

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLÔME DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

THEME

Etude Comparative Entre La Commande Direct
Du Couple Et La Commande Par Mode De Glissant
De la Machine Asynchrone Sans Capteur De
Vitesse

Proposé et dirigé par :
-Mr. BERRABAH Fouad
-Mr. DJERIOUI Ali

Présenté par :
Mr. ZIKEM Morad

Année Universitaire : 2013 / 2014

N° d'ordre :CSE.098

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

Au nom du DIEU le clément et le miséricordieux

Louange à DIEU qui nous a donné la foi, le courage et la patience de parvenir à finir ce modeste travail.

Je tiens ces remerciements en témoignant de ma profonde reconnaissance envers Mr berrabah fouad et Ali djrioui mes encadreurs Pour ses conseils pertinents, et ses orientations sages, sa patience et vigilance, et par ses notes à grandement facilité ce travail.

A monsieur dr. Barkat said pour sa vigilance et son dévouement dans sa direction de notre département afin de nous procurer l'atmosphère et les bonnes conditions d'étude.

Je remercie également tous les membres de jury d'avoir accepter de juger mon travail.

Je remercie vivement toute personne qui nous a aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

En fin, je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues.

Dédicace

Je dédie ce travail en signe de respect et de reconnaissance à:

Mes très chers parents

Mes frères

Mes sœurs

A toute ma famille

A tous mes amis

Zikem morad.

Sommaire

Introduction générale:	1
Chapitre I:Modélisation de la machine asynchrone	
I -1 Introduction :	4
I -2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées :.....	4
I -2-1 Définition :	4
I -2-2 Description :	4
I -3 Modélisation du moteur asynchrone :	5
I -3-1 Hypothèse simplificatrices :.....	5
I. 3. 2 Mise en équations du modèle de la machine :	5
I. 4 Transformation de PARK :	9
I.4 .1 Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone :	10
a-Équations électriques :	10
b- Equations magnétiques :	11
c- Équations mécanique :	11
I. 5 Définitions des différents référentiels:.....	11
I.5.1 Référentiel lie au stator (α , β)	12
I.5.2 Référentiel lie au rotor (x , y)	12
I.5.3 Référentiel lie au champ tournant (d, q)	12
I.6 Equations électromagnétiques et mécanique	13
I.7 Mise en équations d'états.....	13
I.8. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	14
I.9 CONCLUSION:.....	17
Chapitre II : Commande directe du couple	
II.1 Introduction:	18
II.2 Description de l'onduleur triphasé:	18
II.3 Principe du control direct du couple:.....	22
II.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique:	22
négligeable	23

II.3.2	Contrôle du couple électromagnétique:	25
II.3.3	Sélection de vecteur tension:	26
III-4	Estimateurs.....	29
III-4-1	Estimation du flux statorique :.....	29
III-4-2	Estimation du couple électromagnétique :.....	30
II.5	STRUCTURE GENERALE DU CONTRÔLE DIRECT DU COUPLE:	30
II.6	ELABORATION DE VECTEUR DE COMMANDE:.....	31
III-6-1	Le correcteur de flux :.....	31
II.6.2	CORRECTEUR DU COUPLE A TROIS NIVEAUX	31
II.7	AMELIORATION DE LA DTC PAR LA TABLE DE 12 SECTEURS:	32
II.7.1	Correcteur de couple à quatre niveaux	33
II.8	REGLAGE CLASSIQUE DE LA VITESSE:.....	34
II.9	CONCLUSION:	38

Chapitre III: Commande par mode de glissant de la MAS

III-1	INTRODUCTION:	39
III.2	COMMANDE PAR MODE GLISSANT:	39
III-2.1	systemes a structure variables:	39
a-	Définition 1:.....	39
b-	Définition 2:.....	40
III-3	THEORIES DES MODES GLISSANTS:	40
III-4	Conception de la commande par mode de glissement:.....	40
III-4-1	Choix de la surface de glissement:	41
III-4-2	Conditions de convergence :.....	42
III-4-2-1	Fonction directe de commutation:.....	42
III-4-2-2	Fonction de LYAPUNOV :.....	43
III-4-3	Calcul de la commande :.....	44

Définition des grandeurs de commande:.....	44
Expression analytique de la commande :.....	45
III- 4- 4 Elimination du phénomène de chattering:	47
III.8. Différentes structures du contrôle par mode de glissement:	48
III.8 .1.Structure par commutation au niveau de l'organe de commande:	49
III.8 .2.Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état:.....	49
III.8 .3. Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente:.....	50
III.9.Domaine d'application du réglage par mode glissant	51
III.10. Les avantages de la commande par mode glissant:.....	51
III -11 Application de la commande par mode de glissement à la MAS	51
III -11-1Description :.....	51
III -11-2.Choix des surfaces de glissements:.....	52
III.11.3. Conditions de convergence:	53
III.11.4. Loi de commande par mode glissant:.....	53
III.12.Schéma bloc de la commande:	56
III.12.1.Simulation et interprétation des résultats:	57
III.13.Conclusion:	59
 Chapitre IV: Commande sans capteur de vitesse de la MAS	
IV.1 Introduction:.....	60
IV.2 Notions d'estimation et observation :	60
IV.3 Suppression du capteur de vitesse.....	61
IV.4 Estimateur et L'observateur	62
IV.4.1 L'estimateur	62
IV.4.2 L'Observateur:	63
IV.5 Les méthodes de commande sans capteur mécanique	64
IV.5.1 Méthodes avec Modèle.....	64

IV.5.1.1 Méthodes à base d'estimateur	64
IV.5.1.2 Méthodes à base d'observateur	64
IV.5.2 Méthodes sans modèle	65
IV.5.2.1 Estimation de la vitesse à partir des saillances de la machine	65
IV.5.2.2 Estimation basée sur l'intelligence artificielle	66
IV.6 Estimation adaptative de la vitesse avec modèle de référence (MRAS).....	66
IV.6.1 Modèle de référence:	68
IV.6.2 Modèle ajustable (adaptatif):.....	69
IV.6.3 Mécanisme d'adaptation:	70
IV.6.4 Synthèse du correcteur:	71
IV.7 Conclusion :	74
 Chapitre V: Etude Comparative entre la commande DTC sans capteur de vitesse et la commande par mode de glissant.	
V. Introduction:.....	75
V.1 Fonctionnement nominal de la machine	75
V.2 Testes de robustesse pour les deux commandes	76
V.2.1 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse	76
V.2.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la charge.....	78
V.2.3 Fonctionnement du moteur lors d'une variation paramétrique(R_r, R_s)	79
V.3 Etude comparative.....	81
V.4 Conclusion	82
 Chapitre VI: Commande neuronale directe du couple (DTNC).	
VI .1. Introduction:.....	83
VI .2. Les réseaux de neurones (RN):	83
VI .2.1. Les réseaux de neurones artificiels:	84
VI .2.1.1. Neurone formel:	84
VI .2.1.2. Perceptrons multicouches:	85
♣ La rétro propagation :	86
VI .2. Commande neuronale directe du couple (DTNC)	88

VI .2. 1.Résultats de Simulation:	89
VI.2.2Interprétation:.....	90
VI.3. Conclusion:	90
Conclusion générale.....	91

Chapitre I : modélisation de la machine asynchrone à cage

Figure (I -1). Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.	5
Figure (I -2). Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé	9
Figure (I.3) : Schéma bloc du modèle de simulation de la machine synchrone.....	15
Figure(I.4) : Résultat de simulation de la modélisation de la machine MAS à vide	16
Figure(I.5) : Résultat de simulation de la modélisation de la machine en charge	17

Chapitre II : Commande directe de couple de la machine asynchrone

Figure(II.1): Onduleur triphasé en pont et sa charge.	19
Figure(II.2) : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux	21
Figure(II.3) : Exemple de l'évolution de l'extrémité de φ_s pour $V_s=V_3$ avec $(r_s i_s)$ négligeable	23
Figure(II.4) : Composantes du vecteur flux statorique dérivé.....	25
Figure(II.5) : Représentation complexe des vecteurs flux statorique et rotorique	25
Figure(II.6) : Sélection du vecteur de tension selon la zone $N = 1$	28
Figure(II.7) : Différents effets de vecteurs tension au début et à fin de la zone.	28
Figure(II.10) : Correcteur de couple à hystérésis à trois niveaux.....	32
Figure (II.11) : Les 12 Secteurs de la commande DTC.....	33
Figure (II.12) : Correcteur de couple à quatre niveaux	33
Figure (II.13) : Régulation de vitesse avec un correcteur PI.....	35
Figure(II.14) : Résultat de simulation de la DTC avec 12 secteurs.....	37
Figure(II.15) : Test de poursuite lors du contrôle par DTC améliorée de la MAS avec régulation de vitesse.....	37

Chapitre III : Commande par mode glissant la machine asynchrone

Figure (III-01): Représentation dans le plan d'état du comportement du système	
Figure (III- 02): Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement.	41
Figure (III -03): Linéarisation exacte de l'écart.	43
Figure (III-04) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....	44
Figure (III-05) : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.....	45
Figure (III-06) : La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{Max} et u_{Min}	46

Figure (III-07) : représentation de la fonction « sign »	47
Figure (III- 08) : fonction «sat ».....	49
Figure (III- 09) : Fonction SMOOTH « Smooth ».....	49
Figure .III.10 : structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande	50
Figure .III.11 : structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état	51
Figure .III.12 : structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	51
Figure (III.13) : commande par mode glissant	58
Figure .III.14. a : a vide puis en charge a t=1.5s	58
Fig.III.14.b	59
Figure .III.14 : résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MAS alimentée par un onduleur de tension PWM.	59

Chapitre IV: commande sans capteur de vitesse

Figure (IV.1) : Schéma de principe représentant la différence entre l'observateur et l'estimateur	61
Figure(IV.2) : schéma de principe d'un estimateur	63
Figure(IV.3) : Schéma de principe d'un observateur.....	63
Figure(IV.4) : Estimation de la vitesse de la machine asynchrone par la technique MRAS	67
Figure (IV.5) : synthèse du correcteur de vitesse.....	72
Figure(IV.6) : résultat pour la commande DTC modifiée	73
Figure(IV.7) :résultat pour la commande par mode glissant	74

Chapitre V: Etude Comparative entre la commande DTC sans capteur de vitesse et la commande par mode de glissant

Figure (V.1) : Résultats de simulation des deux méthodes de commandes lors du fonctionnement nominal.....	76
Figure (V.2) : Résultats de simulation des deux méthodes de commandes lors de la variation de la vitesse.	77
Figure (V.3) : Résultats de simulation des deux méthodes de commandes lors de la variation de la charge.	79

Figure (V.4) : Variations des résistances	79
Figure (V.5) : Résultats de simulation des deux méthodes de commandes lors d'une variation paramétrique.	80

Chapitre VI: Commande directe de couple par réseaux de neurone

Figure. VI .1: Le neurone formel de Mac Culloch et Pitts	85
Figure VI .2 : Structure d'un réseau de neurones multicouches à propagation avant	86
Figure. VI .3. Commande directe du couple d'une MAS basé sur les réseaux de neurones	88
Figure VI.4 : Commande neuronale directe du couple (DTNC)	90

Table (II.1):Table générale de vérité pour un vecteur flux statorique situé dans la zone i ...	29
Table (II.2) : Stratégie de contrôle avec correcteur à trois niveaux à tensions actives	32
Table (II.3): Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs S1 et S12	33
Table (II.4): Stratégie de contrôle par DTC avec correcteur à quatre niveaux pour des tensions actives et nulles	34
Tableau (V.1): Etude comparative des deux commandes.	81

NOTATION ET SYMBOLES

MAS : Machine Asynchrone.

DTC : Direct Torque Control ou (Contrôle direct du couple).

PI : Correcteur proportionnel-intégrateur.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

$\hat{\quad}$: Symbole pour une grandeur estimée.

s, r : Indices correspondants au stator et rotor.

a, b, c : Indices correspondants aux trois phases a, b, c .

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions d'alimentation des phases statoriques.

V_{ra}, V_{rb} : Tensions d'alimentation des phases rotoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants statoriques.

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Courants rotoriques.

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$: Flux statoriques.

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$: Flux rotoriques.

R_s, l_s : Résistance et inductance propre d'une phase statorique.

R_r, l_r : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.

M_1, M_2, M_3 : Inductances mutuelles entre une phase du stator et une phase du rotor.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : Angle électrique.

(α, β) : Axes fixés au stator.

(x, y) : Axes fixés au rotor.

(d, q) : Axes fixés par rapport au champ tourant.

[P]: Matrice de transformation de PARK.

ω_s : Pulsation statorique.

ω_r : Pulsation rotorique.

ω_c : Fréquence de coupure.

P : Nombre de pair de pôles.

C_r : Couple résistant.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

σ : Coefficient de dispersion.

T_s : Constante de temps statorique.

T_r : Constante de temps rotorique.

[A] : Matrice de transition.

[B] : Matrice de commande.

V_{eff} : Valeur efficace de tension.

s : Opérateur dérivée de LAPLACE.

K_p : Facteur de proportionnalité.

K_i : Facteur intégral.

τ_i : Constante de temps $\frac{K_p}{K_i}$.

S(x) : surface de glissement.

GMC : commande par mode glissant

VSC : commande à structure variable

MRAS : Estimation adaptative de la vitesse avec modèle de référence

Introduction générale

Grâce à son faible coût et sa simplicité de construction, conjugués aux techniques de variation de vitesse, la machine asynchrone s'impose de plus en plus dans les domaines de l'entraînement à vitesse variable. Les recherches dans ce domaine ont connu un grand essor dans les dernières années grâce à l'évolution technologique, dans le domaine d'informatique et d'électronique de puissance. Plusieurs stratégies de commande ont été élaborées parmi lesquelles le contrôle direct du couple (DTC) apparaît aujourd'hui le plus dominant, le plus favorisé pour les producteurs de variateurs de vitesse et les industrialistes à l'exemple du leader mondiale de fabrication de variateurs de vitesse « ABB ».

Grâce aux développements de l'électronique de puissance et de l'électronique de commande, il est aujourd'hui possible de mettre en œuvre des algorithmes de commande inenvisageables il y a une dizaine d'années. Ainsi, sont apparus des entraînements à base de machines asynchrones aussi performants que ceux avec des machines à courant continu, tout en bénéficiant de leurs avantages (robustesse ; faible coût ; large gamme de vitesse).

Cependant, le contrôle de la machine asynchrone n'est pas aussi simple que pour le moteur à courant continu, en raison du fait que le flux magnétisant et le couple sont des grandeurs fortement couplées.

La loi de commande dite par mode de glissement ou à structure variable constitue une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique. La commande par mode de glissement est par sa nature une commande non linéaire. La caractéristique principale de ce système est que sa loi de commande se modifie d'une manière discontinue. Ce type de commande présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse faible.

Problématique

La machine à induction peut accéder aux applications à vitesse variable et surpasse les performances de la machine à courant continu grâce aux commandes performantes utilisées par les variateurs modernes. Cependant, les performances et le rendement de la machine peuvent être dégradés par les dérives paramétriques causées par l'échauffement du stator ou du rotor, cassure, court-circuit partiel...

Par ailleurs, les capteurs mécaniques de vitesse sont en général coûteux, fragiles et affectent la fiabilité même de la commande.

En général, la commande de la machine asynchrone se divise en deux classes.

- Commande de faible coût et faible performance.
- Commande à haute performance.

Pour avoir une commande à haute performance, la commande de la machine asynchrone doit prendre en compte la variation de ces paramètres pendant le fonctionnement de la machine à cause de l'échauffement du rotor. Cependant, l'utilisation de la commande par mode de glissement sans capteur de vitesse peut résoudre ce problème.

La commande sans capteur de vitesse doit cependant avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles que nous aurions eues avec un capteur mécanique. Il est donc important, lors de l'élaboration d'une approche de mesure de vitesse sans capteur de mettre l'accent sur les précisions statiques et dynamiques de celui-ci en fonction du point de fonctionnement de la machine. Le fonctionnement sans capteur mécanique permet d'une part de réduire les coûts de fabrication et de maintenance, et d'autre part de proposer une solution dégradée mais fonctionnelle aux applications avec capteurs en cas de panne de ceux-ci.

Objectif du mémoire

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'une étude comparative entre la commande par mode glissant et la commande directe de couple DTC,

Structure du mémoire

Ce mémoire est organisé de la manière suivante :

Le premier chapitre, sera consacré à la modélisation de la machine à induction en vu de sa commande en utilisant la transformation pour le passage du système triphasé au biphasé suivi par une simulation de ce modèle dans le repaire lié au stator.

Le deuxième chapitre, sera consacré en premier temps à l'introduction des fondements théoriques de la commande direct du couple, de plus, on développera l'estimation des deux grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromécanique, puis en présentera le modèle des correcteurs a hystérésis utilisé et la structure de commande. Par suite, on a introduit une boucle de régulation de la vitesse par un régulateur IP dont les performances ont été confirmées par des résultats de simulation.

Dans le troisième chapitre, on traitera des rappels de notions de base sur la théorie de la commande par mode de glissement, après on passera à l'application de cette commande sur la machine asynchrone, ainsi qu'une présentation des résultats de simulation.

Dans le quatrième chapitre, nous verrons différents observateurs existants dans la littérature et leurs méthodes de synthèse. Différentes techniques d'estimation d'état seront présentées au CSE, M'sila 2014.

cours de ce chapitre. Des algorithmes de synthèse d'observateurs robustes, basée l'estimation de la vitesse par un observateur adaptatif MRAS.

Dans Le cinquième chapitre, on réalisera une étude comparative entre les performances des deux lois de commandes proposées dans ce document.

Dans Le dernier chapitre, une application d'une commande intelligente pour faire une amélioration importante pour la commande précédente, qui nous a donné des bons résultats pour le couple électromagnétique, la comparaison des résultats de la DTC modifié et la DTC classique atteste clairement l'apport de l'approche utilisée.

Chapitre I

Modélisation

De La

Machine

Asynchrone

I -1 Introduction :

En générale les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres trop complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes, on doit donc développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible de modèle réel [1].

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies [3]:

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et en fin vérifier sa validité.

Dans ce chapitre, nous avons pris comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine asynchrone généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente. Après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle d'état de la machine asynchrone.

I -2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées :

I -2-1 Définition :

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

I -2-2 Description :

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournant autour de l'axe de symétrie dite rotor. Elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de 120° . La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil.

I -3 Modélisation du moteur asynchrone :

I -3-1 Hypothèse simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [4] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques

I. 3. 2 Mise en équations du modèle de la machine :

La représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère (abc) est donnée par la figure (I -1).

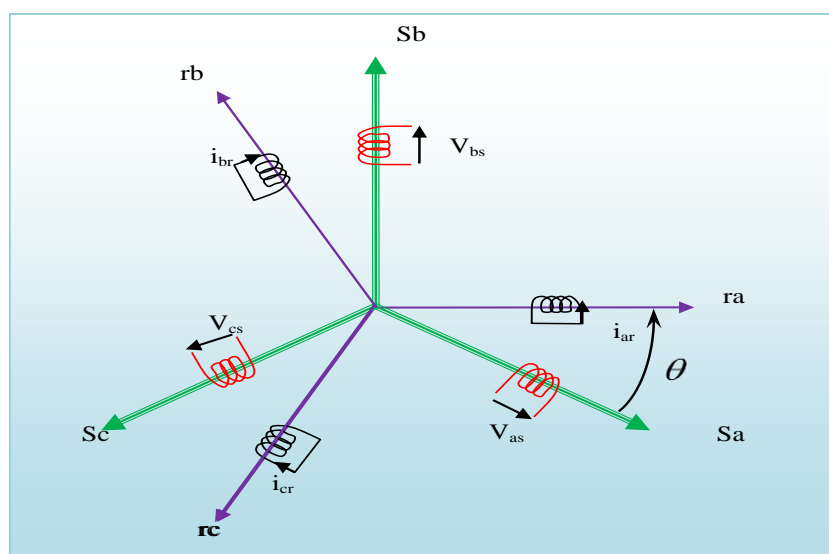


Figure (I -1). Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types des équations à savoir :

- les équations électriques ;
- les équations magnétiques ;
- les équations mécaniques;

a- Equations électriques :

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont:

- pour le stator :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

- Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{I-2})$$

Les équations (I-1) et (I-2) peuvent être écrits sous la forme matricielle suivante:

-Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{I-4})$$

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements.

R_s : Résistance d'une phase statorique.

-Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-5})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{rabc}] = [R_r] [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] = 0 \quad (\text{I-6})$$

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Les tensions appliquées aux trois phases rotoriques.

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Les courants qui traversent les trois phases rotoriques.

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

b- Equation magnétiques :

Les relations entre les flux et les courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

Pour l'écriture condensée, on met :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

On aura :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I -11})$$

Tel que :

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : L'inductance mutuelle entre phase statorique.

M_r : L'inductance mutuelle entre phase rotorique.

Avec :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I -12})$$

On remplace (I -8) dans les équations (I -6) et (I -4) .

Alor :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)([L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \quad (\text{I -13})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)([L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]) \quad (\text{I -14})$$

c- Equations mécaniques :

L'équation mécanique est donnée par l'expression :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{I -15})$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie :

$$C_{em} = P [i_{sabc}]^t \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}][i_{rabc}]) \quad (\text{I -16})$$

Avec :

J : moment d'inertie du rotor.

f : coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

P : nombre de pair de pôle.

Les équations précédentes sont difficiles à résoudre puisque :

- L'ordre du système est élevé;
- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

Pour réduire l'ordre du système et fait rendre les équations indépendantes du temps en introduit la transformation de Park.

I. 4 Transformation de PARK :

A présent, nous devons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé. Nous avons classiquement le choix entre trois repères. Le premier est garder fixe par rapport au stator, et est communément appelé $(\alpha\beta)$, le second est lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme ω_s et est appelé (dq) , et le dernier garder fixe par rapport au rotor est appelé (XY) . La modélisation en $(\alpha\beta)$ voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique. Celle en (dq) voit par contre des grandeurs continues car elle est située sur le champ tournant. Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park [05].

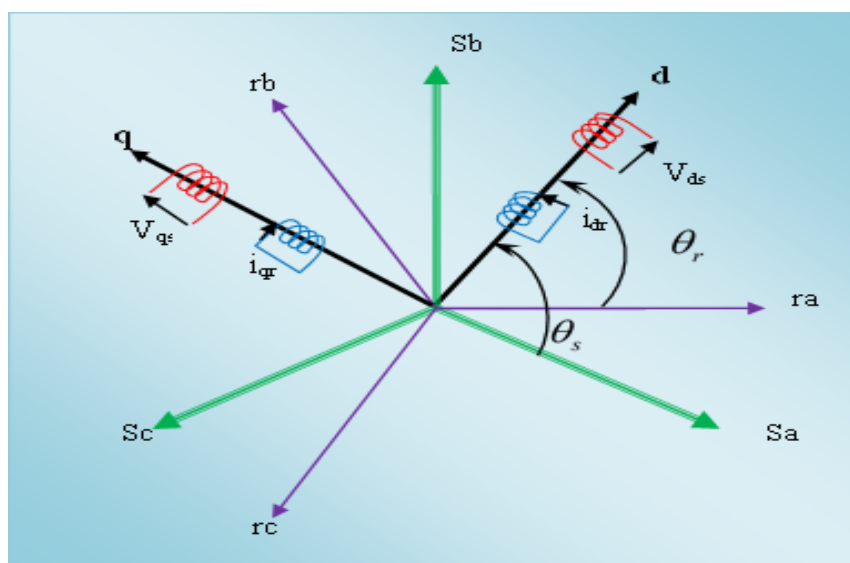


Figure (I -2). Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé

Dans la théorie de Park, on utilise la transformation unique pour les courants, tensions et flux.

$$\begin{bmatrix} X_d & X_q & X_o \end{bmatrix}^t = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_a & X_b & X_c \end{bmatrix}^t \quad (\text{I-17})$$

La transformation inverse est :

$$\begin{bmatrix} X_a & X_b & X_c \end{bmatrix}^t = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d & X_q & X_o \end{bmatrix}^t \quad (\text{I-18})$$

Tel que :

X : peut-être une tension, un courant ou un flux.

θ : Angle entre l'axe a et l'axe d.

La matrice de changement de base est $[P(\theta)]$ définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-19})$$

La matrice de changement de base $[P(\theta)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple :

$$[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée } [P(\theta)] = [P(\theta)]^t$$

Donc :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (\text{I-20})$$

I.4.1 Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone :

a-Équations électriques :

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire $\omega_{obs} = \frac{d\theta_{obs}}{dt}$, les équations (I-1)

et (I-2) s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_{obs} \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_{obs} \cdot \Phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I-21})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_{obs} - \omega) \cdot \Phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_{obs} - \omega) \cdot \Phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I-22)$$

b- Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (I-23)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (I-24)$$

Avec :

$$L_s = l_s - M_s \quad L_r = l_r - M_r \quad M = \frac{3}{2} M_0$$

où :

L_s : Inductance cyclique propre statorique.

L_r : Inductance cyclique propre rotorique.

M : Inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.

c- Équations mécanique :

$$\begin{cases} J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \\ C_e = (3/2) \cdot p \cdot M \cdot (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) \\ \omega_r = p \cdot \Omega_r \end{cases} \quad (I-25)$$

I. 5 Définitions des différents référentiels:

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux :

- Référentiel immobile par rapport au stator : $(\alpha - \beta) \rightarrow \omega_{obs} = \mathbf{0}$.
- Référentiel immobile par rapport au rotor : $(x - y) \rightarrow \omega_{obs} = \omega_R$.
- Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $(d - q) \rightarrow \omega_{obs} = \omega_S$.

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de composantes de PARK nécessite d'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. En pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié [4].

I.5.1 Référentiel lie au stator (α , β)

Les équations de ce modèle sont exprimées dans le cas ou $\theta_{obs} = \theta_s$ et $\frac{d\theta_{obs}}{dt} = \omega_{obs} = 0$

Les équations électriques sont reformulées comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et on peut l'utiliser pour étudier les régimes des démarrages et des freinages, et il est possible d'utiliser pour l'estimation de flux, de la vitesse et pour les commandes non linéaires [3] [5].

I.5.2 Référentiel lie au rotor (x , y)

Ce référentiel est caractérisé par $\theta_{obs} = \theta_r$ et $\frac{d\theta_{obs}}{dt} = \omega_{obs} = \omega_r$

Les équations électriques sont reformulées comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rx} \\ \phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Ce référentiel est utilisé pour étudier les processus transitoires des machines asynchrones, il est intéressant dans les problèmes ou la vitesse est constante.

I.5.3 Référentiel lie au champ tournant (d , q)

Les équations de ce modèle sont caractérisées par $\theta_{obs} = \theta_s$ et $\frac{d\theta_{obs}}{dt} = \omega_{obs} = \omega_s$

Avec : $\omega_s - \omega = \omega_r$

Les équations électriques correspondants sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des machines asynchrones à fréquence variable et il est utilisé pour la commande vectorielle par l'orientation du flux.

I.6 Equations électromagnétiques et mécanique

Le couple électromagnétique est exprimé par quatre formules selon le choix de variables d'état [4]. Dans notre cas les variables choisis sont le flux et le courant statoriques. Le couple électromagnétique est représenté sous la forme suivante.

$$C_{em} = P[\phi_{Su}i_{Sv} - \phi_{Sv}i_{Su}] \quad (I.32)$$

P : Nombre de pair de pôles

L'évolution de la vitesse de rotation en fonction du couple électromagnétique et de la charge de la machine caractérisée par le couple résistant C_r , est décrite par l'expression suivante :

$$J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega = C_{em} - C_r \quad (I.33)$$

Avec :

J Moment d'inertie.

f Coefficient de frottement.

C_r Couple résistant imposé par la charge mécanique.

C_{em} Couple électromagnétique.

Ω Vitesse mécanique de rotation avec $\omega = P\Omega$

I.7 Mise en équations d'états

La machine asynchrone utilisée, est décrite par un système d'équations différentielles non linéaires, l'alimentation en tension de la MAS permet de choisir comme variables de commande, les tensions statoriques V_{Sa} et $V_{S\beta}$. Les variables d'états choisis les courants et les flux statoriques ($\phi_{Sa}, \phi_{S\beta}, i_{Sa}, i_{S\beta}$). Le modèle d'état correspondant est :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I.34)$$

Avec :

$$[X] = [\phi_{Sa} \ \phi_{S\beta} \ i_{Sa} \ i_{S\beta}]^T \quad (I.35)$$

$$[U] = [V_{Sa} \ V_{S\beta}] \quad (I.36)$$

Tel que :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{T_r L_s \sigma} & \frac{\omega}{L_s \sigma} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_r} \right) & -\omega \\ -\frac{\omega}{L_s \sigma} & \frac{1}{T_r L_s \sigma} & \omega & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \quad (I.37)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{T_r L_s} & 1 \\ 0 & \frac{1}{T_r L_s} \end{bmatrix} \quad (I.38)$$

Avec :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{Constante de temps statorique;}$$

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

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad \text{Coefficient de dispersion.}$$

I.8. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet de simuler la machine s'une manière simple à l'aide de logiciel SIMULINK sous MATLAB. La machine est alimentée directement par un réseau triphasé [220/380 V, 50 Hz], les paramètres de la machine asynchrone sont donnés dans l'annexe .

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitude constante, elles peuvent être présentées comme suit :

$$\begin{cases} V_{Sa} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega t) \\ V_{Sb} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{Sc} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.39)$$

Avec :

V_{eff} : Valeur efficace de tension.

$\omega = 2\pi f$, avec f la fréquence d'alimentation.

Le schéma bloc de simulation de la modélisation de la MAS est représenté par la figure (I.3)

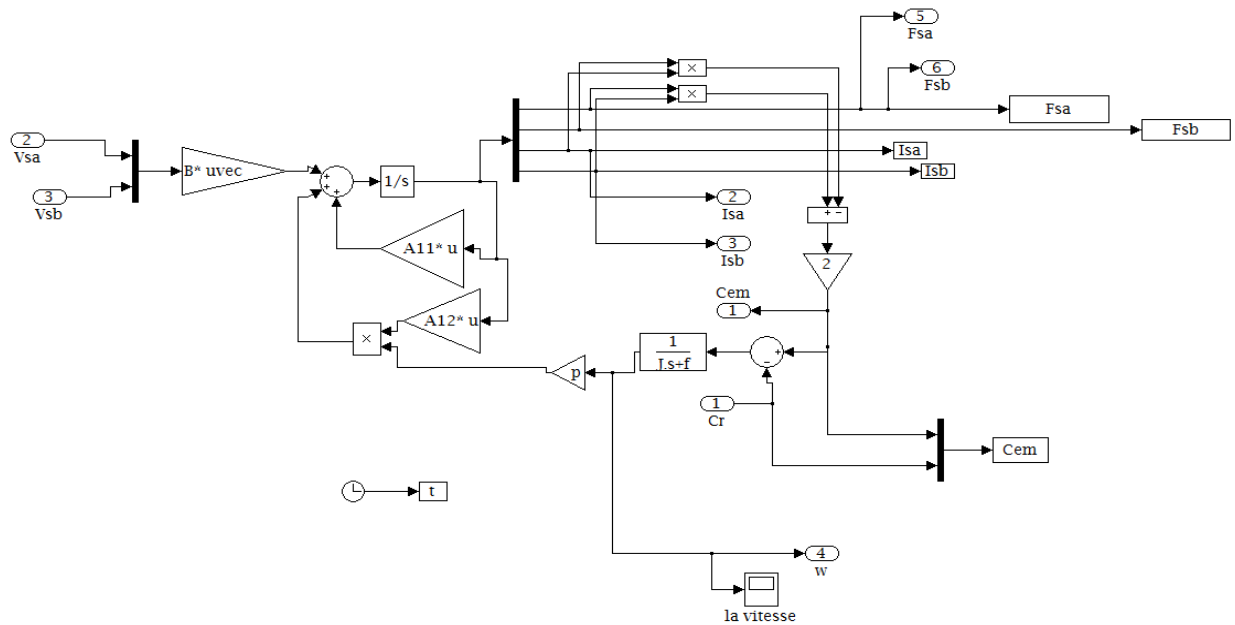


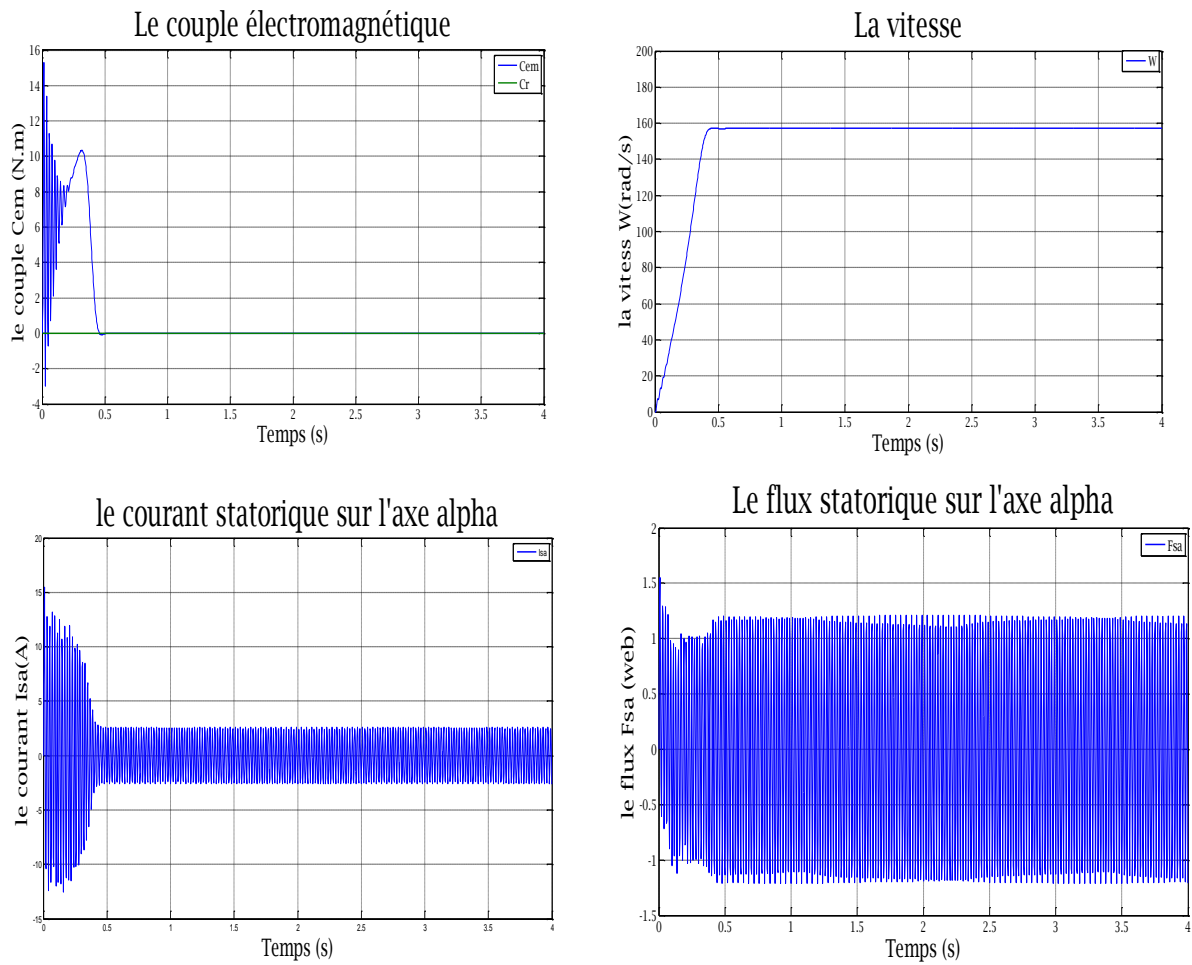
Figure (I.3) : Schéma bloc du modèle de simulation de la machine synchrone

Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure (I.4) lorsque la machine est alimentée à vide et la figure (I.5) lorsque la machine est en charge.

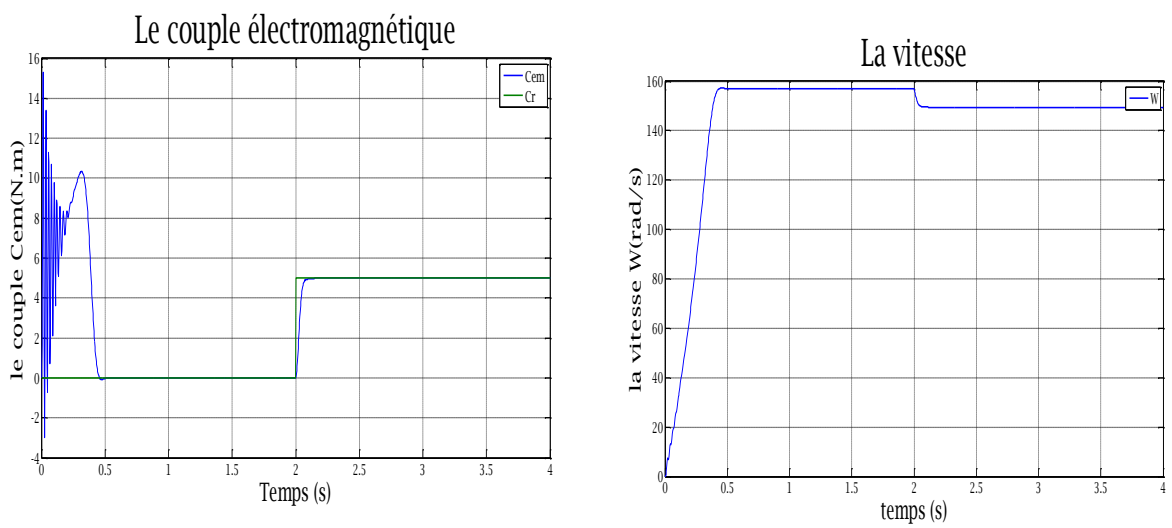
A vide la courbe de vitesse présente des oscillations dans le démarrage avec une augmentation linéaire puis atteint sa valeur nominale (157 rad/s). Le couple électromagnétique pendant le régime transitoire est fortement oscillatoire après il se stabilise à une valeur nulle. Les flux statoriques se présentent sous forme sinusoïdales d'amplitude presque constante (1.2 Web). Les courants statoriques présentent des oscillations successives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées.

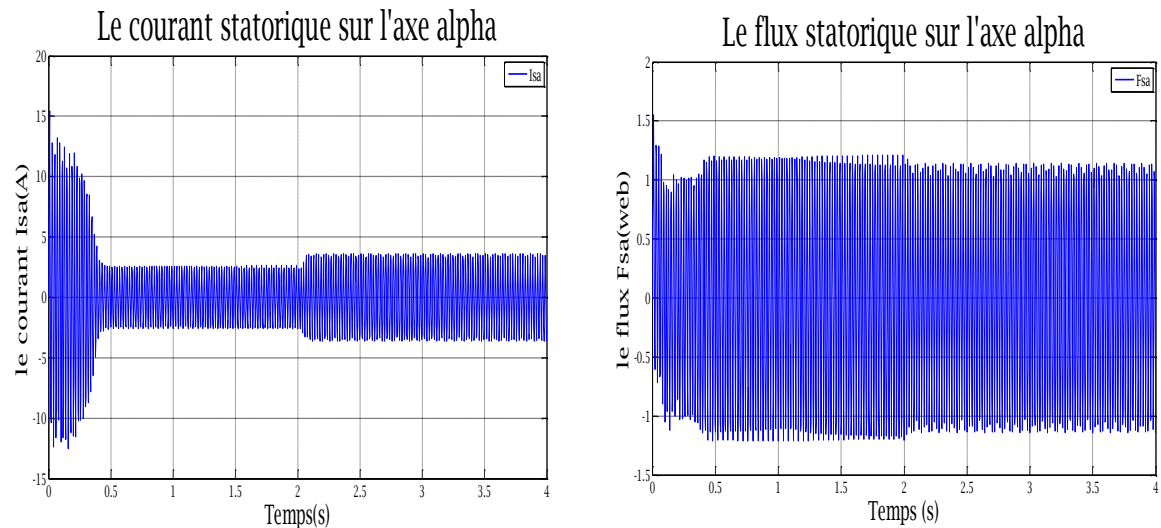
Le deuxième essai, correspond à l'application d'une charge mécanique ($C_r=5$ N.m) à l'instant ($t=2$ s).

La courbe de la vitesse diminue au moment de l'application de la charge mécanique et se stabilise à la valeur 149(rad/s). Le couple électromagnétique rejoint la valeur de couple résistant (charge mécanique). Les flux statoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de ses modules. Les courants statoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.



Figure(I.4) : Résultat de simulation de la modélisation de la machine MAS à vide





Figure(I.5) : Résultat de simulation de la modélisation de la machine en charge

I.9 CONCLUSION:

Au cours de ce chapitre, on a introduit les hypothèses de travail et la transformation de PARK, ce que nous a permis d'élaborer un modèle mathématique à partir des équations non linéaires.

Les résultats de simulations de la modélisation de la machine asynchrone en boucle ouverte à vide et en charge sont obtenus grâce au logiciel MATLAB/SIMULINK. L'application de la charge entraîne la diminution de la vitesse, ce qui explique que la machine seule ne peut répondre aux exigences des entraînements à vitesse variable. Pour cette raison l'association d'une commande externe s'avère nécessaire, ce qui sera l'objectif du prochain chapitre.

Chapitre II
Commande
Directe Du
Couple De La
Machine
Asynchrone

II.1 Introduction:

Le contrôle direct du couple, venu du terme anglais " Direct Torque Control (DTC)", des machines asynchrones proposé par *Takachachi* et *Depenbrok* est apparu dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques [7],[14]. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur tension imposé par l'onduleur [14].

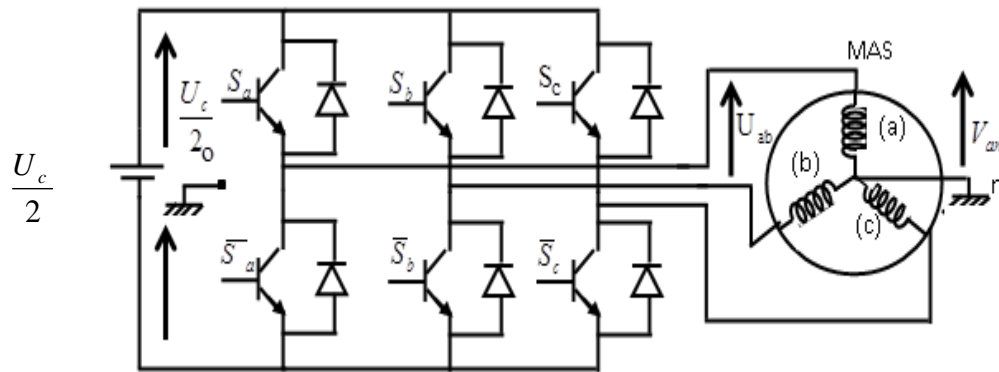
Des exigences en termes de performances dynamiques de plus en plus élevée sous des contraintes encore plus sévère ont poussé la recherche de nouvelles stratégies de commande, utilisant uniquement les grandeurs électriques mesurables au stator. Parmi ces stratégies de commande, la commande directe du couple DTC, cette technique implique un fonctionnement de l'onduleur à deux niveaux standard avec une fréquence de commande variable par fois élevée et incompatible avec des applications forte puissance du fait du niveau des pertes par commutation [11],[12].

Dans ce chapitre on présente en premier temps la modélisation de l'onduleur de tension utilisé et en deuxième temps les principes de la DTC. On analyse en particulier, le couple et la dynamique du contrôle entre le flux statorique et le couple électromagnétique puis en aborde la structure du système du contrôle directe du couple, en présentant les méthodes d'estimation du couple et de flux, les correcteurs de couple et de flux et les différentes stratégies et tables de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension, puis une amélioration par le changement de la table de vérité à l'aide de décalage des zones de position du flux statorique.

A la fin, des résultats de simulation viendront finalement mettre en évidence les performances de contrôle du couple électromagnétique.

II.2 Description de l'onduleur triphasé:

La Figure(II.1) montre le schéma électrique simplifié d'un onduleur de tension classique alimentant une charge triphasée supposée équilibre, connectée en étoile et sans retour de neutre. La commande de chaque demi pont est décalée par rapport à celle du demi pont qui suit en conduction par un tiers de période.



Figure(II.1): Onduleur triphasé en pont et sa charge.

Le vecteur tension V_s appliqué à la machine est délivré par un onduleur de tension triphasé dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits est représenté par trois grandeurs booléennes de commande $S_i = (i=a,b,c)$

Telles que:

$S_i=1$: interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.

$S_i=0$: interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

Les tensions simple des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle.

$$\begin{cases} V_{an} = V_{n1} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = V_{n2} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = V_{n3} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

avec :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Ce qui nous permettons d'écrire :

$$\begin{cases} V_a = V_{n1} = \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_b = V_{n2} = \frac{1}{3}(-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}) \\ V_c = V_{n3} = \frac{1}{3}(-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}) \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Or, les tensions délivrées par les demi ponts sont données par :

$$V_{ao} = \begin{cases} \frac{U_c}{2} & \text{si } S_1 \text{ est fermé} \\ -\frac{U_c}{2} & \text{si } \bar{S}_1 \text{ est fermé} \end{cases} \quad V_{bo} = \begin{cases} \frac{U_c}{2} & \text{si } S_2 \text{ est fermé} \\ -\frac{U_c}{2} & \text{si } \bar{S}_2 \text{ est fermé} \end{cases} \quad V_{co} = \begin{cases} \frac{U_c}{2} & \text{si } S_3 \text{ est fermé} \\ -\frac{U_c}{2} & \text{si } \bar{S}_3 \text{ est fermé} \end{cases}$$

Pour les tensions simples par rapport au point neutre (o), on a :

$$V_{io} = S_i U_c - \frac{U_c}{2} \quad (\text{II.4})$$

Soit utilisant la forme vectorielle des tensions on a :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{ao} + aV_{bo} + a^2V_{co}) \quad (\text{II.5})$$

$$\text{Avec : } a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

On voit que :

$$V_{so} = V_a + V_b + V_c ; \quad V_s = V_{so}$$

Avec :

V_{so} : C'est le vecteur tension par rapport au point milieu de la tension d'onduleur.

V_s : C'est le vecteur tension par rapport au neutre de la machine.

En utilisant les variable logiques représentent l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme:[4]

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_a + aS_b + a^2S_c) \quad (\text{II.6})$$

Et:

$$V_s = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} U_c e^{j(k-1)\pi} & \text{pour } K = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & \text{pour } K = 0 \text{ et } 7 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Dans le cas où la charge est un moteur asynchrone symétrique les tensions des phases appliquées par l'onduleur au stator du moteur sont soumises à la contrainte suivante [8]:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.8})$$

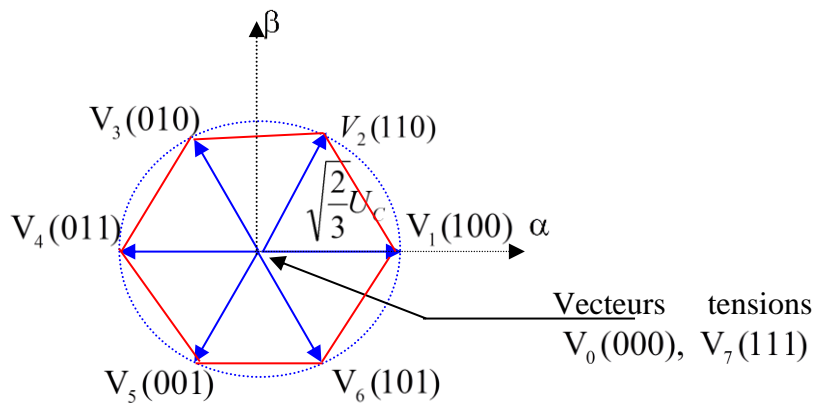
Les équations des tensions écrites en fonction des états des interrupteurs sont données par les formules suivantes [8].

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} U_c \\ V_{bn} = \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} U_c \\ V_{cn} = \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} U_c \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Le vecteur tension ne peut avoir que huit positions fixes correspondantes aux configurations possibles de l'onduleur. La figure (II.2) montre la représentation dans le plant complexe des six vectrices tensions non nulles qui peuvent être générés par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Comme on a les configurations (0,0,0) et (1,1,1) correspondent aux vecteur nuls, on peut les combinés pour réduire le nombre de commutation de chaque bras de l'onduleur. On procède ainsi :

V0 (0,0,0) est toujours à côté d'un vecteur impair; V1(1,0,0); V3 (0,1,0); où V5 (0,0,1) d'où une seul commutation .

V7 (1,1,1) est toujours à côté d'un vecteur pair; V2 (1,1,0); V4 (0,1,1); où V6 (1,0,1) donc une seul commutation. Dans chaque période de modulation, un bras ne commute pas deux fois.



Figure(II.2) : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux

Sachant que les tensions simples s'écrivent en fonction du temps par l'équation:

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin \omega t \\ V_b = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Le vecteur tension donc s'exprime par:

$$\bar{V}_s = -j\sqrt{\frac{3}{2}} V_m e^{j\omega t} \quad (\text{II.11})$$

Si on négligeant la chute de tension statorique; le flux magnétique s'écrit comme suit:

$$\bar{\phi}_s = -j\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_m}{\omega} e^{j(\omega_s t - \frac{\pi}{2})} \quad (\text{II.12})$$

La dernière équation montre que le vecteur flux statorique tourne avec un déphasage de $\left(\frac{\pi}{2}\right)$ par rapport au vecteur de tension. L'extrémité du vecteur flux statorique décrit un cercle parfait si les tensions appliquées au moteur sont sinusoïdales.

Pour notre cas on va montrer qu'on peut contrôler le vecteur flux par un choix approprié des vecteurs tension.

II.3 Principe du control direct du couple:

Le contrôle direct du couple DTC est basé sur l'orientation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées du vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs tensions de base instantanées, parmi lesquels deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle des machines à courant alternatif.

La commande DTC d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe des séquences de commande appliquées aux interrupteurs d'un onduleur de tension à partir des valeurs calculées du flux statorique et du couple [9]. Donc l'état des interrupteurs est lié directement à l'évolution de l'état électromagnétique du moteur asynchrone, qui pour le déterminer il faut disposer d'un modèle approprié du moteur.

II.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique:

À partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique, le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante:

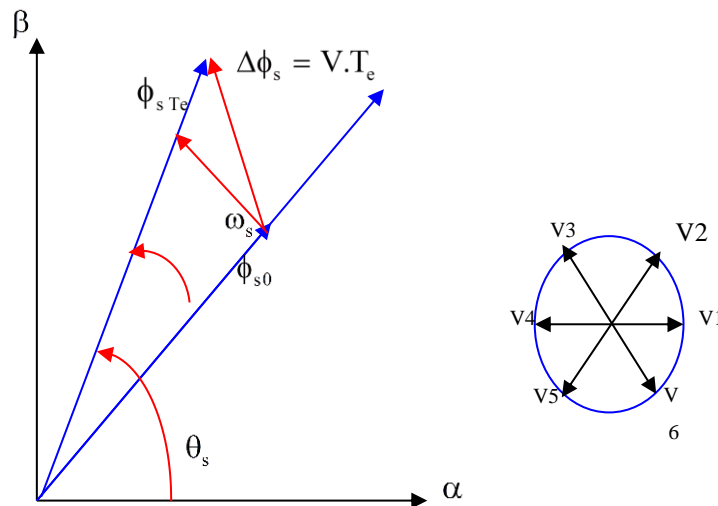
$$\phi_s = \int (V_s - R_s I_s) \quad (\text{II.13})$$

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0, T_c]$ correspondant à une période d'échantillonnage T_c les commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixés, ainsi on peut écrire: [2],[19]

$$\phi_s(t) \approx \phi_{s0} + V_s T_c \quad (\text{II.14})$$

Où: ϕ_{s0} : est le vecteur flux à l'instant $t = 0$, et avec l'hypothèse que la résistance R_s reste constante. Pour simplifier notre étude, on considère le terme $R_s i_s$ comme négligeable par rapport à la tension V_s (ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée).

La relation (II.14) montre que si on applique un vecteur tension non nul sur l'intervalle $[0 T_e]$, l'extrémité du vecteur flux statorique ϕ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliqué V_s . La Figure(II.3) illustre ce principe, lorsque on l'on sélectionne le vecteur $V_s=V_3$ par exemple.



Figure(II.3) : Exemple de l'évolution de l'extrémité de ϕ_s pour $V_s=V_3$ avec $(R_s I_s)$ négligeable

La "composante du flux" du vecteur tension (composante radiale) change l'amplitude du vecteur flux et la "composante du couple" (composante tangentielle) change la position du vecteur flux.

Si la période de contrôle " T_e " est très faible devant la période de rotation du vecteur flux statorique. En choisissant une séquence appropriée de vecteur tension de l'onduleur sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur flux ϕ_s la trajectoire désirée.

Il est possible de fonctionner avec un module de flux ϕ_s pratiquement constant, pour cela il suffit de choisir une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Ceci n'est possible que si la période de contrôle est très faible devant la période de rotation du flux. En plus la composante du flux des vecteurs tensions appliquées doit être minimum et au contraire celle de la composante du couple doit être maximum. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante [4].

Lorsque le vecteur tension V_s est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux ϕ_s est donnée par sa dérivée $\frac{d\phi_s}{dt}$ correspondant à la force électromotrice.

En supposant le terme " $R_s i_s$ " comme négligeable, on montre que le vecteur $\frac{d\phi_s}{dt}$ est pratiquement égal au vecteur tension V_s , comme le représente la Figure(II.5).

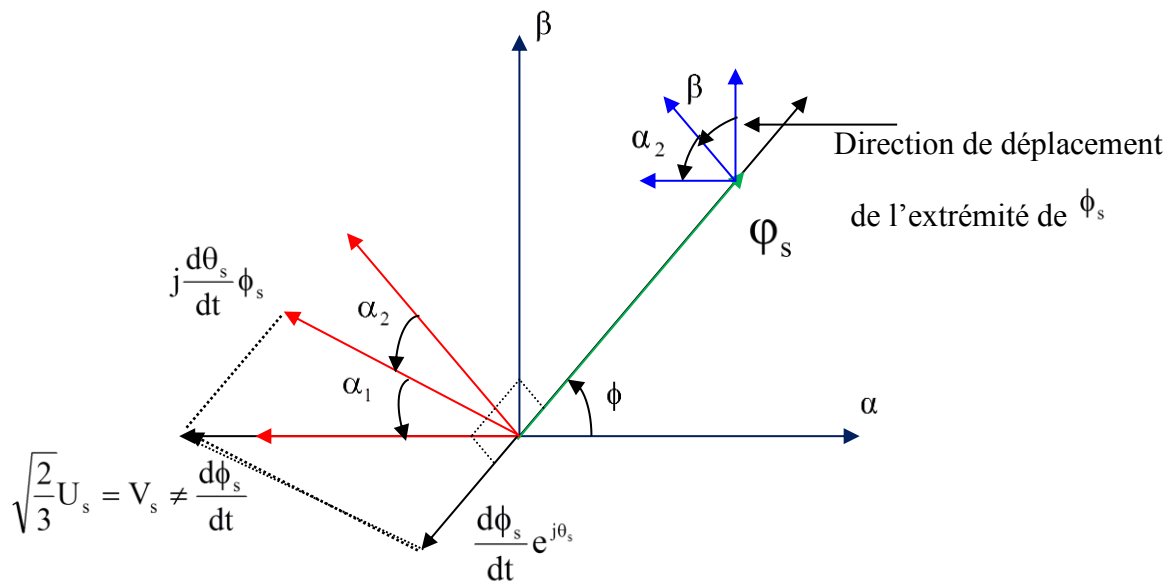
Ainsi, la vitesse de déplacement de l'extrémité du flux ϕ_s est donnée par l'amplitude de la vecteur flux $\frac{d\phi_s}{dt} \cong V_s$, qui est égal à $\sqrt{\frac{2}{3}}U_c$.

. Le déplacement du flux statorique correspondant à la dérivée angulaire $\frac{d\phi_s}{dt}$.

. L'extrémité du flux statorique suit la direction donnée par la force électromotrice $\frac{d\phi_s}{dt}$.

Sur la Figure(II.5), on a représenté trois directions possibles du vecteur flux ϕ_s , ainsi on peut voir que pour $\frac{d\phi_s}{dt}$ donner, le déplacement de l'extrémité du flux statorique est maximal.

Si la force électromotrice $\frac{d\phi_s}{dt}$, est perpendiculaire à la direction du vecteur ϕ_s (α_1 en avant ou α_2 en arrière), on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux ϕ_s . De même, on relève que la vitesse de déplacement de l'extrémité du flux ϕ_s est nulle, si l'on applique un vecteur tension nul (cas où le terme $R_s I_s$ est négligé) [2],[4].



Figure(II.4) : Composantes du vecteur flux statorique dérivé

II.3.2 Contrôle du couple électromagnétique:

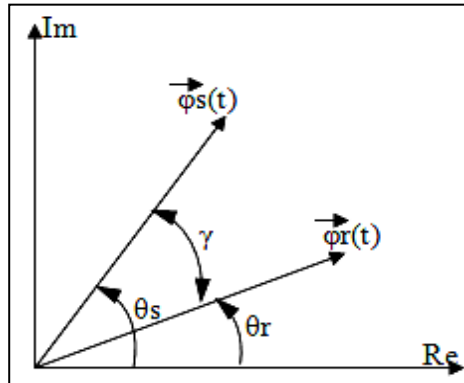
La transformation de Park est faite avec conservation de puissance, l'expression du couple électromagnétique durant l'intervalle de commande peut être écrite sous la forme:

$$c_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_s \phi_r \sin \gamma \quad (\text{II-15})$$

Où $\gamma = \theta_s - \theta_r$ est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

En utilisant la notation complexe du flux statorique et du flux rotorique on obtient:

$$\bar{\phi}_s = [\phi_s, \theta_s] = \phi_s e^{j\theta_s}, \quad \bar{\phi}_r = [\phi_r, \theta_r] = \phi_r e^{j\theta_r}$$



Figure(II.5) : Représentation complexe des vecteurs flux statorique et rotorique

Sachant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis, on peut supposer qu'il suit sa référence ϕ_s^* et l'expression (3.7) devient:

$$c_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_s^* \phi_r \sin \gamma$$

Lors de l'application d'un vecteur tension 'actif', on modifie les positions et les vitesses des flux statorique et rotorique selon

$$\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_s(t + \Delta t) = \phi_s^* e^{j(\theta_s - \Delta\theta_s)} \quad (\text{III.16})$$

Où $\Delta\theta_s = \frac{d\Delta w}{dt}$, Δw_s est la variation de vitesse du vecteur statorique. De même

pour le flux rotorique, nous pouvons écrire :

$$\bar{\phi}_r = \bar{\phi}_r(t + \Delta t) = (\phi_r + \Delta\phi_r) e^{j(\theta_r - \Delta\theta_r)} \quad (\text{III.17})$$

Or l'évolution du flux rotorique est lente par rapport à celle du flux statorique, la constante de temps est de l'ordre de 100ms, d'où

$$\Delta\phi_s \approx 0 \text{ et } \Delta\phi_r \approx 0$$

Et par conséquent le couple à l'instant $(t + \Delta t)$ devient:

$$c_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_s^* \phi_r \sin(\gamma + \Delta\gamma) \quad (\text{III.18})$$

Avec $\Delta\gamma$ la variation de l' angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

La dérivée du couple est calculée de la façon suivante:

$$\left. \frac{dc_{em}}{dt} \right|_{t=ti(\Delta t=0)} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_s^* \varphi_r \sin \omega_s \quad (\text{III.19})$$

Deux importantes conclusions se déduisent à partir des expressions précédentes :

- Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique
- Le coefficient de proportionnalité dans le calcul de la dérivée du couple étant positif define la rapidité de la réponse de celui-ci.

II.3.3 Sélection de vecteur tension:

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux, doit avoir une trajectoire circulaire, le vecteur tension appliqué, doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux, mais comme on à huit vecteurs fixé souhaité. Ceci est réalisé par des comparateurs à hystérésis, pour le flux et le couple.

Le choix du vecteur V_s ne porte pas uniquement sur l'erreur du module, mais aussi sur le sens de rotation de φ_s et le secteur dans lequel se trouve le vecteur flux. A cet effet, le plan complexe $(\alpha\beta)$ fixé au stator est subdivisé en six secteurs (zones) N_i définis par :

$$(2i-3)\frac{\pi}{6} \leq N_i \leq (2i-1)\frac{\pi}{6} \quad \text{avec } i=1,\dots,6 \quad (\text{II.20})$$

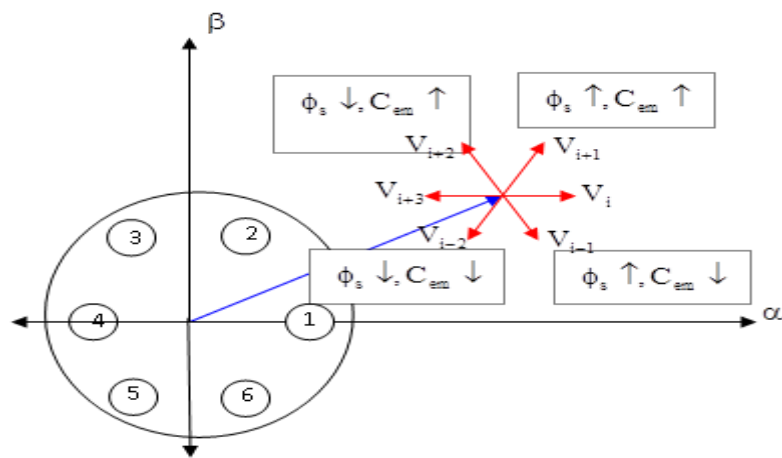
En plus, le vecteur tension V_s dépend de la variation souhaité pour le module de flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

Ainsi, nous pouvons délimité généralement l'espace d'évolution de φ_s dans le référentiel fixe par rapport au stator, en le composant en six zones ($N=6$) symétriques par rapport au direction des vecteurs tension non nuls. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée a partir de ses composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$. Lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone numérotée "i" les deux vecteurs V_i et V_{i+3} , ont la composantes de flux les plus importantes. En plus leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux, dans la zone. Ainsi, ils ne sont jamais appliqués.

Le contrôle du flux et de couple peut être assuré en sélectionnant l'un de quatre vecteurs non nuls où un des deux vecteurs nuls.

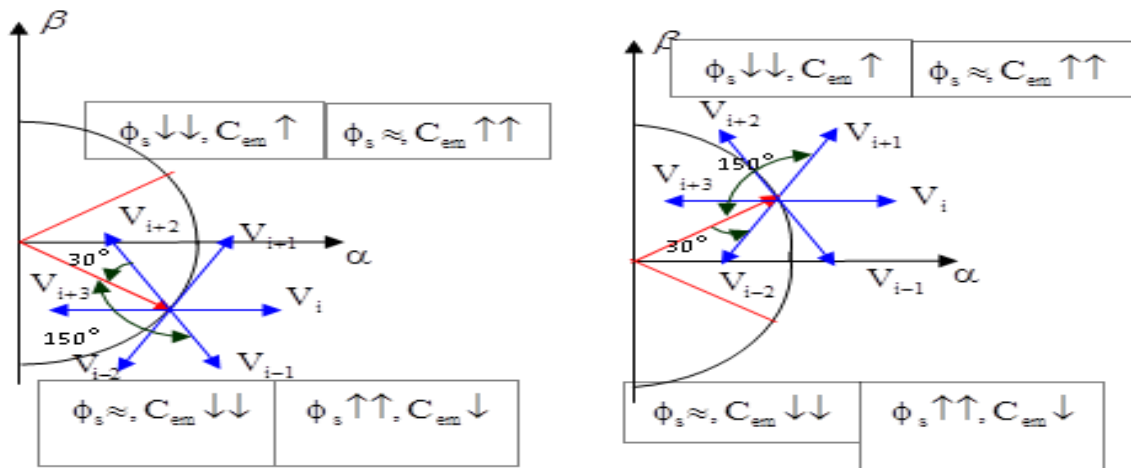
Le contrôle du vecteur tension V_s sélectionné, est décrit sur la figure (II.9), et reste le même, soit :

- . Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- . Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- . Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- . Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- . Si V_0 où V_7 est sélectionné le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.



Figure(II.6) : Sélection du vecteur de tension selon la zone $N = 1$

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur du flux dans la zone " i ". En début de la zone " i ", les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires au vecteur flux, par conséquent leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position, les angles entre V_{i-1} et V_{i+2} et le vecteur flux sont de $\left(\frac{5\pi}{6}\right)$ Et de $\left(\frac{\pi}{6}\right)$, respectivement. Donc leur composante de flux est très importante et leur composante de couple est très petite. Les variations des flux après l'application de ces deux vectrices tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles.



≈ : Pas de changement important

Figure(II.7) : Différents effets de vecteurs tension au début et à fin de la zone.

La table (II.1) permet de choisir les vecteurs d'espace de l'onduleur en fonction de l'évolution voulue sur les deux grandeurs à contrôler, le flux statorique et le couple électromagnétique [1].

$C_{em} \uparrow \quad \Phi_S \uparrow$	$C_{em} \uparrow \quad \Phi_S \downarrow$	$C_{em} \downarrow \quad \Phi_S \uparrow$	$C_{em} \downarrow \quad \Phi_S \downarrow$
V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}

Table (II.1):Table générale de vérité pour un vecteur flux statorique situé dans la zone i .

Le vecteur tension à la sortie de l'onduleur est déduite des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur de flux statorique. Le flux statorique est une grandeur difficilement mesurable. En effet, un capteur de flux s'avère très coûteux, relativement délicat et réduit la robustesse de l'ensemble, ces différentes raisons donnent la préférence aux techniques d'estimations.[1]

A présent que les principes du contrôle direct du couple ont été décrits dans leur ensemble, on peut élaborer les différents contrôleurs adaptés à notre système.

III-4 Estimateurs

III-4-1 Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques, courant tension de l'équation (I-26) on obtient les composantes (α, β) du vecteur $\bar{\Phi}_S$:

$$\bar{\Phi}_S = \Phi_{S\alpha} + j\Phi_{S\beta} \tag{II.21}$$

$$\begin{cases} \Phi_{S\alpha} = \int_0^t (V_{S\alpha} - R_S I_{S\alpha}) dt \\ \Phi_{S\beta} = \int_0^t (V_{S\beta} - R_S I_{S\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

on obtient les tensions $V_{S\alpha}$ et $V_{S\beta}$ à partir des commandes (S_a, S_b, S_c) , de la mesure de la tension U_c et la transformée de CONCORDIA

$$\bar{V}_S = V_{S\alpha} + j V_{S\beta} \quad (\text{II.23})$$

$$\begin{cases} V_{S\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{S\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\Phi_S = \sqrt{\Phi_{S\alpha}^2 + \Phi_{S\beta}^2} \quad (\text{II.25})$$

Le secteur S_k dans le quelle se situe le vecteur $\bar{\Phi}_S$ est déterminée à partir des composantes $\Phi_{S\alpha}$ et $\Phi_{S\beta}$. L'angle θ_S entre le référentiel (S) et le vecteur $\bar{\Phi}_S$ est égal à :

$$\theta_S = \text{Arctg} \frac{\Phi_{S\beta}}{\Phi_{S\alpha}} \quad (\text{II.26})$$

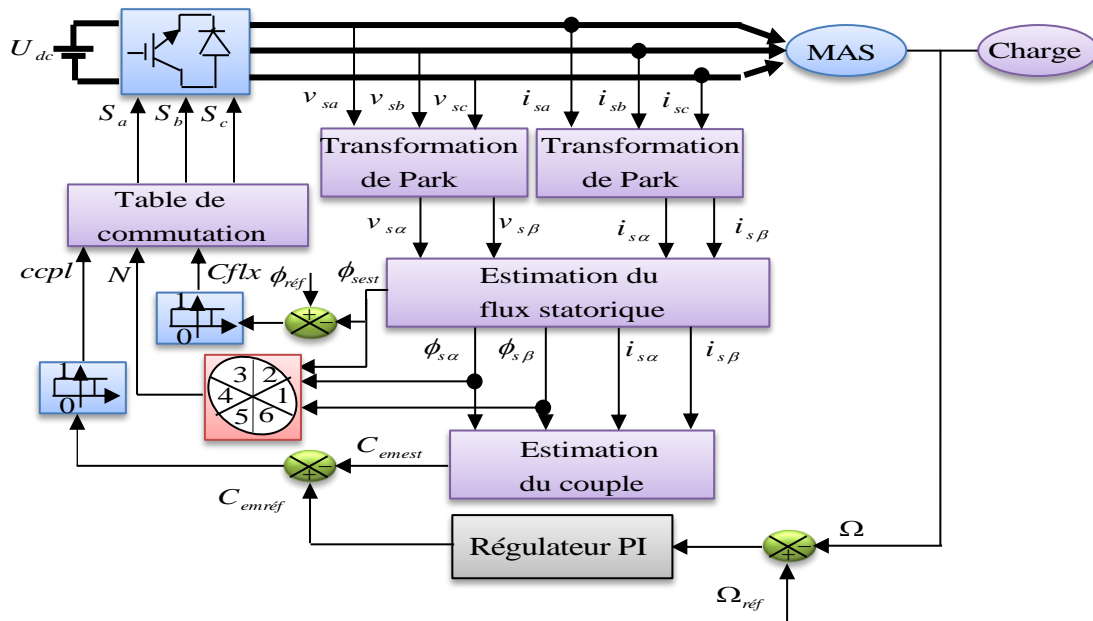
III-4-2 Estimation du couple électromagnétique :

On peut estimer le couple C_{em} uniquement à partir des grandeurs statoriques flux et courant. A partir de leur composantes (α, β) , le couple peut se mettre sous la forme :

$$C_{em} = p [\Phi_{S\alpha} I_{S\beta} - \Phi_{S\beta} I_{S\alpha}] \quad (\text{II.27})$$

II.5 STRUCTURE GENERALE DU CONTRÔLE DIRECT DU COUPLE:

La Figure(II.8) représente le schéma global de la commande directe de couple avec l'utilisation des tables basées sur des tensions actives. Il y'a deux boucles de régulation l'une pour le couple et l'autre pour le flux. Les valeurs de références du couple et du flux sont comparées aux valeurs réelles correspondantes. Les erreurs obtenues sont introduits dans des régulateurs d'hystérésis, qui donnent des variables logiques avec la position du module de flux statorique. Ils sont utilisés pour déterminer les vecteurs de tensions correspondants à la commande.



Figure(II.8) : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

II.6 ELABORATION DE VECTEUR DE COMMANDE:

III-6-1 Le correcteur de flux :

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\bar{\Phi}_S$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II-9)

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\Phi}_S$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représenté par une variable booléenne (Cflx) indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir :

$$|(\Phi_S)_{ref} - \Phi_S| \leq \Delta\Phi_S \quad (II.28)$$

Avec : $(\Phi_S)_{ref}$ la consigne de flux et $\Delta\Phi_S$ la largeur d'hystérésis du correcteur

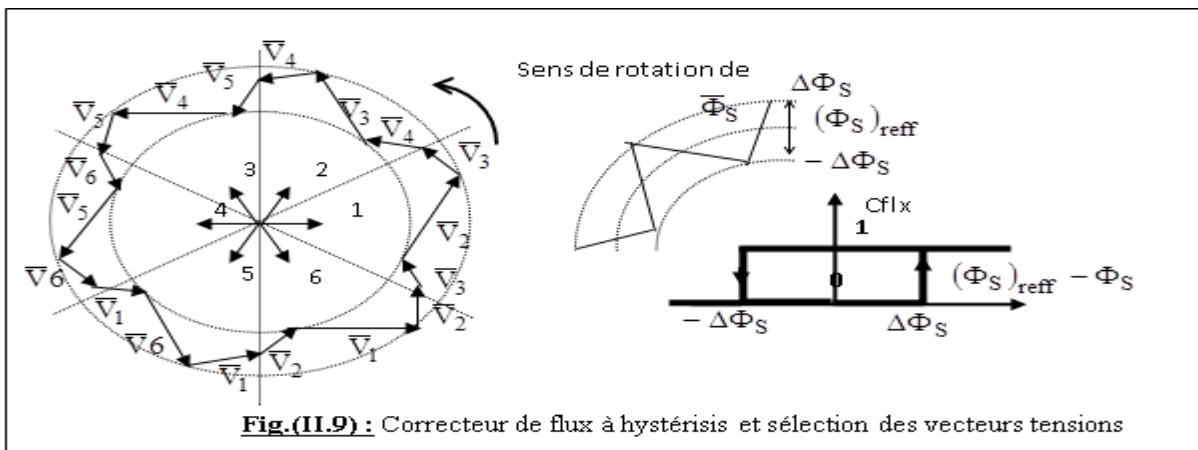
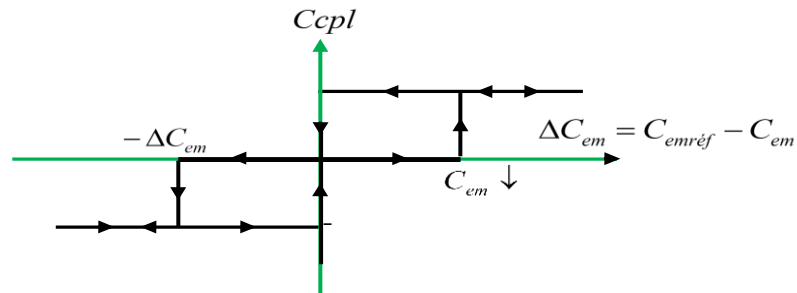


Fig.(II.9) : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions

II.6.2 CORRECTEUR DU COUPLE A TROIS NIVEAUX

Le correcteur à trois niveaux permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La variation de l'erreur du couple est représentée par une variable logique booléenne ($C_{cpl}=1$) pour une consigne positive et ($C_{cpl}=-1$) pour une consigne négative ou pour une diminution avec ($C_{cpl}=0$). La structure de ce correcteur est représentée dans la figure (II.10).



Figure(II.10) : Correcteur de couple à hystérésis à trois niveaux

Pour améliorer les performances dynamiques de la DTC et lui permettant de fonctionner dans les quatre quadrants, il est nécessaire d'utiliser les vecteurs de tension (V_5, V_6) comme il est montré dans la table (II.2).

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$C_{cpl}=0$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3
	$C_{cpl}=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$C_{cpl}=0$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
	$C_{cpl}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5

Table (II.2) : Stratégie de contrôle avec correcteur à trois niveaux à tensions actives

II.7 AMELIORATION DE LA DTC PAR LA TABLE DE 12 SECTEURS:

Il existe pratiquement plusieurs types d'amélioration de la DTC pour minimiser les ondulations du couple électromagnétique et améliorer le temps de réponse [8]. Dans notre cas, on utilise des tables de commutation de 12 secteurs pour permettre les grandes et les petites variations du couple électromagnétique et du flux statorique. Par exemple, le vecteur V_1 produit une grande augmentation du flux statorique et une augmentation faible du couple électromagnétique, et le vecteur V_3 produit une augmentation du couple et une diminution du flux statorique. La figure (II.11) représente les 12 secteurs de la DTC.

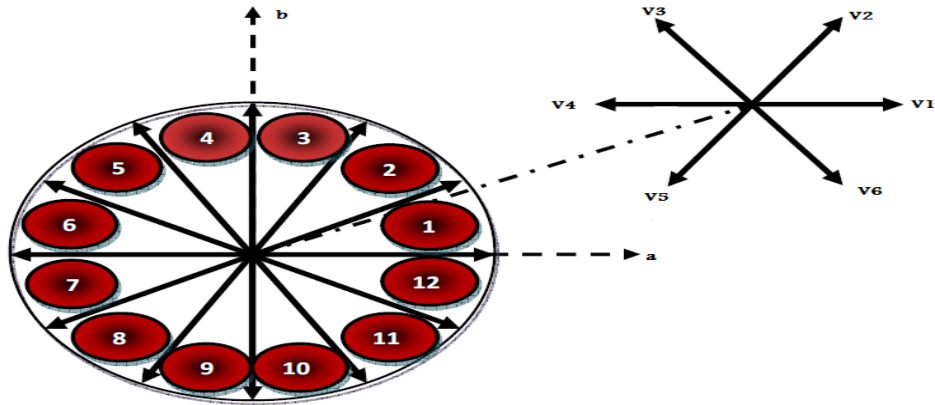


Figure (II.11) : Les 12 Secteurs de la commande DTC

Cette table représente les deux cas ou on peut appliquer les six vecteurs de tensions

$N=1$	<i>Augmentation</i>	<i>Diminution</i>
ϕ_s	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
C_{em}	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6
$N=12$	<i>Augmentation</i>	<i>Diminution</i>
ϕ_s	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
C_{em}	V_2, V_3, V_6	V_5, V_6, V_1

Table (II.3): Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs S1 et S12

II.7.1 Correcteur de couple à quatre niveaux

Pour un secteur 12, il faut utiliser un correcteur de couple à quatre niveaux, pour tenir compte des grandes et des faibles variations du couple, comme il est montré dans la figure(II.12).

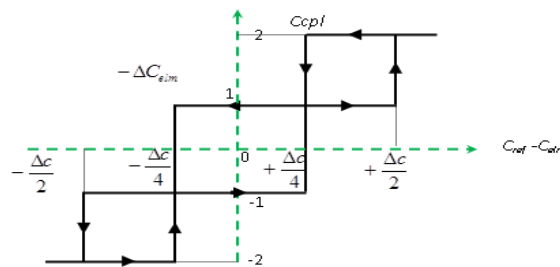


Figure (II.12) : Correcteur de couple à quatre niveaux

La table correspondante est donnée par :

N		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
cflx=1	ccpl=2	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂
	ccpl=1	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁
	ccpl=-1	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆
	ccpl=-2	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆
cflx=0	ccpl=2	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃
	ccpl=1	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃
	ccpl=-1	V ₇	V ₅	V ₀	V ₆	V ₇	V ₁	V ₀	V ₂	V ₇	V ₃	V ₀	V ₄
	ccpl=-2	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅

Table (II.4): Stratégie de contrôle par DTC avec correcteur à quatre niveaux pour des tensions actives et nulles

II.8 REGLAGE CLASSIQUE DE LA VITESSE:

La régulation de la vitesse est un besoin indispensable dans l'industrie contre les variations indésirables dans la charge. Pour cette régulation en boucle fermée, on utilise un correcteur de type (PI) qui combine l'action proportionnelle et intégrale pour améliorer le régime permanent et transitoire de la réponse de vitesse. L'équation dans le régime temporel de ce correcteur est donnée ci-dessous.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) dt \tag{II.29}$$

Ou $e(t)$, $u(t)$, K_p et K_i désignent respectivement l'erreur à l'instant t , la commande générée et les gains du correcteur.

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right) \tag{II.30}$$

$$\tau_i = \frac{K_p}{K_i} \text{ Constante de temps}$$

Ou s est l'opérateur dérivée de LAPLACE

Le schéma suivant représente la structure du correcteur de type (PI)

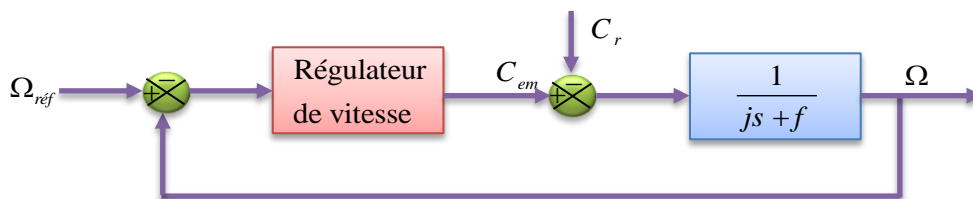


Figure (II.13) : Régulation de vitesse avec un correcteur PI

$C(s)$ est donnée par l'expression (II.32), La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par:

$$H(s) = \frac{C(s)G(s)}{1+C(s)G(s)} \quad (\text{II.31})$$

Avec :

$$G(s) = \frac{1}{Js+f} \quad (\text{II.32})$$

En remplaçant l'équation (II.32) dans l'équation (II.31) avec $C_r = 0$, on obtient :

$$H(s) = \frac{\left(\frac{K_p}{K_i}\right)^{s+1}}{\frac{J}{K_i}s^2 + \left(\frac{K_p+f}{K_i}\right)^{s+1}} \quad (\text{II.33})$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients K_p et K_i , dans ce cas on utilise la méthode de l'imposition des pôles.

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2} \quad (\text{II.34})$$

Par analogie entre les expressions (II.33) et (II.34) on trouve:

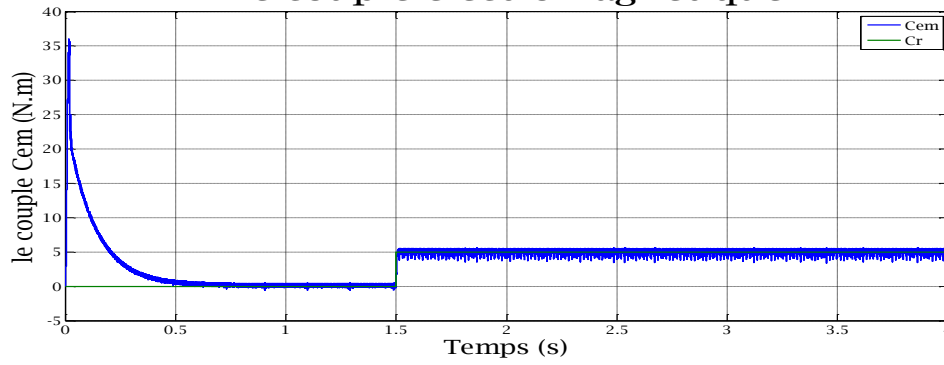
$$\begin{cases} \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p+f}{K_i} \\ \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{J}{K_i} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_p = \frac{2\xi}{\omega_n} \\ K_i = J\omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence du dépassement. Cette technique concerne l'imposition des valeurs de l'amortissement et de la pulsation ξ et ω_n pour déterminer les coefficients K_p

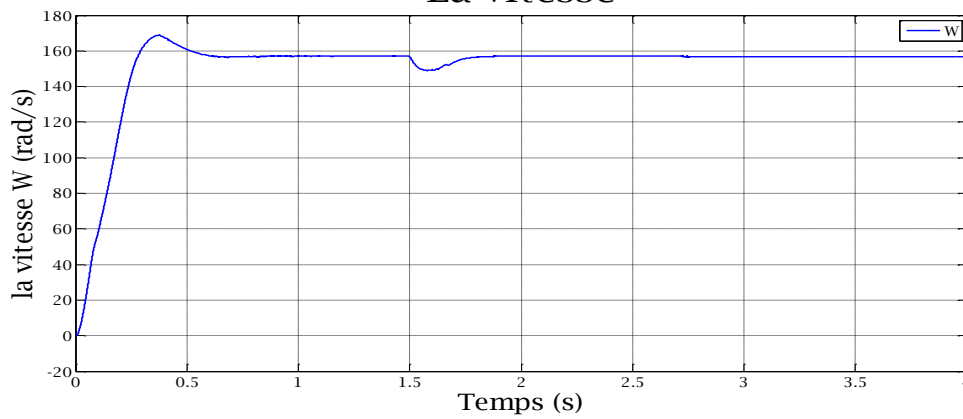
$$\text{Pour } \xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ et } \omega_n = 14.14 \text{ rad/s on a : } \begin{cases} k_p = 0.45 \\ k_i = 4 \end{cases}$$

La figure suivante représente les résultats de simulation de la DTC améliorée par l'utilisation de 12 secteurs. Les résultats obtenus présentent des oscillations du couple moindre que dans les cas précédents. Toutefois il faut améliorer la réponse de la vitesse en introduisant un régulateur de vitesse.

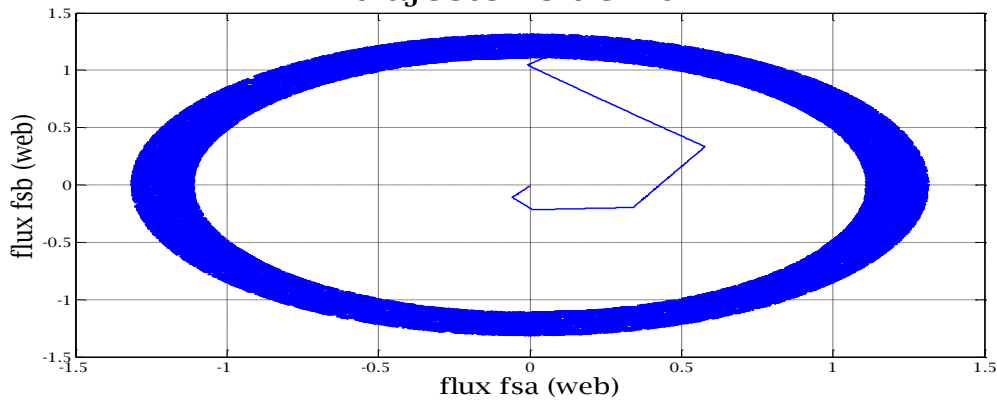
Le couple électromagnétique



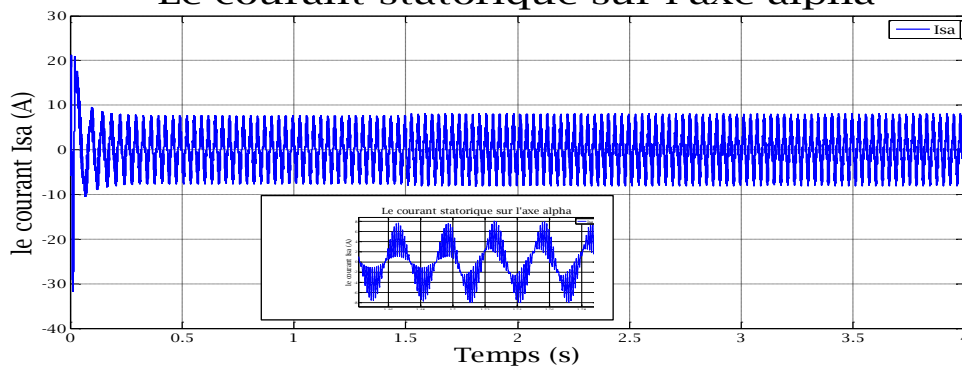
La vitesse

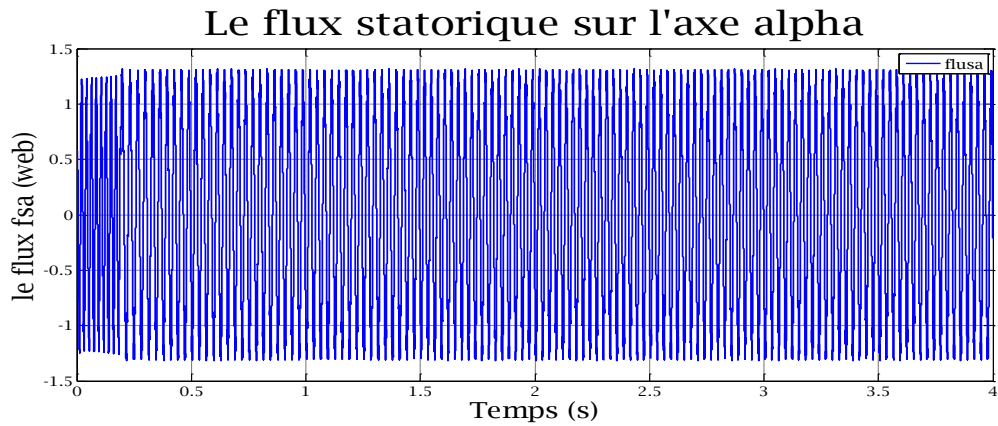


trajectoire de flux



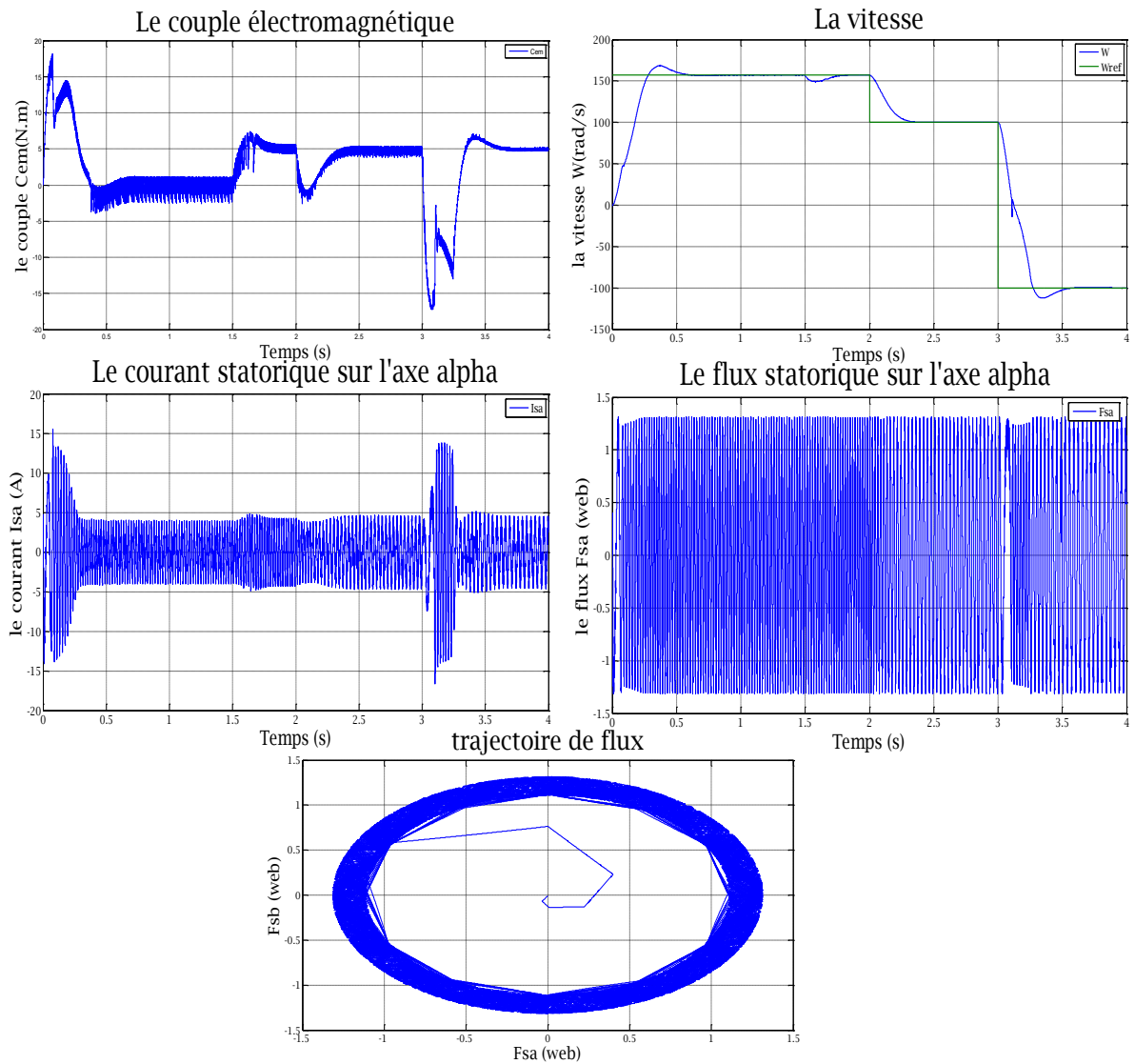
Le courant statorique sur l'axe alpha





Figure(II.14) : Résultat de simulation de la DTC avec 12 secteurs

Un test de poursuite a été appliqué lors du contrôle direct du couple amélioré de la machine asynchrone pour une variation de vitesse. Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans la figure (II.17).



Figure(II.15) : Test de poursuite lors du contrôle par DTC améliorée de la MAS avec régulation de vitesse

Les résultats obtenus montrent une bonne poursuite de la vitesse à sa valeur de référence, ce test provoque des ondulations du couple électromagnétique au moment du changement de la vitesse qu'on peut diminuer avec des références sous formes exponentielles.

La réponse du module du flux est représenté sous forme circulaire, le flux statorique présente des oscillations et se stabilise à sa valeur de référence.

II.9 CONCLUSION:

Dans ce chapitre, on a présenté le principe du contrôle direct du couple de la machine asynchrone avec des différentes améliorations des tables de commutation. Par suite, on a introduit une boucle de régulation de la vitesse dont les performances ont été confirmées par un test de poursuite.

Chapitre III:
Commande
Par Mode
glissant De
La Machine
Asynchrone

III-1 INTRODUCTION:

De nos jours, comme conséquence du progrès important dans le domaine de la commande des machines électriques, de nouvelles techniques et approches ont vu le jour dans la commande des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, les lois de commande classique peuvent être insuffisantes car certaines performances ne peuvent pas être garanties en présence de variations structurelles ou de perturbations externes. Il est alors nécessaire de synthétiser des commandes robustes vis à vis de ces perturbations [13] [15].

La commande par mode glissant (en anglais sliding mode control) a été utilisée en raison de sa robustesse vis à vis des incertitudes structurelles et des perturbations externes [16] [17].

III.2 COMMANDE PAR MODE GLISSANT:

La commande à structure variable par régime glissant apparue depuis le début des années 60, elle a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles [20] [21] [13].

Dans ce contexte, on va présenter en première étape le principe et la conception de la commande par mode de glissement. Ensuite, nous nous intéressons à l'application de cette commande au réglage de la vitesse de la MAS.

III-2.1.systemes a structure variables:

Lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, la notion de système à structures variables intervient .Il en découle les définitions suivantes :

a- Définition 1:

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

b- Définition 2:

Un système est dit à structure variable s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(X) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(X) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{III- 01})$$

Où f_i les fonctions appartiennent à un ensemble de sous-systèmes de classe C^k .

Par conséquence, les systèmes à structures variables sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation.

III-3 THEORIES DES MODES GLISSANTS:

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix assure à tout instant la commutation entre ces structures. La combinaison des propriétés de chacune de ces structures permet d'imposer le comportement désiré au système global.

Comme il a été présenté précédemment, la commande par le mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas $n = 2$) :

$$\dot{x} = f = \begin{cases} f^+(x, u^+) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ f^-(x, u^-) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.02})$$

Les champs de vecteurs u^+ et u^- sont définis par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x, t) > 0 \\ u^- & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-03})$$

Où $S(x, t)$ est la fonction de commutation (surface).

La surface de commutation S_0 est définie comme suite :

$$S_0 = \{x(t) \ / \ S(x, t) = 0\} \quad (\text{III-04})$$

Ici, on a choisi une surface de glissement sur laquelle le système commute; c 'est la surface sur laquelle le système suit l'évolution désirée. En général, la variété de commutation est de

dimension égale à «n » moins le nombre de fonction de commutation disponible (i.e. dans le cas de la commande, c'est le nombre de sorties à stabiliser).

Les trajectoires associées à la fonction f se résument en trois configurations où sont décrites les évolutions temporelles :

La première configuration représente des trajectoires de f^+ et f^- qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation S_0 .

La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour f^+ (respectivement pour f^-) et de répulsion pour f^- (respectivement pour f^+).

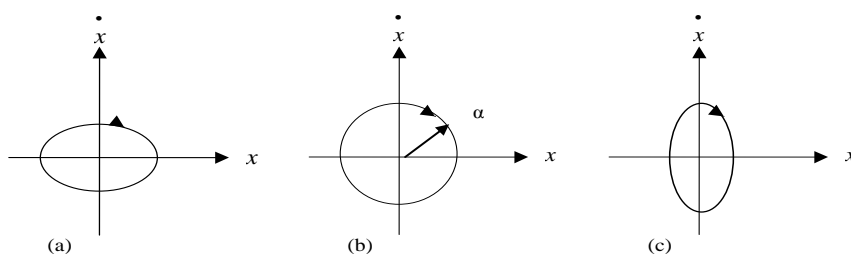


Figure (III-01): Représentation dans le plan d'état du comportement du système
 a : $\alpha < 1$, b : $\alpha = 1$, c : $\alpha > 1$

La troisième configuration (Figure (III-02)) représente des trajectoires de f^+ et f^- qui convergent vers la surface de commutation S_0 , et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé «mode de glissement »

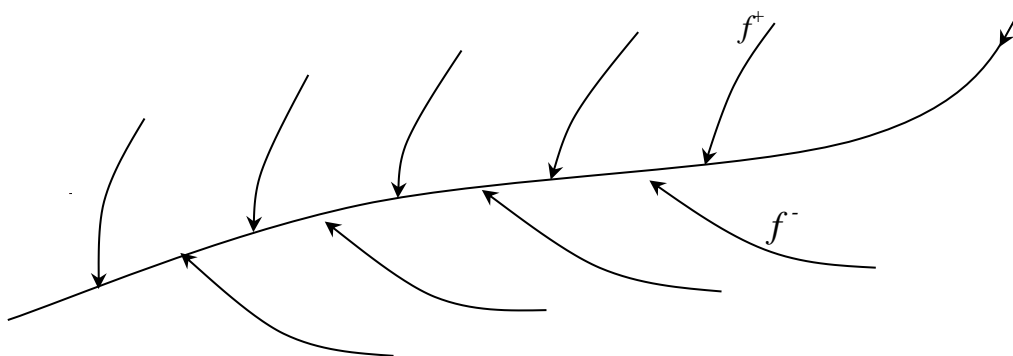


Figure (III- 02): Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement.

III-4 Conception de la commande par mode de glissement:

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

1. Le choix de la surface.
2. L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande.

III-4-1 Choix de la surface de glissement:

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme. En fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant [14], [21]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (\text{III -09})$$

Il faut choisir «*m*» surfaces de glissement pour un vecteur *y* de dimension «*m*». En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent ; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état», Celle-ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation. Son inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. **J. J.Slotine** propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III-10})$$

Avec :

$e(x)$: L'écart de la variable à régler $e(x) = x_{ref} - x$.

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$, $S(x) = e(x)$.

Pour $r = 2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$.

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

$S(x) = 0$ Est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r »

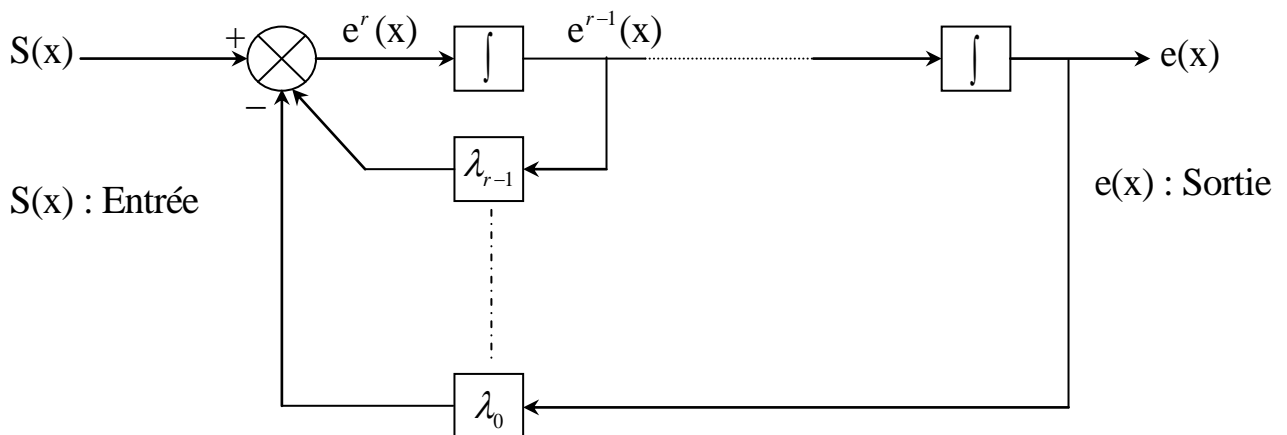


Figure (III -03): Linéarisation exacte de l'écart.

III-4-2 Conditions de convergence :

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

III-4-2-1 Fonction directe de commutation:

Elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN .Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par [18] :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (\text{III-11})$$

III-4-2-2 Fonction de LYAPUNOV :

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e. $\dot{V}(x) < 0$) .Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires[19] .

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III-12})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{III-13})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III-14})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (Figure III.06) .Cette condition suppose un régime glissant idéal.

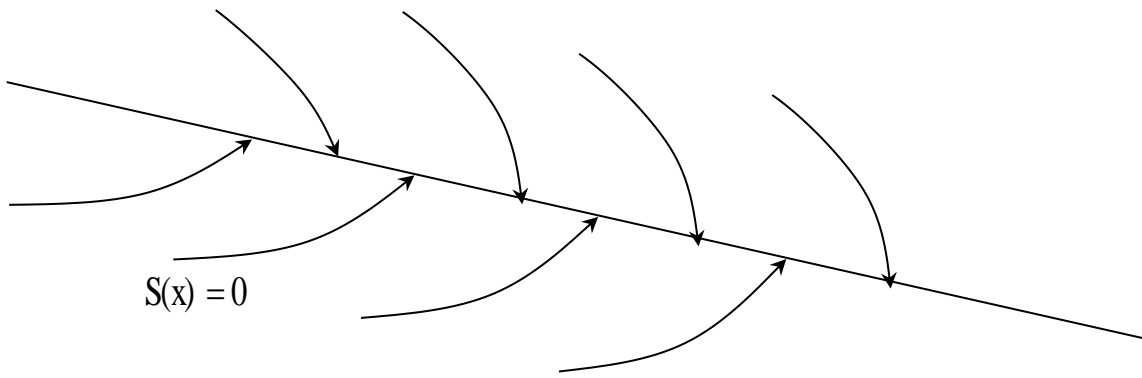


Figure (III-04) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

III-4-3 Calcul de la commande :

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre u_{Max} et u_{Min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (Figure III-07) .Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « *broutement* » ou « *Chattering* » apparaissent dans le mode de glissement.

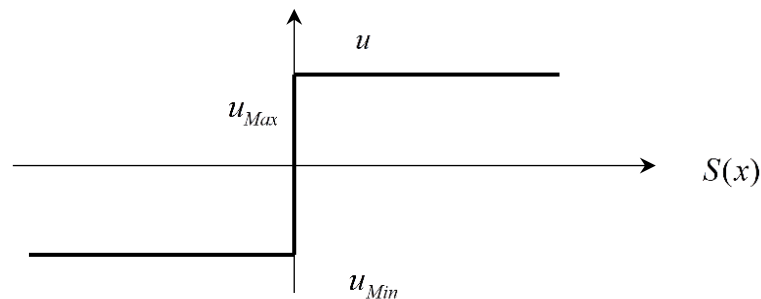


figure (III-05) : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

Définition des grandeurs de commande:

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue .De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (\text{III-15})$$

$u_{eq}(t)$ Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$\dot{S}(x) = 0$$

$u_N(t)$ Est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $S(x)\dot{S}(x) < 0$. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné

$$\text{par : } \dot{S}(x) = u_N$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre u_{Max} et u_{Min} .

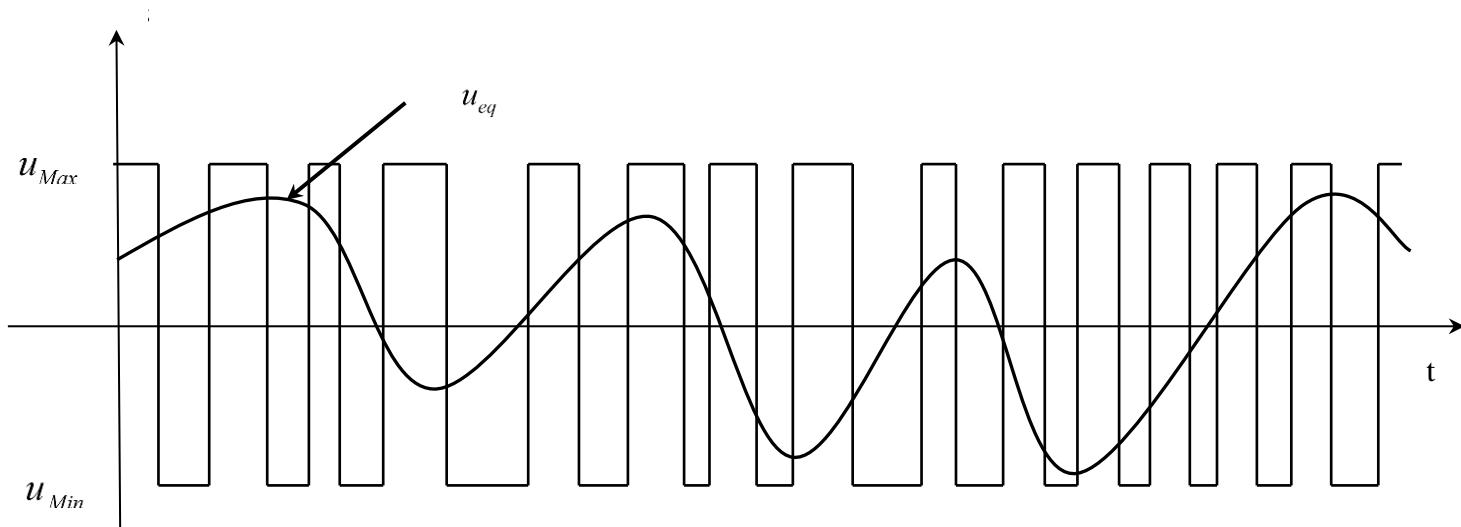


figure (III-06) : La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{Max} et u_{Min} .

Expression analytique de la commande :

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III-15)[13].

$$\dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \quad (\text{III-16})$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs : u_{eq} et u_N , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (\text{III-17})$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x,t) + g(x,t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} \quad (\text{III-18})$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}, \quad u_N = 0 \quad (\text{III-19})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur (III-19) dans l'équation (III-15). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} \quad (\text{III-20})$$

Le problème revient à trouver u_N tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} < 0 \quad (\text{III-21})$$

La solution la plus simple est de choisir u_N sous la forme de relais (Figure III-09). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III-22})$$

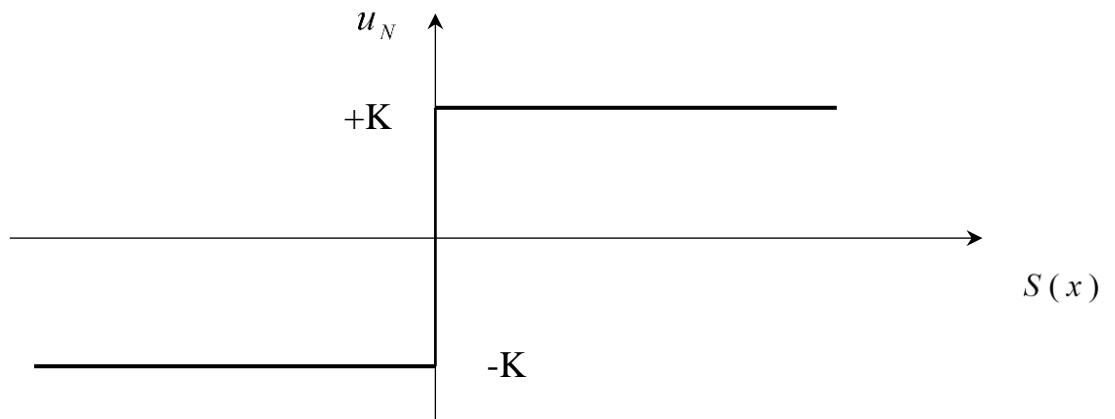


Figure (III-07) : représentation de la fonction « sign »

En remplaçant l'expression (III-22) dans (III-21), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)K|S(x)| < 0 \quad (\text{III-23})$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III-23). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [21].

III- 4- 4 Elimination du phénomène de chattering:

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence[21].

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « *sign* » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation [15] (Figure III-10) :

- Fonction **SAT** :

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & si \ S > \mu \\ Sat(S) = -1 & si \ S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & si \ |S| < \mu \end{cases}$$

μ : Un paramètre petit et positif.

- Fonction **SMOOTH** :

On peut aussi remplacer la fonction « *sign* » par une fonction de classe C^1 . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (Figure III.11) ; soit :

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu}$$

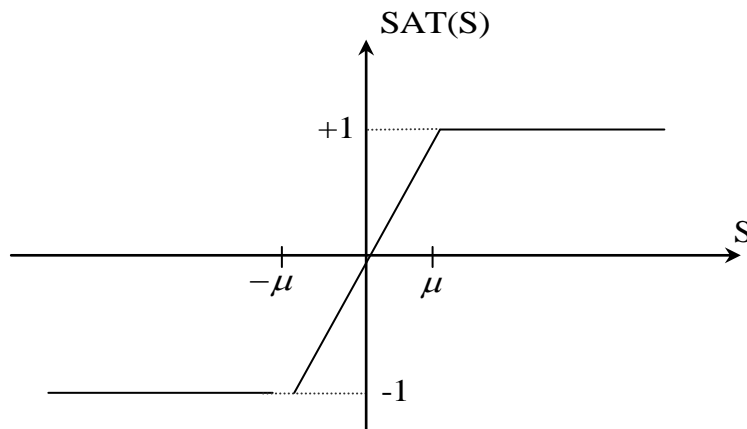


figure (III- 08): fonction «sat »

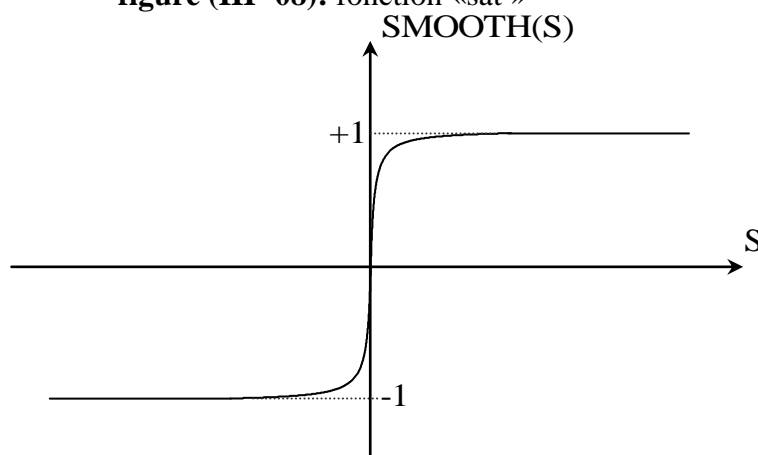


Figure (III- 09): Fonction SMOOTH « Smooth »

III.8. Différentes structures du contrôle par mode de glissement:

Dans la littérature on trouve trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation est au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état, la dernière est une structure de régulation avec ajout de la commande équivalente [14]. Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude.

III.8 .1.Structure par commutation au niveau de l'organe de commande:

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure (III.10), Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée.

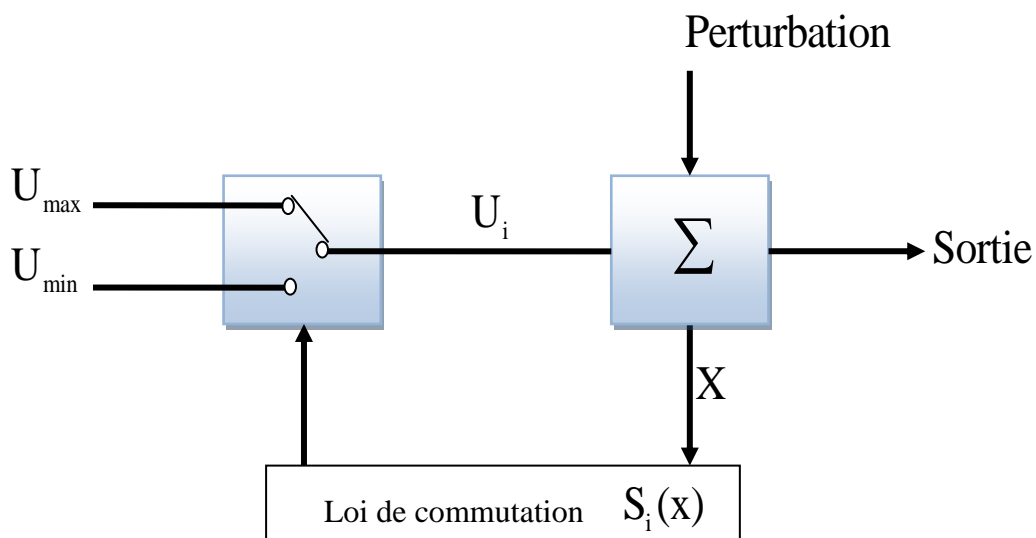


Figure .III.10: structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

Cette structure correspond au fonctionnement *tout ou rien* des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas-à-pas [18].

III.8 .2.Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état:

Nous pouvons consulter le schéma d'une telle structure sur la figure (III.11). D'après les études menées précédemment [18], c'est la structure la moins exigeante au niveau de la

Sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique ou le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc on a créé une commutation au niveau de la dynamique du système

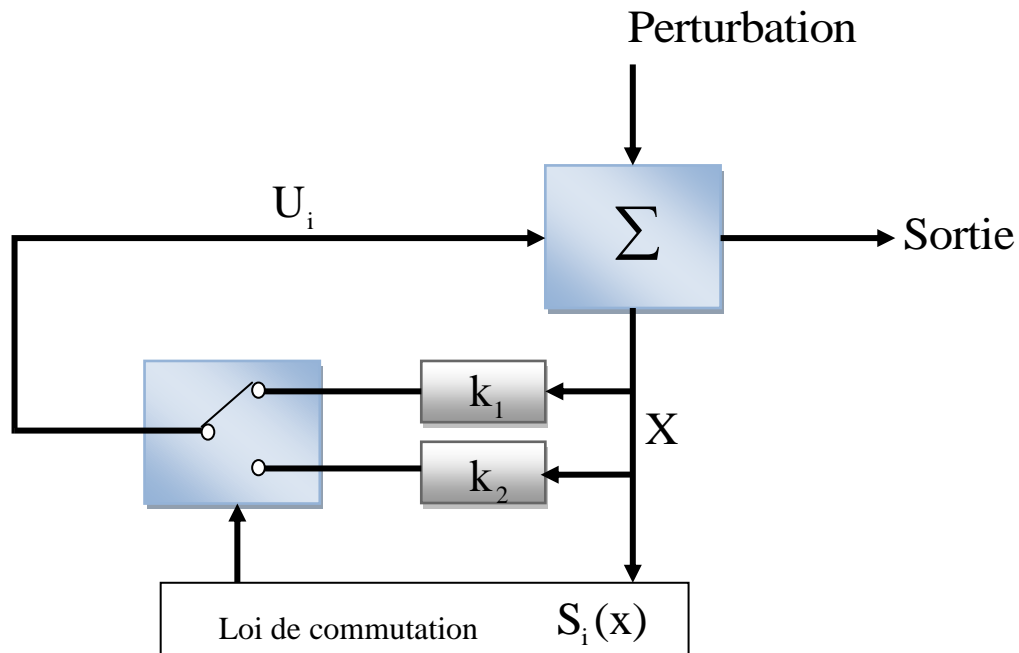


Figure .III.11: structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état

III.8 .3. Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente:

Une telle structure dont le principe est montré sur **la figure (III.12)** présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait l'expression de cette commande équivalente [19].

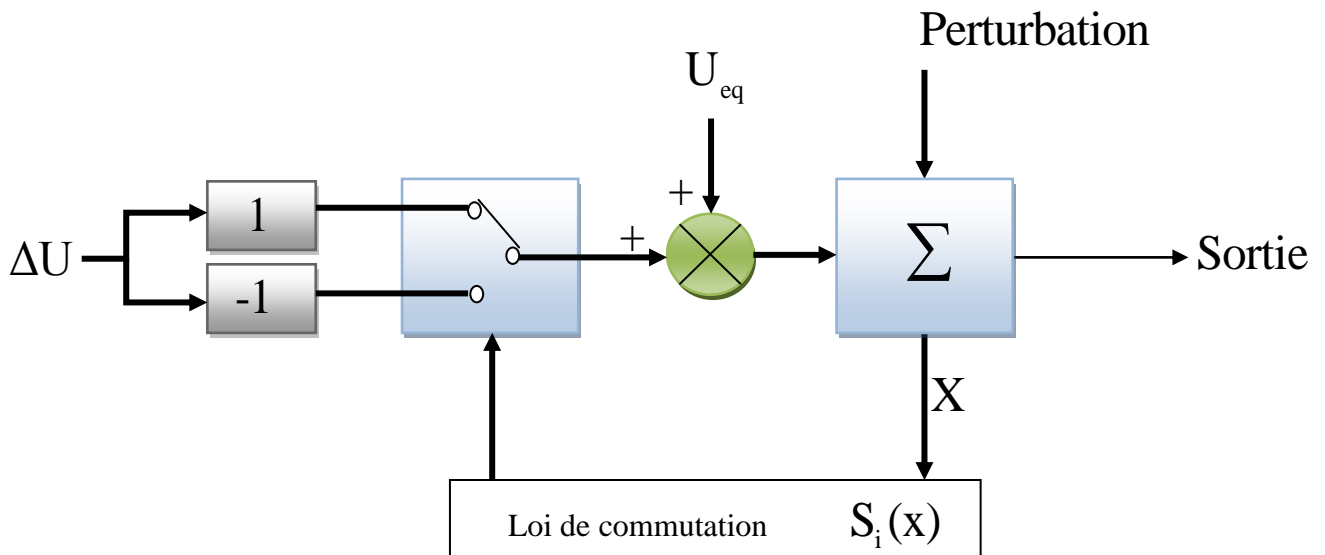


Figure .III.12: structure de régulation par ajout de la commande équivalente

III.9. Domaine d'application du réglage par mode glissant

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande, tel que la commande des systèmes hydrauliques ou pneumatiques et la robotique. Il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables : complètement ouvertes ou complètement fermées. Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques 10Hz [13].

Les entraînements électriques pour des machines-outils ou des robots qui nécessitent soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position, dans ce cas le comportement dynamique à haute performance a la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation), sont des avantages incontestables en faveur du réglage par mode glissant.

Il faut mentionner que dans certains domaines tels que : les processus chimiques et métallurgies, ou il y'a des réglages qui font appel a des régulateurs a deux positions, le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages.

III.10. Les avantages de la commande par mode glissant:

Cette commande présente les caractéristiques suivantes :

- La réponse du système est insensible et robuste aux variations de certains paramètres et aux effets troubles de la charge et perturbations.

- Il suffit de connaître une borne pour u , ce qui simplifie le réglage.
- Le choix de la surface de commutation est assez libre.
- La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente, celle-ci peut être supprimée au prix d'une augmentation de u .

III -11 Application de la commande par mode de glissement à la MAS

III -11-1Description :

Le modèle utilisé est le modèle trouvé en le premier chapitre 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 :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot U(t) \quad (\text{III.24})$$

Avec :

$$\begin{cases} U = [V_{s\alpha} & V_{s\beta}]^T \\ x = [i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \Phi_{r\alpha} & \Phi_{r\beta} & \Omega_r]^T = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5]^T \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Les variables x sont composées 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 .

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\lambda \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot x_5 + \delta \cdot V_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 = -\lambda \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \Gamma \cdot x_5 \cdot x_3 + \delta \cdot V_{s\beta} \\ \dot{x}_3 = \frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{M}{T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot x_5 \\ \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \\ \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ \eta = \frac{p \cdot M}{J \cdot L_r} \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

III -11-2.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 :**

$$S_1 = K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{rref}) + (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{rref}) \quad (\text{III.28})$$

Si on introduit l'erreur en vitesse :

$$\varepsilon_\Omega = \Omega_r - \Omega_{rref} \quad (\text{III.29})$$

On aura :

$$S_1 = K_1 \cdot \varepsilon_\Omega + \dot{\varepsilon}_\Omega \quad (\text{III.30})$$

➤ **Flux Φ_r :**

$$S_2 = K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) + (\dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{rref}) \quad (\text{III.31})$$

Avec l'erreur en flux :

$$\varepsilon_{\Phi_r} = \Phi_r - \Phi_{rref} \quad (\text{III.32})$$

On aura :

$$S_2 = K_2 \cdot \varepsilon_{\Phi_r} + \dot{\varepsilon}_{\Phi_r} \quad (\text{III.33})$$

Où : K_1 et K_2 sont des gains positifs.

III.11.3. Conditions de convergence:

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

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\Omega_r - \Omega_{rref}) + K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{rref}) = 0. \\ \frac{d}{dt}(\Phi_r - \Phi_{rref}) + K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) = 0. \end{cases} \quad (III.34)$$

Par conséquent pour une surface de glissement nulle ($S_I=0$) la vitesse mécanique et le flux rotorique convergeant 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 conditionnée par la vérification par la relation d'attractivité de Lyapunov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) et celle d'invariance ($\dot{S}_i=0$).

III.11.4. 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 :

$$\Psi_r = \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (III.35)$$

Sa dérivée correspondante donne :

$$\dot{\Psi}_r = 2 \cdot x_3 \cdot \dot{x}_3 + 2 \cdot x_4 \cdot \dot{x}_4 \quad (III.36)$$

Les surfaces de glissement seront alors :

$$\begin{cases} S_1 = K_1 \cdot (x_5 - \Omega_{rref}) + (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{rref}). \\ S_2 = K_2 \cdot (\Psi_r - \Psi_{rref}) + (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}). \end{cases} \quad (III.37)$$

Les dérivées successives de S_1 et S_2 seront :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1 \cdot (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{rref}) + (\ddot{x}_5 - \ddot{\Omega}_{rref}). \\ \dot{S}_2 = K_2 \cdot (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}) + (\ddot{\Psi}_r - \ddot{\Psi}_{rref}). \end{cases} \quad (III.38)$$

En utilisant le système d'équation (III.27), les dérivés correspondantes seront :

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \\ \ddot{x}_5 = \eta \cdot (\dot{x}_2 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_2 - \dot{x}_1 \cdot x_4 - \dot{x}_4 \cdot x_1) - \frac{\dot{C}_r}{J} \\ \dot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \\ \ddot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (\dot{x}_1 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_1 + \dot{x}_2 \cdot x_4 + \dot{x}_4 \cdot x_2) \\ \quad - \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \right) \end{cases} \quad (III.39)$$

Le développement de calcul nous donne :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \left(K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda \right) \cdot \eta \cdot h_2 - K \cdot \frac{C_r}{J} - p \cdot x_5 \cdot \eta \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - K_1 \cdot \dot{\Omega}_{rref} - \ddot{\Omega}_{rref} + \delta \cdot \eta \cdot (x_3 \cdot V_{s\beta} - x_4 \cdot V_{s\alpha}) \\ \dot{S}_2 = \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2 \right) \cdot \Psi_r + \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + \left(K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda \right) \cdot h_1 \right. \\ \quad \left. + p \cdot x_5 \cdot h_2 \right) - K_2 \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \ddot{\Psi}_{rref} + \frac{2 \cdot \delta}{T_r} \cdot M \cdot (x_4 \cdot V_{s\beta} + x_3 \cdot V_{s\alpha}) \end{cases} \quad (III.40)$$

Tels que :

$$\begin{cases} h_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4 \\ h_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4 \\ h_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{cases} \quad (III.41)$$

Le système (III.40) peut être réorganisé dans la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (III.42)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot h_2 - \frac{K_1}{\eta \cdot J} \cdot C_r - p \cdot x_5 \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - \frac{K_1}{\eta} \cdot \dot{\Omega}_{rref} - \frac{1}{\eta} \cdot \ddot{\Omega}_{rref} \\ F_2 = (\frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2) \cdot \Psi_r + M \cdot (\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \\ \quad + p \cdot x_5 \cdot h_2) - \frac{T_r \cdot K_2}{2} \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \frac{T_r}{2} \cdot \ddot{\Psi}_{rref} \end{array} \right. \quad (III.43)$$

Sous la forme condensée (III.42) sera de la forme :

$$\dot{S} = F + D \cdot V \quad (III.44)$$

$$\text{Où : } F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}; D = \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix}$$

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

$$\dot{S} = -v \cdot Sgn(S) \quad (III.45)$$

En égalisant (III.44) et (III.45) on aura :

$$V = -D^{-1} \cdot v \cdot Sgn(S) - D^{-1} \cdot F \quad (III.46)$$

D'après le précédent, la loi de commande est donnée comme ça :

$$V = V_{eq} + V_c \quad (III.47)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{eq} = -D^{-1} \cdot F \\ V_c = -D^{-1} \cdot v \cdot Sgn(s) \end{array} \right. \quad (III.48)$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (III.49)$$

➤ Loi de commande équivalente :

$$\begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.50})$$

➤ Loi de commande de commutation :

$$\begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Sgn(S_1) \\ Sgn(S_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.51})$$

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

$$\begin{cases} v_1 > |F_1| \\ v_2 > |F_2| \end{cases} \quad (\text{III.52})$$

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

$$[D] = -\delta^2 \cdot M \cdot \Psi_r \neq 0 \quad (\text{III.53})$$

Alors :

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-x_4}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_3}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \\ \frac{x_3}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_4}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.54})$$

III.12.Schéma bloc de la commande:

La figure (III.13) représente le schéma bloc de la commande par le mode glissant de la MAS, elle comporte le bloc de la machine asynchrone, le bloc de commande par le mode glissant (commande non-linéaire et commande équivalente) et le bloc de convertisseur de fréquence (onduleur MLI).

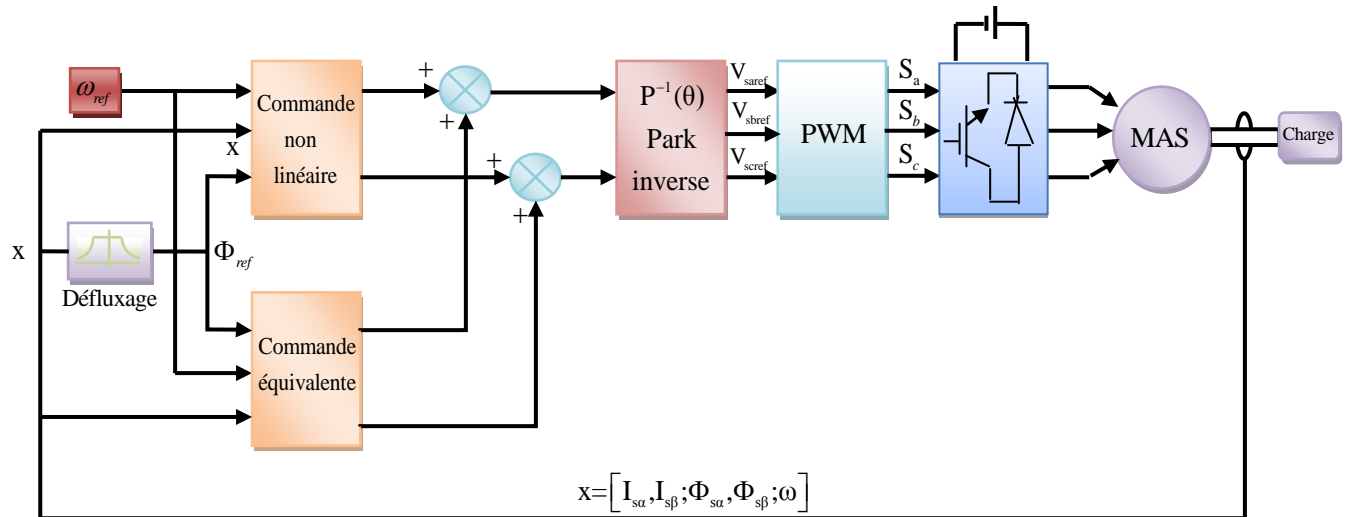


figure (III.13) : commande par mode glissant

III.12.1.Simulation et interprétation des résultats:

On va considérer que, la machine démarre à vide, pour une consigne de vitesse de **100 rad/sec**, puis à l'instant **t = 1.5s**, on applique un couple de charge égale à **5 Nm**

Figure(III.14.a), dans la figure Figure(III.14.b) on applique une variation de vitesse [t=1 : 3s] la vitesse est égale **100 rad/sec**, [t=3 : 4s] $\Omega_r=5$ rad/sec, on inverse le sens de rotation à [t=4 : 6s] $\Omega_r=-100$ rad/sec.

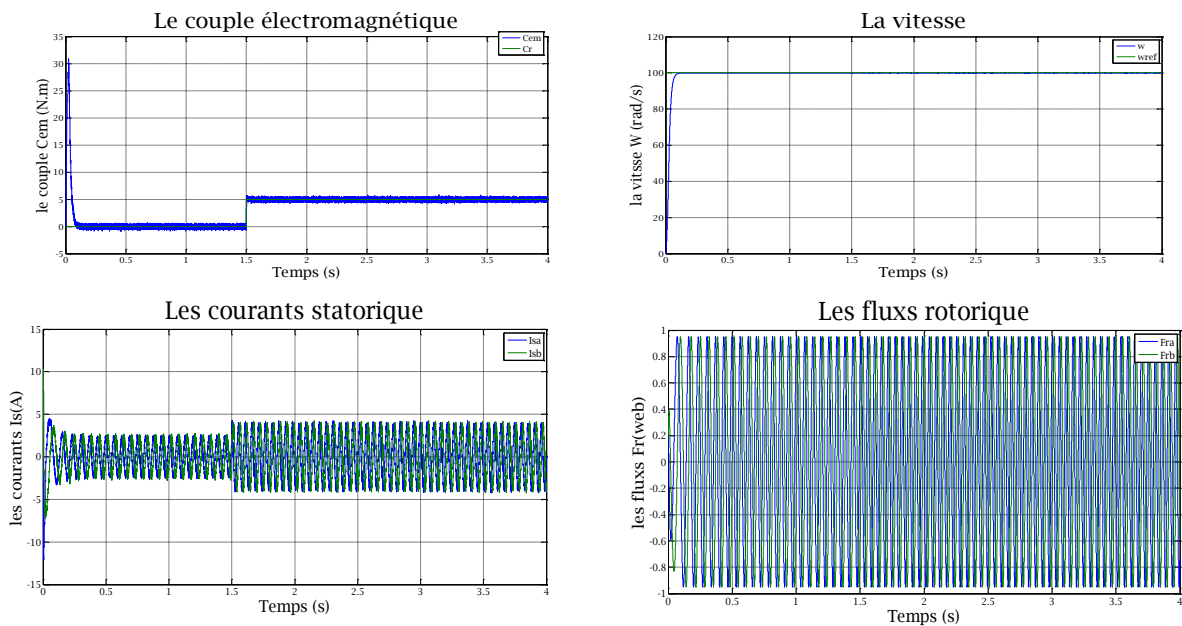


figure .III.14. a : a vide puis en charge a t=1.5s

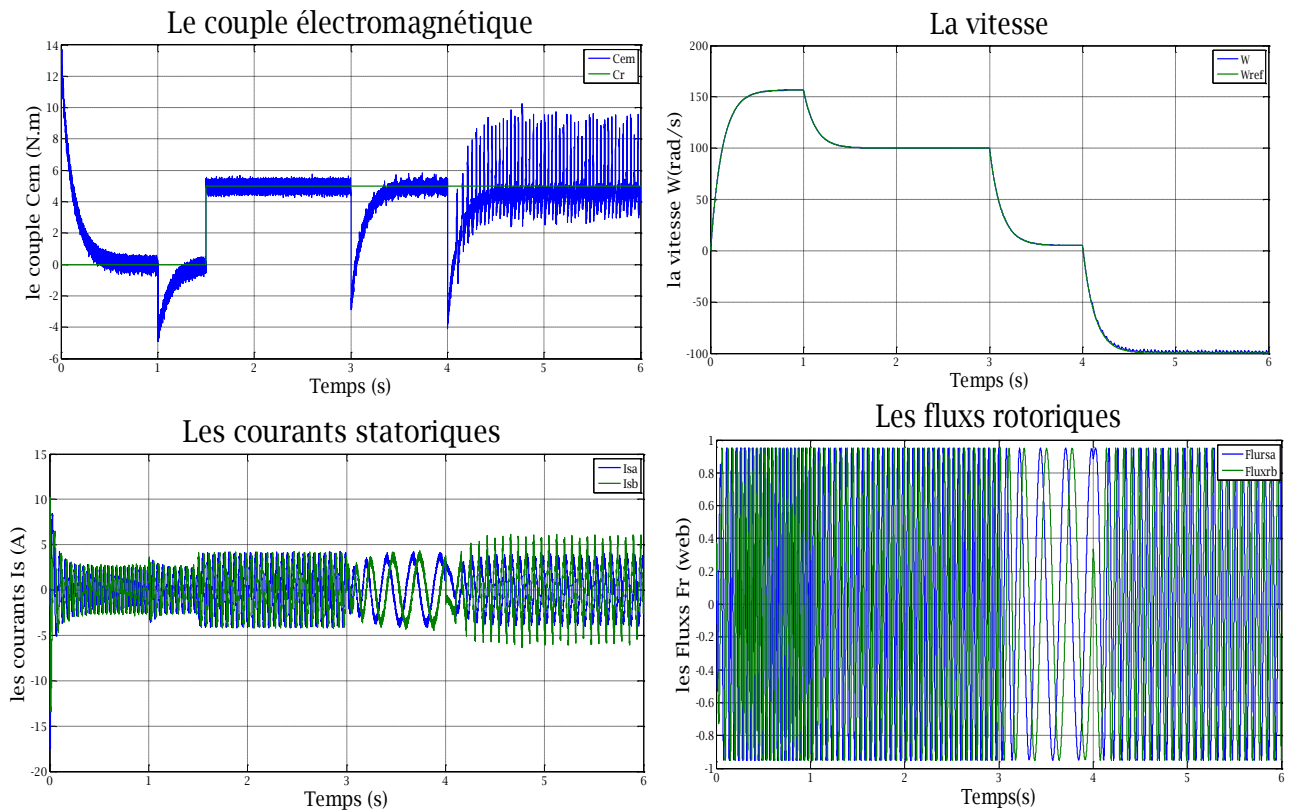


Fig.III.14.b

Figure .III.14: résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MAS alimentée par un onduleur de tension PWM.

La figure **(III-14-a)** représente les 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 **(0.1s)** .Après l'application de la charge (**Cr = 5 N.m**), on constate aucune influence sur l'allure de vitesse.

Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur de couple résistant avant et après l'application de la charge.

La figure **(III.14.b)** présente les résultats de simulation lors de la variation de la vitesse **(100rad/s, 5 et -100rad/s)** .On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit rapidement sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste. Le

couple subit un pic de transition lors du passage d'un mode a l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur.

Au moment de l'inversion de la vitesse on constate une variation négligeable au niveau les composantes du flux rotorique, pour une inversion de la vitesse, on remarque que la vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse pratiquement le même L'allure de couple et des courants statoriques présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

On remarque aussi une diminution en module de la composante directe du flux lors la variation en sur vitesse (mode défluxé), puis retourne à sa valeur désiré. La composante quadrature du flux présente une petite variation en module. Les courbes des courants présentes des pics aux moments la variation de la vitesse.

III.13.Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine asynchrone. Après la présentation de la théorie de base de cette commande, nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande; nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances suite à la nature de la CSV qui s'adapte bien aux systèmes non linéaires.

Les commandes DTC et mode de glissent sont basée essentiellement sur la connaissance exacte et instantanée de la vitesse dont la mesure est souvent gênante, exigeante, couteuse, et non certaine lors des pannes ou lors du vieillissement des capteurs. Une estimation de ces grandeurs s'avère très intéressante et fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre IV :

Commande

Sans Capteur

De Vitesse

IV.1 Introduction:

Pour assurer l'autopilotage de la machine asynchrone, la mesure de la position électrique du rotor s'impose. Selon les méthodes conventionnelles, l'information est obtenue grâce à un capteur mécanique (de position ou de vitesse) placé sur l'arbre de la machine qui peut être soit un capteur à effet Hall, un résolveur, ou un codeur optique. Les inconvénients inhérents à l'utilisation de ce capteur mécanique sont multiples. Premièrement, elle augmente le volume et le coût global du système. De plus, elle nécessite un bout d'arbre disponible, ce qui est particulièrement difficile pour des machines de petite taille. L'installation de ce capteur requiert un calage relatif au stator, opération qui s'avère délicate à reproduire en série et diminue la fiabilité du système, [22][24]

Dans certaines applications industrielles, l'emploi de ces capteurs peut réduire substantiellement la fiabilité du système en terme de la maintenance régulière requise à l'ajout des pièces mécaniques additionnelles, dans d'autres, il affecte simplement le coût de la commande. Tenant compte de toutes ces limites qui présentent le fonctionnement de la machine avec capteur mécanique, plusieurs travaux ont été effectués pour un fonctionnement de la machine sans capteur mécanique.

Dans ce chapitre, nous présenterons quelques méthodes d'estimation du vitesse. Nous proposons, une technique d'estimateur adaptatif, MRAS (Système Adaptatif à Modèle de Référence), qui a été développée par Schauder [23], [21], cette méthodes sera étudié en détaille, et évaluées en simulation.

IV.2 Notions d'estimation et observation:

Pour des raisons de coût ou des raisons technologiques, il est parfois trop contraignant de mesurer certaines grandeurs du système. Cependant ces grandeurs peuvent représenter une information capitale pour la commande ou la surveillance. Il est alors nécessaire de reconstruire l'évolution de ces variables qui ne sont pas issues directement des capteurs. Il faut donc réaliser un capteur indirect. Pour cela, on utilise des estimateurs ou, selon le cas, des observateurs. Un estimateur permet de reconstruire la grandeur recherchée en calculant en temps réel L'évolution d'un modèle du processus commande.

Dans le cas de l'observateur, on compare l'évolution du modèle et du système réel en mesurant l'erreur sur des grandeurs que l'on peut directement capter. Cette erreur est alors

utilisée pour faire converger le modèle vers le système réel. Il s'agit un système bouclé au contraire de l'estimateur (figure IV.1.)

L'estimation/observation, qui est un module essentiel, demande souvent des calculs assez complexes avec des contraintes temporelles identiques à celles de la régulation

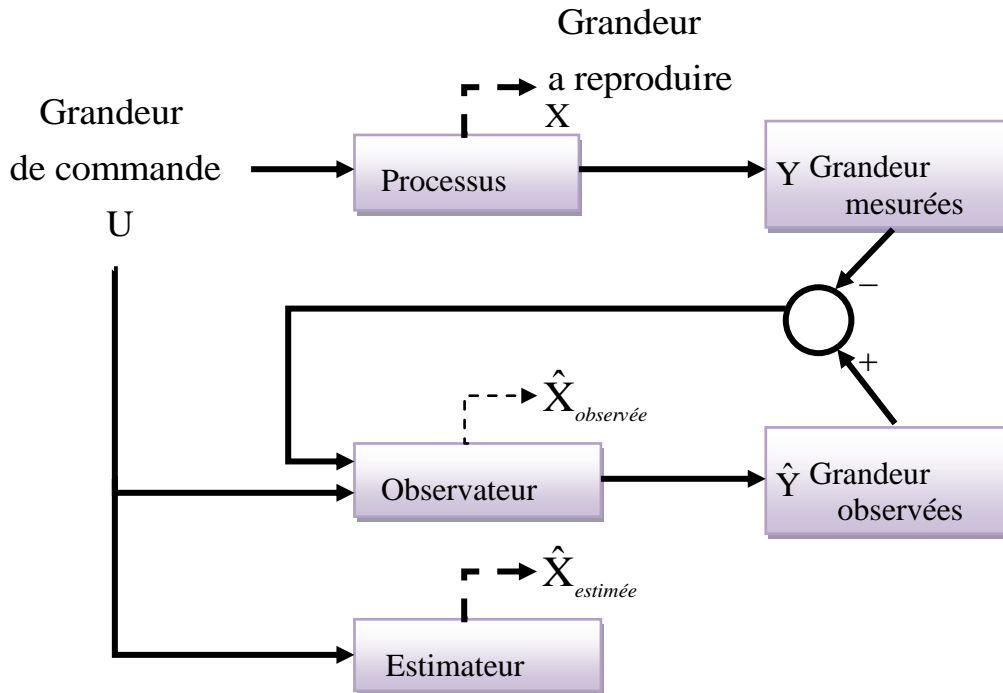


Figure (IV.1) : Schéma de principe représentant la différence entre l'observateur et l'estimateur

IV.3 Suppression du capteur de vitesse

La commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse est un axe de recherche et de développement industriel fondamental, car il représente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plus part des constructeurs des actionneurs électriques. De plus, être robuste face à la suppression du capteur de vitesse renforce encore l'idée d'utiliser la machine asynchrone comme actionneur électromécanique privilégié. En effet, le fonctionnement sans capteur mécanique de vitesse des variateurs asynchrones est devenu l'un des principaux centres d'intérêt des chercheurs à l'heure actuelle, qui essayent de faire remplir

sa fonction implicitement par des capteurs des grandeurs électriques et d'algorithme de calcul afin de reconstruire la vitesse de la machine.

Les méthodes des estimations de la vitesse ainsi développées sont divisées en deux groupes. Le premier utilise les composantes fondamentales des tensions et des courants statoriques, le second se base sur l'injection des composantes à hautes fréquences par l'alimentation et sur l'utilisation des harmoniques d'encoches de la machine. [23]

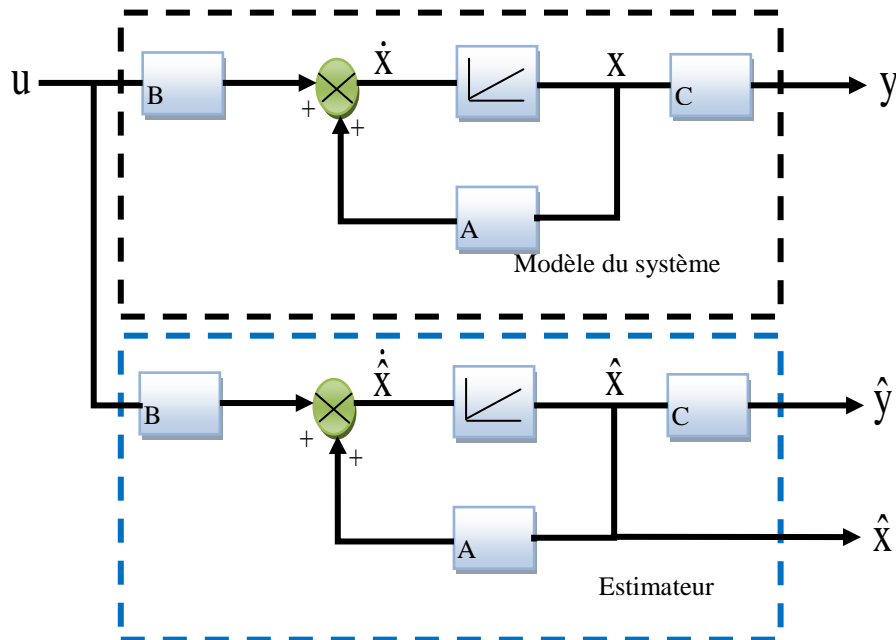
IV.4 Estimateur et L'observateur

Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électrique directs(courants, tensions,...), ou mécanique (vitesse de rotation, position...). [24]

On peut dire qu'il y'a deux solutions pour avoir la vitesse de rotation. L'estimation ou l'observation.

IV.4.1 L'estimateur

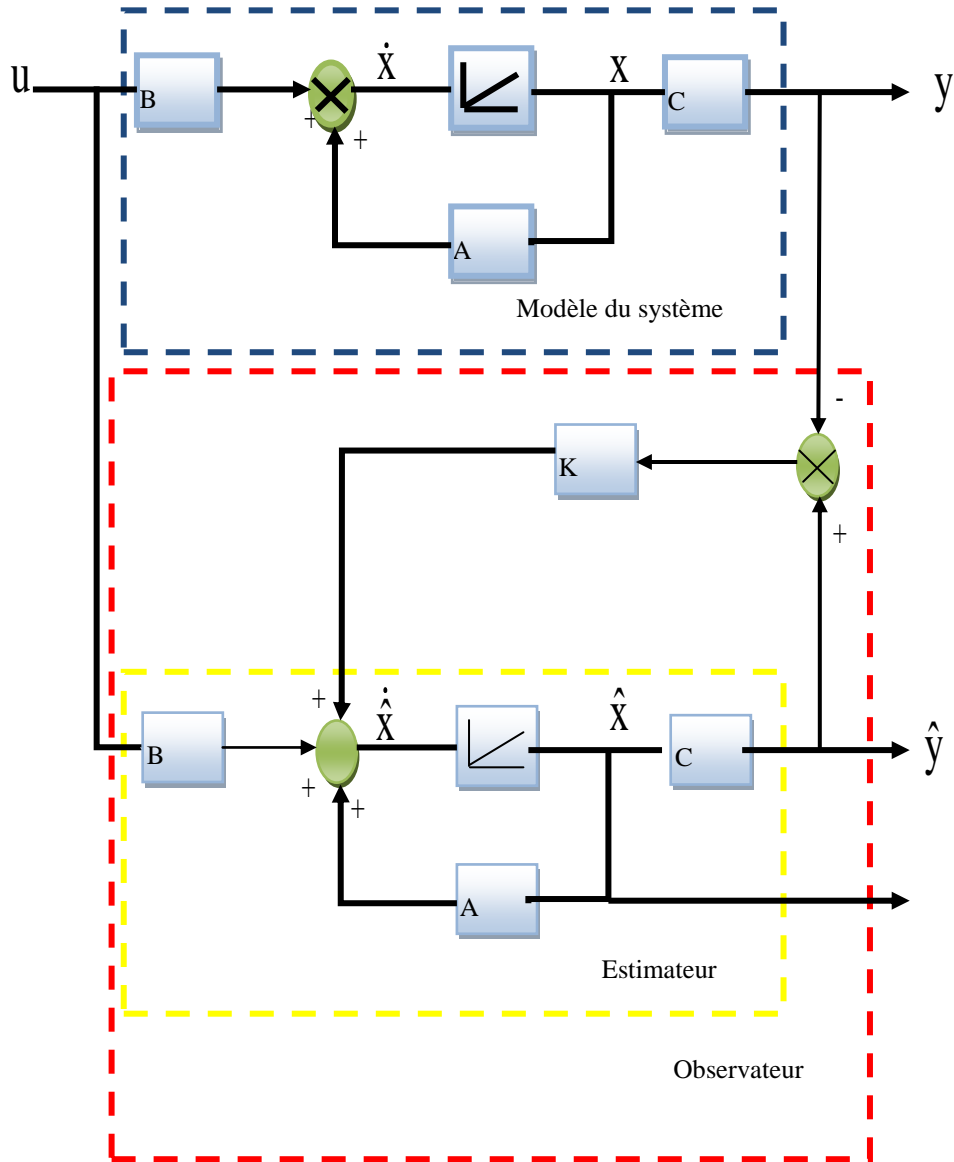
Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine. [22] Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours de fonctionnement [49]. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté sur Figure(IV.2)



Figure(IV.2) : schéma de principe d'un estimateur

IV.4.2 L'Observateur:

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain K pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur Figure(IV.3). [23]



Figure(IV.3) : Schéma de principe d'un observateur

IV.5 Les méthodes de commande sans capteur mécanique

IV.5.1 Méthodes avec Modèle

IV.5.1.1 Méthodes à base d'estimateur

Nombreuses sont les méthodes proposées dans la littérature qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine [22].

IV.5.1.1.1 La loi d'autopilotage:

La méthode d'estimation de la vitesse utilise la loi d'autopilotage des machines électriques et peut être facilement implantée. Elle repose dans le cas de la machine asynchrone sur la relation fondamentale entre les fréquences propres de la machine asynchrone. L'objectif de cette méthode est d'obtenir la vitesse électrique du rotor à partir des deux autres fréquences du moteur, qui peuvent être estimées.

Ces estimations sont évaluées à partir des courants statoriques mesurés et des flux rotorique (courants magnétisants) estimés du moteur.

IV.5.1.1.2 Estimation de la vitesse par la technique MRAS:

Le Système Adaptatif à Modèle de Référence est basée sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable.

L'erreur entre ces deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable [24].

IV.5.1.2 Méthodes à base d'observateur

Différentes structures d'observateurs d'état, ont été proposées en littérature. Elles sont très attractives et donnent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse [24].

IV.5.1.2.1 Observateur déterministe

Dans la pratique, l'observateur déterministe prend deux formes différentes, observateur d'ordre réduit ou seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruites, et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites.

Les observateurs présentent une entrée supplémentaire qui assure éventuellement la stabilité exponentielle de la reconstruction, et impose la dynamique de convergence. Les performances de cette structure dépendent bien évidemment du choix de la matrice gain.

IV.5.1.2.2 Observateur stochastique (Filtre de Kalman)

Une des méthodes utilisées pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone est le filtre de Kalman étendu (EKF) [24], Le filtre de Kalman est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable.

A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine asynchrone (courant statoriques, flux rotorique et vitesse). Cette prédiction est effectuée soit en minimisant les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état soit par un algorithme génétique [22].

Les bruits sont supposés blancs, Gaussiens et non corrélés avec les états estimés.

IV.5.2 Méthodes sans modèle

IV.5.2.1 Estimation de la vitesse à partir des saillances de la machine

Généralement, les machines à induction sont théoriquement conçues symétriques et ne doivent pas comporter de saillances. Donc la machine présente des saillances à cause des imprécisions de construction (comme l'excentricité), de l'existence des encoches rotoriques et du phénomène de saturation. Les saillances présentes dans une machine introduisent une variation spatiale des paramètres (résistance ou inductance), et permettent au courant ou à la tension de contenir des informations sur la position de ces saillances et par conséquent la position du rotor, donc une information sur la vitesse [22].

On peut dénombrer diverses techniques pour l'estimation de la vitesse utilisant cette donnée physique de la machine liée à la présence de saillances L'insensibilité vis-à-vis des paramètres de la machine constitue l'un des grands avantages pour ces techniques en contre partie de l'exigence de moyens performants en termes de traitement du signal.

Le défi reste donc dans la réalisation de l'estimation en temps réel, spécialement pour les commandes bouclées.

IV.5.2.2 Estimation basée sur l'intelligence artificielle

Les algorithmes génétiques, la logique floue et les réseaux neurones sont tous des techniques de calcul numérique à base d'intelligence artificielle, qui est populaire dans le domaine de l'informatique. Mais, de plus en plus, des applications à base de ces nouvelles approches de calcul numérique se développent pour des applications pratiques dans les domaines de la science et de l'ingénierie [24].

Les observateurs ou bien les estimateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle amènent une meilleure dynamique, une meilleure précision et ils sont plus robustes [24] Leurs robustesses sont très bonnes même pour des variations importantes des paramètres de la machine. Néanmoins, le besoin de la connaissance parfaite du système à régler ou à estimer et le manque de l'expertise sur système limitent les applications actuelles à une gamme bien spécifique.

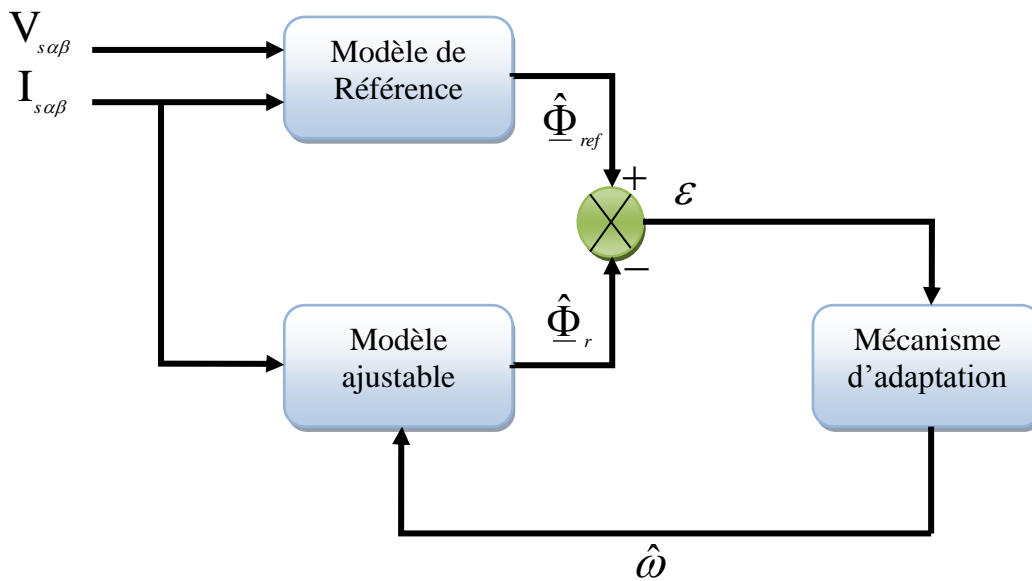
IV.6 Estimation adaptative de la vitesse avec modèle de référence (MRAS)

Le principe d'estimation par cette méthode repose sur la comparaison des grandeurs obtenues de deux façons différentes, d'un côté par un calcul ne dépendant pas explicitement de la vitesse (modèle de référence) et d'autre côté par un calcul dépendant explicitement de la vitesse (modèle adaptatif). Cette méthode développée par Schauder [23], est connue sous le nom d'origine anglo-saxonne Model Reference Adaptive System (MRAS).

Pour l'estimation de la vitesse, il propose la comparaison de l'estimation du flux commun obtenu avec les équations statoriques (indépendantes explicitement de la vitesse) et d'autre part avec les équations rotoriques (dépendantes explicitement de la vitesse).

L'objectif est de trouver le paramètre vitesse du modèle adaptatif afin d'assurer les résultats des deux estimations de flux rotorique identiques. Ainsi la valeur de la vitesse estimée devient celle de la vitesse réelle. Le fonctionnement adéquat de l'estimation est assuré par un choix judicieux de la fonction d'adaptation pour faire converger le modèle adaptatif vers le modèle de référence à partir du critère de Popov [22].,

Cette méthode a un inconvénient, elle utilise que des grandeurs observées de flux pour reconstruire la valeur de la vitesse. C'est pour cela qu'on préfère appliquer une autre approche proposée par Yang [24] qui considère les mesures des courants et les flux estimés comme grandeurs de sortie du modèle de référence (machine asynchrone réelle). Ce choix permet une meilleure précision étant donné que le modèle doit converger vers les grandeurs de sortie de la machine réelle.



Figure(IV.4) : Estimation de la vitesse de la machine asynchrone par la technique MRAS

Dans cette méthode on considère les erreurs d'observation des courants de sortie dues à l'erreur existant dans la vitesse électrique ou fréquence de la matrice d'état du système. Ainsi, la simple comparaison entre les courants observés et les courants mesurés donne l'information nécessaire pour faire évaluer l'erreur dans la vitesse. Ensuite, un régulateur est appliqué afin de minimiser l'erreur trouvée. Ce régulateur sert comme mécanisme d'adaptation. Le modèle de la machine asynchrone exprimé dans le repère général, tournant à la vitesse w_g est le suivant:

$$V_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \Phi_s + jw_s \Phi_s \quad (\text{IV.1})$$

$$V_r = R_r i_r + \frac{d}{dt} \Phi_r + j(w_g - w) \Phi_r = 0 \quad (\text{IV.2})$$

$$\Phi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (\text{IV.3})$$

$$\Phi_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (\text{IV.4})$$

$$w_r = w_s - w \quad (\text{IV.5})$$

Les systèmes d'équations différentielles qui sont utilisés sont non linéaires ce qui complique notamment l'étude.

Les difficultés résident dans la recherche du mécanisme d'adaptation **Figure(IV.4)**,

$\hat{w} = f(e)$ et la dénomination prouvant la convergence de la vitesse estimée vers sa valeur exacte. Le choix d'un point de fonctionnement et la linéarisation des équations autour de ce point est un préalable au réglage du mécanisme d'adaptation.

L'erreur entre la valeur estimée par le modèle et la valeur supposée exacte du modèle de référence sera notée :

$$e = \hat{\Phi}_{\text{ref}} - \Phi_r \quad (\text{IV.6})$$

IV.6.1 Modèle de référence:

Nous souhaitons estimer les composantes de Φ_r à partir de la mesure des courants statoriques i_s et des tensions statorique V_s . Pour cela, nous devons utiliser les équations (IV.1),(IV.2)et (IV.4) avec $w_g = 0$ Exprimons i_r à partir de (IV.4), on a

$$i_r = L_r^{-1} (\hat{\Phi}_{\text{ref}} - L_m i_s) \quad (\text{IV.7})$$

Introduisons l'équation (IV.7) dans (IV.3), il vient:

$$\Phi_s = L_s i_s + L_m (L_r^{-1} (\hat{\Phi}_{\text{ref}} - L_m i_s)) \quad (\text{IV.8})$$

Ou encore:

$$\Phi_s = L_m L_r^{-1} \hat{\Phi}_{\text{ref}} + (L_s - L_m^2 L_r^{-1}) i_s \quad (\text{IV.9})$$

Soit, en introduisant le coefficient de dispersion σ :

$$\Phi_s = L_m L_r^{-1} \hat{\Phi}_{\text{ref}} + \sigma L_s i_s \quad (\text{IV.10})$$

En introduisant (IV.10) dans (IV.3), nous obtenons une expression reliant les grandeurs recherchées:

$$\mathbf{V}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_m \mathbf{L}_r^{-1} \hat{\Phi}_{\text{ref}} + \sigma \mathbf{L}_s \mathbf{i}_s) \quad (\text{IV.11})$$

$$\mathbf{V}_s = R_s \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_m \mathbf{L}_r^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{\text{ref}} + \sigma \mathbf{L}_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s \quad (\text{IV.12})$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{\text{ref}} = \mathbf{L}_m^{-1} \mathbf{L}_r (\mathbf{V}_s - R_s \mathbf{i}_s - \sigma \mathbf{L}_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s) \quad (\text{IV.13})$$

Ou encore:

$$\hat{\Phi}_{\text{ref}} = \mathbf{L}_m^{-1} \mathbf{L}_r \left(\int_0^t (\mathbf{V}_s - R_s \mathbf{i}_s - \sigma \mathbf{L}_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s) \right) \quad (\text{IV.14})$$

On peut tirer le modèle de référence:

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_{r\alpha} = \frac{\mathbf{L}_r}{\mathbf{L}_m} \left(\int_0^t (\mathbf{V}_{s\alpha} - R_s \mathbf{i}_{s\alpha}) dt - \sigma \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{s\alpha} \right) \\ \hat{\Phi}_{r\beta} = \frac{\mathbf{L}_r}{\mathbf{L}_m} \left(\int_0^t (\mathbf{V}_{s\beta} - R_s \mathbf{i}_{s\beta}) dt - \sigma \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{s\beta} \right) \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

IV.6.2 Modèle ajustable (adaptatif):

Pour trouver l'équation du modèle ajustable, nous exprimons \mathbf{i}_r équation (IV.4) tel que

$$\mathbf{i}_r = \mathbf{L}_r^{-1} (\Phi_r - \mathbf{L}_m \mathbf{i}_s) \quad (\text{IV.16})$$

Puis nous exprimons aussi $\frac{d}{dt} \hat{\Phi}$ équation (IV.2), avec $w_g = 0$ et l'équation (IV.16), ainsi

nous avons:

$$R_r \mathbf{L}_r^{-1} (\Phi_r - \mathbf{L}_m \mathbf{i}_s) + \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_r + j\omega \hat{\Phi}_r = 0 \quad (\text{IV.17})$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\Phi}_r = -R_r \mathbf{L}_r^{-1} \hat{\Phi}_r + R_r \mathbf{L}_r^{-1} \mathbf{L}_m \mathbf{i}_s - j\omega \hat{\Phi}_r \quad (\text{IV.18})$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\Phi}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\hat{w}\right) \hat{\Phi}_r + \frac{L_m}{T_r} i_s \quad (\text{IV.19})$$

On peut tirer le modèle ajustable

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{r\alpha} = -\frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{r\alpha} - \hat{w} \hat{\Phi}_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{r\beta} = -\frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{r\beta} - \hat{w} \hat{\Phi}_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

IV.6.3 Mécanisme d'adaptation:

L'entrée de ce mécanisme est activée par l'erreur entre Φ_{ref} et $\hat{\Phi}_r$. Effectuons la différence entre le modèle de référence et le modèle ajustable, il vient:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Phi_{\text{ref}} - \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_r &= \frac{d}{dt} e = (-R_r L_r^{-1} + jw) \Phi_{\text{ref}} - (-R_r L_r^{-1} + j\hat{w}) \hat{\Phi}_r = (-R_r L_r^{-1} + jw)(\Phi_{\text{ref}} - \hat{\Phi}_r) + j(w - \hat{w}) \hat{\Phi}_r \\ \frac{d}{dt} e &= \left(-\frac{1}{T_r} + jw\right) e + j(w - \hat{w}) \hat{\Phi}_r \end{aligned} \quad (\text{IV.21})$$

L'équation précédente, peut être exprimée comme suit:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} e_\alpha \\ \frac{d}{dt} e_\beta \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} -1/T_r & -w \\ w & -1/T_r \end{pmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + (w - \hat{w}) \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{r\alpha} \\ \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.22})$$

Ou:

$$\frac{d}{dt} e = [A]e - [w] \quad (\text{IV.23})$$

Avec:

$$[A] = \begin{pmatrix} -1/T_r & -w \\ w & -1/T_r \end{pmatrix}, [w] = (w - \hat{w}) \hat{\Phi}_r \quad (\text{IV.24})$$

La matrice $[A]$ sera considéré comme un pôle complexe de l'évolution de l'erreur du système linéaire.

Or ce pôle est à partie réelle négative, alors ce système est stable.

La matrice [W] doit également tendre vers zéro sinon vers une quantité à énergie minimale.

La loi d'adaptation choisie pour assurer la convergence de \hat{w} vers w

$$\hat{w} = k_p \delta e + k_i \int_0^t \delta e \, dx \quad (\text{IV.25})$$

Cette loi d'adaptation choisie pour assurer la convergence de \hat{w} vers w peut être interprétée comme l'application d'une correction Proportionnelle-Intégrale (k_p, k_i) sur la quantité de δe .

La synthèse directe de ce correcteur à partir de la représentation à retour non linéaire est difficile. On choisit donc de linéariser ce système autour d'un point de fonctionnement. Cette linéarisation est effectuée dans le repère du champ tournant dans lequel les grandeurs sont connues, ce qui facilite la synthèse du correcteur.

L'erreur destinée au correcteur est définie selon le critère dit d'hyper stabilité de Popov. Les calculs nécessaires sont exposés dans le travail de Peter-Contesse [24]. Il vient alors:

$$e = \hat{\Phi}_{r\alpha} \Phi_{r\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \Phi_{r\alpha} \quad (\text{IV.26})$$

IV.6.4 Synthèse du correcteur:

L'équation (IV.25) que nous utilisons dans le mécanisme d'adaptation permet de faire converger les grandeurs estimées vers les valeurs exactes. On peut donc supposer que les grandeurs en régime statique sont identiques. La transformée de Laplace de l'équation (IV.25) est la suivante:

$$\frac{\Delta \hat{w}(s)}{\Delta e(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{IV.27})$$

La Figure (IV.5) représente la synthèse du correcteur de vitesse.

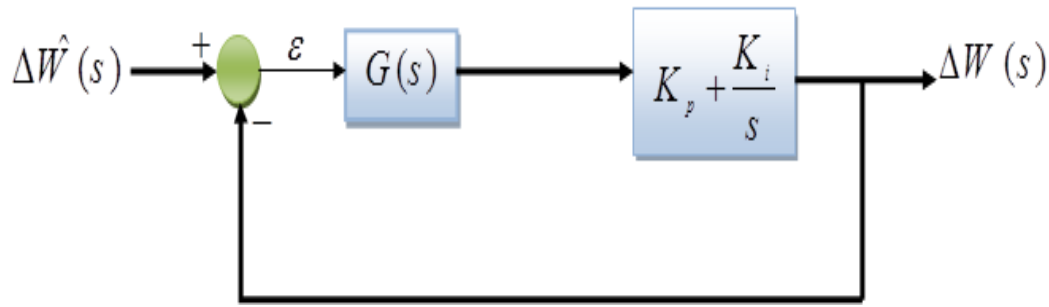


Figure (IV.5): synthèse du correcteur de vitesse

En utilisant les équations (IV.22) et (IV.26) et après simplification nous trouvons:

$$G(s) = \frac{\left(s + \frac{1}{T_r}\right) |\Phi_{ro}|^2}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)^2 + w_{ro}^2} \quad (\text{IV.28})$$

Avec:

le module du flux. $|\Phi_{ro}|$

$w_{ro} = (w_{so} - w_o) = g.w_{so}$: représente la différence entre la pulsation des signaux statoriques et la pulsation mécanique. Ce terme sera d'autant plus petit que le glissement g sera proche de zéro.

Cela correspond à un fonctionnement "à vide", lorsque le moment du couple demandé par la charge est relativement faible par rapport au moment du couple nominal, ce qui pose un problème en base vitesse.

La fonction de transfert de la chaîne directe s'écrit:

$$F(s) = \frac{|\Phi_{ro}|^2 (k_p s + k_i)}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right) s} \quad (\text{IV.29})$$

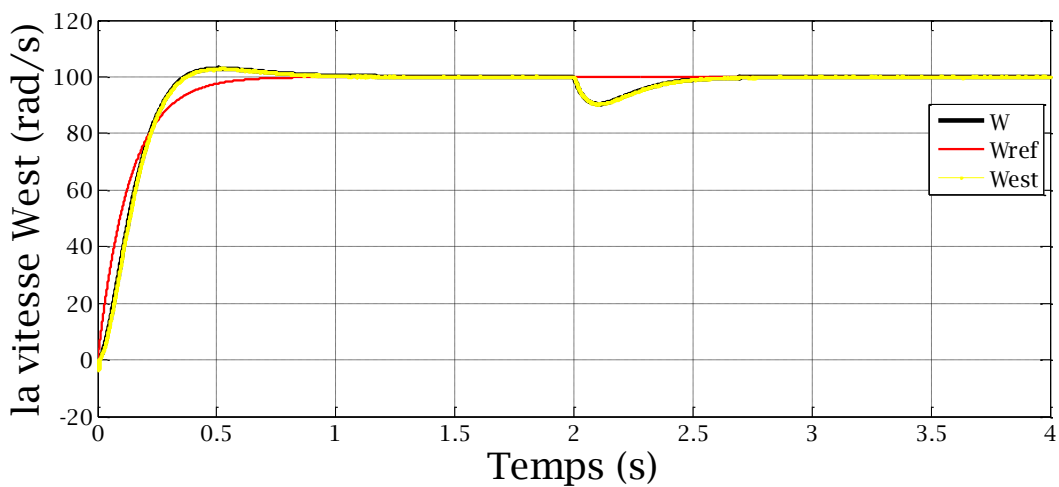
La fonction de transfert $H(s)$ en boucle fermée, s'obtient alors sous la forme suivante:

$$F(s) = \frac{|\Phi_{ro}|^2 (k_p s + k_i)}{s^2 + \left(|\Phi_{ro}|^2 k_p + \frac{1}{T_r}\right) s + k_i |\Phi_{ro}|^2} \quad (\text{IV.30})$$

La représentation standard du dénominateur du second ordre s'écrit $s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$ de sorte que, par identification, nous trouvons

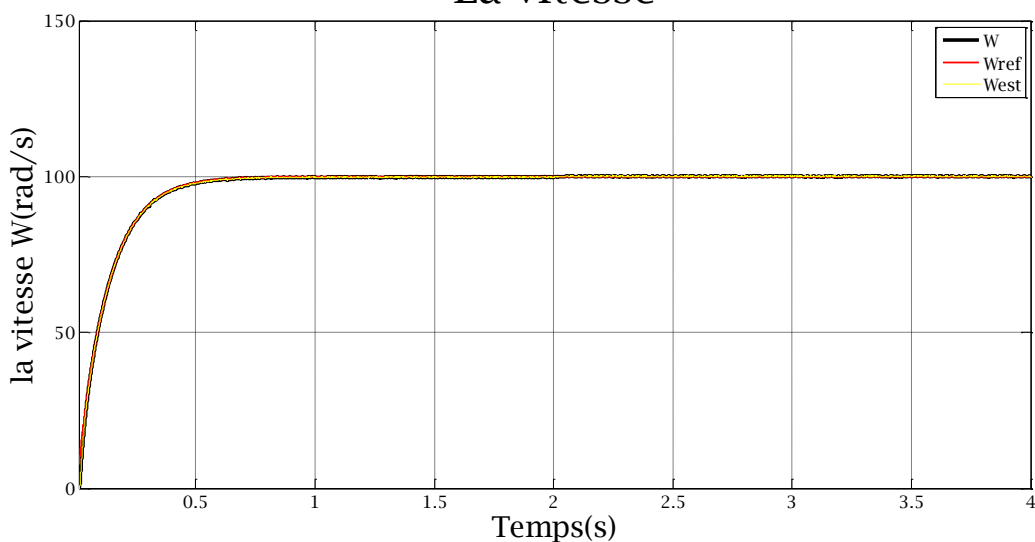
$$\begin{cases} k_p = \frac{2\xi\omega_n - \frac{1}{T_r}}{|\Phi_{ro}|^2} \\ k_i = \frac{\omega_n^2}{|\Phi_{ro}|^2} \end{cases} \quad (IV.31)$$

La vitesse observer



Figure(IV.6) : résultat pour la commande DTC modifiée

La vitesse



Figure(IV.7) : résultat pour la commande par mode glissant

IV.7 Conclusion:

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution. Elle a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que fragilité, coût et bruit...etc. Nous avons présenté dans ce chapitre les différentes méthodes d'estimation de la, et nous avons concentré notre étude sur l'estimation par la méthode MRAS qui été développé pour obtention des résultats de simulation qui sont dans le chapitre suivant qui conclure les déférente résultats pour les chapitres précédent

**Chapitre V:Etude
Comparative Entre
La Commmande DTC
Amélioré Sans
Capteur De Vitesse
Et La Commmande
Par Mode Glissant
Sans Capteur De
Vitesse**

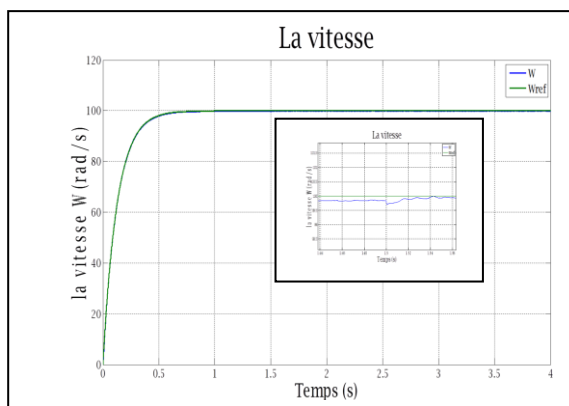
V. Introduction:

Dans ce qui suit, on va présenter la différence qui existe entre la commande DTC sans capteur de vitesse et la commande du couple et par mode glissement de la machine asynchrone. L'étude comparative des deux méthodes de commande (DTC et la commande par Mode glissement) sera introduite après la réalisation des deux méthodes de commandes.

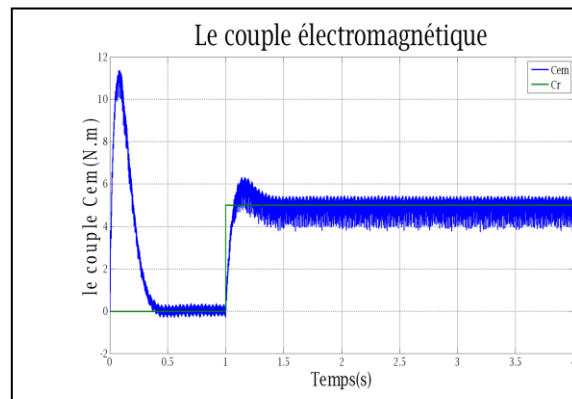
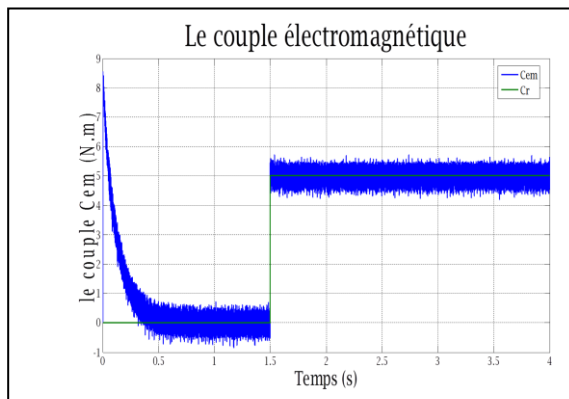
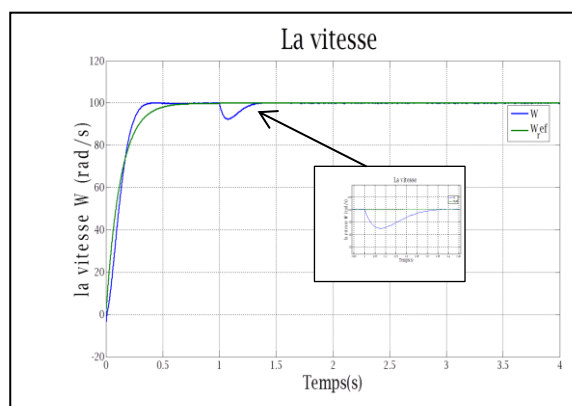
V.1 Fonctionnement nominal de la machine

La machine asynchrone fonctionne à sa valeur nominale ($C_r = 5 \text{ N.m}$) et tourne à vitesse de (100 rad/s), la simulation de ce test est présentée dans la Figure (V.1), où sont présentés, la vitesse, le flux, le couple et le courant.

Commande par Mode de glissement



Commande DTC



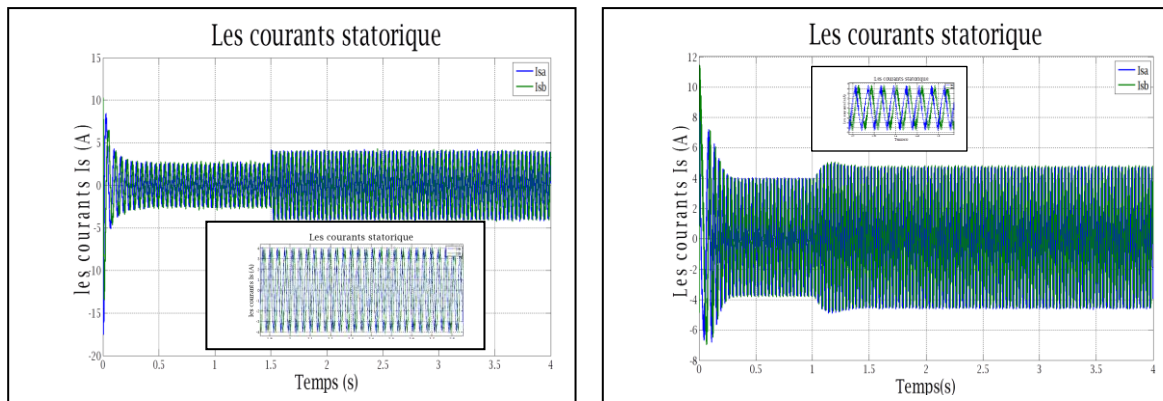


Figure (V.1) : Résultats de simulation des deux méthodes de commandes lors du fonctionnement nominal.

Le fonctionnement nominal de la machine par les deux méthodes de commandes DTC et Mode de glissement présente une déférence à l'exception des oscillations au niveau du couple. La commande DTC est marquée par les fortes oscillations des courants et du couple. La commande par Mode de glissement présente avantage de faibles oscillations.

La commande DTC présente une bonne poursuite vers leurs valeurs de références .

La commande par mode de glissement présente une très bonne poursuite de vitesse.

Les courants statoriques présentent des grandeurs sinusoïdales.

V.2 Testes de robustesse pour les deux commandes

Dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque type de commande : la commande DTC amélioré sans capteur de vitesse et la commande du par mode de glissement sans capteur de vitesse de la machine asynchrone, nous avons simulé le système dans des conditions variable de fonctionnement à savoir la variation de la vitesse, de la charge et les variations paramétriques résistifs, notamment les résistances rotoriques . Et pour chaque variation nous avons présenté les figures de la commande pour l'évolution de la vitesse de rotation, du flux, du couple électromagnétique, et du courant.

V.2.1 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

La machine est initialement chargée à sa valeur nominale ($C_r=5 \text{ N.m}$) et tourne à la vitesse nominale de 157 rad/s . A l'instant $t = 1 \text{ s}$, la machine tourne à une vitesse de 100 rad/s , et à l'instant $t = 2 \text{ s}$ la machine tourne à une faible vitesse de 5 rad/s et à l'instant $t = 4 \text{ s}$ j'inverse la vitesse a -100 rad/s .

Les résultats de simulation correspondants lors de la variation de la vitesse de la machine asynchrone sous charge nominale sont regroupés dans la figure (V.4), où sont présentés, la vitesse, le couple, le flux, le courant.

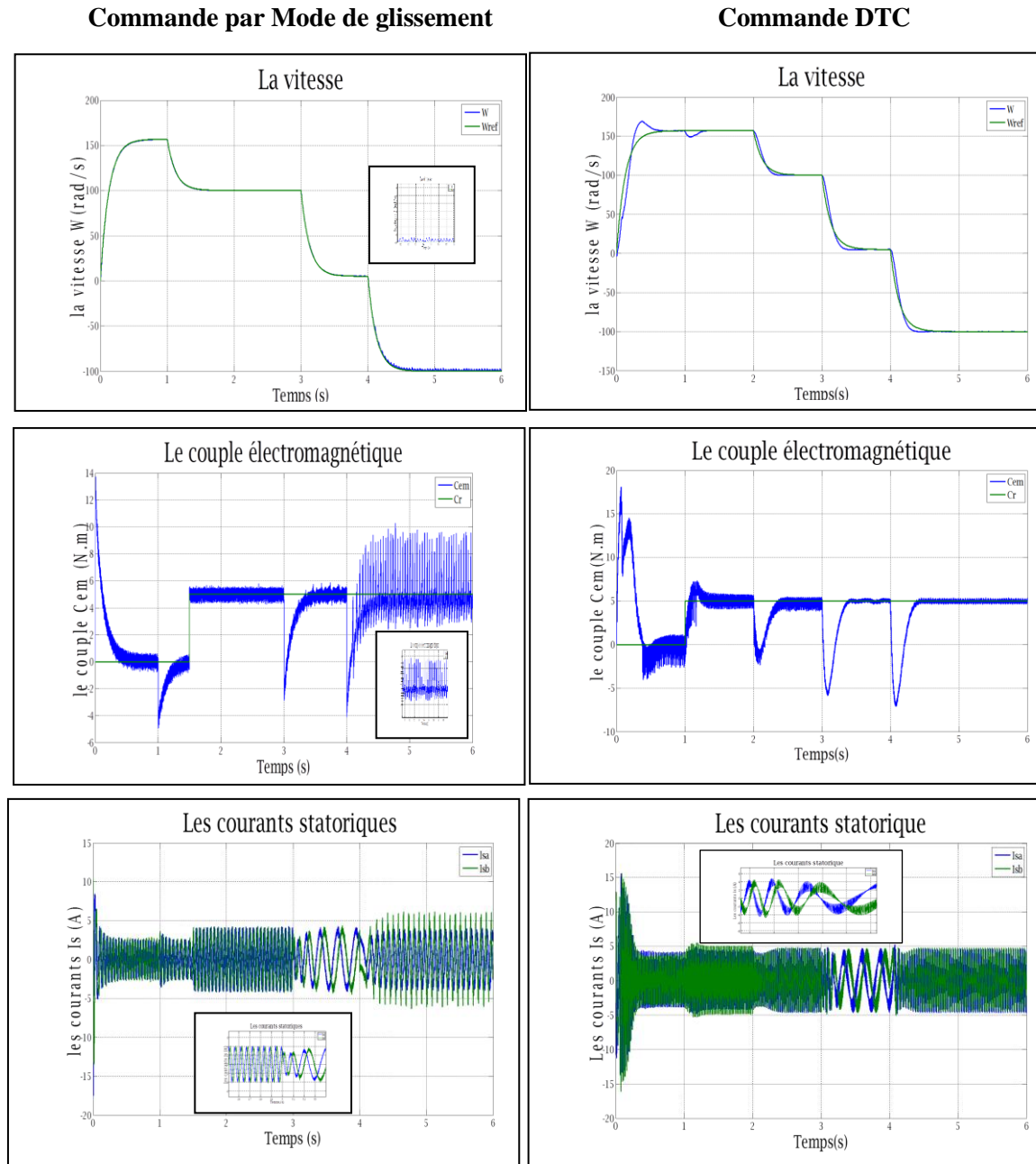


Figure (V.2) : Résultats de simulation des deux méthodes de commandes lors de la variation de la vitesse.

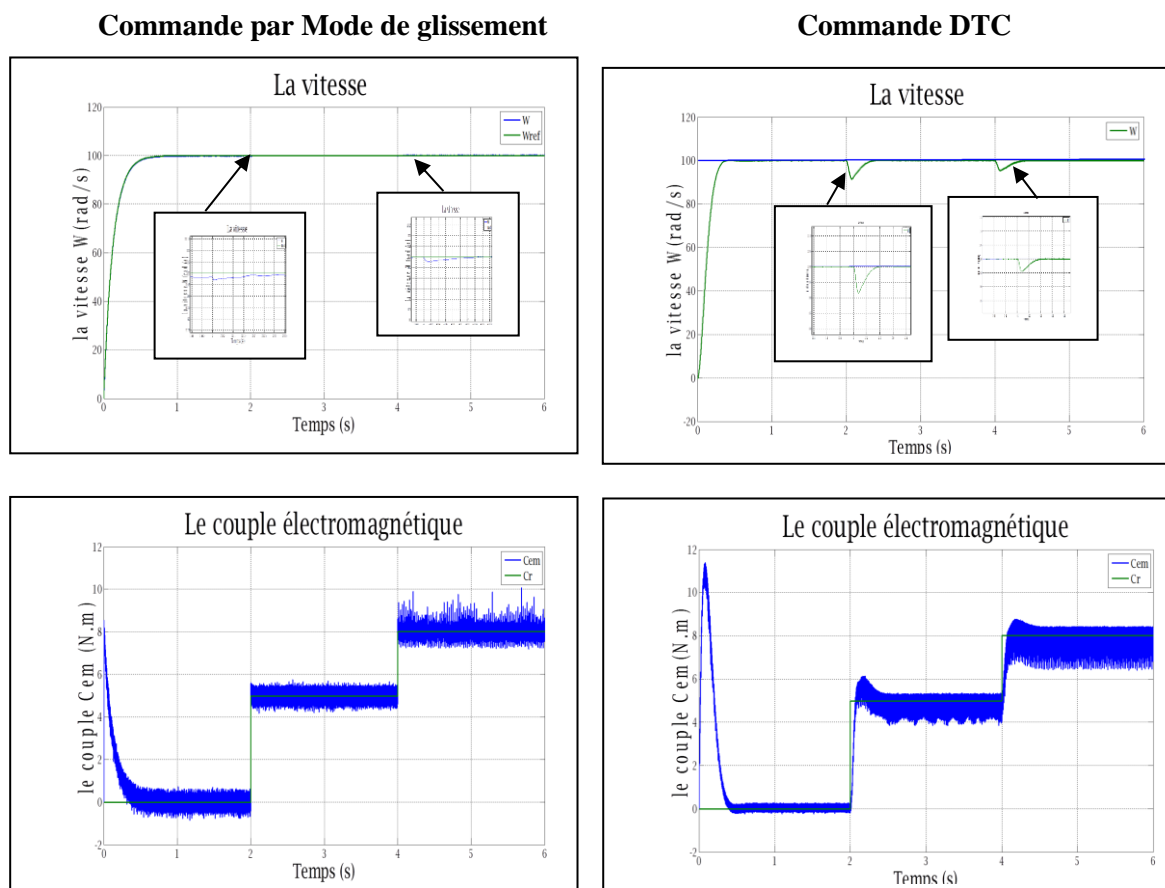
Les résultats de simulations obtenus pour la variation de la vitesse ($\Omega_{r-ref}=157, 100, 5,-100\text{rad/s}$). La figure (V.2) montre que la vitesse suit sa nouvelle référence dans les deux types de réglage, par contre la Commande par Mode de glissement présente un temps de réponse plus faible que le réglage par la commande DTC.

Le couple donné par la Commande par Mode de glissement présente moins d'ondulation par rapport la commande DTC et il regagne rapidement à sa valeur de référence.

Dans le cas d'inversion de la vitesse la commande par mode de glissement une forte oscillations des courants et du couple

V.2.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la charge

Les résultats de simulation du fonctionnement en charge variable sont présentés dans la Figure (V.3). Sachons que la variation de charge est comme suit : initialement la machine tourne en charge nominale de ($C_r = 5 \text{ N.m}$), à l'instant ($t = 2\text{s}$), on surcharge la machine jusqu'à ($C_r = 8 \text{ N.m}$), et à l'instant ($t=4\text{s}$), on décharge la machine.



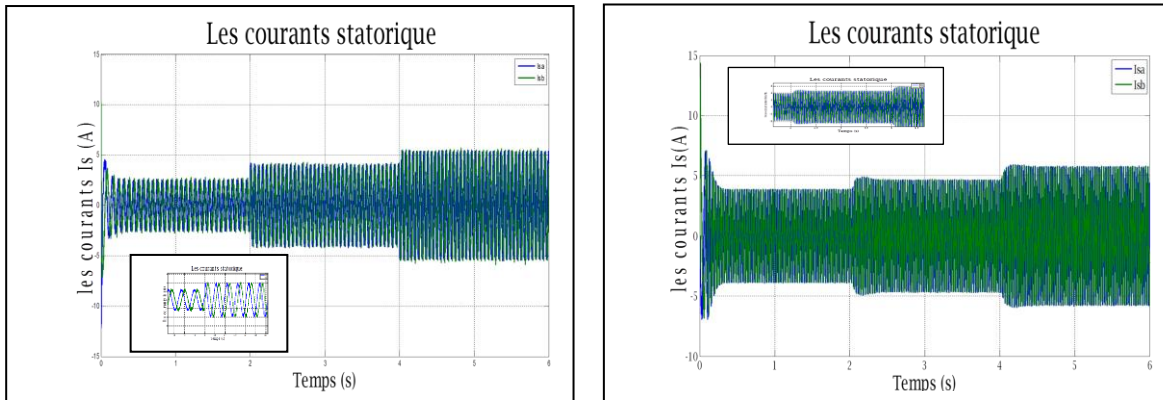


Figure (V.3) : Résultats de simulation des deux méthodes de commandes lors de la variation de la charge.

Pour les résultats obtenus, nous constatons que le couple électromagnétique suit parfaitement sa consigne dans le cas d'une commande par Mode de glissement. On peut noter également que la variation de charge influée sur la vitesse, présenté par la chute de vitesse dû lors de l'application de la charge.

V.2.3 Fonctionnement du moteur lors d'une variation paramétrique(R_r, R_s)

Pour voir l'influence de la variation de résistance rotorique dû à l'échauffement de la machine sur la commande utilisée, on fait varier les résistances comme suit :

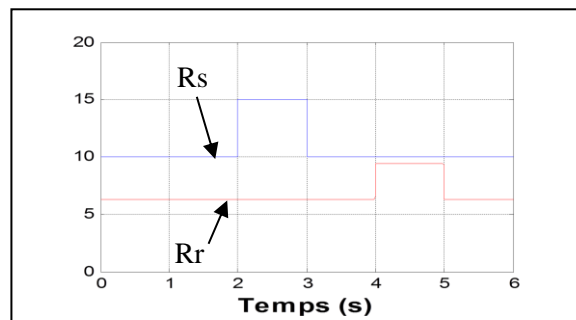


Figure (V.4) : Variations des résistances

Au début de la simulation, la machine tourne à la vitesse de 100rad/s, avec les valeurs nominales des résistances, entre l'instant $t = 4s$ et $5s$, on applique une variation de R_r . Dans le but de voir l'influence de la variation de la résistance statorique, on applique une variation de $1.5R_s$ entre $t = 2s$ et $3s$, Comme montre la figure suivante.

Les résultats de simulation correspondants sont illustrés dans la figure (V.4).

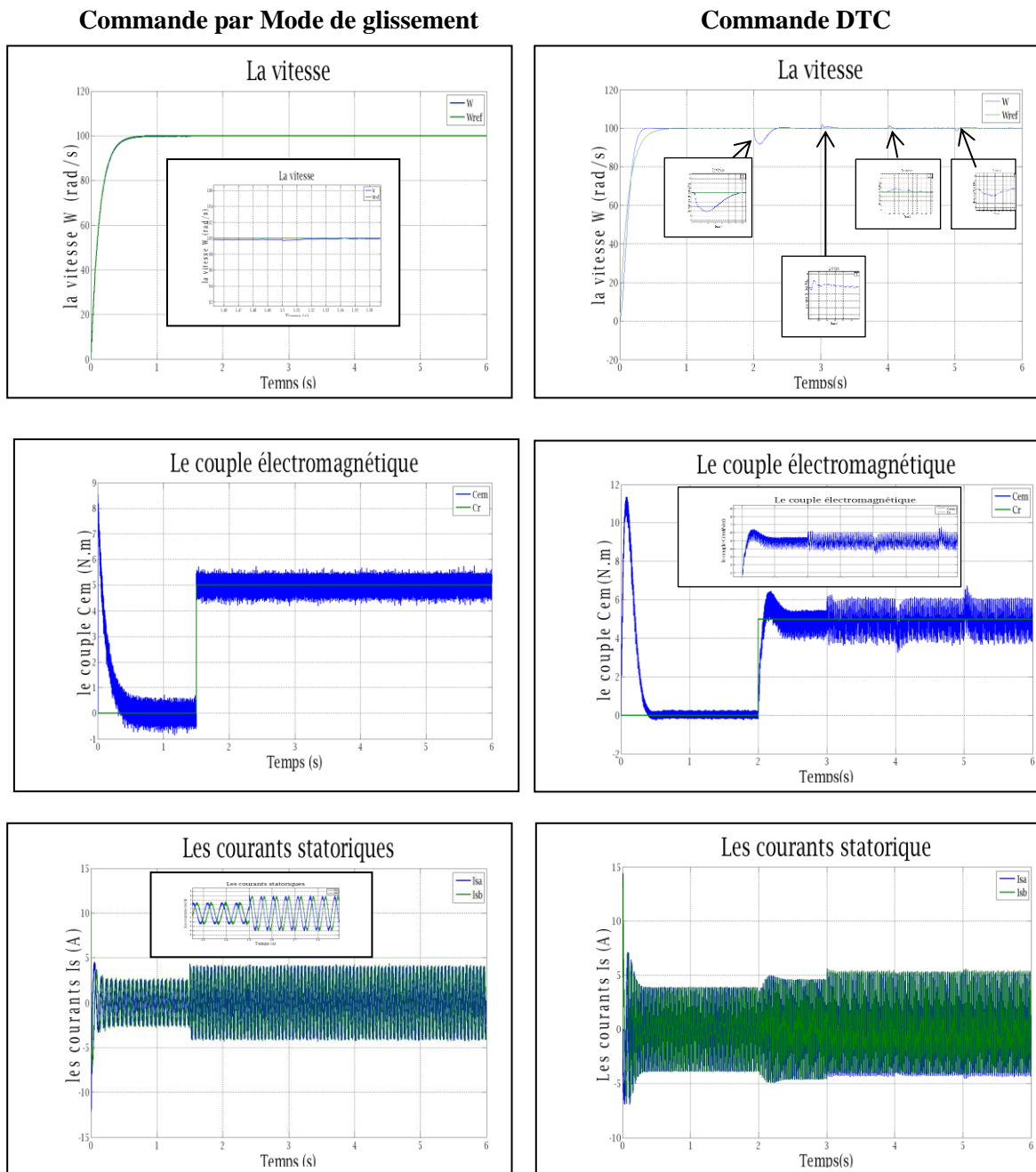


Figure (V.5) : Résultats de simulation des deux méthodes de commandes lors d'une variation paramétrique.

Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuite de la vitesse sont satisfaisantes pour les deux types de commande, mais celles de la commande par mode glissant obtenus sont meilleures (insensibilité envers la variation paramétrique). Comme il est apporté sur le tableau (V.1), des grandes performances souhaitées sont obtenues pour différents régimes de fonctionnement pour la commande par mode glissant.

V.3 Etude comparative

Les différentes commandes citées précédemment à savoir la commande DTC modifié sans capteur de vitesse, la commande par Mode de glissement sans capteur de vitesse ont été simulées pour le cas de la poursuite de la vitesse, du flux et du couple, ainsi que lors des variations paramétriques. Pour un aspect comparatif, les performances de ces différentes méthodes de commande sont groupées et commentés dans le tableau suivant :

Tests Commandes	Poursuite	Transitoires du signal de commande (tensions)	Transitoires du couple	Transitoires des courants	Temps de reponse	Robustesse vis-à-vis des variations de Rr,Rs
DTC	Bonne	Fortes oscillations	Mauvais	Fortes oscillations	Petit	Bonne
Mode de glissement	Très bonne	Faibles oscillations	Bon	Faibles oscillations	Presque nulle	Très bonne

Tableau (V.1): Etude comparative des deux commandes.

Dans le tableau (V.1), nous avons présenté une comparaison entre les deux commandes développées de la machine asynchrone.

Les deux commandes présentent de bonnes poursuites aux références données (vitesse, couple). Les méthodes de commandes DTC sont marquées par les fortes oscillations en transitoires des courants et du couple. Les méthodes de commande par Mode de glissement

présentent l'avantage de faibles oscillations et robustesse, cette technique de commande permet d'obtenir de façons constructives une loi de commande qui assure la stabilité de la machine asynchrone en boucle fermée via une fonction de Lyapunov.

V.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué une méthode d'obtention de la vitesse et de flux de la machine asynchrone utilisant un estimateur en plus d'une étude comparative entre la commande DTC et la commande par mode de glissement sans capteur de vitesse.

Ce chapitre propose une étude comparative entre la commande DTC sans capteur de vitesse et la commande par Mode de glissement. Des tests de robustesse de ces commandes ont été appliqués à la machine telle que la variation de la vitesse, la variation de la charge et la variation paramétrique. Les résultats de simulation obtenus montrent une bonne poursuite de la vitesse et aux valeurs de références correspondantes, ce qui prouve une bonne poursuite de la commande par mode de glissement.

Finalement on peut conclure que la commande par mode de glissement présente de meilleures performances et robustesse par rapport à la commande DTC.

Chapitre VI :

Commande

Neuronale

Directe De

Couple

VI.1. Introduction:

De ce qui précède la DTC modifier présente plusieurs inconvénients, tel que l'obtention d'une fréquence de commutation variable, les ondulations du couple électromagnétique, flux et du courant statorique dans le régime transitoire et permanent, à cause du terme résistif et de l'utilisation des comparateurs à hystérésis, ce qui signifie que le contrôle de l'action sera le même dans toute la gamme d'erreur [25].

Pour cela, on va étudier dans ce chapitre la commande directe du couple basée sur les techniques intelligentes, pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple classique, où la table de sélection est remplacée par un modèle neuronal,

Afin de bien conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de référence durant une période de temps fixe. Cette évaluation est obtenue en utilisant l'erreur du couple électromagnétique, l'erreur du module et l'angle du vecteur flux statorique.

Des simulations numériques sont présentées pour tester les performances des méthodes proposées.

VI.2. Les réseaux de neurones (RN):

Le développement des réseaux de neurones est relativement récent. L'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation du neurone biologique par Warren Mac Culloch et Walter Pitts [90]. Mais il faut attendre les années 80 pour voir émerger véritablement les réseaux de neurones dans le domaine du traitement de l'information, et ceci grâce à la mise au point d'un algorithme d'apprentissage pour les réseaux de neurones à plusieurs couches (utilisant le calcul du gradient par rétropropagation) [26].

Les réseaux de neurones peuvent ainsi être utilisés dans de nombreux domaines, modélisation statique ou dynamique de processus, télécommunications, contrôle de processus industriels [25].

La plupart des applications où les réseaux de neurones ont été utilisés avantageusement mettent en jeu la caractérisation de phénomènes difficiles ou impossibles à décrire à l'aide de modèles de connaissance.

VI .2.1. Les réseaux de neurones artificiels:

Les réseaux de neurones forment un ensemble des fonctions non linéaires, permettant de construire, par apprentissage, une vaste famille de modèles et de correcteurs non linéaires [25].

Un réseau de neurones est un système d'opérateurs non linéaires interconnectés, recevant des signaux de l'extérieur par ses entrées, et délivrant des signaux de sortie, qui sont en fait les activités de certains neurones [26]. Pour les applications considérées dans cette thèse (modélisation et commande à temps discret de la MAS), ces signaux d'entrée et de sortie sont constitués de suites numériques. Les réseaux de neurones ce sont des filtres non linéaires à temps discret, Ils peuvent être statiques (ou non bouclés) ou dynamiques (ou bouclés) [26].

VI .2.1.1. Neurone formel:

Le modèle de neurone formel présenté ici, du à Mac Culloch et Pitts, est un modèle mathématique très simple dérivé d'une analyse de la réalité biologique. On commence par une simple sommation des signaux arrivant au neurone (ces signaux sont communément appelés les entrées du neurone) voir figure (VI .1) [26]. On compare ensuite la somme obtenue à un seuil et on déduit de la comparaison la sortie du neurone. Cette sortie sera par exemple égale à 1 si la somme est supérieure au seuil et à 0 dans le cas contraire [25].

Plus formellement encore, il suffit pour obtenir ce comportement de soustraire le seuil considéré à la somme des entrées [26], et de faire passer le résultat par la fonction de transfert du neurone qui est ici la fonction de Heaviside. Le résultat après transfert est alors la sortie du neurone. Cet enchaînement "sommation" puis "non linéarité" représente finalement les propriétés "physiques" du neurone.

Neurone formel:

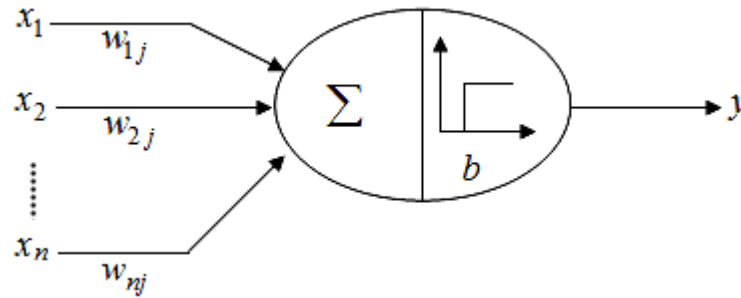


Figure. VI .1: Le neurone formel de Mac Culloch et Pitts

VI.2.1.1.1 Modélisation générale d'un neurone :

D'une façon plus générale, un neurone formel est un élément de traitement possédant n entrées x_1, x_2, \dots, x_n (sont les entrées externes ou les sorties des autres neurones), et une sortie. Son traitement consiste à effectuer à sa sortie y le résultat d'une fonction de seuil f dite aussi fonction d'activation, de la somme pondérée [91].

$$y_j = f\left(\sum_{i=1}^n w_{ij}x_i\right) \quad (\text{VI.1})$$

Où w_{ij} est la pondération (ou poids) associée à la i ème entrée du neurone j .

Parfois, il y a un terme additionnel b_j représentant le seuil interne du neurone, ce terme est considéré comme un poids w_{0j} associé à une entrée constante, l'expression devient donc :

$$y_j = f\left(\sum_{i=1}^n w_{ij}x_i - b_j\right) \quad (\text{VI.2})$$

Les fonctions d'activations représentent généralement certaines formes de non-linéarité.

Différents modèles peuvent être classés suivant la fonction qu'ils utilisent.

VI .2.1.2. Perceptrons multicouches:

Un perceptron est un réseau de neurones artificiel du type *feedforward*, c'est à dire à propagation directe est le plus souvent utilisé dans les applications de commande de systèmes non linéaires [25]. Les neurones cachés sont commandés par les entrées et sont répartis sur une couche mais ne sont pas connectés entre eux ; les neurones de sortie sont uniquement

commandés par les neurones cachés [27], voir la figure. VI .2, l'exemple d' un perceptron à 3 couches. La première est celle des entrées (elle est linéaire et ne fait que distribuer les variables d'entrées). La deuxième est dite couche cachée (couche intermédiaire) et constitue le cœur du réseau de neurones. Ses fonctions d'activation sont du type sigmoïde. La troisième, constituée ici par un seul neurone est la couche de sortie [27]. Sa fonction d'activation est du type linéaire bornée.

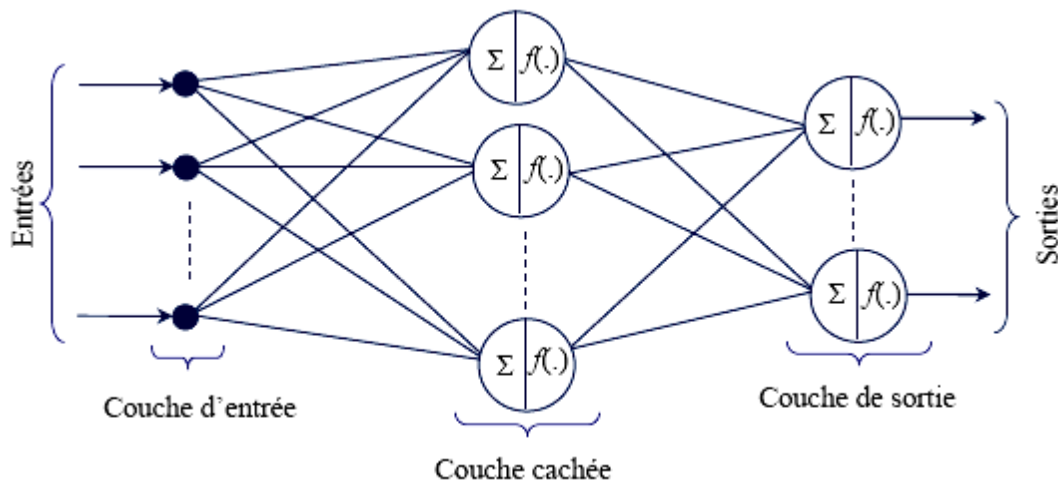


Figure VI .2 : Structure d'un réseau de neurones multicouche à propagation avant

♣ Apprentissage :

L'apprentissage est l'opération qui consiste du réseau de neurones consiste à modifier itérativement les coefficients (poids et biais) en fonction des stimulus présentés à la couche d'entrée de manière à minimiser la fonction de coût, il est subdivisée en deux grandes catégories: apprentissage supervisé ou apprentissage non supervisé.

♣ La rétro propagation :

Les algorithmes d'optimisation de fonction efficaces utilisent en général la différentielle de la fonction considérée (c'est à dire son gradient car elle est à valeurs réelles). Quand les fonctions de transfert utilisées dans les neurones sont différentiables, et quand la fonction distance est aussi différentiable, l'erreur commise par un MLP est une fonction différentiable des coefficients synaptiques du réseau [25][26].

L'algorithme de rétro propagation permet justement de calculer le gradient de cette erreur de façon efficace : le nombre d'opérations (multiplications et additions) à faire est en effet

proportionnel au nombre de connexions du réseau, comme dans le cas du calcul de la sortie de celui-ci. Cet algorithme rend ainsi possible l'apprentissage d'un MLP [27]. Soit le vecteur W contenus les poids synaptiques, m le nombre de sorties du réseau, y_k et d_k les composantes respectives de Y et D sur la sortie k . l'erreur quadrature commise sur l'exemple i est donc :

$$E_w(i) = \frac{1}{2} \sum_{k=1,m} |y_k - d_k|^2 \quad \text{pour } i=1 \text{ à } m \quad (\text{VI.3})$$

Sur l'ensemble d'apprentissage, on a :

$$E_w = \frac{1}{2} \sum_{i=1,m} E_w(i) \quad (\text{VI.4})$$

La rétropropagation est une descente de gradient, qui modifie donc les poids par une quantité proportionnelle à l'opposé du gradient :

$$W_{ij} = -\eta \frac{\partial E}{\partial W_{i,j}} \quad (\text{VI.5})$$

Où η est le pas d'apprentissage.

L'algorithme consiste à calculer un terme d'erreur ε . Propre à chaque neurone et de faire les modifications de poids des couches supérieures vers les couches inférieures. Cette méthode d'apprentissage est la plus utilisée dans l'entraînement des réseaux de neurones, à cause de sans implicite. Cependant, elle présente l'inconvénient d'avoir une convergence très lente [25].

VI .2. Commande neuronale directe du couple (DTNC)

La structure de la commande neuronale directe du couple (DTNC), d' une machine asynchrone est représentée par la figure VI .3.

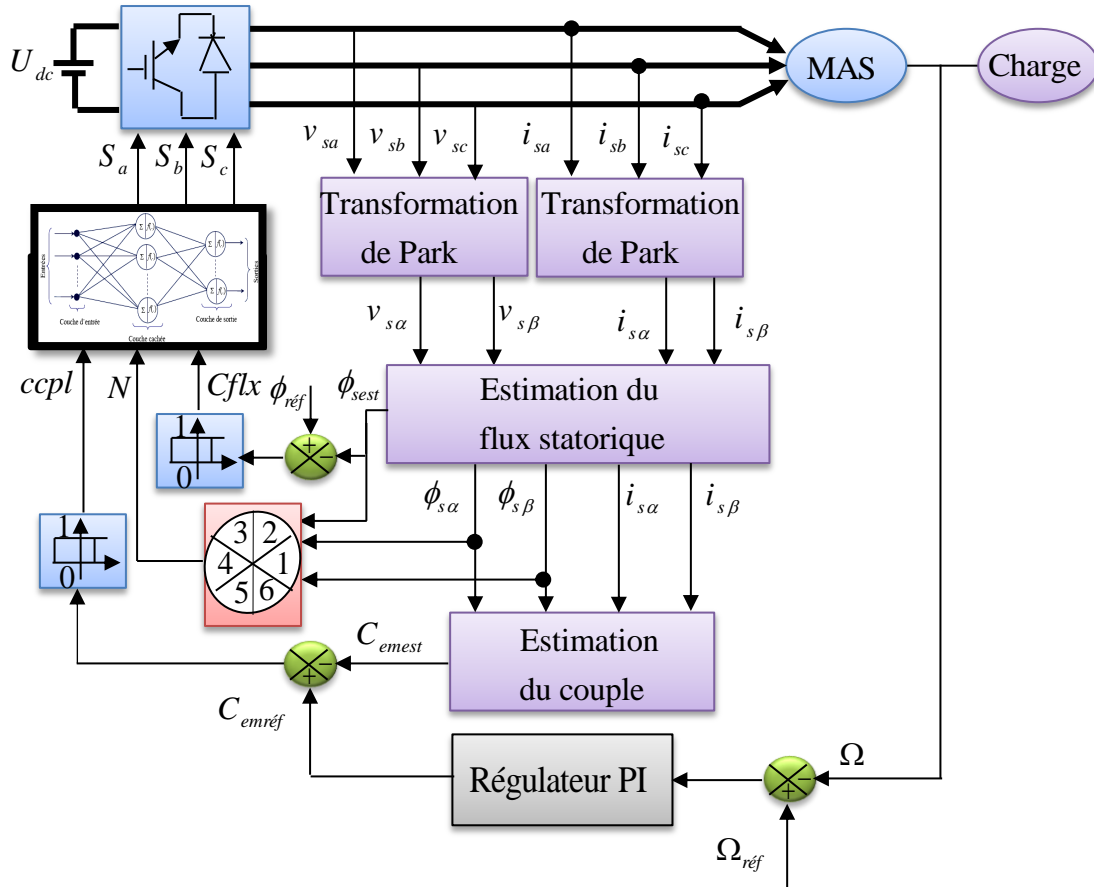


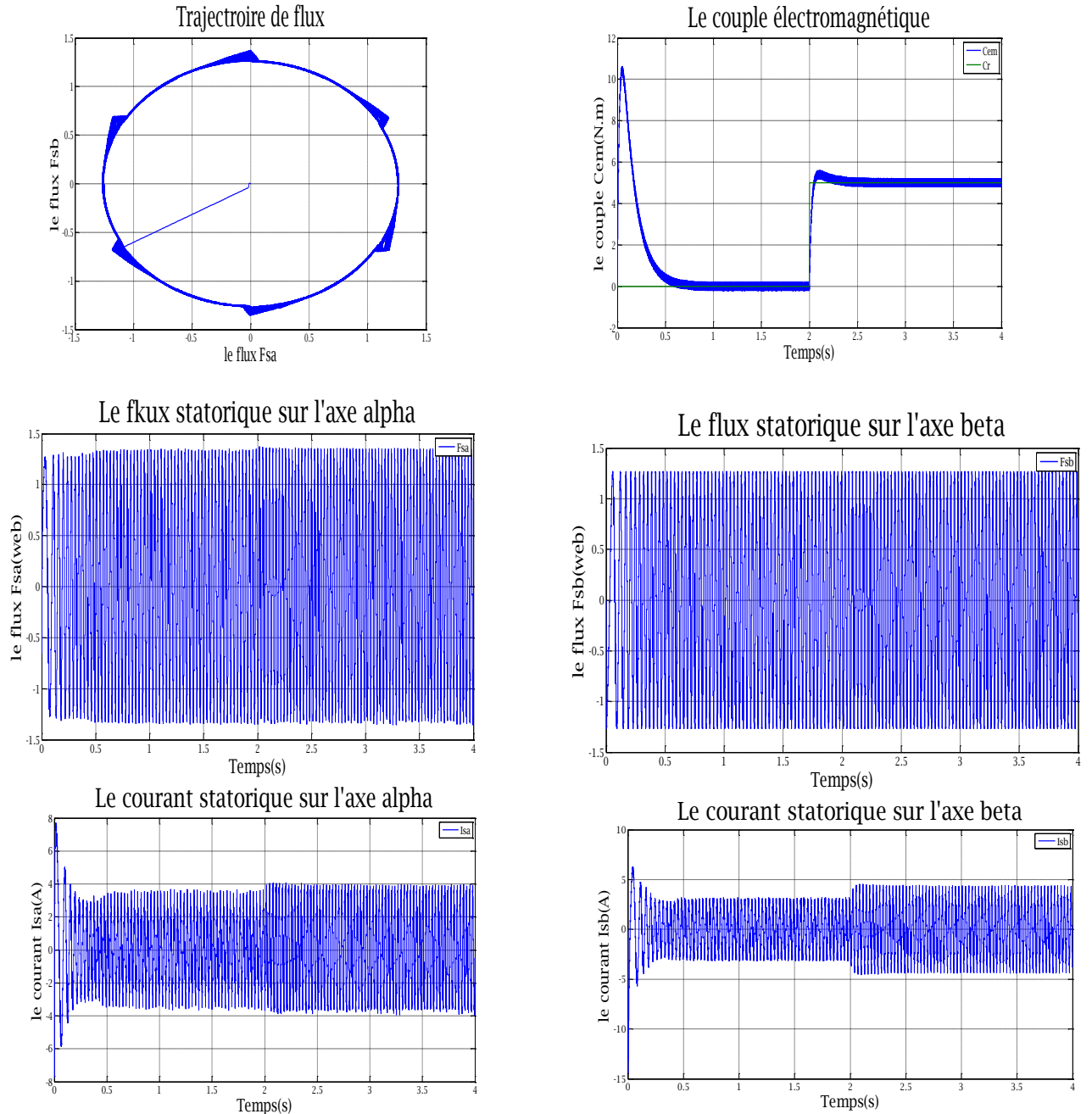
Figure. VI .3. Commande directe du couple d'une MAS basé sur les réseaux de neurones

la table de vérité est remplacé par un modèle neuronal, dont les entrées sont l' erreur de flux $\Delta\phi_s$, de couple ΔC_{em} et l' angle de position den flux statorique θ_s et la sortie est les impulsions permettant la commande des interrupteurs de l' onduleur, pour générer ce contrôleur neuronal par *Matlab/Simulink* ou on à choisi 12 couches cachées et 12 couches de sorties avec les fonctions d' activation respectivement de type '*tansig*' et '*purelin*' ; les résultats obtenus sont les suivantes :

VI.2. 1.Résultats de Simulation:

Les figures ci-dessous représentent la réponse du couple électromagnétique, flux statorique sur les deux axes, du courant statorique et sur les deux axes, la vitesse et le trajectoire de flux

C_r est un échelon de [5] Nm a l'instant $t=2s$,



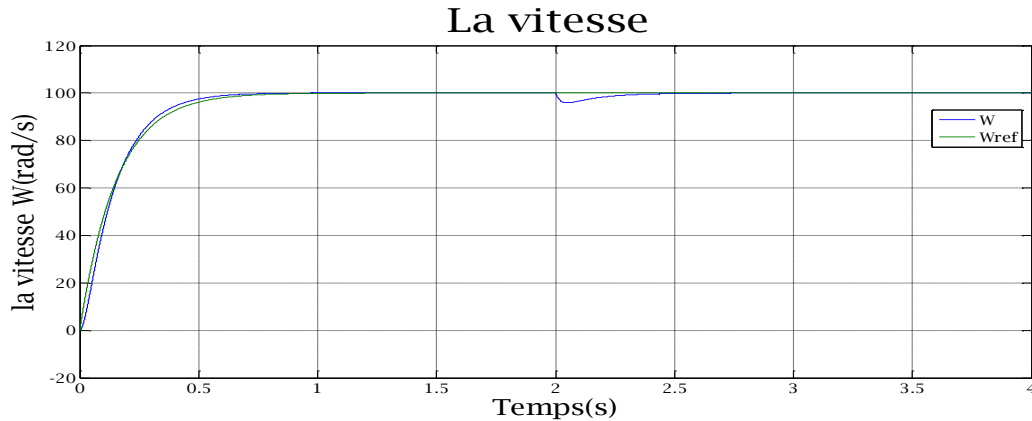


Figure VI.4 : Commande neuronale directe du couple (DTNC)

VI.2.2 Interprétation:

Les figures.VI.4 montre qu'une réponse rapide du couple avec une réduction importante de dépassements par rapport que celles de la DTC .Le flux statorique présente une réponse transitoire lente par rapport au couple, la trajectoire du vecteur flux est circulaire, par conséquent la forme du courant statorique a une forme sinusoïdale avec moins de pics au démarrage ce qui est montré sur la figure.

VI.3. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons exposé l'ensemble une technique intelligente(réseaux de neurones),pour améliorer certaines performances de la commande directe du couple de la machine asynchrone.

Les résultats de simulation ont montré que l'application des réseaux de neurones donne une bonne réponse du couple, mais la réponse de flux statorique présente un régime transitoire un peu lent, dû au fait qu'il n'y a pas une règle générale pour choisir les paramètres du réseau de neurones (le taux d'apprentissage, le nombre de neurones en couche cachée).

Pour sa nous cherchons des autres techniques intelligentes amélioré performances de commande.

Conclusion Générale

Conclusion générale:

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande de la machine asynchrone via trois différentes structures de commande : le réglage par mode glissant sans capteur de vitesse, la commande directe de couple améliorée sans capteur de vitesse, et la commande neuronale directe du couple.

Notre travail commence par la modélisation de la machine à induction. A l'aide des hypothèses simplificatrices, nous avons obtenu un modèle triphasé réduit à son tour à un modèle biphasé plus simple à étudier suite à l'application de la transformée de Park. Le choix des états et du référentiel était selon le besoin du travail. Des simulations ont été effectuées à vide et en charge sur le modèle obtenu montrant l'importance de la commande en boucle fermée pour l'entraînement à vitesse variable.

Dans le deuxième chapitre, nous avons exposé le principe de la commande directe du couple DTC, l'effet des vecteurs tensions actives et nuls sur l'évolution du couple et du module du flux. Nous avons fait une étude des différentes tables de commutation de base (correcteur du couple à deux niveau, trois niveau, avec et sans vecteurs de tension nuls), suivi par l'élaboration d'une table de commutation améliorée contenant 12 secteurs, l'amélioration des performances a été confirmée par simulations. Nous avons également introduit la régulation de la vitesse en boucle fermée en utilisant un régulateur PI.

Pour améliorer la robustesse de système bouclé, nous avons présenté dans la troisième chapitre la commande par mode glissant, ainsi que ses avantages (simplicité de conception, robustesse vis-à-vis des perturbations externes). nous rappelons également le principal inconvénient de ce type de commande à savoir, l'existence de phénomène importante de chattering.

Suite à cette partie, nous avons présenté, en bref des différents types d'estimateurs de vitesse, après on fait un estimateur de la vitesse en boucle ouverte (Modèle Référence adaptative système) MRAS. Ensuite, nous étudions la comparaison entre les deux types de commande.

Les résultats obtenus par la commande DTC modifier sans capteur de vitesse montrent bien une poursuite parfaite ; mais ce dernier est affecté par les variations des paramètres de la machine, ce qui représente l'inconvénient majeur DTC, par contre Les résultats obtenus par la commande de mode glissant sans capteur de vitesse représentant un contrôle parfait de la machine.

Après nous appliquons la commande neuronale directe du couple.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous proposons les perspectives suivantes :

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux ou des convertisseurs matricielles tout en élaborant de nouvelles tables de commutation.
- L'utilisation des contrôleurs flous au lieu des régulateurs d'hystérésis pour le couple à fin de limiter son ondulation.
- L'utilisation d'autres techniques intelligentes comme la commande neurone floue .

Paramètre de la machine:

$R_s = 10$: Résistance du stator (ohm)

$R_r = 6.3$: Résistance du rotor (ohm)

$L_s = 0.4642$: Inductance du stator(H)

$L_r = 0.4612$: Inductance du rotor (H)

$M = 0.4212$: Inductance Mutuelle(H)

$PW = 0.7$: puissance électrique (KW)

PARAMETRES MECANIQUES:

$J = 0.02$: Moment d'inertie(Kg.m²)

$f = 0$: Coefficient de frottement(SI)

PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES:

$Cem\ nominale = 5$ (N*m)

$p = 2$: Nombre de pair de pôle

Annexes

BIOBLOGRAPHIE

- [1] **ben hadda nabil**, « commande direct du couple d'une machine asynchrone » . mémoire d'ingénieur, université de batna, 2003.
- [2] **abdelhamid rahal**, « contrôle direct du couple de la machine asynchrone » université de m'sila 2005.
- [3] **j.chiasson**, « modeling and high performance control of electric machines » *ieee press series on power engineering* © 2005 john wiley & sons.
- [4] : **Abdelhamid RAHAL, Mustapha FEDJIRI** « Contrôle direct du couple de la machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, 2004.
- [5] **c. canudas de wit**, « modélisation contrôle vectoriel et dtc » edition hermes science europe ltd.2000.
- [6] **g.grelet & g.clarc**, « actionneurs électriques : principes/ modèles/ commande » edition eyrolles, paris, ©2000.
- [7] **p.vas**, « sensorless vector and direct torque control » ©1998 oxford science publication.
- [8] **b.amin**, « induction motors, analysis and torque control » © 2001 springer-verlag telos.
- [9] **p.pohjalainen.p. tiitinen et j.lalu**, « the next generation motor control method: direct torque control » *journal epe*, vol.05, n 3, march 1995.
- [10] **v.lovati.m.oberti .m.marchesoni.p.segarich**, « implimentation of a sensorless stator flux oriented asynchrone motor drive with high performances at low speed operation » pesc'96 record . baveno italy; june 1996.
- [11] **i.el hassan**, « commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle direct de couple » *thèse de doctorat. université de toulouse*. mars 1999.
- [12] **lascu, c.; boldea, i.; blaabjerg f**« a modified direct torque control for induction motor sensorless drive » *ieee trans. on ind. applications*, vol. 36, no. 1, janeiro 2000.
- [13] **rezgui salah eddine**, « commande de la machine électrique en environnement matlab/simulink et temps réel; application à la machine asynchrone: commande vectorielle sans capteurs mécaniques svpwm, mode glissant, mras »

[14] **zaghba abdelkarim , titraoui radhouane** « synthèse des lois de commande robuste a structure variable pour une machine asynchrone » mémoire d'ingénieur en électrotechnique, université de m'sila , 2009.

[15] a sliding mode controller for induction motor drives a thesis submitted to national institute of technology, rourkela, for the award of the degree of master of technology in electrical engineering (power control and drives) by pragyanshree parida. 2008/2009.

[16] **chan, c. c., and h. q. wang**, « new scheme of sliding mode control for high performance induction motor drives » iee proc. on electric power applications, vol. 143, no. 3, may 1996, pp 177- 185.

[17] **dunngan, m. w., s. wade, b. w. willams, and x. xu**, « position control of a vector controlled induction machine using slotine's sliding mode control approach » iee proc. on elect. Power appl., vol. 145, no. 3, may 1998, pp. 231- 238.

[18] **M. Boubakir Ahcene** « méthodes de commande par mode de glissement appliquées au bras manipulateur et au système hydraulique ce105 à réservoirs couplés » École Militaire Polytechnique 2007.

[19] **n. yeganefar, m. dambrine et a. kokosy**, « stabilisation pratique par modes glissants pour un système linéaire à retard » conférence internationale francophone d'automatique, cifa 2004, tunisie, 2004.

[20] **v.i. utkin**, « variable structure systems with sliding modes » iee transactions on automatic control, vol, 22, no 2, pp 212-222, 1977.

[21] **v.i. utkin, j. guldner, and j. shi**, « sliding modes control in électromechanical systems » taylor & francis, 1999.

[22] sensorless direct torque control of an induction motor by a tls-based mras observer with adaptive integration maurizio cirrincione, marcello pucci

[23] **m.hadef** « *contrôle direct du couple des machines asynchrone avec et sans capteurs mécaniques* » thèse de magistère, bejaia, novembre 2002.

[24] **benarib abdennour** « commande direct du couple de la mas sans capteur de vitesse » université de m'sila 2011 ,

[25] **k.imarazene** « *application des réseaux de neurones a la commande par élimination d'harmoniques des onduleurs multi niveaux* » thèse magister, enp. alger. juin 2005

[26] **boudjlel ilyes** « la commande "dte" de la machine asynchrone par "rna" en utilisant la co-simulation sur "fpga" » universite de m'sila 2010

[27] **chekroun soufyane** « commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée » enset d'oran 2009.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

SPECIALITE: COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

Proposé et dirigé par: -Mr.BERRABAH Fouad

-Mr. DJERIOUI Ali

Présenté par : -ZIKEM Morad

Thème :

**Etude Comparative Entre La Commande Direct Du Couple
Et La Commande Par Mode De Glissant De La Machine
Asynchrone Sans Capteur De Vitesse**

Résumé:

Ce travail traite l'étude des performances des stratégies des commandes sans capteur de vitesse appliquée au moteur asynchrone associé à un onduleur à deux niveaux. L'objectif principal de ce travail est l'étude et la conception d'une commande par la méthode DTC qui a été appliquée à une machine asynchrone sans capteur de vitesse. Après, on présente des stratégies de la commande par mode glissant appliquées à la commande en vitesse et flux d'une Machine Asynchrone. Nous y avons également introduit un estimateur de vitesse "MRAS" et cela pour remédier aux inconvénients occasionnés par le capteur mécanique de vitesse surtout dans le cas des machines de faible puissance.

L'étude comparative est notre objectif dans cette recherche, et on va faire des tests de robustesse à ces deux techniques et on va illustrer la différence entre eux. La troisième phase a prouvé l'efficacité de la commande de ce système par la technique intelligente DTNC (Commande neuronale directe du couple) car les résultats de simulation obtenus ont montré que le DTNC manifeste des performances statiques et dynamiques satisfaisantes, et une robustesse intéressante vis-à-vis des perturbations extérieures et de la variation paramétrique.

Mots clés :

Machine asynchrone, DTC, Commande par Mode de glissant, MRAS, Réseaux de neurone.

N° d'ordre : CSE-098



Peroit PDF Merger

Extract any pages you need from multiple PDF files and merge them into a new single file. You can do it easily and quickly just by clicking the mouse.

1. Easy to use
2. Perfect PDF Format support
3. High speed

Only \$19.9

visit <http://www.peroit.com> to know more...

PEROIT

SOFTWARE IS ART