Université d'Oran 2 MOHAMED BEN AHMED

IMSI

Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du Diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technique
Filière :Génie Industriel
Spécialité :Inginierie de la Maintenance Industrielle

Commande par mode glissant d'une machine asynchrone

Présenté et soutenu par :
DAHNOUN DJEFFAL IDRIS
BESSEKRI SID AHMED

Devant le jury composé de :

Nom et Prénom	Grade	Etablissement	Qualité
SAIM Zouairi	**MCB**	**IMSI**	**Président**
BELKACEM Belkacem	**MCA**	**IMSI**	**Encadreur**
BOUHAMRI Noureddine	**MCA**	**IMSI**	**Examinateur**

Promotion 2023/2024

DEDICACES

Je remercier Dieu « EL HAMDOU LIALLAH » de m'avoir donné le savoir, la capacité et la volonté pour établir cet ouvrage que » je dédie chaleureusement à

Mes parents et mes grands-parents qui ont su faire de moi ce que je suis maintenant, pour leurs patiences et leur compréhension et surtout pour leurs sacrifices à mon égard.

A toute la famille Dahnoun, ; mes frères ,,.

A mes oncles, et mes tantes.

A mes amies

A mes enseignants sans exception

Dahnoun DJEFFAL IDRIS

DEDICACES

.

A la fin de ce premier chapitre de ma vie, je tien à dédie le fruit de mes études à tous ceux que j'ai de chers au monde :

Mes parents qui ont souffert de moi que je suis maintenant, pour leur patience et leur compréhension et surtout pour leurs sacrifices à mon égard ;

A toute la famille, A ma grande mère, mes tantes, a mes cousine, et a mon binôme pour son aide et sa patience.

BESSEKRI SID AHMED

Remerciements

Après de longues années d'étude et d'efforts ; vient la fin d'un parcours dans lequel nous avons beaucoup appris en réalisant ce travail.

Nous remercions dieu tout puissant de nous avoir donné la force d'atteindre notre but et d'accomplir avec succès notre humble travail ; comme nous tenons à présenter nos sincères et vifs remerciements à toutes les personnes qui ont contribué de loin ou de près à l'élaboration de ce modeste travail.

Merci à :

Notre encadreur MR.BELKACEM Belkacem pour ses conseils illuminés et son aide précieux pour achever notre mémoire.

RESUME : Ce travail présente une technique de commande par mode glissant de la machine Asynchrone(MAS) .
nous avons présenté d'abord le modèle dynamique de la machine ensuite la Commande directe du couple d'une machine asynchrone ,La commande scalaire de la machine asynchrone et Commande vectorielle de la machine asynchrone .puis ,afin Commande par mode glissant .enfin, Les résultats de simulations par Matlab/Simulink .

Mots-clés : commande par mode glissant , machine Asynchrone(MAS), Commande directe du couple, commande scalaire ,Commande vectorielle.

Abstract: This work presents a sliding mode control technique of the Asynchronous machine (MAS).
We first presented the dynamic model of the machine, then the Direct torque control of an asynchronous machine, The scalar control of the asynchronous machine and Vector control of the asynchronous machine. Then, in order to Sliding mode control. Finally, The results of simulations by Matlab/Simulink.

Key Words: sliding mode control, asynchronous machine (MAS), direct torque control, scalar control, vector control

الملخص :

يقدم هذا العمل تقنية التحكم المنزلق للآلة غير متزامن .

قدمنا أولاً النموذج الديناميكي للآلة ثم التحكم المباشر في عزم دوران الآلة غير المتزامنة، ثم التحكم العددي للآلة غير المتزامنة والتحكم المتجه للآلة غير المتزامنة، ومن ثم التحكم عن طريق الوضع المنزلق وأخيراً المحاكاة النتائج

SOMMAIRE

Chapitre I : Etat de l'art de la machine asynchron

I.1Modélisation de la machine asynchrone 2
I.1.1 Introduction 2
I.1.2 Description de la machine 2
I.1.2.1 le stator 3
I.1.2.2 le rotor 3
I.1.2.3 les paliers 3
I.1.3 Hypothèses simplificatrices 3
I.1.4 Modèle de la machine asynchrone triphasé 4
a.Equations électriques 5
b.Equations de flux 6
C.Equations mécaniques 7
I.1.5 Transformation de Park 8
I.1.6Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park 9
a.Equations électriques 9
b.Equations de flux 10
C.Equations mécaniques 10
I.1.7 Choix du référentiel 11
I.1.7.1 Référentiel lié au stator 11
I.1.7.2 Référentiel lié au rotor 11
I.1.7.3 Référentiel lié au champ tournant 11
I.2 conclusion 12

Chapitre II : Stratégies de commande d'une machine asynchrone

II.1. Commande directe du couple d'une machine asynchrone 14

II.1.1 Principe du contrôle de couple 14
a.L'action sur le flux statorique 14
b.L'action sur le couple 15
II.1.2 Description de la structure de contrôle 16
a.Sélection du vecteur de tension Vs 16
b.Estimation du flux statorique 17
c.Estimation du couple électromagnétique 18
d'élaboration du vecteur de commande. 19
II.I.3Table de vérité et schéma d'implantation de la DTC 20
II.2 La commande scalaire de la machine asynchrone 21
II.2.1.2 Principe de la méthode 21
II.3. Commande vectorielle de la machine asynchrone 22
II.3. 1 Principes de la commande vectorielle par orientation de flux 22
II.3. 2 Procédé d'orientation du flux 23
II.3.3 Méthodes du contrôle vectoriel 24
a. Commande directe : 24
b. Commande indirecte 24
c. Commande simplifiée 24
II.3. 4 Les estimateurs de commande 24
a.Le découplage 26
b. Le découplage par compensation 26
II.4 conclusion 28

Chapitre III : Commande par mode glissant de la machine asynchrone

III.1 Introduction 30
III.2 Objectifs de la commande par MG 30
III.3 Systèmes à structure variables 31
III.4 Modes de la trajectoire dans le plan de phase 31
III.5 Commande par modes glissants d'ordre 1 32
III.5.1 Conception de la commande par MG 32
III. 5.2 Principe de la commande par MG 33
III.5.3 Conditions d'existence du MG 34
III.5.4 Commande équivalente 35
III.5.5 Commande discontinue de base 36
III.5.6 Broutement (chattering) 37
III.5.6.1 Solution de couche limite 37

III.5.6.2 Solution par des lois d'approche **40**
III.5.6.3 Solution par des modes glissants d'ordre supérieur **40**
III.6 conclusion……**41**

Chapitre IV : Résultat et SIMULATION

IV.1 INTRODUCTION **43**
IV.2. SIMULATION DE LA CHAINE GLOBALE **43**
IV.2.1. CONTROLE DTC PAR UN REGULATEUR PI 43
IV.3. CONCLUSION **48**

CONCLUSION Générale ……**51**

NOTATIONS et SYMBOLES

Paramètres de modélisation de la MAS		
Rs	*(Ω)*	Résistance statorique par phase
Rr	*(Ω)*	Résistance rotorique par phase
Ls	*(H)*	Inductance cyclique statorique par phase
Lr	*(H)*	Inductance cyclique rotorique par phase
Lm	*(H)*	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor)
ls	*(H)*	Inductance propre d'une phase statorique
lr	*(H)*	Inductance propre d'une phase rotorique
ms	*(H)*	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
mr	*(H)*	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
M	*(H)*	Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phases statorique et rotorique
p	*(–)*	Nombre de paires de pôles
fv	*(N.m.s/rd)*	Coefficient dû aux frottements visqueux de la génératrice
Cem	*(N.m)*	Couple électromagnétique de la génératrice
Repères		
(sa, sb, sc)	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statorique	
(ra, rb, rc)	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques	
(d, q)	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme)	
(α, β)	Axes de référentiel de Concordia/Clarke (repère de Park fixe au stator)	
θsr (rad)	Position angulaire du rotor par rapport au stator	
θ s (rad)	Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d)	
θ r (rad)	Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d)	

Grandeurs électriques liées au stator		
vs a, b, c	*(V)*	Tensions instantanées statoriques triphasées
vs d, q	*(V)*	Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q)
vs α, β	*(V)*	Tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β)
Vs	*(V)*	Module du vecteur de tension statorique
is a, b, c	*(A)*	Courants instantanés statoriques triphasées
is d, q	*(A)*	Courants statoriques diphasées dans le repère (d, q)
is α, β	*(A)*	Courants statoriques diphasées dans le repère (α, β)
Ps	*(W)*	Puissance active statorique
?s	*(VAR)*	Puissance réactive statorique
Grandeurs électriques liées au rotor		
vr a, b, c	*(V)*	Tensions instantanées rotoriques triphasées
vr d, q	*(V)*	Tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q)
vr α, β	*(V)*	Tensions rotoriques diphasées dans le repère (α, β)
Vr	*(V)*	Module du vecteur de tension rotorique
ir a, b, c	*(A)*	Courants instantanés rotoriques triphasées
ir d, q	*(A)*	Courants rotoriques diphasées dans le repère (d, q)
ir α, β	*(A)*	Courants rotoriques diphasées dans le repère (α, β)
Pr	*(W)*	Puissance active rotorique
?r	*(VAR)*	Puissance réactive rotorique
Grandeurs magnétiques liées au stator		
?s a, b, c	*(Wb)*	Flux instantané magnétiques au stator
?s α, β	*(Wb)*	Flux statoriques diphasés dans le repère (α, β)
?s d, q	*(Wb)*	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)
Grandeurs magnétiques liées au rotor		
?r a, b, c	*(Wb)*	Vecteur de flux magnétiques au rotor
?r α, β	*(Wb)*	Flux rotoriques diphasés dans le repère (α, β)
?r d, q	*(Wb)*	Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

*INTRODUCTION G*énérale

La machine asynchrone (MAS) est très appréciée des industriels en raison de sa conception et de son entretien simples, avantages qui remontent à son invention par N. TESLA, lorsqu'il a découvert les champs magnétiques tournants générés par un système de courants polyphasés. Malgré cette simplicité apparente, la machine asynchrone présente une complexité physique notable, due aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. C'est pourquoi elle est utilisée depuis longtemps dans les entraînements à vitesse constante. Aujourd'hui, la machine asynchrone est la plus couramment employée dans l'industrie. Ses principaux atouts sont l'absence de bobinage rotorique (avec une machine à cage), une structure simple, robuste et facile à fabriquer. Elle couvre une gamme de puissance allant de quelques watts à plusieurs mégawatts. Lorsqu'elle est directement connectée au réseau industriel avec une tension et une fréquence constantes, elle fonctionne à une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme, ce qui est appelé le glissement.La première commande qui a était introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupée une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles.

La commande vectorielle est actuellement un domaine de recherche très captivant, couvrant un large éventail allant des faibles puissances aux systèmes de grande puissance. Elle représente une avancée par rapport au contrôle scalaire tout en conservant ses performances lors des phases transitoires. La principale différence entre ces deux approches réside dans le fait que la commande vectorielle nécessite une connaissance précise des paramètres de la machine. Une bonne maîtrise de ces paramètres permet d'optimiser de manière significative la dynamique du contrôle.

De nombreux systèmes réels, y compris les machines électriques, sont souvent soumis à des perturbations extérieures, à des non-linéarités et à des erreurs paramétriques. Il est donc recommandé d'utiliser des algorithmes de commande robuste pour assurer à la fois la stabilisation et le suivi de trajectoire..

La commande à structure variable (CSV), qui est intrinsèquement une forme de commande non linéaire, offre une robustesse notable. Elle repose sur la commutation de fonctions des variables d'état pour créer une variété ou une hyper-surface de glissement. L'objectif est de contraindre la dynamique du système à se conformer à celle définie par l'équation de cette hyper-surface. Lorsque l'état du système reste confiné sur cette hyper-surface, il évolue en régime glissant, ce qui rend sa dynamique insensible aux perturbations extérieures et aux erreurs paramétriques, à condition que les conditions

de régime glissant soient respectées..

En pratique, l'application de cette technique de commande a longtemps été restreinte par les oscillations générées par les commutations, qui pouvaient affecter les grandeurs contrôlées. Toutefois, plusieurs solutions ont été développées pour atténuer ces oscillations, telles que l'augmentation de la fréquence de commutation, l'utilisation d'une commande continue dans une bande autour de la variété de glissement, ou encore la décomposition de la commande en une composante continue à basse fréquence et une commande discontinue à haute fréquence..

Chapitre I : ETAT DE L'ART DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 Modélisation de la machine asynchrone

I.1.1 Introduction

Le moteur asynchrone, aussi appelé moteur à induction, est actuellement le type de moteur électrique le plus répandu dans l'industrie. Sa principale caractéristique est l'absence de contacts électriques glissants, ce qui lui confère une conception simple, robuste et facile à produire. Lorsqu'il est directement relié au réseau industriel avec une tension et une fréquence constante, il fonctionne à une vitesse proche de la vitesse synchrone, ce qui en fait un choix privilégié pour les applications à vitesse constante. En outre, il permet également des entraînements à vitesse variable, et son utilisation dans ce domaine continue de se développer.

Dans ce chapitre, nous commencerons par exposer le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone ainsi que sa transformation en système diphasé. Nous aborderons ensuite les différentes méthodes de commande de cette machine, en détaillant deux approches : la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique et la commande scalaire.

I.1.2 Description de la machine

Une MAS se compose de trois parties principales :
Le stator qui est la partie fixe et est constitué d'empilements de tôles à faible perte, supportant des bobinages triphasés symétriques alimentés en courant alternatif triphasé.
Le rotor la partie mobile qui ne reçoit pas d'alimentation directe et est en court-circuit. Il peut être de deux types
- Bobiné (avec bague).
- En cage d'écureuil.

Les paliers qui constituent la partie mécanique et assurent la rotation de l'arbre moteur.

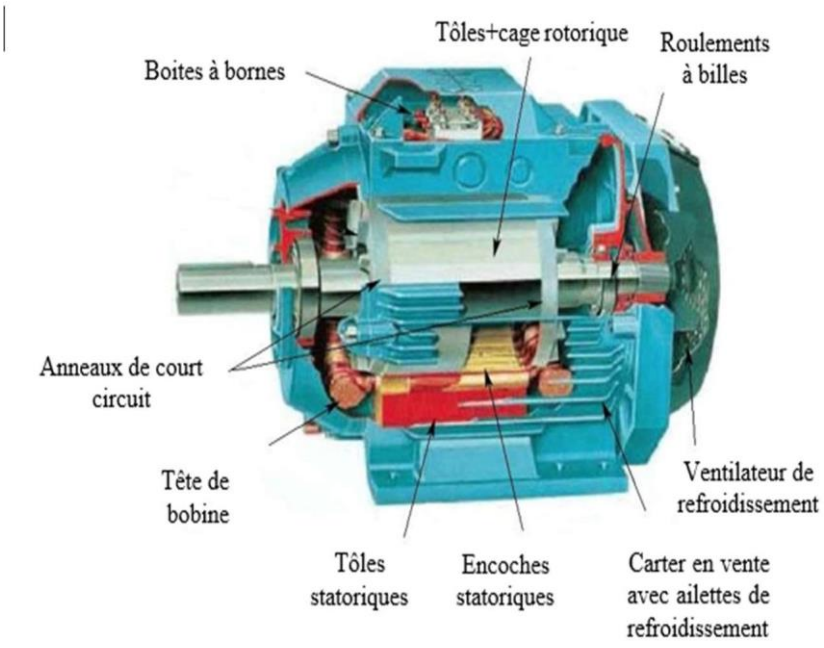


Fig. I.1 **Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil**

I.1.2.1 le stator

Le stator est constitué d'une carcasse en acier abritant un empilage de tôles d'acier formant un cylindre creux. Ces tôles, perforées de trous le long de leur périphérie intérieure, sont généralement isolées les unes des autres par une couche de vernis pour limiter les courants de Foucault. Les trous alignés créent des encoches dans lesquelles sont installés les bobinages triphasés. Les enroulements statoriques, placés dans ces encoches, peuvent être disposés de manière imbriquée, ondulée ou concentrique. L'isolation entre les enroulements et les tôles d'acier est assurée par divers matériaux isolants, adaptés en fonction de l'application de la machine asynchrone.

I.1.2.2 le rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique du rotor est composé d'un empilage de tôles d'acier, généralement fabriquées à partir des mêmes matériaux que ceux utilisés pour le stator. On distingue deux types de rotors : le rotor bobiné et le rotor à cage d'écureuil.

Le circuit magnétique du rotor bobiné contient un enroulement triphasé comparable à celui du stator. Ce bobinage, installé dans les encoches du rotor, se compose de trois enroulements connectés en étoile. Les extrémités libres de ces enroulements sont reliées à des bagues qui tournent avec l'arbre. Grâce à ces bagues et à trois balais, les trois phases sont fournies au rotor. Pour les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres en cuivre insérées dans les encoches. Chaque barre est reliée à ses extrémités par deux anneaux qui créent un court-circuit. Dans le cas des moteurs de petite et moyenne puissance, ces barres et anneaux sont généralement fabriqués à partir d'un seul bloc d'aluminium coulé. **[30]**.

I.1.2.3 les paliers

Les paliers soutiennent et permettent la rotation de l'arbre du rotor. Ils sont composés de flasques en fonte et de roulements à billes, qui sont montés à chaud sur l'arbre. Les flasques sont fixées au carter statorique à l'aide de boulons ou de tiges de serrage. Ensemble, ces éléments — le stator, le rotor et les paliers — constituent la machine asynchrone à cage d'écureuil.

I.1.3 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone (MAS) est très complexe en raison de la répartition de ses enroulements et de sa géométrie spécifique, ce qui rend difficile une analyse détaillée de sa configuration exacte. Pour simplifier l'analyse, il est donc nécessaire d'adopter certaines hypothèses :

- L'entrefer est considéré comme constant, et l'effet d'encoche est négligé.

- Les résistances des enroulements rotoriques et statoriques ne varient pas avec la température.

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont considérés comme négligeables.

- On suppose que la force électromotrice (f.m.m) générée par chaque phase des deux armatures est répartie de manière sinusoïdale, et que la machine est parfaitement symétrique.

I.1.4 Modèle de la machine asynchrone triphasé

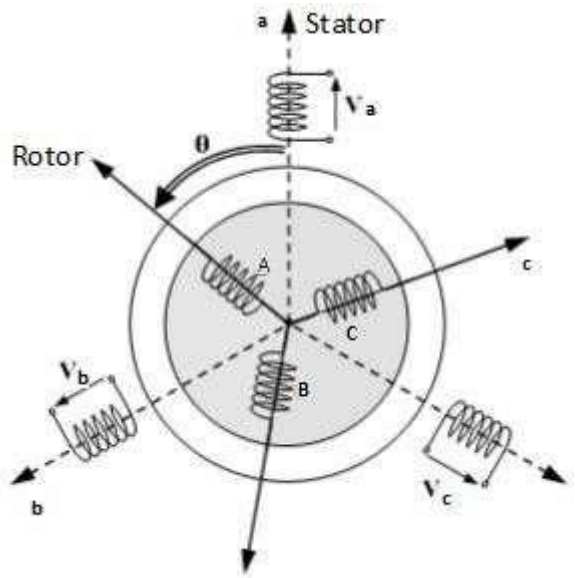


Fig. I.2 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

La MAS triphasée est représentée schématiquement par:

- trois enroulements statoriques fixes décalés de120° dans l'espace et traversés par troiscourants variables.
- trois enroulements rotoriques identiques décalés dans l'espace de 120°. Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle.

θ est l'angle électrique entre l'axe de première phase statorique et la première phase rotorique. En prenant en compte les hypothèses simplificatrices citées précédemment, les équations qui décrivent le fonctionnement de la machine sont :

a.Equations électriques

En tenant compte des hypothèses précédemment établies, les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent être exprimées sous forme matricielle en appliquant la loi d'Ohm,comme suit :

- pour le stator :

$$\begin{cases} V_a = R_a I_a + \dfrac{d[\Phi_a]}{dt} \\ V_b = R_b I_b + \dfrac{d[\Phi_b]}{dt} \\ V_c = R_c I_c + \dfrac{d[\Phi_c]}{dt} \end{cases} \qquad \text{(I.1)}$$

- pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = V_A = R_A I_A + \dfrac{d[\Phi_A]}{dt} \\ 0 = V_B = R_B I_B + \dfrac{d[\Phi_B]}{dt} \\ 0 = V_C = R_C I_C + \dfrac{d[\Phi_C]}{dt} \end{cases} \qquad \text{(I.2)}$$

Les équations (I.1) (I.2) peuvent se mettre sous la forme matricielle :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \dfrac{d[\Phi_s]}{dt} \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \dfrac{d[\Phi_r]}{dt} \end{cases} \qquad \text{(I.3)}$$

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \qquad (I.4)$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix}$$

La matrice des résistances $R\,s$ où sont regroupées les résistances de chacune des phasesstatoriques, se met sous la forme suivante :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix}$$

La matrice des résistances $R\,r$, où sont regroupées les résistances de chacune des phases rotoriques, semet sous la forme suivante :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_A & 0 & 0 \\ 0 & R_B & 0 \\ 0 & 0 & R_C \end{bmatrix}$$

V_a, V_b, V_c	Tensions instantanées aux homes des enroulements statoriques
V_A, V_B, V_C	Courants instantanés Bans les phases des enroulements statoriques.
R_a	Resistance statorique de la phase a.
R_A	Resistance rotorique de la phase A.
a , b , c	Flux totalisés instantanés traversant les enroulements statoriques.
A , B , C	Flux totalisés instantanés traversant les enroulements rotoriques.

b.Equations de flux

Directement sous forme matricielle :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M][I_s] \end{cases}$$

Dans l'équation (I.4) nous devons définir les matrices d'inductances

$$[\boldsymbol{L_s}] = \begin{bmatrix} \boldsymbol{L_{aa}} & \boldsymbol{M_{ab}} & \boldsymbol{M_{ac}} \\ \boldsymbol{M_{ba}} & \boldsymbol{L_{ab}} & \boldsymbol{M_{bc}} \\ \boldsymbol{M_{ca}} & \boldsymbol{M_{cb}} & \boldsymbol{L_{cc}} \end{bmatrix}$$

$$[\boldsymbol{L_r}] = \begin{bmatrix} \boldsymbol{L_{AA}} & \boldsymbol{M_{AB}} & \boldsymbol{M_{AC}} \\ \boldsymbol{M_{BA}} & \boldsymbol{L_{AB}} & \boldsymbol{M_{BC}} \\ \boldsymbol{M_{CA}} & \boldsymbol{M_{CB}} & \boldsymbol{L_{CC}} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & cos\,\theta & cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & cos\,\theta \end{bmatrix} \text{(I.5)}$$

L_{aa} L'inductance propre de la phase a.
L_{ab} L'inductance mutuelle entre la phase *a* et *b* .
$[M_{sr}]$ La matrice des inductances mutuelles entre stator et rotor.
M La matrice des inductances mutuelles maximales entre stator et rotor, par exemple
θ L'écart angulaire entre deux phases, statorique et rotorique correspondant.

C.Equations mécaniques

L'équation électrique est influencée par la position angulaire du rotor en raison des interactions entre le stator et le rotor. Il est donc crucial de connecter cette équation à l'équation mécanique quirégit la position angulaire du rotor. En appliquant le principe fondamental de la dynamique au rotor, on peut exprimer l'accélération du rotor en fonction du couple électromagnétique et du couple de charge :

$$\begin{cases} \boldsymbol{J\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v\Omega - C_r} \\ \boldsymbol{\Omega = \frac{d\theta}{dt}} \\ \boldsymbol{C_{em} = p[I_s]^T \frac{d}{d\theta}[M_{sr}][I_r]} \end{cases} \textbf{(I.6)}$$

Avec J représente le moment d'inertie de la machine étudiée, Ω sa vitesse mécanique du rotor, C_{em} son couple électromagnétique, f_v son frottement visqueux et C_r son couple de charge appliqué à la machine.

L'équation (I.6) lie la vitesse rotorique à la position du rotor. Les paramètres J , fv et $C\,r$ dépendent directement de la machine étudiée et de sa charge.

Les relations (I.7) donnent un récapitulatif des équations électriques et mécaniques qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone à cage

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \\ [\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \\ [\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M][I_s] \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_{em} - f_v\Omega - C_r) \\ C_{em} = p[I_s]^T \frac{d}{d\theta}[M_{sr}][I_r] \end{cases} \quad \textbf{(I.7)}$$

I.1.5 Transformation de Park

La transformation de Park commence par remplacer le moteur triphasé par un moteur biphasé équivalent. On passe ainsi d'un système triphasé fixe à un système biphasé fixe, où les grandeurs restent sinusoïdales. Ensuite, on passe à un repère tournant à la vitesse du champ statorique, dans lequel les grandeurs électriques deviennent continues.

Cette transformation implique de nombreuses opérations mathématiques et nécessite l'accès à tous les paramètres de la machine (résistances, inductances, flux). La transformation inverse, également réalisable, permet de reconstituer les courants alternatifs statoriques dans lemoteur triphasé.

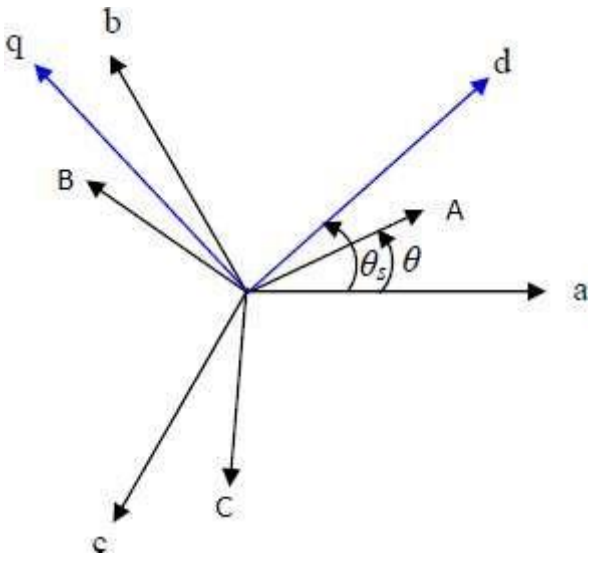


Fig. I.1 Repère de Park.

Les grandeurs statoriques et rotoriques seront alors exprimées dans un même repère (axedirect d et axe en quadrature q).

La transformation de Park est définie comme suit:

$$\begin{pmatrix} X_d \\ X_q \end{pmatrix} = p(\theta) \begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix}$$

Où X peut être un courant, une tension ou un flux. Les termes Xd , Xq représentent les composantes longitudinales et transversales des variables statorique tensions, courants, flux et inductances. θ représente la position du rotor **[8].**
La transformation de Park définie par la matrice de rotation [p (θ)] est donnée sous la forme suivante :

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

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

En appliquant la transformée de Park pour chaque vecteur défini précédemment (tension, courant, flux), en remplaçant dans la matrice de Park θ par θ_s pour les équations du stator et θ par θ_r pour celles du rotor, on obtient :

a.Equations électriques

- *Pour le stator :*

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt}\Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases}$$

- *Pour le rotor :*

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}\Phi_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}\Phi_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} \end{cases}$$

Avec :

$\omega r = \omega s - \omega$

ωr :pulstation de glissement

ωs : $vitesse\ du\ champ\ tournant$

ω : $vitesse\ relative\ du\ rotor$

b.Equations de flux

pour le stator

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases}$$

Pour le rotor

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases}$$

C.Equations mécaniques

Afin de concevoir le modèle complet il faut ajouter nécessairement l'équation mécanique caractérisant le mode lent de la machine. Le couple électrique, fourni par la machine et l'équation mécanique de mouvement s'exprime comme suit :

$$\boldsymbol{J\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v\Omega - C_r}$$

Avec :

$C_{em} = P(\Phi_{ds}L_{qs} - \Phi_{qs}I_{ds})$ ou bien $C_{em} = \frac{3}{2}P(\Phi_{ds}L_{qs} - \Phi_{qs}I_{ds})$

On peut aussi, on utilisant les flux rotoriques obtenir:

$$C_{em} = P\frac{M}{L_r}(\Phi_{dr}L_{qs} - \Phi_{qr}I_{ds})$$

I.1.7 Choix du référentiel

L'analyse analytique du moteur asynchrone à l'aide des composantes de Park requiert l'utilisation d'un référentiel qui simplifie au mieux les expressions analytiques. Trois types de référentiels sont pertinents à cet effet, et le choix du référentiel dépend du problème spécifique étudié.

I.1.7.1 Référentiel lié au stator

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation, Il est caractérisé par:

$$\begin{cases} \theta_s = 0 \\ \theta_r = -\theta \end{cases}$$

Alors :

$$\begin{cases} \dfrac{d}{dt}\theta_s = 0 \\ \dfrac{d}{dt}\theta_r = -\dfrac{d}{dt}\theta = -\omega \end{cases}$$

I.1.7.2 Référentiel lié au rotor

$$\begin{cases} \theta_s = 0 \\ \theta_r = \theta \end{cases}$$

Alors :

$$\begin{cases} \dfrac{d}{dt}\theta_s = 0 \\ \dfrac{d}{dt}\theta_r = \dfrac{d}{dt}\theta = \omega \end{cases}$$

I.1.7.3 Référentiel lié au champ tournant

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé lorsque la fréquence de l'alimentation est constante, et à fréquence variable lors de petites perturbations autour d'un régime donné, ce type de référentiel est caractérisé par les équations :

$$\begin{cases} \theta_s = \omega_s t \\ \theta_r = g w_{s\,t} \end{cases}$$

Alors :

$$\begin{cases} \dfrac{d}{dt}\theta_s = \omega_s \\ \dfrac{d}{dt}\theta_r = g\omega_s = \omega_s - \omega = \omega_r \end{cases}$$

Dans notre étude nous avons choisi le référentiel (d-q) lié au champ tournant, Les relations (I.24) donnent un récapitulatif des équations électriques et mécaniques qui régissent sur le modèle de la machine asynchrone à cage dans un repère de Park

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} \\ \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \\ J\dfrac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v\Omega - C_r \\ C_{em} = P\dfrac{M}{L_r} = (\Phi_{dr} L_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \end{cases}$$

I.2 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons réalisé la modélisation de la machine asynchrone en nous appuyant sur la théorie de Park. L'objectif principal de cette transformation est de simplifier les problématiques liées au modèle triphasé. Les résultats obtenus par simulation confirment la validité du modèle de Park pour décrire le comportement d'un démarrage direct sur un réseau standard. Cependant, il est important de noter que la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse varial

Chapitre II : STRATEGIE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

II.1. Commande directe du couple d'une machine asynchrone

II.1.1 Principe du contrôle de couple.

a. L'action sur le flux statorique

Le flux statorique dans un repère attaché au stator est exprimé par l'équation suivante :

(2.1)

$$\phi_{s=} \int_0^t (V_S - R_S . i_S) dt$$

Sur une période de contrôle [0, Te], correspondant à un intervalle d'échantillonnage Te, l'expression (2.1) peut être formulée comme suit :

$$\phi_s = \phi_{s0} + V_s T_e - \int_0^t R_s i_s dt$$

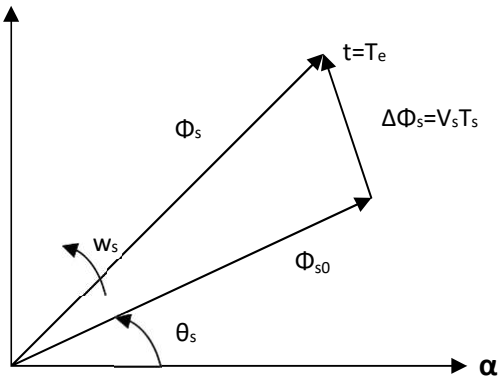
(2.2)

Pour simplifier, nous supposons que le terme peut être négligé par rapport à la tension Vs, ce qui est valable lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée. En partant de l'équation (2.1), on obtient :

$$\frac{d\phi_s}{dt} = V_s \quad (2.3)$$

$$\Delta\phi_s = \phi_s - \phi_{s0} = V_s T_e$$

On observe que, sur l'intervalle de temps [0, Te], l'extrémité du vecteur ϕ_s se déplace le long d'une droite dont la direction est déterminée par Vs (voir figure II.1).



FigureII.1 Evolution du flux statorique dans le plan (α,β).

En sélectionnant une séquence appropriée pour le vecteur Vs sur des intervalles de temps successifs de durée Te, il est possible de faire suivre une trajectoire spécifique à l'extrémité du vecteur ϕ_s.

Cela permet de maintenir un modèle de flux ϕ_s. pratiquement constant, à condition que l'extrémité de ϕ_s.

suive une trajectoire presque circulaire, si la période Te est beaucoup plus petite que la période de rotation du flux statorique Ts

Lorsque le vecteur de tension Vs est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux \(\varphi\) est déterminée par$\frac{d\phi s}{dt}$, qui est pratiquement équivalente à Vs.

La figure II.2 illustre trois directions possibles pour le vecteur de flux ϕ_s. On peut observer que si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, l'amplitude du déplacement de son extrémité reste constante

En revanche, lorsque Vs est inclinée par rapport à la perpendiculaire du flux $\phi_s$il y a un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux, avec une diminution (ou augmentation) de son amplitude, comme le montre la figure II.2.

De plus, si le vecteur de tension est nul, la "vitesse" de déplacement de l'extrémité du flux peut être nulle ou même négative.

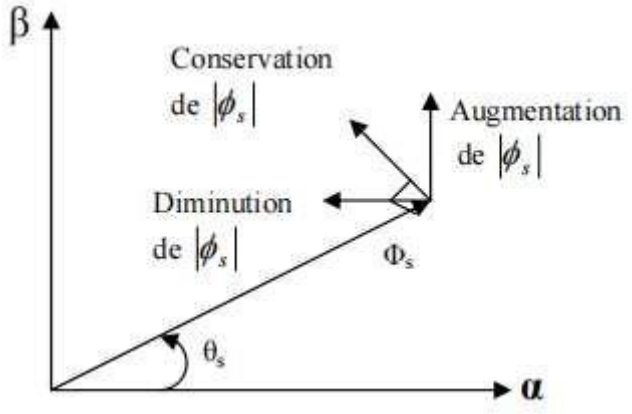


Figure II.2 : Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension V_s

b.L'action sur le couple

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des vecteurs de flux du stator et du rotor.

$$Ce = \frac{P.M}{\sigma.L_s.L_r}|\phi_s||\phi_r|\sin\varphi_{sr}$$

(2.5)

Où : θ_{sr} est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

Selon l'équation vectorielle du rotor de la machine dans un repère lié au stator (voir chapitre I, équation (1.31)), il est possible d'établir une relation entre les flux statorique et rotorique comme suit :

$$\frac{d\phi_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma.T_r} - jW_m\right).\phi_r = \frac{M}{\sigma.T_r.L_s}\phi_s$$

Dans cette relation, on observe que le flux rotorique reflète le comportement du flux statorique, mais avec un retard correspondant à une constante de temps égale à $\sigma.T_r$

En supposant que, grâce à son réglage, l'amplitude de ϕ_s est maintenue dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence, l'amplitude de $\phi_r$restera également approximativement constante lorsque le flux est stabilisé dans la machine. L'équation (2.6) permet donc de conclure que le réglage du couple peut être réalisé en ajustant l'angle θ_{sr}

II.1.2 Description de la structure de contrôle

a.Sélection du vecteur de tension V_S

Une sélection adéquate des vecteurs de tension V_s parmi(S_a, S_b, S_c) permet de déplacer le vecteur de flux ϕ_s tout en maintenant constante son amplitude. Le choix de V_s dépend alors de la variation désirée pour le module du flux statorique ϕ_s du sens de rotation de ϕ_s ainsi que de l'évolution souhaitée pour le couple

Ainsi, nous pouvons définir l'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel (S) en le subdivisant en six zones (N=i), avec i [1,6], basées sur les composantes du flux dans le plan (α,β)comme illustré sur la figure II.3.

Lorsque le vecteur de flux ϕ_s se trouve dans une zone numérotée N=i, le contrôle du flux et du couple peut être réalisé en sélectionnant l'un des quatre vecteurs de tension disponibles.

Il s'agit des vecteurs V_{i-1}, $V_{i-2,}$ $V_{i-3,}$ V_{i-4}, V_{i-5} illustrés sur la figure II.3. Dans toute la zone (N=i) traversée par le vecteur de flux statorique, la fonction du vecteur de tension Vs sélectionné demeure constante, à savoir :

Si V_{i+1} (pour $i \leq 5$ sinon V_{i-5}) est sélectionné alors	ϕ_s	croit et *Ce* croît.
Si V_{i+5} (pour $i \leq 1$ sinon V_{i-1}) est sélectionné alors	ϕ_s	croit et *Ce* décroît.
Si V_{i+2} (pour $i \leq 4$ sinon V_{i-4}) est sélectionné alors	ϕ_s	décroît et *Ce* croît.
Si V_{i+4} (pour $i \leq 2$ sinon V_{i-2}) est sélectionné alors	ϕ_s	décroît et *Ce* décroît.

Peu importe le sens de variation du couple ou du flux dans une zone de position N=i, les vecteurs de tension Vi et V_{i-3} ne sont jamais utilisés, car ils pourraient soit augmenter, soit diminuer le couple en fonction de la position du flux ϕ_s dans le secteur i selon la zone N=i

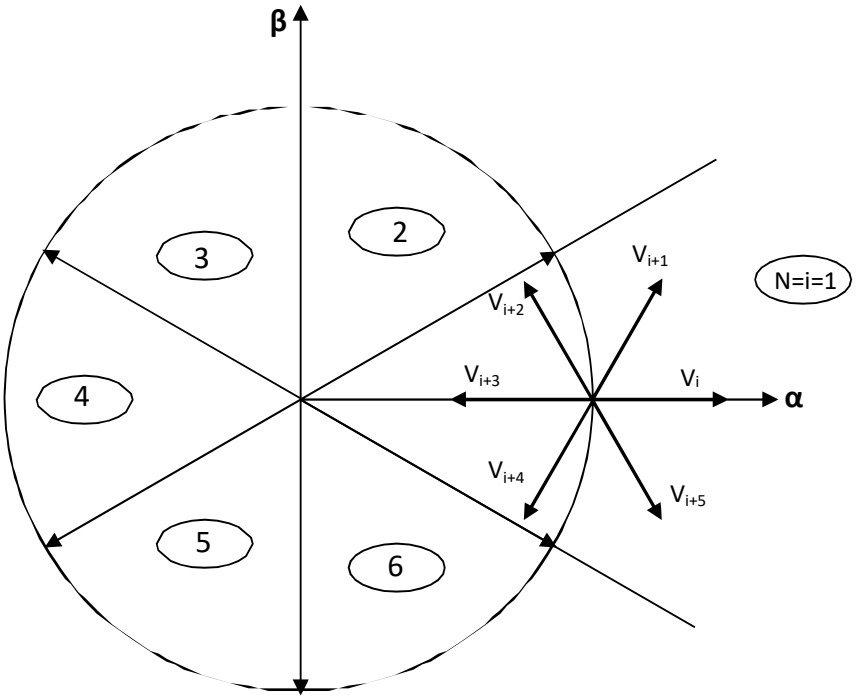


Figure II-3 : Sélection du vecteur tension V_s

b.Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être effectuée en utilisant les mesures des courants et des tensions statoriques de la machine.

En se basant sur l'équation (2.1) :

$$\phi_{s=} \int_0^t (V_s - R_s . i_s) dt$$

On obtient les composantes α, β du vecteur ϕ_s :

$$\phi_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \qquad (2.7)$$

$$\begin{cases} \phi_{sa} = \int_0^t (V_{sa} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \qquad (2.8)$$

Les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$sont obtenues à partir des commandes (Sa, Sb, Sc) en mesurant la tension U0 et en appliquant

la transformation de Concordia.

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \tag{2.9}$$

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} \; u_f \left[S_\alpha - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} u_f (S_b - S_c) \end{cases} \tag{2.10}$$

De même des courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, sont obtenir à partir de la mesure des courants réel i_{sa}, i_{sb} et i_{sc} ($i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$) et par application de la transformation de *Concordia* :

$$i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \tag{2.11}$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \tag{2.12}$$

$$|\phi_s| = \sqrt{\phi^2{}_{s\alpha} + \phi^2{}_{s\beta}} \tag{2.13}$$

c.Estimation du couple électromagnétique

A partir des flux statoriques $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$, et les courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, on peut mettre l'expression du moment du couple sous la forme :

$$C_e = P\left(\phi_{S\alpha} . i_{s\beta} - \phi_{s\beta} . i_{s\alpha}\right)$$

d'élaboration du vecteur de commande.

II.I.2.d.1 Le correcteur de flux.

Son objectif est de maintenir l'extrémité du vecteur ϕ_s dans une couronne circulaire, comme le montre (la figure II.4)

La sortie du correcteur doit indiquer le sens de variation du module de ϕ_s afin de sélectionner le vecteur de tension approprié.

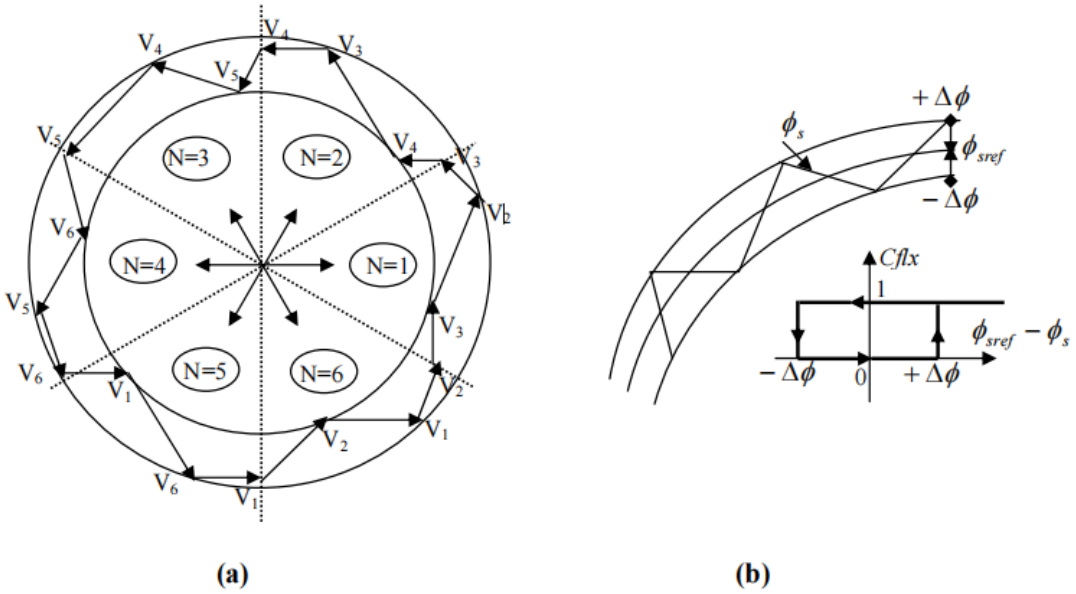
Pour cela, un correcteur à hystérésis à deux niveaux est parfaitement adapté et permet également d'obtenir d'excellentes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne Cflx, indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx, = 1)) ou diminuée (Cflx, = 0) pour maintenir :

$$\left|\phi_{sref} - \phi_s\right| \leq \Delta\phi_s$$

avec

ϕ_{sref}: la consigne de flux,

$\Delta\phi_s$:la largeur d'hystérésis du correcteur.



(a) (b)

Figure II.4

II.I.2.d.2 Le correcteur de couple.

Le rôle du correcteur de couple est de maintenir le couple à une valeur souhaitée de manière à ce que :

$$\left|Ce_{ref} - Ce\right| \leq \Delta Ce$$

avec : Ce_{ref} la référence de couple .

ΔCe la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant, contrairement au contrôle du flux, le couple peut être positif ou négatif en fonction du sens de rotation de la machine.

Deux solutions possibles sont :

- un correcteur à hystérésis à trois niveaux,

- un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

II.I.3Table de vérité et schéma d'implantation de la DTC

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables *cfx*, *ccpl* et de la zone *Ni* de la position deϕ_s . Elle se présente donc sous la forme suivante :

Table de commande.

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur
Cfx=1	*Ccpl*=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux
	Ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	Ccpl=- 1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux
Cfx=0	*Ccpl*=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux
	Ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	Ccpl=- 1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux

TABLE I: Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple.

On sélectionne l'un des vecteurs nuls V0 ou V7. Cela interrompt la rotation du flux, entraînant une diminution du couple Ce. On alterne entre V0 et V7 pour minimiser le nombre de commutations de l'onduleur.

La structure du contrôle direct de couple est résumée ci-dessous :

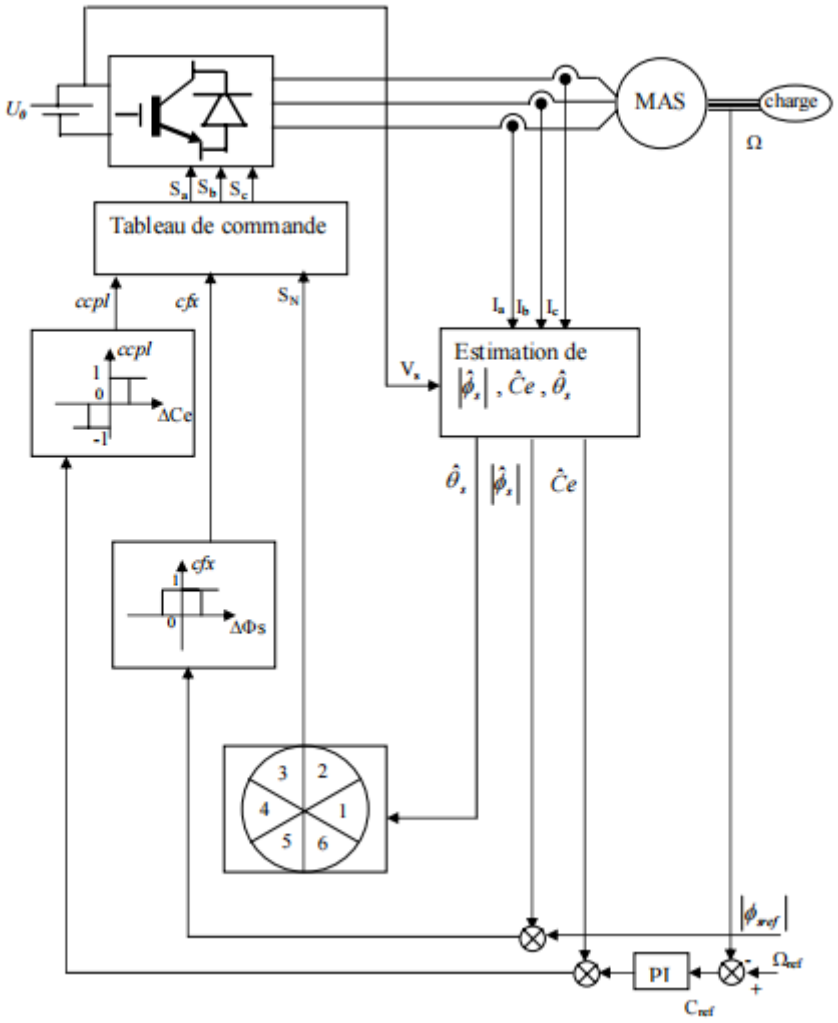


Figure II.5 schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

la figure II.5 représente la stratégie de commande directe de couple d'une machine asynchrone.

Le choix approprié des largeurs de bande des hystérésis pour les comparateurs de flux et du couple est crucial pour optimiser les performances de la Commande Directe du Couple (DTC). En effet, une bande d'hystérésis large entraîne des variations plus importantes des grandeurs à contrôler, tandis qu'une bande étroite (fréquence élevée) peut mettre à rude épreuve les interrupteurs de puissance et, par conséquent, la machine elle-même. De plus, même si l'écart par rapport aux grandeurs contrôlées (flux ou couple) dépasse la bande permise, le changement de séquence peut encore être influencé par les autres phases du flux.

II.2 La commande scalaire de la machine asynchrone

En règle générale, la commande scalaire est largement utilisée dans les systèmes en boucle ouverte. Elle est particulièrement adaptée aux applications où le principal besoin est de régler la vitesse du moteur tout en offrant une commande efficace, rentable et facile à mettre en œuvre. Ce type de contrôle est surtout approprié pour des performances moyennes des machines asynchrones **[1].**

II.2.1.2 Principe de la méthode

Pour ajuster la vitesse sans modifier le couple, il est nécessaire de maintenir le flux de la machine constant, ce

qui peut se faire soit en imposant un rapport tension/fréquence, soit en utilisant un contrôle auto-adaptatif qui régule la fréquence et le courant statorique(I_{ds}, I_{qs}). Dans notre étude, nous avons choisi la commande en courant plutôt que la commande en tension, car cette dernière dépend des paramètres de la machine. Nous utilisons donc un modèle où les courants statoriques (I_{ds}, I_{qs}). et la vitesse de glissement (ω_r) sont considérés comme des variables de commande, le couple résistant (C_r) comme une perturbation, et les flux rotoriques (Φ_{dr}, Φ_{qr}) ainsi que la vitesse mécanique (Ω) comme variables d'état **[5].**

La forme générale de l'équation d'état est uniforme et s'écrit de la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \qquad \text{(I.28)}$$

II.3. Commande vectorielle de la machine asynchrone

De nombreuses applications industrielles nécessitent un contrôle précis du couple, de la vitesse et/ou de la position, ce que la commande scalaire, avec ses performances limitées, ne peut pas offrir.

La gestion des machines asynchrones requiert le contrôle à la fois du couple et du flux. Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe et ne s'apparente pas à celle des machines à courant continu, où la force magnétomotrice de l'induit forme un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur. Ainsi, le couple dépend du produit entre le flux inducteur et le courant induit. En maintenant le flux inducteur constant, le couple devient directement proportionnel au courant d'induit, ce qui permet un découplage entre flux et couple. Ce découplage confère aux machines à courant continu un avantage considérable par rapport aux machines à courant alternatif : une plus grande simplicité dans la commande et le réglage de la vitesse. **[4] [6] [7] [9]**.

II.3. 1 Principes de la commande vectorielle par orientation de flux

Le principe de la commande vectorielle repose sur l'idée de traiter la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation séparée, et cela se manifeste de deux manières **[3]:**

- Le couple et le flux sont contrôlés de façon indépendante.
- Les conditions optimales pour la production du couple sont maintenues tant en régime permanent qu'en régime transitoire.

Lors de la modélisation de la machine asynchrone dans un référentiel associé au champ tournant, les champs statoriques, rotoriques et d'entrefers se déplacent à la vitesse de ce référentiel (d-q) par rapport au stator.

L'orientation de l'un de ces trois champs le long de l'axe «d» du référentiel est au cœur du principe de la commande vectorielle. Grâce à la transformation de Park, nous pouvons établir un modèle analogue à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. En orientant le flux de manière à le rendre colinéaire avec l'axe «d» du champ tournant, la composante Ids du courant statorique détermine l'amplitude du flux. Si cette composante est maintenue constante, le couple est uniquement contrôlé par le courant en quadrature Iqs. Ainsi, l'enroulement le long de l'axe «q» produit le couple, ce qui est équivalent à l'induit de la machine à courant continu, et doit donc être exempt de flux sur cet axe.

Ainsi, nous pouvons conclure que le fonctionnement de la machine asynchrone à cage est comparable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, avec une décomposition du courant statorique en :

- Un courant magnétisant Ids, responsable de la génération du flux.
- Un courant actif Iqs, responsable de la production du couple.

II.2. 2 Procédé d'orientation du flux

La méthode du flux orienté repose sur la sélection du repère de référence. Selon la vitesse assignée au repère (d-q), on distingue trois types de référentiels **[30][12].** En choisissant un repère associé au champ tournant, il en résulte que le flux à orienter (qu'il soit rotorique, statique ou d'entrefer) doit être aligné avec l'axe «d».

La commande par orientation du flux peut se faire par orientation de l'un de ces trois

Par le flux rotorique avec les conditions : $\Phi_d r = \Phi_r \; et \; \Phi_q r = 0$
Par le flux statorique avec les conditions : $\Phi_d = \Phi_s \; et \; \Phi_q = 0$
Par le flux d'entrefer avec les conditions : $\Phi_d m = \Phi_m \; et \; \Phi_q m = 0$

L'avantage de la technique à flux orienté est de permettre la création d'un variateur de vitesse où le flux et le couple sont contrôlés de manière indépendante, par les composantes du courant statorique Ids et Iqs, respectivement.

Les résultats des études précédentes **[9]** ont démontré que l'orientation du flux rotorique est la plus simple à mettre en œuvre. Dans cette section, nous allons appliquer la technique d'orientation du flux rotorique pour contrôler la machine asynchrone à cage.

Nous avons constaté que l'expression du couple électromagnétique en régime transitoire, dans un repère (d-q), s'exprime comme un produit croisé entre le courant et le flux. Reprenons donc l'écriture du couple électromagnétique.

$$C_{em} = P\frac{M}{L_r}(\Phi_{d_r} I_{q_s} - \Phi_{q_r} I_{d_s})$$

Et en appliquant la commande par orientation de flux rotorique ($\Phi_{d_r} = \Phi_r \; et \; \Phi_{q_r} = 0$) lecouple s'écrit alors :

$$C_{em} = P\frac{M}{L_r}\Phi_r I_{q_s}$$

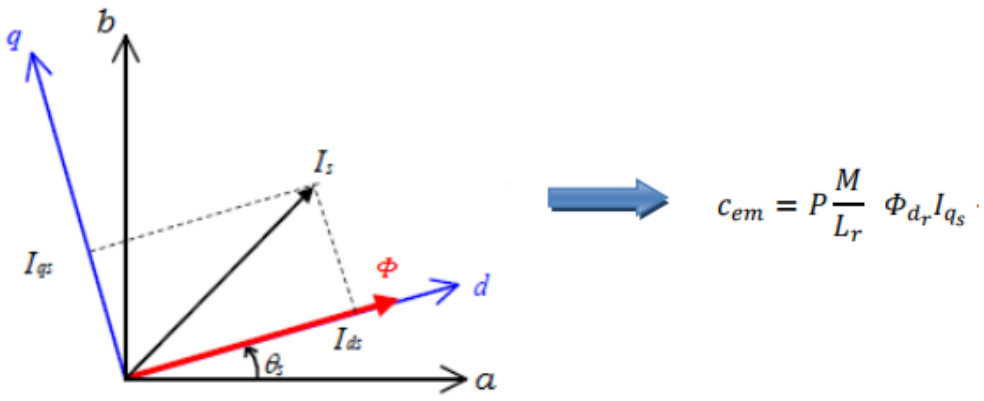


Fig. II.6 Principe d'orientation du flux rotorique

II.3.3 Méthodes du contrôle vectoriel

Il existe trois méthodes de commande vectorielle directe, indirecte et simplifiée :

a. Commande directe :

Ce type de contrôle nécessite de connaître en permanence le module et la phase du flux. Une première approche consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs placés dans l'entrefer, permettant ainsi de déterminer l'amplitude et la phase. Cependant, ces capteurs sont exposés à des conditions extrêmes (température, vibrations, etc.), et leurs mesures peuvent être affectées par des bruits liés à la vitesse dus aux encoches **[2],** ce qui nécessite un filtrage à fréquence variable. Bien que cette méthode permette de concevoir une commande vectorielle entièrement découplée (flux et couple), l'installation de capteurs de flux augmente les coûts de fabrication.

b. Commande indirecte

Dans ce cas, le flux n'est pas régulé, ce qui rend inutiles les capteurs de flux, les estimateurs et les observateurs. Nous n'avons donc pas de connaissance précise du module et de la phase du flux rotorique, ce qui nécessite une mesure de la position rotorique. Bien que cette méthode soit plus simple, elle offre des performances inférieures par rapport au contrôle direct, en raison de sa sensibilité aux variations de la constante de temps rotorique. En revanche, l'avantage de cette approche réside dans le fait qu'elle nécessite peu de temps de calcul pour le microprocesseur.

c. Commande simplifiée

Cette commande vise à rendre le modèle de la machine asynchrone linéaire et similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Cela nous permet d'utiliser des techniques de commande modernes réservées aux systèmes linéaires, tout en réduisant la complexité de l'algorithme de contrôle, ce qui entraîne également une diminution des coûts de mise en œuvre.

Dans le cadre de ce projet, nous traiterons la commande vectorielle simplifiée, avec pour objectif de réduire la complexité de la réalisation pratique.

II.3. 4 Les estimateurs de commande

Les grandeurs d'état ou de sortie nécessaires pour la commande des machines électriques sont souvent difficilement accessibles, que ce soit pour des raisons techniques (comme le flux) ou en raison de coûts élevés (pour la vitesse et la position). Par conséquent, elles sont souvent estimées à partir des grandeurs déjà mesurées, telles que le courant et la tension.

Estimation de fluxrotorique

En utilisant l'équation du flux rotorique :

$$\Phi_r = L_r I_{d_\mathbf{r}} + M I_{d_S} \qquad \text{(I.)}$$

On tir l'expression du courant $I_{d_\mathbf{r}}$ à partir de l'équation :

$$R_r \; I_{d_r} + \frac{d}{dt}\Phi_r = 0$$

On aura donc, l'expression de flux

$$\Phi_r = L_r\left(-\frac{1}{R_r}\frac{d}{dt}\,\Phi_r\right) + MI_{d_s}$$

L'équation peut être réécrite en utilisant la notation de Laplace « *s* »

$$\widetilde{\Phi_r} = \frac{M}{1+T_r s} I_{d_s}$$

Avec : T_r : Constante de temps rotorique de la machine.

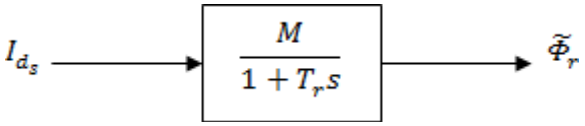


Fig. II.7 Estimateur de flux

Et le courant magnétisant :

$$\widetilde{I_\Phi} = \frac{\widetilde{\Phi_r}}{M}$$

Donc :

$$\widetilde{I_\Phi} = \frac{I_{d_s}}{1+T_r s}$$

ou

$$\widetilde{\Phi_r} = M\widetilde{I_\Phi}$$

II.3.4Estimation de la pulsation

L'estimation de ω_s est donnée par l'équation suivante : $\tilde{\omega}_s = p\Omega + \tilde{\omega}_r$ sachant que $\Phi_{qr} = 0$, par conséquent $\Phi\, qr = 0$

A partir de l'équation :

$$\omega_r \phi_r + R_r I_{qr} = 0$$

On peut ecrire :

$$\widetilde{\omega_r} = -\frac{R_r I_{qr}}{\Phi_r}$$

On tir l'expression de $I_{q\mathrm{r}}$ à partir de l'équation:

$$L_r I_{qr} + MI_{qs} = 0$$

Finalement, ω_r est estimée par la relation suivante :

$$\widetilde{\omega_r}=\frac{M}{T_r\widetilde{\Phi}_r}I_{qs}$$

Avec :

$\widetilde{\omega_r}$: Pulsation estimée.
r : Le flux rotorique estimé

a.Le découplage

L'objectif du découplage est de restreindre l'influence d'une entrée à une seule sortie. Cela nous permet de modéliser le processus comme un ensemble de systèmes monovariables fonctionnant en parallèle. Plusieurs techniques sont disponibles, notamment le découplage par retour d'état, le découplage statique et le découplage par compensation, que nous allons explorer **[11].**

b. Le découplage par compensation

Les expressions des tensions et des flux peuvent être utilisées directement pour effectuer la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension. Cependant, les tensions Vds et Vqs influencent à la fois les courants Ids et Iqs impactant ainsi le flux et le couple. Il est donc essentiel de procéder à un découplage pour modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes monovariables évoluant en parallèle, garantissant ainsi que les commandes soient indépendantes.

- La tension Vds permet de contrôler le courant I_Φ (Ids) et, par conséquent, le flux.
- La tension Vqs permet de contrôler le courant Iqs et, par conséquent, le couple.

À partir des équations des tensions statoriques et rotoriques ainsi que des flux mentionnés (équations ()) et de celles des estimateurs, nous pouvons dériver les équations de découplage suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s[1 + (T_r + T_s)s + \sigma T_r T_s s^2]I_\Phi - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s(1 + \sigma T_s s)I_{qs} + L_s \omega_s (1 + \sigma T_r s)I_\phi \end{cases}$$

Avec :

Tr : Constante de temps rotorique de la machine $Tr = \frac{Lr}{Rr}$

T_s : Constante de temps statorique de la machine $T_S=\frac{Ls}{Rs}$

I_Φ : : Le courant magnétisant

$$I_\Phi = \frac{\Phi_r}{M} = \frac{Ids}{1 + Trs}$$

On pose :

$$\begin{cases} e_{d=+\sigma L_s \omega_s} \\ e_{q=-L_s \omega_s (1+\sigma T_r s) I_\Phi} \end{cases}$$

Le découplage est possible par l'introduction de deux nouvelles variables e_d et e_q.Ladynamique du stator est alors représentée à partir des équations suivantes:

$$\begin{cases} U_{ds} = R_s[1 + (T_r + T_s)s + \sigma T_r T_s s^2] I_\Phi \\ U_{qs} = R_s(1 + \sigma T_s s) I_{qs} \end{cases}$$

Donc, on définit, deux nouvelles variables de commande U_{ds} et U_{qs} afin d'assure ledécouplage entrée-sortie tel que :

$$\begin{cases} U_{ds} = V_{ds} + e_d \\ U_{qs} = V_{qs} + e_q \end{cases}$$

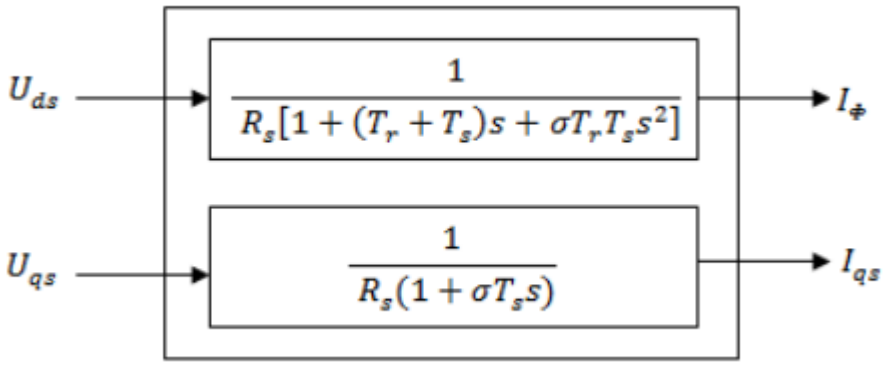


Fig II.8: Commande découplée (expression de I_Φ et I_{qs}).

On pose :

$$\begin{cases} F_\Phi(S) = \dfrac{1}{R_s[1 + (T_r + T_s)s + \sigma T_r T_s s^2]} \\ F_q(s) = \dfrac{1}{R_s(1 + \sigma T_s s)} \end{cases}$$

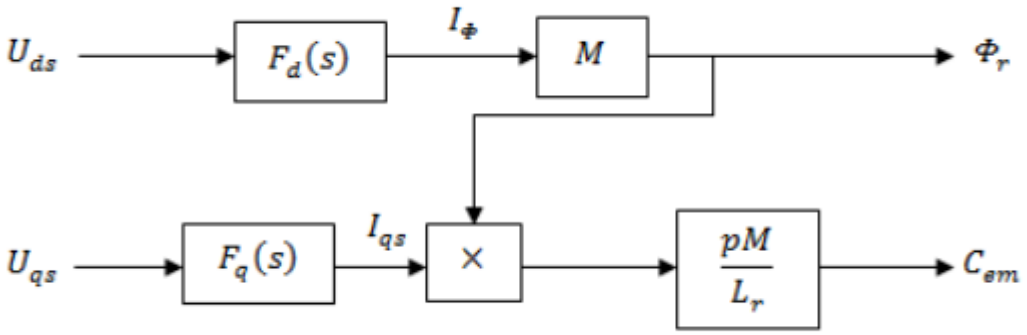


Fig II.9:Commande découplée (expression de r et e).

II.4 Conclusion

Le principe du contrôle direct du couple, exposé dans ce chapitre, offre une solution prometteuse aux défis de robustesse et de dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté des machines asynchrones. Ce type de contrôle permet d'obtenir un couple de haute performance, sans nécessiter de capteur mécanique pour mesurer la position du rotor ou la vitesse de la machine.

Chapitre III : Commande par mode glissant de la machine asynchrone

III.1 Introduction

En général, de nombreux systèmes, notamment les machines électriques, sont confrontés non seulement à des perturbations extérieures telles que les variations de charge, mais aussi à des non-linéarités comme les frictions et l'hystérésis, ainsi qu'à des perturbations paramétriques **[14].**

Les régulateurs PID fournissent des résultats satisfaisants pour les systèmes linéaires à paramètres constants. Cependant, pour les systèmes non linéaires, les méthodes de commande classiques peuvent se révéler insuffisantes, notamment en raison de leur manque de robustesse face aux exigences strictes en matière de vitesse et de caractéristiques dynamiques. Dans ces cas, il est nécessaire d'utiliser des lois de commande capables de résister aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non-linéarités. L'emploi d'algorithmes robustes, capables de gérer les non-linéarités et les perturbations, est donc recommandé tant pour la régulation que pour le suivi de trajectoire**[15]** .Une approche efficace est l'utilisation de commandes à structure variable avec régime glissant

Cependant, le système en boucle fermée ne suit pas parfaitement la surface de glissement en raison de la commande discontinue, qui engendre du chattering. Ce phénomène altère la stabilité, la qualité du suivi de trajectoire, et sollicite excessivement les actionneurs. Pour atténuer ce problème et garantir un contrôle efficace de la vitesse et du flux de la machine, diverses solutions ont été proposées. Parmi celles-ci, la méthode de la couche limite (boundary layer) remplace la fonction "sign" de la loi de commande par une approximation continue avec un gain élevé, près de la surface de glissement **[16, 17],** et saturée en dehors de ce voisinage. En conséquence, le régime glissant S ne reste plus strictement confiné à la surfacede glissement), mais se situe plutôt dans un voisinage proche de celle-ci. Dans ce cas, le système est considéré comme étant en régime pseudo-glissant. Ces méthodes, tout en réduisant le chattering, compromettent la robustesse de la commande. Elles sont paramétrées par une constante positive (μ) ajustée pour atteindre un équilibre entre la réduction du chattering et le maintien de la robustesse. Plus est faible, plus l'approximation se rapproche de la fonction sign, ce qui améliore la robustesse mais au détriment de la réduction du chattering.

Une autre solution est d'utiliser une commande par modes glissants d'ordre deux, appliquant l'algorithme du twisting pour garantir que la surface de glissement et sa dérivée convergent vers l'origine en un temps fini. Cette méthode a constitué un domaine de recherche majeur pour de nombreux chercheurs.

Dans ce chapitre, une stratégie de contrôle latéral pour une machine asynchrone à cage est présentée, basée sur une commande par modes glissants d'ordre supérieur, en particulier l'algorithme du twisting, afin de minimiser le phénomène de chattering. Cette approche est utilisée pour le contrôle de la vitesse dans les états sain et défaillant.

III.2 Objectifs de la commande par MG

L'objectif de la commande par modes glissants (MG) peut se résumer en deux points essentiels :

•Synthétiser une surface S(x, t) de manière à ce que toutes les trajectoires du système suivent le comportement souhaité en termes de suivi, régulation et stabilité.

•Déterminer une loi de commande u(x, t) (ou loi de commutation) capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et de les y maintenir.

III.3 Systèmes à structure variables

Lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé adopte de manière discontinue deux ou plusieurs expressions, on fait appel à la notion de système à structures variables. Cela conduit aux définitions suivantes :

• Définition 1

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure évolue pendant son fonctionnement. Il se distingue par la sélection d'une structure et d'une logique de commutation qui permettent au système de passer d'une structure à une autre à tout moment. En outre, un tel système peut acquérir des propriétés inédites qui ne sont pas présentes dans chacune des structures individuelles **[13].**

•Définition 2

Un système est qualifié de structure variable s'il peut être représenté par des équations différentielles de la forme suivante :

$$\dot{x} = \begin{cases} f1(x) & si\ la\ condition\ 1\ est\ vérifié \\ \vdots & \vdots \\ fn(x) & si\ la\ condition\ n\ est\ vérifié \end{cases}$$

où: fi

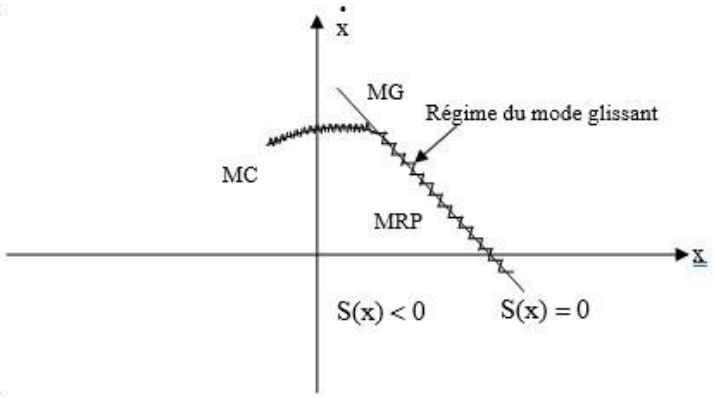
les fonctions appartiennent à un ensemble de sous-systèmes et i ∈ [1, n] .

Par conséquence, les systèmes à structures variables sont caractérisés par le choix d'une

fonction et d'une logique de commutation.

III.4 Modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de commande par modes glissants (MG) vise à guider la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et à la maintenir sur cette surface en utilisant une logique de commutation appropriée jusqu'à atteindre le point d'équilibre. Cette trajectoire se compose de trois parties distinctes **[18].**



FigureIII.1: Différents modes de trajectoire dans le plan de phase

•Mode de convergence (MC):

pendant lequel la variable à réguler se déplace depuis n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation S(x) = 0 et l'atteint en un temps fini. Ce mode est défini par la loi de commande et le critère de convergence.

•Mode de glissement (MG):

durant lequel la variable d'état atteint la surface de glissement et converge vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est déterminée par le choix de la surface de glissement S(x) = 0 .

•Mode de régime permanent (MRP):

Il est inclus pour analyser la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il évalue la qualité et la performance de la commande, et est particulièrement utilisé pour l'étude des systèmes non linéaires.

III.5 Commande par modes glissants d'ordre 1

La commande par mode glissant d'ordre 1 (SMC) est une technique de régulation qui utilise une structure variable, capable de changer et de basculer entre deux états en fonction d'une logique de commutation spécifique, notée S(x). L'objectif de cette commande est de forcer le système à atteindre et à maintenir une surface définie, appelée surface de glissement, jusqu'à ce qu'il atteigne l'équilibre. Ce processus se déroule en deux phases : d'abord, la convergence vers la surface, puis le maintien du système le long de cette surface (voir figure).

III.5.1 Conception de la commande par MG

Les avantages de la commande par mode glissant (MG) sont nombreux et significatifs, tels que la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité d'implantation, et l'invariance, ce qui la rend particulièrement adaptée aux systèmes dont le modèle est imprécis. Dans ce contexte, il est souvent préférable de définir la dynamique du système pendant la phase de convergence. Ainsi, la structure d'un contrôleur se compose généralement de deux parties : une partie continue qui représente la dynamique du système pendant le mode glissant et

une partie discontinue qui gère la dynamique durant la phase de convergence. Cette dernière est cruciale dans la commande non linéaire, car elle sert à éliminer les effets des imprécisions et des perturbations sur le modèle. La conception de la commande se déroule en trois étapes principales, chacune étant étroitement liée aux autres :

•choix de la surface;

•établissement des conditions d'existence de la convergence;

•détermination de la loi de commande.

III. 5.2 Principe de la commande par MG

La modélisation mathématique de la commande à structure variable, lorsqu'elle est formulée dans le cadre de la théorie des équations différentielles, conduit à des équations différentielles de la forme indiquée dans les références **[19] et [20].**

$$\dot{x}(t) = F(x,t,u) = \dot{f}(x,t) + B(x,t).u(x,t)$$

Ou

x: vecteur d'état $\in R^n$,

f: vecteur de fonctions de x et t $\in R^n$,

B: matrice de fonctions de x et t $\in R^{n\times m'}$,

u:vecteur de commande$\in Rm'$,

F: fonction continue par morceaux, ayant des discontinuités sur une surface S,
m'et n : rang de la fonction avec $m' \neq n$

Ainsi, la surface S(x) représente le comportement dynamique souhaité pour le système. J.J. Stoline **[21]** propose une forme d'équation générale pour définir la surface de glissement, garantissant que la variable converge vers sa valeur désirée**[21] .**

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

Avec :

$e(x) = x_{ref} - x$

où

e(x): écart de la variable à régler,

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

r: degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître lacommande.

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

Après le choix de la surface "S", le vecteur de commande" u " dont chaque composante ui subit une discontinuité sur Si(x)=0, est donné par **[22], [23]:**

$$\begin{cases} u_i(x) = u_i^+ & si\ S_i(x) > 0\ pour\ i = 1,2,\dots m \\ u_i(x) = u_i^- si & si \quad S_i(x) < 0\ pour\ i = 1,2,\dots m \end{cases}$$

L'équation (4.4) indique que la variation du vecteur de commande u dépend du signe de la surface S(x) . La surface définie par S(x) = 0 est appelée surface de commutation, où la commande devient indéterminée.

III.5.3 Conditions d'existence du MG [24]:

Après la conception de la surface de commutation, un autre aspect crucial est d'assurer l'existence du mode de glissement. Ce problème d'existence est similaire à un problème de stabilité généralisée. La méthode de Lyapunov, en particulier la seconde, offre un cadre approprié pour cette analyse. En effet, la stabilité de la surface de commutation requiert le choix d'une fonction scalaire généralisée de Lyapunov V(x,t) qui doit être définie positive. C'est la première condition de convergence nécessaire pour que les dynamiques du système convergent vers les surfaces de glissement. La fonction de Lyapunov est définie comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2}\, S^2(x)$$

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

$$\dot{S}(x).S(x) < 0$$

Cette inégalité fondamentale, appelée condition d'existence, est utilisée pour aborder le problème de la synthèse des systèmes à structure variable. Elle permet ainsi de déterminer les paramètres de réglage nécessaires.

Tant que l'équation est vérifiée, la dynamique du système sur S(x) ainsi que sa stabilitésont indépendantes de la fonction f(x, t) . Elles dépendent uniquement des paramètres définis pour la surface choisie. Cela explique pourquoi ces lois de commande restent invariantes face aux perturbations affectant la partie commande.

D'autre part, comme indiqué précédemment , le mode de glissement est présent lorsque les commutations se produisent continuellement entre umax et umin Dansce cas, la valeur de la grandeur de commande doit être spécifiée précisément et est appelée « grandeur de commande équivalente » ueq Cela établit la condition d'existence du mode glissant **[27].**

$$u_{min} \leq u_{eq} \leq u_{max}$$

III.5.4 Commande équivalente

Un vecteur de commande équivalente, noté ueq est défini par les équations du régime glissant idéal. Nous allons nous concentrer sur le calcul de cette commande équivalente, puis sur le calcul de la commande Type equation here.attractive pour le système, tel que défini dans l'espace d'état par l'Équation

Le vecteur u est composé de deux grandeurs u_{eq} et u_n soit :$u = u_{eq}(t) + u_n$

Utilisons des équations () et () permets d'obtenir la commande équivalente u_{eq} Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x}\frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x}\{f(x,t) + B(x.t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial X}\{B(x,t)u_n\}$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (parce que $S(x) = 0$). Ainsi on obtient

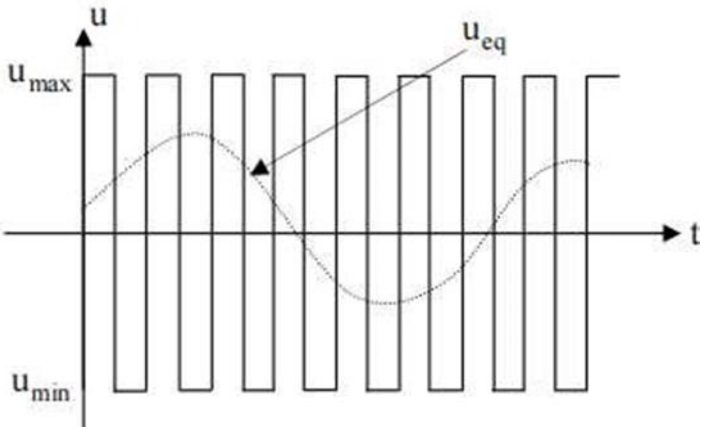
$$u_{eq} = -\left\{\frac{\partial S}{\partial x}B(x,t)\right\}^{-1}\left\{\frac{\partial S}{\partial X}f(x,t)\right\} \quad u_n = 0$$

En portant ueq dans l'Eq. 4.1, on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x} = f(x,t) - B(x.t).\left\{\frac{\partial S}{\partial x}B(x,t)\right\}^{-1}\left\{\frac{\partial S}{\partial X}\,f(x,t)\right\}$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement

La commande ueq peut être interprétée comme la valeur moyenne de la commande u pendant les transitions rapides entre u+ ou u et uou u- (voir figure).



FigureIII.2: Commande équivalente ueq

Tant que la condition du régime glissant est respectée selon l'Équation, le système décrit par l'Équation reste robuste et ne dépend pas des variations des paramètres de la partie **[27]** commandée ni des perturbations externes. De plus, le système peut tolérer des erreurs de

modélisation, à condition que ces variations et erreurs permettent de maintenir les conditions du régime glissant, qui se déroule alors à proximité de l'hyper-surface de glissement Si(x) = 0

III.5.5 Commande discontinue de base

L'ajout du terme u_n à la loi de commande garantit l'attractivité de la surface de glissement S. Celle-ci est attractive si et seulement si

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

. Cette condition définit la région où le mode de glissement est actif. Pendant la phase de convergence, on remplace le terme u_{eq} par sa valeur spécifiée par l'équation (1) dans l'équation (2). Ainsi,on obtient une nouvelle expression pour la dérivée de la surface.

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x}\{B(x,t)u_n\}$$

Le problème revient à trouver u_n tel que :

$$\dot{S}(x).S(x) = S(x)\frac{\partial S}{\partial x}\{B(x,t)u_n\} < 0$$

La solution la plus simple est de choisir u_n sous la forme de relais. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_n = K.sign\big(S(x)\big) = K\frac{|S(x)|}{S}$$

où: K est un gain positif

En remplaçant l'expression (3) dans (4), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x}\ B(x,t)K|S(x)| < 0$$

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

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité

III.5.5.1 Commande sign

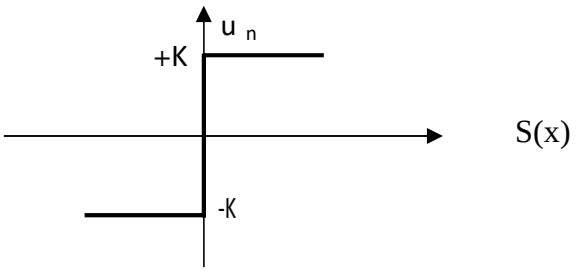
Plusieurs choix pour la commande discontinue "u_n " peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $u_n = [u_1 , u_2 ,...u_n]$ avec la fonction sign par rapport à $S= [S_1, S_2, S_n]$.

$$\begin{cases} sign\big(S(x)\big) = +1 & si\ S(x) > 0 \\ sign\big(S(x)\big) = -1 & si\ S(x) < 0 \end{cases}$$

u_n s'exprime donc comme

$u_n = K\ sign(S(x))$

Où: K est un gain positif.



FigureIII.3*: Définition de la fonction sign*

III.5.6 Broutement (chattering) [28]

Un régime glissant idéal nécessite une commande capable de commuter à une fréquence infinie. En pratique, durant ce régime, les discontinuités appliquées à la commande peuvent provoquer un phénomène de broutement, connu sous le nom de réticence ou "chattering". Ce phénomène se manifeste par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement. Les principales causes de ce broutement sont les limitations des actionneurs ou les retards dans la commutation de la commande. Ces commutations affectent la précision de la commande et peuvent nuire aux composants du système, entraînant une usure prématurée des systèmes mécaniques et une élévation de la température dans les systèmes électriques en raison des pertes d'énergie significatives.

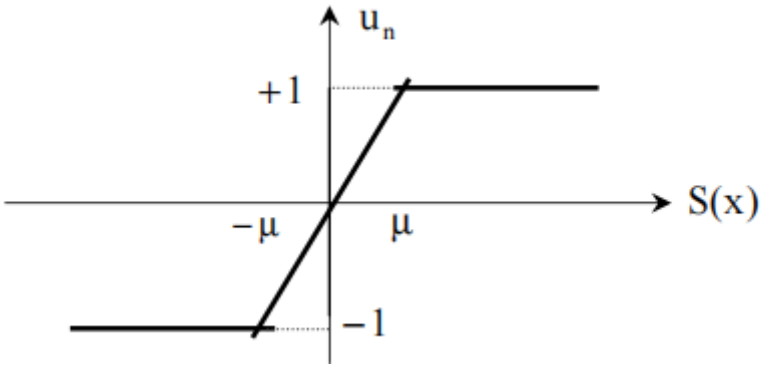
Pour réduire ou éliminer ce phénomène, plusieurs solutions ont été proposées, telles que la méthode de la couche limite, le mode glissant flou, le mode glissant d'ordre supérieur, les lois d'approche, entre autres.

III.5.6.1 Solution de couche limite

Connue sous le nom de "solution de couche limite", cette approche consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue, généralement de type grand gain, uniquement dans une région proche de la surface de glissement. Parmi les fonctions utilisées, la fonction de saturation est un exemple notable.

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

μ: un paramètre petit et positif.



FigureIII.4 *: Définition de la fonction saturation (SAT)*

Commande avec un seul seuil: caractérisée par un seul seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression

$$\begin{cases} u_n = 0 & si\ |S(x)| < e \\ u_n = K.sign(S(x)) & si\ |S(x)| < e \end{cases}$$

avec e: paramètre positif et petit

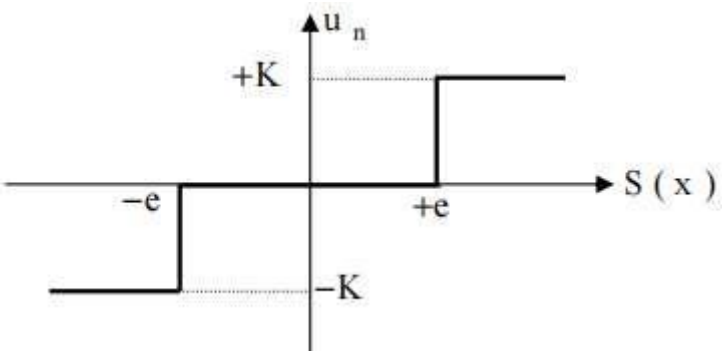


Figure III.5: *Fonction sign de la commande avec un seul seuil*

Commande adoucie: Pour réduire progressivement la valeur de la commande u_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler et la surface de glissement, il est nécessaire de délimiter la surface par une bande comportant un oudeux seuils. On peut identifier trois zones en fonction de la distance du point à l surface de glissement. Si la distance dépasse le seuil e2, la fonction signe est activée. Si la distance est inférieure au seuil e1 alors u n est nul (zone morte). Lorsque le point se trouve dans la bande définie par (e1, e2) ,un devient une fonction linéaire de la distance, avec une pente de K/(e1-e2)(voir figure).

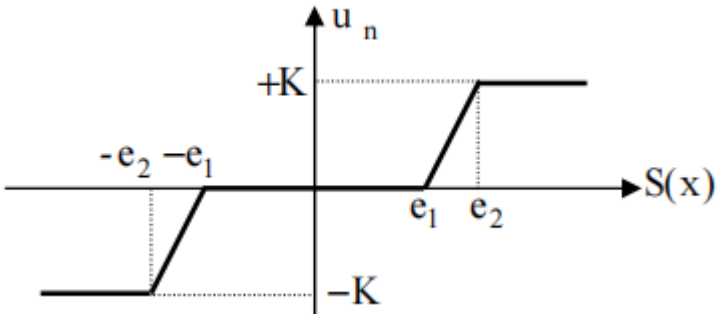


Figure III.6 *: Fonction sign de la commande adoucie*

Commande intégrale: *Les oscillations de haute fréquence observées dans les réponses en régime glissant peuvent être atténuées en remplaçant la commande discontinue un par une commande continue. Pour ce faire, on remplace la fonction signe par une fonction intégrale.*

$$u_n = K\frac{S(x)}{|S(x)|+1} + h$$

tel que :

$l = l_0 + g$

avec:

$$\begin{cases} g = g_0 \int S(x)dt & si\ |S(x)| < e \\ g = 0 & si\ |S(x)| > e \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} h = h_0 \int S(x)dt & si\ |S(x)| < e \\ h = 0 & si\ |S(x)| > e \end{cases}$$

où:

l, h: paramètres définissant le degré d'atténuation des oscillations

g: constante positive de l'intégrale de la surface de glissement (la ponte).

l_0, g_0 et h_0 : les conditions initiales de l'intégrale de la surface du glissement.

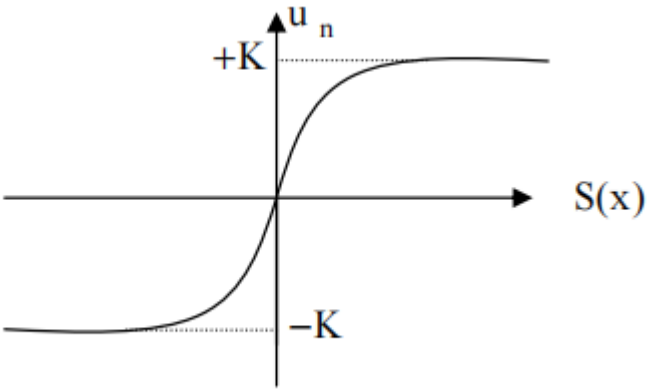


Figure III.7*: CSV rendu continue*

III.5.6.2 Solution par des lois d'approche[28]

Une approche intéressante consiste à développer des lois de convergence non linéaires qui permettent une adaptation dynamique d'une composante de la commande en fonction de la variation de la fonction de glissement. Ainsi, plus le vecteur d'état est éloigné de la surface de glissement, plus cette composante est importante pour ramener le vecteur vers la surface, et inversement. En théorie, cela permet de réduire les commutations haute fréquence en régime établi, sans altérer le temps de convergence ni l'erreur de suivi du système. Gao et Hung ont proposé, entre autres, deux lois d'atteinte pour limiter ces commutations.

La première loi d'atteinte inclut un terme proportionnel à la fonction de glissement, ce qui aide le système à atteindre plus rapidement la surface de glissement lorsqu'il en est éloigné. De plus, ce terme proportionnel réduit la charge sur la partie discontinue sign S et, par conséquent, diminue les commutations de la commande.
La deuxième loi de convergence utilise une puissance fractionnaire de la fonction de glissement, qui est multipliée par le signe de cette fonction, comme suit :

$$\dot{S} = -K.|S|^{P} sign(S)$$

où: ρ est un réel strictement compris entre 0 et 1 et k >0.

III.5.6.3 Solution par des modes glissants d'ordre supérieur[29]

Les modes glissants d'ordre supérieur (MG d'ordre supérieur) ont été développés pour résoudre le problème du chattering tout en conservant les propriétés de convergence en tempsfini et de robustesse associées aux commandes par modes glissants classiques. Dans cette approche, le terme discontinu n'apparaît plus directement dans l'expression de la commande synthétisée, mais plutôt dans l'une de ses dérivées supérieures, ce qui contribue à réduire le chattering

III.6 conclusion

Dans ce chapitre ont été présentées la théorie de la commande par modes glissants aussi ces applications sur le moteur asynchrone, Une hypersurface sur laquelle le système doit évoluer, ainsi qu'une loi de commande, permettent de contraindre le système à atteindre cette surface de glissement. Après la phase de convergence, le système bouclé présente certaines propriétés : d'une part, sa dynamique est entièrement déterminée par la surface de glissement, ce qui signifie qu'il est théoriquement possible d'imposer n'importe quelle dynamique physiquement réalisable simplement en choisissant la surface de glissement ; d'autre part, ce système est insensible aux perturbations extérieures, c'est-à-dire qu'il réagit aux perturbations de manière équivalente à la commande.

Malgré la facilité de synthèse de ces lois de commande, même en cas de perturbations importantes, le chattering—des oscillations à haute fréquence de la commande et de la sortie—peut entraîner une usure prématurée du système ou d'autres problèmes qui rendent difficile l'utilisation des lois de commande par modes glissants. Ce phénomène est généralement dû à la nature discontinue de la loi de commande, qui force le système à rester sur la surface de glissement, souvent représentée par une fonction signe.

Chapitre IV : Résultat et SIMULATION

IV.1 INTRODUCTION

Il existe de nombreuses techniques de contrôle pour contrôler une machine asynchrone. Dans ce chapitre on se concentre sur la technique du couple direct (DTC) mais avec différents blocs de contrôle.

Dans un premier essai on utilise un contrôleur PI pour générer l'entrée de couple dans la table de recherche et un relais pour le contrôleur d'hystérésis de flux, ensuite on vise à déterminer l'effet de l'application d'un contrôleur en mode glissant.

Le contrôle de la machine à induction se base principalement sur la vitesse au moyen du couple. Le modèle global sera ensuite simulé à l'aide du logiciel Matlab Simulink, l'influence des différents paramètres seront mises en évidence **[31]**.

IV.2. SIMULATION DE LA CHAINE GLOBALE

IV.2.1. CONTROLE DTC PAR UN REGULATEUR PI

Le PID est l'un des régulateurs les plus utilisés, bien connus pour leur mise en œuvre facile et leur efficacité dans des systèmes non complexes. Le PID est un régulateur proportionnel-intégral-dérivé qui calcule en continu une valeur d'erreur comme étant la différence entre un point de consigne souhaité et une variable de processus mesurée. Ensuite il applique une correction basée sur des termes proportionnel, intégral et dérivé notés respectivement P, I et D [32], d'où son nom.

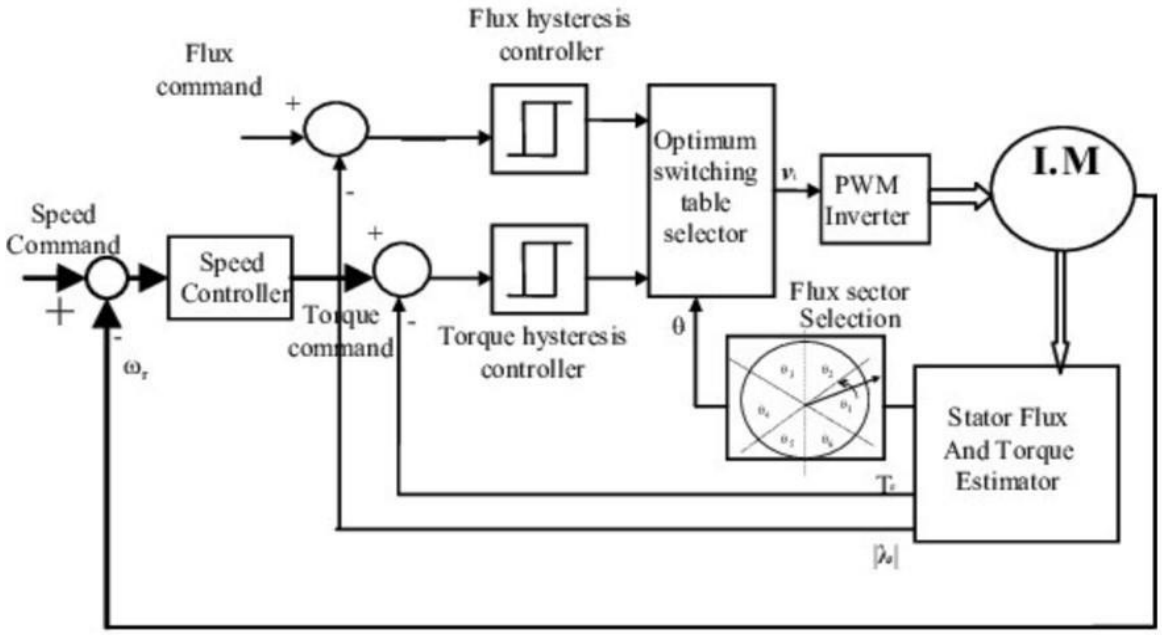


Figure IV.1. Boucle de contrôle de la Machine à induction [33]

Dans notre cas d'étude de la DTC conventionnelle, on utilisera seulement un correcteur PI

[31]:

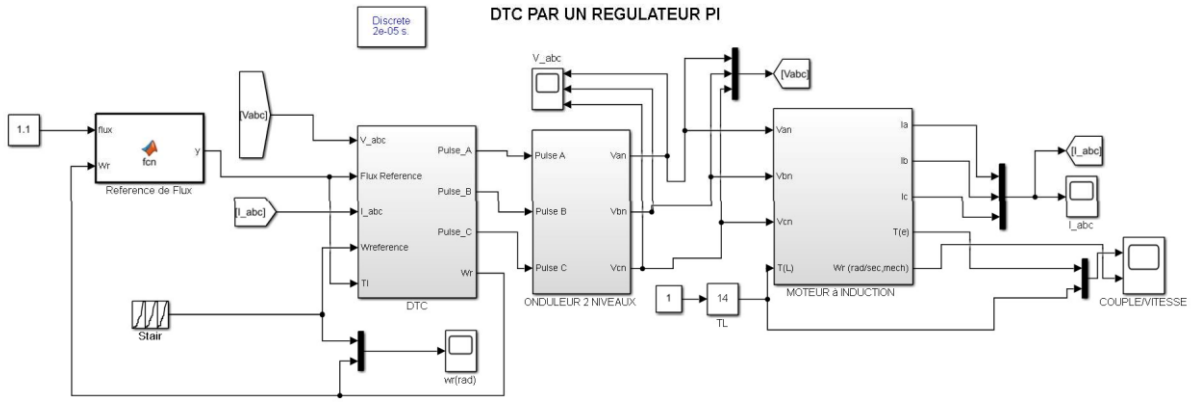


Figure IV.2. Schéma bloc du contrôle DTC / PI

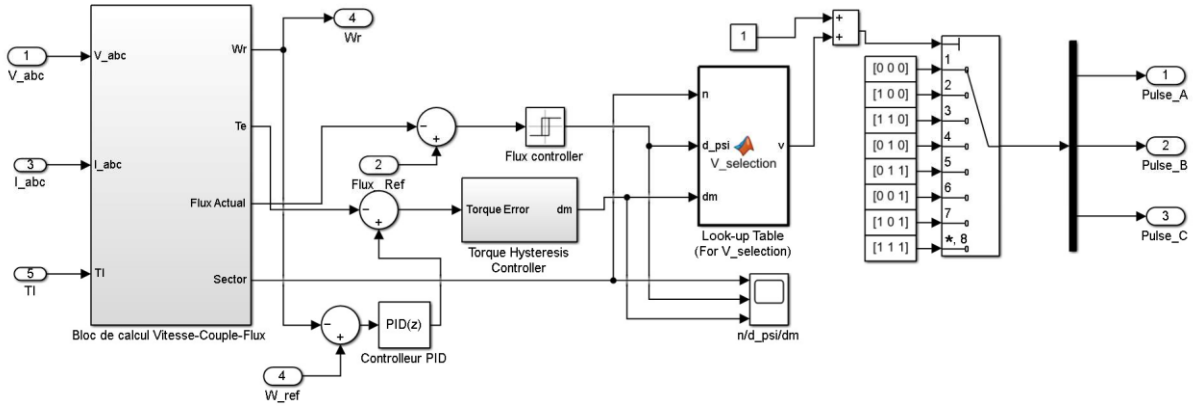


Figure IV.3. Contrôle DTC/PI, génération des signaux de commutation pour l'onduleur

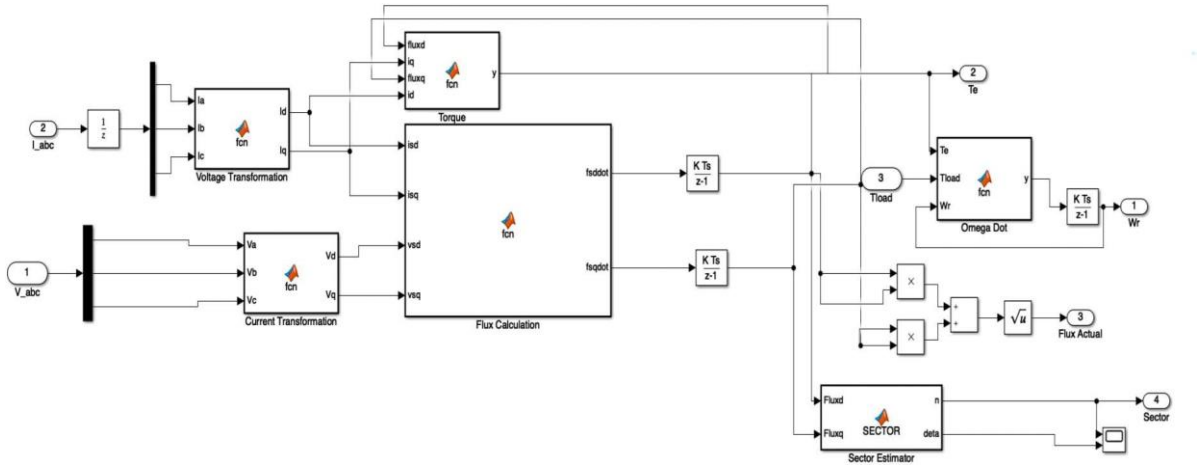


Figure IV.4. Bloc de calcul de la Vitesse, Flux et Couple

Comme le montrent ces figures, il s'agit d'une boucle complète de contrôle du moteur à

induction, dont certaines de ses parties sont déjà décrites, comme le moteur lui-même, l'onduleur avec sa table de commutation. Les contrôleurs à hystérésis représentés sur la figure ne sont que des relais pour limiter la sortie à une certaine plage, cela sera modifié pour inclure l'affaiblissement du flux afin de le contrôler au-dessus de la vitesse nominale.

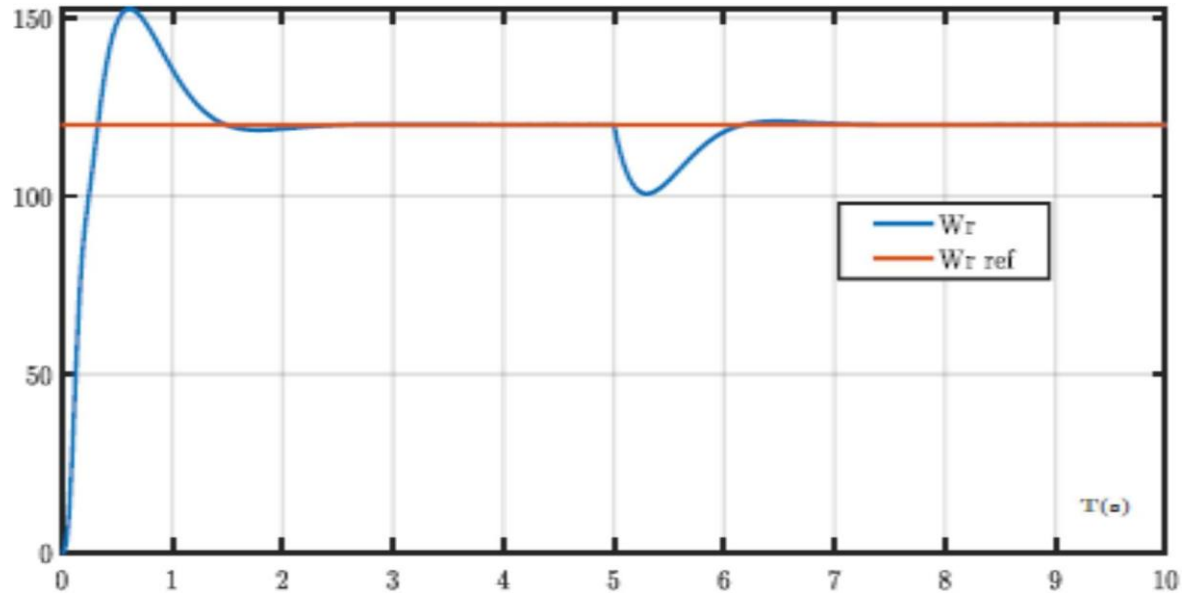


Figure IV.5. Profil de la Vitesse en Rad/s- contrôle DTC-PI

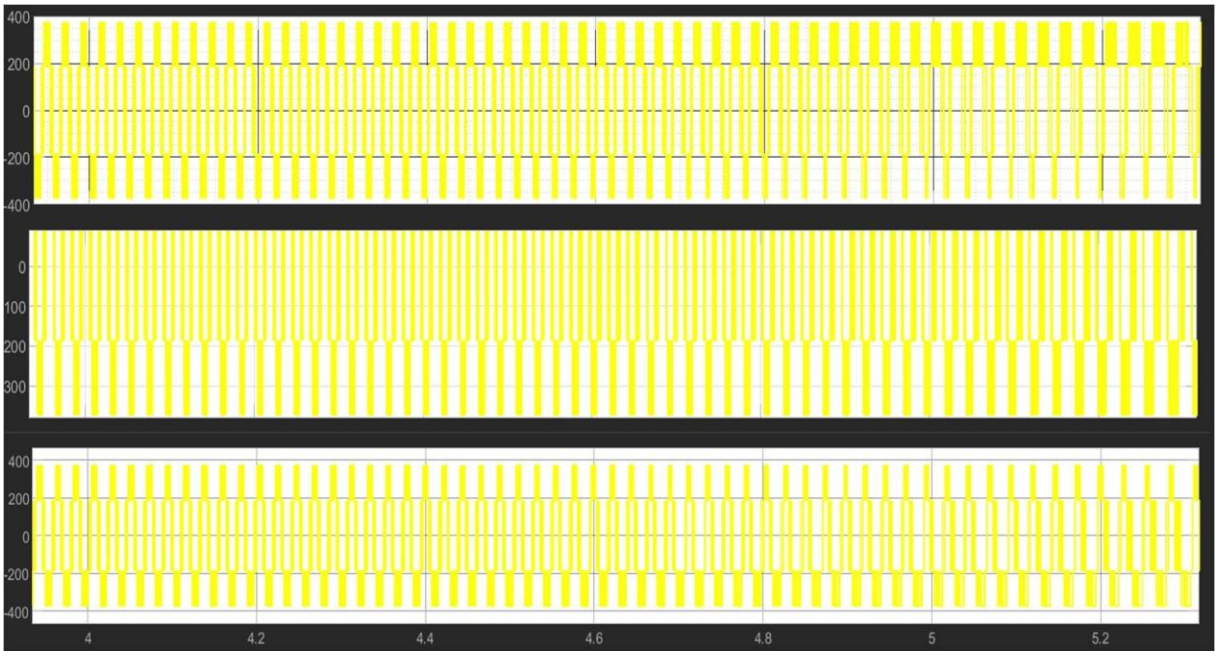


Figure IV.6. Tensions de sortie de l'onduleur

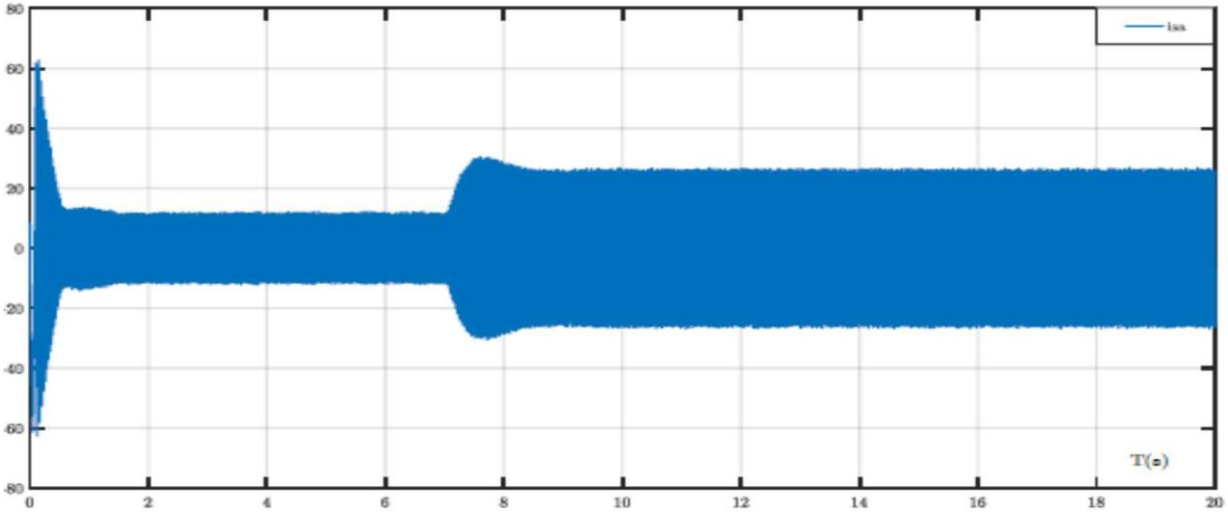


Figure IV.7. Profil du courant statorique I_{sa}

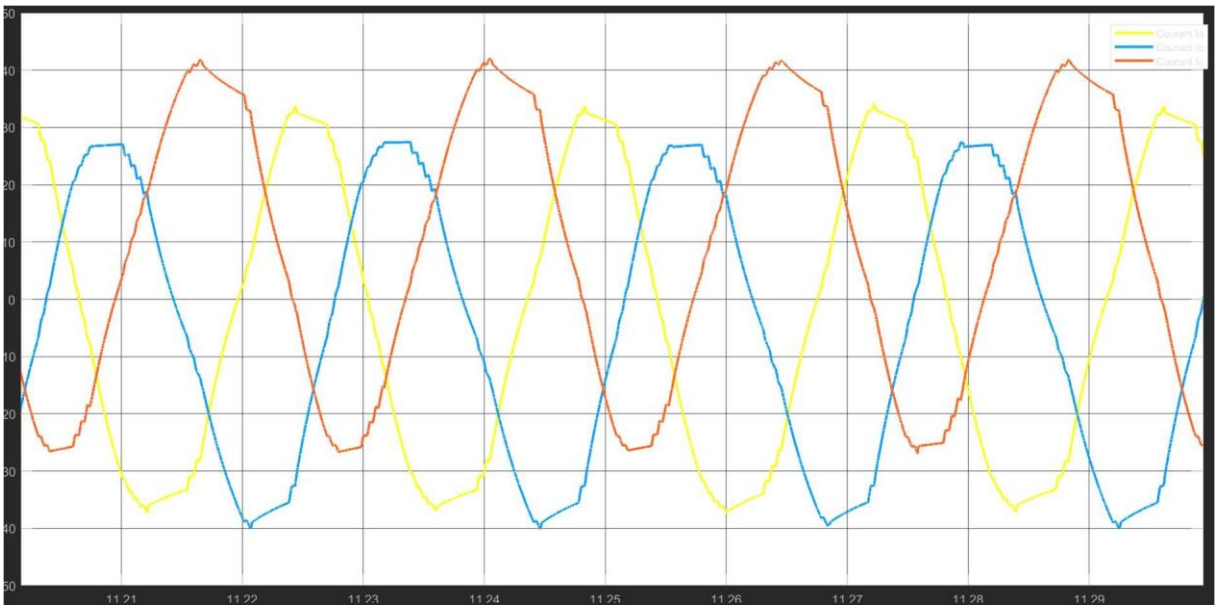


Figure IV.8. Zoom sur les courants $I_{a,b,c}$

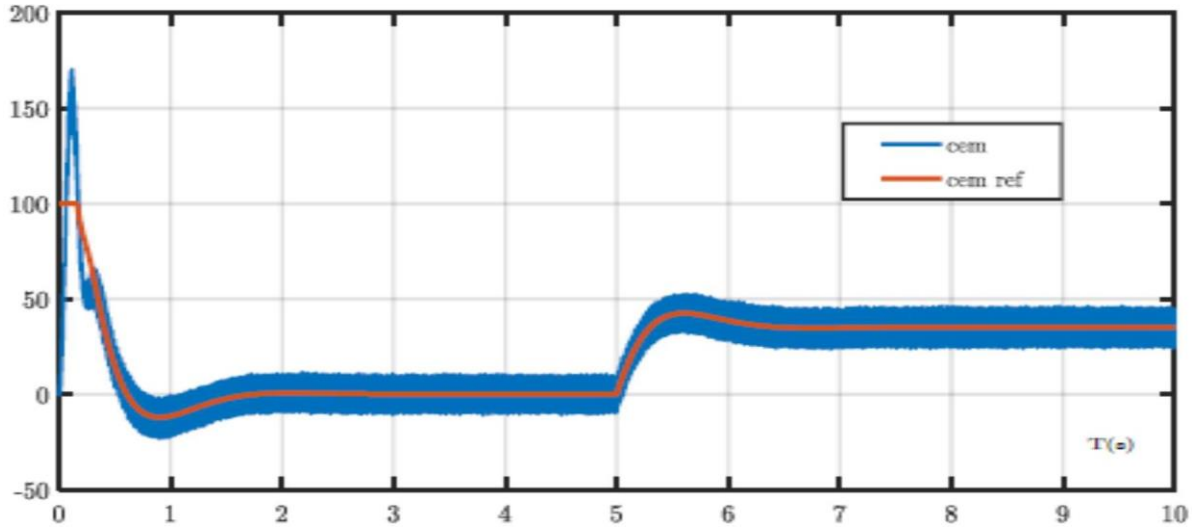


Figure IV.9. Allure du couple électromagnétique- contrôle DTC-PI

D’après les résultats obtenus on remarque que lors des variations de la valeur du couple, la vitesse suit le référence avec un certain retard ; ceci est bien sûr du aux limites d’utilisation du régulateur PI. On remarque des pics dans le couple et le courant statorique, avec une stabilisation plus ou moins retardée.

IV.2.2. CONTROLE DTC par un régulateur en mode glissant SMC

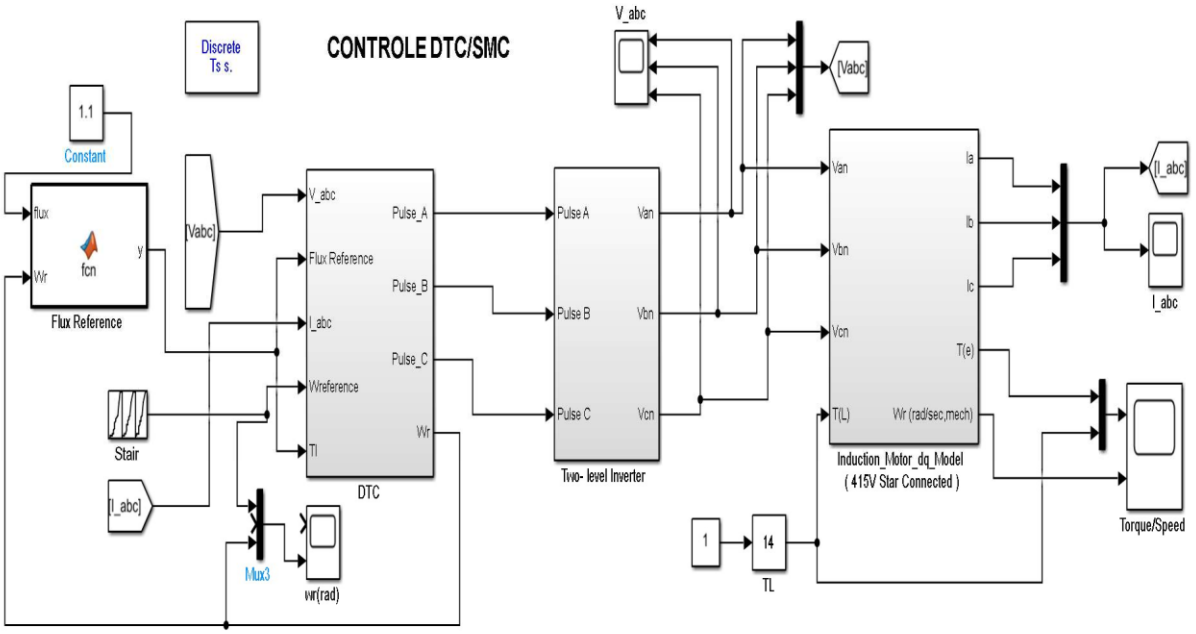


Figure IV.10. Schéma bloc du contrôle DTC / SMC

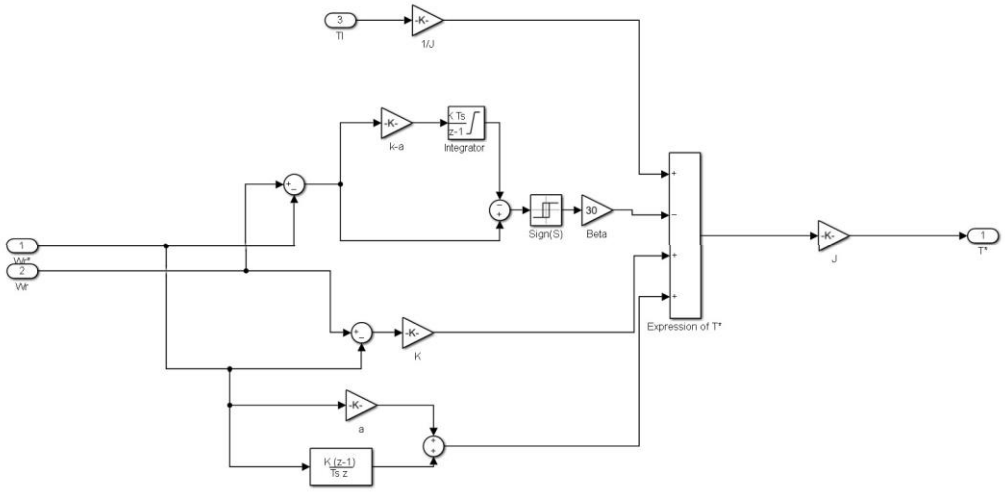


Figure IV.12. Schéma bloc de la commande par mode glissant

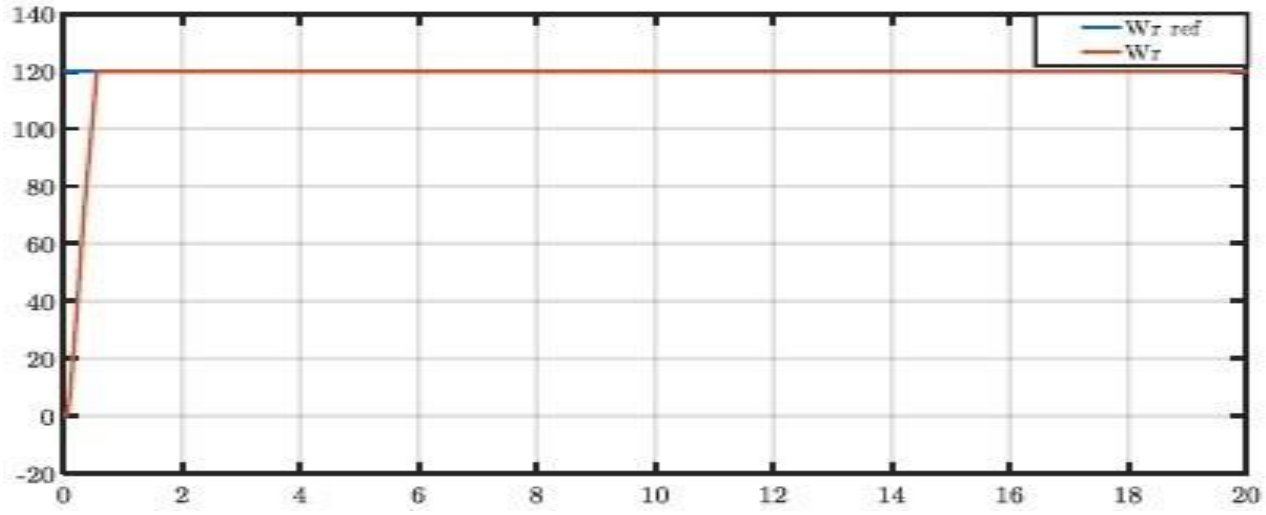


Figure IV.13. Profil de la Vitesse en Rad/s- contrôle DTC-SMC

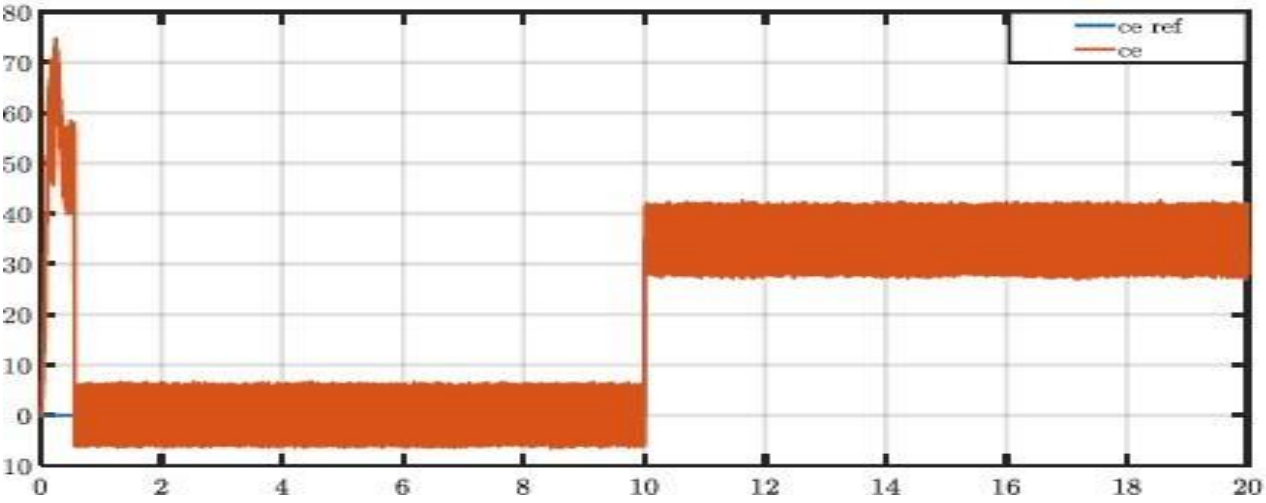


Figure IV.14. Allure du couple électromagnétique- contrôle DTC-SMC

Ces résultats montrent le rapport qualité, en effet sur les réponses de la vitesse, et du couple électromagnétique on constate l'absence de l'influence de la variation de la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

Lors du démarrage, le couple électromagnétique connaît un pic initial, puis il atteint rapidement.

IV.3. CONCLUSION

Ce chapitre est consacré à la simulation de paramètres d'un moteur asynchrone par la technique du contrôle direct du couple de la machine.

De nombreuses méthodes et recherches ont contribué au contrôle précis du moteur à induction, en raison de sa large utilisation dans de nombreuses applications. Le contrôle direct du couple (DTC) est une très bonne méthode pour le moteur à induction et il a de nombreuses applications. Cependant, le choix de la méthode de contrôle est une tâche importante. Un contrôleur non linéaire comme le contrôle en mode glissant est plus robuste et peut mieux gérer les perturbations qu'un contrôleur classique comme le PID. Ces différences de

performances renvoient aux caractéristiques couple-vitesse du moteur à induction triphasé, qui est une relation non linéaire, cette relation non linéaire nécessite la mise en œuvre d'un contrôleur non linéaire pour éviter de perturber toute dynamique non modélisée ainsi que les problèmes de linéarisation de tout système.

CONCLUSION Génerale

CONCLUSION GENERALE :

L'objectif de notre travail était la commande et le contrôle des paramètres d'un moteur asynchrone ; en utilisant des techniques de commande usuelle telle que le régulateur PID. Cette méthode a montré ses limites face aux perturbations paramétriques extérieures et aux variations du système contrôlé. Pour pallier à ces inconvénients on a utilisé la méthode du contrôle par mode de glissement qui actuellement prouve son efficacité dans le domaine industriel et qui trouve son emplacement face aux autres méthodes intelligentes de contrôle du moteur asynchrone. Le but recherché était de voir les performances acquises à travers le contrôle par modes glissants face aux défauts de linéarité présentes dans le modèle général de la machine. Les résultats obtenus par simulation ont prouvé les avantages de la méthode utilisée. Nous avons constaté que le régulateur par mode de glissement réagit avec une action rapide face à des perturbations de charge. On a remarqué que la vitesse subit une légère chute avant de rejoindre rapidement sa valeur de référence.

Une étude comparative avec un régulateur PI nous a permis d'apprécier des qualités de notre régulateur SMC.

Le travail réalisé à atteint une bonne partie de son objectif, à moins que le phénomène de chattering qui est l'inconvénient majeur pour ce type de régulateur ne le dépense.

Des perspectives d'utilisation d'autres méthodes de commande par mode glissant plus avancées s'imposent donc, on citera entre autres

- fuzzy sliding mode,
- Commande SMC d'ordre superieur…etc.

Références bibliographiques :

[1] **AP0801701**. “Constant V/f Control of Induction Motors Using Space Vector Modulation”. Infineon Technologies AG 2006. www.infineon.com

[2] **Canudas De Wit, and J Ramirez.** “Optimisation discrétisation et observateurs commande des moteurs asynchrones ”. HERMES Science Europe Ltd, Paris, 2000.

[3] **F.Blaschke**.“The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating-field machines”. Siemens Review, XXXIX, n°5, pp. 217-220, 1972.

[4] **G.A. Capolino, Y.Y. Fu**. “Commande des Machines Asynchrones par Flux Orienté : Principe, Méthodes et Simulation ”.Actes des Journées SEE : Actionneurs Electriques, Valence, Novembre 1989.

[5] **G. Grellet, G. Clerc**. “Actionneurs Electrique Principes-Modèles-Commande”. Edition Eyrolles 97. ISBN 2-212-09352-7.

[6] **G.Séguier. “Electrotechnique Industriel**”. Tome 2, Edition Technique et Documentation, 1977.

[7] **G. Séguier.** “Les Convertisseurs de l’Electronique de Puissance, Conversion Continu/Alternatif ”. Volume 4, Edition Technique et Documentation, Paris, 1995.

[8] **Hansruedi Bühler.** “Réglage par mode de glissement”. Complément au traité d’électricité, presses polytechniques romandes, Lausanne, 1986.

[9] **M.O. Mahmoudi.** “Analyse Microscopique et Macroscopique d’un Moteur Alimenté par un Onduleur à MLI ”. 11ème Journées Tunisiennes d’Electronique et d’Automatique, Tunisie, 19

[10] **Mustafa Resa Becan.** “Fuzzy Boundary Layer Solution To Nonlinear Hydraulic Position Control Problem”. Transactions On Engineering, Computing and Technology V5, April 2005 ISSN 1305-5313

[11] **S. Khojet El Khil.** “Commande Vectorielle d’une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) ”. Thèse de Doctorat, INP de Toulouse 2006.

[12] **Y. Fu.** “Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées”. Thèse Doctorat Université de Montpellier II, France, 1991.

[13] **E. Schaeffer**, "Diagnostic des machines asynchrones modèles et outils Paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts", thèse de doctorat, université de Nantes 1999.

[14] P. Lopez, A. S Nouri, "Théorie Elémentaire Et Pratique De La Commande Par Les Régimes Glissant", Springer-Verlag, Berlin Heidelberg 2006.

[15] G. GRELLET, G .CLERC, "Actionneurs électrique, principes, modèles, commande", Editions Eyrolles-2000.

[16] V. I. Utkin, "Sliding mode in control and optimization", Springer-Verlag, Berlin, 1992.

[17] J. A. Burton, A. S. I. Zinober, "Continuous approximation of variable structure control", Taylor & Francis, International Journal of Systems Science, Vol. 17, N° 6, pp. 875-885, 1986.

[18] H. Buhler, "Réglage par mode de glissement", Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.

[19] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and application to electric drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, N° 1, pp 23-36, 1993.

[20] H. A. Shah, A. T. Patel, S. K. Shah, A. R. Patel, "Controller Design via Sliding Mode Control Approach of Induction Motor - A Survey", Proceedings of the International Conference on Advanced Computing & Communication Technologies (ACCT), IEEE 2014.

[21] N. Madni, M. F. Benkhoris, S. Siala, M. O. Mahmoudi, "Sliding mode control of an asynchronous motor drive", Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, IEEE 1998.

[22] A. Benchaib, "Application de mode de glissement par la commande en temps réel de la machine asynchrone", thèse de doctorat, université de Picardie Jules Vernes, 1998.

[23] V. I. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 22, N° 2, pp. 212 - 222, April 1977.

[24] M. Laribi, M. S. Ait Cheikh, C. Larbes, N. Essounbouli, A. Hamzaoui, "A sliding mode and synergetic control approaches applied to induction motor" Proceedings of the 3rd International Conference on Systems and Control (ICSC), IEEE 2013.

[25] A. Meroufel, "Commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à MLI", Proceedings of the Conférence on electrical engineering, Batna, ALGERIE, 10-11 décembre 2002.

[26] B. Belabbes, "Etude comparative de la CSV et la commande non linéaire pour l'asservissement de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents", Proceedings of the Conférence on Electrical Engineering, Batna, ALGERIE, 10-11 décembre 2002.

[27] **T. Zaharieva**, "Les algorithmes de commande à structure variable appliqués à un moteur synchrone autopiloté pour le contrôle en vitesse et en position", thèse de doctorat, université de L'INSA de Toulouse, 1998.

[28] **V. Bregeault**, "Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants", thèse de doctorat, Ecole centrale de nantes, 2010.

[29] **H. benderradji**, "Contribution a la commande robuste de la machine a induction", thèse de doctorat, université de Batna, 2013.

[30] **O.Ondel**. "Diagnostic par reconnaissance des formes application à un ensemble 'convertisseur –machine asynchrone". Thèse de l'Ecole Doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon, 2006

[31] S. Benahdouga, «Commande par mode glissant dordre supérieur application à un réseau electrique», Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2006.

[32] **BELRECHID Raouf, BELMOKHTAR Boualem**, "Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation pilotée par un convertisseur matriciel appliqué dans une chaîne de production d'énergie électrique (Eolienne)", Thème de l'Ingénieur de l'Ecole Nationale supérieure Polytechnique d'Alger, Juin 2011

[33] Rapport sur le statut mondial des énergies renouvelables 2016. Revue REN21 Renewable Energy Policy