

**République Algérienne Démocratique et populaire  
Ministère de l'enseignement supérieur  
Et de la recherche scientifique**

**UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMERI DE TIZI OUZOU  
FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE**

# MEMOIRE

**De fin d'études en vue de l'obtention du Diplôme de MASTER**

**Académique en électrotechnique**

*Option : machines électriques*

**THÈME :**

**Commande par mode glissant de la machine asynchrone**

Proposé et dirigé par :

Mr: BENHENICHE

Fait et étudié par :

Mr: BENDALI RACHID

Mr: BENDIF LYES

Promotion : 2012

## **Remerciements**

Nous tenons tout d'abord à exprimer nos profondes reconnaissances et nos remerciements à notre promoteur Mr: BENHENICHE, enseignant au laboratoire d'électrotechnique à l'Université de MOULOUD MAMMERI de TIZI OUZOU, pour sa disponibilité. Son rôle, ses critiques constructives, ses précieux conseils et ses propositions nous ont permis de mener à bien ce mémoire et toujours d'aller de l'avant.

Nous tenons à exprimer toute nos reconnaissances envers le président de jury de ce mémoire.

Nos remerciements vont aussi aux membres de jury, qui nous ont fait l'honneur d'être des examinateurs de notre mémoire, pour avoir consacré du temps pour lire, évaluer et examiner ce présent travail. Pour tout cela nous leurs exprimons nos vives reconnaissances et nos estimés.

Nous remercions tous les enseignants qui ont participé à nos formations et toutes les personnes qui, de près ou de loin nous ont apportés leur soutien.

## *Dédicaces*

*A ceux qui m'ont toujours bercé de l'amour et sans leurs soutiens, ce mémoire n'aurait jamais vu le jour, je vous dois beaucoup mes très chers parents.*

*Et à toute ma famille.*

*A tous mes amis.*

*Aux anciens d' Oued Issi.*

*B. Rachid*

*B. Lyes*

# ***SOMMAIRE***

# SOMMAIRE

Introduction générale .....	01
<b>Chapitre I: modélisation de la machine asynchrone triphasée</b>	
I.1. Introduction.....	03
I.2. Organisation de la machine .....	03
I.3. Modélisation de la machine asynchrone .....	03
I.3.1. Hypothèse de travail.....	04
I.3.2. La mise en équation du moteur asynchrone.....	05
Equations électriques.....	05
Equations magnétiques.....	06
Equation mécanique.....	07
I.4. Transformation triphasée – biphasée.....	07
I.4.1. Transformation de Clark.....	07
I.4.2. Transformation de Concordia.....	09
I.4.3. Transformation de Park.....	09
Equations électriques.....	11
Equations magnétiques.....	12
I.5. Choix du référentiel.....	14
I.5.1. Référentiel lié au stator .....	14
I.5.2. Référentiel lié au rotor .....	15
I.5.3. Référentiel lié au champ tournant.....	15
I.6. Mode d'alimentation.....	16
I.6.1. Description de l'onduleur de tension.....	17
I.6.2. Commande par modulation de la largeur d'impulsion .....	18
I.6.3. Stratégies des MLI (stratégies triangulo-sinusoidale).....	19
I.7. Passage du modèle biphasé vers une représentation d'état.....	19
I.7.1. Représentation d'état de la MAS.....	20
I.7.2. Modèle du moteur asynchrone sous forme d'état dans le repère fixe ( , ) .....	21
I.8. Simulation de modèle de la machine asynchrone .....	22
I.9. Résultats de simulation .....	22
Discussion des résultats .....	23
I.10. Conclusion.....	24

## Chapitre II : commande vectorielle de la machine asynchrone

II.1. Introduction.....	25
II.2. Description de la commande .....	25
II.3. Principe du contrôle vectoriel et du flux orienté .....	26
II.4. Le contrôle direct (DFOC) .....	30
II.5. Le contrôle indirect (IFOC) .....	31
II.6. Avantage et inconvénient de la commande (IFOC).....	32
II.7. Les transformations directes et inverses.....	33
II.8. Estimation des grandeurs dans la commande vectorielle .....	33
Estimation de l'angle de transformation de park $\theta_s$ .....	33
Estimation de courant rotorique.....	33
Estimation de la pulsation rotorique .....	33
Estimation de la pulsation statorique.....	34
Estimation du couple électromagnétique.....	34
II.9. la régulation dans la commande vectorielle.....	35
Le régulateur de vitesse.....	36
Le régulateur de courant $I_{qs}$ .....	36
Le régulateur de courant $I_{ds}$ .....	36
II.10. Le découplage .....	36
Découplage par compensation.....	36
II.11. Simulation numérique .....	38
II.12. Résultats de simulation .....	39
a. Démarrage à vide avec insertion de la charge.....	39
b. Teste d'inversion de sens de rotation de la vitesse.....	39
Discussion des résultats.....	40
II.13 Conclusion .....	41

## Chapitre III : concepts de base de la commande par mode glissant

III.1. introduction.....	42
III.2. Les systèmes à structure variable .....	42
III. 3. Concepts de base de la commande par mode glissant .....	43
III.3.1. Choix de la surface de glissement.....	43
III.3.2. L'établissement des conditions d'existence de convergence et d'invariance....	45
III.3.3. Détermination de la loi de commande.....	46
III.4. Loi de commutation par retour d'état.....	47
III.5. Différents modes de la trajectoire dans le mode glissant.....	48
III.5.1. Le mode de convergence « MC » .....	48

III.5.2. Le mode de glissement « MG ».....	48
III.5.3. Le mode de régime permanent « MRP » .....	49
III.6. Commande équivalente et attractive.....	49
III.6.1. La commande équivalente.....	49
III.6.2. La commande attractive.....	50
III.7. Régimes de mode glissant.....	50
III.7.1. Régime glissant idéal .....	51
III.7.2. Régime glissant réel.....	51
III.8. La commande discontinue et la fonction sign.....	51
III.9. Le phénomène de broutement (chattering) dans le mode glissant .....	52
III.10. Conclusion .....	53

## Chapitre IV : application de la commande par mode glissant à la MAS

IV.1 Introduction.....	54
IV.2 Rappel de modèle à utiliser dans la commande par mode glissant.....	54
IV.3. Le choix des surfaces de glissement.....	55
Régulation de la vitesse .....	55
Régulation de flux $r$ .....	56
IV.4. Condition de convergence et d'invariance.....	56
IV.5. Résultats de simulation .....	60
a. Démarrage à vide avec insertion de la charge.....	60
b. Teste d'inversion de sens de rotation de la vitesse .....	61
Discussion des résultats .....	62
IV.6. Test de robustes.....	62
a. Variation de la résistance rotorique $R_r$ .....	62
Discussion de résultats.....	63
IV.7. Comparaison entre les commandes FOC et CSV par mode glissant .....	64
IV.8. Conclusion.....	65
Conclusion générale .....	66
Annexe 1.....	68
a. Régulateur de vitesse.....	70
b. Régulateur du flux.....	71
c. Régulateur de couple.....	71
Annexe 2	
Paramètres de la MAS utilisée.....	72
Bibliographie	

# *Liste des figures*

## **Chapitre I : Modélisation de la MAS**

- Figure (I.1) : Représentation de la MAS en régime quelconque
- Figure (I.2) : Passage d'une base triphasée (abc) à une base diphasée ( , )
- Figure (I.3) : Rotation du système vers le système  $dq$
- Figure (I.4) Représentation de la machine asynchrone de Park.
- Figure (I.5) : Schéma de l'alimentation
- Figure (I.6) : l'onduleur de tension triphasé associé à la MAS
- Figure (I.7) : La modulation sinus-triangulaire pour une phase
- Figure (I.8) : Résultats de simulation de la MAS alimentée en tension sous charge après un démarrage à vide dans le référentiel (r, s)

## **Chapitre II : Commande vectorielle de la MAS**

- Figure (II. 1) : Analogie de la MAS à la MCC
- Figure (II. 2) : principe du control vectorielle
- Figure (II.3) : Orientation direct du repère selon le vecteur flux rotorique
- Figure (II.4) : Découplage par compensation, reconstitution des tensions  $V_{ds1}, V_{qs1}$
- Figure (II. 5) : Commande découplée de la machine asynchrone
- Figure (II.6) : Schéma globale de simulation Commande-Onduleur-MAS
- Figure (II.7) : Résultats de simulation de la commande FOC avec insertion de la charge
- Figure (II.8) : Résultats de simulation de la commande FOC avec inversion de sens de rotation.

## **Chapitre III : les concepts de base de la commande par mode glissant**

- Figure (III.1) : les éléments de filtre
- Figure (III.2) : schéma bloc du réglage dans le mode glissant
- Figure (III.3) : Trajectoire forcée dans le mode glissant
- Figure (III.4) : Différents modes dans le régime glissant
- Figure (III.5) : Commande équivalente
- Figure (III.6) : Cas de mode glissant réel
- Figure (III.7) : Le phénomène de broutement (chattering)

## **Chapitre IV : Application de la commande par mode glissant à la MAS**

- Figure (IV.1) : Résultats de simulation de la commande par mode glissant avec insertion de la charge
- Figure (IV.2) : Résultats de simulation de la commande par mode glissant avec inversion de sens de rotation.
- Figure (IV.3) : Résultats de simulation de la commande par mode glissant avec variation de la résistance rotorique.
- Figure (IV.4) : résultats de simulation de la commande par mode glissant, test de survitesse

# ***LISTE DES SYMBOLES***

# ***LISTE DES SYMBOLES***

$V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$  : Tensions statoriques suivant le repère  $(a, b, c)$ .

$V_{asref}, V_{bsref}, V_{csref}$  : Références des tensions statoriques suivant le repère  $(a, b, c)$ .

$V_{ar}, V_{br}, V_{cr}$  : Tensions rotoriques suivant le repère  $(a, b, c)$ .

$V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}$  : Tensions statoriques et rotoriques suivant le repère  $(d, q)$  respectivement

$V_{dsref}, V_{qsref}$  : Références des tensions statoriques suivant le repère  $(d, q)$ .

$V_{rs}, V_{ss}, V_{rr}, V_{sr}$  : Tensions statoriques et rotoriques dans le repère lié au stator.

$V_{xs}, V_{ys}, V_{xr}, V_{yr}$  : Tensions statoriques et rotoriques dans le repère lié au rotor.

$V_{ds1}, V_{qs1}$  : Tensions de la commande vectorielle.

$E_d, E_q$  : Forces électromotrices de compensation.

$I_{as}, I_{bs}, I_{cs}$  : Courants statoriques suivant le repère  $(a, b, c)$ .

$I_{ar}, I_{br}, I_{cr}$  : Courants rotoriques suivant le repère  $(a, b, c)$ .

$I_{ds}, I_{qs}, I_{dr}, I_{qr}$  : Courants statoriques et rotoriques suivant le repère  $(d, q)$ .

$I_{rs}, I_{ss}, I_{rr}, I_{sr}$  : Courants statoriques et rotoriques dans le repère lié au stator.

$I_{xs}, I_{ys}, I_{xr}, I_{yr}$  : Courants statoriques et rotoriques dans le repère lié au rotor.

$I_{dr}', I_{qr}'$  : Courants rotoriques suivant le repère  $(d, q)$ , obtenus après changement de variables.

$I_m$  : Courant magnétisant.

$I_{mref}$  : Référence du courant magnétisant.

$I_{md}, I_{mq}$  : Composantes du courant magnétisant dans le repère  $(d, q)$ .

$I_a$  : Courant d'induit de la machine à courant continu.

$\{\phi_{as}, \{\phi_{bs}, \{\phi_{cs} : \text{Flux statoriques suivant le repère } (a, b, c).$

$\{\phi_{ar}, \{\phi_{br}, \{\phi_{cr} : \text{Flux rotoriques suivant le repère } (a, b, c).$

$\{\phi_{ds}, \{\phi_{qs}, \{\phi_{dr}, \{\phi_{qr} : \text{Flux statoriques et rotoriques suivant le repère } (d, q).$

$\{\phi_{rs}, \{\phi_{ss}, \{\phi_{rr}, \{\phi_{sr} : \text{Flux statoriques et rotoriques dans le repère lié au stator.}$

$\{\phi_{xs}, \{\phi_{ys}, \{\phi_{xr}, \{\phi_{yr} : \text{Flux statoriques et rotoriques dans le repère lié au rotor.}$

$\phi_r : \text{Flux rotorique (obtenu avec l'orientation du flux rotorique suivant l'axe } d).$

$\phi_e : \text{Flux d'excitation de la machine à courant continu.}$

$s, r : \text{Indice du stator et du rotor respectivement}$

$R_s, R_r : \text{Resistances propre du stator et du rotor respectivement}$

$L_s, L_r : \text{Inductances cycliques du stator et du rotor.}$

$L_m : \text{Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.}$

$l_s, l_r : \text{Inductances propres d'une phase statorique et rotorique respectivement.}$

$M_s, M_r : \text{Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et deux phases rotoriques}$

$M_{sr}, M_{rs} : \text{Inductances mutuelles maximales entre deux phases statoriques et deux phases rotoriques.}$

$\alpha : \text{Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique}$

$\alpha_s, \alpha_r : \text{Déphasage de l'axe directe par rapport au stator, rotor}$

$[P(\mathbf{E})] : \text{Matrice de transformation de PARK}$

$(d, q) : \text{Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant}$

$(x, y) : \text{Axes correspondants au référentiel lié au rotor}$

$(r, s) : \text{Axes correspondants au référentiel lié au stator}$

$\tilde{\omega}, \tilde{\omega}_r, \tilde{\omega}_s : \text{Pulsations mécanique du rotor, des grandeurs rotoriques et des grandeurs statoriques.}$

$\tilde{\omega}_{rest} : \text{Estimation de la pulsation rotorique.}$

$\tilde{\omega}_{sest} : \text{Estimation de la pulsation statorique.}$

$\Omega_{mas}$  : Vitesse angulaire de rotation de la MAS.

$\Omega_{masref}$  : Référence de la vitesse angulaire de rotation de la MAS.

$C_{emas}$  : Couple électromagnétique de la MAS.

$C_{emasref}$  : Référence du couple électromagnétique de la MAS.

$C_{mas}$  : Couple résistant de la MAS.

$C_{Ch}$  : Couple de charge de la MAS.

$C_C$  : Couple de compensation.

$P_{emas}$  : Puissance électromagnétique de la MAS.

$Tr, Tr$  : Constante de temps rotorique et statorique respectivement

$\dagger$  : Coefficient de dispersion de BLONDEL ou coefficient de fuite

*ref* : référence

$J_{mas}$  : Moment d'Inertie de la MAS.

$f_{mas}$  : Coefficient de frottement visqueux de la MAS.

$P$  : Nombre de paires de pôles.

$g$  : Glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique

# *Acronymes*

MAS : Machine Asynchrone

MCC : Machine à Courant Continu

FOC : Field Oriented Control

PI : Régulateur Proportionnel Intégral

CSV : Commande à Structure Variable

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

DSP : Digital Signal Processor.

IGBT : Insolated Gate Bipolar Transistor

GTO : Gate Turn Off

## **I.1 Introduction :**

La machine asynchrone ou machine à induction est la plus utilisée dans les applications industrielles, elle couvre actuellement l'essentiel des besoins de transformation d'énergie électrique en énergie mécanique, puisqu'elle présente l'avantage d'être robuste, de construction simple et peu coûteuse.

Nous nous intéresserons dans notre étude aux machines électriques à courant alternatif et spécialement à la machine asynchrone dont le domaine d'utilisation est aujourd'hui très vaste, et ce grâce aux progrès récemment réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance et la commande numérique qui ont permis l'essor des variateurs de vitesse ; alors dans de nombreux secteurs industriels, il faut s'attendre à la disparition progressive des entraînements utilisant la machine à courant continu dont le collecteur constituait un inconvénient majeur [17] .

Les avantages intrinsèques du moteur asynchrone sont bien connus ; la robustesse (absence du collecteur), faible coût de fabrication , couple utile élevé et entretien facile, néanmoins son application en positionnement ou en régulation de vitesse a été tardive malgré ses atouts indiscutables, c'est sans nul doute la conséquence d'une difficulté de contrôle due à un fonctionnement non linéaire d'une part et la présence de nombreux phénomènes compliqués qui interviennent dans son fonctionnement comme la saturation, les courants de Foucault et l'effet de peau d'autre part.

## **I.2. Organisation de la machine :**

L'organisation d'une machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- Le stator (partie fixe) : constitué de disque en tôle magnétique portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Le rotor (partie mobile) : constitué de disques en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement bobiné ou injecté.
- Les organes mécaniques : permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous – ensembles.

## **I.3. Modélisation de la machine asynchrone :**

La modélisation est la description mathématique d'un processus technique d'un système, c'est une étape primordiale dans l'étude des machines électriques.

Les phénomènes électromagnétiques dans la machine asynchrone sont généralement très complexes et leurs formulations mathématiques est difficile, la mise en équation d'une

machine est basée sur les outils mathématiques simplificateurs représentés par les transformations de Clark , Concordia et Park

Dans notre étude nous utiliserons la transformation de Concordia pour sa simplicité et la facilité de son modèle [13].

### **I.3.1. Hypothèse de travail :**

Dans ce qui suit la machine asynchrone considérée fonctionne en moteur ; avec la répartition de ses enroulements et son organisation complexes, des phénomènes difficiles à contrôler se manifestent tel la saturation, l'hystérésis, les courants de Foucault ; alors certaines hypothèses simplificatrices qui négligent ses phénomènes sont à prendre en considération afin d'aboutir à des résultats suffisamment satisfaisants.

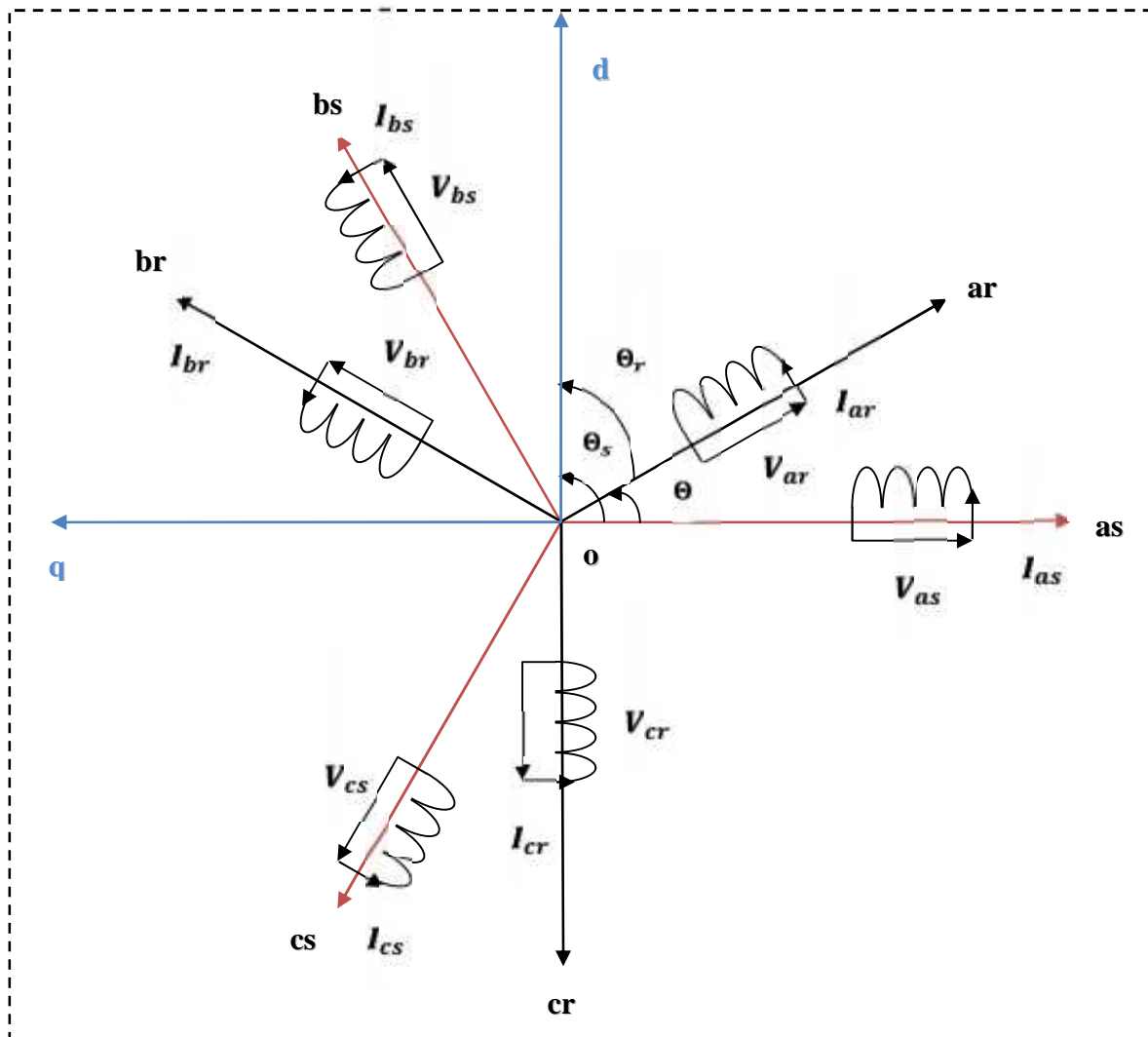
Ses hypothèses sont :

- ❖ Parfaite symétrie
- ❖ La densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs
- ❖ Les inductances propres constantes et les inductances mutuelles entre deux enroulements sont fonction sinusoïdale de l'angle entre leurs axes magnétiques
- ❖ Les flux sont additifs
- ❖ La saturation dans le circuit magnétique est négligée
- ❖ Phénomène d'hystérésis négligée
- ❖ Le neutre n'est pas relié (régime homopolaire nul)

### **I.3.2. La mise en équation du moteur asynchrone :**

Beaucoup de représentations sont adoptées pour cette mise en équation selon le référentiel choisi pour repérer les enroulements rotoriques et statoriques, le comportement de la machine asynchrone peut être traduit par trois types d'équations :

- Equations électriques
- Equations magnétiques
- Equations mécaniques



**Fig. I.1** : représentation de la MAS en régime quelconque (a,b,c)

### Equations électriques :

La loi de Faraday et la loi d'ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages comme suit :

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

Avec les hypothèses citées ci-dessus les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} [V_{abcs}] = [R_s] \cdot [I_{abcs}] + \frac{d[\xi_{abcs}]}{dt} \\ [V_{abcr}] = [R_r] \cdot [I_{abcr}] + \frac{d[\xi_{abcr}]}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Les matrices de résistances au stator  $[R_s]$  et au rotor  $[R_r]$  sont données par :

$$\left\{ [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \right. \quad (\text{I.3})$$

L'écriture développée de l'équation (I-2) est donnée comme suit :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \xi_{as} \\ \xi_{bs} \\ \xi_{cs} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \xi_{ar} \\ \xi_{br} \\ \xi_{cr} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

### Equations magnétiques :

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux /inductance propre),

Les équations des flux en fonctions des courants sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} [\xi_{is}] \\ [\xi_{ir}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_{is}] \\ [I_{ir}] \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Avec  $\xi_{is}$  et  $\xi_{ir}$  les flux totalisés respectivement au stator et au rotor.

$$\begin{cases} [\xi_{is}] = [\xi_{as} \quad \xi_{bs} \quad \xi_{cs}]^T \\ [\xi_{ir}] = [\xi_{ar} \quad \xi_{br} \quad \xi_{cr}]^T \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

Les matrices d'inductances au stator et au rotor sont données par :

$$\left\{ [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \right. \quad (I.7)$$

La matrice d'inductance mutuelle entre une phase statorique et une autre rotorique est donnée par :

$$[M_{sr}] = M_{rs} \begin{bmatrix} \cos \alpha & \cos \left( \alpha - \frac{4f}{3} \right) & \cos \left( \alpha - \frac{2f}{3} \right) \\ \cos \left( \alpha - \frac{2f}{3} \right) & \cos \alpha & \cos \left( \alpha - \frac{4f}{3} \right) \\ \cos \left( \alpha - \frac{4f}{3} \right) & \cos \left( \alpha - \frac{2f}{3} \right) & \cos \alpha \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

La matrice inductance mutuelle entre une phase rotorique et statorique sera obtenue en transposant la matrice (I.8). Elle sera ainsi donnée par :  $[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$

#### Equation mécanique :

Quand la machine asynchrone est chargée son fonctionnement est régi par l'équation fondamentale suivante :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d}{dt}(\Omega_r) + f \cdot \Omega_r \quad (I.9)$$

$$\Omega_r = \frac{\dot{\theta}_r}{P}$$

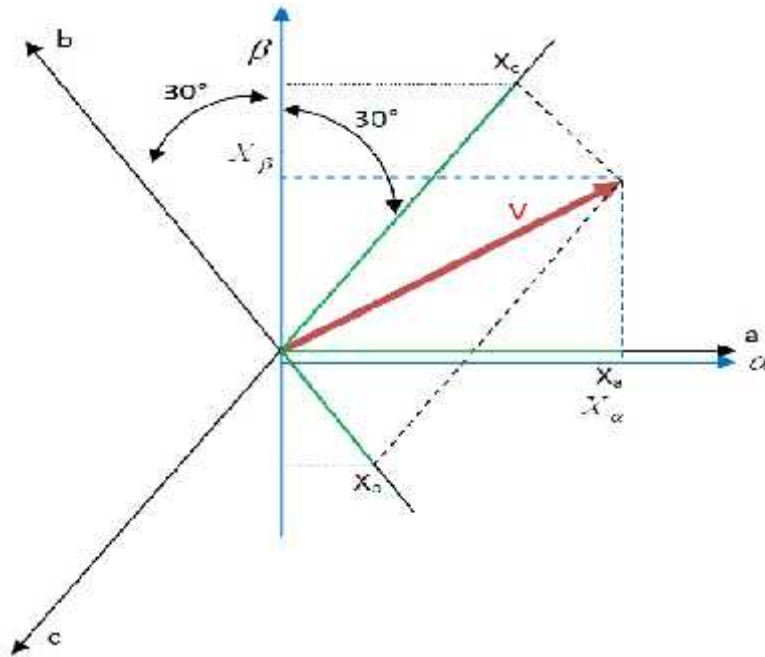
### I.4. Transformation triphasée - biphasée:

Le but de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé (abc) vers un système biphasé ( , ), il existe principalement deux transformation : Clarke et Concordia

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient 3/2) tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes [10].

#### I.4.1. Transformation de Clark :

Le choix de la transformation non normée (Clark) est bien pratique en commande ou l'on traite des grandeurs (d,q) que l'on verra par la suite , cela permet d'apprécier directement le module de courant absorbé par le moteur sans avoir passer par un coefficient multiplicateur



**Fig. I.2 :** Passage d'une base triphasée (abc) à une base biphasée ( , ) et réciproquement.

La figure (I.6) permet de comprendre que le passage de coordonnées triphasées à des coordonnées biphasées consiste à projeter les coordonnées triphasées sur les axes et  
On aura :

$$[x_{rs}] = [CL][x_{abc}] \quad (\text{I.10})$$

Où,  $x$  : représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux

$$\begin{bmatrix} x_r \\ x_s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Le coefficient  $2/3$  est arbitraire mais il est adopté car il permet de conserver l'amplitude des courants ; un système triphasé équilibré de courants sinusoïdaux d'amplitude  $Im$  produit un vecteur courant d'amplitude  $Im$ .

La transformée inverse est donnée par :

$$[x_{abc}] = [CL]^{-1} [x_{rs}] \quad (\text{I.12})$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r \\ x_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Même en ajoutant une ligne afin de constituer une matrice 3x3, la matrice de Clark n'est pas orthogonale.

#### I.4.2. Transformation de Concordia :

La matrice de Clarke n'est pas orthogonale, elle ne permet pas donc de conserver la puissance instantanée. La transformée de Concordia, notée [Co], est une matrice de Clark que l'on rend orthogonale. On introduit la composante homopolaire, ce qui revient à considérer tous les déséquilibres.

le choix d'une transformation normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie. Nous allons utiliser dans la modélisation de la MAS la transformation de Concordia qui nous permet d'écrire :

$$[x_{rs}] = [C_0] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Remarque : On dispose à présent d'une modélisation de la MAS dans deux repères séparés ; les grandeurs statoriques sont exprimées dans le repère ( , ) stator et les grandeurs rotoriques le sont dans le repère ( , ) rotor, alors on doit penser à faire toute la modélisation dans un repère commun, on choisit donc de transformer les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques vers un repère commun dit (d, q) et ceci à l'aide de deux transformations dans le plan qui sont en faite des rotations, ses transformations, transformation de Concordia ou Clark qui constitue la transformation de Park [10].

#### I.4.1. Transformation de Park :

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée – biphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère  $abc$  vers le repère puis vers le repère  $dq$ . Le repère est toujours fixe par rapport au repère  $abc$  (voir la figure I.3), par contre le repère  $dq$  est mobile, il forme avec le repère fixe un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park.



La matrice de Park est donnée par :

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

Avec  $\mathbb{E}$  : la position angulaire du système (d,q) par rapport au système d'axes réel (a,b,c)

D'où on aura la matrice inverse de Park :

$$[P(\mathbb{E})]^{-1} = [P(\mathbb{E})]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\mathbb{E} & -\sin\mathbb{E} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\mathbb{E} - \frac{2f}{3}\right) & -\sin\left(\mathbb{E} - \frac{2f}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\mathbb{E} - \frac{4f}{3}\right) & -\sin\left(\mathbb{E} - \frac{4f}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

### ➤ Equations électriques

L'équation (I.2) peut s'écrire généralement sous la forme suivante :

$$[V_{abc}] = [R] \cdot [I_{abc}] + \frac{d[\{abc\}]}{dt} \quad (\text{I.19})$$

En appliquant la transformée inverse de Park  $[P(\mathbb{E})]^{-1}$  à l'équation (I.19) :

$$[P(\mathbb{E})]^{-1} \cdot [V_{dq0}] = [R] \cdot [P(\mathbb{E})]^{-1} \cdot [I_{dq0}] + \frac{d}{dt} \left\{ [P(\mathbb{E})]^{-1} \cdot [\{dq0\}] \right\} \quad (\text{I.20})$$

En multipliant l'équation (I.20) par la transformée de Park, on obtient :

$$[V_{dq0}] = [R] \cdot [I_{dq0}] + \frac{d[\{dq0\}]}{dt} + [P(\mathbb{E})] \cdot \left\{ \frac{d[P(\mathbb{E})]^{-1}}{dt} \right\} \cdot [\{dq0\}] \quad (\text{I.21})$$

On peut écrire :

$$P(\mathbb{E}) \cdot \frac{d[P(\mathbb{E})]^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \frac{d\mathbb{E}}{dt} \quad (\text{I.22})$$

L'équation (I.20) pourra donc s'écrire comme suit :

$$[V_{dq0}] = [R] \cdot [I_{dq0}] + \frac{d[\{\xi_{dq0}\}]}{dt} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \frac{d\mathbb{E}}{dt} \cdot [I_{dq0}] \quad (\text{I.23})$$

On peut donc avoir les expressions des tensions respectivement au stator et au rotor comme suit :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \xi_{ds} \\ \xi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d_{n_s}}{dt} \\ \frac{d_{n_s}}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \xi_{ds} \\ \xi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \xi_{dr} \\ \xi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d_{n_r}}{dt} \\ \frac{d_{n_r}}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \xi_{dr} \\ \xi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

Les pulsations des grandeurs statoriques et rotoriques sont données respectivement par :

$$\begin{cases} \frac{d_{n_s}}{dt} = \check{S}_s \\ \frac{d_{n_r}}{dt} = \check{S}_r \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

On obtient donc le système d'équations exprimant les tensions statoriques et rotoriques en fonction des flux, des courants et des pulsations statoriques et rotoriques respectivement :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \check{S}_s \cdot \xi_{qs} + \frac{d\xi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \check{S}_s \cdot \xi_{ds} + \frac{d\xi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} - \check{S}_r \cdot \xi_{qr} + \frac{d\xi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \check{S}_r \cdot \xi_{dr} + \frac{d\xi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

➤ **Equations magnétiques**

L'expression du flux dans l'axe biphasé ( $d, q$ ) s'écrit généralement comme suit :

$$[\{\}_{dq0}] = [P(\mathbb{E})] \cdot [\{\}_{abc}] \quad (\text{I.27})$$

En développant l'équation (I.27) on aboutit aux systèmes matriciels des flux au stator et au rotor :

$$\begin{cases} [\{\}_{s(dq0)}] = [P(\mathbb{M}_s)] \cdot \{ [L_{ss}] \cdot [P(\mathbb{M}_s)]^{-1} \cdot [I_{s(dq0)}] + [M_{sr}] \cdot [P(\mathbb{M}_r)]^{-1} \cdot [I_{r(dq0)}] \} \\ [\{\}_{r(dq0)}] = [P(\mathbb{M}_r)] \cdot \{ [L_{rr}] \cdot [P(\mathbb{M}_r)]^{-1} \cdot [I_{r(dq0)}] + [M_{sr}] \cdot [P(\mathbb{M}_s)]^{-1} \cdot [I_{s(dq0)}] \} \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

Le système matriciel obtenu après développement de l'équation (I.28) est le suivant :

$$\begin{bmatrix} \{\}_{ds} \\ \{\}_{qs} \\ \{\}_{0s} \\ \{\}_{dr} \\ \{\}_{qr} \\ \{\}_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1_s - M_s) & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_0 & 0 & 0 \\ 0 & (1_s - M_s) & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_0 & 0 \\ 0 & 0 & (1_s + 2M_0) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}M_0 & 0 & 0 & (1_s - M_r) & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_0 & 0 & 0 & (1_r - M_r) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & (1_r + 2M_r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{0r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

On pose :

$$\begin{cases} L_s = 1_s - M_s \\ L_r = 1_r - M_r \\ L_m = \frac{3}{2}M_{sr} \\ L_{0s} = 1_s + 2M_s \\ L_{0r} = 1_r + 2M_r \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

Le mode habituel d'alimentation du stator et la structure des enroulements rotoriques conférant la nullité aux sommes des courants statoriques et rotoriques, donc les composantes homopolaires d'indice (o) sont nulles.

Dans ces conditions on définit les flux dans le systèmes d'axes biphasé ( $d, q$ ) en fonction des trois paramètres  $L_s, L_r, L_m$ . Ainsi, on peut écrire les expressions des flux de la manière suivante :

$$\begin{cases} \{ I_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \{ I_{dr} = L_m \cdot I_{ds} + L_r \cdot I_{dr} \\ \{ I_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \{ I_{qr} = L_m \cdot I_{qs} + L_r \cdot I_{qr} \end{cases} \quad (I.31)$$

Les expressions des tensions statoriques et rotoriques dans le système d'axes  $(d, q)$  s'obtiennent en remplaçant les expressions des flux dans l'équation (I.26) :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \check{S}_s \cdot L_s \cdot I_{qs} - \check{S}_s \cdot L_m \cdot I_{qr} + L_m \cdot \frac{dI_{dr}}{dt} + L_s \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \check{S}_s \cdot L_s \cdot I_{ds} + \check{S}_s \cdot L_m \cdot I_{dr} + L_m \cdot \frac{dI_{qr}}{dt} + L_s \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} - \check{S}_r \cdot L_r \cdot I_{qr} - \check{S}_r \cdot L_m \cdot I_{qs} + L_m \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + L_s \cdot \frac{dI_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \check{S}_r \cdot L_r \cdot I_{dr} + \check{S}_r \cdot L_m \cdot I_{ds} + L_m \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + L_s \cdot \frac{dI_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (I.32)$$

La machine étant à cage d'écurueil, les paramètres rotoriques figurant dans le système d'équations ne sont donc pas mesurables, pour palier à cette contrainte, nous sommes amenés à effectuer un changement de variables qui nous permettra de se débarrasser des différentes inductances mutuelles.

On pose donc :

$$\begin{cases} I_{dr} = \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \cdot I'_{dr} \\ I_{qr} = \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \cdot I'_{qr} \\ \dagger = 1 - \left( \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r} \right) \\ T_r = \left( \frac{L_r}{R_r} \right) \end{cases} \quad \text{Et } \dagger = 1 - \left( \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r} \right) \Rightarrow L_m^2 = (1 - \dagger) \cdot L_s \cdot L_r \quad (I.33)$$

Le rotor de la machine asynchrone est en court-circuit ( $V_{dr} = V_{qr} = 0$ ), et en appliquant le changement de variable proposé précédemment, on aura une machine qui sera caractérisée par quatre paramètres électriques  $R_s, L_s, \dagger$  et  $T_r$ , les tensions statoriques et rotoriques dans le système d'axes  $(d, q)$  s'écrivent comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + L_s \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} - \check{S}_s \cdot L_s \cdot I_{qs} + (1-\check{t}) \cdot L_s \cdot \frac{dI'_{dr}}{dt} - (1-\check{t}) \cdot \check{S}_s \cdot L_s \cdot I'_{qr} \\ V_{qs} = \check{S}_s \cdot L_s \cdot I_{ds} + R_s \cdot I_{qs} + L_s \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + (1-\check{t}) \cdot \check{S}_s \cdot L_s \cdot I'_{dr} + (1-\check{t}) \cdot L_s \cdot \frac{dI'_{qr}}{dt} \\ 0 = \frac{dI_{ds}}{dt} - \check{S}_r \cdot I_{qs} + \frac{1}{T_r} \cdot I'_{dr} + \left( \frac{dI'_{dr}}{dt} \right) - \check{S}_r \cdot I'_{qr} \\ 0 = \check{S}_r \cdot I_{ds} + \frac{dI_{qs}}{dt} + \check{S}_r \cdot I'_{dr} + \frac{1}{T_r} \cdot I'_{qr} + \left( \frac{dI'_{qr}}{dt} \right) \end{array} \right. \quad (\text{I.34})$$

### I.5. Choix du référentiel :

Le problème à étudier nous exige un choix judicieux du référentiel à utiliser. Cependant, nous pouvons simplifier encore les équations des tensions statoriques et rotoriques en choisissant un référentiel particulier pour  $(d, q)$ . En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

#### I.5.1. Référentiel lié au stator :

Noté  $(r, s)$  ; il est utilisé pour l'étude des variations importantes de la vitesse de rotation.

$$\frac{d_{n_s}}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d_n}{dt} = \check{S}_r, \quad \text{et} \quad \check{\mathbb{E}} = 0 \quad (\text{I.35})$$

Le système (I.28) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{rs} = R_s \cdot I_{rs} + \frac{d\check{\xi}_{rs}}{dt} \\ V_{ss} = R_s \cdot I_{ss} + \frac{d\check{\xi}_{ss}}{dt} \\ V_{rr} = R_r \cdot I_{rr} - \check{S}_r \cdot \check{\xi}_{sr} + \frac{d\check{\xi}_{rr}}{dt} \\ V_{sr} = R_r \cdot I_{sr} + \check{S}_r \cdot \check{\xi}_{rr} + \frac{d\check{\xi}_{sr}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I.36})$$

#### I.5.2. Référentiel lié au rotor :

Noté  $(x, y)$  ; il est utilisé dans le cas où l'on considère la vitesse de rotation constante.

$$\frac{d_{n_r}}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d_{n_s}}{dt} = \check{S} \quad \text{et } \mathbb{E} = \text{ }_{n_r} \quad (\text{I.37})$$

Le système (I.28) devient :

$$\begin{cases} V_{xs} = R_s \cdot I_{xs} - \check{S}_s \cdot \{ \}_{ys} + \frac{d\{ \}_{xs}}{dt} \\ V_{ys} = R_s \cdot I_{ys} + \check{S}_s \cdot \{ \}_{xs} + \frac{d\{ \}_{ys}}{dt} \\ V_{xr} = R_r \cdot I_{xr} + \frac{d\{ \}_{xr}}{dt} \\ V_{yr} = R_r \cdot I_{yr} + \frac{d\{ \}_{yr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.38})$$

### I.5.3. Référentiel lié au champ tournant :

Noté  $(d, q)$  ; il tourne à la vitesse de synchronisme, ce référentiel est utilisé dans le cas de petite variation de la fréquence d'alimentation de la machine.

$$\frac{d_n}{dt} = \frac{d_{n_s}}{dt} - \frac{d_{n_r}}{dt} \Rightarrow \check{S} = \check{S}_s - \check{S}_r \Rightarrow g\check{S}_s = \check{S}_s - \check{S} \Rightarrow \check{S}_r = \frac{d_{n_r}}{dt} = g\check{S}_s \quad (\text{I.39})$$

$$\mathbb{E} = \text{ }_{n_s}$$

Le système (I.28) devient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \check{S}_s \cdot \{ \}_{qs} + \frac{d\{ \}_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \check{S}_s \cdot \{ \}_{ds} + \frac{d\{ \}_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} - \check{S}_r \cdot \{ \}_{qr} + \frac{d\{ \}_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \check{S}_r \cdot \{ \}_{dr} + \frac{d\{ \}_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

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

## I.6. Mode d'alimentation :

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

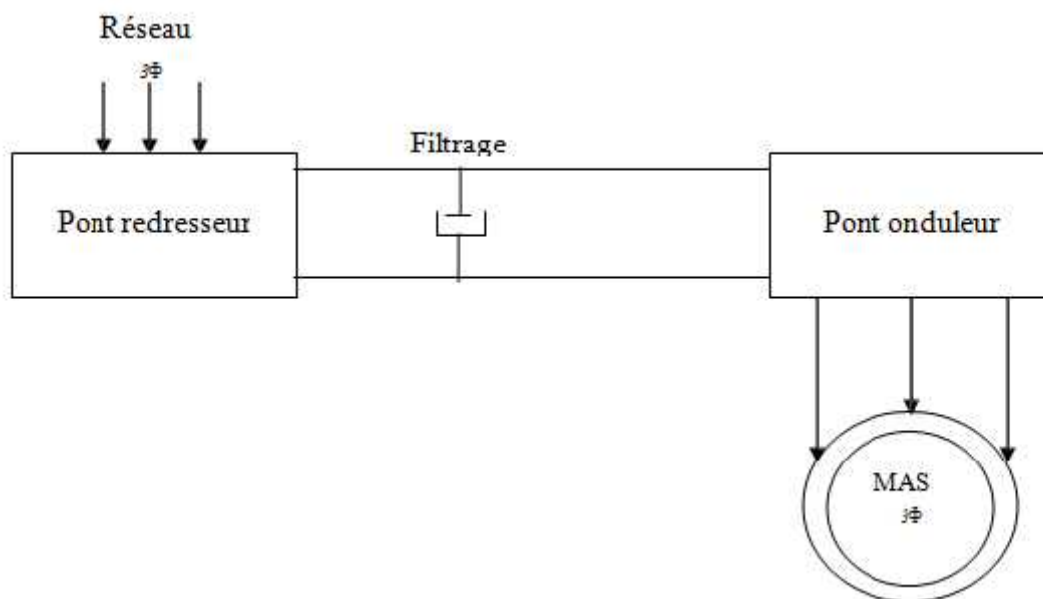


Fig. I.5 : schéma de l'alimentation

### I.6.1. Description de l'onduleur de tension :

Un onduleur comporte six thyristors commandables à l'allumage et à l'extinction, placés en antiparallèle avec une diode figure (1.6).

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

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

Une diode en inverse sur chaque interrupteur pour assurer la circulation du courant pendant la phase de roue libre. L'amplitude de la tension aux bornes de chaque semi-conducteur est limitée  $\frac{1}{2} E$  de la source majorée de la surtension due à la commutation des interrupteurs. les potentiels

des bornes peuvent prendre trois valeurs  $+E$ ,  $0$ ,  $-E$  d'où l'appellation onduleur triphasé trois états[27].

La figure (1.6) représente une structure équivalente à l'onduleur triphasé trois états dans laquelle les fonctions des semi-conducteurs sont symbolisées par des interrupteurs, dans ce cas, le schéma équivalent est constitué de six interrupteurs bidirectionnels.

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

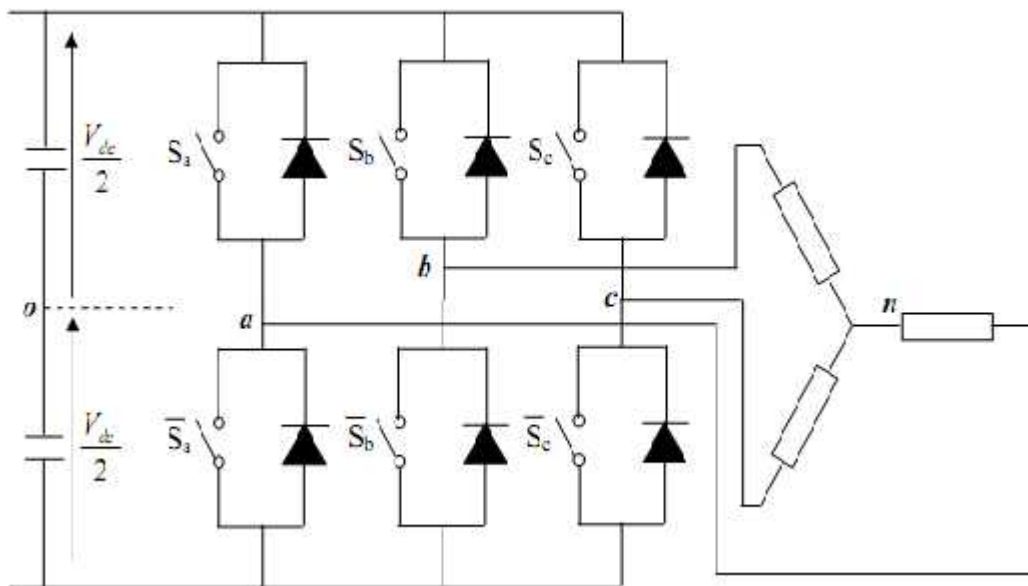


Fig. I.6 : l'onduleur de tension triphasé associé à la MAS

### I.6.2. Commande par modulation de la largeur d'impulsion :

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

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

La multiplication du nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie d'un onduleur à (M. L. I) présente deux avantages importants [31] : Repousser vers des fréquences les plus élevées les harmoniques de la tension, ce qui facilite le filtrage.

Elle permet de faire varier la valeur du fondamental .

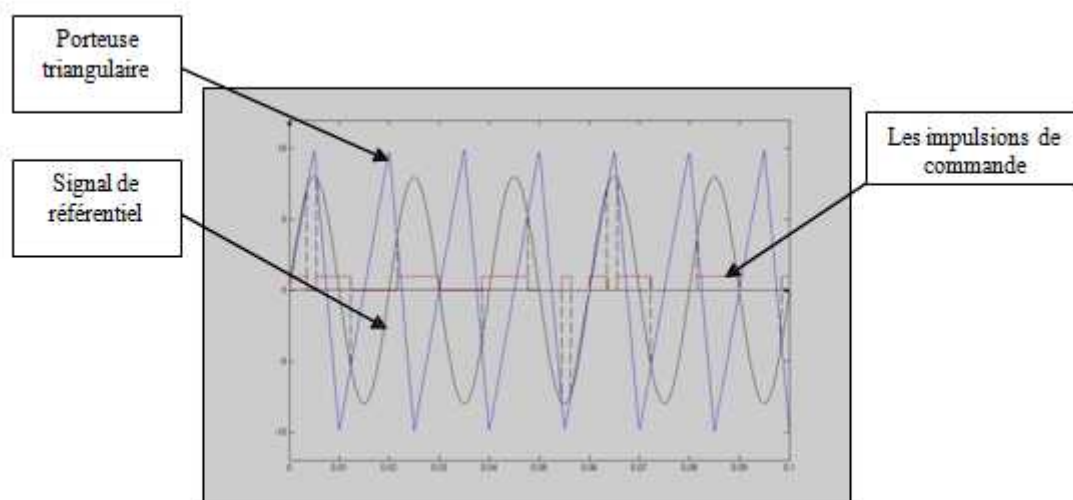
L'essor de la (M. L. I) est lié au progrès des semi-conducteurs de puissance, l'augmentation du nombre de commutation entraînerait des pertes excessives si on n'avait pas réussi à réduire les pertes à chacune des commutations.

### I.6.3. Stratégies des MLI (stratégies triangulo-sinusoidale):

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

Plusieurs catégories de (M. L. I) ont été développées [7] :

- Les modulations sinus-triangulaire effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire.
- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutations sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre fréquentiel.
- Les modulations post calculées encore appelées (M. L. I) régulières symétriques ou (M. L.I.) vectorielle dans lesquelles les angles de commutations sont calculés en lignes.



**Fig .I.7:** La modulation sinus-triangulaire pour une phase

## I.7. Passage du modèle biphasé vers une représentation d'état :

La commande des machines électriques peut être considérée comme étant à l'intersection de deux disciplines, l'électrotechnique qui fournit l'application et les lois physiques issues des lois des circuits électriques et magnétiques et la conversion d'énergie, et l'automatique qui fournit des méthodes générales à partir des équations d'états qui serviront à définir des algorithmes de commande

### I.7.1. Représentation d'état de la MAS :

Une représentation d'état permet de modéliser un système dynamique sous forme matricielle en utilisant des variables d'état (cas linéaire). Cette représentation permet de donner une description plus détaillée d'un système.

Les variables d'état sont des grandeurs physiques continues du système et doivent être indépendantes les unes des autres. La connaissance de toutes les variables d'état à un instant  $t$  doit permettre de calculer toutes les valeurs du système à un instant  $(t+dt)$ . La représentation d'état la plus générale pour les systèmes linéaires est la suivante en continue :

$$X'(t) = A(t).X(t) + B(t).U(t) \quad (I.41)$$

$$Y(t) = C(t).X(t) + D(t).U(t)$$

Où  $X$  (vecteur qui représente les variables d'état),  $Y$  (vecteur qui représente les mesures),  $U$  (vecteur qui représente les commandes),  $A$  (matrice de dynamique),  $B$  (matrice de commande),  $C$  (matrice d'observation),  $D$  (matrice d'action directe). Les matrices  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  sont souvent invariantes selon le temps, elles deviennent alors des matrices constantes et on parle de représentation d'état continue indépendante du temps.

Nous avons présenté le cas linéaire, mais nous pouvons généraliser la formule pour le cas non linéaire par :

$$X' = f(X, U)$$

$$Y = D(X, U)$$

Plusieurs modèles d'état de la MAS alimentée en tension peuvent être développés, pour notre cas on prend :

$I_{sr}, I_{ss}, \{r_r, \{r_s$  : Comme variable d'état

$V_{sr}, V_{ss}, \check{S}_s$  : Comme grandeurs de commande

Ses variables d'état seront exprimés en fonction des grandeurs de commande choisies selon la représentation d'état suivante :

$$\begin{aligned} X' &= AX + BU \\ Y &= CX + [D][U] \end{aligned}$$

### I.7.2. Modèle du moteur asynchrone sous forme d'état dans le repère fixe ( , ) :

On peut adopter le modèle suivant obtenu après un développement mathématique et le passage par l'écriture complexe des flux et des courants:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} I_{sr} &= -a_1 I_{sr} + a_2 \{r_r + a_3 \Omega \cdot \{r_s + bV_{sr} \\ \frac{d}{dt} I_{ss} &= -a_1 I_{ss} - a_3 \Omega \cdot \{r_r + a_2 \{r_s + bV_{sb} \\ \frac{d}{dt} \{r_r &= a_4 I_{sr} - a_5 \{r_r - a_6 \Omega \{r_s \\ \frac{d}{dt} \{r_s &= a_4 I_{ss} + a_6 \Omega \{r_r - a_5 \{r_s \\ \frac{d}{dt} \Omega &= a_7 (\{r_r \cdot I_{ss} - \{r_s \cdot I_{sr}) - \frac{Cr}{J} \end{aligned} \quad (I.42)$$

Avec :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \dagger = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \quad \check{S} = P\Omega$$

$$a_1 = \frac{R_s}{\dagger \cdot L_s} + \frac{1}{T_r} \left( \frac{1 - \dagger}{\dagger} \right), a_2 = \frac{K}{T_r}, a_3 = KP, a_4 = \frac{M}{T_r}, a_5 = \frac{1}{T_r}, a_6 = P, a_7 = \frac{PM}{JL_r}, a_8 = \frac{Cr}{J}$$

$$b = \frac{1}{\dagger \cdot L_s}, K = \frac{M}{\dagger \cdot L_s \cdot L_r}$$

Nous pouvons ainsi représenter le système sous la forme d'une représentation d'état définie dans le repère fixe :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sr} \\ I_{ss} \\ \{I_{rr}\} \\ \{I_{rs}\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & a_2 & a_3 \check{S} \\ 0 & -a_1 & -a_3 \check{S} & a_2 \\ a_4 & 0 & -a_5 & -\check{S} \\ 0 & a_4 & \check{S} & -a_5 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sr} \\ I_{ss} \\ \{I_{rr}\} \\ \{I_{rs}\} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sr} \\ V_{ss} \end{bmatrix} \quad (I.43)$$

Le couple électromagnétique développé par la machine asynchrone sera donné dans le repère fixe ( , ) par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{PM}{Lr} (\Phi_{rr} \cdot I_{ss} - \Phi_{rs} \cdot I_{sr}) \quad (I.44)$$

### I.8. Simulation du modèle de la machine asynchrone :

Le modèle de la MAS sera simulé à l'aide du logiciel SIMULINK sous MATLAB, la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé,

La simulation sera faite dans le référentiel (r, s) pour un essai en charge nominale après un démarrage à vide.

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes, elles peuvent se présenter comme suite :

$$\begin{aligned} V_{sa} &= \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t) \\ V_{sb} &= \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2f}{3}\right) \\ V_{sc} &= \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2f}{3}\right) \end{aligned} \quad (I.50)$$

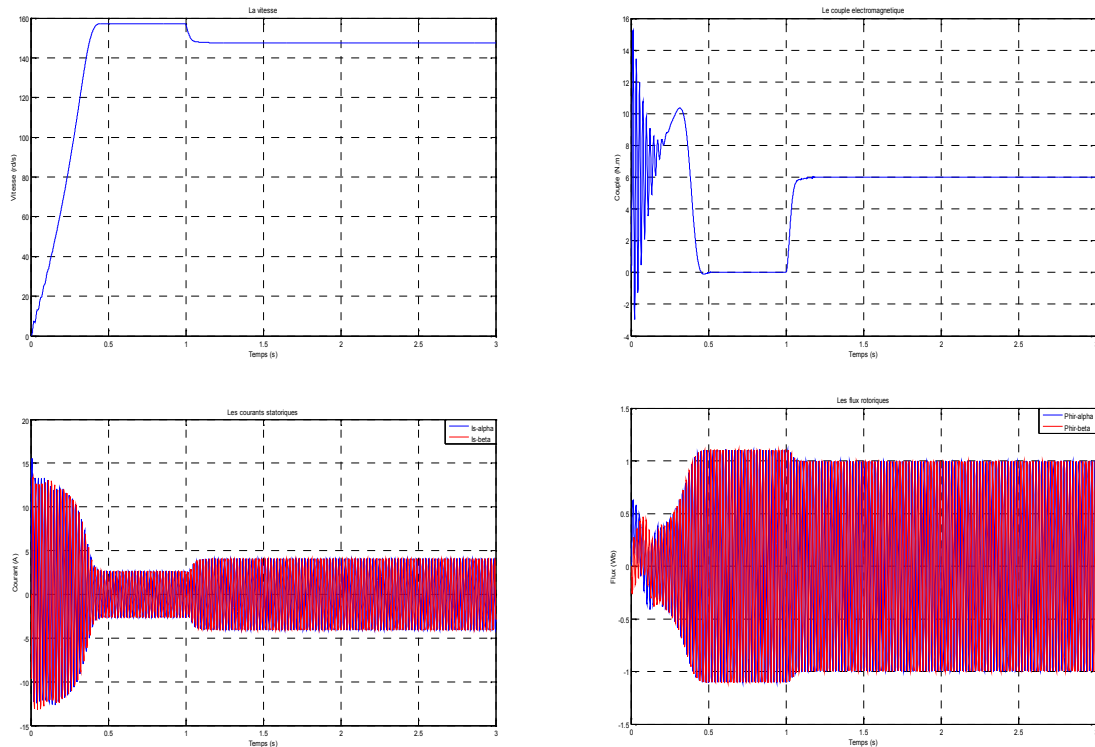
$V_s$  : valeur efficace de tension

$\omega_s$  : Pulsation d'alimentation

### I.9. résultats de simulation :

Nous avons effectué des simulations de la machine asynchrone alimentée par le réseau standard 220/380V de fréquence 50Hz, sous une application de couple de la charge  $C_r=6\text{Nm}$  ( $t=1\text{s}$ ) après démarrage à vide. Les figures données montrent l'évolution de la vitesse, du couple électromagnétique  $C_{em}$ , les courant statoriques ( $I_{sr}, I_{ss}$ ), et les flux rotoriques ( $\Phi_{rr}, \Phi_{rs}$ ) dans le référentiel (r, s)

Les paramètres de la MAS utilisée dans ce travail sont donnés en annexes (2).



**Fig. I.8 :** Résultats de simulation de la MAS alimentée en tension sous charge après un démarrage à vide dans le référentiel  $(r, S)$

### Discussion des résultats :

Après un régime transitoire, la vitesse du moteur atteint sa vitesse de référence puis stabilise à 157rad/s(vitesse de synchronisme), à l'introduction de la charge la vitesse diminue jusqu'à la valeur 147rad/s et se stabilise à cette valeur , le couple présente au démarrage des pulsations avant qu'il se stabilise à 0, lorsque on applique un couple résistant le couple moteur augmente pour le compenser.

Pour les courants de phases statoriques ils présentent des dépassements excessifs qu'ils disparaissent au bout de quelques alternances puis une forme sinusoïdale constante, à l'application de la charge les courants évolue selon la charge appliquée.

Au moment de démarrage le flux rotorique est chuté jusqu'à stabiliser à la valeur constante durant l'intervalle et prendre une forme sinusoïdale d'amplitude constante, après que le régime permanent est atteint, la machine est sollicitée par une charge perturbatrice de 6 Nm à  $t = 1s$ , pendant ce temps le flux magnétique augment, ce qui explique le couplage qui existe entre le flux et le couple électromagnétique.

## **I.5. Conclusion :**

Nous avons présenté dans ce chapitre une modélisation de la MAS fonctionnant en moteur, qui nous a permis d'établir son modèle mathématique complexe et qui a été simplifié par la suite grâce à certain nombre d'hypothèses simplificatrices, et à l'aide d'application de la transformation triphasée-diphasée (Clark, Concordia, Park) et notamment sa représentation dans le repère fixe ( , ) puis le passage vers une représentation d'état de son modèle qui sera utilisé dans les suivants chapitres.

D'autre part la simulation de la MAS à l'aide de logiciel MATLAB nous a permis de voir le comportement de cette machine et sa réaction quand elle est soumise à la charge ( $C_r$ ) lors une alimentation directe de réseau triphasée standard (220/380V), où on a constaté par la suite que la contrainte majeure de cette machine est sa chute considérable de vitesse quand on la charge.

Pour remédier à ce problème de chute de vitesse du pratiquement à l'inertie des masses tournantes et au glissement , plusieurs méthodes de commande et de régulations ont été développées par la suite, pour pouvoir placer cette machine dans des processus industrielle nécessitant des valeurs de vitesse constantes, parmi ces méthodes on cite ; la commande scalaire, la commande directe de couple (DTC) ; la commande par Backstepping, la commande non linéaire entrée/sortie (E/S), la commande par mode glissant et la commande vectorielle cette dernière fera l'objet de suivant chapitre .





# **Chapitre II :**

**Commande vectorielle de la machine asynchrone**

## II.1. Introduction :

Grâce au développement technologique, et les succès réalisés dans l'électronique de puissance et la micro-informatique, le domaine d'entraînement des machines électriques à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. Cet avantage a joué particulièrement en faveur de la MAS, car actuellement elle est utilisée pour la réalisation de la majorité des entraînements à vitesse variable.

Pendant la MAS présente un inconvénient majeur, qu'on a déjà vu dans le premier chapitre, qui est le fort couplage existant entre le flux et le couple et qui se traduit par la chute de sa vitesse quand elle est sollicitée par une charge, contrairement à la machine à courant continu à excitation séparée, ou la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit.

Par la suite cette inconvénient a poussé les recherches pour donner naissance à plusieurs variateurs de vitesse ,pour de telles machines ,intégrant différentes stratégies de commande ,un premier dispositif ;la cascade hyposynchrone ;a permis de faire varier la vitesse du moteur, cette technique est plus ancienne que celle utilisée dans les variateurs et laisse progressivement sa place à d'autres dispositifs , en effet la première commande qui a été introduite dans l'industrie est 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 d' applications plus performantes et la volonté de maîtriser les régimes transitoires ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent à ses exigences .

L'avènement de la commande vectorielle ou en anglais(FOC :Field Oriented Control) a permis de résoudre ce problème en rendant le fonctionnement de la MAS assimilable à celui de la MCC à excitation séparée ,en liant son référentiel au champ tournant et en orientant le flux suivant l'axe direct qui sera commandé par la composante directe du courant statorique aussi le couple sera commandé uniquement par la composante transversale[1][5][7][10].

## II.2. Description de la commande :

La commande vectorielle introduite par Blaschke (1972) fût la première technique capable de doter la machine asynchrone de nouvelles performances au moins comparables à celle de la machine à courant continu. Cette technique consiste à réécrire le modèle dynamique de la machine asynchrone dans un référentiel tournant avec le flux du rotor. Par cette transformation non-linéaire, il suffit de maintenir le flux du rotor constant pour assurer le découplage entre la vitesse et le flux de la machine. Trois méthodes proposées

pour découpler la commande dans le cas de la régulation du flux du stator, flux du rotor et flux d'entrefer du moteur asynchrone.

### II.3. Principe du contrôle vectoriel et du flux orienté :

Ce principe repose sur l'assimilation de comportement de la MAS à celui de la MCC à excitation séparée en découplant la commande du couple de celle du flux, rappelons que dans la MCC on se permet à un contrôle séparé du flux et du couple, ce dernier se traduit par la relation :

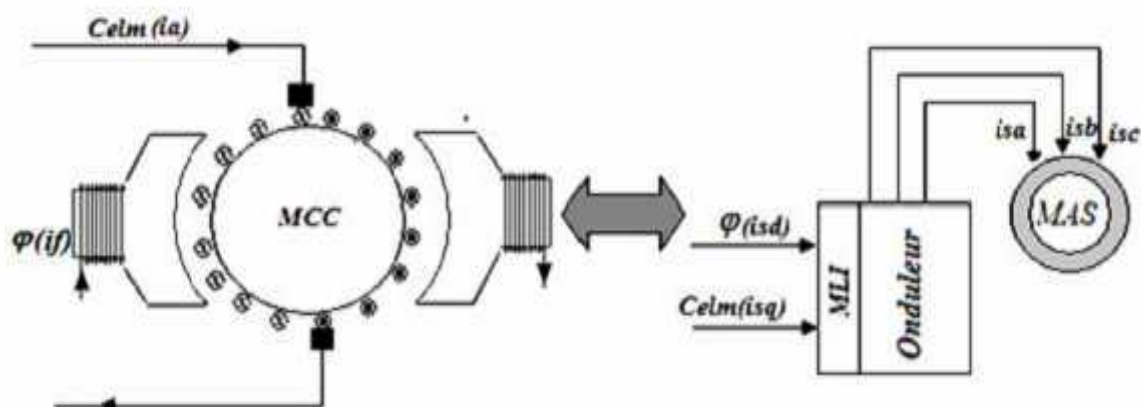
$$C_{emcc} = k \cdot \{ \phi_e \cdot I_a \quad (II.1)$$

Avec:

$\{ \phi_e$  : Flux d'excitation.

$I_a$  : Courant d'induit.

Le courant d'induit  $I_a$  est la grandeur génératrice du couple et le courant d'excitation  $I_f$  est la grandeur génératrice du flux. Ainsi, dans une machine à courant continu tout se passe comme si les variables de commandes  $I_a$  et  $I_f$  sont orthogonales. C'est à dire que le flux commandé par le courant  $I_f$  et le couple par le courant  $I_a$ . On dit que l'induit et l'inducteur sont découplés.



**Fig. II.1 :** Analogie de la MAS à la MCC

Pour une machine asynchrone, la relation du couple électromagnétique est donnée par l'équation suivante :

$$C_{emas} = \frac{PM}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) \quad (\text{II.2})$$

En partant de cette équation, on peut réaliser un découplage de telle façon que le couple sera commandé uniquement par le courant  $I_{qs}$  et ainsi donc le flux par le courant

$I_{ds}$ . La relation finale du couple est :

$$C_{emas} = P \frac{L_m}{L_r} (\xi_r \cdot I_{qs}) = K \cdot I_{qs} \cdot I_{ds} \quad (\text{II.3})$$

On voit que cette relation est similaire à celle du moteur à courant continu vue précédemment

La composante  $I_{ds}$  joue le rôle du courant d'excitation qui génère et contrôle le flux  $\xi_r$ .

La composante  $I_{qs}$  joue le rôle du courant induit qui, à flux d'excitation donné, contrôle le couple.

Pour élaborer une commande vectorielle il faut orienter le référentiel suivant le repère considéré, ici le champ tournant. L'avantage de ce repère est que les grandeurs sont continues.

Nous avons la possibilité d'orienter les axes « d » et « q » du repère suivant la direction d'un des quatre vecteurs décrivant le comportement de la machine, par conséquent, il est possible de définir quatre types de référentiels immobiles par rapport au champ tournant :

***Axe direct « d » est aligné avec le courant statorique :***

Ce référentiel est commode pour une commande en courant. L'angle de transformation de Park est calculé directement à partir des courants statoriques mesurés [26].

***Axe direct « d » est aligné avec la tension rotorique :***

Pour la synthèse d'une loi de commande pour une commande en courant l'angle de transformation de Park est calculé directement à partir des courants statoriques mesurés [17].

***Axe direct « d » est aligné avec le flux statorique :***

Dans ce repère l'angle de transformation de Park est égal à l'angle que forme le flux statorique et la phase « a » du stator. Le maintien du flux statorique à sa valeur nominale est la condition pour assurer le rendement du moteur et éviter la saturation des éléments magnétiques. Dans ce cas nous avons  $\xi_{qs} = 0 \Rightarrow \xi_{ds} = \xi_s$ .

***Axe direct « d » est aligné avec le flux rotorique :***

La méthode de contrôle vectoriel par orientation du repère suivant le champ tournant rotorique est, de loin la plus utilisée. Elle permet bien d'obtenir une expression scalaire instantanée du

couple électromagnétique que l'on peut écrire en annulant une des composantes du flux rotorique.

Pour réaliser ce contrôle similaire dans le cas de la MAS, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où le nom de la méthode : flux orienté

Le principe de cette méthode est d'annuler le déphasage entre l'axe  $od$  du repère de Park et le flux, alors il est possible d'orienter le flux statorique ou le flux rotorique ou aussi le flux magnétisant.

Orientation du flux rotorique :

$$\{_{dr} = \{_r \text{ et } \{_{qr} = 0 \quad (\text{II.4})$$

Orientation du flux statorique :

$$\{_{ds} = \{_s \text{ et } \{_{qs} = 0 \quad (\text{II.5})$$

Nous allons nous intéresser à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique car elle nous mène à un système totalement découplé, et ça par le choix convenablement de l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct ( $d$ ) et donc d'avoir :

$$\{_{dr} = \{_r \text{ et } \{_{qr} = 0$$

L'expression du couple électromagnétique sera par conséquent donnée par :

$$C_{emas} = P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \{_{dr} \cdot I_{qs} = P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \{_r \cdot I_{qs} \quad (\text{II.6})$$

Le couple est réglable par action sur  $I_{qs}$  lorsque le flux  $\{_{dr}$  est maintenu constant par l'intermédiaire de  $I_{ds}$ .

L'orientation du flux rotorique  $\{_r$  suivant l'axe direct  $d$  impose une nouvelle forme des équations électriques de la MAS :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \check{S}_s \cdot \{_{qs} + \frac{d\{_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \check{S}_s \cdot \{_{ds} + \frac{d\{_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\{_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \check{S}_r \cdot \{_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

$$\begin{cases} \{_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \{_{dr} = L_m \cdot I_{ds} + L_r \cdot I_{dr} \\ \{_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \{_{qr} = L_m \cdot I_{qs} + L_r \cdot I_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

En posant  $\{_{qr} = 0$  et en orientant le repère de Park, le système précédent devient :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\{_{ds}}{dt} - \check{S}_s \{_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\{_{qs}}{dt} + \check{S}_s \{_{ds} \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{aligned} 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\{_{dr}}{dt} \\ 0 &= R_r I_{qr} + \check{S}_s \{_{dr} \\ \{_{qs} &= \dagger L_s I_{qs} \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

$$I_{dr} = \frac{1}{L_r} \{_{dr} - \frac{L_m}{L_r} I_{ds} \quad (\text{II.11})$$

$$I_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} I_{qs} \quad (\text{II.12})$$

Après remplacement des courants rotoriques et des flux statoriques en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques, nous aboutissons au système suivant :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_{sr} I_{ds} + \dagger L_s \frac{dI_{ds}}{dt} - \frac{L_m}{L_r^2} R_r \{_{dr} - \dagger L_s \check{S}_s I_{qs} \\ V_{qs} &= R_{sr} I_{qs} + \dagger L_s \frac{dI_{qs}}{dt} - \frac{L_m}{L_r} \check{S}_s \{_{dr} + \dagger L_s \check{S}_s I_{ds} \\ \frac{d\{_{dr}}{dt} &= \frac{R_r}{L_r} \{_{dr} + \frac{L_m}{L_r} R_r I_{ds} \\ (\check{S}_s - \check{S}) \{_{dr} &= \frac{R_r}{L_r} L_m \cdot I_{qs} \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$$R_{sr} = R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \quad (\text{II.14})$$

En observant la troisième équation du (II-13), on constate que l'annulation du flux rotorique dans l'axe 'q' permet un réglage parfaitement découplé du flux dans l'axe 'd' à

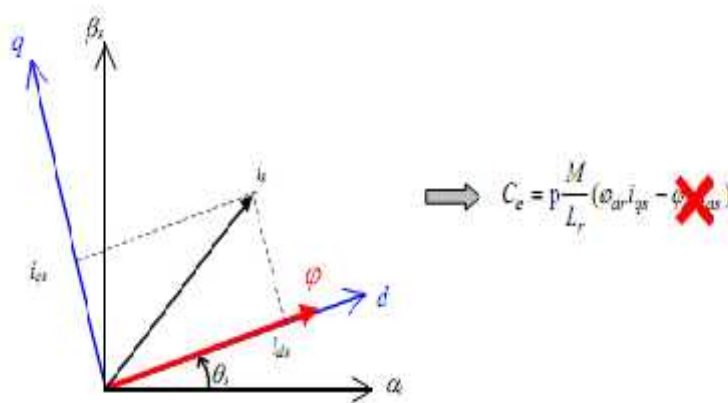
partir du courant statorique  $I_{ds}$ , c'est-à-dire que  $\{_{dr}$  est contrôlé uniquement par  $I_{ds}$ .  
Maintenant si nous reprenons l'expression du couple électromagnétique.

$$C_{emas} = P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\{_{dr} \cdot I_{qs} + \{_{qr} \cdot I_{ds}) \quad (\text{II.15})$$

Et en posant que  $\{_{qr} = 0$  il devient :

$$C_{emas} = P \frac{L_m}{L_r} \{_{dr} I_{qs} \quad (\text{II.16})$$

Si nous maintenant le flux rotorique d'axe 'd' constant  $\{_{dr}$  alors le couple est contrôlé par le courant  $I_{qs}$  et c'est bien le but de la commande vectorielle, c'est-à-dire de retrouver le découplage entre courant et flux d'une machine à courant continu. Par conséquent nous avons le courant  $I_{ds}$  qui contrôle le flux et le courant  $I_{qs}$  qui contrôle le couple.



**Fig. II.2 :** principe du control vectorielle

On doit noter aussi qu'il existe deux méthodes pour la commande vectorielle à flux orienté : la méthode à contrôle direct (DFOC) et la méthode à contrôle indirect (IFOC).

#### II.4. Contrôle vectoriel direct à flux rotorique orienté (DFOC):

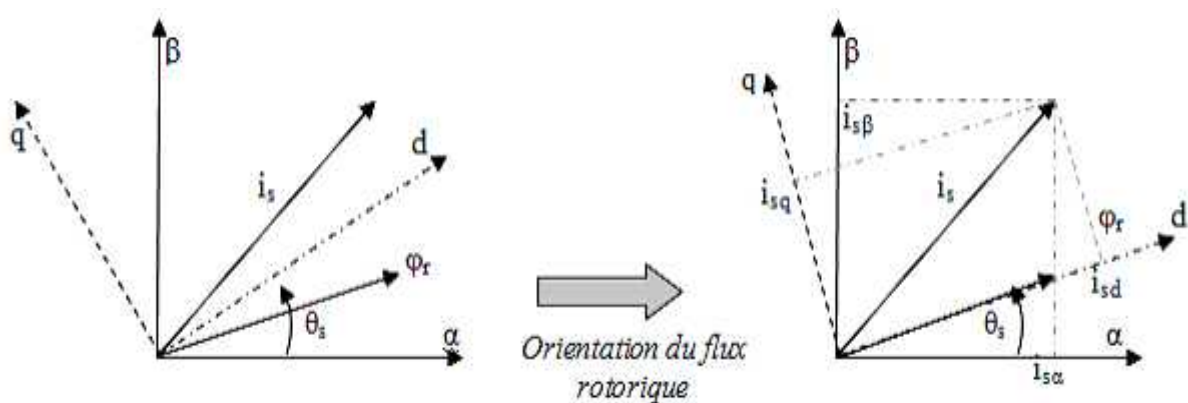
Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase, le calcul du flux se base sur l'intégration des courants statoriques mesurés .

L'alimentation est imposée par deux tensions de référence complètement découplées à l'entrée de la commande de l'onduleur [13] [26].

Lorsqu'on ont analyse les relations (II-13) et (II-14), la première méthode consiste à orienter le repère de Park directement à partir de l'angle de phase  $\theta_s$  entre le vecteur flux rotorique et la

phase Sa du stator. Ceci nécessite la connaissance des composantes de ce vecteur. Considérons un repère diphasé ( , ) fixe lié au stator. Les composantes diphasées du flux rotorique peuvent être obtenues à partir des composantes triphasées par les relations linéaires suivantes :

$$\begin{aligned} \{r_r} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \{r_a \\ \{r_s} &= \sqrt{\frac{1}{2}} (\{r_b - \{r_c) \\ \{r} &= \sqrt{\{r_r^2 + \{r_s^2} \\ \theta_s} &= \text{Arc tan} \left( \frac{\{r_s}{\{r_r} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.17})$$



**Fig.II.3** : Orientation direct du repère selon le vecteur flux rotorique

A ce niveau se pose le problème de la reconstitution des composantes du flux rotorique car il est contrôlé par contre-réaction, ce qui nécessite une estimation du flux.

Il devient nécessaire de réaliser un découplage entre ses deux axes, plusieurs techniques peuvent être utilisées afin d'assurer un découplage.

Dans le présent travail nous utilisons le découplage par compensation.

## II.5. Le contrôle indirect (IFOC) :

À l'opposé de la méthode précédente, nous considérons que les composantes du flux rotorique ne sont pas directement accessibles. Les motivations premières de la méthode indirecte sont d'une part le coût élevé d'un capteur de flux direct et d'autre part le problème d'intégration du capteur dans la machine, ce qui conduit à la diminution de la fiabilité de la machine. Les applications industrielles ne sont pas favorables à l'introduction d'un capteur matériel supplémentaire dans le système d'entraînement. Ce raisonnement conduit donc à

orienter le flux par une voie indirecte, à partir des courants statoriques qui sont les grandeurs de réglage des flux [17].

Le problème essentiel est : Quel courant faut-il imposer pour annuler le flux  $\xi_{qr}$  ?

Considérons la dernière équation de (II-8) :

$$(\tilde{\xi}_s - \tilde{\xi})\xi_{dr} = \frac{R_r}{L_r} L_m I_{qs} \quad (\text{II.18})$$

$$\tilde{\xi}_s = \tilde{\xi} + R_r \frac{L_m I_{qs}}{L_r \xi_{dr}} \quad (\text{I.19})$$

Ce qui donne :

$$\xi_s = \xi + \int_0^t R_r \frac{L_m I_{qs}}{L_r \xi_{dr}} dt \quad (\text{II.20})$$

La troisième relation de (II-9) peut être écrite de la façon suivante :

$$\left(1 + Tr \frac{d}{dt} \xi_{dr}\right) = L_m I_{ds} \quad (\text{II.21})$$

Avec  $Tr = \frac{L_r}{R_r}$  : constante de temps rotorique. Elle permet quant à elle de reconstituer  $\xi_{dr}$ .

On peut remarquer qu'en régime permanent électrique, le flux rotorique est proportionnel au courant statorique d'axe 'd', de ce fait, ce courant est parfois nommé courant de flux, tandis que le courant  $I_{qs}$  en quadrature a pour objectif de régler le couple électromagnétique, mais il faut faire très attention avec cette méthode à cause de la constante de temps rotorique, en particulier sur l'estimation de l'angle de phase  $\delta_s$  du flux rotorique car elle dépend fortement de l'écart  $\tilde{\xi}_{sl} = \tilde{\xi}_s - \tilde{\xi}$ , qui en régime permanent correspond à la pulsation des courants rotoriques. Le contrôle vectoriel dans cette méthode est alors simplifié. Mais elle reste sensible vis-à-vis les variations des paramètres de la machine et en particulier de la constante de temps rotorique  $Tr$ .

## II.6. Avantage et inconvénient de la commande (IFOC) :

L'avantage de la commande indirecte est que flux n'est pas régulé (donc ni mesuré, ni estimé). Celui-ci est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle  $\delta_s$  qui est obtenu à partir de la pulsation statorique  $\omega_s$ . Cette dernière est la somme de la pulsation rotorique estimée  $\omega_{rest}$  et la pulsation mécanique  $P\Omega$  mesurée. Donc cette méthode élimine le besoin

d'utiliser un capteur ou un observateur du flux. L'inconvénient de (IFOC) réside dans sa sensibilité aux variations paramétriques.

On remarque que ces deux structures de commande (DFOC ; IFOC) nécessitent un capteur mécanique pour l'information de vitesse et de position du rotor de la machine [1].

## II.7. Les transformations directes et inverses :

L'une permet, à partir des tensions biphasés  $(V_{ds}, V_{qs})$  dans le repère  $(d, q)$ , de calculer les tensions triphasées  $(V_{as}, V_{bs}, V_{cs})$  à imposer à la machine via l'onduleur à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion).

La deuxième transformation calcule, à partir des trois courants de ligne de la machine, les courants biphasés  $(I_{ds}, I_{qs})$  dans le repère  $(d, q)$  qu'il faut réguler.

Ces deux transformations nécessitent le calcul de l'angle  $\theta$ .

## II.8. Estimation des grandeurs dans la commande vectorielle :

- **Estimation de l'angle de transformation de park  $\theta$  :**

Le calcul de l'angle de transformation  $\theta$  peut se faire en sommant la pulsation de glissement avec la vitesse électrique du rotor  $P\Omega$ , ce qui donne la pulsation statorique  $\omega_s$ , on intégrant cette dernière, on obtient :

$$\theta = \int \omega_s dt = \int \left( P\Omega + \frac{I_{qs}}{Tr \cdot I_{rm}} \right) dt \quad (\text{II.22})$$

- **Estimation de courant rotorique :**

Rappelons le système d'équation des tensions de la machine dans le repère  $(d, q)$  :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \tilde{S}_s \cdot \xi_{qs} + \frac{d\xi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \tilde{S}_s \cdot \xi_{ds} + \frac{d\xi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\xi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \tilde{S}_r \cdot \xi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Le courant rotorique suivant l'axe  $q$  est donné par la relation :

$$\{_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} = 0 \Rightarrow I_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} \cdot I_{qs} \quad (\text{II.24})$$

- **Estimation de la pulsation rotorique :**

On a du système d'équations (I.29) :

$$0 = R_r \cdot I_{qr} + \check{S}_r \cdot \{_{dr} \Rightarrow \check{S}_r = -\frac{R_r}{\{_{dr}} \cdot I_{qr} \quad (\text{II.25})$$

Dans un moteur asynchrone à cage l'inductance  $L_m$  n'est pas accessible, donc pas mesurable alors on définit le courant magnétisant donné par :

$$I_{m} = \frac{\{_{dr}}{L_m} \quad (\text{II.26})$$

L'estimation de  $\check{S}_r$  est obtenue en remplaçant le courant  $I_{qr}$  dans l'expression de la pulsation rotorique et sera donnée par :

$$\check{S}_{rest} = -\frac{R_r}{\{_{dr}} \cdot I_{qr} \Rightarrow \frac{R_r}{\{_{dr}} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot I_{qs} = \frac{L_m}{T_r \cdot \{_{dr}} \cdot I_{qs} = \frac{1}{T_r \cdot I_{rm}} \cdot I_{qs} \quad (\text{II.27})$$

- **Estimation de la pulsation statorique :**

La pulsation statorique est donnée en fonction de l'estimation de la pulsation rotorique comme suit :

$$\check{S}_s = P \cdot \Omega_{mas} + \check{S}_{rest} \quad (\text{II.28})$$

En remplaçant l'estimation de la pulsation rotorique par son équation dans (II-28), on obtient :

$$\check{S}_s = P \cdot \Omega_{mas} + \frac{L_m}{T_r \cdot \{_{dr}} \cdot I_{qs} = P \cdot \Omega_{mas} + \frac{1}{T_r \cdot I_{rm}} \cdot I_{qs} \quad (\text{II.29})$$

- **Estimation du couple électromagnétique :**

L'expression du couple électromagnétique s'écrit comme suit :

$$C_{emas} = P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \{_{dr} \cdot I_{qs} = P \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot I_{rm} \cdot I_{qs} = P \cdot (1-\tau) \cdot L_s \cdot I_{rm} \cdot I_{qs} \quad (\text{II.30})$$

La relation (II.30), nous montre que le couple électromagnétique de la machine asynchrone peut être réglé par l'action sur le courant statorique  $I_{qs}$ , pour un flux constant ( $I_{rm} = \text{constant}$ ).

Ainsi, on se rabat sur la caractéristique de la machine à courant continu à excitation séparée où le couple est proportionnel au courant d'induit  $I_a$ , pour un flux d'excitation maintenu constant.

- **Estimation du flux rotorique**

De la deuxième équation de (I-31), on tire :

$$I_{dr} = \frac{\xi_{dr} - L_m \cdot I_{ds}}{L_r} \quad (\text{II.31})$$

En substituant (II-31) dans la troisième équation de (II.23) on aura :

$$L_m \cdot I_{ds} = \left(1 + \frac{d}{dt}\right) \cdot \xi_{dr} \quad (\text{II.32})$$

En remplaçant le courant magnétisant donné par l'expression (II.26) dans (II.32), on aboutit à l'expression suivante :

$$I_{r\text{mest}} = \frac{1}{\left(1 + T_r \cdot \frac{d}{dt}\right)} \cdot I_{ds} \quad (\text{II.33})$$

En procédant de même, on aboutit au système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{S}_{rest} = \frac{1}{T_r \cdot I_{r\text{mest}}} \cdot I_{qs} \\ C_{emas} = P \cdot (1 + \dagger) \cdot L_s \cdot I_{r\text{mest}} \cdot I_{qs} \\ I_{qr} = -\frac{L_m}{T_r} \cdot I_{qs} \\ I_{dr} = \frac{L_m}{L_r} \cdot (I_{r\text{mest}} - I_{ds}) \\ \tilde{S}_{sest} = P \cdot \Omega_{mas} + \frac{1}{T_r \cdot I_{r\text{mest}}} \cdot I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{II.34})$$

La dernière équation du système (II.34) est insignifiante telle qu'elle est puisque le courant magnétisant est nul au démarrage, ainsi on utilise l'équation ci-dessous :

$$\tilde{S}_{sest} = P \cdot \Omega_{mas} + \frac{1}{T_r \cdot (I_{r\text{mest}} + v)} \cdot I_{qs} \quad \text{Avec : } v \ll 1, \text{ positif} \quad (\text{II.35})$$

## II.9. La régulation dans la commande vectorielle :

Comme on l'a vu, le principe de cette commande revient à régler le flux en agissant sur la composante  $I_{ds}$  du courant statorique et on régule le couple en agissant sur la composante  $I_{qs}$

On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une MCC. Une stratégie consiste à laisser la composante  $I_{ds}$  constante. C'est-à-dire de fixer sa référence de manière à imposer un flux nominal dans la machine. Le régulateur du courant  $I_{ds}$  s'occupe de maintenir le courant  $I_{ds}$  constant et égal à la référence  $I_{ds\text{réf}}$

Le flux étant constant dans la machine on peut imposer des variations de couple en agissant sur le courant  $I_{qs}$  seulement. Si l'on veut accélérer la machine, donc augmenter sa vitesse, on impose une référence de courant  $I_{qs\text{réf}}$  positive. Le régulateur du courant  $I_{qs}$  va imposer ce courant de référence à la machine, d'où un couple positif.

On peut également automatiser le pilotage de cette référence de courant  $I_{qs\text{réf}}$  en la connectant à la sortie d'un régulateur de vitesse. C'est ce dernier qui pilotera le couple de référence (et donc  $I_{qs\text{réf}}$ ) puisqu'il agira au mieux de manière à asservir la vitesse à une vitesse de consigne  $v_{\text{réf}}$

- **Le régulateur de vitesse :**

Il prend en entrée la vitesse de référence  $v_{\text{réf}}$  et la vitesse mesurée. Il agit sur le couple en sorte que sa sortie soit le couple de référence pour réguler la vitesse.

- **Le régulateur de courant  $I_{qs}$  :**

Il prend en entrée le courant  $I_{qs}$  de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence  $V_{qs}$  pour ajuster le courant  $I_{qs}$ .

- **Le régulateur de courant  $I_{ds}$  :**

Il prend en entrée le courant  $I_{ds}$  de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence  $V_{ds}$ , Réguler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux rotorique constant car :

$$\psi_r = \frac{L_m}{1 + p\tau} I_{ds}$$

(II.36)

Avec :  $\tau = \frac{L_r}{R_r}$  la constante de temps rotorique, et  $p$  la variable de la transformée de Laplace.

## II.10. Le découplage :

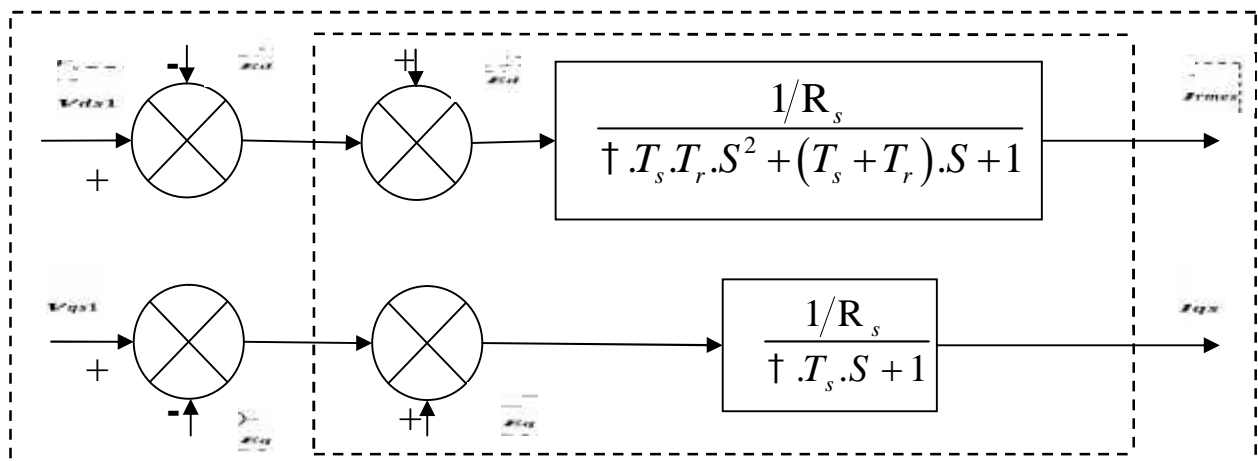
L'objectif du découplage est de limiter l'effet de l'entrée à une seule sortie, nous pouvons alors décomposer le système en deux processus indépendants évoluant en parallèle pour cela différentes techniques sont utilisées, le découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, et le découplage par compensation que nous allons détailler.

**Découplage par compensation :**

La compensation a pour but de découpler les axes (d) et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine, et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

Nous définissons deux nouvelles variables  $V_{ds1}$  et  $V_{qs1}$  définies comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds1} = V_{ds} + E_d \\ V_{qs1} = V_{qs} + E_q \end{cases} \tag{II.37}$$

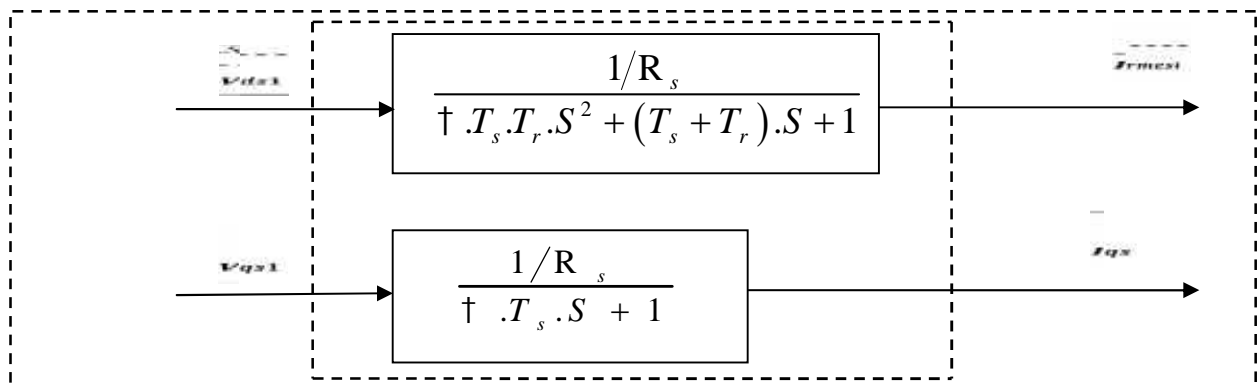


**Fig. II.4 :** Découplage par compensation, reconstitution des tensions  $V_{ds1}$  et  $V_{qs1}$ .

$S$  : Operateur de LAPLACE.

Les tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  sont reconstituées à partir des tensions  $V_{ds1}$  et  $V_{qs1}$ , ainsi un nouveau système sera mis en évidence, en se basant sur les équations ci-dessous :

$$\begin{cases} \frac{I_{rnest}(S)}{V_{ds1}(S)} = \frac{1/R_s}{\dagger .T_s.T_r + (T_s + T_r).S + 1} \\ \frac{I_{qs}(S)}{V_{qs1}(S)} = \frac{1/R_s}{\dagger .T_s.S + 1} \end{cases} \tag{II.38}$$



**Fig. II.5 :** Commande découplée de la machine asynchrone

## II.11. Simulation numérique :

Le schéma bloc de la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique alimenté par un onduleur de tension est représenté par la figure (II.6.)

Des régulateurs de type PI sont employés pour contrôler le flux, la vitesse et le couple.

### Schéma global de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

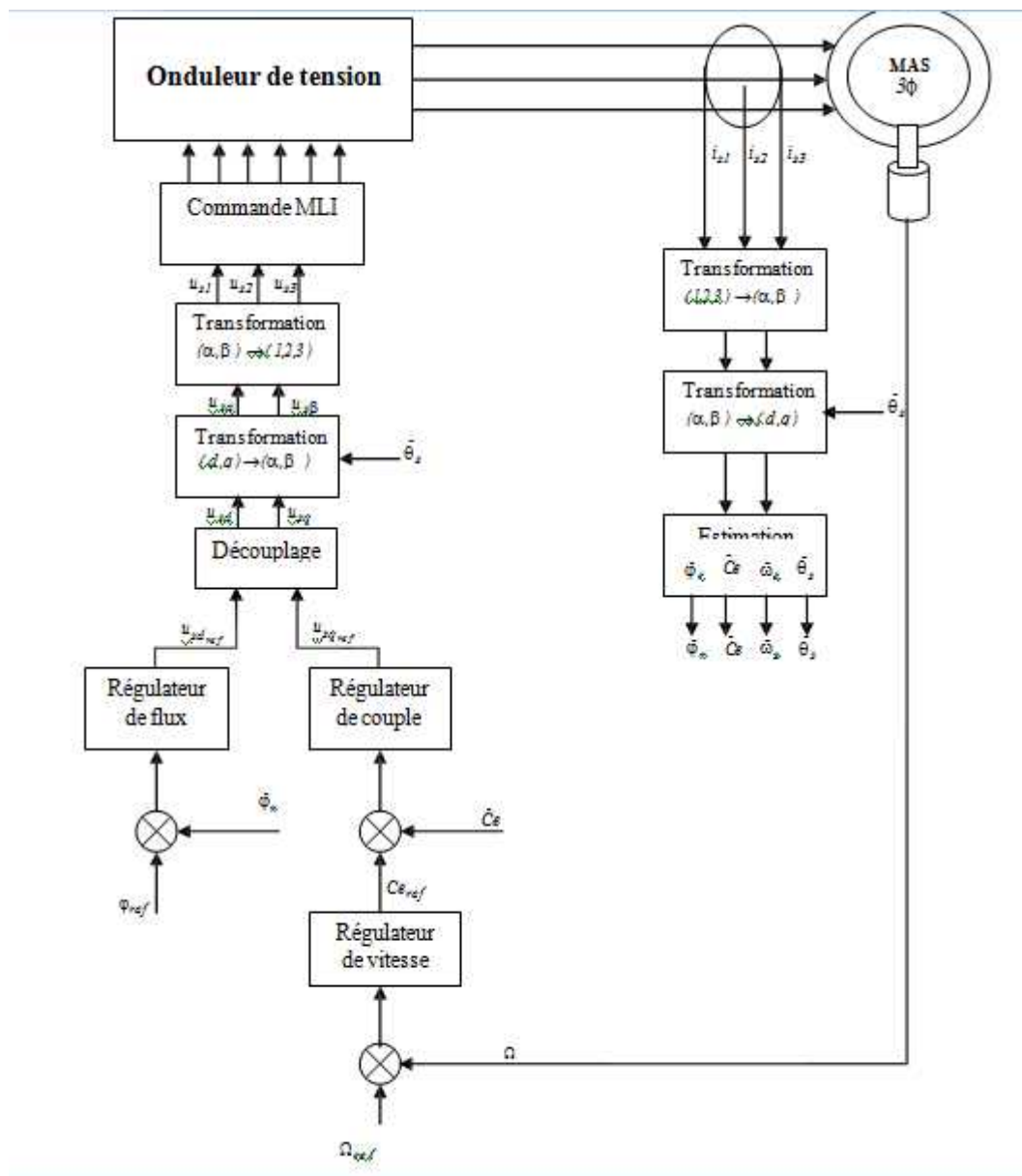


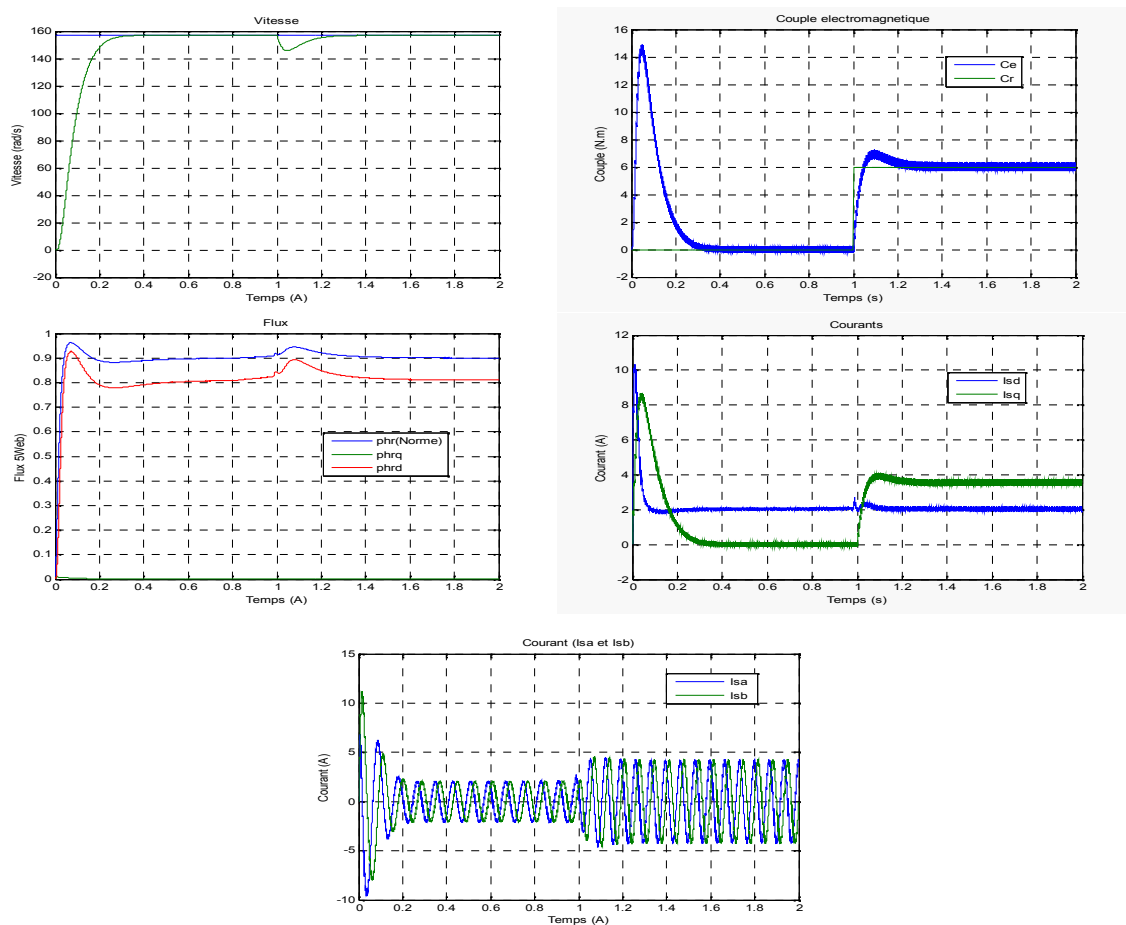
Fig. II.6 : schéma globale de simulation Commande-Onduleur-MAS

## II.12. Résultats de simulation :

### a. Démarrage à vide avec insertion de la charge

Nous avons effectué des simulations de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée en tension. Au départ on impose à la machine une vitesse de référence égale à 157 rad/s, et à  $t=1s$  en introduit un couple de charge égale à 6 Nm. .

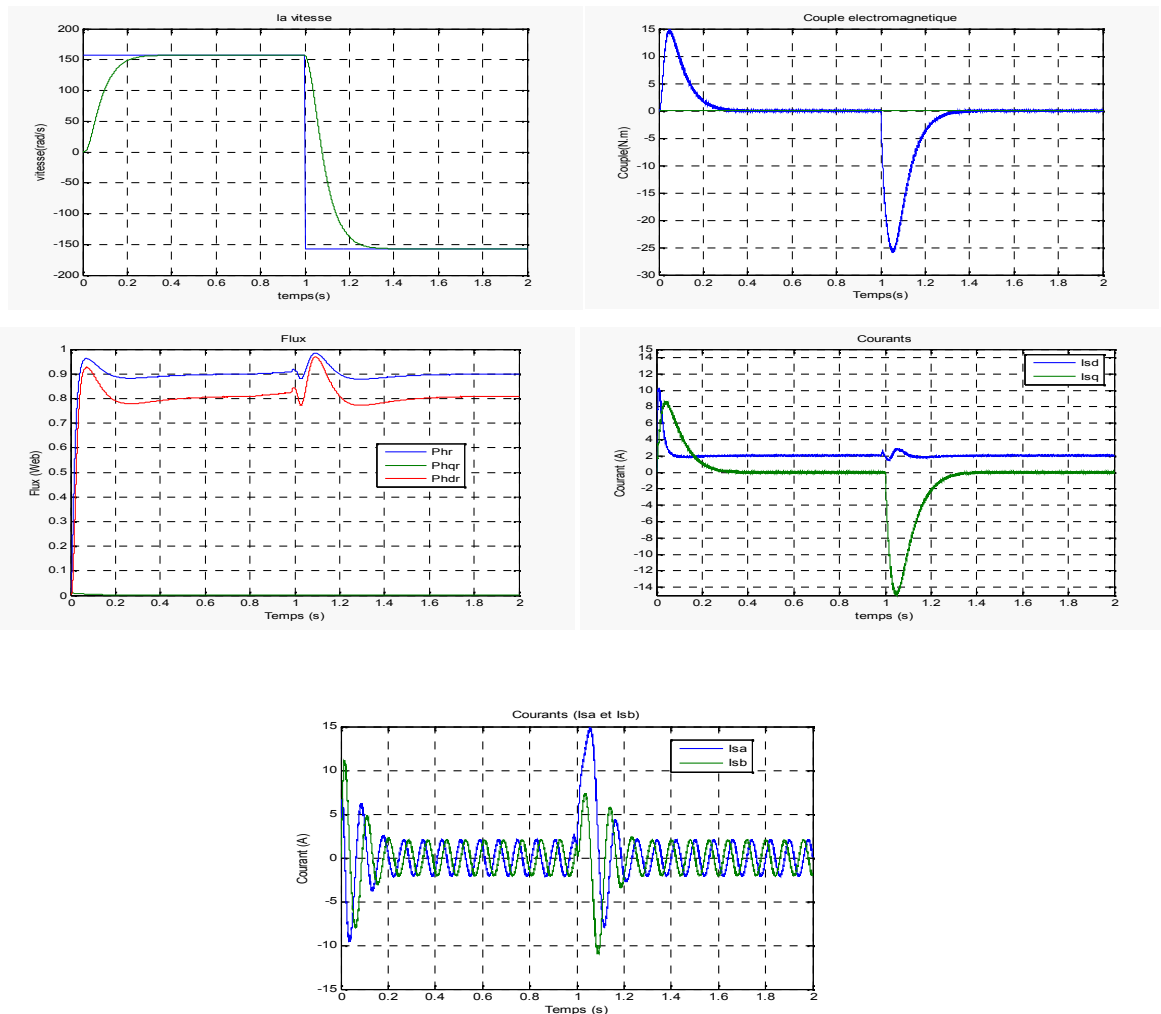
Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (II.7).



**Fig. II.7 :** Résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la MAS alimentée en tension avec insertion de la charge après un démarrage à vide.

### b. Teste d'inversion de sens de rotation de la vitesse :

Maintenant la simulation est effectuée pour un changement de rotation à partir de  $t=1s$  tel que l'on passe d'une vitesse de  $+157\text{rad/s}$  à une vitesse de  $-157$ , les résultats obtenus sont donnés par la figure (II, 8).



**Fig. II.8 :** Résultats de simulation de la commande vectorielle avec inversion de sens de rotation.

### Discussion des résultats :

Après un régime transitoire, la vitesse du moteur atteint sa vitesse de référence puis elle se stabilise à 157rad/s malgré une chute de 10% due à l'introduction de la charge, la vitesse reprend sa valeur initiale avec une bonne dynamique sans erreur statique. Ainsi on peut constater que le vecteur flux est aligné selon l'axe «  $d$  », la variation du couple suit la variation de la composante de courant sur l'axe «  $q$  ». Le flux suit la variation du courant d'axe «  $d$  », le couple s'annule après une forte augmentation due au démarrage (5 fois sa valeur nominale) mais il n'est pas ondulé, en appliquant une charge ce dernier tend à compenser cette charge. Les courants ont les mêmes comportements que le couple, après le

régime transitoire, les courants prennent la forme sinusoïdale d'amplitude variable en fonction de la charge.

Pour le changement de sens de la vitesse, la machine répond avec succès (suit la trajectoire) à l'inversion de sens de rotation, par contre le couple et le courant sur l'axe «  $q$  » présente des pics à l'instant du changement de sens de rotation. Le flux n'est pas affecté au moins dans sa forme générale sauf une négligente perturbation au moment d'inversion.

Les résultats de simulation montre que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont parfaitement commandés, avec un découplage entre le couple et le flux  $\Phi_r$  ; et l'orientation de ce dernier suivant l'axe «  $d$  » est vérifié.

### **II.13 Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons présenté une technique de commande de la MAS qui est la commande vectorielle à flux rotorique orienté, cette technique nous a permis non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi d'améliorer ces performances dynamique et statique, le développement de la commande vectorielle permet d'atteindre un découplage entre les axes «  $d$  » et «  $q$  », ce qui rend la machine asynchrone similaire à la machine à courant continu, où la robustesse de la commande face aux variations de la vitesse.

Le réglage de la vitesse par la commande vectorielle avec un régulateur classique (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes. Cependant, les régulateurs (PI) utilisés dans ce genre de commande sont très sensibles aux variations de la résistance rotorique ce qui implique la détérioration de la commande, donc le fait d'envisager des régulateurs robustes, devient nécessaire.

Nous constatons donc, que la commande par flux orienté conduit à des limitations implicites des performances des variateurs auxquels elle est associée, à la suite de quoi et dans le but de palier les inconvénients de cette commande, nous allons essayé dans le chapitre suivant de proposer une alternative intéressante qui rentre dans le cadre des commandes appliquées à la machine asynchrone, On parle ici d'une commande non linéaire qui est la commande par mode glissant ou les régulateurs PI seront remplacés par des régulateurs assez robustes.

# **Chapitre III :**

**Concepts de base de la commande par mode glissant**

### **III.1. Introduction :**

Les algorithmes des commandes classiques (commande scalaire, commande vectorielle...) utilisant les régulateurs à action proportionnelle, intégrale et dérivée permettent de commander avec précision des processus linéaires non perturbés et à paramètres constants, la commande vectorielle par flux orienté que nous avons présenté dans le chapitre précédent et qui fait parti de ses commandes a suffisamment réussi a commander la MAS quand cette dernière n'est pas perturbée et ses paramètres sont invariants, cependant cette technique reste très sensible et insuffisante dans le cas contraire.

Cette insuffisance a conduit beaucoup de chercheurs à trouver des commandes aussi performante et moins coûteuse, ces efforts ont été récompensés par l'introduction de la commande directe du couple (DTC), conçue essentiellement pour concurrencer sa précédente, elle a fait ses preuves mais qui n'était pas sans inconvénients aussi.

Par la suite la solution était plus simple en faisant appel à une classe particulière de systèmes de commande, appelés « systèmes à structures variables ». Ces systèmes ont fait l'objet depuis longtemps de travaux importants aux Etat Unis par Slotine et en ex-Soviétique par Utkin et ceci à partir des travaux théoriques du mathématicien soviétique Filipov [4][16].

La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. Le contrôle par mode glissant, qui est une classe de commande à structure variable, a attiré notre attention pour le contrôle de la MAS sachant que l'importance des contrôleurs par mode glissant réside dans : la grande précision, la réponse dynamique rapide, la stabilité, la simplicité de la conception et l'implantation, et la robustesse vis-à-vis de la variation des paramètres internes ou externes et cela grâce à la disponibilité des composants électroniques plus performants et de microprocesseurs très développés actuellement.

### **III.2. Les systèmes à structure variable :**

Nous pouvons définir les systèmes dits à structure variable de la manière suivante : Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation, ce choix permet au système de commuter d'une surface à une autre à tout instant ,de plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans

chaque structure ,dans ces systèmes les paramètres du régulateur peuvent prendre deux valeurs, la commutation d'une valeur à une autre s'effectue à la traversée d'une hyper surface de l'espace de phase du système de façon à contraindre le point représentatif du mouvement du système à rester sur cette hyper surface d'où le nom de régime glissant[24].

### III.3. Concepts de base de la commande par mode glissant :

Le principe de la commande par modes glissants est de forcer le système à converger vers une surface choisie et ensuite d'y évoluer malgré les incertitudes et les perturbations, la surface est définie par un ensemble de relations (avec des coefficients constants ou variables dans le temps) entre les variables d'état du système.

La synthèse d'une loi de commande par modes glissants comprend trois phases :

#### III.3.1. Choix de la surface de glissement :

La surface de glissement est définie en fonction des objectifs de commande et des performances désirées en boucle fermée, La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase.

Le vecteur de surface  $S(x)$  a la même dimension que le vecteur de commande ( $u$ ).

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) + B(x, t).u \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]$  vecteur d'état du système.

$u = [u_1, u_2, \dots, u_n]$  vecteur de commande.

$f$  : Fonction non linéaire.

$B$  : le gain de commande.

La surface est donnée par :

$$S_j(x) = \sum_{i=1}^n C_{ji} . e_i \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$S_i(x) = 0$ , la fonction de commutation.

$S(x) = [S_1(x), S_2(x), \dots, S_m(x)]$  est le vecteur des surfaces.

$X_{refi} = [X_{ref1}, X_{ref2}, \dots, X_{refn}]$  est le vecteur de référence (état désiré).

$e_i = X_i - X_{refi}$ , est l'écart entre la variable à commander et sa référence.

$e = [e_1, e_2, \dots, e_n]$  est Le vecteur de l'écart.

$C_{ij}$  : Paramètres de la surface de glissement.

$C$  : est une matrice (m x n) éléments de paramètres de la surface (matrice de pente de la droite de surface). Le choix des paramètres de la surface se fait de façon satisfaisant les performances désirées.

Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée sous la forme [21]:

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (\text{III.3})$$

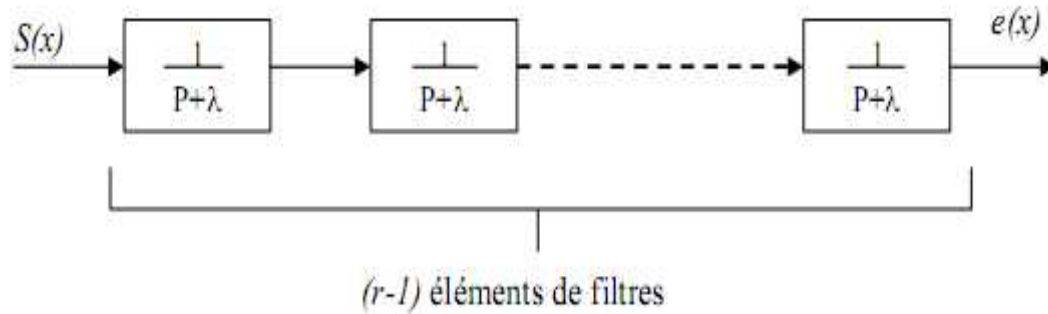
Avec :

$e(x) = X_i - X_{ref}$ ; écart de la variable à réguler.

$\lambda$  : une constante positive (Gain).

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

L'avantage de cette expression est qu'à partir de cette équation on peut déterminer l'état du système en passant par des filtres passe-bas du 1<sup>er</sup> ordre, en effet en posant «  $P = \frac{d}{dt}$  » opérateur de Laplace », on aura «  $1 - r$  » éléments de filtres qui permettent de générer l'écart entre l'état du système et l'état désiré [12].



**Fig. III.1** : les éléments de filtre.

$S(x)$  : est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse  $e(x)$  tend vers zéro pour un choix correct du gain et c'est l'objectif de la commande.

### III.3.2. L'établissement des conditions d'existence de convergence et d'invariance :

#### Principe d'invariance :

Une propriété essentielle du fonctionnement en mode glissant est présentée: l'insensibilité ou la robustesse vis 'à vis d'une certaine classe d'erreurs de modélisation ou de perturbations. Le modèle différentiel du système en mode glissant peut ainsi être complètement indépendant d'éventuelles erreurs de modélisations ou d'éventuels perturbations. On dit alors que le système vérifie la propriété d'invariance.

#### Conditions de convergence et d'existence :

Ses conditions sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et de rester indépendamment de la perturbation, on cite deux approches :

##### 1) Approche directe :

Cette approche est la plus ancienne, proposée par UTKIN ,il l'exprime sous la forme :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (\text{III.4})$$

##### 2) Approche de LYAPUNOV :

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$ , pour les variables d'état du système qui impose un choix de la commande qui fera décroître cette

fonction  $\dot{V}(x) < 0$ . cette approche est utilisée pour améliorer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires.

la structure de la commande comporte deux parties ,une première concernant la linéarisation exacte correspond à la commande équivalente  $U_{eq}$ , elle sert à maintenir la variable à Contrôler sur la surface de glissement  $S(x)$ , elle est déduite en considérant que la dérivé de la surface est nul  $\dot{S}(x) = 0$  et peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander lors de la commutation rapide entre les valeurs  $U_{max}$  , $U_{min}$  ,et une deuxième stabilisante  $U$  ,déterminée pour vérifier la condition de convergence ,cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode glissant car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures, alors la commande totale est donnée par :

$$U(t) = U + U_{eq} \quad (\text{III.5})$$

### III.3.3. Détermination de la loi de commande:

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

On propose une loi de commande qui prend deux valeurs suivant le signe de la surface de glissement :

$$U = \begin{cases} U_{max} , si & S(x) > 0 \\ U_{min} , si & S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

On trouve trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes, la première correspond à la structure la plus simple ou la commutation au niveau de l'organe de commande ; la deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état, la dernière est une structure de régulation avec ajout de la commande équivalente.

### III.4. Loi de commutation par retour d'état :

L'application du réglage par mode de glissement nécessite, un organe de commande qui possède une action à deux positions avec une commutation très rapide d'une position à une autre. Ce cas nécessite que l'organe de commande doit être conçu de telle manière que la grandeur de commande ( $U$ ) ne prenne que les deux valeurs extrêmes constantes  $U_{max}$  ou  $U_{min}$

La commutation entre les deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon la stratégie suivante :

$$U = \begin{cases} U_{max} ,si & S(x) > 0 \\ U_{min} ,si & S(x) < 0 \end{cases} \quad (III.7)$$

Dans ce cas aussi, il est possible que la commutation ait lieu à une fréquence très élevée (quelques centaines de KHz) de telle manière que le système de réglage travaille en mode de glissement.

Afin que le comportement dynamique du système existe, alors il faut également que :  $S(x) = 0$

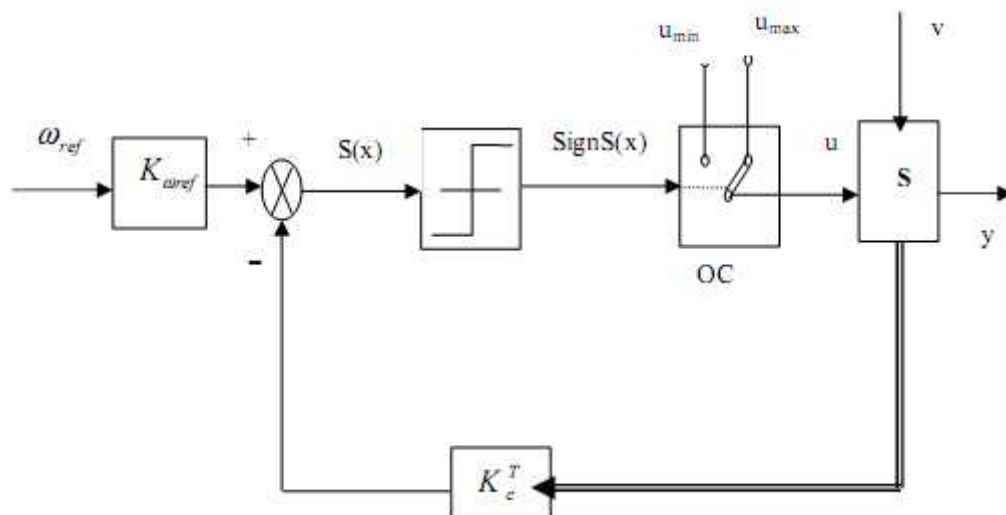


Fig. III.2 : schéma bloc du réglage dans le mode glissant.

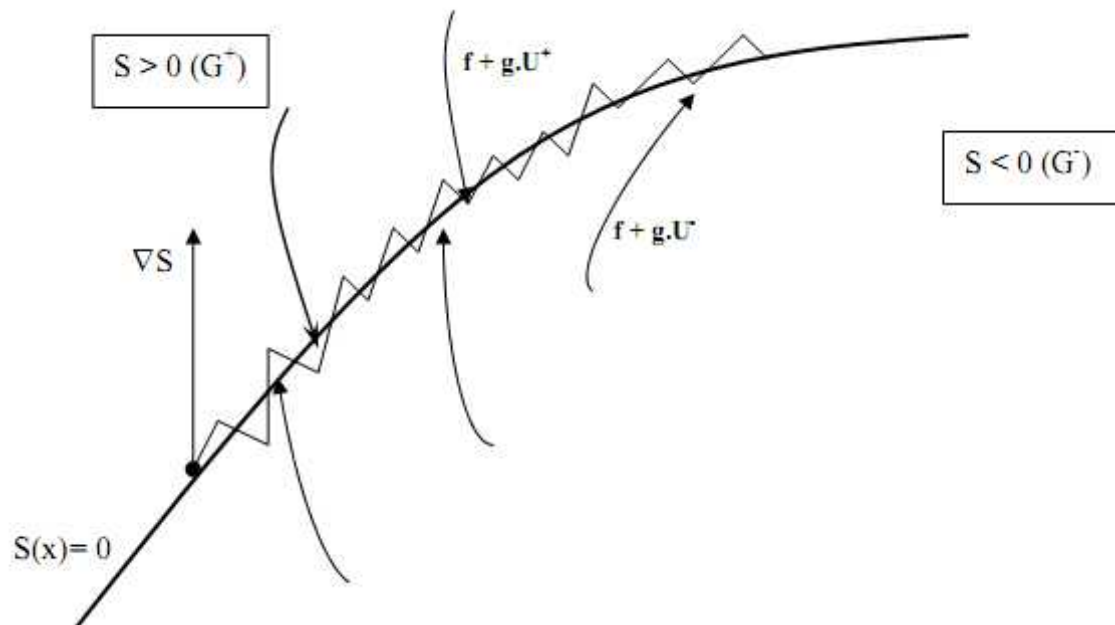


Fig. III.3: trajectoire forcée dans le mode glissant.

### III.5. Différents modes de la trajectoire dans le mode glissant

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface, Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement qui se produit le long de celle-ci est appelé mouvement de glissement.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

#### III.5.1. Le mode de convergence « MC » :

C'est le mode durant lequel l'état du système se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation  $S(x)=0$ . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

#### III.5.2. Le mode de glissement « MG » :

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

### III.5.3. Le mode du régime permanent « MRP » :

Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

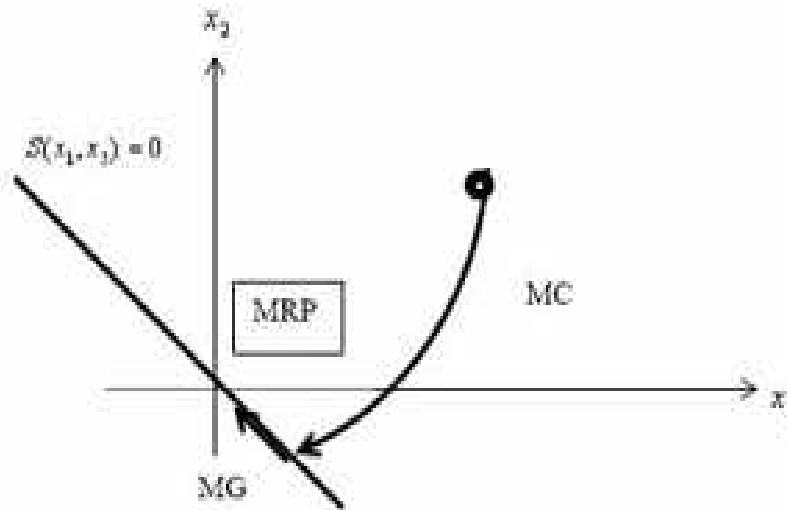


Fig. III.4 : Différents modes dans le régime glissant.

## III.6. Commande équivalente et attractive :

### III.6.1. La commande équivalente :

Cette méthode décrit la dynamique du système sur la surface de glissement, elle permet de garder la variable contrôlée sur cette surface en imposant la valeur désirée en régime permanent de la grandeur d'entrée. Pour un système contrôlé donné, la première étape pour la réalisation d'une structure de régulation par ajout de la commande équivalente consiste à trouver un vecteur d'entrée équivalent  $U_{eq}$  de sorte que la trajectoire d'état du système à contrôler reste sur la surface de glissement prédéfinie. Une fois la commande équivalente déterminée, la dynamique du système peut être décrite par la substitution de  $U_{eq}$  dans l'équation d'état. En se basant sur la méthode d'Utkin, le calcul de la commande équivalente s'effectue en prenant en considération les conditions d'invariances suivantes [19]:

$$\begin{cases} S(x) = 0 \\ \dot{S}(x) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

La commande équivalente est une fonction continue qui sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x)=0$ , elle est déduite en considérant que la surface est nulle et donc :  $\dot{S}(x) = 0$ .

Elle peut être interpréter comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander, elle peut aussi être interpréter autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs  $U_{max}$  et  $U_{min}$ .

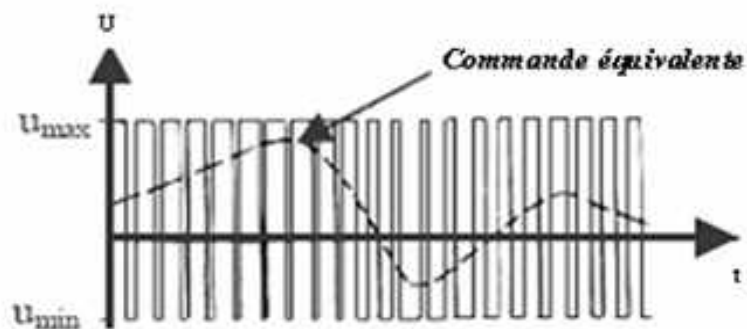


Fig. III.5 : Commande équivalente

### III.6.2. La commande attractive :

Il faut rendre la surface de glissement attractive et invariante, la réalisation d'un mode glissant est conditionnée par la vérification par la réalisation d'attractivité de LYAPUNOV.

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0, \quad \text{et} \quad S(x) = 0 \quad (\text{III.9})$$

### III.7. Régimes de mode glissant :

Théoriquement la trajectoire de mode glissant décrit parfaitement l'équation  $S(x) = 0$ , et l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, on peut différencier deux modes :

### III.7.1. Régime glissant idéal :

Il est caractérisé par une amplitude nulle, et une oscillation de fréquence infinie.

### III.7.2. Régime glissant réel :

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

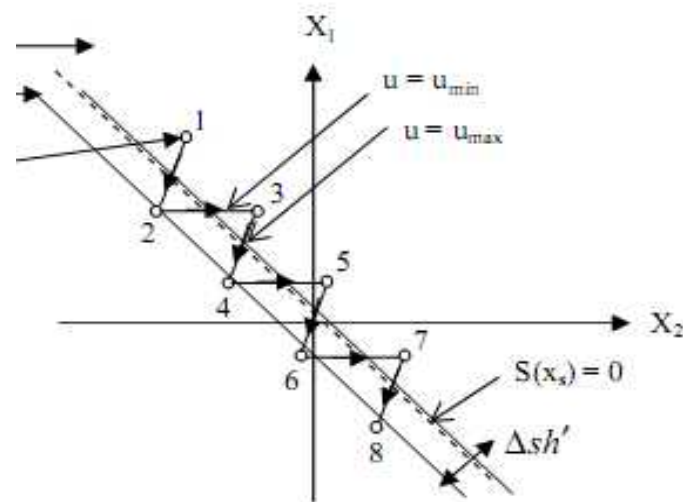


Fig. III.6 : cas de mode glissant réel.

### III.8. La commande discontinue et la fonction sign :

La commande discontinue ( $U_n$ ) peut être faite avec plusieurs choix de la commande, parmi les quelle la commande sign qui est la plus fréquente et la plus simple pour exprimer la commande discontinue  $U_n = [U_1, U_2, \dots, U_n]$  par cette fonction par rapport

à  $S = [S_1, S_2, \dots, S_n]$  tel que :

$$\begin{cases} \text{sign}(S) = +1 & \text{si } S > 0 \\ \text{sign}(S) = -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

On aura :  $U = Kx \text{ sign } S(x)$

### III.9. Le phénomène de broutement (chattering) dans le mode glissant :

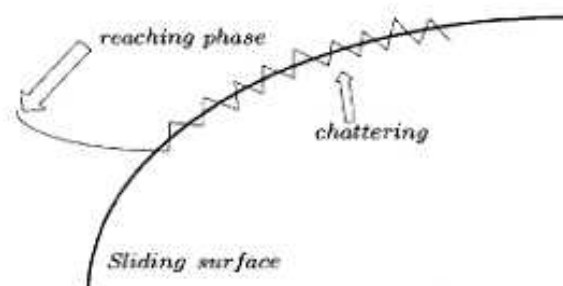
Il n'est pas possible de commuter la commande à une vitesse infinie car la commutation peut exciter les dynamiques non modélisées ce qui conduit à des oscillations du vecteur d'états et de la commande à une fréquence finie.

La trajectoire d'état oscille alors dans un voisinage de la surface de glissement, ce phénomène est appelé broutement ( Chattering).

Il a plusieurs effets indésirables sur la qualité de la commande et sur le système, il peut :

- diminuer la précision .
- produire une grande perte de chaleur dans les machines électriques.
- une fatigue des parties mécanique mobile.

Ce phénomène est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande à structure variable.



**Fig. III.7:** Le phénomène de broutement (chattering).

### III.10. Conclusion :

L'objectif de ce chapitre est que nous avons pu étudier et développer une commande robuste basée sur la théorie de la commande des systèmes à structure variable. A cet effet, nous avons présenté en premier lieu les différents concepts de base sur des systèmes à structure variable, puis en deuxième phase nous avons fait une synthèse des différentes lois de commandes qui sont exploitées dans le mode glissant.

Nous avons étudié une commande dans laquelle les paramètres du régulateur peuvent varier par à coups et prendre ainsi deux valeurs possibles suivant le signe d'une fonction dépendant des coordonnées du système dans l'espace de phase. Ceci permet, sous certaines conditions, de maintenir le point représentatif de l'évolution du système dans le plan de phase sur une surface dépendant de cette fonction, et qui peut être choisie à priori. Le système est dit alors en "régime glissant" ou en glissement sur la surface considérée. Dans ce cas, les propriétés dynamiques du système ne dépendent plus que des caractéristiques de la surface de glissement, et celui-ci jouit ainsi de la propriété d'insensibilité vis-à-vis des perturbations extérieures et des variations des paramètres de la partie commandée. L'intérêt de ce type de systèmes de commande, réside dans la simplicité de la solution apportée au problème de la réalisation d'une commande de qualité pour des processus à paramètres soient variables soient mal identifiés, ainsi l'analyse et la synthèse des systèmes de commande à structures variables se justifie par un double avantage :

La mise en œuvre de tels systèmes ne nécessite pas une identification des paramètres, du processus commandé, très précise.

D'autre part, cet algorithme permet de s'attaquer à la commande des systèmes dont les paramètres varient ; tel que la commande de la MAS qui nécessite vraiment ce genre de commande.

Grâce à cette étude nous avons pu approfondir nos connaissances sur le mode glissant, ce qui nous permet d'attaquer la commande de la MAS dans le suivant chapitre.

# **Chapitre IV :**

**Application de la commande par mode glissant à la machine asynchrone**

## IV.1 Introduction :

Après la modélisation de la machine asynchrone et la formulation de son modèle mathématique dans les différents repère notamment dans le repère fixe ( , ), et après l'étude et la synthèse d'une loi de commande non linéaire qui est la commande par mode glissant ,l'application de cette dernière au modèle de la MAS et devenue utile .

Le contrôle de la MAS alimenté en tension par application d'une commande non linéaire nécessite un contrôle de vitesse, par la suite le contrôle du flux, sachant que la dynamique de la vitesse est la plus lente. pour pouvoir faire en premier lieu nous devons choisir deux surfaces de glissement l'une pour la vitesse et l'autre pour le flux ( $S_1$  et  $S_2$ ) ces surfaces seront par la suite imposées nulles ou au voisinage de zéro ( $S_i=0$ ), en second temps une régulation des grandeurs vitesses et flux sera nécessaire pour que ces variables convergent vers leurs valeurs de référence, et comme l'exige la commande par mode glissant les conditions de convergence et d'invariance doivent être vérifiées est satisfaites pour qu'une loi de commande sera réalisable.

À l'aide de logicielle MATLAB nous allons simuler la MAS alimentée en tension qui et régulée par le mode glissant , pour pouvoir connaître son comportement et voir les caractéristiques des différentes grandeurs ,et conclure par la suite sur l'efficacité de la commande choisie et les différentes contraintes qui peuvent êtres rencontrées.

## IV.2 Rappel du modèle à utiliser dans la commande par mode glissant :

La commande par mode glissant exige la détermination de sa commande équivalente et attractive et la loi de commutation associée à la surface de glissement ainsi que la vérification des conditions d'existence de convergence et d'invariance ,le modèle qui sera utilisé est celui de la MAS exprimé dans un repère fixe( , ) lié au stator ,avec la représentation d'état présentée dans le premier chapitre . Rappelons ce modèle :

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} I_{sr} &= -a_1 I_{sr} + a_2 \{_{rr} + a_3 \Omega \cdot \{_{rs} + bV_{sr} \\
\frac{d}{dt} I_{ss} &= -a_1 I_{ss} - a_3 \Omega \cdot \{_{rr} + a_2 \{_{rs} + bV_{sb} \\
\frac{d}{dt} \{_{rr} &= a_4 I_{sr} - a_5 \{_{rr} - a_6 \Omega \{_{rs} \\
\frac{d}{dt} \{_{rs} &= a_4 I_{ss} + a_6 \Omega \{_{rr} - a_5 \{_{rs} \\
\frac{d}{dt} \Omega &= a_7 (\{_{rr} \cdot I_{ss} - \{_{rs} \cdot I_{sr}) - \frac{Cr}{J}
\end{aligned} \tag{IV.1}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
T_s &= \frac{L_s}{R_s} & T_r &= \frac{L_r}{R_r} & \dagger &= 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} & \check{S} &= p\Omega \\
a_1 &= \frac{R_s}{\dagger \cdot L_s} + \frac{1}{T_r} \left( \frac{1 - \dagger}{\dagger} \right), & a_2 &= \frac{K}{T_r}, & a_3 &= KP, & a_4 &= \frac{M}{T_r}, & a_5 &= \frac{1}{T_r}, & a_6 &= P, & a_7 &= \frac{PM}{JLr}, & a_8 &= \frac{Cr}{J} \\
b &= \frac{1}{\dagger \cdot L_s}, & K &= \frac{M}{\dagger \cdot L_s \cdot L_r}
\end{aligned}$$

### IV.3. Le choix des surfaces de glissement :

Pour pouvoir commander la MAS alimentée en tension on doit assurer le contrôle de vitesse  $\Omega$  et le flux  $\Phi$  (la dynamique de la vitesse est plus lente que celle de flux ) alors on choisie deux surfaces de glissement ,l'une pour la vitesse S1 et l'autre pour le flux S2, puis on ramène ses surfaces au voisinage de zéro.

- **Régulation de la vitesse** :

L'erreur sur la vitesse est donné par :

$$e_1 = \Omega - \Omega_{ref} \tag{IV.2}$$

$\Omega_{ref}$  : la vitesse de référence .

D'où la surface de glissement pour la vitesse peut être donnée sous la forme :

$$S_1 = K_1 e_1 + \dot{e}_1 = K_1 (\Omega - \Omega_{ref}) + (\dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref}) \quad (IV.3)$$

#### • Régulation de flux $\Phi_r$ :

L'erreur sur le flux est donné par :

$$e_2 = \{ \}_r - \{ \}_{rref} \quad (IV.4)$$

$\Phi_{rref}$  : le flux de référence .

La surface pour le flux est donnée par :

$$S_2 = K_2 e_2 + \dot{e}_2 = K_2 (\{ \}_r - \{ \}_{rref}) + (\dot{\{ \}}_r - \dot{\{ \}}_{rref}) \quad (IV.5)$$

Avec  $K_1, K_2$  : des gains positifs.

#### IV.4. Condition de convergence et d'invariance :

Pour réaliser un control par le mode glissant on doit satisfaire la condition de convergence en sorte que les variables choisies (vitesse et flux) convergent vers leurs valeurs de référence, alors les surfaces de glissement devront être nulles ( $S_1=0$ ), ( $S_2=0$ ), de cette façon la vitesse mécanique et le flux rotorique convergent exponentiellement vers leurs valeurs de référence.

Pour l'attractivité il faut vérifier la relation d'attractivité de Lyapunov :

$$S_1 \dot{S}_1 < 0 \text{ et celle d'invariance } \dot{S}_1 = 0 \quad (IV.6)$$

On cherche ici une loi et une formulation de  $[V_{sr}, V_{ss}]$  qui va vérifier les conditions de convergence et d'invariance ( $S_1 \dot{S}_1 < 0, \dot{S}_1 = 0$ ).

On considère le flux rotorique et la relation :

$$\{ \}_r = \{ \}_{r^2} + \{ \}_{rs^2} \quad (IV.7)$$

On aura par dérivée :

$$\dot{\xi}_r = 2\{\dot{\xi}_{rR} \xi_{rR} + 2\{\dot{\xi}_{rS} \xi_{rS} \quad (\text{IV.8})$$

Les surfaces de glissements sont :

$$\begin{aligned} S_1 &= K_1 (\Omega - \Omega_{ref}) + (\dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref}) \\ S_2 &= K_2 (\xi_r - \xi_{ref}) + (\dot{\xi}_r - \dot{\xi}_{ref}) \end{aligned} \quad (\text{IV.9})$$

On aura par dérivée :

$$\begin{aligned} \dot{S}_1 &= K_1 (\dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref}) + (\ddot{\Omega}_{ref} - \ddot{\Omega}_{ref}) \\ \dot{S}_2 &= K_2 (\dot{\xi}_r - \dot{\xi}_{ref}) + (\ddot{\xi}_r - \ddot{\xi}_{ref}) \end{aligned} \quad (\text{IV.10})$$

En utilisant le modèle précédent, et avec dérivée on aura :

$$\dot{\Omega} = a_7 (\xi_{rR} I_{sS} - \xi_{rS} I_{sR}) - a_8$$

$$\ddot{\Omega} = a_7 (\xi_{rR} \dot{I}_{sS} + \dot{I}_{sS} \xi_{rR} - \xi_{rS} \dot{I}_{sR} - \dot{I}_{sR} \xi_{rS})$$

$$\begin{aligned} \ddot{\Omega} &= a_7 [-(a_1 + a_5)(\xi_{rR} I_{sS} - \xi_{rS} I_{sR}) - a_3 \Omega (\xi_{rR}^2 + \xi_{rS}^2) - \\ & a_6 \Omega (\xi_{rR} \dot{I}_{sR} - \xi_{rS} \dot{I}_{sS}) + b(\xi_{rR} V_{sS} - \xi_{rS} V_{sR})] \end{aligned} \quad (\text{IV.11})$$

$$\dot{\xi}_r = 2a_4 (\xi_{rR} \dot{I}_{sR} + \dot{I}_{sR} \xi_{rR}) - 2a_5 (\xi_{rR}^2 + \xi_{rS}^2)$$

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_r &= 2a_4 [-(a_1 + 3a_5)(\xi_{rR} \dot{I}_{sR} + \dot{I}_{sR} \xi_{rR}) + \\ & a_6 \Omega (\dot{I}_{sS} \xi_{rR} - \xi_{rS} \dot{I}_{sR}) + a_4 (I_{sR}^2 + I_{sS}^2) + \\ & b(\xi_{rR} V_{sR} - \xi_{rS} V_{sS})] + (2a_4 a_2 + 4a_5^2) (\xi_{rR}^2 + \xi_{rS}^2) \end{aligned}$$

Le calcul des dérivées des surfaces s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -b \{_{rs} & b \{_{rr} \\ bM \{_{rs} & bM \{_{rs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sr} \\ V_{ss} \end{bmatrix} \quad (IV.12)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \dot{S}_1 = & K_1 a_7 (\{_{rr} I_{ss} - \{_{rs} I_{ss}) - K_1 a_8 - \\ & K_1 \dot{\Omega}_{ref} - a_7 [(a_1 + a_5)h_1 + a_3 \Omega h_2 + a_6 \Omega h_3] \\ & - \dot{\Omega}_{ref} + a_7 b (\{_{rr} V_{ss} - \{_{rs} V_{sr}) \end{aligned} \quad (IV.13)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_2 = & K_2 (2a_4 h_3 - 2a_5 h_2 - \{_{rref}) + 2a_4^2 h_4 - 2a_4 (a_1 + a_5) h_3 + \\ & 2a_4 a_5 \Omega h_1 + 2a_4 a_2 h_2 - 4a_5 a_4 h_3 + 4a_5^2 h_2 + \\ & (2a_4 b (V_{sb} \{_{rb} + \{_{rr} V_{sr})) - \{_{rref} \end{aligned} \quad (IV.14)$$

$$\begin{aligned} F_1 = & a_1 (K_1 - a_7 - a_5) h_1 - a_7 a_3 \Omega h_2 - a_7 a_6 \Omega h_3 - K_1 a_8 \\ & - K_1 \dot{\Omega}_{ref} - \ddot{\Omega}_{ref} \end{aligned} \quad (IV.15)$$

$$\begin{aligned} F_2 = & 2K_2 a_4 h_3 - 2K_2 a_5 h_2 - 2a_4 (a_1 + 3a_5) h_3 + \\ & 2a_4 a_6 \Omega h_1 + 2a_4^2 h_4 + (2a_4 a_2 + 4a_5^2) h_2 + K_2 \{_{rref} - \dot{\{_{rref}} \end{aligned}$$

On peut reprendre les écritures de la façon simplifiée suivante :

$$\begin{aligned} F_1 = & a_7 [(K_1 - a_1 - a_5) h_1 - a_3 \Omega h_2 - a_6 \Omega h_3] - \\ & K_1 a_8 - K_1 \dot{\Omega}_{ref} - \ddot{\Omega}_{ref} \end{aligned} \quad (IV.16)$$

$$\begin{aligned} F_2 = & 2a_4 a_6 \Omega h_1 + (2a_4 a_2 + 4a_5^2 - 2K_2 a_5) h_2 + \\ & 2a_4 (K_2 - (a_1 + 3a_5)) h_3 + 2a_4^2 h_4 - K_2 \{_{rref} - \dot{\{_{rref}} \end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 h_1 &= (\{_{rr} I_{ss} - \{_{rs} I_{sr}) \\
 h_2 &= (\{_{rr}^2 + \{_{rs}^2) \\
 h_3 &= (\{_{ss} I_{sr} + \{_{rs} I_{ss}) \\
 h_4 &= (I_{sr}^2 + I_{ss}^2)
 \end{aligned} \tag{IV.17}$$

$$\text{donc ; } \dot{S} = F + DV \tag{IV.18}$$

$$F = [F_1 \quad F_2]^t . \tag{IV.19}$$

$$D = \begin{bmatrix} -\frac{PM}{jL_r} b \{_{rs} & \frac{PM}{jL_r} b \{_{rr} \\ \frac{2M}{L_r} b \{_{rr} & \frac{2M}{L_r} b \{_{rs} \end{bmatrix} \tag{IV.20}$$

Pour vérifier la condition de stabilité de Lyapunov il faut avoir :

$$\dot{S} = -V \text{ sign}(s) \tag{IV.21}$$

Des expressions précédentes on peut tirer V :

$$V = -D^{-1} V \text{ sign}(s) - D^{-1} F \tag{IV.22}$$

La commande globale assurant à la fois ( $S_1 \dot{S}_1 < 0$ ,  $\dot{S}_1 = 0$ ) est :

$$V = \begin{bmatrix} V_{sr} \\ V_{ss} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eqr} \\ V_{eqs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{cr} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \tag{IV.23}$$

La loi de commande équivalente est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{eqr} \\ V_{eqs} \end{bmatrix} = -D^{-1} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \tag{IV.24}$$

La loi de commande attractive est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{cr} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = -D^{-1} \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.25})$$

Pour que la loi de commutation intervienne dans la loi de commande globale, il faut choisir  $V_1, V_2$  suffisamment grand tel que :

$$\begin{aligned} V_1 &> |F_1| \\ V_2 &> |F_2| \end{aligned} \quad (\text{IV.26})$$

**Remarque :** la loi de commande existe à condition que la matrice D soit inversible, que le déterminant soit différent de zéro, ce qui donne :

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} -\frac{\{rs\}}{b\{r\}} & \frac{\{rr\}}{bM\{r\}} \\ \frac{\{rr\}}{b\{r\}} & \frac{\{rs\}}{bM\{r\}} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.27})$$

## IV.5. Résultats de simulation :

### a. Démarrage à vide avec insertion de la charge

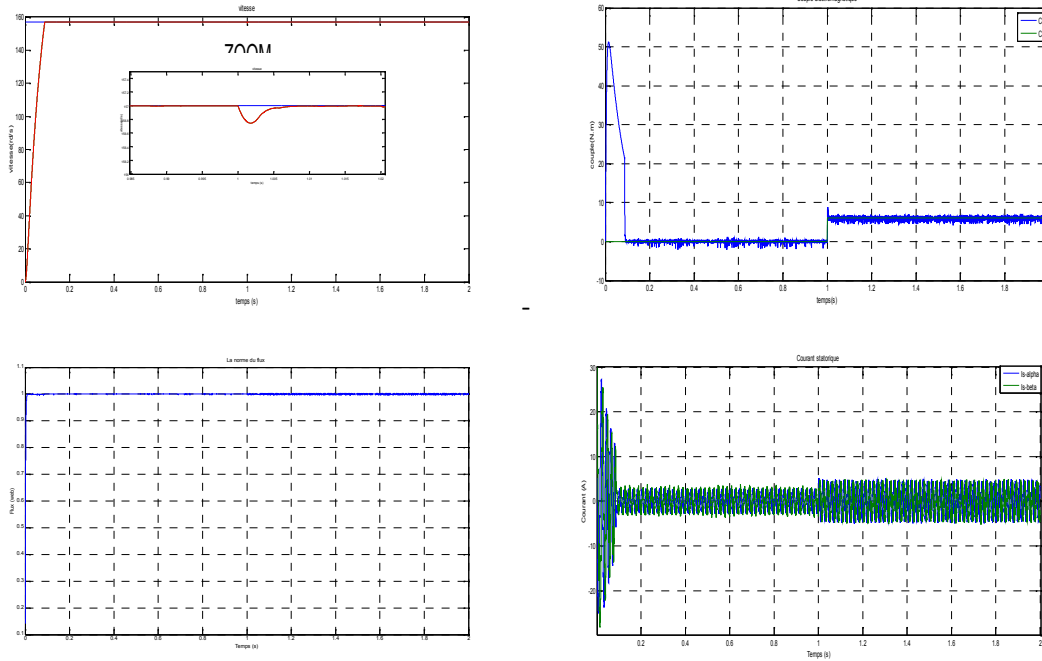
Pour la validation de la structure de la commande par mode glissant on a fait des simulations à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK.

La figure (IV.1) représente le comportement dynamique de la MAS avec régulation par mode glissement.

La simulation est faite comme suit :

Au départ on impose à la machine une vitesse de référence égale à 157 rad/s, et à t=1s en introduit un couple de charge égale à 6 Nm.

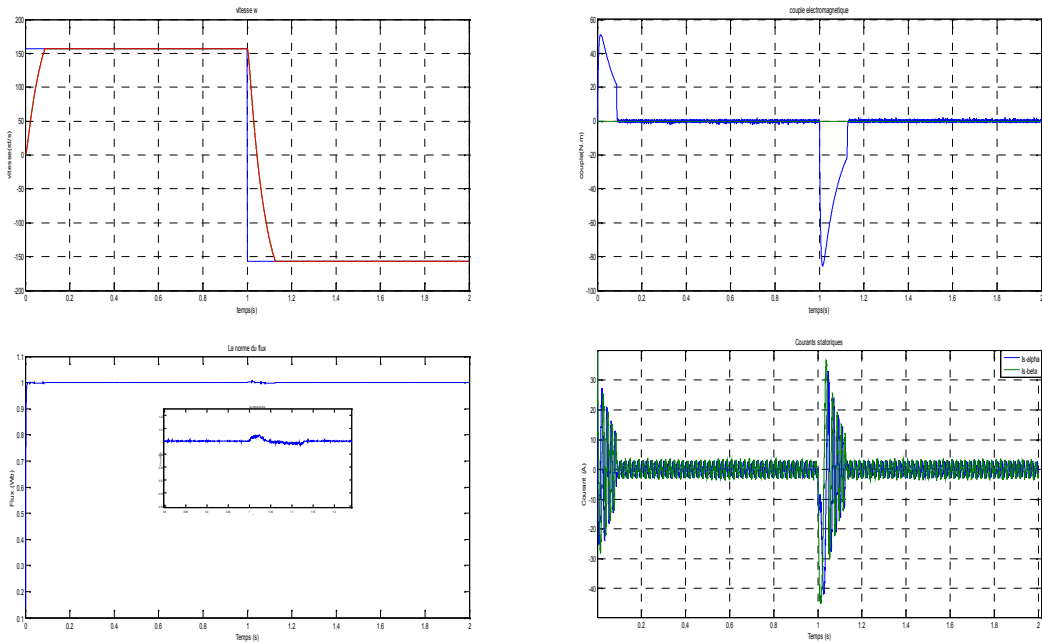
Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (IV.1)



**Fig.IV.1** : Résultats de simulation de la commande par mode glissant avec insertion de la charge

**b. Teste d'inversion de sens de rotation de la vitesse :**

Maintenant la simulation est effectuée pour un changement de rotation a partir de  $t=1s$  tel que l'on passe d'une vitesse de  $+157rad/s$  à une vitesse de  $-157$ , les résultats obtenus sont donnes par la figure (IV.2).



**Fig.IV.2** : Résultats de simulation de la commande par mode glissant avec inversion de sens de rotation.

**Discussion des résultats :**

La vitesse atteint la référence avec une meilleur dynamique pour quelle se stabilise à 157rad/s, malgré une chute de 0.32% due à l'introduction de la charge, la vitesse revient pour suivre la trajectoire imposée.

Après un régime transitoire négligeable, le flux reste constant d'amplitude égale à 1wb (la valeur de référence). Le couple électromagnétique s'annule après un régime transitoire, où son amplitude maximale est égale presque 9 fois ça valeur nominale (couple de démarrage), à  $t=1s$  moment d'introduction de la charge, le couple tend vers la valeur du couple de charge 6Nm pour le compenser. Les courants ont les mêmes comportements que le couple, après un régime transitoire, les courants prennent la forme sinusoïdale d'amplitude variable en fonction de la charge.

Pour le deuxième test (inversion de sens) Les résultants obtenus montrent que la vitesse est inversée, sans infecte sur la réponse de flux qui reste presque constant, après son régime transitoire, alors que le couple présente un pic négatif au moment d'inversion de sens puis il revient à zéro, et même cas pour les courant statoriques qui présentent des dépassements excessifs à ce moment avant qu'ils reviennent à leurs formes .

**IV.6. Test de robustesse :****a. Variation de la résistance rotorique  $R_r$  :**

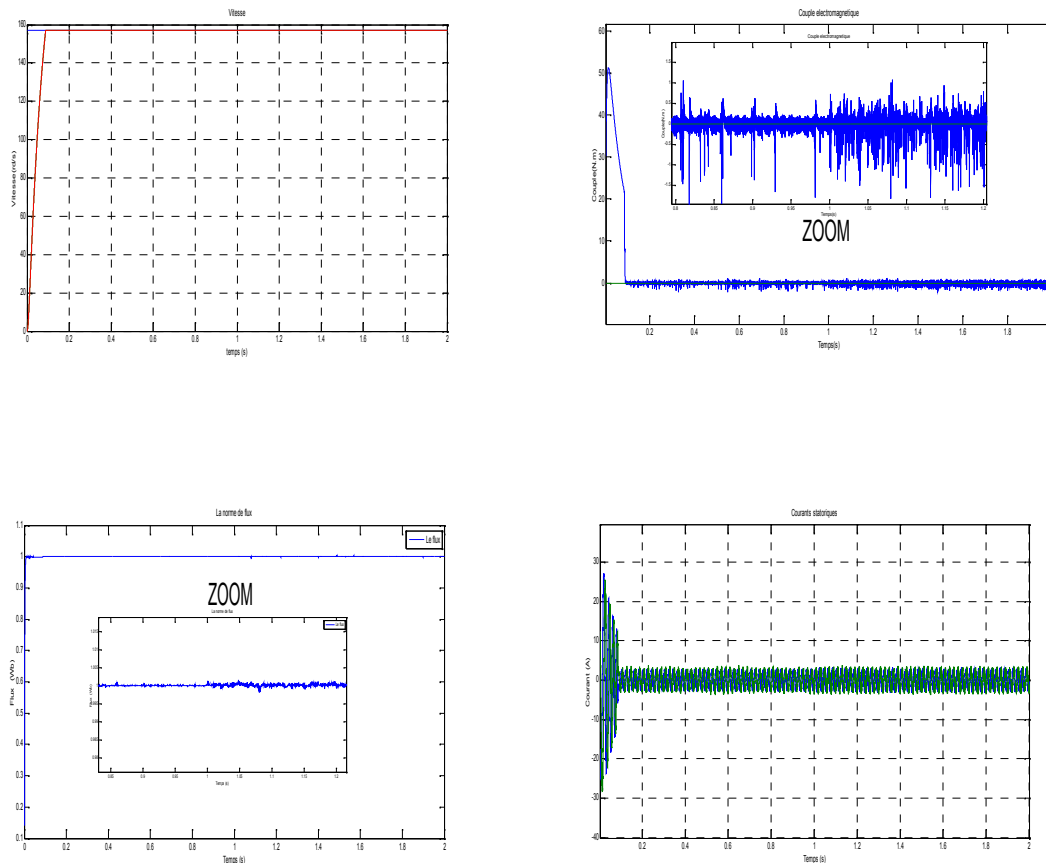
Pour mettre en évidence l'importance de la technique de la commande par mode glissant, on va effectuer un test de robustesse de notre machine ; et pour vérifier cette dernière :

On va faire varier la résistance rotorique  $R_r$  (on la multipliant par deux) :

**Discussion des résultats :**

On remarque dans la figure (IV.3) que la vitesse reste insensible à la variation de la résistance rotorique et cette dernière suit sa consigne avec un temps de réponse très court sans aucun dépassement, les courants ne sont pas infectés, alors que le flux et le couple présentent des petites ondulations.

On conclut que la commande par mode glissant est insensible à la variation de la résistance rotorique, et ses performances restent inchangées sauf quelques fluctuations qu'on peut négliger.



**Fig. IV.3 :** Résultats de simulation de la commande par mode glissant avec variation de la résistance rotorique

#### IV.7. Comparaison entre les commandes FOC et CSV par mode glissant :

Après l'étude qui est faite sur les deux techniques de commande de la MAS, et les résultats de simulation obtenus, nous pouvons faire une comparaison entre les formes de base de ces deux méthodes, les résultats sont donnés dans le tableau suivant :

	La commande FOC	La commande CSV mode glissant
Avantages	<ul style="list-style-type: none"> <li>- bonne dynamique et meilleure stabilité en régime permanent.</li> <li>- moins d'ondulations de couple et de courant.</li> <li>- Maitrise de régime transitoire.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- très bonne dynamique et stabilité en régime permanent et transitoire.</li> <li>- Suppression de la MLI.</li> <li>- robuste vis-à-vis les variations des paramètres.</li> <li>- très simple à mettre en œuvre</li> <li>- robuste pour le cas de survitesse</li> </ul>
Inconvénients	<ul style="list-style-type: none"> <li>- plus de temps de calcul, (transformations de repères et découplage)</li> <li>- Sensible aux Variations paramétriques du rotor</li> <li>- modulateur --défaillante dans le cas de survitesse</li> <li>- Chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP...)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Présence de phénomène de broutement</li> <li>- Fréquence de commutation grande et variable.</li> </ul>

On peut conclure que les deux méthodes présentent chacune des avantages et des inconvénients, mais la commande par mode glissant semble la technique la plus robuste, vu les progrès actuels en matière de calculateurs et de composants semi-conducteurs qui sont en faveur de cette méthode.

#### **IV.8. CONCLUSION :**

Nous avons présenté dans ce chapitre une commande non linéaire à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine asynchrone à cage, et nous avons réalisé une simulation sous MATLAB/SIMULINK de la commande par la méthode de deux surfaces ; surface de la vitesse avec la surface du flux.

La commande par mode glissant montre que les performances sont meilleures et le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse même en présence des perturbations internes et externes avec un temps de réponse très faible.

Le contrôle par mode glissant garanti une bonne insensibilité à la variation paramétrique illustrée par la poursuite en vitesse est sans dépassement, sans erreur statique, la stabilité et la convergence vers l'équilibre. On ajoute aussi que la régulation proposée peut être appliquée dans des domaines exigeants de hautes performances telles que le domaine de la robotique.

Néanmoins cette robustesse reste limitée par un inconvénient du réglage qui réside dans l'existence d'une loi de contrôle discontinu produisant l'effet de « chattering ».

# **Conclusion générale**

## CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire est une modeste étude des techniques de commandes appliquées au moteur asynchrone à cage, dont l'objectif principal est la réalisation d'une nouvelle commande robuste par mode glissant qui améliore les performances de cette machine.

Afin d'aborder cette étude, on a présenté au premier chapitre, une modélisation générale de la machine asynchrone ou on a simplifié son modèle mathématique grâce à la transformation de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices qui permettent de réduire la complexité du système, puis sa représentation d'états dans le repère fixe qui a été utilisée par la suite dans le dernier chapitre, à la fin de chapitre nous avons présenté une simulation sous MATLAB/SIMULINK de la machine alimentée directement par le réseau et à partir des équations présentées et les courbes de simulation obtenues, on a constaté que la machine est non linéaire et fortement couplée, d'où l'appel aux techniques de commande.

Au deuxième chapitre, on a donné un aperçu explicite d'une solution parmi les différentes solutions de découplage, qui est la commande vectorielle. La commande vectorielle permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où les courants ne s'affectent pas entre eux.

L'insuffisance de la commande vectorielle nous a poussé dans le troisième chapitre à faire appel à une autre catégorie de technique de commande qui est la commande à structure variable, en particulier la commande par mode glissant, où on a présenté les notions de base et les généralités sur cette commande non linéaire,

La commande par mode glissant a fait l'objet d'un quatrième chapitre, c'est une commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques notamment la commande vectorielle, vu que la commande à structures variables est par nature une commande non linéaire et sa robustesse apparaît au moment de l'ajustement automatique des régulateurs à la mise en œuvre (réduction du temps d'ajustement et amélioration des performances). Le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse par rapport aux perturbations internes et externes même aux incertitudes du système. Cependant le principal inconvénient du réglage par mode glissant réside dans l'existence d'une loi de contrôle

discontinu produisant l'effet de chattering. Le choix de la fonction  $\text{sign}$  adoucie permet la réduction de ce problème.

En définitif une comparaison a été faite entre les deux techniques de commande, vectorielle et à structure variable pour pouvoir conclure en détaille sur la robustesse de chacune des commandes.

Comme perspective, il est intéressant de faire d'autres tests de robustesse sur la commande par mode glissant, trouver ses inconvénients, chercher une solution pour éliminer le phénomène de chattering que nous avons rencontré dans la simulation, et de travailler sur la commande par mode glissant d'ordre supérieure.

## Annexe 1

## Régulation

## 1. Régulateur de vitesse

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

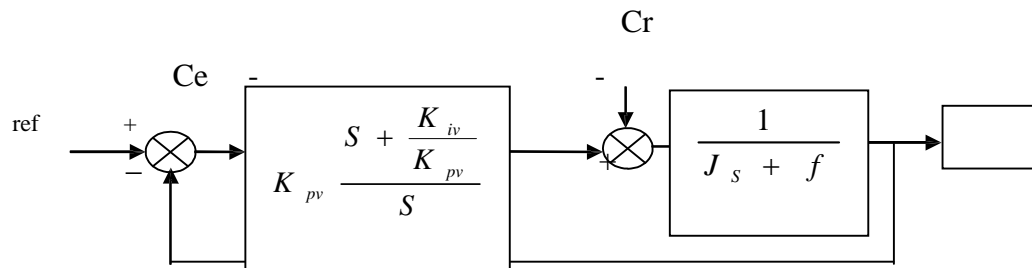


Fig. (1) régulateur de vitesse de structure PI

Nous intéressons à l'étude de la boucle de régulation de vitesse. Sachant que nous supposons l'orientation du flux établie, c'est-à-dire, que le couple est commandé à partir de la composante en quadrature du courant statorique ( $\dot{i}_{sq}$ ) et que le flux rotorique ( $\varphi_r$ ) est constant. La fonction de transfert de régulateur de vitesse s'écrit sous la forme suivante :

En boucle ouverte :

$$\frac{\Omega_{BO}}{\Omega_{refBO}} = \frac{1}{js + f} \left( K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right)$$

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

$$\frac{\Omega_{BF}}{\Omega_{refBF}} = \frac{\frac{1}{js + f} \left( K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right)}{1 + \frac{1}{js + f} \left( K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right)}$$

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

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = \frac{K_{iv}}{j} + \frac{f + K_{pv}}{j} s + s^2 = 1 + \left( \frac{f}{K_{iv}} + \frac{1}{K_{iv}} \right) s + \frac{j}{K_{iv}} s^2$$

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

Donc par identification à l'équation caractéristique :

$$K_{iv} = j\tilde{S}_n^2 = \frac{4j}{\ddagger_v^2}$$

$$K_p = \ddagger_v K_{iv}$$

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

## 2. Régulateur de couple

Le découplage proposé dans le chapitre 1 (voir figure (1. 9)) nous permettons d'écrire:

$$\frac{C_e}{V_{sq1}} = \frac{PM W_{ref}}{\ddagger L_s L_r} \cdot \frac{1}{s + \chi} = \frac{K_{co}}{s + \chi}$$

$$\text{Avec: } K_{co} = \frac{PM W_{ref}}{\ddagger L_s L_r}$$

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

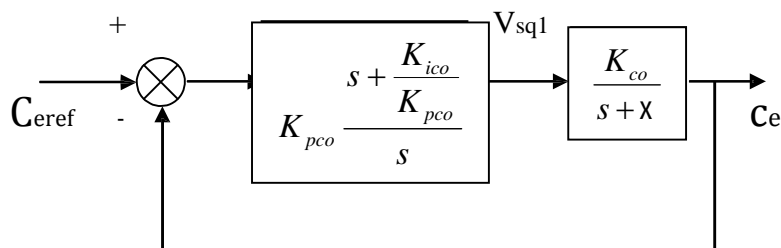


Figure (2) Schéma de la régulation couple

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

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

$$s + \chi = s + \frac{K_{co}}{s + \chi}$$

Par identification, on aura :

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

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

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

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est :

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

Que nous cherchons à identifier à la forme canonique du 1<sup>ère</sup> ordre. Nous avons à résoudre le

système suivant :

$$\dagger = \frac{1}{K_{pco} K_{ico}}$$

Le gain  $K_{pco}$  est donné par :

$$K_{pco} = \frac{1}{\dagger K_{ico}}$$

$$\text{Et : } K_{ico} = \chi K_{pco}$$

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

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

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

Donc les paramètres de régulateur de couple :

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

$$K_{ico} = \chi K_{pco}$$

### 3. Régulateur de flux

Le découplage proposé dans le chapitre 1 (voir figure (1. 9)) pour le flux, nous permettons d'écrire:

$$W_r = \frac{M}{\dagger L_s} \cdot \frac{1}{(s + \chi)(T_r s + 1)} V_{sd1} = \frac{K_1}{(s + \chi)(s + \frac{1}{T_r})} V_{sd1}$$

Avec: 
$$K_1 = \frac{M}{\dagger L_r T_r}$$

Nous pouvons représenter le régulateur de flux par :

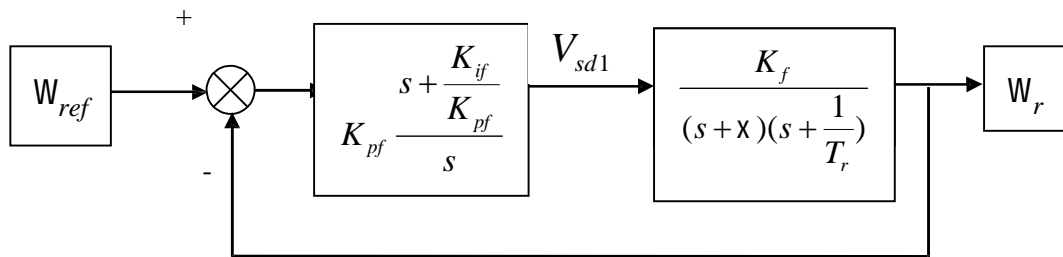


Figure (3) schéma de régulateur de flux

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

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

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

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

$$G(s) = \frac{K_{pf} K_1}{s(s + x)}$$

L'équation caractéristique du système est :

$$s^2 + 2\zeta\tilde{\omega}_n + \tilde{\omega}_n^2 s = 1 + \frac{x}{K_{pf} K_f} s + \frac{s^2}{K_{pf} K_f}$$

Donc les paramètres du régulateur du flux sont :

$$K_{pf} = \frac{x^2}{4 K_f \zeta}$$

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

## Annexe 2

### Plaque signalétique de la machine asynchrone utilisée

$P_N=0.75\text{KW}$	Puissance nominale.
$F_s= 50\text{HZ}$	Fréquence du réseau industriel.
220/380V	Tension du réseau.
$\omega_r=157 \text{ rad/s}$	Vitesse de rotation nominale.
$C_{em}=5 \text{ Nm}$	Couple électromagnétique.
$R_s = 10 \ \Omega$	Résistance statorique.
$R_r = 6.3 \ \Omega$	Résistance rotorique.
$L_s = 0.4612 \text{ H}$	Inductance statorique.
$L_r = 0.4642 \text{ H}$	Inductance rotorique.
$M = 0.4212 \text{ H}$	Inductance mutuelle.
$J = 0.02 \text{ kgm}^2$	Moment d'inertie.
$F=0$	Frottement visqueux.
$P=2$	Paire de pole.

## Bibliographie

- [1] **G BUCHE**, “ commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/SIMULINK ”, diplôme d’ingénieur en automatique, Université de Grenoble(C.U.E.F.A).
- [2] **S.E.REZGUI**, ”Commande de machine électrique en environnement MATLAB/SIMULINK et Temps Réel” magister en électrotechnique, Université Mentouri de Constantine.
- [3] **L. BAGHLI**, ”Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques” Docteur de l’Université Henri Poincaré, Nancy-I.
- [4] **A.ATTOU**,” Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents”, Master en Électrotechnique, Université de SIDI BEL-ABBES.
- [5] **C.CANUDAS**, “Commande des moteurs asynchrones 1– Modélisation contrôle vectoriel et DTC”, Hermès Science Publication, France, 2000.
- [6] **I. HIMDI** ”Observation et commande de moteurs asynchrones ”groupe de recherche en informatique, image, automatique et instrumentation de caen (umr6072)
- [7] **CLERC. G. GRELLET**, “Actionneurs électrique, Principe, Modèle, Commande ”, Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997.
- [8] **K JELASSI .**, “Positionnement d’une machine asynchrone par la méthode du flux orienté”, thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France,1991.
- [9] **G. F. LABRIQUE** « Les Convertisseurs de l’Electronique de Puissance conversion continu-alternatif » Techniques et Documentation, 1989.
- [10] **J.M RETIF** “Commande vectoriel des machines asynchrones et synchrone “Institut national des sciences appliquées de Lyon.
- [11] **R.TOUFOUTI** “ Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone”, diplôme de doctorat en sciences en électrotechnique, université MENTOUR Constantine.
- [12] **P. PARIDA** “ A sliding mode controller for induction motor drives” national institute of technology Rourkela-769008, ORISSA MAY, 2009.
- [13] **L. BAGHLI** ” Modélisation et commande de la machine asynchrone” Notes de cours modélisation, IUFM de Lorraine – UHP, France.
- [14] **Kubota H., K. Matsuse, T. Nakano**, “DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 29, No 2, pp 152-156, Mars/ Avril 1993.
- [15] **A. Reama**,” Cascade Sliding Mode Control of a Field Oriented Induction Motors with Varying Parameters” ESIEE Paris- Paris Est. University, France.

- [16] **N. Benbaha**, "Commande robuste tolérante aux défauts : application à la machine à courant alternatif" Magister en Electrotechnique, Université de Batna.
- [17] **C. CHEVASSU**, "Machines électriques" Cours et problèmes, version du 19 janvier 2012.
- [18] **L. BAKHOUCHE**, "Commande par linéarisation entrées- sorties du couple et du flux de la machine asynchrone", magister en électrotechnique, université FERHAT ABBAS – SETIF.
- [19] **N. Madani, M.F. Benkhoris, S. Siala, M.O. Mahmoudi** "Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive", Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication No. 456 IEE, Sept. 1998.
- [20] **Barambones O., Garrido A.J., Maseda F.J.** "A Robust Field Motor with Flux Oriented Control of Induction Observer and Speed Adaptation", Emerging Technologies and Factory Automation, IEEE Conference, vol.1. pp.245– 252, Sept. 2003.
- [21] **W. Perruquetti, J.P. Barbot** "Sliding Mode Control in Engineering", Edition Marcel Dekker 2002, ISBN 0-8247-0671-4.
- [22] **Hung, J.C.** "Chattering Handling for Variable Structure Control Systems", Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON apos,93., International Conference on vol.3. pp. 1968 – 1972, Nov 1993.
- [23] **S. Khojet El Khil** "Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA) ", Thèse de doctorat, INP de Toulouse 2006.
- [24] **F.IAMOR** "Commande robuste de la machine à induction par adaptation paramétrique", Ingénieur d'État en Électrotechnique, l'Université de Batna.
- [25] **T. Mohammed.** "Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone en régime déflué", thèse Ph.D, Université de Laval Québec, septembre 1997.
- [26] **Canudas C. de Wit**, "Commande des moteurs asynchrones 1– Modélisation contrôle vectoriel et DTC", Hermès Science Publication, France, 2000.
- [27] **Bouakaz O.**, "Contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux", thèse de magister, université de Batna, Algérie, 2005.
- [28] **Chiasson J.** "Nonlinear Controllers for an Induction Motor", Control Engineering. Practice, vol. 4, no.7, pp 977-990, 1996.
- [29] **Jelassi K.**, "positionnement d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté", thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France,1991.
- [30] **Leonhard W.** "Control of alternative currant machines with the help of microelectronics", In 3<sup>rd</sup> IFAC Symposium on control, Inpow, 83
- [31] **Séguier G., F. Labrique** « Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance conversion continu-alternatif » Techniques et Documentation, 1989.