤ la fonction en cloche: définie par deux paramètres, x_0 qui détermine la position du Sommet ($\mu = 1$) et a qui impose la largeur du domaine, soit :

$$u(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x-x_0}{a} \right)^2} \quad (\text{II.16})$$

➤ la fonction gaussienne: définie par deux paramètres σ, x_0 , soit :

$$u(x) = \exp \left(-\frac{(x-x_0)^2}{2 \cdot \sigma^2} \right) \quad (\text{II.17})$$

➤ la fonction sigmoïde: définie par deux paramètres a, x_0 , soit :

$$u(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a \cdot (x-x_0))} \quad (\text{II.18})$$

La fonction singleton :

$$u(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

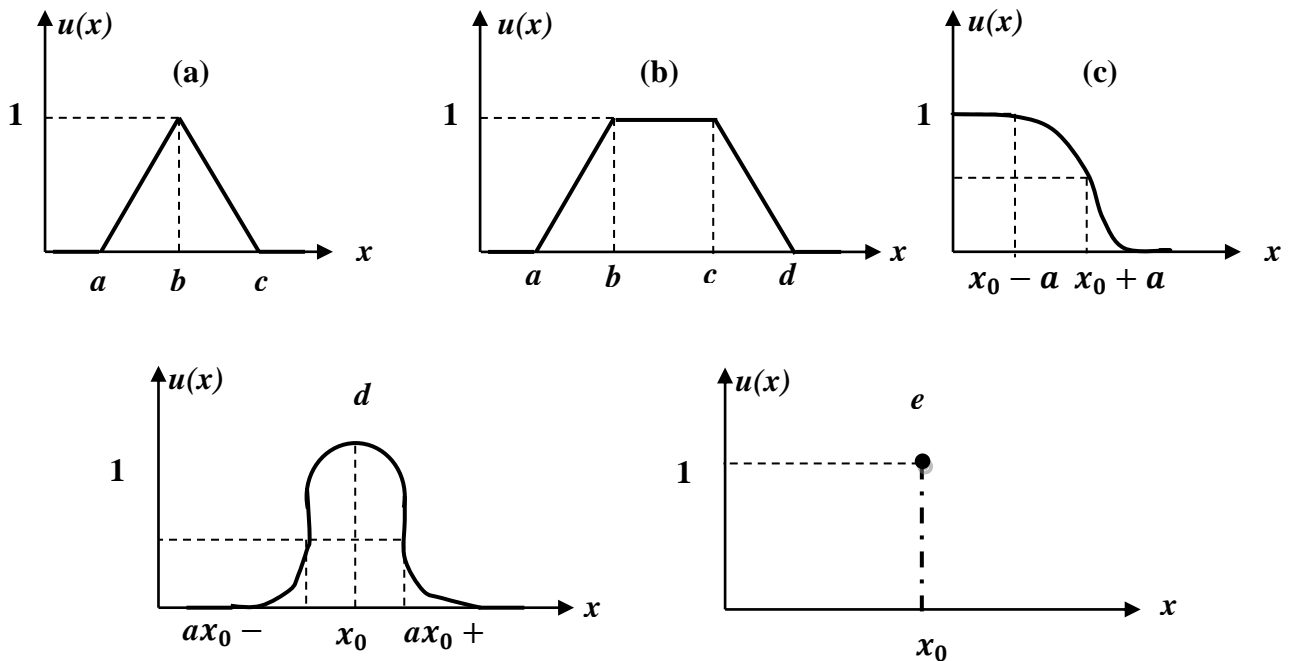


Figure II-13 : Formes des fonctions d'appartenances usuelles. (a) - Fonction triangulaire, (b) - Fonction trapézoïdale, (c) - Fonction sigmoïdale, (d) - Fonction gaussienne, (e) - Fonction singleton.

II.3.1.3 CARACTÉRISTIQUES D'UN SOUS ENSEMBLE FLOU

Soit A un sous ensemble flou de X . On définit les caractéristiques suivantes propres à cet ensemble flou, (figure IV.2) [TAL 14, MOK 10]

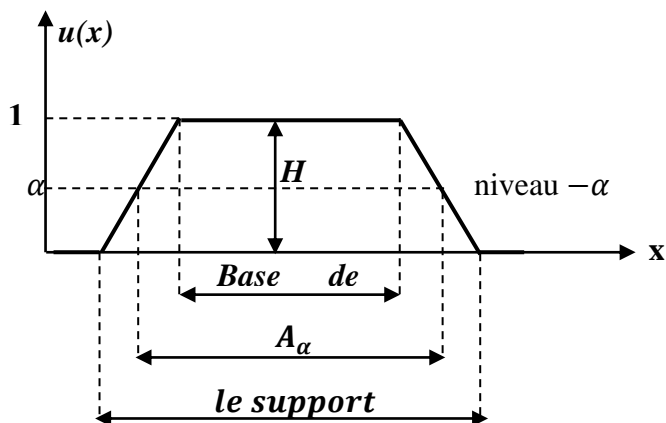


Figure II-14 : Caractéristiques d'un ensemble flou

- Le Noyau : le noyau d'un ensemble flou A est l'ensemble qui contient tous les éléments qui appartiennent sûr et certain à A ; leurs degrés d'appartenance sont égaux à 1. Quand le noyau est réduit à un point, celui-ci est appelé valeur modale. Il est donné par :

$$N(A) = \{x \in X / u_A(x) = 1\} \quad (\text{II.20})$$

- Le Support : le support est défini comme l'ensemble des valeurs du domaine X pour lesquelles la fonction d'appartenance n'est pas nulle. Il est donné par :

$$S(A) = \{x \in X / u_A(x) \neq 0\} \quad (\text{II.21})$$

- La Hauteur (H): c'est la valeur maximale de la fonction d'appartenance sur le domaine X qui est égale à 1. Il est donné par :

$$H(A) = \max (u_A(x) / x \in X) \quad (\text{II.22})$$

- Le cardinal : est définie par la somme des degrés d'appartenance :

$$|A| = \sum_{i=1}^n u_A(x_i) \quad (\text{II.23})$$

- Pour un domaine continu, la cardinalité sera définie par :

$$|A| = \int_x u_A(x) dx \quad (\text{II.24})$$

- **Couple de niveau α** : On appelle *couple de niveau α* ou *α -coupe* de l'ensemble flou A les éléments qui possèdent un degré d'appartenance supérieur ou égal α . Le sous ensemble A_α de X défini par :

$$A_\alpha = \{x / u_A(x) \geq \alpha\} \quad x \in [0 \quad 1] \quad (\text{II.25})$$

II.3.1.4 VARIABLES LINGUISTIQUES

Ce sont des variables dont les valeurs ne sont pas des nombres, mais des mots ou des phrases exprimés en langage naturel. La raison pour laquelle on utilise cette représentation, est que le caractère linguistique est moins spécifique que le caractère numérique.

Une variable linguistique x est généralement caractérisée par un triplet $\{x, T(x), X\}$ où x désigne le nom de la variable (température, taille, vitesse), définie sur un univers de discours X , et $T(x)$ son ensemble de termes ou valeurs linguistiques. Dans notre cas, l'univers de discours X est toujours un sous-ensemble des réels.

Par exemple, si l'erreur est considérée comme variable linguistique définie dans le domaine $X = [-10; 10]$, ses valeurs linguistiques peuvent être définies comme suit:

$$T(\text{erreur}) = (\text{égative Grande (NG), Négative Petite (NP), EnvironZéro (EZ), Positive Petite (PP), Positive Grande (PG)})$$

Ces valeurs linguistiques peuvent être considérées comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la Figure II-15 [OUG 09, OUA 09].

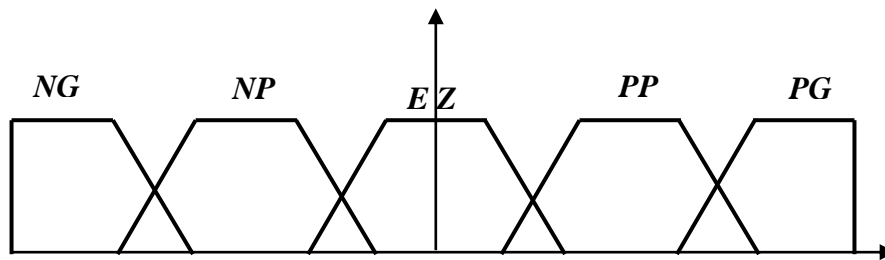


Figure II-15: Fonctions d'appartenances de $T(\text{erreur}) = \{NG, NP, EZ, PP, PG\}$.

II.3.1.5 OPERATEURS LOGIQUES FLOUS $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ X

La théorie mathématique sur les ensembles flous définit de nombreux opérateurs sur ces ensembles et sur les fonctions d'appartenances. Soit A et B deux ensembles flous définis dans l'univers de discours X par les fonctions d'appartenances $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ respectivement [MOK 10, OUA 09].

- **Egalité floue** : deux ensembles flous A et B sont égaux ($A = B$) si et seulement si

$$\forall x \in X : u_A(x) = u_B(x) \quad (\text{II.26})$$

- **Sous-ensemble flou** : A est un sous ensemble de B ($A \subseteq B$) si et seulement si :

$$\forall x \in X : u_A(x) \leq u_B(x) \quad (\text{II.27})$$

- **Complémentation floue (non)**: Le complément \bar{A} de l'ensemble flou A est défini par la fonction d'appartenance :

$$\forall x \in X : u_{\bar{A}}(x) = 1 - u_A(x) \quad (\text{II.28})$$

- **Union floue (ou)**: L'union de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou ($A \cup B$) de fonction d'appartenance «somme» :

$$\forall x \in X : u_{A \cup B}(x) = u_A(x) + u_B(x) \quad (\text{II.29})$$

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A ou B » est le maximum des degrés d'appartenances de A et de B:

$$u_A(x) + u_B(x) = \max(u_A(x), u_B(x)) \quad (\text{II.30})$$

- **Intersection floue (et)**: l'intersection de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou ($A \cap B$) de fonction d'appartenance «produit»

$$\forall x \in X : u_{A \cap B}(x) = u_A(x) * u_B(x) \quad (\text{II.31})$$

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A et B » est le minimum des degrés d'appartenance de A et de B:

$$u_A(x) * u_B(x) = \min(u_A(x), u_B(x)) \quad (\text{II.32})$$

$$u_A(x) * u_B(x) = u_A(x) \times u_B(x) \quad (\text{II.33})$$

II.3.1.6 IMPLICATION FLOUE

L'implication floue, ou aussi proposition conditionnelle floue, est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité d'une règle de la forme [LAB 05, BOUL 09].

Si x est A Alors y est B

À partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion d'autre part, ce degré de vérité est évalué à partir des degrés d'appartenances de x à A et de y à B comme suit:

$$u_R(x, y) = \text{imp}(u_A(x), u_B(x)) \quad (\text{II.34})$$

Les opérateurs les plus utilisés dans la commande floue sont les implications de Mamdani et de Larsen :

- ✓ Implication de Mamdani : $u_R(x, y) = \min(u_A(x), u_B(x))$
- ✓ Implication de Larsen : $u_R(x, y) = u_A(x) \times u_B(x)$

II.3.2 STRUCTURE D'UNE COMMANDE A LOGIQUE FLOUE

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur par retour d'état, l régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles se basant sur des variables linguistiques pour être traitées par des opérateurs de la logique floue. Les variables d'entrées sont dans un premier temps converties en variables floues en définissant pour chacune d'elle une fonction d'appartenance.

Par la suite, on convertit la commande floue résultante de l'inférence à commande réel pour les appliquer au procédé.

Un régulateur par logique floue comprend les quatre parties suivantes: la base des règles, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification. Il comprend aussi des gains de normalisation et de dénormalisation qui sont ajoutés respectivement à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou afin qu'il soit transportable et adaptable même avec des paramètres différents, [CHE 14, HAM 11, BOUR 15, OUA 09, BOU 15, TAL 14, MOK 10].

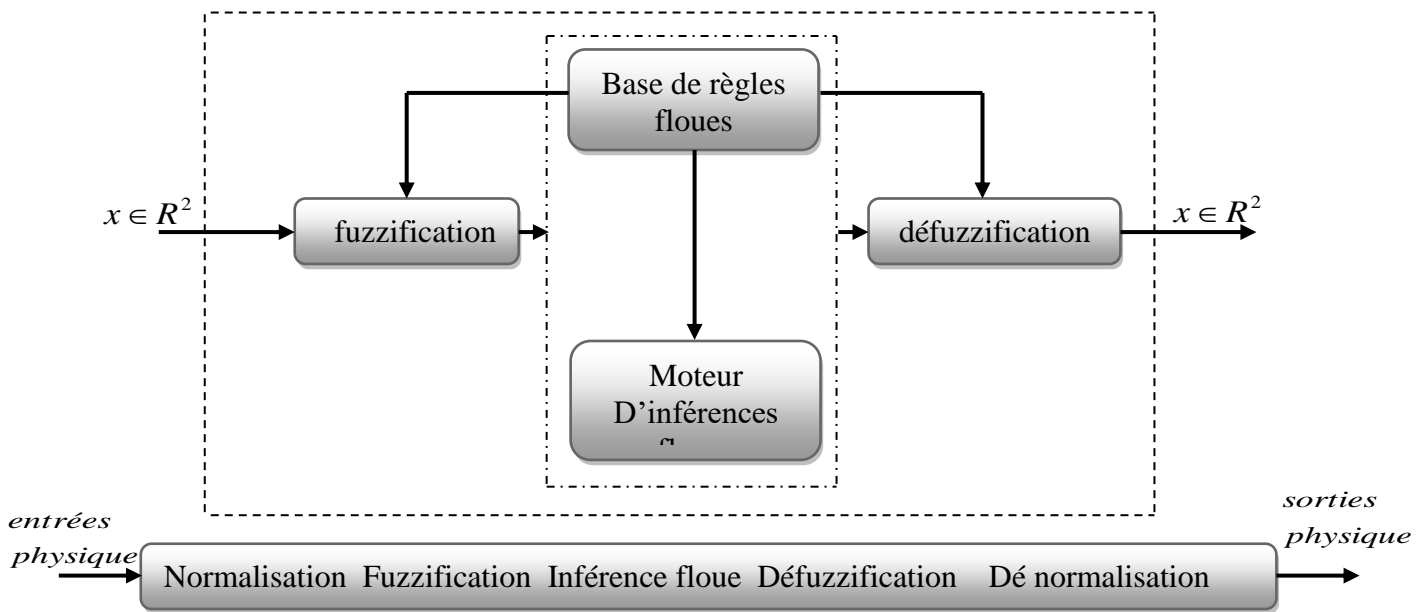


Figure II-16 : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

II.3.2.1 FUZZIFICATION

L'objectif de la fuzzification est de transformer les grandeurs physiques (numériques) d'entrée en des grandeurs floues (termes linguistiques ou Symboliques) qui peuvent être traitées par les inférences; c'est-à-dire que les grandeurs physiques d'entrée sont réduites à des grandeurs normalisées dans une plage de variation, souvent [1,-1], appelée univers de discours. Ensuite, les grandeurs normalisées sont converties en des ensembles flous qui sont représentés par des fonctions d'appartenances avec des valeurs linguistiques. Le nombre d'ensembles dépend de la résolution et l'intervention du réglage désiré. Dans la littérature de la commande floue, deux approches de fuzzification sont généralement utilisées, à savoir : la fuzzification singleton et la fuzzification non-singleton.

II.3.2.2 REGLES DE CONTROLE

Les systèmes basés sur la logique floue utilisent généralement la connaissance humaine sous forme de règles du type (Si *prémisse* Alors *conclusion*). La prémisse de la règle (l'antécédent) est constituée des conditions qu'il faut satisfaire afin de réaliser la conclusion de la règle (la conséquence).

II.3.2.3 INFERENCE DES REGLES FLOUES

L'inférence floue ou la logique de prise de décision est le coeur du contrôleur flou qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de la commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférences de la logique floue. On applique les règles d'inférence sur les variables floues issues de la fuzzification pour créer et déterminer les nouvelles variables floues de sortie (la commande du système), en se basant sur des opérations floues appliquées aux fonctions d'appartenances.

Il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenances. On introduit la notion de mécanisme ou méthode d'inférence, qui dépend des relations utilisées pour réaliser les différents opérateurs dans une inférence permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière. Pour le réglage par la logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes:

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

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter les trois opérateurs de la logique floue «*ET*, *OU*, et *ALORS*»

Opérateurs flous Méthode d'inférence	Et	Ou	Alors
Max - Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max - produit	Minimum	Maximum	produit
Somme - produit	produit	Moyenne	produit

Tableau. II-1: Méthode usuelles de l'inférence floue.

II.3.2.4 DEFUZZIFICATION

La défuzzification consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence (loi de commande) en des grandeurs numériques (valeurs physiques); c'est-à-dire que les ensembles flous résultants de l'inférence sont convertis en des valeurs numériques; ensuite, ces valeurs sont dénormalisées et appliquées au processus. On distingue plusieurs méthodes de

défuzzification: méthode de maximum, méthode de la moyenne des maximas, méthode du centre de gravité, méthode des hauteurs pondérées et celle des hauteurs pondérées modifiés. La méthode la plus fréquemment utilisée reste celle des centres de gravité.

II.4 COMMANDE PAR BACKSTEPPING

La technique du backstepping est une approche très récente pour la commande des systèmes non linéaires. Cette méthode de commande est récursive représentant un outil bien connu pour l'étude de la stabilité des systèmes dynamiques à base de la théorie de Lyapunov. L'idée principale de Backstepping consiste à calculer une loi de commande en plusieurs étapes afin de garantir une certaine fonction (de Lyapunov) qui soit toujours positive et sa dérivée soit toujours négative; ce qui garantit instantanément la stabilité globale du système. Il s'agit de fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordredécroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue ensuite récursivement en partant de l'intérieur de la boucle [MOH 11, LOU 13, DAO 13, SHA 10, ADH 13].

Dans ce qui suit, nous allons présenter des notions de base sur l'étude de la stabilité des systèmes non linéaires, et une étude théorique développée de la commande « backstepping ». La structure et la synthèse de cette commande seront détaillées pour pouvoir élaborer par la suite un algorithme adéquat basé sur le principe de l'orientation du flux statorique. Cet algorithme nous permettra d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro et d'assurer par la suite la stabilité et l'équilibre du système.

II.4.1 NOTIONS DE BASES SUR LA STABILITE DES SYSTEMES NON LINEAIRES

Cette section illustrera les notions de base sur les systèmes non linéaires et leurs stabilités nécessaires à la compréhension de la commande par backstepping.

II.4.2 METHODES D'ANALYSE DE LA STABILITE DES SYSTEMES

Les systèmes non linéaires sont des systèmes très complexes et pour étudier leur stabilité, on a besoin d'approches. L'approche de Lyapunov est la plus utilisée pour étudier leur stabilité. Pour cela, on distingue deux méthodes d'analyse de Lyapunov à savoir [BEN 00, KHA 96] :

- ❖ La méthode de linéarisation.
- ❖ La méthode directe.

La première concerne la stabilité locale autour d'un point d'équilibre. Par contre, la deuxième détermine la stabilité des systèmes en construisant une fonction scalaire des états du système dont on examinera la variation temporelle. On s'intéresse à la méthode directe de Lyapunov car la commande par backstepping est basée sur cette méthode.

Celle-ci consiste à analyser la stabilité d'un système linéaire sans connaître explicitement les solutions des équations différentielles qui les décrivent. Le principe de cette méthode n'est que l'extension mathématique d'un phénomène physique observé, car les systèmes mécaniques et électriques perdent de l'énergie pour se stabiliser au point d'équilibre.

La méthode directe de Lyapunov est basée sur le critère énergétique de stabilité. En appliquant ce critère indépendamment du concept d'énergie, on remplace alors l'énergie du système par une « fonction de Lyapunov » qui est définie positive (comme l'énergie).

Soit le système autonome :

$$\dot{s} = f(x), \quad x_e = 0 \tag{II.35}$$

Ce système aura un point d'équilibre $x_e = 0$ globalement asymptotiquement stable, s'il existe une fonction scalaire réelle $V(x)$ continue avec une dérivée partielle par rapport au temps $\dot{V}(x)$ continue ayant les propriétés suivantes :

- $V(0) = 0$
- $V(x) > 0, \forall x \neq 0$
- $\lim_{\|x\| \rightarrow \infty} V(x) = \infty$
- $\dot{V}(x) < 0 \forall x \neq 0$

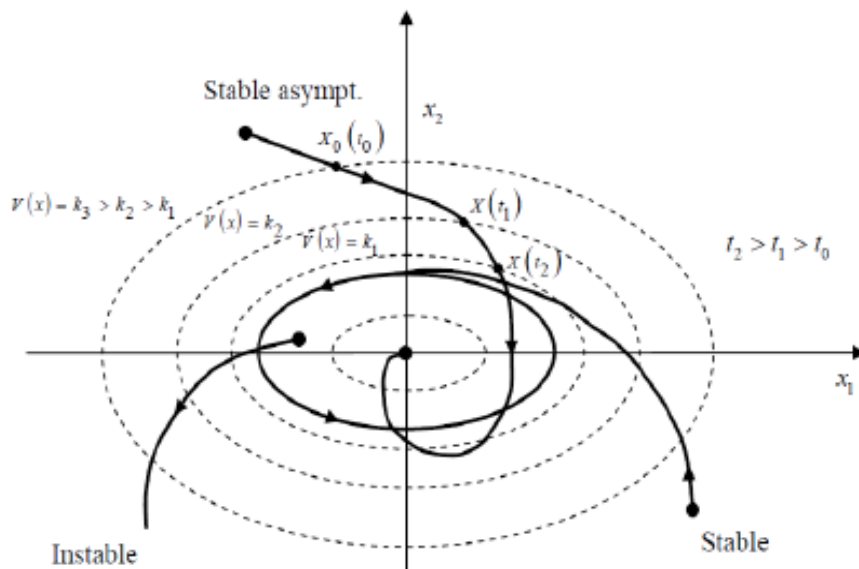


Figure II-17: Interprétation géométrique du théorème de Lyapunov.

III.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté une synthèse des théories de commandes différentes qu'on va appliquer indépendamment sur la machine asynchrone à cage. En premier lieu, nous avons commencé par la théorie de la commande vectorielle en utilisant un régulateur proportionnel intégral. En deuxième lieu, nous avons présenté l'aspect théorique de la commande par mode glissant à savoir: sa définition, son principe de commande, et sa conception (choix de la surface de commutation et la loi de commande).

Par la suite, deux techniques de commande de philosophies différentes l'une concerne la commande par la logique floue basée sur les régulateurs flous, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue, exposé l'ensemble flou, les fonctions d'appartenance, les variables linguistiques, et les opérateurs employés dans ce type de commande l'autre, concerne la commande par backstepping basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov. Cette méthode assure la stabilité du système en boucle fermée en tout instant où nous avons présenté les principales définitions relatives à cette technique; à savoir : la stabilité et l'équilibre des systèmes non linéaires.

CHAPITRE III :
APPLICATION DES COMMANDES PROPOSEES.

III.1 APPLICATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE A LA MAS

En imposant la condition ($\phi_{rq} = 0$) aux équations du modèle de la machine asynchrone on aboutit au système suivant :

$$(III.1) \quad V_{ds} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r}) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} - \frac{M}{L_r} R_r \phi_r$$

$$(III.2) \quad V_{qs} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r}) i_{sq} - \omega_r \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds}$$

$$(III.3) \quad \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_r$$

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (III.4)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega_r \quad (III.5)$$

III.1.1 DECOUPLAGE PAR COMPENSATION

La compensation a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine, et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. En considérant une dynamique longue du flux en basse vitesse par rapport aux courants.

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_d \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_q \end{cases} \quad (III.6)$$

avec :

$$\begin{cases} e_d = (\omega_s \sigma L_s i_{ds} - \omega_r \frac{M}{L_r} \phi_r) \\ e_q = -(\omega_s \sigma L_s i_{ds} - \omega_r \frac{M}{L_r} \phi_r) \end{cases} \quad (III.7)$$

Ces équations sont représentées par le schéma bloc suivant :

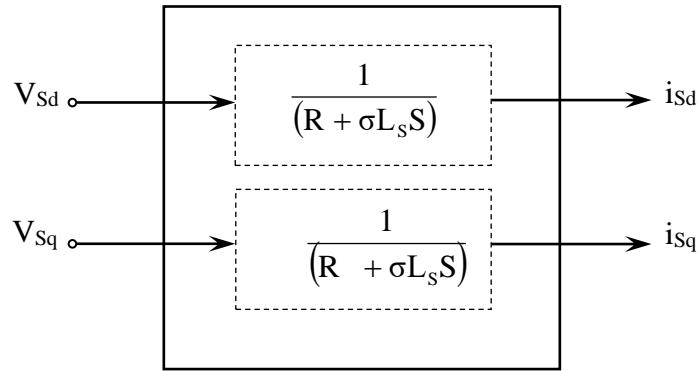


Fig.III-1 Schéma bloc de compensation.

III.1.2 BLOC DEFLUXAGE

Pour le bloc de défluxage, le flux est généralement maintenu constant, à sa valeur nominale pour des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale du moteur. Par contre il faut qu'il décroisse lorsque la vitesse augmente au-delà de la vitesse nominale afin de limiter la tension aux bornes du moteur. Pour cela, on définit le bloc de défluxage par le non linéarité suivante [22]:

$$\text{Sous-vitesse : } \phi_r = \Omega_{nom} \quad \text{pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{nom} \tag{III.8}$$

$$\text{Su-vitesse : } \phi_r = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} * \phi_{nom} \quad \text{pour } |\Omega_r| \geq \Omega_{nom} \tag{III.9}$$

Avec :

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

ϕ_{nom} : Flux rotorique nominale

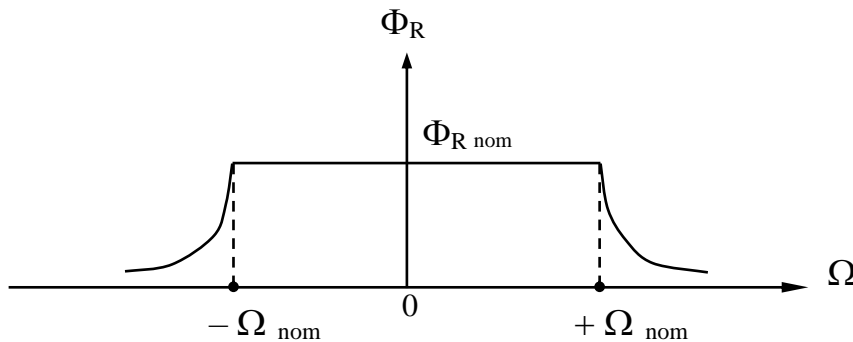


Fig. III-2 Bloc de défluxage

III.1.3 CALCULS DES REGULATEURS

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle P assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent. Dans notre commande il y a trois régulateurs PI, un pour la régulation de la vitesse et deux pour les courants i_{sd} et i_{sq} . Notons qu'une structure IP a été utilisée dans la boucle de régulation de la vitesse, elle est parfois bien meilleure que celle à régulateur PI.

III.1.4 REGULATION DE VITESSE

Pour cette régulation, nous avons adopté un régulateur IP Figure (III.3)

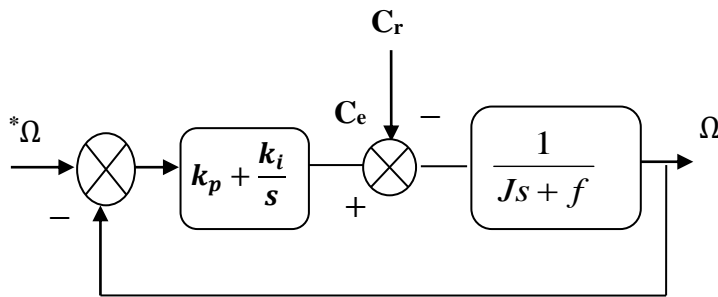


Fig. III-3 Schéma –bloc de régulation de vitesse

Avec :

$$C_e = K_t i_{sq}^*$$

$$K_t = \frac{3pL_m^2}{2L_r} i_{sq}^*$$

En considérant le couple de charge comme perturbation ($C_r = 0$), la relation devient

$$F(\Omega_r) = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{k_{pv}s + k_{iv}}{s(Js + f)} \tag{III.10}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit

$$G(\Omega_r) = \frac{k_t k_{iv}}{Js^2 + (k_{pv}k_t + f)s + k_{iv}k_t} \tag{III.11}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{s^2/w_n^2 + 2\zeta/w_n + 1} \tag{III.12}$$

$$\frac{J}{K_{iv}} = \frac{1}{w_n^2}$$

$$\frac{2\zeta}{\omega_n} = \frac{k_{pv} + f}{k_{iv}}$$

Les gains sont déterminés pour un coefficient d'amortissement, et un temps de réponse du système $\tau_{re} = 0.5$

III.1.5 REGULATION DE COURANT STATORIQUE i_{sd} , i_{sq}

Le régulateur du courant i_{sd} et i_{sq} fournit les tensions V_{sd} et V_{sq} de référence d'après l'équation (III-10), la boucle de régulation est alors comme indiqué à la figure (III-4).

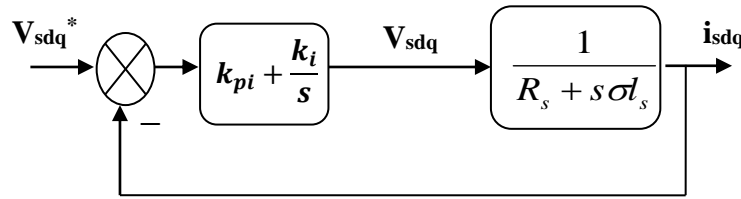


Fig. III-4. Boucle de régulation de courant i_{sdq}

La fonction de transfert en boucle ouverte du système est donc :

$$G_0 = k_{pi} \left(s + \frac{k_{ii}}{k_{pi}} \right) \frac{1}{s} \frac{1}{s \left(\frac{r_s}{\delta l_s} + s \right)} \quad (III.13)$$

par compensation de pole:

$$\frac{k_{ii}}{k_{pi}} = \frac{r_s}{\delta l_s}$$

$$\text{Alors : } G_0 = \frac{k_{pi}}{s} \frac{1}{\delta l_s} \quad (III.14)$$

Donc en boucle fermée

$$G_F = \frac{k_{pi}}{\delta l_s} \frac{\frac{k_{pi}}{s \delta l_s}}{\left(1 + \frac{k_{pi}}{s \delta l_s} \right)} = \frac{1}{\frac{\delta l_s}{k_{pi}} s + 1} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (III.15)$$

$$\text{Avec : } \tau = \frac{\delta l_s}{k_{pi}}$$

Mêmes valeurs de coefficients k_{pi} et k_{ii} sont adoptées pour le courant i_{ds} , est sont déterminés pour un τ choisi à $\tau = 0.01$.

On aboutira finalement au système schématisé sur la figure (III-5) Dans ce type de commande, l'angle θ_s utilisé pour la transformation directe et inverse est calculé à partir de la formule suivante :

$$\theta_s = \int \left(P\Omega + \frac{i_{qs}}{T_r i_{ds}} \right) dt \quad \text{ou} \quad i_{qs} = \frac{\phi_r}{M} \quad (III.16)$$

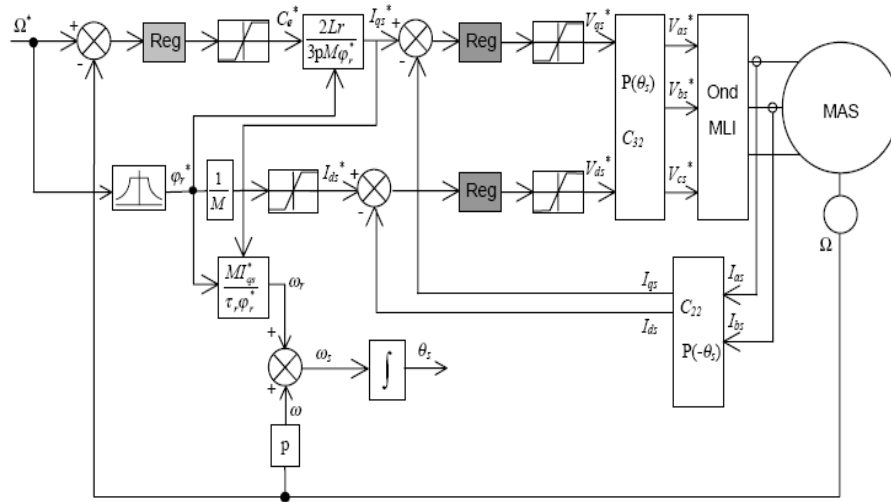


Fig. III.5 Régulation de vitesse par la commande vectorielle

III.1.6 RESULTATS DES SIMULATION

La figure (III-6) représente le schéma bloc de simulation du réglage par la commande vectorielle. Le choix des gains se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur .on notons que les gains des régulateurs sont donnés en annexe.

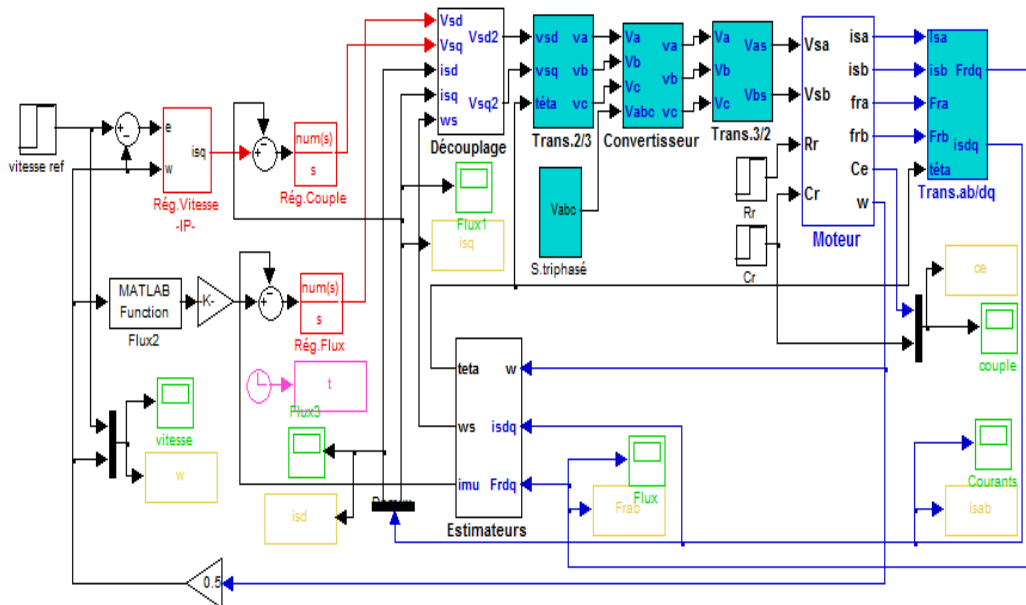


Fig. III-6. Schéma bloc de la commande vectorielle

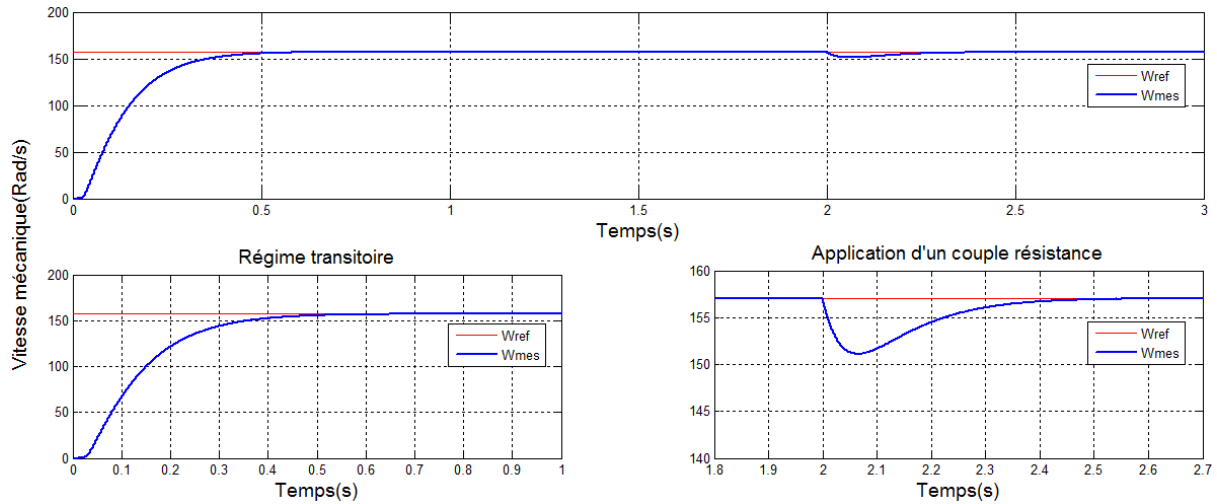


Fig. III-7. Vitesse mécanique.

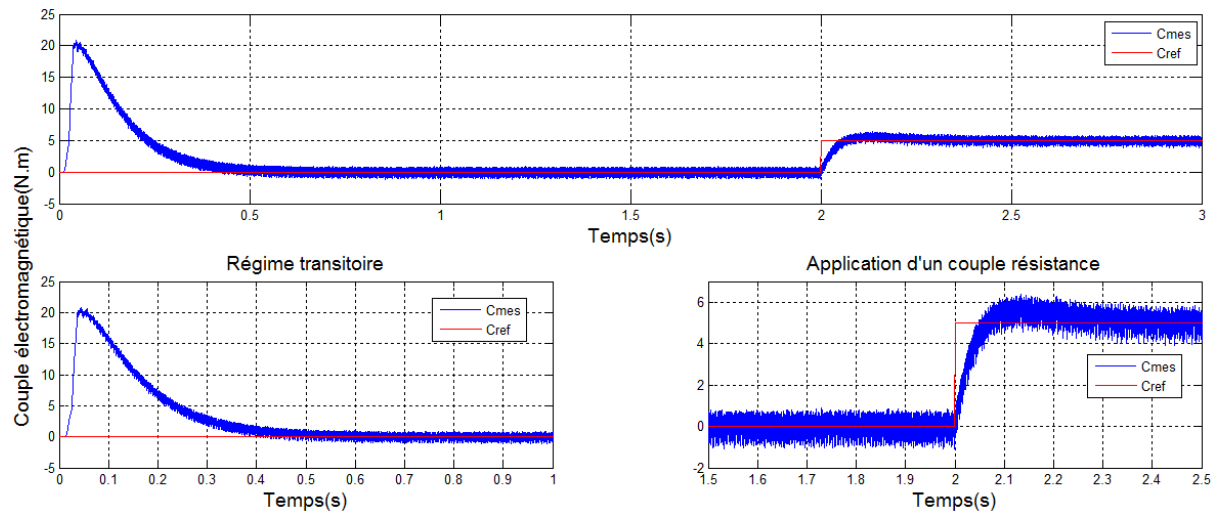


Fig. III-8. Couple électromagnétique.

III.1.7 INTERPRETATION DES RESULTATS

La figure (III-7) représente le résultats de simulation de l’essai a vide et en charge, cette figure montre qu’avant l’application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs (0.5s) .Après l’application de la charge pour $T=2S$, ($C_r = 5 \text{ N.m}$), on constate une petite influence sur l’allure de vitesse.

La figure (III-8) représente le couple électromagnétique qui subit un pic au moment de démarrage et atteint la valeur du couple de référence dans un temps de réponse très petit environs (0.4s). Après l’application de la charge pour $T=2S$, ($C_r = 5 \text{ N.m}$), il suit rapidement la valeur de couple résistant.

III.2 APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT A LA MAS

III.2.1 MODELE DU MOTEUR ASYNCHRONE

Le modèle utilisé est le modèle trouvé en chapitre (1) dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator et qui sera qualifié de modèle α - β . Le modèle est donné par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot U(t) \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$$\begin{cases} U = [V_{s\alpha} & V_{s\beta}]^T \\ x = [i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \Phi_{r\alpha} & \Phi_{r\beta} & \Omega_r]^T = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5]^T \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Les variables x sont composés de deux états électriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$) et deux états magnétiques ($\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$) et un état représentant la vitesse de rotation du rotor Ω_r , gouverné par une équation mécanique.

f et g sont des fonctions des variables x .

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\lambda \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot x_5 + \delta \cdot V_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 = -\lambda \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \Gamma \cdot x_5 \cdot x_3 + \delta \cdot V_{s\beta} \\ \dot{x}_3 = \frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{M}{T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot x_5 \\ \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \\ \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ \eta = \frac{p \cdot M}{J \cdot L_r} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

III.2.2 CHOIX DES SURFACES DE GLISSEMENTS

Dans le contrôle de la machine il faut d'assurer du contrôle du flux par la suite celui de la vitesse, ou que la dynamique de vitesse est la plus lente. Notre choix des surfaces de glissements des variables à contrôler dont la vitesse et le flux qui sont donnés dans forme d'un système de surface du premier ordre.

Vitesse Ω_r

$$S_1 = K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{rref}) + (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{rref}) \quad (III.5)$$

Si on introduit l'erreur en vitesse :

$$\varepsilon_\Omega = \Omega_r - \Omega_{rref} \quad (III.6)$$

On aura :

$$S_1 = K_1 \cdot \varepsilon_\Omega + \dot{\varepsilon}_\Omega \quad (III.7)$$

Flux Φ_r

$$S_2 = K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) + (\dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{rref}) \quad (III.8)$$

Avec l'erreur en flux :

$$\varepsilon_{\Phi_r} = \Phi_r - \Phi_{rref} \quad (III.9)$$

On aura :

$$S_2 = K_2 \cdot \varepsilon_{\Phi_r} + \dot{\varepsilon}_{\Phi_r} \quad (III.10)$$

Où : K1 et K2 sont des gains positifs.

III.2.3 CONDITIONS DE CONVERGENCE

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\Omega_r - \Omega_{rref}) + K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{rref}) = 0. \\ \frac{d}{dt}(\Phi_r - \Phi_{rref}) + K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) = 0. \end{cases} \quad (III.11)$$

Par conséquent pour une surface de glissement nulle ($S_I=0$) la vitesse mécanique et le flux rotorique convergent exponentiellement vers leurs références. Alors pour suivre Ω_{rref} et Φ_{rref} , il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

La réalisation d'un mode glissant est conditionné par la vérification par la relation d'attractivité de Lyapounov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) et celle d'invariance ($\dot{S}_i=0$).

III.2.4 LOI DE COMMANDE PAR MODE GLISSANT

Notre but consiste à générer une loi de commande $[V_{s\alpha}, V_{s\beta}]^T$ en utilisant la théorie du contrôle par mode glissant. Les états considérés pour le contrôle du moteur asynchrone sont : La vitesse et le flux rotorique (Ω_r, Φ_r).

Pour des raisons de commodité de calcul on prendra :

$$\Psi_r = \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (\text{III.12})$$

Sa dérivée correspondante donne :

$$\dot{\Psi}_r = 2 \cdot x_3 \cdot \dot{x}_3 + 2 \cdot x_4 \cdot \dot{x}_4 \quad (\text{III.13})$$

Les surfaces de glissement seront alors :

$$\begin{cases} S_1 = K_1 \cdot (x_5 - \Omega_{rref}) + (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{rref}), \\ S_2 = K_2 \cdot (\Psi_r - \Psi_{rref}) + (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}). \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Les dérivées successives de S_1 et S_2 seront :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1 \cdot (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{rref}) + (\ddot{x}_5 - \ddot{\Omega}_{rref}), \\ \dot{S}_2 = K_2 \cdot (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}) + (\ddot{\Psi}_r - \ddot{\Psi}_{rref}). \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

En utilisant le système d'équation (III.4), les dérivés correspondants seront :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \\ \ddot{x}_5 = \eta \cdot (\dot{x}_2 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_2 - \dot{x}_1 \cdot x_4 - \dot{x}_4 \cdot x_1) - \frac{\dot{C}_r}{J} \\ \dot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \\ \ddot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot \dot{M}}{T_r} \cdot (\dot{x}_1 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_1 + \dot{x}_2 \cdot x_4 + \dot{x}_4 \cdot x_2) \\ \quad - \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \right) \end{array} \right. \quad (\text{III.16})$$

Le développement de calcul nous donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot \eta \cdot h_2 - K \cdot \frac{C_r}{J} - p \cdot x_5 \cdot \eta \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - K_l \cdot \dot{\Omega}_{rref} - \ddot{\Omega}_{rref} + \delta \cdot \eta \cdot (x_3 \cdot V_{s\beta} - x_4 \cdot V_{s\alpha}) \\ \dot{S}_2 = \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2 \right) \cdot \Psi_r + \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \right. \\ \quad \left. + p \cdot x_5 \cdot h_2 \right) - K_2 \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \ddot{\Psi}_{rref} + \frac{2 \cdot \delta}{T_r} \cdot M \cdot (x_4 \cdot V_{s\beta} + x_3 \cdot V_{s\alpha}) \end{array} \right. \quad (\text{III.17})$$

Tels que :

$$\left\{ \begin{array}{l} h_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4 \\ h_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4 \\ h_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{array} \right. \quad (\text{III.18})$$

Le système (4.17) peut être réorganisé dans la forme matricielle suivante :

$$\left[\begin{array}{c} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} F_1 \\ F_2 \end{array} \right] + \left[\begin{array}{cc} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{array} \right] \quad (\text{III.19})$$

$$\text{Avec : } \left\{ \begin{array}{l} F_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot h_2 - \frac{K_1}{\eta \cdot J} \cdot C_r - p \cdot x_5 \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - \frac{K_l}{\eta} \cdot \dot{\Omega}_{rref} - \frac{1}{\eta} \cdot \ddot{\Omega}_{rref} \\ F_2 = \left(\frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2 \right) \cdot \Psi_r + M \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \right. \\ \quad \left. + p \cdot x_5 \cdot h_2 \right) - \frac{T_r \cdot K_2}{2} \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \frac{T_r}{2} \cdot \ddot{\Psi}_{rref} \end{array} \right. \quad (\text{III.20})$$

Sous la forme condensé (III.19) sera de la forme :

$$\dot{S} = F + D \cdot V$$

Où :

$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}; \quad D = \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix} \quad (III.21)$$

Et pour vérifier la condition de stabilité de Lyapov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) il faut avoir.

$$\dot{S} = -v \cdot Sgn(S) \quad (III.22)$$

En égalisant (III.21) et (III.22) on aura :

$$V = -D^{-1} \cdot v \cdot Sgn(S) - D^{-1} \cdot F \quad (III.23)$$

D'après le chapitre (3) la loi de commande est donnée par :

$$V = V_{eq} + V_c \quad (III.24)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{eq} = -D^{-1} \cdot F \\ V_c = -D^{-1} \cdot v \cdot Sgn(s) \end{cases} \quad (III.25)$$

La commande globale assurant à la fois ($S_i=0$ et $S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) est :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (III.26)$$

➤ Loi de commande équivalente :

$$\begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (III.27)$$

➤ Loi de commande de commutation :

$$\begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Sgn(S_1) \\ Sgn(S_2) \end{bmatrix} \quad (III.28)$$

Pour que la loi de commutation intervient de la loi de commande globale il faut choisir v_1 et v_2 suffisamment grand.

$$\begin{cases} v_1 > |F_1| \\ v_2 > |F_2| \end{cases} \quad (III.29)$$

La loi de commande existe à condition que la matrice D sera inversible :

$$[D] = -\delta^2 \cdot M \cdot \Psi_r \neq 0 \quad (III.30)$$

Alors :

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-x_4}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_3}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \\ \frac{x_3}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_4}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \end{bmatrix} \quad (III.31)$$

III.2.5 RESULTATS DES SIMULATION

La figure (III.9) représente le schéma bloc de simulation de la commande par mode glissant appliquée à la MAS, elle comporte : le bloc de la machine asynchrone, le bloc de commande par mode glissant (commande non-linéaire et commande équivalente), et le bloc de convertisseur de fréquence (redresseur, filtre, onduleur à MLI).

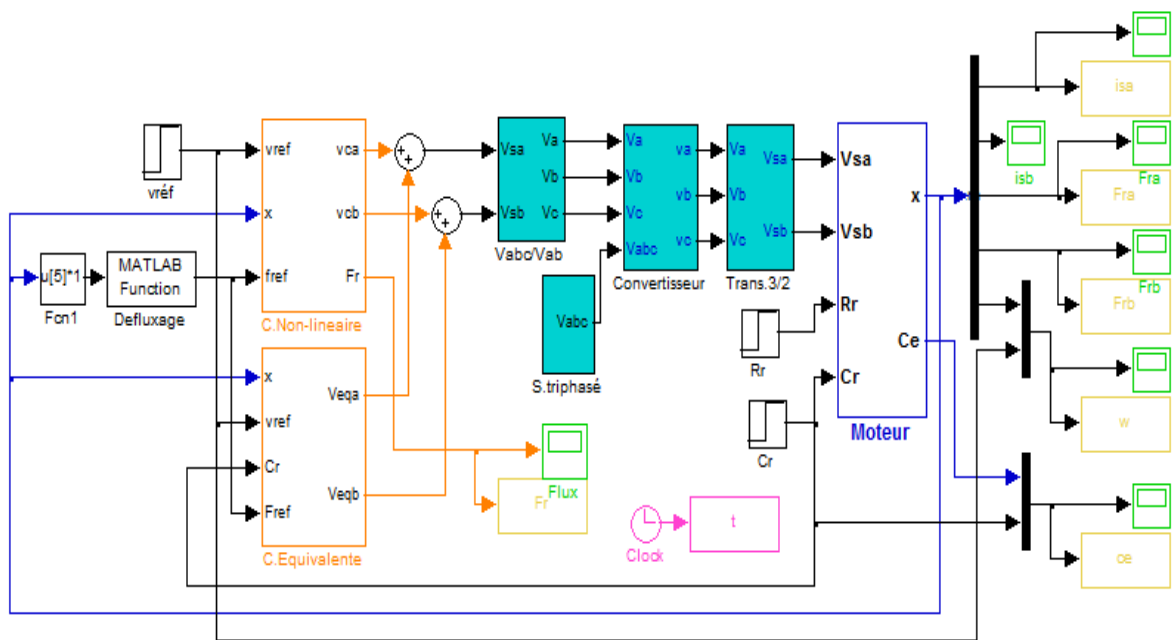


Figure (III.9) : Schéma bloc de simulation de la commande par mode glissant de la MAS

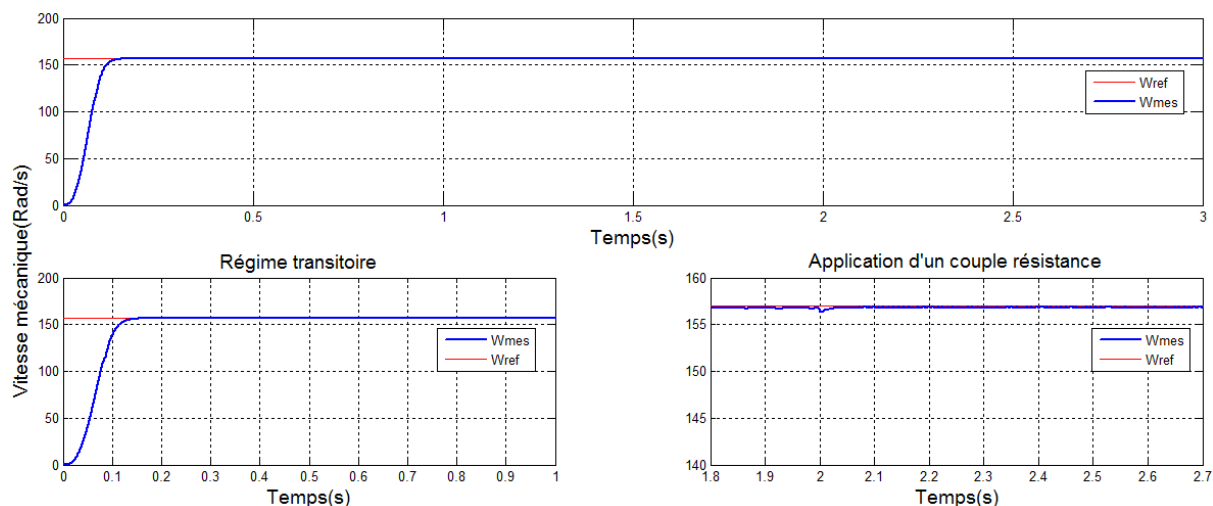


Fig. III-10. Vitesse mécanique.

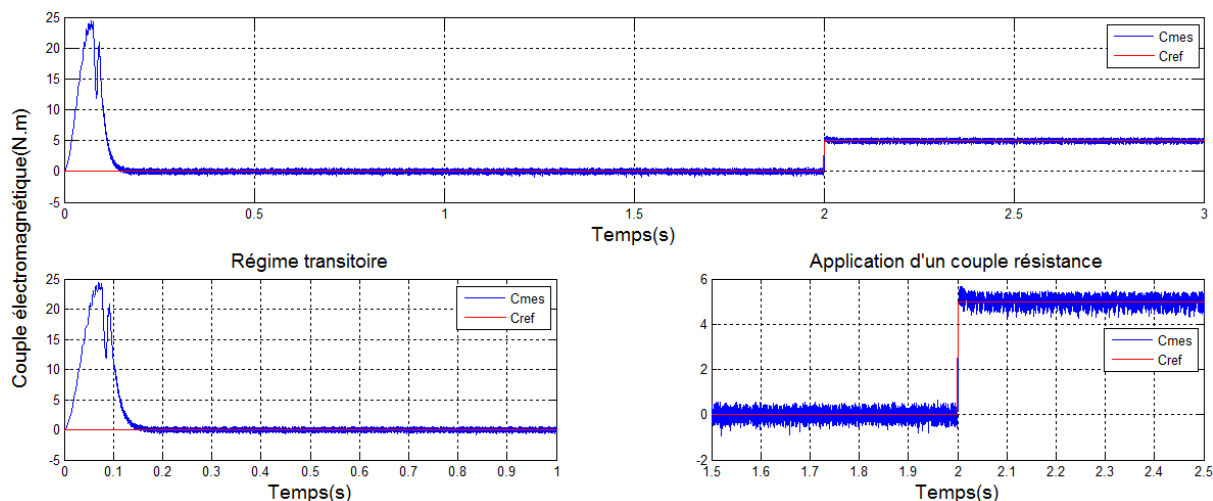


Fig. III-11. Couple électromagnétique.

III.2.6 INTERPRETATION DES RESULTATS

La figure (III-10) représente le résultats de simulation de l'essai a vide et en charge par la commande mode glissant, cette figure montre qu'avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs (0.1s). Après l'application de la charge pour $T=2S$, ($C_r = 5 \text{ N.m}$), on constate aucune influence sur l'allure de vitesse.

La figure (III-11) représente le couple électromagnétique par la commande mode glissant qui subit un pic au moment de démarrage et atteint la valeur du couple de référence dans un temps de réponse très petit environs (0.15s). Après l'application de la charge pour $T=2S$, ($C_r = 5 \text{ N.m}$), il suit rapidement la valeur de couple résistant.

III.3 APPLICATION DE LA COMMANDE LOGIQUE FLEU A LA MAS

Cette commande est une solution attractive pour obtenir des résultats performants dans notre système. Nous allons appliquer cette commande non linéaire pour contrôler la puissance mécanique produite (la vitesse et le couple). Pour ce faire, on va utiliser la structure de la commande vectorielle tout en remplaçant le régulateur de vitesse PI par un régulateur flous (régulateur de type Mamdani à sept classes).

➤ Pour la boucle de vitesse, les variables d'entrées sont :

L'erreur de vitesse

$$e_I = \Omega_{rq}^{ref} - \Omega_{rq} \quad (\text{III. 22})$$

La variation de l'erreur de vitesse

$$\Delta e_I = e_I(k) - e_I(k-1) \quad (\text{III. 23})$$

III.3.1 COMPORTEMENT DU SYSTEME

Considérons la réponse typique d'un système du deuxième ordre ou plus, lors de l'application d'un échelon de vitesse, illustrée par la figure (III.12).

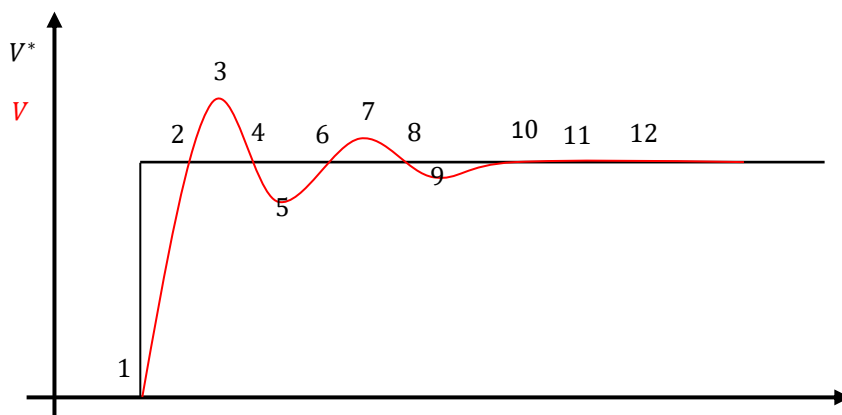


Figure III-12 : Réponse typique d'un système à un échelon de vitesse.

En repérant les points d'intersection entre le signal de consigne et la réponse, ainsi que les points où celle-ci est maximale ou minimale, on peut déduire les actions appropriées que doit imposer le contrôleur pour obtenir le minimum de dépassement et un régime transitoire le plus faible possible.

De manière analogue, en observant l'erreur du courant ainsi que la variation de cette erreur, notées respectivement e et Δe , on peut obtenir des déductions identiques pour les variations de la sortie ΔU que le contrôleur doit faire suivre au système à l'aide de la trajectoire dans le plan de phase ($e, \Delta e$).

III.3.2 STRUCTURE DE BASE D'UN CONTRÔLEUR FLOU DE COURANT

La majorité des contrôleurs flous pour les systèmes monovariables simples se composent des entrées du contrôleur flou qui sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante :

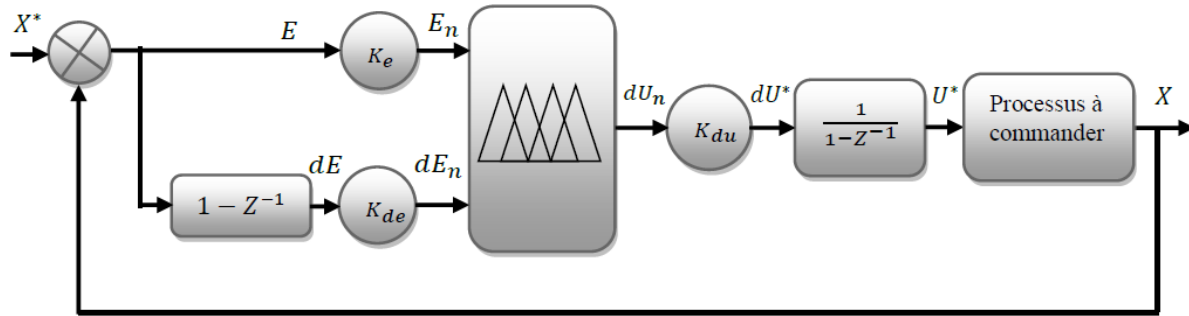


Figure III-13 : Schéma bloc de la structure du contrôleur du type PI-flou.

D'après le schéma ci-dessus, le système de régulation floue (contrôleur flou) se compose essentiellement :

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps.
- Des facteurs d'échelle (k , k_{de} , et k_{du}): qui sont des gains de normalisation et dénormalisation. Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et l'amélioration des performances dynamiques et statiques ciblées du système à régler; de plus, les gains d'entrées (k , k_{de}) réduisent les grandeurs physiques d'entrées dans une plage de variation appelée univers de discours.
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance, nous avons opté pour les formes triangulaire et trapézoïdale comme indiquée sur les figures (III-13). Le choix des variables linguistiques sont représentées par : Négatif grand noté **NG** ; Moyen Négatif noté **NM** ; Négatif petit noté **NP**; Environ de zéro noté **EZ**; Positif petit noté **PP** ; Positif Moyen noté **PM** ; Positif grand noté **PG**.
- D'un bloc de défuzzification de la variation de la commande. Les sorties du mécanisme d'inférence qui sont des variables floues doivent être reconverties en des grandeurs réelles de sorties pour que le système puisse les utiliser. Dans cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie est obtenue en employant la méthode du centre de gravité.

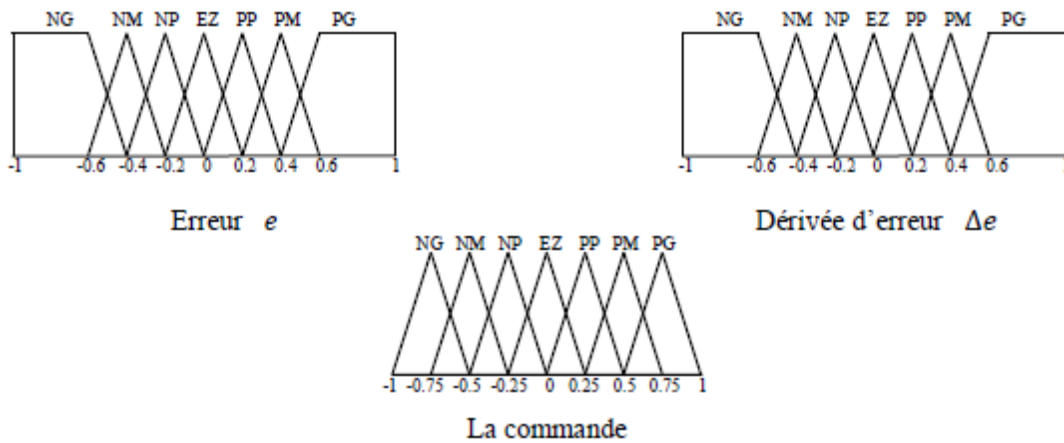


Figure III-14: Les fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.

➤ Les règles d'inférences permettant de déterminer la variable de sortie pour le réglage des courants regroupés dans la table ci-dessous. La méthode d'inférence utilisée est la méthode « min-max » de Mamdani :

- opérateur ET : formation du minimum, - opérateur OU : formation du maximum.
- implication ALORS : formation du minimum, - agrégation : formation du maximum.

Tableau. III-1: Table des règles de décision pour le contrôleur de vitesse.

La commande		Erreur						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Dérivé de l'erreur	NG	NG	NG	NG	NG	EZ	EZ	EZ
	NM	NG	NG	NM	NM	EZ	EZ	EZ
	NP	NG	NG	NP	NP	PP	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	NP	PP	PP	PG	PG
	PM	EZ	EZ	EZ	PM	PM	PG	PG
	PG	EZ	EZ	EZ	PG	PG	PG	PG

➤ D'un bloc intégrateur utilisé pour intégrer la variation de la commande numérique résultante et de son application au système que nous voulons commande.

III.3.3 RESULTATS DES SIMULATION

La figure (III.15) représente le schéma bloc de simulation de la commande par la logique flou appliquée à la MAS, elle comporte : le bloc de la machine asynchrone, le régulateur flou, et le bloc de convertisseur de fréquence (redresseur, filtre, onduleur à MLI).

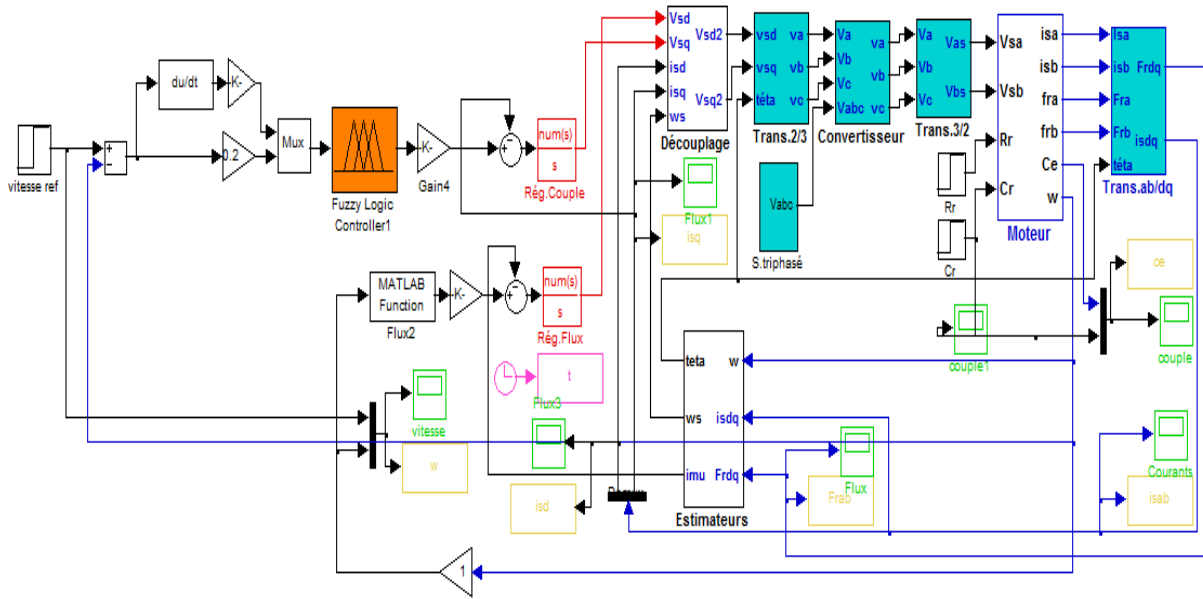


Figure (III.15) : Schéma bloc de simulation de la commande par la logique floue de la MAS

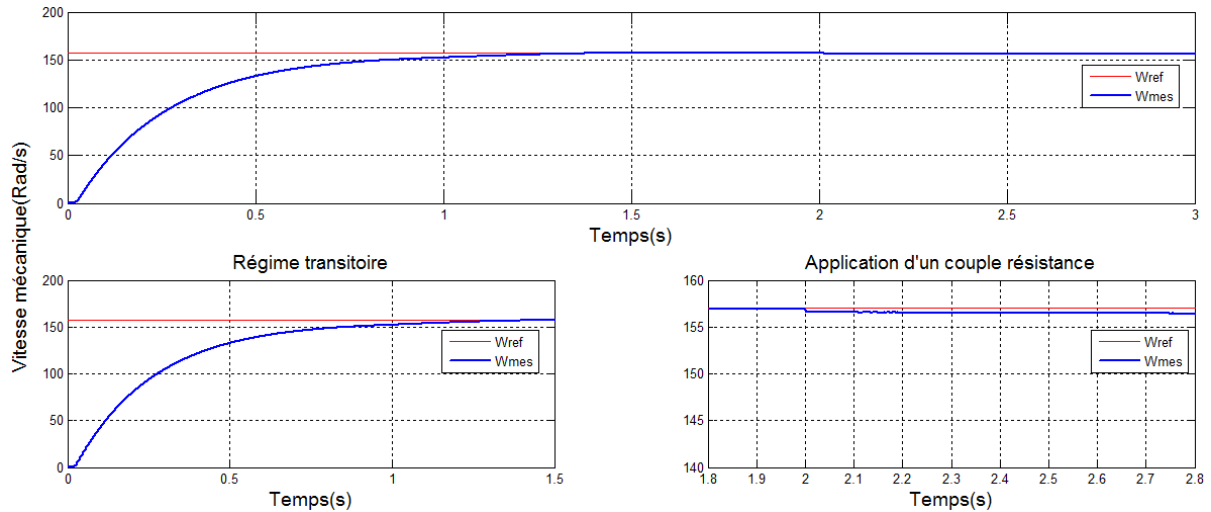


Fig. III-16. Vitesse mécanique.

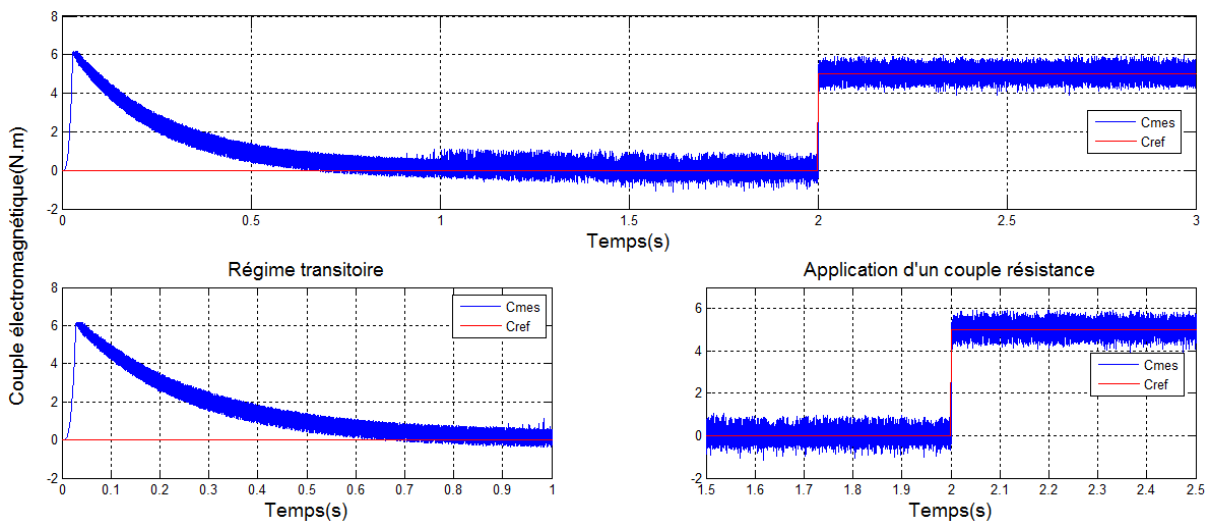


Fig. III-17. Couple électromagnétique.

III.3.4 INTERPRETATION DES RESULTAT

La figure (III-16) représente le résultats de simulation de l'essai a vide et en charge par la commande logique flou, cette figure montre qu'avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très considérable environs (1s) .Après l'application de la charge pour $T=2S$, ($C_r = 5 \text{ N.m}$), on constate une petite influence sur l'allure de vitesse.

La figure (III-17) représente le couple électromagnétique par la commande logique flou qui subit un pic au moment de démarrage et atteint la valeur du couple de référence dans un temps de réponse très considérable environs (1s). Après l'application de la charge pour $T=2S$, ($C_r = 5 \text{ N.m}$), il suit rapidement la valeur de couple résistant.

III.4 APPLICATION DE LA COMMANDE PAR BACKSTEPPING A LA MAS

L'application de la commande par Backstepping à la machine asynchrone, nécessite l'utilisation de son modèle dans la repère (α, β) afin d'éviter l'utilisation des transformations de Park. Cette approche est basée sur trois étapes pour la détermination de la loi de commande donnée par les tensions statoriques de la machine.

Avant de commencer le calcul des différentes étapes, on regroupe dans le système suivant, les équations électriques, magnétiques et mécaniques.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{\mu}{J} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{C_r}{J} \\ \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \alpha \beta \phi_{r\alpha} + P\Omega \phi_{r\beta} - \eta i_{s\alpha} + \frac{1}{\partial \cdot L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \alpha \beta \phi_{r\beta} - P\Omega \phi_{r\alpha} - \eta i_{s\beta} + \frac{1}{\partial \cdot L_s} V_{s\beta} \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = -\alpha \phi_{r\alpha} - P\Omega \phi_{r\beta} + \alpha M i_{s\alpha} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = -\alpha \phi_{r\beta} + P\Omega \phi_{r\alpha} + \alpha M i_{s\beta} \end{array} \right. \quad (III.24)$$

Avec:

$$\alpha = \frac{R_r}{L_r} \quad \beta = \frac{M}{\partial L_s L_r} \quad \eta = \frac{M^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_s}{\partial L_s L_r^2} \quad \mu = \frac{PM}{L_r} \quad (III.25)$$

Le flux rotorique est donné par :

$$\bar{\phi} = \phi_{r\alpha} + j \cdot \phi_{r\beta} = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \cdot \left[\frac{\phi_{r\alpha}}{\sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2}} + j \cdot \frac{\phi_{r\beta}}{\sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2}} \right] \quad (III.26)$$

$$\bar{\phi} = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} [\cos(\theta) + j \cdot \sin(\theta)] \quad (\text{III.27})$$

On donne alors le module du flux et sa dérivée par :

$$\begin{aligned} \varphi_r &= \phi_r^2 \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} &= 2(\dot{\phi}_{r\alpha} \phi_{r\alpha} + \dot{\phi}_{r\beta} \phi_{r\beta}) \end{aligned} \quad (\text{III.27})$$

Etape 1

Dans cette étape on considère les erreurs " e_1 ", " e_2 " entre la vitesse " Ω " et sa référence " Ω_{ref} " et du flux rotorique " ϕ_r " et sa référence " ϕ_{ref} ".

$$\begin{cases} e_1 = \Omega_{ref} - \Omega \\ e_2 = \Omega_{ref} - \varphi_r \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Donc la dérivée de " e_1 ", " e_2 " est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{\mu}{J} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) + \frac{C_r}{J} \\ \dot{e}_2 = \dot{\varphi}_{ref} - \dot{\varphi} = \dot{\varphi}_{ref} + 2\alpha\varphi_r - 2\alpha M (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

La fonction de Lyapunov choisi, est définie comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \quad (\text{III.30})$$

Alors les fonctions de stabilisation sont données par:

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = -\frac{1}{\mu\phi_{r\beta}} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\phi_{r\alpha}}{\phi_{r\beta}} i_{s\beta} \\ i_{s\beta} = -\frac{1}{\mu\phi_{r\alpha}} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}} i_{s\alpha} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Pour avoir une dérivée négative de la fonction de Lyapunov, on doit choisir les courants de référence comme suit :

$$\begin{cases} (i_{s\alpha})_{ref} = -\frac{J \sin(\theta)}{\mu\phi_r} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\cos(\theta)}{2\alpha M \phi_r} \left(k_2 e_2 + \dot{\varphi}_r + 2\alpha\varphi_r \right) \\ (i_{s\beta})_{ref} = -\frac{J \cos(\theta)}{\mu\phi_r} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\sin(\theta)}{2\alpha M \phi_r} \left(k_2 e_2 + \dot{\varphi}_r + 2\alpha\varphi_r \right) \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

la dynamique des erreurs doit être choisie par :

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 \quad \text{et} \quad \dot{e}_2 = -k_2 e_2 \quad (\text{III.33})$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps devient :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 < 0 \quad \text{avec } k_1 > 0 \quad \text{et } k_2 > 0 \quad (\text{III.34})$$

Etape 2

Dans cette étape, on considère les erreurs " e_3 ", " e_4 " entre les courants " i_{sq} " et " i_{sqref} " et les courants " i_{sd} " et " i_{sdref} ".

$$e_3 = (i_{s\beta})_{ref} - i_{s\beta}$$

$$e_3 = \frac{J \cos(\theta)}{\mu \phi_r} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\sin(\theta)}{2\alpha M \phi_r} \left(k_2 e_2 + \dot{\phi}_r + 2\alpha \phi_r \right) - i_{s\beta} \quad (\text{III.35})$$

$$e_4 = (i_{s\alpha})_{ref} - i_{s\alpha}$$

$$e_4 = -\frac{J \sin(\theta)}{\mu \phi_r} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\cos(\theta)}{2\alpha M \phi_r} \left(k_2 e_2 + \dot{\phi}_r + 2\alpha \phi_r \right) - i_{s\alpha} \quad (\text{III.36})$$

Alors la dérivée des erreurs " e_1 " et " e_2 " deviennent :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 e_1 - \frac{\mu}{J} \phi_r (e_4 \sin(\theta) - e_3 \cos(\theta)) \\ \dot{e}_2 = -k_2 e_2 + 2\phi_r \alpha M (e_4 \cos(\theta) - e_3 \sin(\theta)) \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

Alors la dérivée des erreurs " e_3 ", " e_4 " seront de la forme :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = (i_{s\beta})_{ref} - i_{s\beta} = (i_{s\beta})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\partial L_s} V_{s\beta} \\ \dot{e}_4 = (i_{s\alpha})_{ref} - i_{s\alpha} = (i_{s\alpha})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\partial L_s} V_{s\alpha} \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

On pose :

$$\begin{cases} \delta_1 = \alpha \beta \phi_{r\beta} - P \beta \Omega \phi_{r\alpha} - \eta i_{s\beta} \\ \delta_2 = \alpha \beta \phi_{r\alpha} - P \beta \Omega \phi_{r\beta} - \eta i_{s\alpha} \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

Etape 3

Pour calculer les lois de commande (tensions statoriques), on choisie la fonction de Lyapunov dépendante de toutes les erreurs précédentes. Cette fonction est donnée par:

$$V_2 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2)$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \quad (\text{III.40})$$

En remplaçant les dérivées des erreurs par leurs valeurs respectives, on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 \left((i_{s\beta})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\partial L_s} V_{s\beta} + 2\alpha M \phi_{r\beta} + \frac{\mu \phi_{r\alpha}}{J} e_1 \right) \\ & + e_4 \left((i_{s\alpha})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\partial L_s} V_{s\alpha} + 2\alpha M \phi_{r\alpha} - \frac{\mu \phi_{r\beta}}{J} e_1 \right) \end{aligned} \quad (\text{III.41})$$

Finalement, pour avoir la dérivée de la fonction de Lyapunov négative on fait le choix suivant de la loi de commande :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sigma L_s \left(k_4 e_4 + (i_{s\alpha})_{ref} - \delta_2 + 2\alpha M e_2 \phi_{r\alpha} - \frac{\mu \phi_{r\beta}}{J} e_1 \right) \\ V_{s\beta} = \sigma L_s \left(k_3 e_3 + (i_{s\beta})_{ref} - \delta_1 + 2\alpha M e_2 \phi_{r\beta} - \frac{\mu \phi_{r\alpha}}{J} e_1 \right) \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

Avec

$$k_3 > 0 \quad \text{et} \quad k_4 > 0$$

Les dérivées des erreurs "e₃", "e₄" seront comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -k_3 e_3 - 2\alpha M \phi_{r\beta} e_2 - \frac{\mu \phi_{r\alpha}}{J} e_1 \\ \dot{e}_4 = -k_4 e_4 - 2\alpha M \phi_{r\alpha} e_2 + \frac{\mu \phi_{r\beta}}{J} e_1 \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

Donc à partir de l'équation (III.37) , (III.43) on peut écrire:

$$\dot{e}_1 = A.e$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & \frac{\mu}{J} \phi_r \cos(\theta) & -\frac{\mu}{J} \phi_r \sin(\theta) \\ -\frac{\mu}{J \phi_r} \cos(\theta) & -\frac{2\alpha M}{\phi_r} \phi_r \sin(\theta) & 2\alpha M \phi_r \sin(\theta) & 2\alpha M \phi_r \cos(\theta) \\ \frac{\mu}{J \phi_r} \cos(\theta) & -\frac{2\alpha M}{\phi_r} \phi_r \cos(\theta) & -k_3 & -k_4 \end{bmatrix} \quad e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} \quad (\text{III.44})$$

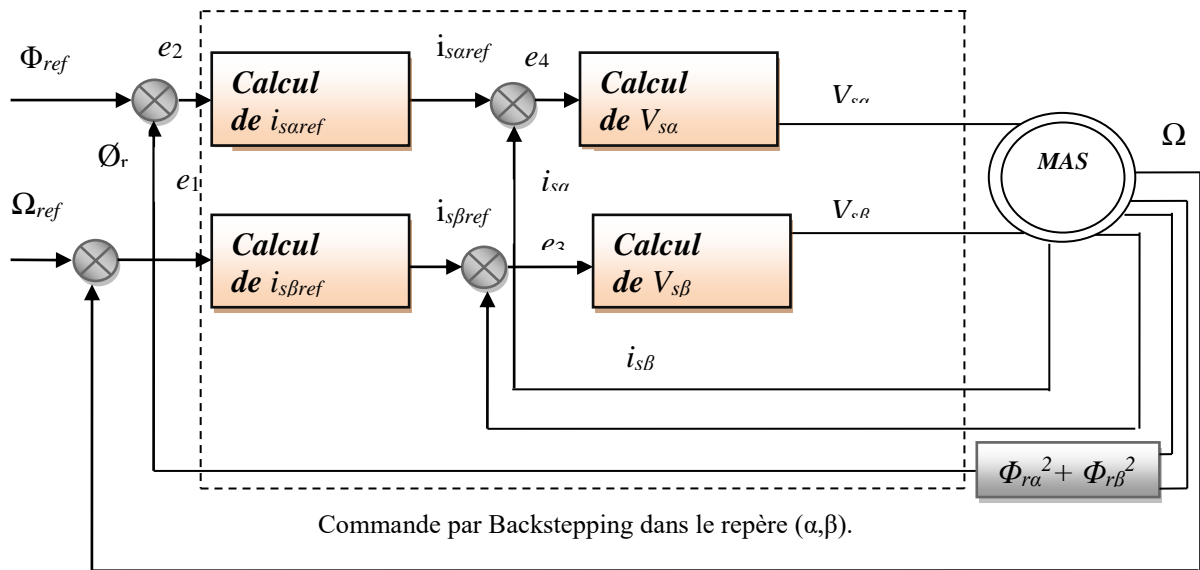


Fig. III-18. Schéma bloc de la commande par backstepping de la MAS

On constate que les éléments de la matrice A comporte des termes variables $\cos(\theta)$ et $\sin(\theta)$ qui peuvent causer l'instabilité du système. La figure suivante représente le schéma bloc de la commande par Backstepping de la machine asynchrone dans le repère (α, β) .

III.4.1 RESULTATS DE SSIMULATION

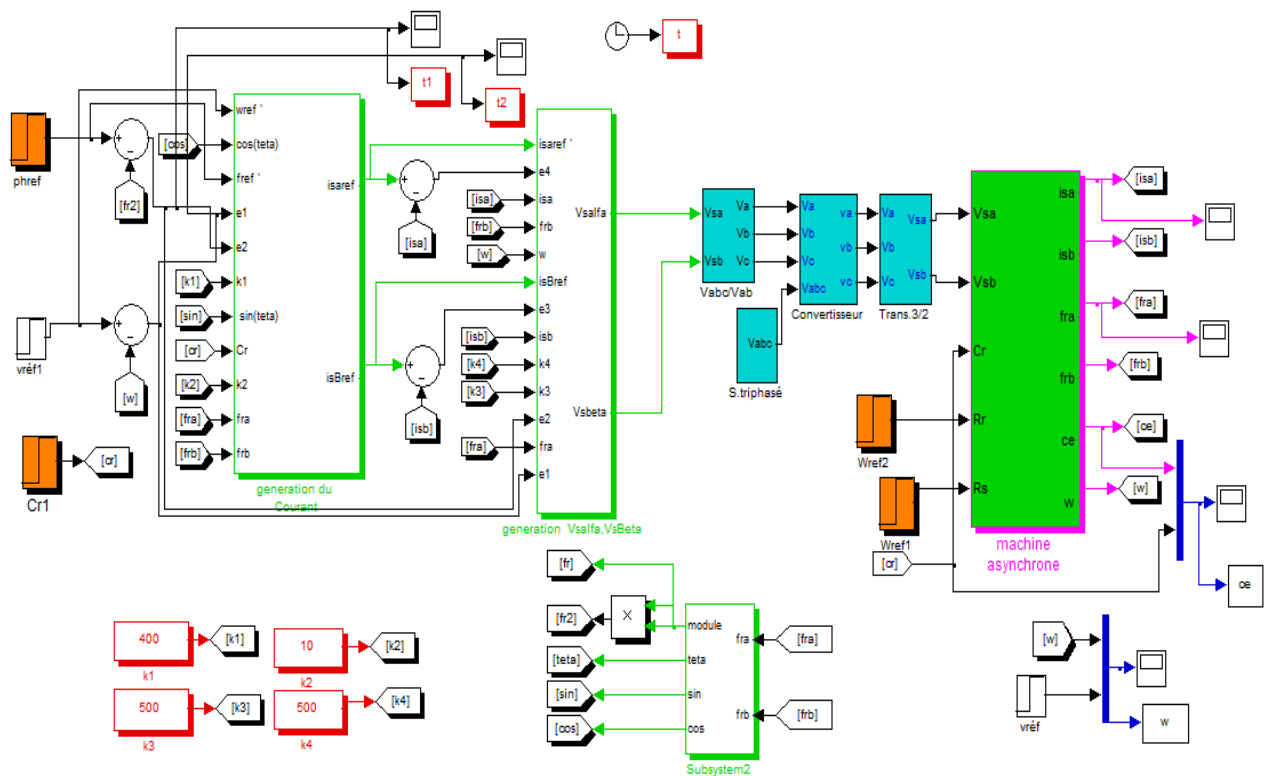


Figure (III.19) : Schéma bloc de simulation de la commande par backstepping de la MAS

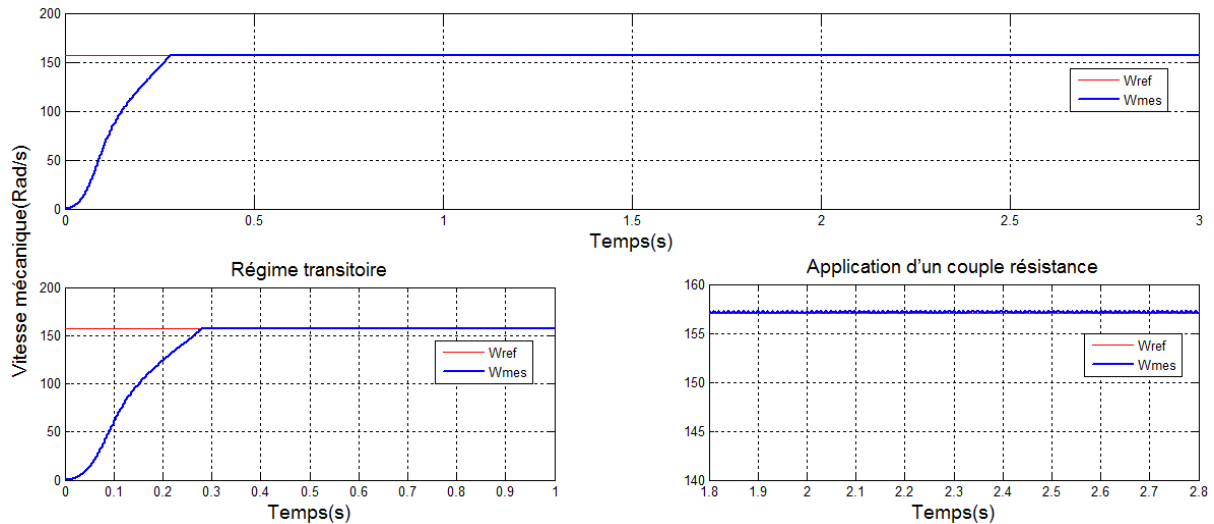


Fig. III-20. Vitesse mécanique.

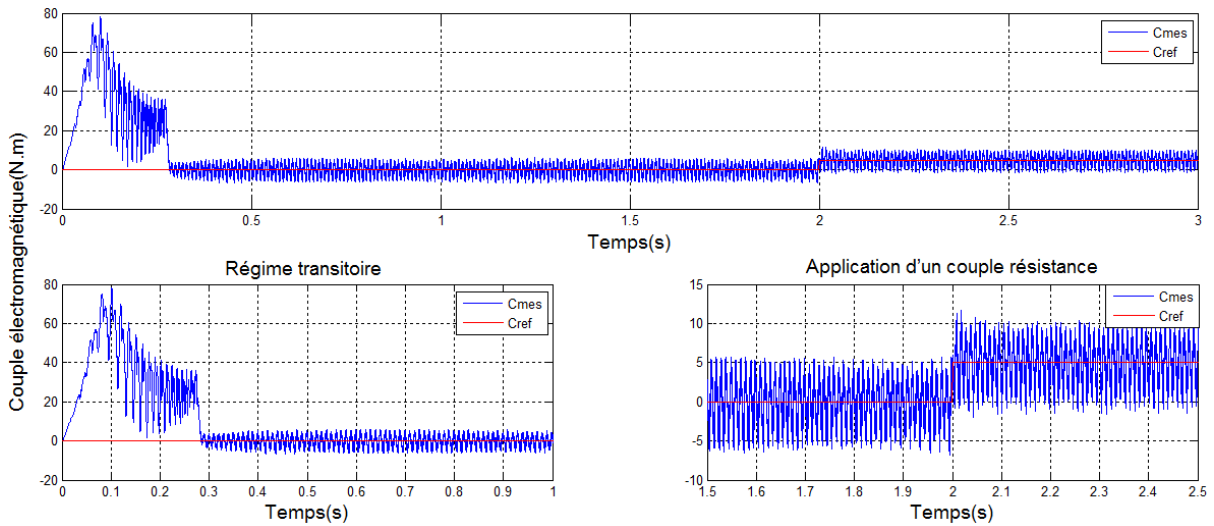


Fig. III-21. Couple électromagnétique

III.4.2 INTERPRETATION DES RESULTAT

La figure (III-20) représente le résultats de simulation de l'essai a vide et en charge par la commande par backstepping, cette figure montre qu'avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse petit environs (0.3s). Après l'application de la charge pour $T=2S$, ($C_r = 5 N.m$), on constate une petite influence sur l'allure de vitesse.

La figure (III-21) représente le couple électromagnétique par la commande par backstepping qui subit un pic oscillant au moment de démarrage et atteint la valeur du couple de référence dans un temps de réponse petit environs (0.3s). Après l'application de la charge pour $T=2S$, ($C_r = 5 N.m$), il suit rapidement la valeur de couple résistant.

III.4.3 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons appliquée et simulée quatre techniques de commande de philosophies différentes pour contrôler indépendamment la vitesse mécanique et le couple électromagnétique : la première c'est la commande vectorielle en utilisant des régulateurs proportionnel intégral. Cette commande est basée sur l'orientation du flux rotorique pour simplifier le modèle de la machine et découpler la régulation vitesse et le couple, la deuxième concerne la commande par mode glissant. Cette dernière est basée sur le choix de la surface de glissement et la condition de convergence pour créer une loi de commande adéquate. La troisième concerne la commande par la logique floue basée sur les régulateurs flous, cette méthode assure la robustesse en boucle fermée en tout instant, et en fin la commande par backstepping basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov. Cette méthode assure la stabilité du système en boucle fermée en tout instant.

De façon générale, les résultats de simulation obtenus lors de l'application des quatre commandes sur la MAS avec convertisseurs, montrent une bonne poursuite de la vitesse et du couple aux valeurs de références correspondantes. Aussi, nous avons constaté que les erreurs de poursuite sont relativement faibles et le découplage entre les deux grandeurs contrôles est toujours maintenu.

CHAPITRE IV

ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES COMMANDES PROPOSEES

IV.1. INTRODUCTION

Pour examiner et évaluer les différentes lois de commandes appliquées sur la machine asynchrone considérée dans ce document, nous allons présenter une étude comparative entre ces différentes techniques. Cette étude comparative a été reprise dans les mêmes conditions. Cette comparaison est basée sur les variations de consignes de la vitesse et le couple mécanique durant les fonctionnements transitoire et permanent de la machine.

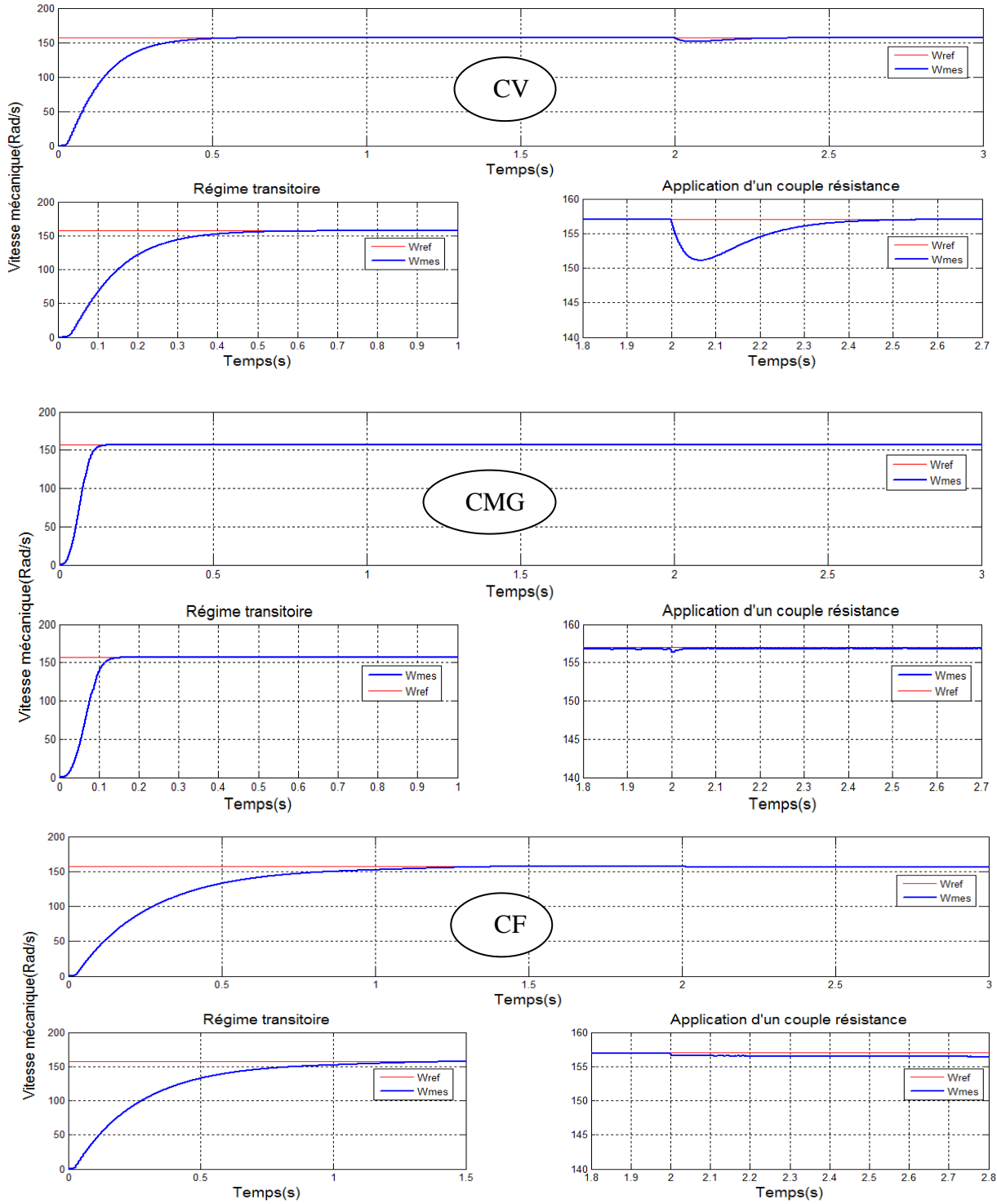
Ces variations des consignes sont des échelons imposés à la machine pour générer une puissance voulue, cette comparaison est dite : comparaison qualitative pour les variations extérieures.

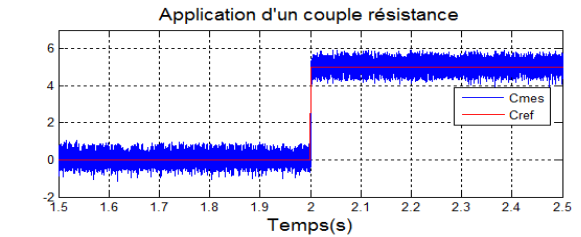
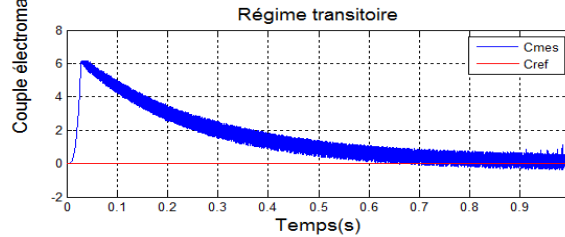
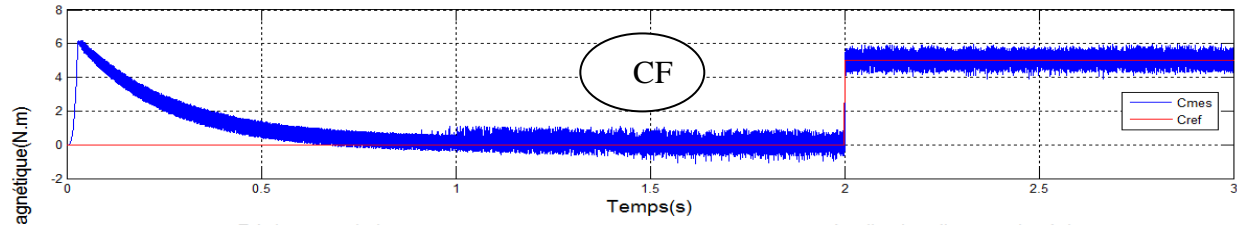
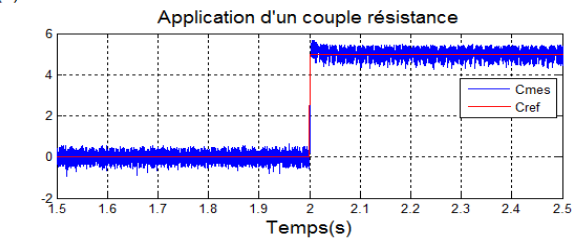
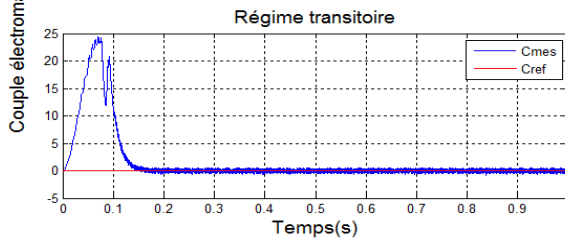
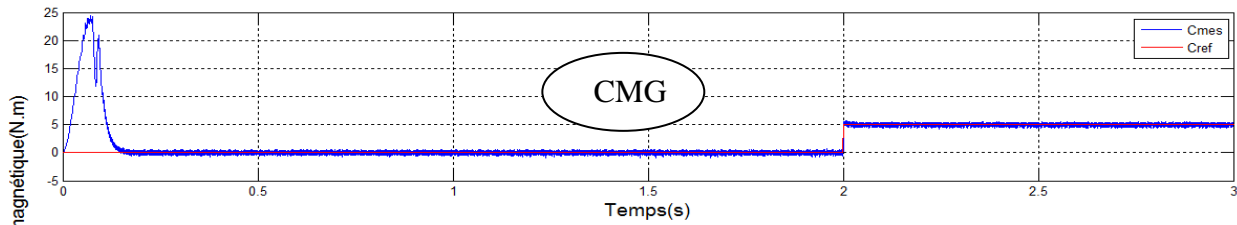
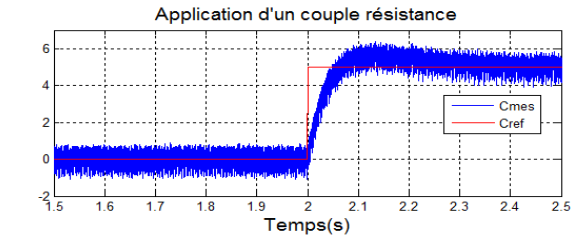
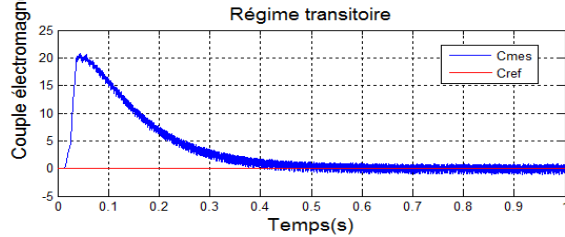
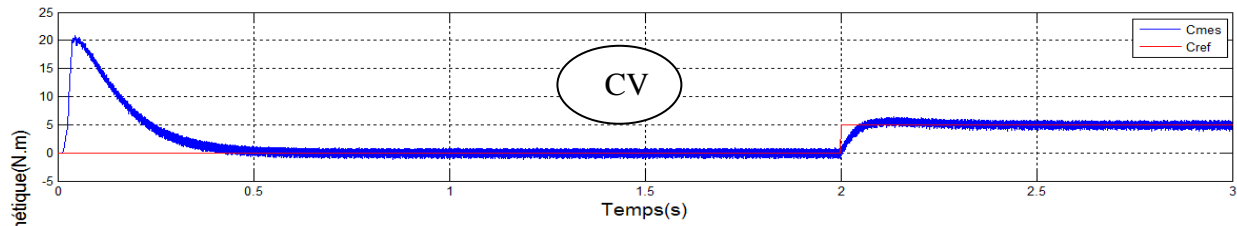
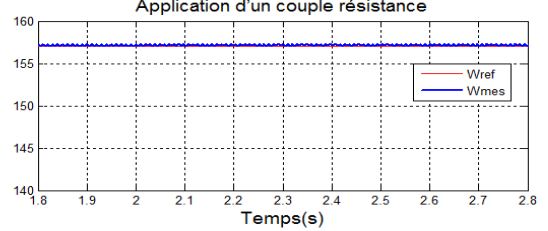
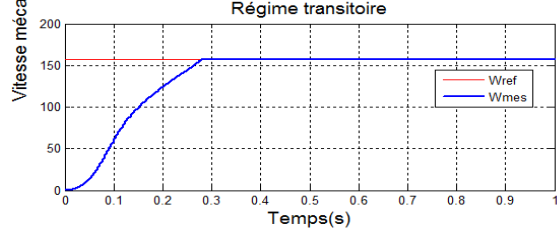
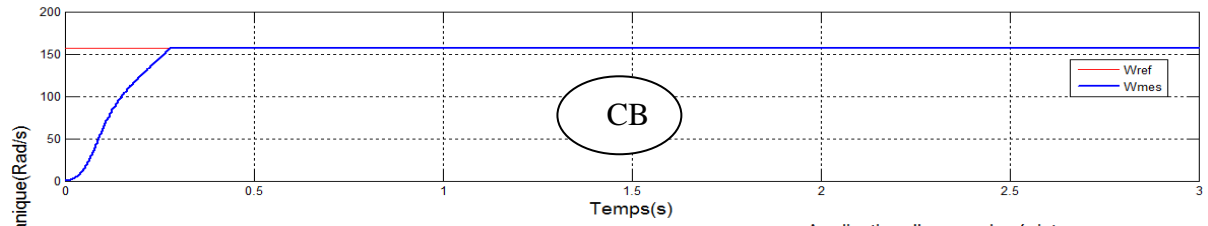
IV.2. COMPARAISON QUALITATIVE

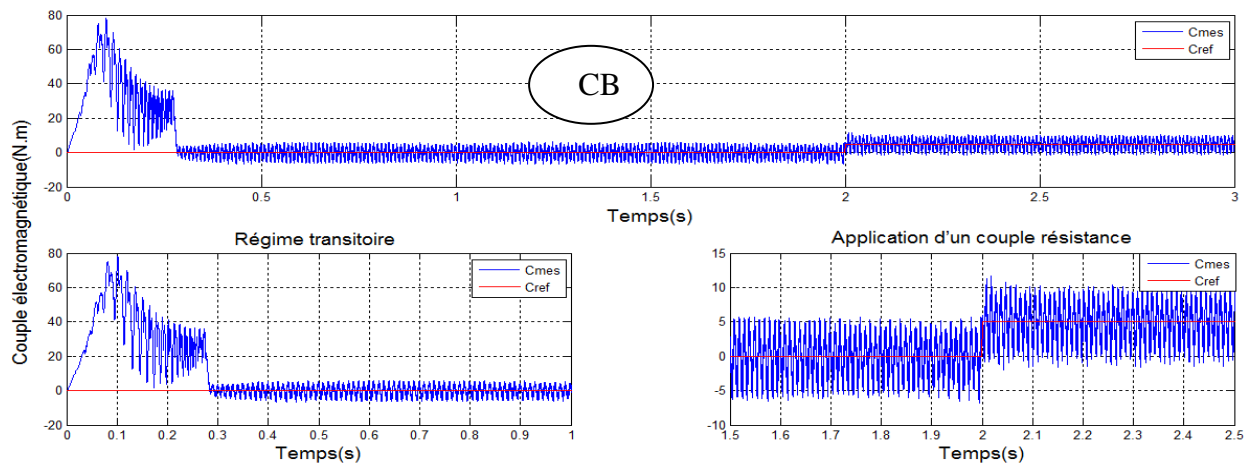
Cette comparaison est basée sur l'observation des résultats de simulations obtenus par l'application des différentes techniques de commandes développées sur le MAS. Les consignes de la vitesse et de couple proposées sont données sous formes d'échelons comme suit:

- Introduction d'un échelon de vitesse fixe = 157 rad/s entre les instants: $t = 0s$ et $3s$.
- Introduction d'un échelon de couple = 0 entre les instants: $t = 0s$ et $2s$ et un couple =5 entre les instants: $t = 2s$ et $t = 3s$.

La période d'échantillonnage et le temps de simulation sont fixes.







IV.3. INTERPRETATION DE LA COMPARISON

A travers les figures précédentes (résultats de simulation), nous pouvons faire une comparaison qualitative entre les différentes commandes proposées dans ce travail.

L'observation des résultats de simulation montre que la vitesse et le couple suivent leurs nouvelles références dans les quatre types de commandes; cependant, le temps de réponse, le dépassement et les oscillations des grandeurs réglées, ainsi que la convergence exponentielle des erreurs pour le régime transitoire et le changement des consignes sont différents. On remarque que les meilleures valeurs de ces derniers sont les valeurs obtenues lors de l'application de la commande par mode glissant, qu'on peut considérer comme la commande la plus performante et la plus efficace par rapport aux autres commandes.

IV.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons procédé à une étude comparative entre toutes les commandes appliquées sur notre système. Pour ce faire, on a utilisé une approche fondamentale qualitative. Les résultats obtenus montrent bien que la commande par mode glissant est la commande la plus performante et la plus efficace sur la machine asynchrone à cage d'écureuil considéré par rapport aux autres commandes en présence et absence des variations externes.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le but de ce travail tourne autour d'un outil indispensable et très important dans l'industrie; le moteur asynchrone a cage d'écureuil. Pour cela, une étude approfondie s'avère nécessaire pour le contrôler. Nous avons commencé notre travail par la modélisation de cette machine et ces convertisseurs (redresseur – onduleur), leurs modèles mathématique ont été utilisés pour l'élaboration de plusieurs techniques de commandes afin d'assurer un contrôle précis et continu de puissance mécanique générée (la vitesse et le couple) tout en garantissant une stabilité et une rapidité de poursuite avec une erreur statique nulle, et obtenir un rendement élevé du système et une qualité de contrôle optimale.

Dans le premier chapitre, nous avons mené une étude mathématique sous forme de modélisation de la chaîne composée par une machine asynchrone à cage d'écureuil et deux convertisseurs (onduleur - redresseur) qui vont pilotés son stator. Dans le deuxième chapitre on a présenté l'aspect théorique de quatre commandes proposées à savoir : la commande vectorielle, la commande par mode glissant, la commande par logique floue et la commande par backstepping, ces derniers seront appliqués sur notre système dans le troisième chapitre pour contrôler indépendamment la vitesse et le couple mécanique, Les résultats de simulations numériques obtenus pendant l'application de ces commandes sur notre système montrent leurs efficacités.

Dans le quatrième chapitre nous avons fait une étude comparative entre les différentes techniques de commandes proposées. Les résultats de cette étude comparative ont permis l'évaluation et le classement de ces commandes de point de vue qualitative. Enfin nous avons terminé notre travail par une conclusion générale et des perspectives envisagées dans le future.

SUGGESTIONS ET PERSPECTIVES

Suite à cette étude, quelques suggestions et perspectives peuvent être faites afin de pouvoir contribuer si possible à l'amélioration de notre travail à savoir:

- l'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs tels que trois et cinq niveaux.
- l'établissement d'un modèle de la MAS tenant compte de la saturation magnétique.
- l'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commandes proposés.
- l'utilisation des nouvelles techniques plus développées (commande adaptative et prédictive).

BIBLIOGRAPHIE

- [ROUA 15] R. Rouabhi, R. Abdessemed, A. Chouder, A. Djerioui, « *Hybrid Backstepping Control of a Doubly Fed Wind Energy Induction Generator* ». The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol: 11, N: 1, January 2015, pp. 367-376.
- [DEC 88] R.A. Decarlo, S.H. Zak, G.P. Matthews, « *Variable structure control of nonlinear multivariable systems* ». Proceedings of the IEEE, 76(3), 1988, pp. 212-232.
- [UTK 92] V.I. Utkin, « *Sliding modes in control optimization* », Communication and control Engineering Seriesn, Springer-Verlag, 1992.
- [SL 91] J.J.E. Slotine, and W. Li « *Applied nonlinear control* ». Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [HAM 13] N. Hamdi, « *Amélioration des performances des aérogénérateurs* ». Thèse doctorat, Université Mentouri de Constantine, Alger, Le 03/ 07/ 2013.
- [BOU 07] T. Bouaouiche, « *Commande à Structure Variable et Etude de l'Intégration d'Eolienne à base de Machine Asynchrone à Double Alimentation sur le Réseau Electrique* ». Thèse doctorat, Au Centre de Recherches et de Transfert de Technologie de Saint-Nazaire, Le 7 Mai 2007.
- [FEN 12] Yong Feng; Bing Chen; Xinghuo Yu; Yongmin Yang, « *Terminal sliding mode control of induction generator for wind energy conversion systems* ». IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , vol., no., pp.4741,4746, 25-28 Oct. 2012.
- [AMI 12] Amimeur H, Aouzellag D, Abdessemed R, Ghedamsi K, « *Sliding mode control of a dual-stator induction generator for wind energy conversion systems* ». Int J Electr Power Energy Syst 12; 42(01), pp: 60–70.
- [AMI 12] H. Amimeur, « *Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile* ». Thèse doctorat, Université de Batna, Alger, 27/06/2012.
- [ERR 12] Errami, Y.; Maaroufi, M.; Ouassaid, M, « *Variable Structure Direct Torque Control and grid connected for wind energy conversion system based on the PMSG* ». Complex Systems (ICCS), 2012 International Conference on, vol., no., pp.1,6, 5-6 Nov. 2012.
- [KAI 12] D. Kairous, R. Wamkeue. « *DFIG-based fuzzy sliding-mode control of WECS with flywheel energy storage* ». Electric Power Systems Research 93 (2012), pp. 16– 23.
- [ZEG 14]. S. ZEGHLACHE, « *Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical* ». Thèse de Doctorat, université de m'sila 2014.
- [BOU 15] A. Bouguerra, « *Commande Tolérante aux Défauts d'un Appareil à Vol Vertical* ». Thèse doctorat, Université de m'sila 2015.
- [SLO 91] J.J.E. Slotine, and W. Li « *Applied nonlinear control* ». Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.

BIBLIOGRAPHIE

[BOUL 09] A. Boulkroune, « *Commande Floue Adaptative Avec Et Sans Observateur Des Systemes Non Lineaires Incertains* ». Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2009 Alger.

[BOUR 15] S. Bourdim, « *Contribution au diagnostic des générateurs utilisés dans les systèmes éoliens* ». Thèse de doctorat, université de Batna, le 14/06/2015.

[LAB 05] S. Labiod, « *Contribution à la Commande Adaptative Floue des Systèmes Non Linéaires* ». Thèse doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 29 Janvier 2005 Algérie.

[MOK 10] S. Mokeddem, « *Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base D'Algorithmes Génétiques* ». Thèse Doctorat, Universite ferhat abbas de setif, 11 juillet 2010.

[OUA 09] A. El Ougli, « *Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs* ». Universite side Mohamed Ben Abdullah. Le 23/05/2009.

[HAM 11] I.Hamzaoui1, F.Bouchafaa1, A.Talha1, A. Boukhlifa1, « *Fuzzy Logic Control for a Speed of a flywheel energy storage system associated the wind Generator* ». 8-10/11/11 İstanbul-Turkey. IEEE, pp.537-543.

[CHE 14] S. Chekkal*, N. Aouzellag Lahaçani, D. Aouzellag, K. Ghedamsi, « *Fuzzy logic control strategy of wind generator based on the dual-stator induction generator* ». Electrical Power and Energy Systems, Vol. 54, 2014, pp. 166-175.

[MOK 10] S. Mokeddem, « *Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base D'Algorithmes Génétiques* ». Thèse Doctorat, Universite ferhat abbas de setif, 11 juillet 2010.

[TAL 14] N.Talbi, « *Conception des Systèmes d'Inférence Floue par des Approches Hybrides : Application pour la Commande et la Modélisation des Systèmes Nonlinéaires*».Thèse de doctorat, Univ de Constantine 2014.

[SHA 10] M.Sharma, A.Verma, « *Adaptive Tracking Control for a Class of Uncertain Non-Affine Delayed Systems Subjected to Input Constraints using Self Recurrent Wavelet Neural Network* ». Proc IEEE Conf. on Advances in Recent Technologies in Communication and Computing, Kottayam, 16-17 October 2010, pp.60-65.

[KHA 96] H. Khalil, « *Nonlinear systems* ». Edition Printence Hall, 1996.

ANNEX

Paramètres du moteur

$$Un = 220/380,50(\text{Hz})$$

$$Ls = 0.274 \text{ H}$$

$$Lr = 0.274 \text{ H}$$

$$M = 0.258 \text{ H}$$

$$Rs = 4.85 \text{ Ohm}$$

$$Rr = 3.805 \text{ Ohm}$$

$$J = 0.031 \text{ Kg.m}^2$$

$$f = 0.008$$

$$P = 2$$

Boucle de courant

$$T_e = 200 \mu\text{s}$$

$$T_q = 0.0064\text{s}$$

$$T_{MLI} = 100 \mu\text{s}; \text{ donc } T_{qd} = 0,0003\text{s}$$

$$K_p = 51.7762$$

$$K_i = \frac{K_q}{T_q} T_e = 8.0833 * 10^3$$

Boucle de la vitesse

$$K_t = 0.5$$

$$\text{Pour } \omega_0 = 4.75 \text{ red / s}$$

D'où

$$\text{et } k_{pv} = 2.7978 \quad k_{iv} = 0.5890$$

Résumé

Le travail réalisé dans ce mémoire concerne l'étude et la commande d'un système à base d'une machine asynchrone à cage d'écureuil pilotée à travers les variables statoriques par deux convertisseurs bidirectionnelle. Dans la première partie nous avons modélisé la chaîne globale (MAS, onduleur, redresseur). Dans la deuxième partie, on a présenté l'aspect théorique des commandes proposées pour contrôler les grandeurs mécanique (vitesse et couple). Enfin, on s'est intéressé à l'étude comparative entre les quatre techniques des commandes proposées. Les résultats de simulation obtenus ont permis l'évaluation des performances à travers l'application de ces commandes.

Mots clés : Machine à cage d'écureuil, redresseur, onduleur, modélisation, Commande, Vectorielle, mode glissant ,Logique flou ,backstepping.

ملخص

يتعلق العمل المنجز في هذه الأطروحة بالدراسة والتحكم في نظام قائم علي بالة كهربائية غير متزامنة من خلال متغيرات الجزء الثابت , الموصل بمقومين ثنائي الاتجاه ,في الجزء الأول من العمل قمنا باستخراج النموذج الرياضي للسلسلة الكلية . في الجزء الثاني قدمنا الجانب النظري للأربعة تقنيات لتحكم . في الجزء الثالث قدمنا نتائج المحاكاة , وأخيرا قدمنا دراسة مقارنة بين تقنيات التحكم المقترحة. لقد سمحت نتائج هذه المحاكاة التي تم الحصول عليها بتقييم الأداء من خلال تطبيق هذه الأوامر.

كلمات مفتاحية:

محرك كهربائي لا متزامن ثنائية التغذيةية – تحكم شعاعي - تحكم بالانزلاق - . تحكم بالمنطق الغامض – تحكم بخطوة الرجوع إلي الوراء