

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك  
Département d'Électronique



## Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

**GUESSAYMI Mohamed**

&

**BENAOUDA Billel**

pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique spécialité Machines  
électriques

---

Thème

---

# Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone Triphasé Sans Capteur Mécanique

---

Proposé par : **Mr. Djilali. KOUCHIH**

Année Universitaire 2011-2012

*Je dédie ce modeste travail à*

*mes chères parents, pour leurs soutient moral et financier et*

*d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour*

*terminer mes études dans des bonnes conditions, en leurs espérant une*

*longue vie et que ﷲ les gardes.*

 *A mon cher frère.*

 *A mes sœurs.*

 *A mes grands-parents et que dieu les gardes.*

 *A mes tantes et mes oncles.*

 *A mes chers amis de mon quartier.*

 *A mes chers amis de l'université.*

 *A mon promoteur Mr. D. KOUCHIH, et mon binôme*  
*BENAOUDA BILLEL.*

 *A toute la promotion 2011-2012 électrotechnique sans*  
*exception.*

*\*GUESSAYMI \**

*Je dédie ce modeste travail à  
mes chères parents, pour leurs soutient moral et financier et  
d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour  
terminer mes études dans des bonnes conditions, en leurs espérant une  
longue vie et que **الله** les gardes.*

 *A mon cher frère.*

 *A mes sœurs.*

 *A mes grands-parents et que dieu les gardes.*

 *A mes tantes et mes oncles.*

 *A mes chers amis de l'université.*

 *A mon promoteur **Mr. D. KOUCHIH**, et mon  
binôme **G'UESSAYMI MOHAMED**.*

 *A toute la promotion 2011-2012 électrotechnique sans  
exception.*

**\*BENAOUDA\***

*Au terme de ce travail, nous tenons à remercier en premier lieu **الله** Miséricordieux de nous avoir donné la santé et le courage afin d'accomplir ce modeste travail et de nous avoir permis d'atteindre la fin de notre formation.*

*Nos remerciements et notre reconnaissance vont à notre promoteur **Mr. D. KOUCHIH**, qui a accepté de nous encadrer et qui nous a guidés pendant l'élaboration de ce mémoire, pour sa disponibilité et ses conseils précieux.*

*Nous adressons nos sincères salutations et nos vifs remerciements à tous ceux qui nous encouragés et donnés les mains d'aides, de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail afin qu'il soit présentable.*

*Nos vifs remerciements vont à Monsieur le Président de jury, pour l'honneur qu'il nous fait et aux membres du jury pour avoir accepté de corriger et d'évaluer ce travail.*

*Enfin nous exprimons notre reconnaissance à tous les Enseignants du département d'Electronique qui ont contribués à notre formation*

*Universitaire de BLIDA.*

---

## ملخص:

تهدف هذه المذكرة إلى عرض تقنية تحكم ذات جودة علي المحرك اللااتزامني، باستعمال تقنية التحكم أالشعاعي المباشر في اتجاه تدفق الدوار. تم العمل بمنظمين علي التوالي: منظم تناسبى و تكاملى ذو نمط كلاسيكى و منظم مؤسس علي تقنية النمط الانزلاقى. من اجل تحسين جودة هذه التقنية قمنا بتعويض لاقط ا لسرعة ومقيم التدفق ألدوراني بملاحظ ذو نمط انزلاقى واستعماله لضبط تدفق المحرك و التحكم فيه بدون لاقط للسرعة.

**كلمات المفاتيح:**  
التحكم أالشعاعي المباشر، ملاحظ، المحرك اللااتزامني، نمط انزلاقى

---

## Résumé :

Ce projet concerne l'élaboration d'une commande performante d'un moteur asynchrone, en utilisant la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté, nous introduisons deux régulateurs : un régulateur classique PI, puis un régulateur basé sur la théorie de la commande à structure variable par mode glissant.

Dans le but d'améliorer les performances de cette commande, on élimine le capteur de vitesse et l'estimateur de flux, et ceci par l'utilisation d'un observateur de flux à mode glissant et estimateur de vitesse.

## Mots clés :

Commande Vectorielle Directe (DFOC) ; Observateur; Moteur Asynchrone ; Mode Glissant.

---

## Abstract :

This work concerns the elaboration of an efficient control of the induction motor, using direct field oriented control (DFOC), including tow kind of regulators: classic regulator and sliding mode regulator.

In order to improve this control, we introduce the sliding mode flux observer and an estimator of rotor speed.

## Keywords :

Direct Field Control(DFOC) ; Observer ; Induction Motor ; Sliding Mode

---

# Introduction générale

---

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. L'absence du découplage naturelle entre le stator et le rotor donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure, et de ce fait on aura la difficulté de sa commande.

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

Aujourd'hui, de nombreux systèmes utilisent les moteurs asynchrones pour assurer une conversion électromécanique réglable (position, vitesse ou couple variables via la modulation de sources électriques). Les gammes de puissances sont très variées (de quelques Watts aux quelques MWatts) et les applications sont très diverses (robotique, traction, électroménager,...etc.). A fin de répondre à des critères de performances toujours croissants, des algorithmes de commande de plus en plus complexes, ont été développés. Les progrès des calculateurs numériques ont permis d'appliquer ces nouvelles stratégies dans l'industrie. De ce fait, la commande des machines électriques est devenue un élément très important dans les différents cycles de formation.

L'étude de la commande de l'ensemble convertisseur -moteur nécessite des connaissances de base en électrotechnique, électronique de puissance et en automatique. Les développements dans chaque domaine ont contribué à l'amélioration des performances du système. Avec les progrès de l'électronique de puissance, liés à l'apparition de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande câblées ou programmées, il est possible à présent de choisir



une structure de commande beaucoup plus évoluée. La commande vectorielle des moteurs asynchrones peut maintenant mettre en évidence des principes de commande permettant d'atteindre des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu.

Dans ce mémoire de projet de fin d'études, nous utilisons le contrôle vectoriel, qui est le plus utilisé jusqu'à ce jour, nous introduisons des régulateurs pour assurer un temps de réponse minimal du moteur. Une première approche repose sur l'utilisation des régulateurs classiques du type PI. Une deuxième repose sur une théorie complètement différente et récemment utilisée en électrotechnique par rapport à la première qui est la commande à structure variable par mode glissant.

Ces deux méthodes utilisent des capteurs mécaniques qui posent certains problèmes techniques liés à leurs utilisations, ils sont fragiles et coûteux et l'utilisation des observateurs est indispensable afin de pouvoir les éliminer. Nous utilisons dans ce mémoire l'observateur à mode glissant.

Le mémoire est structuré de la manière suivante :

Dans le premier chapitre, nous proposerons une modélisation classique d'un moteur asynchrone en utilisant la transformation de Park. Puis, une partie est consacrée à l'étude de la modélisation de l'onduleur de tension commandé par deux stratégies de commande, la MLI sinusoïdale et la MLI vectorielle afin de comparer leurs performances. Puis, nous allons simuler l'association convertisseur-moteur pour voir les impacts de ce convertisseur sur le moteur.

Dans le deuxième chapitre, nous traiterons quelques notions théoriques de la commande vectorielle, mais en se basant surtout sur la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté par des régulateurs de type PI classique en premier lieu ; puis on a présenté les bases théoriques des régulateurs à mode glissant *SMC*, ou nous avons utilisé des capteurs pour mesurer la vitesse de rotation et des capteurs pour mesurer les courants statoriques. Plus un estimateur pour estimer le flux rotorique.

Le troisième chapitre est consacré à l'élaboration d'une commande vectorielle directe en utilisant un observateur à mode glissant d'ordre réduit et un estimateur de vitesse de rotation.

Des tests de simulation sont présentés pour examiner la robustesse de cet observateur ainsi que le système d'entraînement complet dans différents modes de fonctionnement.

Enfin, une conclusion générale résume les principaux résultats auxquels nous avons abouti.

# Table des matières

Dédicaces

Remerciements

Listes des acronymes et abréviations

Table des matières

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale..... 01

## CHAPITRE I : Modélisation d'un MAS et de son Alimentation.

1. Introduction .....	04
1.2 Modélisation du moteur généralisée .....	05
1.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	05
1.2.2 Modèle dynamique du moteur.....	05
1.2.3 Equations électriques sur les axes (a, b, c).....	07
1.2.5 Equation mécanique.....	08
1.2.6 Transformation de Park.....	09
1.2.7 Equations électriques sur l'axes d et q.....	10
1.2.8 Equations magnétiques sur l'axes d et q.....	11
1.2.9 Choix de référence.....	11
1.2.10 Expressions du couple électromagnétique et de la puissance.....	12
1.2.11 Expression en modèle d'état.....	13
1.3 Modélisation de l'alimentation.....	14
1.3.1 Modélisation du redresseur triphasé double alternances à diodes.....	15
1.3.2 Modélisation du filtre.....	16
1.3.3 Modélisation de l'onduleur.....	17
1.3.4 Concept de modélisation de l'onduleur.....	17



1.3.5	Stratégies de commande de l'onduleur .....	19
1.3.6	Principe de la stratégie sinus-triangulaire (STPWM).....	19
1.3.7	Principe de la stratégie MLI vectorielle(SVPWM).....	22
1.4	Résultats de simulation.....	28
1.4.1	Réponses de l'association MAS-onduleur MLI intersective.....	29
1.4.2	Réponses de l'association MAS-onduleur à MLI-vectorielle.....	31
1.5	Avantages de la MLI vectorielle.....	32
1.6	Conclusion.....	33

## **CHAPITRE 2 : Commande Vectorielle Directe d'un MAS.**

2.1	Introduction.....	34
2.2	Théorie de la commande vectorielle d'un MAS.....	34
2.3	Principe de la commande par orientation du flux.....	35
2.4	La commande vectorielle directe.....	37
2.4.1	Principe de la commande vectorielle directe.....	37
2.4.2	Modèle du MAS avec orientation du flux rotorique.....	37
2.4.3	Découplage par compensation.....	38
2.4.4	Calcul de $\hat{\varphi}_r$ , $\theta_s$ et $C_e$ .....	40
2.4.5	Schéma de principe de la commande vectorielle directe.....	41
2.5	Calcul des régulateurs.....	42
2.5.1	Régulateur de vitesse.....	42
2.5.2	Régulateur de flux.....	43
2.5.3	Régulateur de couple.....	44
2.6	Résultats de simulations et interprétations.....	44
2.7	Commande à structure variable par mode glissant.....	48
2.8	Principe de commande à mode glissant.....	48
2.8.1	Conception de la commande à structure variable.....	48
2.9	Commande d'un MAS par régulateur à mode glissant.....	51
2.9.1	Calcul de régulateur glissant de la vitesse mécanique $\Omega$ .....	51
2.9.2	Calcul de régulateur glissant du flux $\varphi_r$ .....	52
2.10	Résultats de simulations et interprétations.....	53
2.11	Conclusion.....	56

## CHAPITRE 3 : Commande Vectorielle sans capteur mécanique d'un MAS.

3.1	Introduction.....	57
3.2	Modèle des observateurs.....	58
3.2.1	Observateurs pour les systèmes linéaires.....	58
3.2.2	Observateurs pour les systèmes non linéaires.....	58
3.3	Représentation d'état d'un système linéaire.....	60
3.4	Principe d'un observateur d'état.....	60
3.5	Observabilité.....	61
3.6	Observateur à mode glissant.....	62
3.7	Application sur le moteur asynchrone.....	63
3.7.1	Synthèse de l'observateur de flux à mode de glissement appliqué sur Le MAS.....	64
3.7.2	Estimateur de vitesse par mode de glissement.....	69
3.8	Les résultats de simulation de la commande avec observation de la vitesse.....	71
3.8.1	Variation du couple de charge.....	71
3.8.2	Inversion de la vitesse.....	73
3.9	Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique.....	75
3.9.1	Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique et la résistance statorique.....	75
3.9.2	Robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie.....	76
3.9.3	Robustesse vis-à-vis de la variation des inductances.....	77
3.10	Conclusion.....	78
	<b>Conclusion générale.....</b>	<b>79</b>

## Annexes

### Annexe A

- A.1 Les paramètres du moteur asynchrone étudié.
- A.2 Définition des matrices de transformation de Park.
- A.3 Le développement mathématique des Equations électriques sur l'axe (d, q).
- A.4 Le développement mathématique des Equations magnétique sur l'axe (d, q).
- A.5 La valeur maximale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur.

A.6 L'indice de modulation.

A.7 Calcul des temps d'application des états de l'onduleur.

## **Annexe B**

B.1 Régulateur de vitesse.

B.2 Régulateur de flux.

B.3 Régulateur de couple.

## **Annexe C**

## **Références bibliographiques.**

## Listes des acronymes et abréviations

A, B, C	: Indices des trois phases statoriques
a, b, c	: Indices des trois phases rotoriques.
s, r	: Indices relatifs respectivement au stator et rotor.
d, q	: Indices relatives au axes direct et en quadrature.
( $K$ )	: Matrice de Park.
( $K$ ) <sup>-1</sup>	: Matrice inverse de Park.
( $v_s$ )	: Vecteur des tensions statoriques.
( $v_r$ )	: Vecteur des tensions rotoriques.
( $i_s$ )	: Vecteur des courants statoriques.
( $i_r$ )	: Vecteur des courants rotoriques.
( $\varphi_s$ )	: Vecteur flux statorique.
( $\varphi_r$ )	: Vecteur flux rotoriques.
$v$	: Tension.
$i$	: Courant.
$\varphi$	: Flux.
$L_{sr}$	: Inductance mutuelle stator-rotor.
$L_s$	: Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
$L_r$	: Inductance mutuelle entre deux phases rotorique.
$L_{ls}$	: Inductance de fuite statorique.
$L_{lr}$	: Inductance de fuite rotorique.
$L_{ms}$	: Inductance de magnétisation statorique.
$L_{mr}$	: Inductance de magnétisation rotorique.
$L_{lr}$	: Inductance de fuite rotorique.
$J$	: Moment d'inertie de la masse tournante.
$f_v$	: Coefficient de frottement visqueux.
$P$	: Nombre de paire de pôles.
$T_S$	: Constante du temps statorique.

$T_r$	: Constante du temps rotorique.
$\sigma$	: Coefficient du dispersion de Blondel.
$\Omega$	: Vitesse de rotation mécanique.
$\omega_s$	: Pulsation statorique.
$\omega_r$	: Pulsation rotorique.
$\theta$	: Angle rotorique.
$C_e$	: Couple électromagnétique.
$C_r$	: Couple résistant.
$i_d$	: Courant continu fourni par le redresseur.
$U_c$	: Tension fournie le redresseur.
$C$	: Capacité du filtre.
$s$	: Opérateur de Laplace.
$K_i, K_p$	: Gains des régulateurs PI.
$\alpha, \beta$	: Axe quadratique.
$d, q$	: Axe quadratique.
BO	: Boucle Ouverte.
BF	: Boucle Fermée.
$n$	: Degré relatif.
$S$	: Surface de glissement.
$S(x)$	: Surface de glissement de la variable $x$ .
$T$	: Temps.
$T_z$	: Période d'échantillonnage.
$x^*, x_{ref}$	: Grandeur et valeur de référence.
$x_{eq}$	: La grandeur de commande équivalente.
$x_n$	: La grandeur de commande discontinue.
$\Gamma$	: Matrice gain de l'observateur par mode de glissement.

## Liste des figures

### CHAPITRE I :

<b>Figure (1.1) :</b> Représentation d'un moteur asynchrone triphasé et définition des repères statoriques et rotoriques .....	06
<b>Figure (1.2) :</b> Enroulements triphasés représentés dans le repère de Park.....	09
<b>Figure (1.3) :</b> Schéma de l'association onduleur- moteur asynchrone.....	15
<b>Figure (1.4) :</b> Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes.	15
<b>Figure (1.5) :</b> Représentation du filtre passe-bas.....	16
<b>Figure (1.6) :</b> Schéma d'un onduleur triphasé.....	17
<b>Figure (1.7) :</b> Principe de la commande MLI- intersective	20
<b>Figure (1.8) (a), (b) et (c)</b> .....	22
<b>Figure (1.9):</b> Tensions générées dans le plan $V_{\alpha n}$ , $V_{\beta n}$ et définition des secteurs....	23
<b>Figure (1.10) :</b> Projection du vecteur de référence (secteur1).....	25
<b>Figure (1.11) :</b> Etats des interrupteurs $S_a$ , $S_b$ et $S_c$ dans le premier secteur de l'hexagone.....	27
<b>Figure (1.12) (a), (b)</b> .....	28
<b>Figure (1.13) :</b> Moteur asynchrone alimenté par l'onduleur avec la technique MLI intersective, démarrage à vide et insertion du couple nominal à partir d'une seconde	29
<b>Figure (1.14) :</b> Moteur asynchrone alimenté par l'onduleur avec la technique MLI vectorielle, démarrage à vide et insertion du couple nominal à partir d'une seconde	31

### CHAPITRE 2 :

<b>Figure (2.1) :</b> Schéma du principe de découplage pour la MAS par Analogie avec la MCC.....	35
<b>Figure (2.2) :</b> Principe de la commande par orientation du flux.....	36
<b>Figure (2.3) :</b> Commande découplée – Expressions de $i_{ds}$ et $i_{qs}$ .....	39
<b>Figure (2.4) :</b> Commande découplée – Expressions de $\varphi_r$ et $C_e$ .....	39
<b>Figure (2.5) :</b> découplage par compensation.....	39
<b>Figure (2.6) :</b> Représentation des blocs d'estimation.....	41
<b>Figure (2.7) :</b> Commande vectorielle directe de flux d'un moteur asynchrone	

alimenté en tension.....	41
<b>Figure (2.8) :</b> schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.....	42
<b>Figure (2.9) :</b> Schéma en boucle ouverte.....	43
<b>Figure (2.10) :</b> schéma en boucle ouverte.....	44
<b>Figure (2.11) :</b> Démarrage à vide puis introduction du couple nominal.....	45
<b>Figure (2.12) :</b> Simulation de l'inversion du sens de rotation.....	46
<b>Figure (2.13) :</b> Simulation d'impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r$ )...	47
<b>Figure (2.14) :</b> commande un adoucie « sat ».....	51
<b>Figure (2.15) :</b> Démarrage à vide puis introduction du couple nominale et inversion de sens de rotation.....	54
<b>Figure (2.16) :</b> Simulation d'impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r$ )...	55

### CHAPITRE 3

<b>Figure (3.1) :</b> Schéma fonctionnel d'une représentation d'état d'un système.....	60
<b>Figure (3.2) :</b> Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.....	61
<b>Figure (3.3) :</b> Résultats de simulation lors de la variation du couple de charge à $t=$ 0.7s et $t=1.2$ s, après un démarrage à vide.....	72
<b>Figure (3.4) :</b> Résultats de simulation le la vitesse lors d'inversion du sens de rotation.....	74
<b>Figure (3.5) :</b> Influence de la variation des résistances ( $R_r$ et $R_s$ ).....	75
<b>Figure (3.6) :</b> Influence de la variation de l'inertie $J$ .....	76
<b>Figure (3.7) :</b> Influence de la variation des inductances $L_s$ , $L_r$ et $L_m$ à la fois.....	77

### Liste des tableaux

<b>Tableau (1.1) :</b> Valeurs des tensions correspondantes.....	24
<b>Tableau (A.1) :</b> Paramètres du moteur asynchrone. (Annexe A.1).	

# Chapitre1                    Modélisation d'un MAS et Son Alimentation

---

## 1.1 Introduction :

Pour simuler le fonctionnement d'un moteur asynchrone, ou encore, pour étudier sa commande en régime transitoire ou en régime permanent, il faut choisir un modèle aussi simple que possible qui représente le moteur et traduit fidèlement son fonctionnement.

Le moteur asynchrone est représenté par un système de six équations électriques en plus d'une équation mécanique. Travailler avec ces sept équations n'est pas facile même avec l'utile numérique, l'utilisation d'une transformation est alors indispensable [1].

Les transformations de Concordia et de Clark permettent le passage du système triphasé vers un système biphasé équivalent plus simple à étudier, la transformation de Park aboutit à un modèle biphasé équivalent plus simple à utiliser et permet de déboucher sur une commande suivant un schéma de contrôle vectoriel [1].

Dans ce chapitre, nous allons représenter le modèle triphasé d'un moteur asynchrone et de sa transformation en utilisant le modèle de Park, un modèle qui simplifie sa commande, par la suite, nous représenterons sous forme d'état ces équations en alimentant le moteur en tension.

Ensuite, nous allons passer au modèle de l'alimentation constituée d'une cascade redresseur, filtre passe bas et onduleur commandé en tension, dont la stratégie de commande de l'onduleur dans ce travail est la commande par MLI intersective et MLI vectorielle. En dernier, nous simulons le démarrage du moteur alimenté par l'onduleur











commandé en tension avec les deux stratégies (MLI intersective et MLI vectorielle) selon le modèle de Park développé et nous comparerons les résultats.

## 1.2 Modélisation du moteur généralisé :

### 1.2.1 Hypothèses simplificatrices :

Le moteur asynchrone présente des phénomènes très compliqués qui interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation magnétique, le courant de Foucault...etc. Ces phénomènes ont des formules mathématiques très difficiles quoique leurs influences sur le moteur soient négligeables.

Donc, on suppose certaines hypothèses simplificatrices [1] pour faire la modélisation du moteur asynchrone :

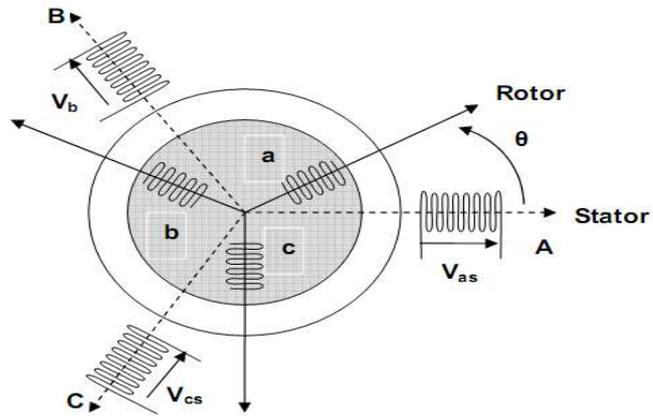
- Une symétrie parfaite du moteur.
- Le bobinage statorique est repartit de manière à donner une f.m.m sinusoïdale et les barres du rotor sont assimilées à un bobinage triphasé en court circuit.
- Le niveau de la saturation est faible et on néglige l'hystérésis, le courant de Foucault et l'effet de peau.

Ces hypothèses impliquent que :

- Les inductances propres sont constantes.
- La mutuelle inductance varie d'une façon sinusoïdale.

### 1.2.2 Modèle dynamique du moteur :

Les enroulements des trois phases statoriques sont décalés dans l'espace d'un angle de  $(2\pi/3)$ . et également ceux du rotor et peuvent être représentés comme montrée en **figure (1.1)**. Les phases rotoriques sont court circuitées sur elles mêmes.  $\theta$  est l'angle électrique entre l'axe de la phase (as) statorique et la phase (ar) rotorique [2].



**Figure (1.1) : Représentation d'un moteur asynchrone triphasé et définition des repères statoriques et rotoriques.**

### 1.2.3 Equations électriques sur les axes (a, b, c) :

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase du stator (respectivement rotor), on aura les équations de tension suivantes :

■Au stator:

$$[v_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abcs}] \quad (1.1)$$

■Au rotor:

$$[v_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abcr}] \quad (1.2)$$

Avec:

$$[X_{abcs}] = \begin{bmatrix} X_{as} \\ X_{bs} \\ X_{cs} \end{bmatrix} : \text{Vecteur d'élément tension ou courant ou flux statorique.}$$

$$[X_{abcr}] = \begin{bmatrix} X_{ar} \\ X_{br} \\ X_{cr} \end{bmatrix} : \text{Vecteur d'élément tension ou courant ou flux rotorique.}$$

Les matrices des résistances statorique et rotorique du MAS sont données par:

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$[R_s]$ : Matrice des résistances statorique.       $[R_r]$  : Matrice des résistances rotorique.

$R_s$ : Résistance d'une phase du stator.       $R_r$  : Résistance d'une phase du rotor.

### 1.2.4 Equations magnétiques :

Les hypothèses citées précédemment conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants moyennant les notations usuelles :

■Au stator:

$$[\varphi_{abcs}] = [L_s][i_{abcs}] + [L_{sr}][i_{abcr}] \quad (1.3)$$

■Au rotor:

$$[\varphi_{abcr}] = [L_{sr}]^t[i_{abcs}] + [L_r][i_{abcr}] \quad (1.4)$$

Les matrices des inductances sont exprimées par:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$[L_s]$ : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques.

$[L_r]$  : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques.

$[L_{sr}]$ : Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$L_{sr}$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.

$L_{ls}$  : Inductance de fuite statorique.

$L_{lr}$  : Inductance de fuite rotorique.

$L_{ms}$  : Inductance de magnétisation statorique.

$L_{mr}$  : Inductance de magnétisation rotorique.

En mettant (1.3) et (1.4) dans, respectivement, (1.1) et (1.2), nous obtenons les deux expressions suivantes :

■Au stator:

$$[v_{abcs}] = [R_s] \cdot [i_{abcs}] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}] \cdot [i_{abcr}] \} \quad (1.5)$$

■Au rotor:

$$[v_{abcr}] = [R_r] \cdot [i_{abcr}] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_{abcr}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}]^t \cdot [i_{abcs}] \} \quad (1.6)$$

### 1.2.5 Equation mécanique :

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation du mouvement suivante:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \quad (1.7)$$

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

$\Omega$  : vitesse mécanique du moteur.

$f_v$  : Coefficient de frottement visqueux.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple de charge.

### 1.2.6 Transformation de Park :

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables (1.5) et (1.6). La résolution analytique de ce système d'équations se heurte à des difficultés insurmontables particulièrement, lors de l'étude des phénomènes transitoires. On utilise alors transformations de Park.

L'objectif primordial de la transformation de *Park* est de rendre le système (modèle du moteur) linéaire. On utilise alors cette transformation mathématique qui permet d'écrire le comportement du moteur à l'aide *d'équation différentielle à coefficients constants*. Elle consiste à faire des projections sur deux orthogonaux de toutes les grandeurs du système. La condition qui permet de remplacer le moteur triphasé par son modèle biphasé est sa symétrie [3].

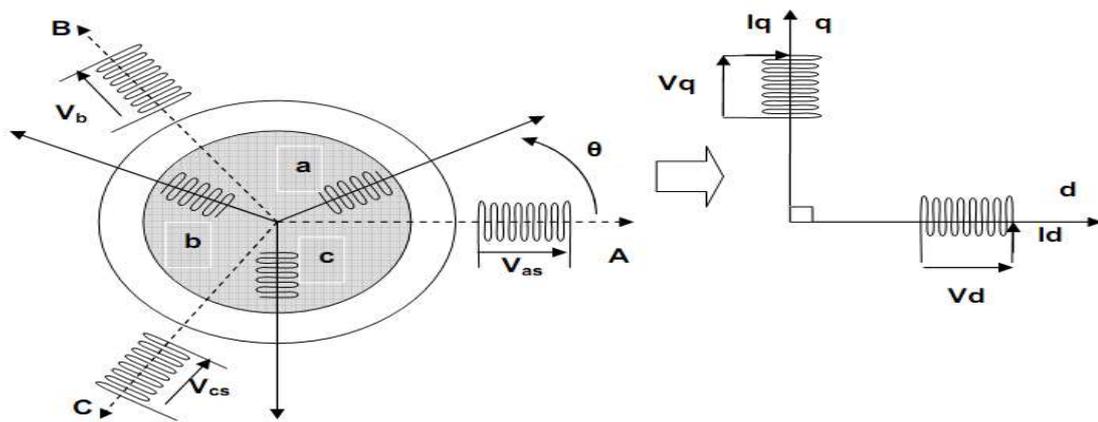


Figure (1.2) : Enroulements triphasés représentés dans le repère de Park.

Définition des angles :

$(0_{as}; 0_d) = \theta_s$  : L'angle entre l'axe direct et l'axe statorique.

$(0_{ar}; 0_d) = \theta_r$  : L'angle entre l'axe direct et l'axe rotorique.

$(0_{as} - 0_{ar}) = \theta_s - \theta_r = \theta$  : L'angle entre l'axe de référence statorique et rotorique.

La matrice  $[K_s]$  (voir l'annexe A.2) de Park permet le passage des composantes  $X_{abcs}$  du système triphasé aux composantes  $X_{dq0s}$  :

$$[X_{dq0s}] = [K_s] \cdot [X_{abcs}] \quad (1.8)$$

$$[X_{dq0r}] = [K_r] \cdot [X_{abcr}] \quad (1.9)$$

Avec :

$$[X_{dq0s}] = \begin{bmatrix} X_{ds} \\ X_{qs} \\ X_{0s} \end{bmatrix} : \text{Vecteur d'élément tension ou courant ou flux statorique.}$$

$$[X_{dq0r}] = \begin{bmatrix} X_{dr} \\ X_{qr} \\ X_{0r} \end{bmatrix} : \text{Vecteur d'élément tension ou courant ou flux rotorique.}$$

### 1.2.7 Equations électriques sur l'axes d et q :

Les équations électriques, du moteur asynchrone dans le système biphasé, obtenues en appliquant la transformation de Park aux équations précédemment mentionnées, sont données comme suit:

Appliquons la transformation de Park sur les expressions (1.5) et (1.6)

■Au stator:

$$[K_s]^{-1}[v_{dq0s}] = [R_s][K_s]^{-1}[i_{dq0s}] + \frac{d}{dt}([K_s]^{-1}[\varphi_{dq0s}]) \quad (1.10)$$

■Au rotor:

$$[K_r]^{-1}[v_{dq0r}] = [R_r][K_r]^{-1}[i_{dq0r}] + \frac{d}{dt}([K_r]^{-1}[\varphi_{dq0r}]) \quad (1.11)$$

Ce qui nous permet d'écrire (voir l'annexe A.3) :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ v_{0s} = R_s i_{0s} + \frac{d\varphi_{0s}}{dt} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} \\ v_{0r} = R_r i_{0r} + \frac{d\varphi_{0r}}{dt} \end{array} \right. \quad (1.12)$$

### I.2.8 Equations magnétiques sur l'axes d et q :

En suivant le même raisonnement, Appliquons la transformation de Park sur les expressions (1.3) et (1.4)

■Au stator:

$$[K_s]^{-1}[\varphi_{dq0s}] = [L_s][K_s]^{-1}[i_{dq0s}] + [L_{sr}][K_r]^{-1}[i_{dq0r}] \quad (1.13)$$

■Au rotor:

$$[K_r]^{-1}[\varphi_{dq0r}] = [L_{sr}]^t[K_s]^{-1}[i_{dq0s}] + [L_r][K_r]^{-1}[i_{dq0r}] \quad (1.14)$$

Après développement des expressions condensées des flux (voir l'annexe A.4), nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \varphi_{0s} = L_{ls} i_{0s} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \\ \varphi_{0r} = L_{lr} i_{0r} \end{array} \right. \quad (1.15)$$

### I.2.9 Choix de référence :

Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (**d, q**) qui dépendent de l'objectif de l'application.

a Repère (**d, q**) lie au stator :

$$\omega_s = 0 \quad \text{et} \quad \omega = -\omega_r$$

Pour cette référence on obtient un système électrique où les grandeurs statorique sont purement alternatives et avec la fréquence d'alimentation.

**b Repère (d, q) lie au rotor :**

$$\omega_r = 0 \quad \text{et} \quad \omega = \omega_s$$

Pour cette référence on obtient les signaux électrique sont alors quasi-continu.

**c Repère (d, q) lie au champ tournant :**

$$\omega = \omega_s - \omega_r$$

Pour cette référence on obtient un système électrique purement continu. Dans ce chapitre, nous avons choisi le repère lie au champ tournant.

**1.2.10 Expressions du couple électromagnétique et de la puissance :**

Après avoir exprime les équations du moteur, on va présenter celle du couple électromagnétique. Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance.

La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes **(d, q)** est donnée comme suit :

$$P_e = [v_{abcs}]^t [i_{abcs}] = [v_{dq0s}]^t ([K_s]^{-1})^t \cdot [K_s]^{-1} [i_{dq0s}] \quad (1.16)$$

On peut démontrer :

$$([K_s]^{-1})^t [K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

En développant cette dernière expression, on trouve:

$$P_e = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) + 3v_{0s} i_{0s} \quad (1.18)$$

Dans un régime permanent équilibré :

- Les grandeurs de Park sont constantes.
- Le terme homopolaire est nul.

Nous pouvons donc écrire:

$$P_e = \frac{3}{2} \left( (R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs}) i_{ds} + (R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds}) i_{qs} \right) \quad (1.19)$$

$$P_e = \frac{3}{2} R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \frac{3}{2} \omega_s (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (1.20)$$

Nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en deux termes : le premier terme représente la puissance dissipée en pertes joule et le deuxième terme représente la puissance électromagnétique. Nous écrivons donc :

$$P_{em} = \frac{3}{2} \omega_s (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (1.21)$$

Et d'autre part, l'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = \frac{P_{em}}{\Omega_s} \quad (1.22)$$

Avec :

$$\Omega_s = \omega_s \cdot P \quad (1.23)$$

$P$ : Nombre de paires de pôles du moteur.

En utilisant les relations entre flux et courants, on peut en déduire plusieurs expressions, toutes égales, du couple, dont le choix dépendra du vecteur d'état utilisé. Il en résulte les expressions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = \frac{3}{2} P (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \\ C_e = \frac{3}{2} P L_m (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) \\ C_e = \frac{3}{2} P (\varphi_{qr} i_{dr} - \varphi_{dr} i_{qr}) \\ C_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \end{array} \right. \quad (1.24)$$

### 1.2.11 Expression en modèle d'état :

Pour pouvoir simuler le comportement du moteur, il est indispensable d'écrire son modèle d'état, sous la forme:

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X, U) \\ Y = h(X, U) \end{cases} \quad (1.25)$$

$X$ : Vecteur d'état;

$U$  : Vecteur de commande.

$Y$  : Vecteur de sortie.

$f$  et  $h$  : Fonctions d'état.

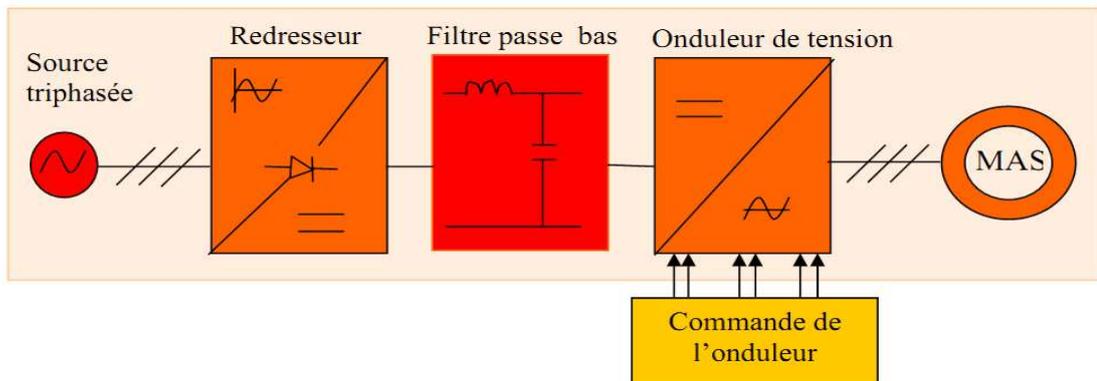
En utilisant les équations du système (1.15) ; et après arrangement les équations du système (1.12) peuvent être écrites comme il est indiqué par le système (1.26).

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ - \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \left( R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \varphi_{dr} \right. \\ \quad \left. + \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega \varphi_{qr} + v_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ - \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \sigma L_s \omega_s i_{ds} - \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega \varphi_{dr} \right. \\ \quad \left. + \left( R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) \varphi_{qr} + v_{qs} \right] \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} + \omega_r \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{qr} - \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (1.26)$$

### 1.3 Modélisation de l'alimentation :

L'alimentation du MAS est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et/ou d'un condensateur. Le premier étage, alimenté par un réseau triphasé, est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence, imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le MAS [2] [4].

La **figure (1.3)** illustre le schéma synoptique d'un MAS à vitesse variable et de son alimentation.

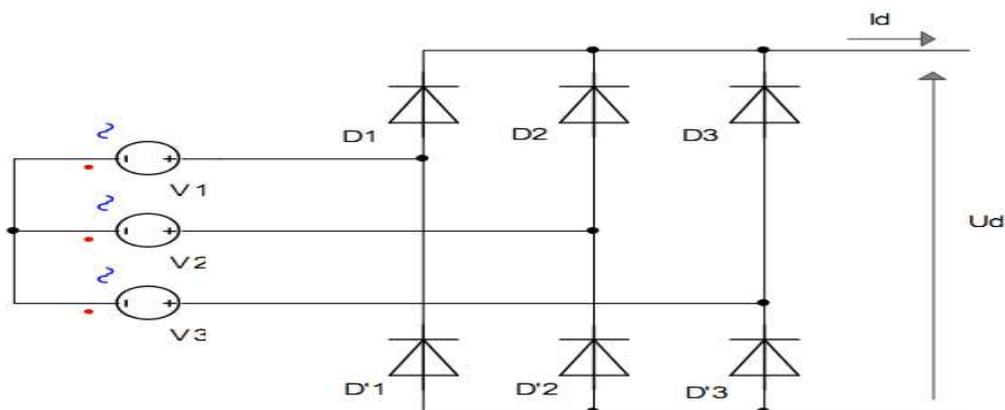


**Figure (1.3) : Schéma de l'association onduleur - moteur asynchrone.**

### I.3.1 Modélisation du redresseur triphasé double alternances à diodes :

Le redresseur est un convertisseur « alternatif / contenu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant contenu à partir d'une source alternatif.

Ce redresseur comporte trois diodes (D1, D2, D3) à cathode commune assurant l'allée du courant  $I_d$  et trois diodes (D'1, D'2, D'3) à anode commune assurant le retour du courant  $I_d$ [4][2].



**Figure (1.4) : Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes.**

On suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_1(t) = \sqrt{2} \cdot V \cos(\omega \cdot t) \\ \vdots \end{array} \right.$$

$$V_2(t) = \sqrt{2}.V \cos \left( \omega.t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (1.27)$$

$$V_3(t) = \sqrt{2}.V \cos \left( \omega.t + \frac{2\pi}{3} \right)$$

Si on néglige l'effet de l'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$U_d(t) = \max[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] - \min[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] \quad (1.28)$$

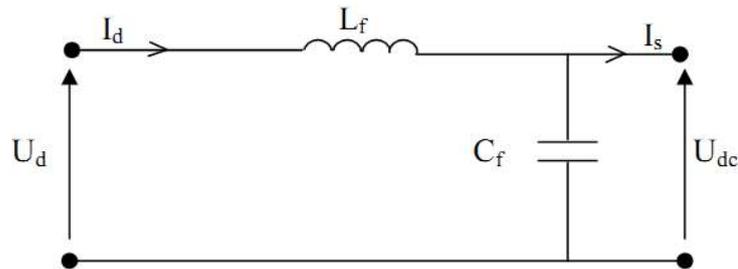
La valeur moyenne de cette tension redressée est donnée par :

$$\bar{U}_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V = 2.34. V \quad (1.29)$$

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

### 1.3.2 Modélisation du filtre :

On utilise un filtre passe bas « LC », pour éliminer les hautes fréquences. Il permet de réduire les ondulations de la tension et du courant redressés. Ce filtre est schématisé par la **figure (1.5)** [4].



**Figure (1.5) : Représentation du filtre passe-bas.**

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{dI_d}{dt} + U_c \\ \frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d - I_s) \end{cases} \quad (1.30)$$

D'où la fonction de transfert du filtre ( $I_s = 0$ ) :

$$F(s) = \frac{U_c(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad (1.31)$$

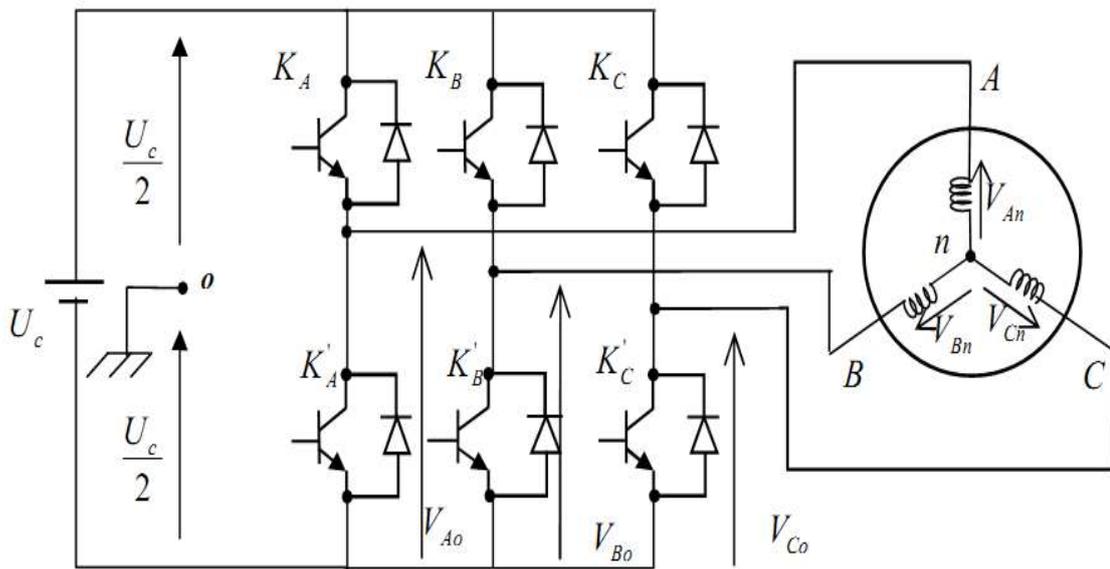
C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (1.32)$$

### I.3.3 Modélisation de l'onduleur :

La **figure (1.6)** illustre un moteur asynchrone triphasé alimenté par un onduleur à deux niveaux de tension, composé de six interrupteurs généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances est qui doivent être contrôlés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source.

Le principe de fonctionnement de l'onduleur est basé sur le séquençement imposé aux interrupteurs statiques qui réalise une modulation de la largeur des impulsions de tension appliquées aux enroulements du moteur [5].



**Figure (1.6) : Schéma d'un onduleur triphasé.**

### I.3.4 Concept de modélisation de l'onduleur :

Les deux interrupteurs  $K_i, K'_i$ , ( $i = 1, 2, 3$ ), sont unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ce sont des éléments commandable à l'ouverture et à la

fermeture. Ils sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion, qui consiste à moduler la tension de sortie avec l'hypothèse où les interrupteurs sont supposés idéaux [3]. Ainsi que chaque bras d'onduleur est associé à une fonction logique de connexion  $S_i$ , ( $i = 1, 2, 3$ ) définie comme suit:

➤ si  $S_i = 1$ , alors  $K_i$  est fermée et  $K'_i$  est ouvert.

➤ si  $S_i = 0$ , alors  $K_i$  est ouvert et  $K'_i$  est fermée.

Les tensions composées  $V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}$  sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur comme suit :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{Ao} - V_{Bo} \\ V_{BC} = V_{Bo} - V_{Co} \\ V_{CA} = V_{Co} - V_{Ao} \end{cases} \quad (1.33)$$

Où  $V_{An}, V_{Bn}, V_{Cn}$  sont les tensions simples des phases.

Puisque Les tensions simples des phases du moteur ont une somme nulle, on peut obtenir les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{An} = 1/3[V_{AB} - V_{CA}] \\ V_{Bn} = 1/3[V_{BC} - V_{AB}] \\ V_{Cn} = 1/3[V_{CA} - V_{BC}] \end{cases} \quad (1.34)$$

En introduisant la tension du neutre du moteur par rapport au point de référence "o" On aboutit à :

$$\begin{cases} V_{An} + V_{no} = V_{Ao} \\ V_{Bn} + V_{no} = V_{Bo} \\ V_{Cn} + V_{no} = V_{Co} \end{cases} \quad (1.35)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{Ao} + V_{Bo} + V_{Co}) \quad (1.36)$$

Pour une commutation idéale on obtient :

$$V_{io} = S_i U_c - \frac{U_c}{2} \quad (1.37)$$

On à donc :

$$\begin{cases} V_{Ao} = (S_A - 0.5)U_c \\ V_{Bo} = (S_B - 0.5)U_c \\ V_{Co} = (S_C - 0.5)U_c \end{cases} \quad (1.38)$$

En remplaçant (1.35) dans(1.36), on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{An} = \frac{2}{3}V_{Ao} - \frac{1}{3}V_{Bo} - \frac{1}{3}V_{Co} \\ V_{Bn} = -\frac{1}{3}V_{Ao} + \frac{2}{3}V_{Bo} - \frac{1}{3}V_{Co} \\ V_{Cn} = -\frac{1}{3}V_{Ao} - \frac{1}{3}V_{Bo} + \frac{2}{3}V_{Co} \end{cases} \quad (1.39)$$

En remplaçant (1.37) dans(1.38), on déduit :

$$\begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

### 1.3.5 Stratégies de commande de l'onduleur :

Il est nécessaire d'établir des stratégies de commande de l'onduleur telle que la tension générée soit proche de la forme sinusoïdale avec un faible taux d'harmoniques. La stratégie la plus utilisée est la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) [6]. Plusieurs types de modulation de largeur d'impulsion sont disponibles. Dans

ce qui suit, nous allons présenter le principe de la stratégie de contrôle en tension par MLI sinus-triangle et MLI vectorielle.

### 1.3.6 Principe de la stratégie sinus-triangulaire (STPWM) :

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [4]. Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

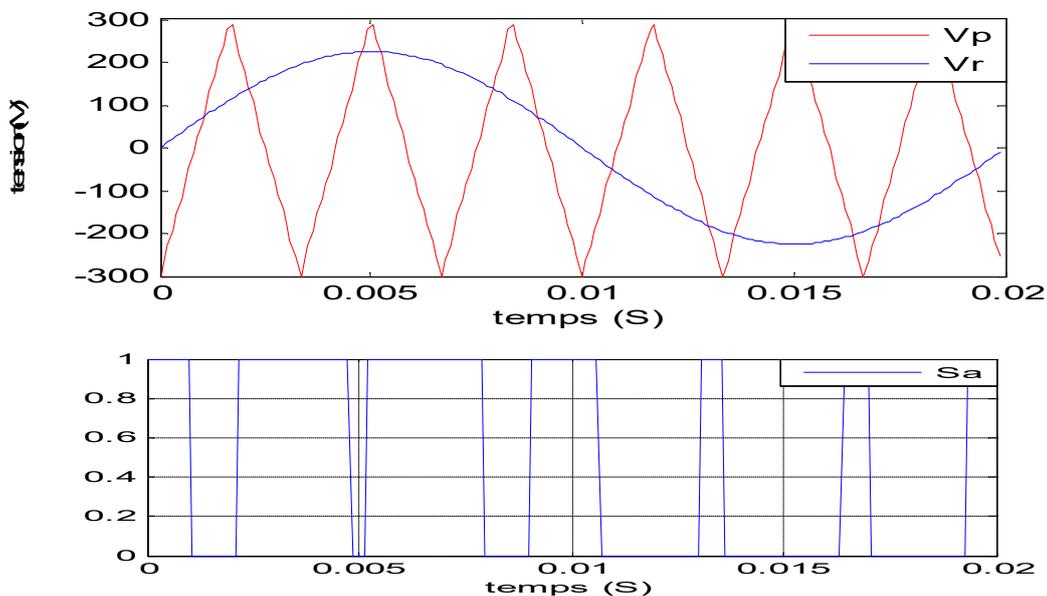
- L'indice de modulation  $m$  qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f_r$  de la référence :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (1.41)$$

- Le taux de modulation  $r$  (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_r$  à la valeur crête  $V_p$  de la porteuse:

$$r = \frac{V_p}{V_r} \quad (1.42)$$

Le schéma de principe est donné par la **figure (1.7)** :



**Figure (1.7) : Principe de la commande MLI- intersective.**

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence  $f_p$  et sa valeur de crête  $V_p$ . On définit l'équation de la porteuse dans sa période  $[0, T_p]$  par :

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p \left( -1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[ 0 \quad \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = V_p \left( 3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[ \frac{T_p}{2} \quad T_p \right] \end{cases} \quad (1.43)$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude  $V_r$  et de fréquence  $f_r$ . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} V_{ra}(t) = V_m \cos(2\pi f_r t) \\ V_{rb}(t) = V_m \cos\left(2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{rc}(t) = V_m \cos\left(2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1.44)$$

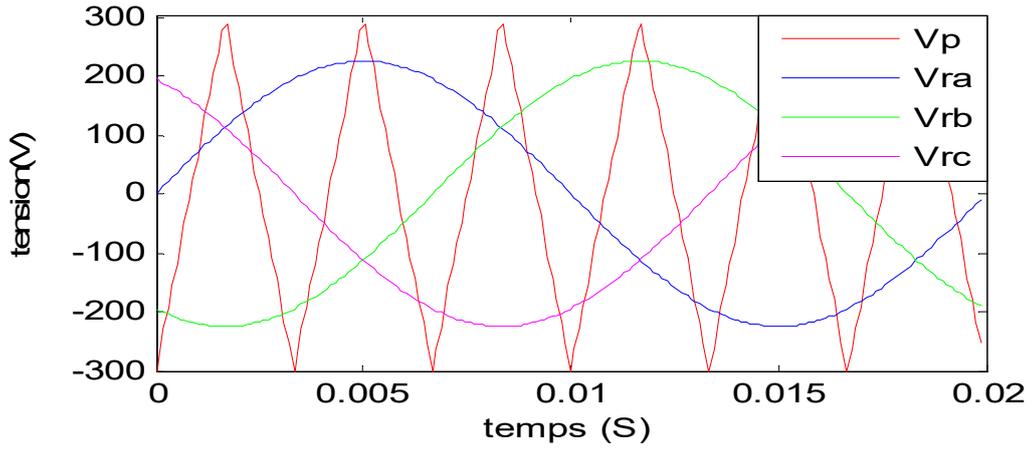
La commande MLI sinus-triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  des interrupteurs de l'onduleur. Ceux ci sont donnés par l'équation (1.45) suivante :

$$S_{abs} = \begin{cases} 1 & \text{Si } (V_{rabc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{Si } (V_{rabc} - x(t)) \leq 0 \end{cases} \quad (1.45)$$

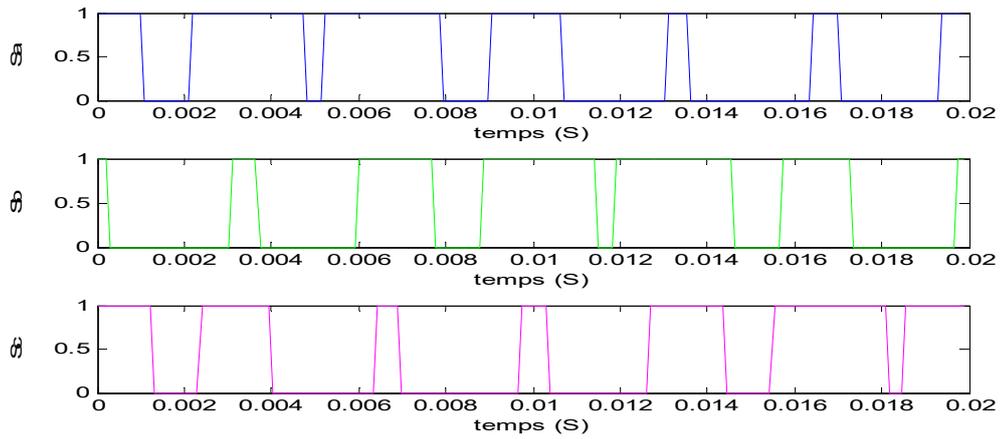
Les **figure (1.8) (a) et (b)**, représente les signaux de références issue de la commande  $V_{ra}$ ,  $V_{rb}$ ,  $V_{rc}$  et le signal de la porteuse  $V_p$ , chaque intersection génère les signaux de commande qui seront appliqués aux interrupteurs statiques.

La **figure (1.8) (c)**, montrent respectivement les tensions simples.

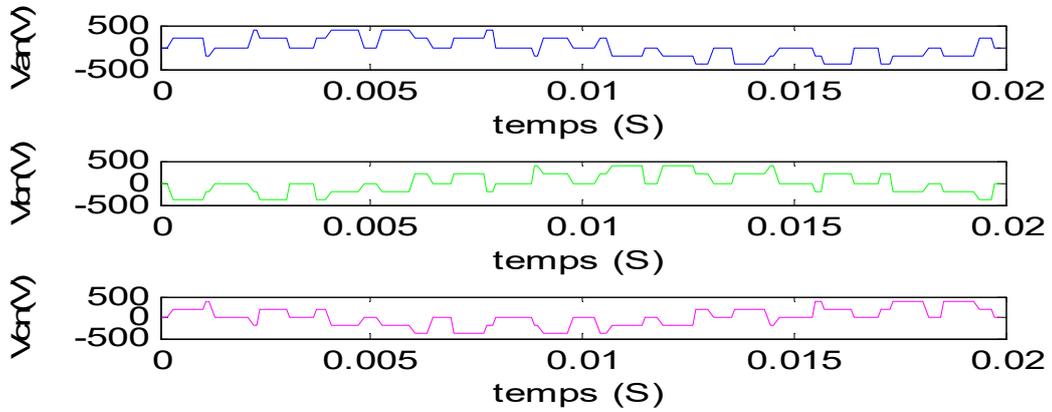
**(a) : Les tensions de références.**



**(b) : Les impulsions de commande des interrupteurs**



**(c) : Les tensions simples.**



**Figure (1.8) (a), (b) et (c)**

### 1.3.7 Principe de la stratégie MLI vectorielle(SVPWM):

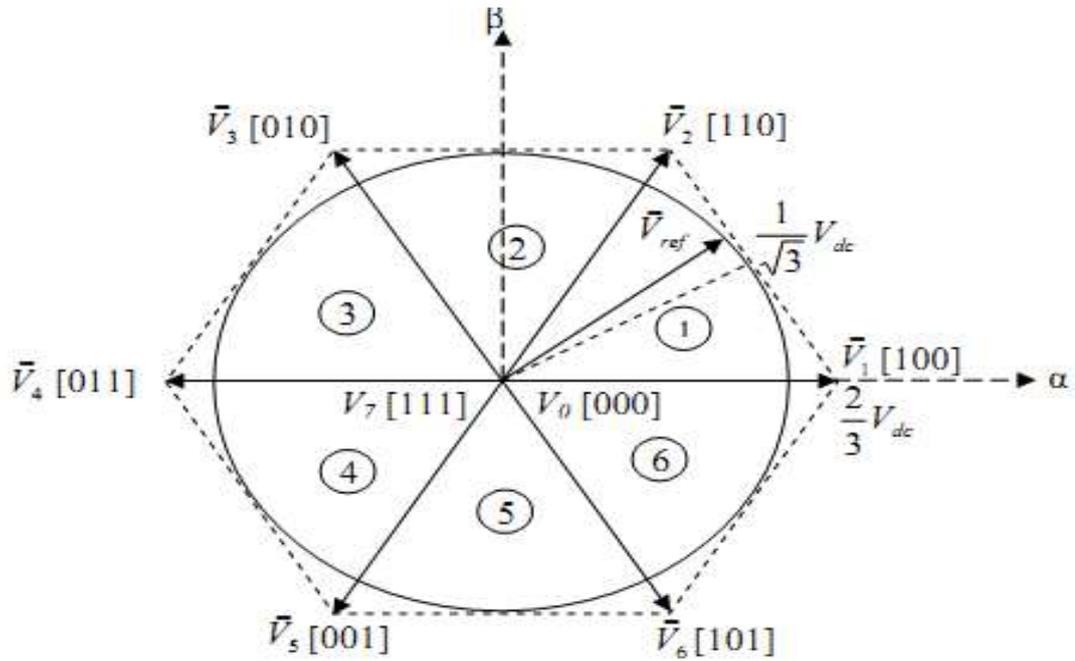
Cette technique est beaucoup sollicitée dans le domaine de la commande, ses effets sur les ondulations du courant et couple sont remarquables, c'est pourquoi elle est la plus utilisée par les chercheurs et industriels, elle permet de déterminer les séquences des allumages et extinctions des composants du convertisseur et de minimiser ainsi les harmoniques des tensions appliquées au moteur.

La technique de modulation vectorielle *SVPWM* se diffère de celle *STPWM* par le fait qu'au lieu d'employer un modulateur séparé pour chacune des trois phases, les tensions de référence sont données par un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation  $T_z$ .

Elle est basée sur la représentation spatiale du vecteur de tension dans le repère fixe  $\alpha\beta$ . Les huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan  $\alpha\beta$ , par huit vecteurs de tension ( $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6, \vec{V}_7$ ) parmi eux deux sont nuls  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$  qui correspondent respectivement à  $S(000)$  et  $S(111)$ , les autres sont appelés états actifs [7]. Les huit vecteurs tensions sont représentés par la relation suivante :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \vec{V}_k = \frac{2}{3} U_c e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & k = 1, \dots, 6 \\ 0 & k = 0, 7 \end{array} \right. \quad (1.46)$$

Les extrémités de ces six vecteurs définissent les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de  $\frac{\pi}{3}$ , **figure (1.9)**. Chacun des couples de vecteurs  $\vec{V}_k$  et  $\vec{V}_{k+1}$  ( $k = 1, \dots, 6$ ) définissent les limites d'un des six secteurs de l'hexagone (à noter que dans le secteur 6 la notation  $\vec{V}_{k+1}$  correspond au vecteur  $\vec{V}_1$ ) [4].



**Figure (1.9): Tensions générées dans le plan  $V_{\alpha n}$ ,  $V_{\beta n}$  et définition des secteurs**

Le vecteur  $\vec{V}_{ref}$  tournant dans le sens trigonométrique avec une vitesse angulaire égale à la pulsation  $\omega$  des tensions désirées. A chaque instant, le vecteur  $\vec{V}_{ref}$  peut être exprimé comme une combinaison linéaire des deux vecteurs  $\vec{V}_k$  et  $\vec{V}_{k+1}$  ( $k = 1, \dots, 6$ ) qui lui sont adjacents. De ce fait une approximation de  $\vec{V}_{ref}$  peut-être générée en utilisant une combinaison dans un temps très bref de deux des états des interrupteurs correspondants aux vecteurs  $\vec{V}_k$  et  $\vec{V}_{k+1}$  [7][4].

Le **tableau (1.1)** résume les définitions suscitées :

Notons que toutes les valeurs des tensions doivent être multipliées par  $U_c$ .

Vecteurs d'état	Valeur en $\alpha\beta$	Tensions simples			Tensions composées		
		$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$
$\vec{V}_k(S_a S_b S_c)$	$V_k$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$
$\vec{V}_0(000)$	0	0	0	0	0	0	0
$\vec{V}_1(100)$	$e^{j0}$	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
$\vec{V}_2(110)$	$e^{j\frac{2\pi}{3}}$	1/3	1/3	1/3	0	1	-1
$\vec{V}_3(010)$	$e^{j\frac{\pi}{3}}$	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0

$\vec{V}_4(011)$	$e^{j\frac{4\pi}{3}}$	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
$\vec{V}_5(001)$	$e^{j\frac{5\pi}{3}}$	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
$\vec{V}_6(101)$	$e^{j\pi}$	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
$\vec{V}_7(111)$	0	0	0	0	0	0	0

**Tableau (1.1) : Valeurs des tensions correspondantes.**

Le fonctionnement de la MLI vectorielle se résume par une séquence de traitement :

- Déterminer  $V_{\alpha n}$ ,  $V_{\beta n}$ , et par conséquent  $V_{ref}$ , et l'angle  $\theta$ .
- Déterminer les temps d'application des états de l'onduleur.
- Elaboration des séquences de commande des interrupteurs.

**a Détermination de  $V_{ref}$ ,  $V_{\alpha n}$ ,  $V_{\beta n}$  et l'angle ( $\theta$ ) :**

On peut définir un vecteur  $V_{ref}$  dont les coordonnées sont les composantes de Clarke  $V_{\alpha n}$ ,  $V_{\beta n}$  du système triphasé de tensions  $V_{\alpha n}$ ,  $V_{\beta n}$ ,  $V_{cn}$  qu'on désire obtenir en sortie. Si

$$\begin{cases} V_{\alpha n} = V_m \cos \theta \\ V_{\beta n} = V_m \left( \cos \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{cn} = V_m \left( \cos \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (1.47)$$

La transformation de Clarke donne :

$$\begin{cases} V_{\alpha n} = V_{ref} \cos \theta \\ V_{\beta n} = V_{ref} \sin \theta \end{cases} \quad (1.48)$$

Avec :

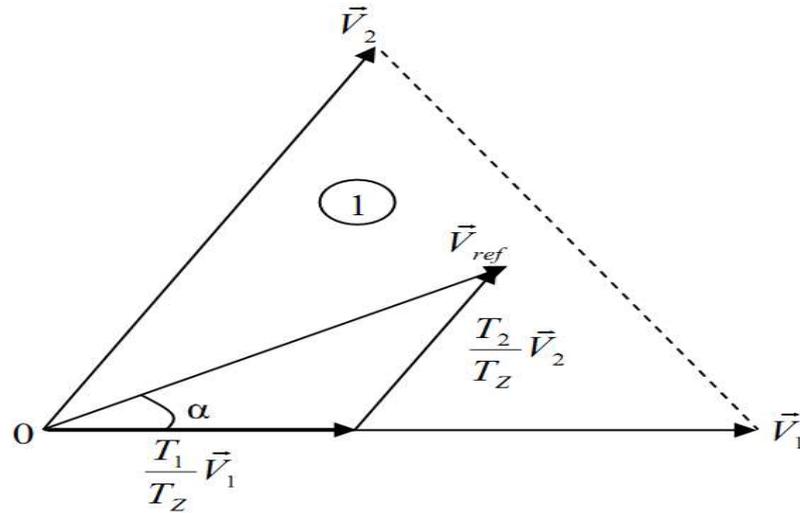
$$\bar{V}_{ref} = V_{\alpha n} + jV_{\beta n} = V_{ref} e^{j\theta} \quad (1.49)$$

$$V_{ref} = \sqrt{V_{\alpha n}^2 + V_{\beta n}^2} \quad \text{et} \quad \theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_{\alpha}}{V_{\beta}}\right) \quad (1.50)$$

Où :  $V_{ref}$  , est le module du vecteur tension de référence, et  $\theta$  son argument.

### b Calcul des temps d'application des états de l'onduleur :

D'une manière générale le vecteur tension de contrôle  $\vec{V}_{ref}$  est approché sur la période de modulation  $T_z$  , par la génération d'un vecteur de tension moyen  $\vec{V}_{moyen}$  élaboré par application des vecteurs d'état de l'onduleur  $\vec{V}_k$  et  $\vec{V}_{k+1}$  adjacents et des vecteurs nuls  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$ . Comme schématisé par la **figure (1.10)** [7] [4].



**Figure (1.10) : Projection du vecteur de référence (secteur1)**

Dans ce qui suit  $T_k$  dénote la demi période de l'application de  $\vec{V}_k$  (l'état *on*),  $T_0$  est le demi-temps de l'état nul, la somme des temps de conduction  $T_0$  ,  $T_k$  , et  $T_{k+1}$ , doit être égale à la demi période de commutation de l'onduleur  $T_z$ , on aura alors:

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_z}{2} \quad (1.51)$$

$$\int_0^{\frac{T_z}{2}} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \vec{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0+T_k}{2}} \vec{V}_k dt + \int_{\frac{T_0+T_k}{2}}^{\frac{T_0+T_k+T_{k+1}}{2}} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0+T_k+T_{k+1}}{2}}^{\frac{T_z}{2}} \vec{V}_7 dt \quad (1.52)$$

$$\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = 0$$

En peut écrire :

$$\bar{V}_{ref} \frac{T_z}{2} = \bar{V}_k T_k + \bar{V}_{k+1} T_{k+1} \quad (1.53)$$

La décomposition de (1.53) sur les deux axes du plan ( $\alpha\beta$ ) est la suivante :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{\alpha n} \\ V_{\beta n} \end{bmatrix} &= \frac{3}{2} U_c \left( T_k \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} + T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right) \\ &= \frac{3}{2} U_c \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.54)$$

La résolution de cette dernière équation aboutit à (voir l'annexe A.7)

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_z \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.55)$$

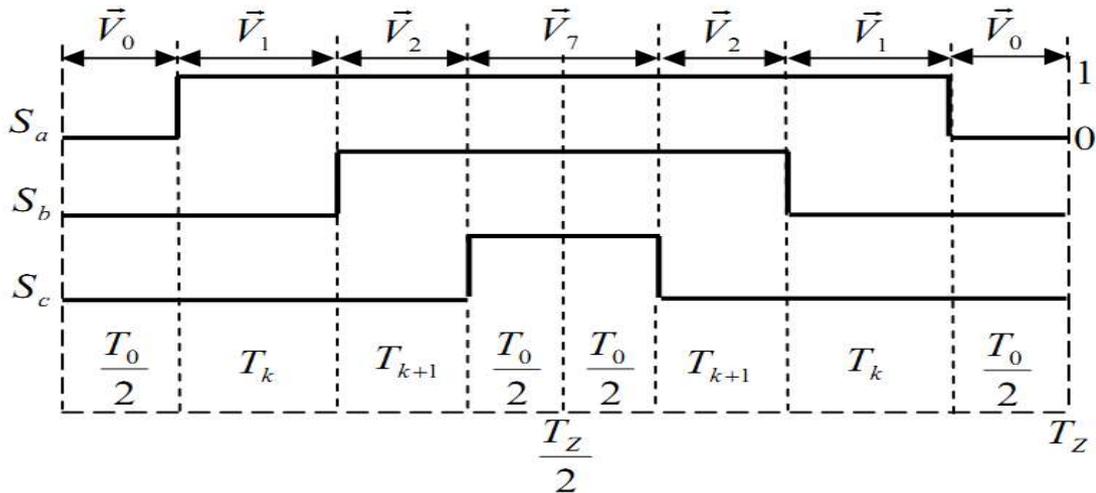
Alors :

$$\begin{cases} T_k = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_z \sin\left(\frac{k\pi}{3} - \theta\right) \\ T_{k+1} = -m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_z \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3} - \theta\right) \\ T_0 = \frac{T_z}{2} - (T_k + T_{k+1}) \end{cases} \quad (1.56)$$

▪ **Elaboration des séquences de commande des interrupteurs :**

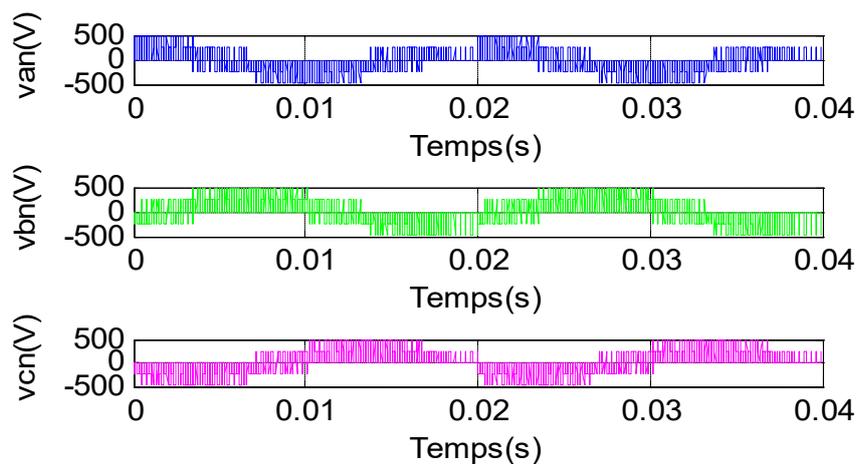
L'ordre dans lequel on fait succéder des configurations correspondants aux vecteurs  $V_k$  et  $V_{k+1}$  et du vecteur  $V_0$  ou  $V_7$  durant la période de modulation est choisi de

manière à ce que d'une part, tous les interrupteurs d'un même demi-pont aient un état identique au centre étaux deux extrémités de la période, et d'autre part, l'état des interrupteurs soient symétriques par rapport au milieu de la période de modulation, **figure (1.11)** [4].

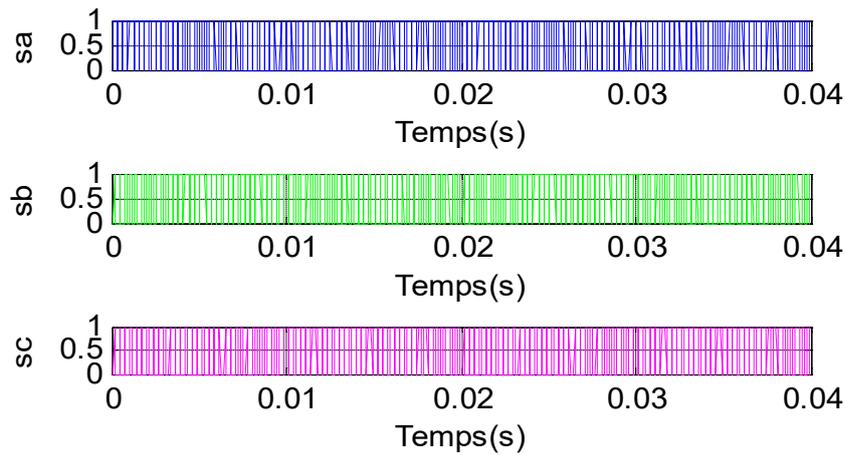


**Figure (1.11) : Etats des interrupteurs  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  dans le premier secteur de l'hexagone.**

Pour cette stratégie de commande, on visualise les tensions simples  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$  et les signaux de commande des interrupteurs  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$ . Les résultats de simulation sont représentés par la **figure (1.12) (a), (b)**.



**(a) les tensions simples  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$**



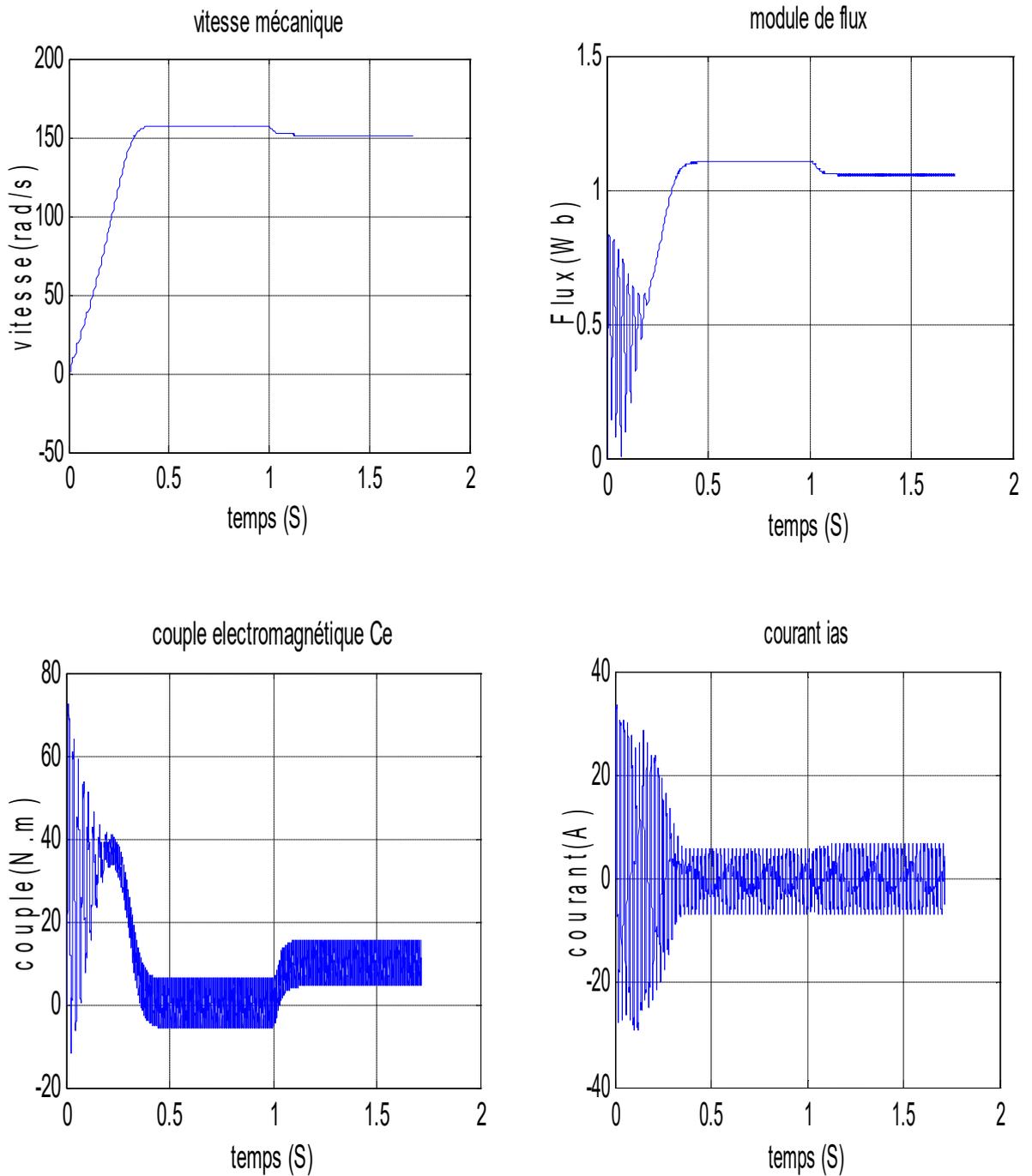
**(b) les impulsions de commande des interrupteurs**

**Figure (1.12) (a), (b).**

## **I.4 Résultats de simulation :**

La simulation numérique est un outil pour vérifier la validité de la conception durant ses premières étapes. Et pour visualiser clairement le comportement dynamique du système à modéliser. Les résultats de simulation de l'association moteur-onduleur sont représentés dans ce qui suit :

### **I.4.1 Réponses de l'association MAS-onduleur MLI intersective :**



**Figure (1.13) : Moteur asynchrone alimenté par l'onduleur avec la technique MLI intersective, démarrage à vide et insertion du couple nominal à partir d'une seconde.**

- **Interprétation des résultats :**

On remarque que le couple électromagnétique après un régime transitoire caractérisé par quelque oscillation, se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottement et ventilation à vide, et le couple résistant dans le cas de l'application d'une charge.

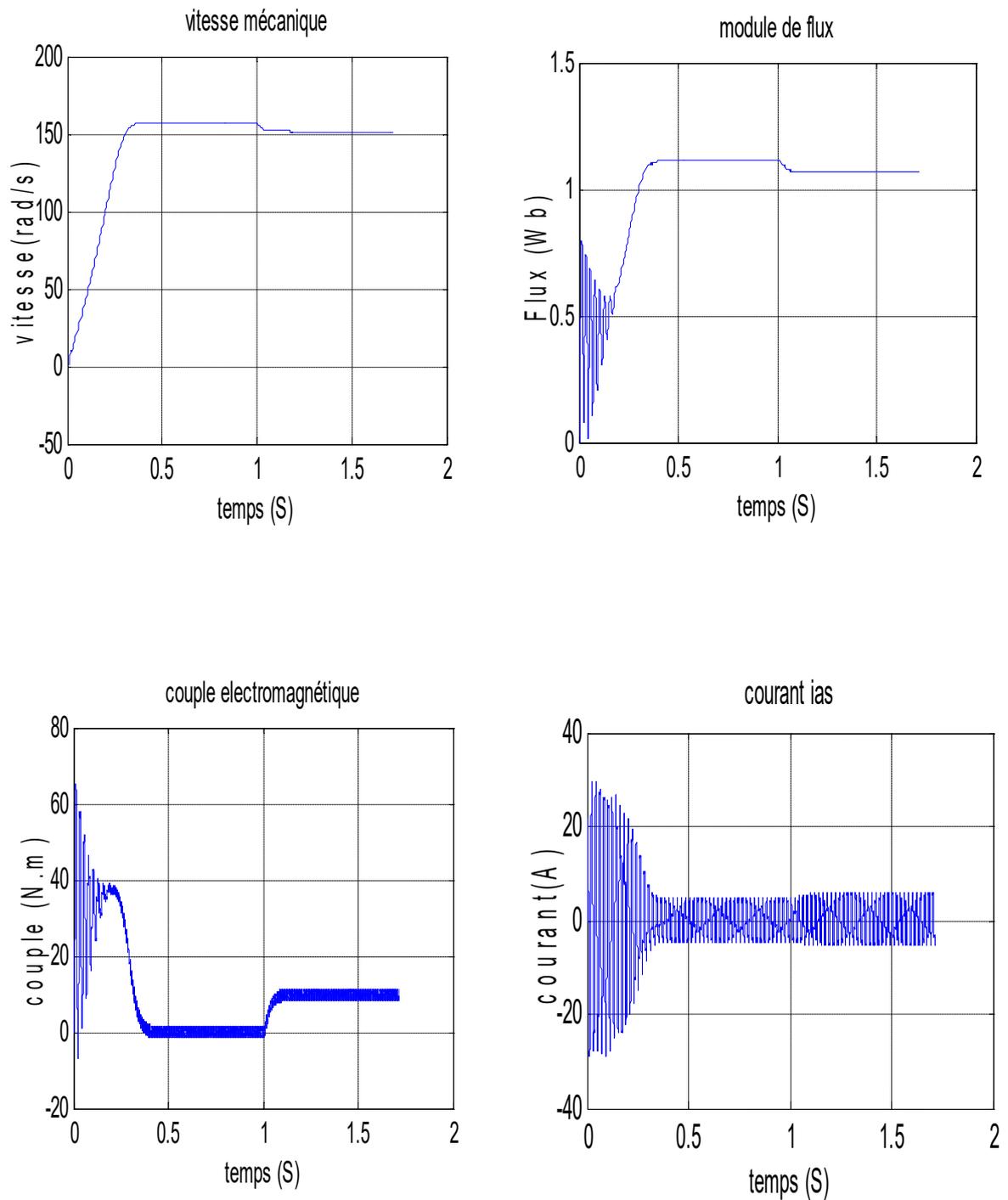
Le moteur atteint pratiquement son régime permanent au bout de 0.4 seconde environ, le flux rotorique se stabilise en régime permanent à 1.1Wb.

On remarque un fort appel de courant au démarrage, il atteint des valeurs qui arrivent jusqu'à 6 fois sa valeur nominale. Le régime permanent est atteint au bout de 0.4 secondes.

Avec l'application d'une charge constante de 10 N.m à partir de  $t=1s$ , on remarque une légère diminution de la vitesse de rotation et une augmentation des courants statoriques. Ceci se répercute sur le couple électromagnétique qui augmente afin de compenser le couple de charge et les pertes de frottement.

De même pour le flux rotorique, on constate une diminution de  $\varphi_r$  à l'instant de l'application de la charge, chose qui explique le couplage naturel existant entre le flux et le couple.

#### **I.4.2 Réponses de l'association MAS-onduleur à MLI-vectorielle :**



**Figure (1.14) : Moteur asynchrone alimenté par l'onduleur avec la technique MLI vectorielle, démarrage à vide et insertion du couple nominal à partir d'une seconde.**

- **Interprétation des résultats :**

La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur proche de la vitesse du synchronisme, exactement comme dans le cas d'un MAS alimenté directement par le réseau triphasé seulement que la réponse est plus lente.

En régime transitoire, le couple est pulsatoire avec une valeur maximale de l'ordre de 9.3 N.m, soit un peu plus grande que le couple nominale, et est ondulé autour du zéro en régime permanent et cela est due aux harmoniques du courant.

La forme du courant statorique est presque la même que celle dans le cas d'un MAS commandé par MLI intersective sauf qu'ici les valeurs maximales ont diminué. Le flux rotorique se stabilise en régime permanent à 1.1Wb.

On à appliquer une charge de 10N.m, cette dernière provoque une diminution de vitesse et en flux et une augmentation dans le courant statorique. Le couple électromagnétique qui augmente afin de compenser le couple de charge et les pertes de frottement mais moins d'harmonique par rapport à STPWM.

## **I.5 Avantages de la MLI vectorielle :**

Les avantages de la MLI vectorielle vis-à-vis la MLI sinusoïdale sont comme suit:

- La MLI vectorielle offre comme principal avantage de minimiser les harmoniques de tension et d'augmenter le rendement de l'onduleur par rapport à la MLI sinusoïdale.
- Seulement un vecteur tension de référence est commandé pour générer trois ondes sinusoïdales.

## **I.6 Conclusion :**

Dans ce chapitre, on a étudié le modèle de Park faisant aboutir à un système plus simple du moteur asynchrone ainsi que le modèle de son alimentation. L'alimentation se fait par une cascade redresseur-filtre-onduleur, l'onduleur commandé en tension par la technique de MLI intersective et MLI vectorielle.

Les simulations montrent la validité de notre modèle (moteur + alimentation), en alimentant le moteur, on retrouve les valeurs nominales du couple électromagnétique, du courant et du flux rotorique après un régime transitoire.

Dans cette partie, le moteur fonctionne dans son régime nominal, pour pouvoir contrôler le moteur dans son fonctionnement dynamique, nous allons l'appliquer une commande vectorielle, qui fera l'objet du prochain chapitre.

## Chapitre2 Commande vectorielle direct d'un MAS

---

### 2.1 Introduction :

L'utilisation des moteurs asynchrones dans la variation de vitesse est très ancienne. Cependant ils ont été longtemps écartés sur le plan industriel au profit des machines à courant continu et des machines synchrones. Grâce à l'évolution des microprocesseurs la complexité de contrôle des machines à induction n'est plus un obstacle à son utilisation dans la variation de vitesse. Actuellement ce type de machines associé à des commandes complexes commence à être répondu sur le marché, vu leur robustesse et leur faible coût de fabrication. Les recherches universitaires et industrielles se sont orientées afin d'aboutir à un contrôle simple « commande vectorielle ».

Dans ce chapitre, nous utilisons le contrôle vectoriel, qui est le plus utilisé jusqu'à ce jour, nous introduisons des régulateurs pour assurer un temps de réponse minimal du moteur. On utilise des régulateurs classiques de type PI. Ensuite nous présentons un bref aperçu sur la théorie du mode glissant et son application dans la commande des systèmes. Et nous terminons par une simulation suivie d'une interprétation des résultats.

### 2.2 Théorie de la commande vectorielle d'un MAS :

La difficulté majeure rencontrée dans la commande d'un moteur asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action dans le fait que d'elles se répercute sur l'autre [2]. Par contre dans la machine à courant continu à excitation indépendante offre comme principal avantage d'être facilement commandable, le couple et le flux sont découplés et contrôlables indépendamment. Le flux est contrôlé de l'inducteur et le couple est contrôlé par le courant d'induit. Cependant, pour le moteur asynchrone, l'expression du couple électromagnétique et complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant

































































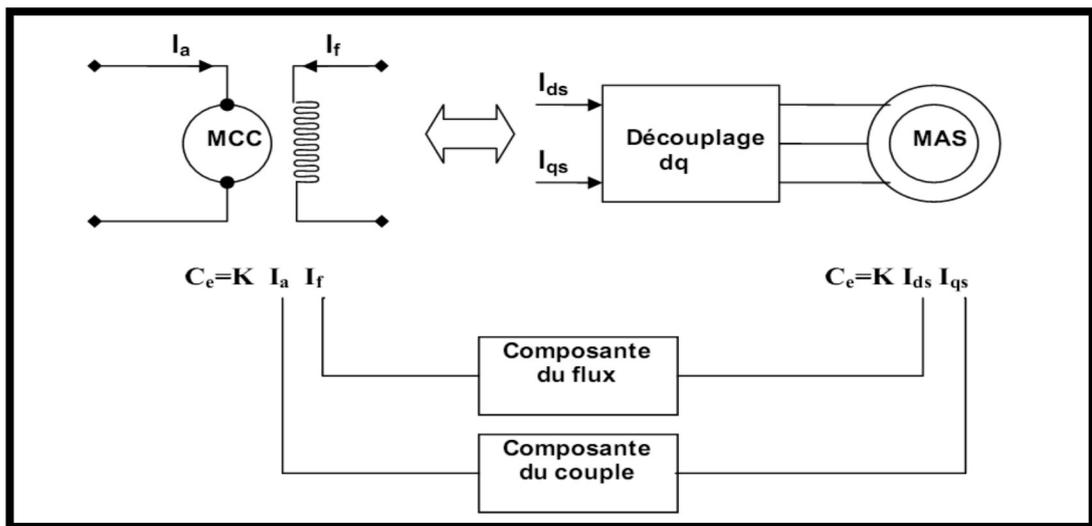




continu ou le découplage entre le réglage du flux et celui de couple est naturel [2].

On se retrouve donc confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple. En 1971, *Blaschke* a proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du flux, ce travail a permis de rendre le modèle du moteur semblable au modèle de la machine à courant continu ce qui peut simplifier sa commande [1].

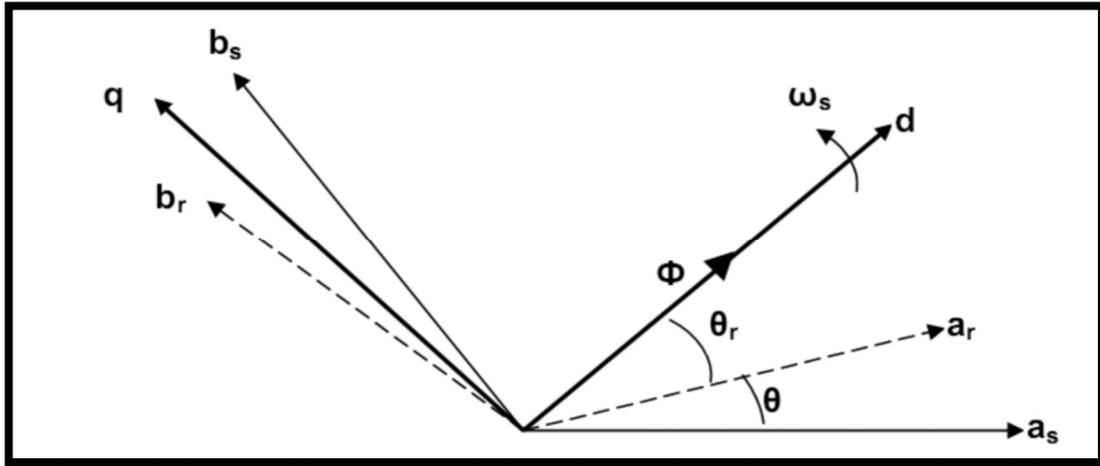
La **figure (2.1)** représente le principe de découplage pour le moteur asynchrone.



**Figure (2.1) : Schéma du principe de découplage pour le MAS par analogie avec la MCC**

### 2.3 Principe de la commande par orientation du flux :

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes (**d**, **q**) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. On se place donc dans un référentiel (**d**, **q**) lié au champ tournant tel que l'axe **d** coïncide avec la direction désiré du flux **figure (2.2)** [2].



**Figure (2.2) : Principe de la commande par orientation du flux**

Il existe dans la littérature deux méthodes : orientation du flux rotorique et orientation du flux statorique.

- Le flux rotorique avec la condition :  $\varphi_{dr} = \varphi_r$  et  $\varphi_{qr} = 0$ .
- Le flux statorique avec la condition :  $\varphi_{ds} = \varphi_s$  et  $\varphi_{qs} = 0$ .

Dans notre travail, nous avons choisi l'orientation du flux rotorique. Donc, en tenant compte de la première condition et de l'expression (1.26), l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \varphi_r i_{qs} \quad (2.1)$$

La troisième équation du système (1.26) devient :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_r \quad (2.2)$$

Nous pouvons remarquer d'après les relations (2.1) et (2.2) que seule la composante directe  $i_{ds}$  détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature  $i_{qs}$  si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi, nous avons réalisés la décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple, et par conséquent, nous avons obtenu une structure semblable à celle d'une machine à courant continu [2].

## 2.4 La commande vectorielle directe :

### 2.4.1 Principe de la commande vectorielle directe :

La commande par flux orienté est une technique associée au système d'entraînement formé par un MAS alimenté par un convertisseur statique. La commande d'un MAS nécessite une connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et la faire coïncider avec l'axe directe  $\mathbf{d}$  tournant à la vitesse du champ tournant. Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux [2] :

Une commande indirecte où la phase du flux rotorique est estimée à partir d'une relation donnant la vitesse du glissement. Cette méthode n'utilise pas un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position.

Une commande directe où la phase du flux rotorique est mesurée par un capteur physique ou estimée en utilisant un modèle dynamique. Cette méthode de commande nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime de fonctionnement.

Deux solutions sont possibles suivant qu'on dispose ou non d'un capteur de flux :

- Commande directe utilisant un capteur de flux.
- Commande directe utilisant un estimateur de flux.

### 2.4.2 Modèle d'un MAS avec orientation du flux rotorique :

La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axes  $(\mathbf{d}, \mathbf{q})$  tels que l'axe  $\mathbf{d}$  soit confondu avec la direction de  $\varphi_r$  [2].

Le flux  $\varphi_r$  étant orienté sur l'axe  $\mathbf{d}$ , le système d'équations d'état (1.26) nous permet d'exprimer  $v_{ds}, v_{qs}, \varphi_r, \omega_r$  et  $C_e$  avec  $\varphi_{dr} = \varphi_r$ , et  $\varphi_{qr} = 0$ .

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_r \frac{L_m}{L_r} \right) \varphi_r \\ \quad + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \frac{d\varphi_r}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \\ \quad - \frac{R_r}{L_r} \varphi_r \end{array} \right. \quad (2.3)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left( C_e - C_r - f_v \frac{\omega}{P} \right)$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des moteurs asynchrones alimentés en tension, mais  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$  influent à la fois sur  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , et par conséquent sur le flux et le couple. Donc il est nécessaire de réaliser un découplage pour commander séparément les courants. Dans ce cas, nous utilisons le découplage par compensation.

### 2.4.3 Découplage par compensation :

Le principe de se découpler revient à définir deux nouvelles variables de commande  $v_{ds1}$  et  $v_{qs1}$  telles que  $v_{ds1}$  n'agit que sur  $i_{ds}$  et  $v_{qs1}$  n'agit que sur  $i_{qs}$ .

Définissons ces deux nouvelles variables de commande  $v_{ds1}$  et  $v_{qs1}$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = v_{ds1} - e_{ds} \\ v_{qs} = v_{qs1} - e_{qs} \end{array} \right. \quad (2.4)$$

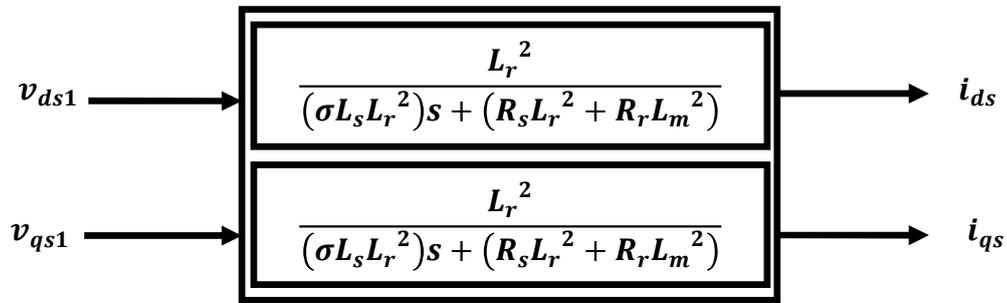
Sachant que :

$$\left\{ \begin{array}{l} e_{ds} = \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{L_m R_r}{L_r} \varphi_r \\ e_{qs} = -\sigma L_s \omega_s i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \varphi_r \\ \quad + \frac{L_m^2}{L_r T_r} i_{qs} \end{array} \right. \quad (2.5)$$

Nous définissons ainsi un nouveau système :

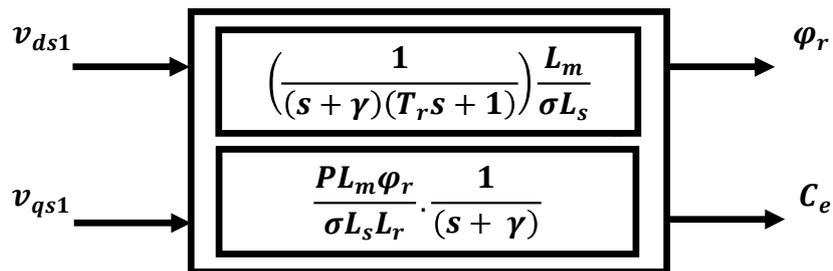
$$\begin{cases} v_{ds1} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{ds} \\ v_{qs1} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{qs} \end{cases} \quad (2.6)$$

Les actions sur les axes **d** et **q** sont donc découplées (**figure (2.3)**).



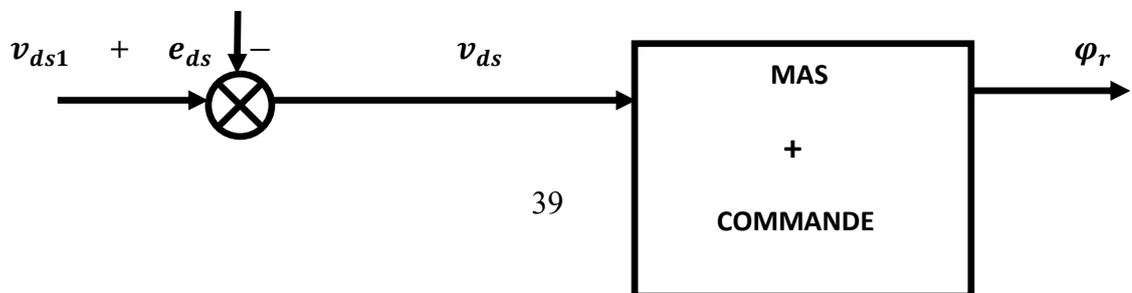
**Figure (2.3) : Commande découplée – Expressions de  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$**

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons (**figure (2.4)**) :



**Figure (2.4) : Commande découplée – Expressions de  $\varphi_r$  et  $C_e$**

Les tensions  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$  sont reconstituées à partir des tensions  $v_{ds1}$  et  $v_{qs1}$  comme suit :



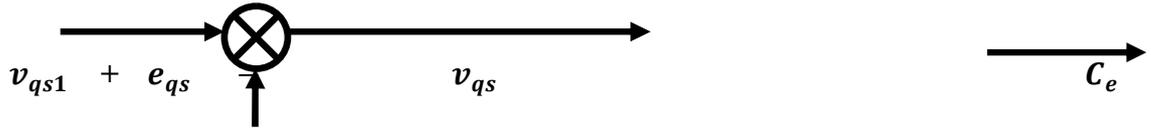


Figure (2.5) : découplage par compensation

#### 2.4.4 Calcul de $\hat{\varphi}_r$ , $\theta_s$ et $C_e$ :

Les grandeurs de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût [6]. Le flux peut être reconstitué par :

- des estimateurs utilisés en boucle ouverte.
- des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées.

Le système d'équations (2.3) permet d'estimer le flux  $\hat{\varphi}_r$  :

$$\hat{\varphi}_r = \frac{L_m}{1 + T_r s} i_{ds} \quad (2.8)$$

##### ▪ Calcul de $\omega_s$ et $\theta_s$ :

La pulsation statorique s'écrit, d'après (2.3):

$$\omega_s = P\Omega + \frac{L_m i_{qs}}{T_r \hat{\varphi}_r} \quad (2.9)$$

L'équation n'est pas exploitable telle quelle puisque  $\hat{\varphi}_r$  est nul au démarrage du moteur. Nous utiliserons, pour l'implantation, l'équation suivante :

$$\omega_s = P\Omega + \frac{L_m i_{qs}}{T_r \hat{\varphi}_r + \varepsilon} \quad (2.10)$$

Avec  $\varepsilon = 0.01$

Nous avons alors :

$$\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s \quad (2.11)$$

De même, l'expression exploitable est la suivant :

$$\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s \text{mod}[2\pi] \quad (2.12)$$

##### ▪ Calcul de $C_e$ :

À partir de (2.3), nous pouvons estimer  $C_e$  :

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \hat{\varphi}_r i_{qs} \quad (2.13)$$

La **figure (2.6)** illustre les blocs d'estimation du flux rotorique, du couple, et de la phase du flux rotorique utilisés pour la commande vectorielle directe d'un MAS.

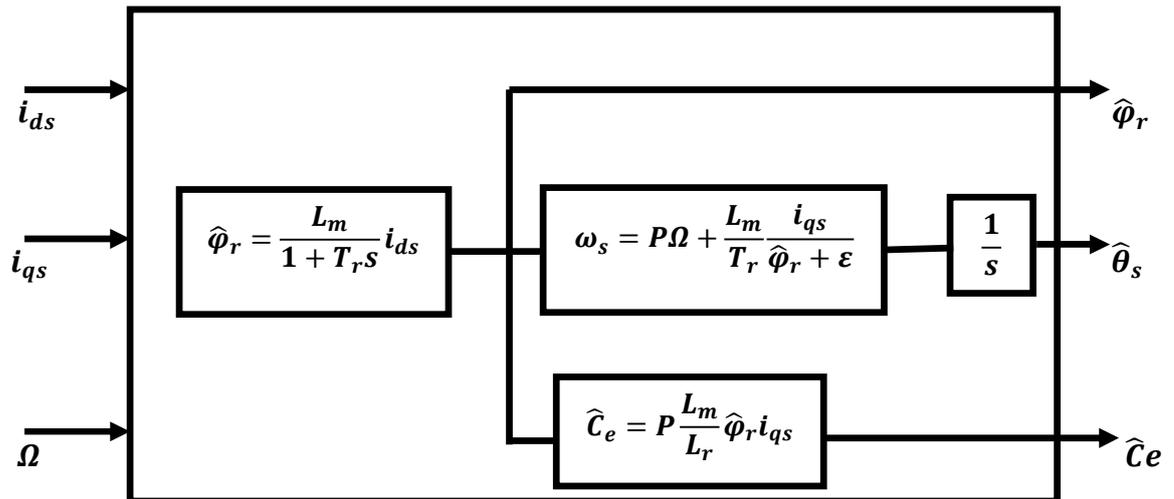


Figure (2.6) : Représentation des blocs d'estimation

#### 2.4.5 Schéma de principe de la commande vectorielle directe :

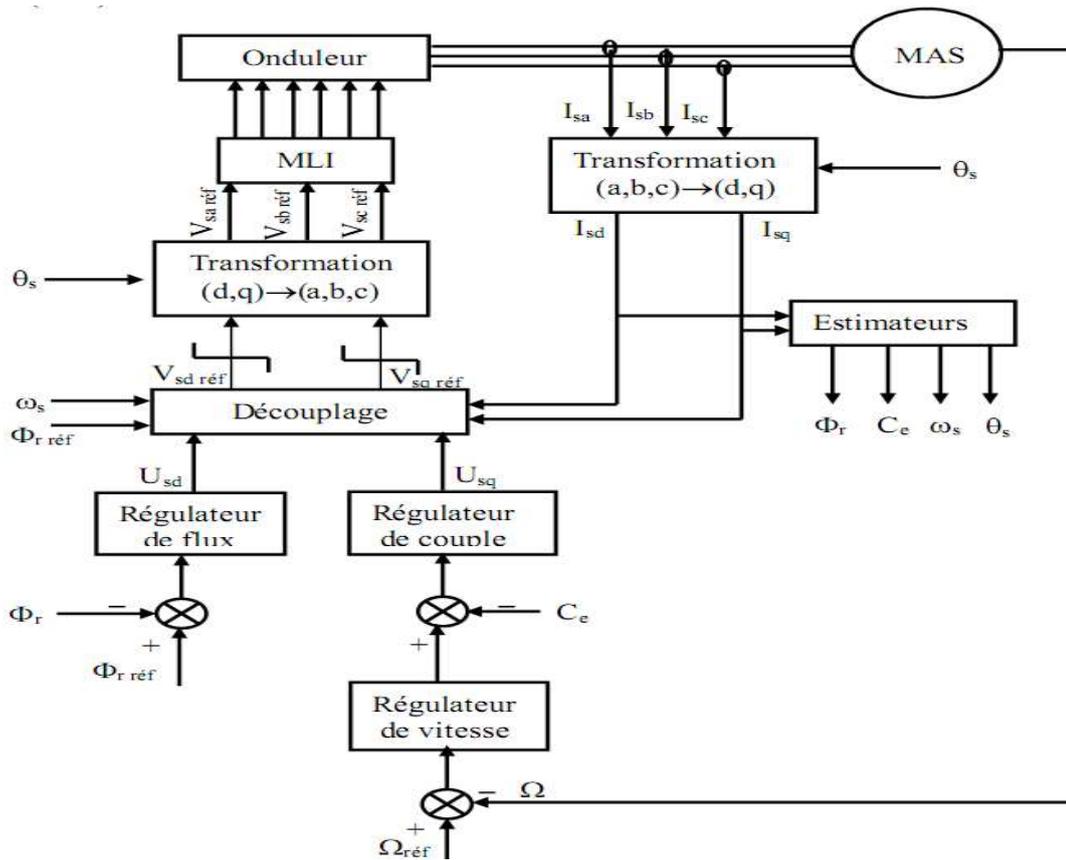


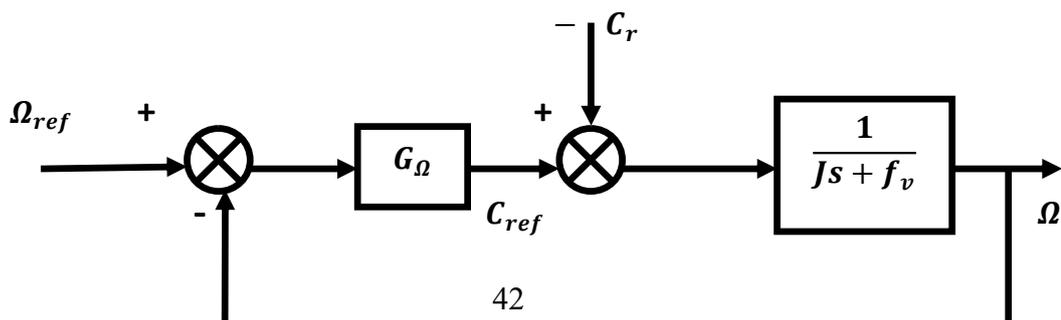
Figure (2.7) Commande vectorielle directe de flux d'un moteur alimenté en tension

## 2.5 Calcul des régulateurs :

Les régulateurs à action PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur P assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur I élimine l'erreur statique en régime permanent. Dans notre commande il y a trois régulateurs PI, un pour la régulation de la vitesse et le deuxième pour le flux et le dernier pour le couple.

### 2.5.1 Régulateur de vitesse :

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :



**Figure (2.8) : schéma fonctionnel de la régulation de vitesse**

La fonction de transfert du régulateur **PI** de vitesse est donnée par:

$$G_{\Omega} = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \quad (2.14)$$

Après les calculs mathématique on aura le système d'équations suivant (Voir l'annexe B.1)

$$\begin{cases} \frac{(K_{p\Omega} + f_v)}{K_{i\Omega}} = \frac{2\varepsilon_1}{\omega_n} \\ \frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \end{cases} \quad (2.15)$$

### 2.5.2 Régulateur de flux :

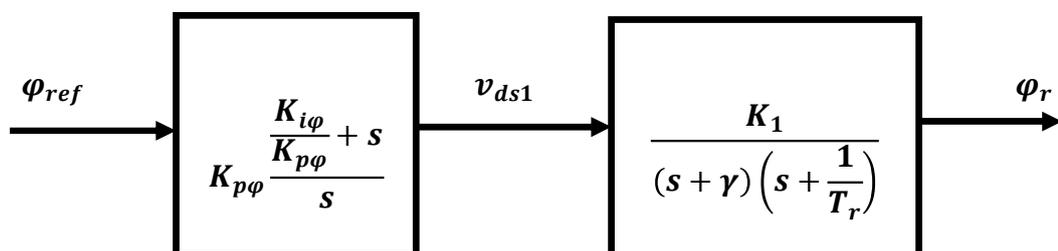
Le découplage (**figure (2.4)**) permet d'écrire

$$\varphi_r = \frac{K_1}{(s + \gamma) \left( s + \frac{1}{T_r} \right)} v_{ds1} \quad (2.16)$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 2nd ordre. Donc soit un régulateur PI classique de type :

$$G_{\varphi r} = K_{p\varphi r} + \frac{K_{i\varphi r}}{s} \quad (2.17)$$

Le système en boucle ouverte sera donc :



**Figure (2.9) : Schéma en boucle ouverte**

Après les calculs mathématiques on aura le système d'équations suivant (voir l'annexe B.2)

$$\begin{cases} \frac{1}{K_{p\varphi r} K_1} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{\gamma}{K_{p\varphi r} K_1} = \frac{2\varepsilon_2}{\omega_n} \end{cases} \quad (2.18)$$

Le gain  $K_{p\varphi r}$  est donné par :

$$K_{p\varphi r} = \frac{\gamma^2}{(2\varepsilon_2)^2 K_1} \quad (2.19)$$

L'équation (B.8) permet d'écrire :

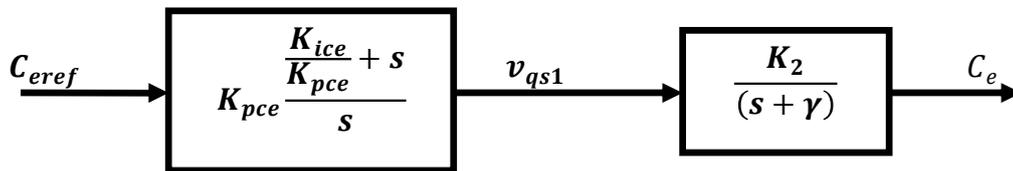
$$K_{i\varphi r} = \frac{K_{p\varphi r}}{T_r} \quad (2.20)$$

### 2.5.3 Régulateur de couple

La fonction de transfert du régulateur **PI** de couple est donnée par :

$$G_{ce} = K_{pce} + \frac{K_{ice}}{s} \quad (2.21)$$

L'utilisation d'un régulateur PI donne le schéma en boucle ouverte suivant :



**Figure (2.10) : schéma en boucle ouverte**

Après les calculs mathématiques on aura le système d'équations suivant (voir l'annexe B.3)

$$\left\{ K_{pce} = 3 \frac{\sigma L_s L_r}{P L_m \varphi_{ref} t_{rep2(5\%)}} \right.$$

$$K_{ice} = \gamma K_{pce}$$

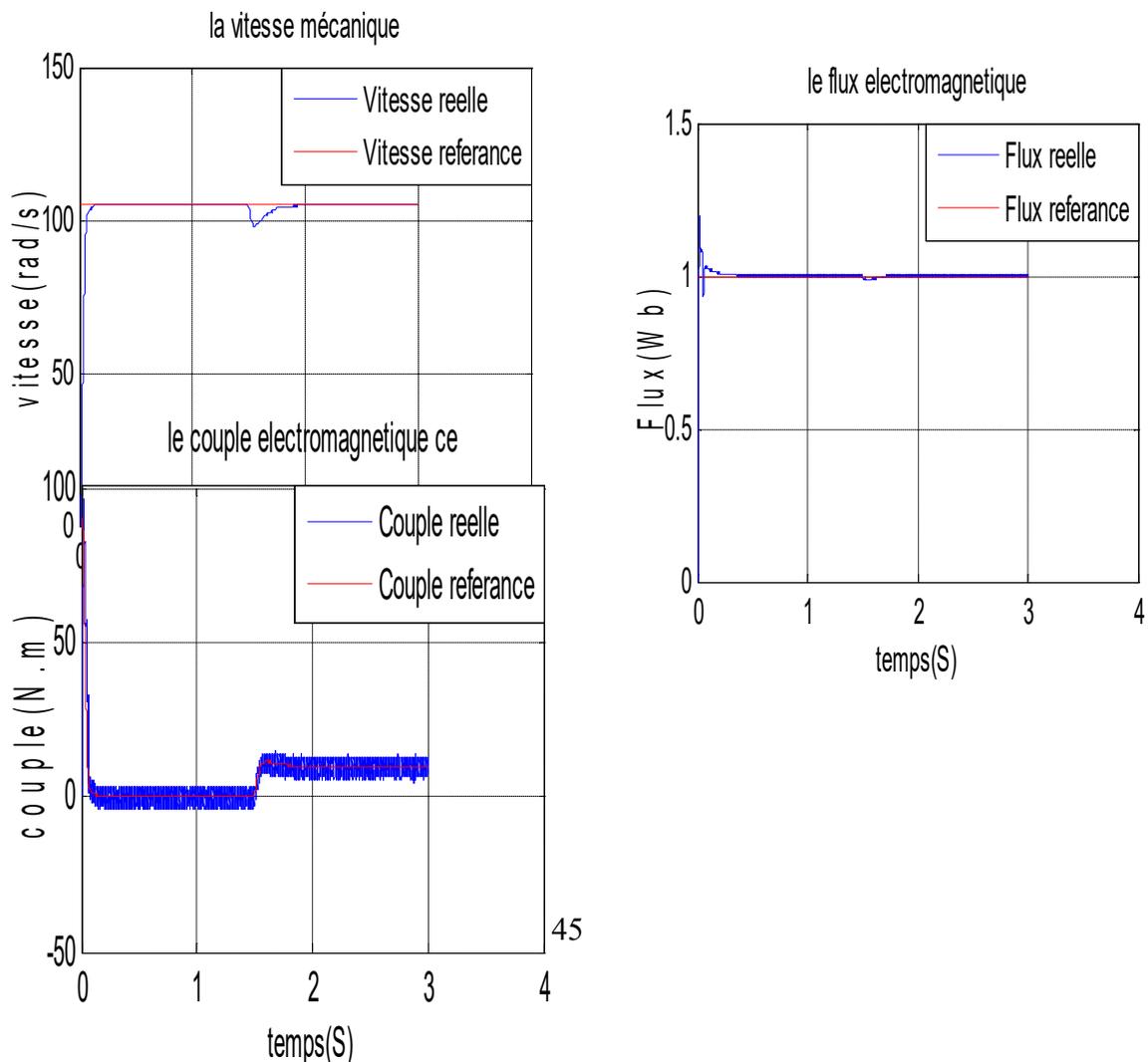
## 2.6 Résultats de simulations et interprétations :

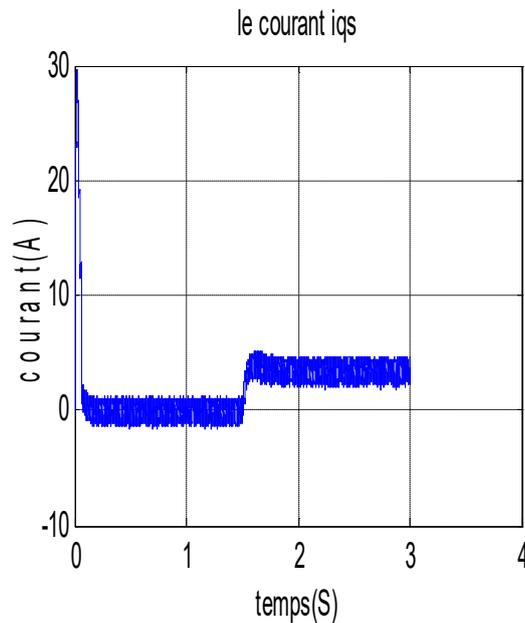
Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur un MAS alimenté par un onduleur de tension à MLI vectorielle, et pilotée par une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté par des régulateurs classique PI.

Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants : démarrage à vide puis introduction du couple nominale, inversion du sens de rotation. Pour chaque mode de fonctionnement, nous visualisons la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, le courant statorique d'une phase ainsi que le flux rotorique.

### a Démarrage à vide puis introduction du couple nominale :

Après 1.5(s) du démarrage à vide, nous introduisons un couple de charge nominale de 10 (N.M) . Les résultats de simulation sont donnés en **figure (2.11)**.



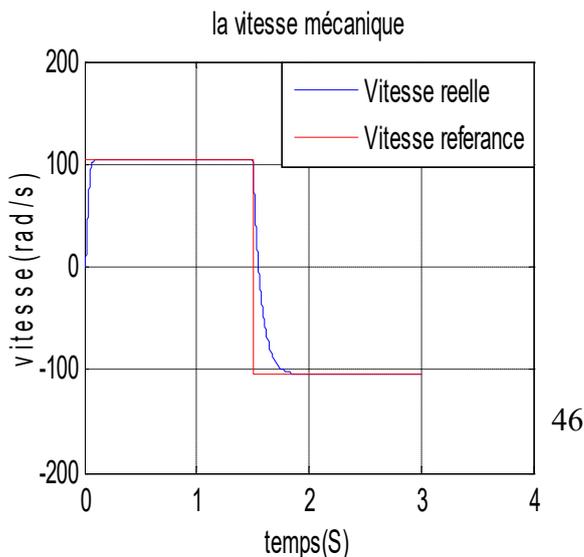


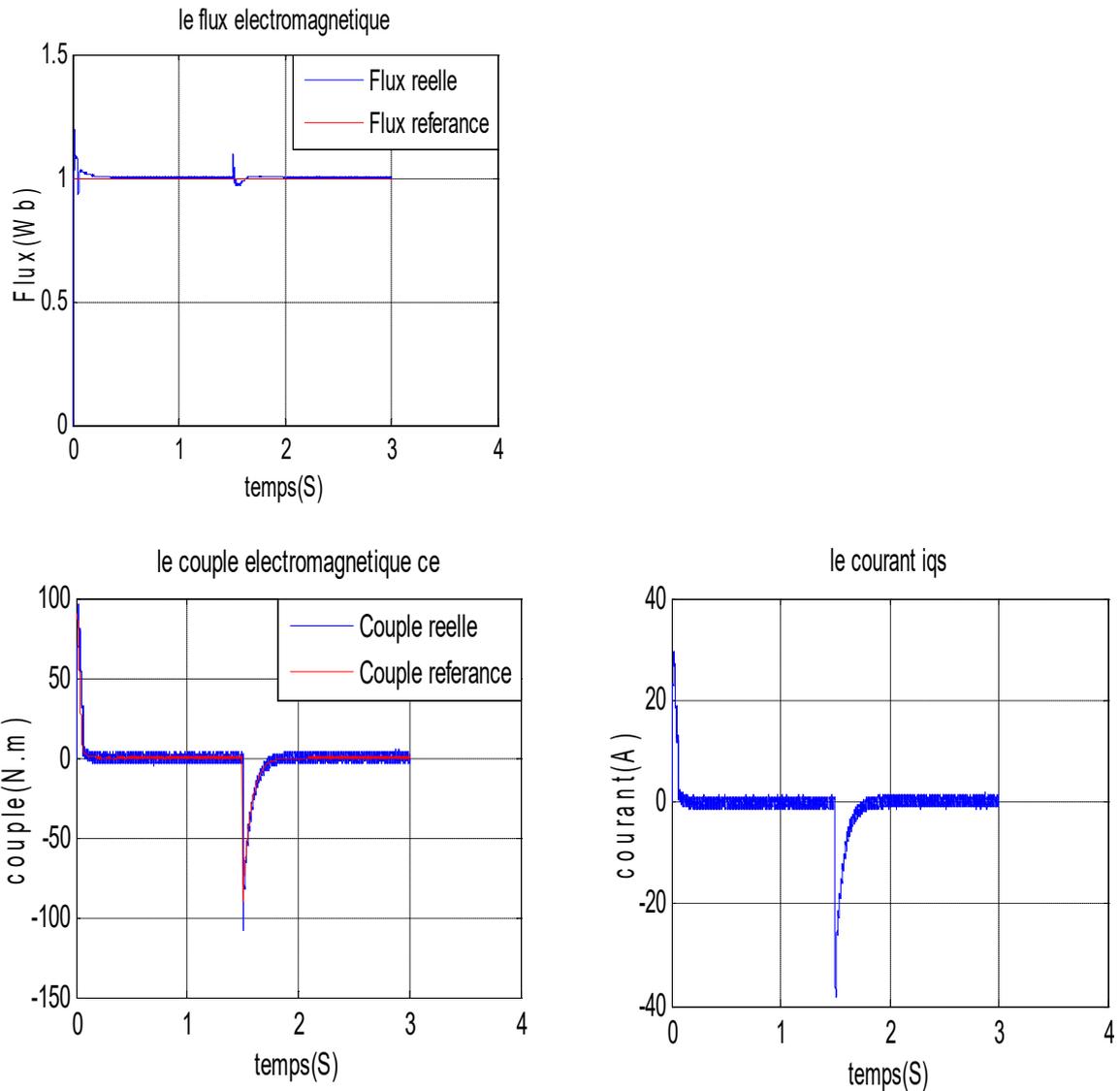
**Figure (2.11) : Démarrage à vide puis introduction du couple nominal.**

L'introduction du couple de 10 (*N.M*) à partir de 1.5(*s*) diminue légèrement la vitesse de rotation, qui revient à sa valeur de consigne après une courte durée par l'effet de régulation. Le couple électromagnétique augmente jusqu'à 10 (*N.M*), le courant aussi augmente à sa valeur nominale. La différence est au niveau du flux qui n'est pas affecté par la variation du couple, c'est l'effet du découplage (orientation du flux rotorique), alors nous avons bien fait le découplage flux-couple.

**b Inversion du sens de rotation :**

La référence de la vitesse est de 104.66 (*rad/s*), à partir de 1.5(*s*) de démarrage on inverse le sens de rotation d'un moteur et la consigne de vitesse devient -104.66 (*rad/s*). Les résultats sont donnés en **figure (2.12)**. Le moteur tourne à vide.



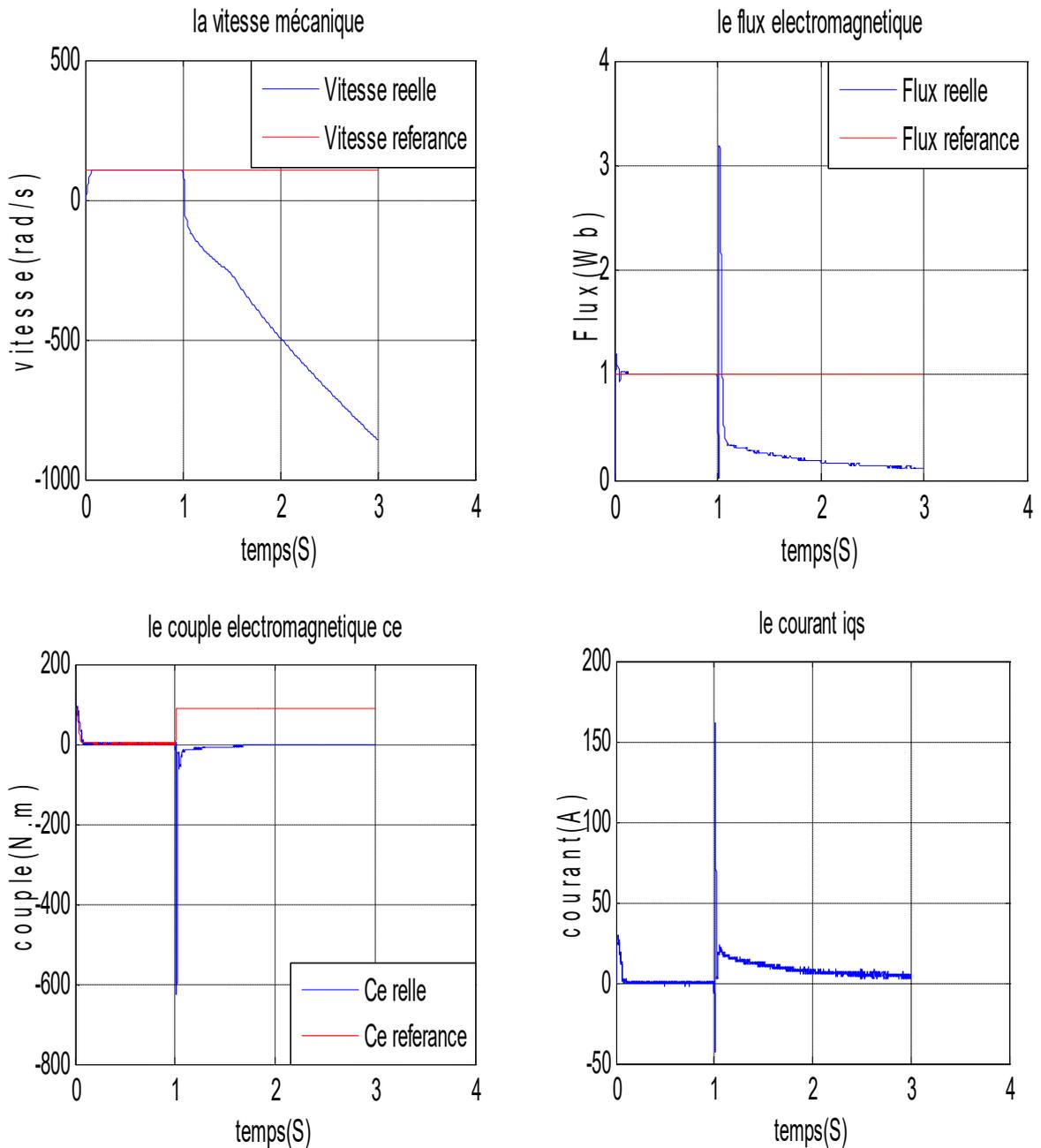


**Figure (2.12) : Simulation de l'inversion du sens de rotation.**

On remarque que l'inversion du sens de rotation influe sur le couple développé. Le choix du régulateur est justifié, le dépassement n'est pas assez grand et la réponse est rapide. Le flux rotorique est légèrement affecté, une influence négligeable ; ce qui montre la robustesse de la commande à l'inversion du sens de rotation.

**c Impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r$ ) :**

Maintenant on va tester la robustesse de cette commande étudiée pour une éventuelle variation de la résistance rotorique de l'ordre de 200% de sa valeur nominale et ce à l'instant  $t=1$  (s), avec une perturbation du couple de charge à  $t=1.5$  (s) on inverse le sens de rotation.



**Figure (2.13) : Simulation d'impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r$ ).**

Ce qui est marquant dans ces courbes, c'est que la variation de la résistance rotorique a un impact néfaste sur la commande vectorielle à flux rotorique orienté, car le découplage n'est plus maintenu et le principe même de commande est détérioré.

## 2.7 Commande à structure variable par mode glissant:

La technique de commande vectorielle par flux orienté appliquée aux moteurs asynchrones a permis d'avoir des performances comparables à celles des machines à courant continu. Cependant, elle est très sensible aux variations

paramétriques du moteur. A cet effet, plusieurs commandes robustes ont été proposées dans la littérature technique. Parmi elles, **la commande à structure variable par mode glissant**, connue par sa simplicité, sa rapidité et sa robustesse fut largement adoptée et a montré son efficacité dans de nombreuses applications [8].

## 2.8 Principe de commande à mode glissant :

La commande par mode glissant est une classe de la commande à structure variable, elle est efficace et robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires. La tâche principale de la commande par mode glissant, est de fournir une surface de commutation, selon des lois d'existence, de convergence et de stabilité. La surface de commutation peut être atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé.

Le but de la commande par mode glissant est que la trajectoire d'état soit attiré vers une surface de glissement défini  $S$  (*Sliding Surface*) et glisse autour d'elle. Une fois la surface de glissement est atteinte, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, et aux perturbations externes [7].

### 2.8.1 Conception de la commande à structure variable :

La conception des régulateurs par les modes glissants nécessite principalement trois étapes [9], à savoir:

- Le choix de la surface de glissement.
- La condition d'existence.
- Le calcul de loi de commande.

#### a Choix de la surface de glissement :

L'objectif premier d'un contrôleur à modes glissants est de diriger les états du système contrôlé vers une surface  $S$  définie et de maintenir le système sur cette surface. Cette surface  $S$  contribue à définir une fonction linéaire  $S(x)$  appelée fonction de commutation telle que [7]:

$$S(x) = S \cdot x \tag{2.23}$$

$$S \in R^{m \times n} \quad \text{et} \quad S = \{x \forall R^n : S \cdot x = 0\}$$

La fonction linéaire  $S(x)$ , doit satisfaire les conditions de convergence et de stabilité du système, une forme générale a été donnée par [9]:

$$S(x) = \left[ \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right]^{n-1} e(x) \quad (2.24)$$

Avec :

$e(x)$  : est l'erreur entre la variable à réguler et sa référence :  $e(x) = x^* - x$

$\lambda$  : est une constante strictement positive.

$n$  : est un degré relatif.

### **b Condition d'existence du mode glissant :**

Cette condition est en fait la condition sous laquelle le mode de glissement existe et sous laquelle la trajectoire d'état va effectivement atteindre la surface de glissement en un temps fini. Afin de déterminer ces conditions d'existence et de convergence du régime glissant, deux approches ont été proposées [10] :

- L'approche directe qui est la plus ancienne, a été proposée et étudiée par *Emilyanov* et *Utkin*. Elle est globale mais ne garantit pas, en revanche un temps d'accès fini. Elle est

Exprimée par :

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (2.25)$$

L'approche de *Lyapunov* qui est une condition globale d'accès au mode glissant. Il s'agit de choisir une fonction scalaire positive appelée fonction de Lyapunov qui peut être donnée par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (2.26)$$

La dérivée de la fonction  $V(x)$  donne :

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (2.27)$$

### **c Calcul de loi de commande :**

Une fois, la surface de glissement 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. Tout ceci en maintenant la condition d'existence des modes glissants effective. La structure de contrôleur comprend deux parties, une partie concernant la linéarisation exacte et une autre dite stabilisante [9]. Nous posons donc:

$$u = u_{eq} + u_n \quad (2.28)$$

$u_{eq}$  est déterminée à partir de la condition de convergence. Est calculée pour garantir l'attractivité de la variable d'état à contrôler vers la surface de commutation.

La commande  $u_n$ , est donnée par la forme de base qui est celle d'un relais représenté par la fonction «*sign*» [7]:

$$u_n = K \text{sign}(S(x)) \quad , \quad K > 0 \quad (2.29)$$

D'autres méthodes sont proposées pour limiter ce phénomène de broutement (chattering en anglais), par exemple [7] a utilisé pour la commande d'un MAS par régulateurs à mode glissant la commande dite douce à un seul seuil, elle est donnée par le système (2.30) et représentée sur la **figure (2.14)**.

$$u_n = \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon} K S(x) & \text{Si } |S(x)| < \varepsilon \\ K \text{sign}(S(x)) & \text{Si } |S(x)| > \varepsilon \end{cases} \quad (2.30)$$

Cette fonction est connue aussi par, la fonction saturation «*sat*».

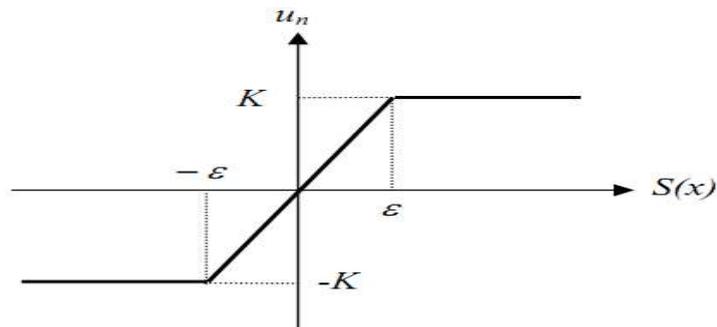


Figure (2.14) : commande un adoucie «*sat*»

## 2.9 Commande d'un MAS par régulateur à mode glissant :

### 2.9.1 Calcul de régulateur glissant de la vitesse mécanique $\Omega$ :

En choisissant ( $n = 1$ ), dans l'équation (2.24), la surface de la vitesse est définie par:

$$S(\Omega) = \Omega^* - \Omega \quad (2.31)$$

La dérivée de  $S(\Omega)$  est :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \quad (2.32)$$

En tenant compte de la condition du régime glissant  $S(\Omega)$  est nul, on obtient la loi de commande équivalente:

$$C_r \quad C_{eeq} = f_v \Omega + \quad (2.33)$$

Durant le mode de convergence et afin de satisfaire la condition  $S(x) \dot{S}(x) < 0$ , on adopte l'équation suivante:

$$C_{en} = k \text{sign}(S(\Omega)) \quad (2.34)$$

Ce qui nous donne la commande de référence à la sortie du régulateur  $C_{eref}$  pour le contrôle de la vitesse.

$$C_e^* = f_v \Omega + C_r + k \text{sign}(S(\Omega)) \quad (2.35)$$

### 2.9.2 Calcul de régulateur glissant du flux $\varphi_r$ :

Nous posons :

$$S(\varphi_r) = \varphi_r^* - \hat{\varphi}_r \quad (2.36)$$

La dérivée de cette surface est :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* - \dot{\varphi}_r \quad (2.37)$$

En tenant compte de l'expression de  $\varphi_r$  donnée dans le chapitre « 1 » l'équation (1.27) devienne :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* - \frac{R_r \cdot L_m}{L_r} i_{ds} + \frac{R_r}{L_r} \varphi_r \quad (2.38)$$

En remplaçant le courant  $i_{ds}$  par le courant de commande  $i_{ds} = i_{dseq} + i_{dsn}$  nous trouvons :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* - \frac{R_r \cdot L_m}{L_r} i_{dseq} - \frac{R_r \cdot L_m}{L_r} i_{dsn} + \frac{R_r}{L_r} \varphi_r \quad (2.39)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons  $S(\varphi_r) = 0$  et par suite  $\dot{S}(\varphi_r)$  et  $i_{dsn} = 0$  d'où nous tirons la formule de la commande équivalente  $i_{dseq}$  :

$$i_{dseq} = \frac{1}{L_m} \varphi_r \quad (2.40)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $\dot{S}(\varphi_r) \cdot S(\varphi_r) < 0$  doit être vérifiée. En remplaçant la formule de  $i_{dseq}$  dans (2.39), nous trouvons :

$$\dot{S}(\varphi_r) = -\frac{R_r \cdot L_m}{L_r} i_{dsn} \quad (2.41)$$

Nous posons donc

$$i_{dsn} = K_{\varphi_r} \cdot \text{sign}(S(\varphi_r)) \quad (2.42)$$

Maintenant comme pour le régulateur de vitesse nous mettons en œuvre la loi de commande qui force le système à se diriger vers la surface choisie en un temps fini, comme suit :

$$v_{ds}^* = v_{dseq} + v_{dsn} \quad (2.43)$$

$$v_{qs}^* = v_{qseq} + v_{qsn} \quad (2.44)$$

Ou  $v_{qseq}, v_{dseq}$  sont les actions de la commande équivalente, définit d'après le même raisonnement du paragraphe précédent :

$$v_{dseq} = \sigma L_s \left( \frac{di_{ds}^*}{dt} - \omega_s i_{qs} \right) + \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} - \left( R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \varphi_r \quad (2.45)$$

$$v_{qseq} = \sigma L_s \left( \frac{di_{qs}^*}{dt} + \omega_s i_{ds} \right) + \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \left( R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \omega \varphi_r \quad (2.46)$$

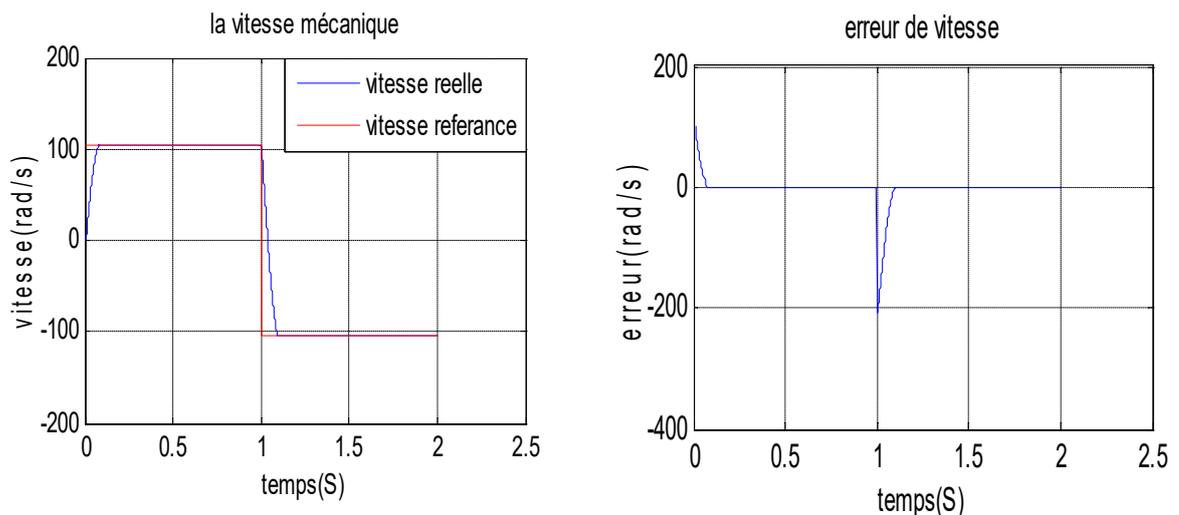
Et

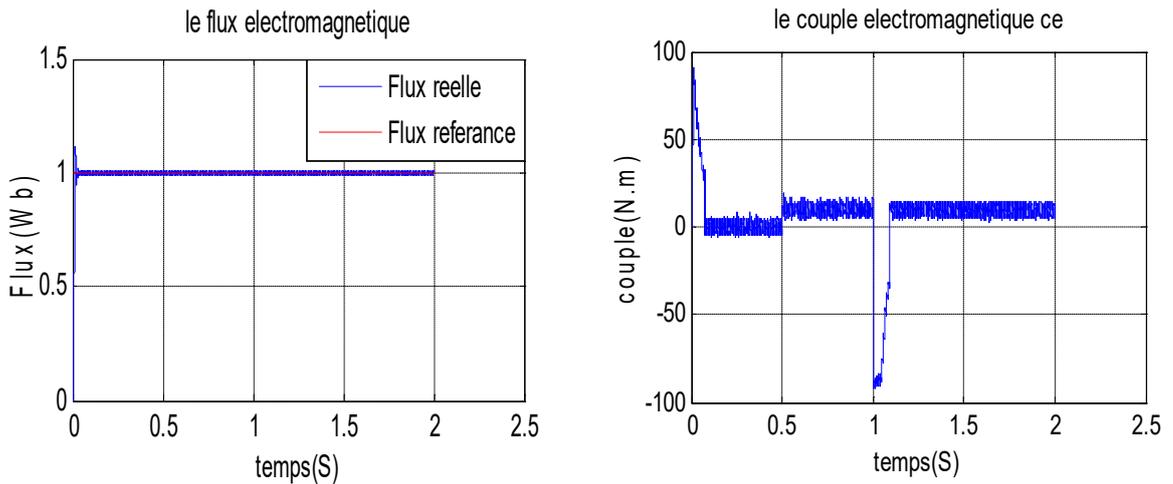
$$v_{dsn} = K_{id} \text{sign}(S(i_{ds})) \quad (2.47)$$

$$v_{qsn} = K_{qi} \text{sign}(S(i_{qs})) \quad (2.48)$$

## 2.10 Résultats de simulations et interprétations :

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur un MAS alimenté par un onduleur de tension à MLI vectorielle, et pilotée par une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté par des régulateurs à mode glissant. On montre dans la **figure (2.15)** la commande de démarrage à vide d'un moteur asynchrone suivie par l'introduction d'un couple résistant de valeur nominale 10 N.m à l'instant  $t=0.5$  s, après le moteur est sollicité par un changement de consigne inverse de vitesse égale à  $-104.66$  ( $rad/s$ ) à  $t = 1$  s. Pour ce mode de fonctionnement, nous visualisons la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, l'erreur de vitesse d'une phase ainsi que le flux rotorique.





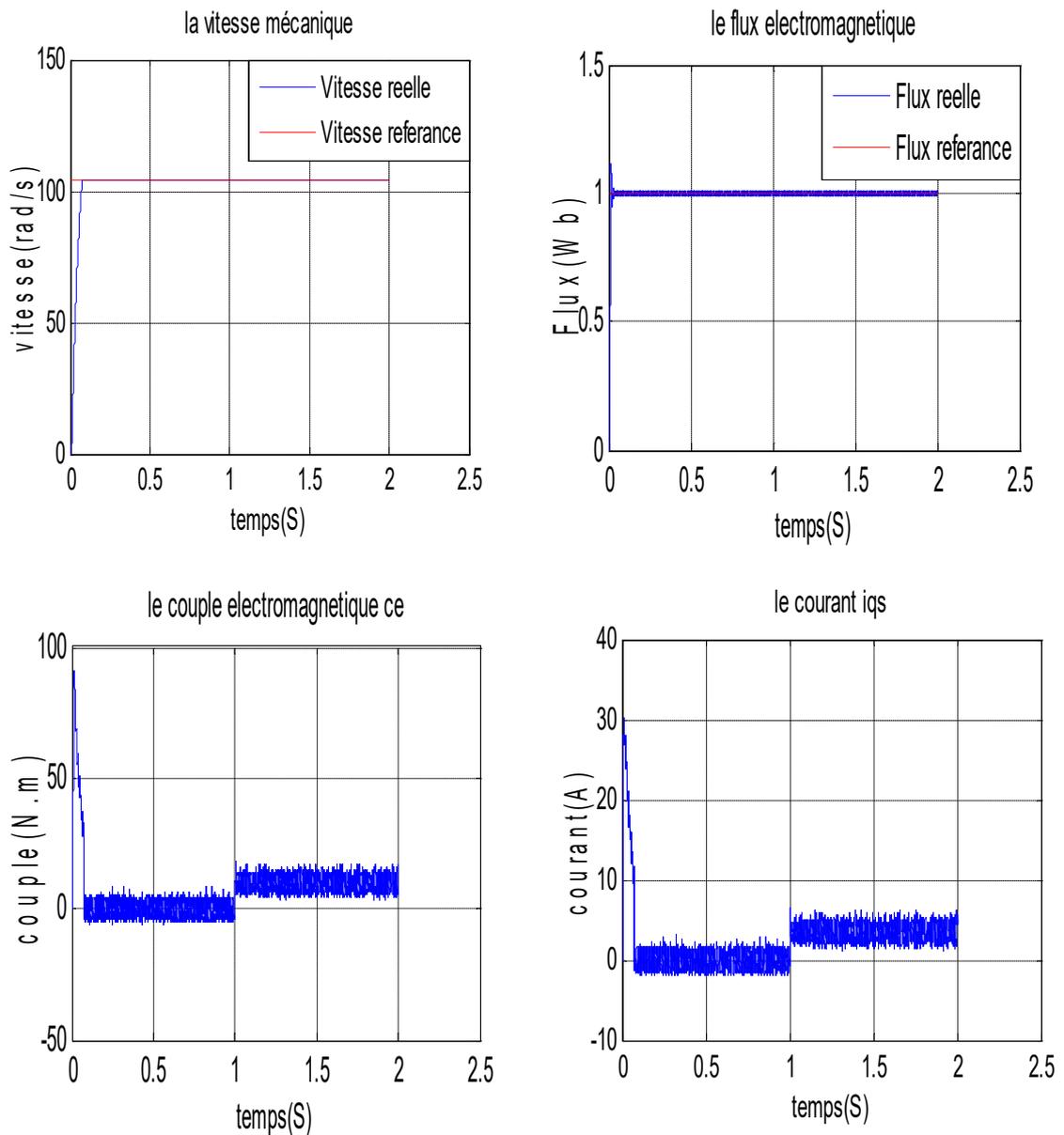
**Figure (2.15) : Démarrage à vide puis introduction du couple nominale et inversion de sens de rotation.**

Les résultats obtenus montrent bien l'efficacité de l'utilisation de la commande adoucie, La réponse en vitesse est légèrement rapide (0.1 s), sans erreur statique et insensible à la variation de la charge. On remarque n'est au moins des oscillations résiduelles sur le couple au moment où il atteint les régimes permanents, qui correspondent à une oscillation autour de la surface de glissement, mais qui sont atténuée très rapidement car la commande passe de la commande discontinue à la commande continue et le système entre en régime glissant autour de  $S(x)=0$ .

Le flux qui n'est pas affecté par la variation du couple, c'est l'effet du découplage (orientation du flux rotorique), alors nous avons bien fait le découplage flux-couple.

- **Impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r$ ) :**

Jusque ici on a supposé que les paramètres électriques et mécaniques du moteur sont constants, mais en fait les variations de quelques uns ont un impact qui ne doit pas être négligés. Pour commencer, le moteur est testé pour une variation de la résistance rotorique de l'ordre de 100% de sa valeur nominale à l'instant  $t=1.5s$ .



**Figure (2.16) : Simulation d'impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r$ ).**

On note sur ces figures que l'impact de la variation de la résistance rotorique est insignifiant sur la réponse de la vitesse, de plus il n'engendre pas de dépassement ni d'erreur statique, ce qui prouve la robustesse des régulateurs à mode glissant vis-à-vis les incertitudes internes.

## 2.11 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons fait la commande d'un moteur asynchrone par le control vectoriel direct à flux rotorique orienté en utilisant des régulateurs classique de type PI. Ensuite, on a présenté les bases théoriques des régulateurs à mode glissant *SMC*, après on a procédé à leurs applications dans la commande vectorielle d'un moteur asynchrone, ce dernier est toujours alimenté par la cascade redresseur-filtre-onduleur de tension à MLI vectorielle.

Nous montrons en simulations les performances de la commande ; le découplage entre le flux et le couple est complètement réalisé, ainsi on conclut, que la réponse en vitesse obtenue avec la commande *VSC* est plus rapide que celle obtenue avec la commande à *PI* classique. Le système commandé par la *VSC* est plus robuste vis-à-vis des perturbations de charge, et aux variations de la résistance rotorique.

Nous avons supposé que la vitesse est mesurée à partir d'un capteur de vitesse. Or, l'introduction de ce capteur n'est pas souhaitable et les inconvénients qu'il présente sont nombreux. Le chapitre qui va suivre traite l'introduction de l'observateur de vitesse dans la structure de commande pour remplacer le capteur de vitesse en plus d'un observateur du flux rotorique qui améliore la qualité de sa valeur estimée.

## Chapitre 3 La Commande Vectorielle

### Sans Capteur Mécanique d'un MAS

---

#### 3.1 Introduction :

La commande d'un moteur asynchrone, sans capteur de vitesse, est un axe fondamental de développement et de recherche industrielle car, il présente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plupart des constructeurs des entraînements électriques ainsi que dans le domaine des petites puissances où la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et perfectionner la sûreté de fonctionnement.

Pour avoir un fonctionnement rapide et un contrôle précis, afin de garantir les performances souhaitées, la régulation de flux dans le moteur et son maintien constant sont indispensables. Or, les grandeurs de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande des moteurs sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou pour des problèmes de coût.

Pour mesurer la vitesse dans la commande vectorielle d'un moteur asynchrone on a supposé prévoir un codeur incrémental ou une génératrice tachymétrique qui ont un coût important en plus de l'espace supplémentaire qu'ils occupent. La connaissance exacte du flux rotorique à chaque instant surtout sa position est importante pour pouvoir l'orienter; or, l'estimation du flux qu'on a utilisé est sensible aux variations des paramètres du système et aux perturbations. Afin de surmonter la sensibilité de la commande aux problèmes posés par les capteurs, des techniques modernes de

commande sans capteur mécanique qui permettant des meilleures performances à faible coût ont commencé [1]. Pour palier les difficultés liées à l'utilisation des capteurs



















































































































dédient, le flux est évalué, à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension...). Il peut être reconstitué soit par :

- des estimateurs placés en boucle ouverte ou bien pas,
- des observateurs corrigeant les variables estimées en boucle fermée.

Pour toutes ces raisons, on a recours à la théorie des observateurs. Nombreux sont les observateurs proposés dans la littérature pour le moteur asynchrone, [11].

Ce chapitre fera l'objet d'une étude de la commande de vitesse, sans capteur mécanique, d'un moteur à induction par commande vectorielle directe avec des régulateurs à mode glissant et associé à un observateur à mode glissant.

À la fin de ce chapitre, on présentera les résultats obtenus par simulation, ainsi que la robustesse de cette association vis à vis aux variations paramétriques d'un moteur.

## **3.2 Modèle des observateurs :**

On prend en compte plusieurs considérations, les techniques d'observation se différencient en fonction de la nature du système considéré, de l'environnement et de la dimension du vecteur d'état à estimer [12].

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories :

### **3.2.1 Observateurs pour les systèmes linéaires :**

Sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche. Ces observateurs peuvent intervenir dans les systèmes non linéaires (cas d'un moteur asynchrone) avec des gains fixes.

### **3.2.2 Observateurs pour les systèmes non linéaires :**

Les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. On peut citer par exemple les observateurs à structure variables (modes glissants), que nous allons étudier en détail dans la suite de ce chapitre. En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent:

**a Observateurs de type déterministe :**

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger.

**b Observateurs de type stochastique :**

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

Et enfin, en fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs du flux peuvent être classés en deux familles :

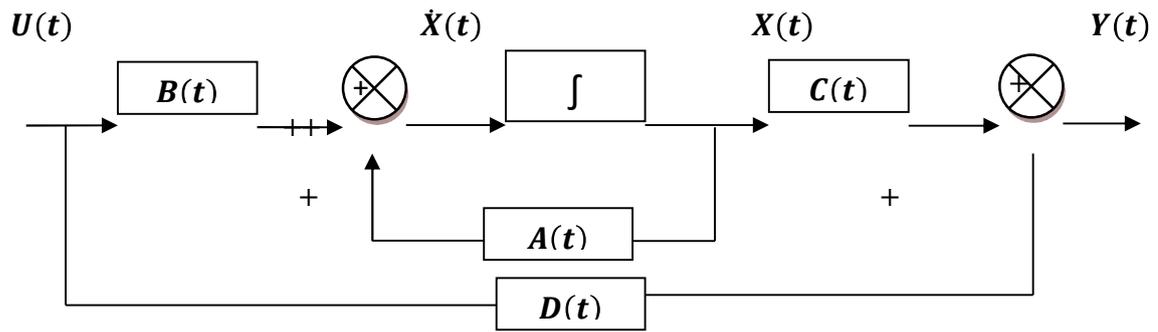
**- Observateurs d'ordre complet :**

Ces observateurs donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ces variables sont définies, soit comme quatre composantes des flux statoriques et rotoriques, soit comme deux composantes du courant statorique et deux composantes du flux rotorique. Remarquons que ces observateurs nécessitent un temps de calcul long. Les matrices dynamiques sont de rang 4 et il faut les réactualiser en introduisant la mesure de la vitesse.

**- Observateurs d'ordre réduit :**

Ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état non mesurables. Ils nécessitent moins de temps de calcul que ceux d'ordre complet. Notre étude est bien basée sur ce type des observateurs.

### **3.3 Représentation d'état d'un système linéaire :**



**Figure (3.1) : schéma fonctionnel d'une représentation d'état d'un système.**

L'écriture d'état donnée par [19] :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = A(t)X(t) + B(t)U(t) \\ Y(t) = C(t)X(t) + D(t)U(t) \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec :

- $A(t)$ :  $[R^{n \times n}]$  est la matrice dynamique.
- $B(t)$ :  $[R^{n \times m}]$  est la matrice de commande ou d'entrée.
- $C(t)$ :  $[R^{r \times n}]$  est la matrice de mesure ou de sortie.
- $D(t)$ :  $[R^{r \times m}]$  est la matrice de transmission directe.

Si les matrices  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  sont constantes, le système est Linéaire Temps Invariant (L.T.I.).

### 3.4 Principe d'un observateur d'état :

La structure d'un observateur d'état est celle indiquée sur la **figure (3.2)**. Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gain ( $G$ ) permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur [13].

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure représentent respectivement :

- Un vecteur d'entrée  $U$  du système réel et de l'observateur.
- Un vecteur d'état  $X$  constitué des grandeurs à observer.
- Un vecteur de sortie  $Y$  dont les composantes sont mesurables (courants, tensions).

Le vecteur de sortie  $Y$  est comparé au vecteur équivalent  $\hat{Y}$  donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi la variable  $\varepsilon_Y$  représente l'erreur d'observation, celle-ci est multipliée par une matrice  $G$  et injectée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés  $\hat{X}$ . Ainsi avec un bon choix de la matrice gain  $G$  on peut faire converger l'erreur  $\varepsilon_Y$  vers zéro.

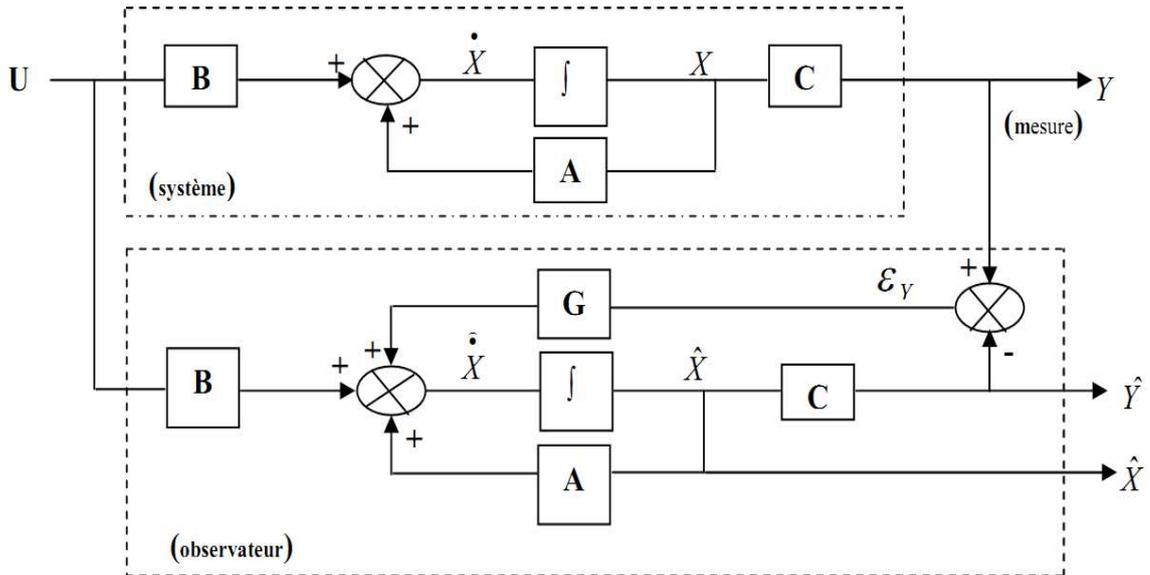


Figure (3.2) : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.

### 3.5 Observabilité :

L'observabilité est une caractéristique principale d'un système dynamique. La condition d'observabilité d'un système assure que les variables d'états sont observables à partir de ses entrées et sorties. La vérification du critère d'observabilité permet d'affirmer qu'on peut calculer l'état initial du système  $X(t_0)$  en fonction des valeurs mesurées de la sortie  $Y(t_0)$  et de l'entrée  $U(t_0)$ . En connaissant l'équation d'état du système et l'état initial  $X(t_0)$ . Selon le critère de kalman, le système est observable si le rang de la matrice d'observabilité  $Q_0$  est égal à  $n$ , ou  $n$  est la dimension du vecteur d'état  $X$  [4]. La matrice  $Q_0$  se formule de la manière suivante :

$$[Q_0] = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \Rightarrow \text{rang } Q_0 = n \quad (3.2)$$

Autrement dit, la matrice  $q_0$  de dimension  $(n, n * p)$  doit avoir au moins  $n$  lignes indépendants ( $p$  étant la dimension du vecteur de sortie  $Y$ ).

Dans notre travail, et pour résoudre le problème lié, surtout, à l'estimation du flux rotorique on a recours à des observateurs à mode glissant, caractérisés par leur excellente robustesse et leurs propriétés de performance pour les problèmes de non linéarité.

### 3.6 Observateur à mode glissant :

Grâce aux propriétés importantes des systèmes à structure variable, les chercheurs ont pensé aux observateurs basés sur l'approche du mode de glissement. Le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre  $n$  à converger vers une variété  $S$  de dimension  $(n - p)$  dite surface de glissement ( $p$  étant la dimension du vecteur de mesure). L'attractivité de cette surface est assurée par des conditions de glissement et  $y$  évolue selon une dynamique d'ordre  $(n - p)$ .

Dans le cas des observateurs à modes glissants, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observateurs  $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ . A partir de leurs valeurs initiales  $e(0)$ , ces erreurs convergent vers les valeurs d'équilibre en deux étapes :

Dans une première phase, la trajectoire des erreurs d'observation évolue vers la surface de glissement sur laquelle les erreurs entre la sortie de l'observateur et la du système réel (les mesures)  $e_y = y - \hat{y}$  sont nulles. Cette étape, qui généralement est très dynamique, est appelée mode d'atteinte.

Dans la seconde phase, la trajectoire des erreurs d'observation glisse sur la surface de glissement avec des dynamiques imposées de manière à annuler toutes les erreurs d'observation. Ce dernière mode de glissement. Les différentes étapes de synthèse d'un observateur à mode glissant sont connues et clairement identifiées dans [14]. Ces dernières sont rappelées ci-dessous. Considérons un système d'état non linéaire d'ordre  $n$  :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X, U) \\ Y = h(X) \end{cases} \quad (3.3)$$

L'observateur à mode glissant est défini avec la structure suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = f(\hat{X}, U) + \Gamma \cdot I_s \\ \hat{Y} = h(\hat{X}) \end{cases} \quad (3.4)$$

Avec :

$\Gamma$  : Matrice de dimension  $(n * p)$

$I_s$  : Est un vecteur de dimension  $(p * 1)$  défini tel que :

$$I_s = \text{sign}(s) = [\text{sign}(s_1), \text{sign}(s_2), \dots, \text{sign}(s_r)]^T \quad (3.5)$$

Nous définissons également les vecteurs relatifs aux erreurs d'observation tel que :

$e = X - \hat{X}$  : est le vecteur d'état des erreurs d'observation.

$S = e_Y = Y - \hat{Y}$  : est la surface de glissement.

### 3.7 Application sur le moteur asynchrone :

#### 3.7.1 Synthèse de l'observateur de flux à mode de glissement appliqué sur le MAS :

Dans une première approche on introduit un observateur du flux ; on suppose que la vitesse est mesurée à partir d'un capteur de vitesse.

Le modèle d'état d'un moteur est donné par l'équation (3.6). Ce modèle est exprimé dans le repère lié au stator pour simplifier les calculs [1].

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = -\gamma i_{ds} + \alpha \varphi_{dr} + k \omega \varphi_{qr} + e v_{ds} \end{array} \right.$$

$$\begin{aligned}
\frac{di_{qs}}{dt} &= -\gamma i_{qs} - k \omega \varphi_{dr} + \alpha \varphi_{qr} + e v_{qs} \\
\frac{d\varphi_{dr}}{dt} &= b i_{ds} - c \varphi_{dr} - \omega \varphi_{qr} \\
\frac{d\varphi_{qr}}{dt} &= b i_{qs} - c \varphi_{qr} + \omega \varphi_{dr} \\
\frac{d\omega}{dt} &= \frac{3 P^2 L_m}{2 J L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) - \left(\frac{P}{J}\right) C_r - \left(\frac{f_v}{J}\right) \omega
\end{aligned} \tag{3.6}$$

On pose [15]:

$$\begin{aligned}
x_1 &= i_{ds} \quad , \quad x_2 = i_{qs} \quad , \quad x_3 = \varphi_{dr} \quad , \quad x_4 = \varphi_{qr} \quad , \quad x_5 = \omega \quad , \\
v_1 &= v_{ds} \quad , \quad v_2 = v_{qs}
\end{aligned}$$

On trouve :

$$\begin{cases}
\dot{x}_1 = -\gamma x_1 + \alpha x_3 + k x_5 x_4 + e v_1 \\
\dot{x}_2 = -\gamma x_2 - k x_5 x_3 + \alpha x_4 + e v_2 \\
\dot{x}_3 = b x_1 - c x_3 - x_5 x_4 \\
\dot{x}_4 = b x_2 - c x_4 + x_5 x_3
\end{cases} \tag{3.7}$$

▪ **Mise en œuvre de l'observateur :**

$$\begin{cases}
\hat{\dot{x}}_1 = -\gamma x_1 + \alpha \hat{x}_3 + k x_5 \hat{x}_4 + e v_1 + I_1^T I_s \\
\hat{\dot{x}}_2 = -\gamma x_2 - k x_5 \hat{x}_3 + \alpha \hat{x}_4 + e v_2 + I_2^T I_s \\
\hat{\dot{x}}_3 = b x_1 - c \hat{x}_3 - x_5 \hat{x}_4 + I_3^T I_s \\
\hat{\dot{x}}_4 = b x_2 - c \hat{x}_4 + x_5 \hat{x}_3 + I_4^T I_s
\end{cases} \tag{3.8}$$

Avec :

$$I_s = [\text{sign}(S_1) \quad \text{sign}(S_2)]^T \quad \text{et} \quad S = \begin{cases} S_1 = x_1 - \hat{x}_1 \\ S_2 = x_2 - \hat{x}_2 \end{cases} \tag{3.9}$$

$S_1, S_2$ : Sont les surfaces de glissement choisies.

$I_1^T, I_2^T, I_3^T, I_4^T$ : représentons les gains de l'observateur, à déterminer, tels que :

$$I_1^T = [\Gamma_{11} \ \Gamma_{12}] , \ I_2^T = [\Gamma_{21} \ \Gamma_{22}] , \ I_3^T = [\Gamma_{31} \ \Gamma_{32}] , \ I_4^T = [\Gamma_{41} \ \Gamma_{42}]$$

Sont des vecteurs lignes appartenant à  $\mathbb{R}^2$ .

Les dynamiques de l'erreur d'observation sont données par :

$$\dot{e}_i = \dot{x}_j - \hat{\dot{x}}_j \quad (3.10)$$

Donc :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \alpha e_3 + kx_5 e_4 - I_1^T I_s \\ \dot{e}_2 = -k x_5 e_3 + \alpha e_4 - I_2^T I_s \\ \dot{e}_3 = -c e_3 - x_5 e_4 - I_3^T I_s \\ \dot{e}_4 = -c e_4 + x_5 e_3 - I_4^T I_s \end{cases} \quad (3.11)$$

A fin de déterminer les gains de l'observateur, nous proposons la fonction de *LYAPONOV* définie par [15] :

$$V = \frac{S^T \cdot S}{2} \quad (3.12)$$

Ou

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} =$$

$$Q \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$Q$ : est une matrice régulière telle que  $S = 0 \Leftrightarrow e_1 = e_2 = 0$ .

La condition d'attractivité de la surface  $S = 0$  est donnée par :

$$\dot{V} = S^T \frac{\partial S}{\partial t} < 0 \quad \forall S \neq 0 \quad (3.14)$$

On posant

$$\begin{bmatrix} I_1^T \\ I_2^T \end{bmatrix} = \mathcal{Q}^{-1} \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Alors à partir de (3.11) on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & k x_5 \\ -k x_5 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - I_s \begin{bmatrix} I_1^T \\ I_2^T \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

On remplace  $I_s$  par son expression :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & k x_5 \\ -k x_5 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1^T \\ I_2^T \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Ou bien

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & k x_5 \\ -k x_5 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - (I_1^T) \text{sign}(S_1) - (I_2^T) \text{sign}(S_2) \quad (3.18)$$

On a :

$$S = \mathcal{Q} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \dot{S} = \mathcal{Q} \begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} + \dot{\mathcal{Q}} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Donc :

$$\dot{V} = S^T \dot{S} = S^T \mathcal{Q} \begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} + S^T \dot{\mathcal{Q}} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Après un petite calcul on trouve :

$$\dot{V} = S^T Q \begin{bmatrix} \alpha & k x_5 \\ -k x_5 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - S_1 \delta_1 \text{sign}(S_1) - S_2 \delta_2 \text{sign}(S_2) + S^T \dot{Q} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Si on pose :

$$Q^{-1} = \begin{bmatrix} \alpha & k x_5 \\ -k x_5 & \alpha \end{bmatrix} \quad (3.22) \quad \text{Alors } \dot{V} \text{ devient :}$$

$$\dot{V} = S^T \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - S_1 \delta_1 \text{sign}(S_1) - S_2 \delta_2 \text{sign}(S_2) + S^T \dot{Q} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Car  $Q$  est écrit en fonction de la vitesse, il est possible de négliger le terme  $S^T \dot{Q} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}$

On obtient :

$$\dot{V} = S_1 (e_3 - \delta_1 \text{sign}(S_1)) + S_2 (e_4 - \delta_2 \text{sign}(S_2)) \quad (3.24)$$

Sur la surface de glissement  $S = 0$  et  $\dot{S} = 0$  d'où :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = 0 \\ \dot{e}_2 = 0 \end{cases} \quad (3.25)$$

Ainsi on trouve :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = Q^{-1} \left[ \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} I_s \right] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Le vecteur équivalent sur la surface de glissement, est donnée par :

$$\tilde{I}_s = \begin{bmatrix} e_3/\delta_1 \\ e_4/\delta_2 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

On a :

{

$$\dot{e}_3 = -c e_3 - x_5 e_4 - \Gamma_3^T \tilde{I}_s \quad (3.28)$$

$$\dot{e}_4 = -c e_4 + x_5 e_3 - \Gamma_4^T \tilde{I}_s$$

On remplace  $(\Gamma_3^T, \Gamma_4^T)$  par  $([\Gamma_{31} \ \Gamma_{32}] \ , \ [\Gamma_{41} \ \Gamma_{42}])$  dans les expressions de  $(\dot{e}_3, \dot{e}_4)$  on trouve :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -c e_3 - x_5 e_4 - \begin{bmatrix} \Gamma_{31} \\ \Gamma_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_3/\delta_1 \\ e_4/\delta_2 \end{bmatrix} \\ \dot{e}_4 = -c e_4 + x_5 e_3 - \begin{bmatrix} \Gamma_{41} \\ \Gamma_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_3/\delta_1 \\ e_4/\delta_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.29)$$

Nous sortir  $(e_3, e_4)$  et on entrons  $(\delta_1, \delta_2)$  on obtient :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = \left[ \left( -c - \frac{\Gamma_{31}}{\delta_1} \right), \left( -x_5 - \frac{\Gamma_{32}}{\delta_2} \right) \right] \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} \\ \dot{e}_4 = \left[ \left( x_5 - \frac{\Gamma_{41}}{\delta_1} \right), \left( -c - \frac{\Gamma_{42}}{\delta_2} \right) \right] \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.30)$$

On pose que :

$$\begin{bmatrix} \Gamma_{31} & \Gamma_{32} \\ \Gamma_{41} & \Gamma_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (-c + q_1) \cdot \delta_1 & -x_5 \cdot \delta_1 \\ x_5 \cdot \delta_2 & (-c + q_2) \cdot \delta_2 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Après remplacement on trouve :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -q_1 e_3 \\ \dot{e}_4 = -q_2 e_4 \end{cases} \quad (3.32)$$

### 3.7.2 Estimateur de vitesse par mode de glissement :

Considérons les dynamiques d'erreur de l'observateur de flux donné par l'équation (3.11) ce système peut être réécrit sous la forme suivante :

$$\dot{e}(\hat{x}_5) = A(x_5).e + \Gamma(x_5).I_s(x_5) \quad (3.33)$$

Avec

$$\dot{e}(x_5) = [e_1 \ e_2 \ e_3 \ e_4]^T,$$

$$A(x_5) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \alpha & kx_5 \\ 0 & 0 & -kx_5 & \alpha \\ 0 & 0 & -c & -x_5 \\ 0 & 0 & x_5 & -c \end{bmatrix}, \quad \Gamma(x_5) = \begin{bmatrix} \alpha \cdot \delta_1 & kx_5 \cdot \delta_2 \\ -kx_5 \cdot \delta_1 & \alpha \cdot \delta_2 \\ (q_1 - c)\delta_1 & -x_5 \cdot \delta_2 \\ x_5 \cdot \delta_1 & (q_2 - c)\delta_2 \end{bmatrix}$$

Supposons maintenant que la vitesse rotorique est remplacée par son estimée :

$\hat{x}_5 = x_5 - \Delta x_5$ , le système (3.35) devient [13] :

$$\dot{e}(\hat{x}_5) = A(\hat{x}_5).e + \Gamma(\hat{x}_5).I_s(\hat{x}_5) \quad (3.34)$$

Avec :

$$A(\hat{x}_5) = A(x_5) + \Delta A \quad (3.35)$$

$$\Gamma(\hat{x}_5) = \Gamma(x_5) + \Delta \Gamma \quad (3.36)$$

Et

$$\Delta A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & k \cdot \Delta x_5 \\ 0 & 0 & -k \cdot \Delta x_5 & \alpha \\ 0 & 0 & 0 & -\Delta x_5 \\ 0 & 0 & \Delta x_5 & 0 \end{bmatrix}, \quad \Delta \Gamma(x_5) = \begin{bmatrix} 0 & k \cdot \Delta x_5 \cdot \delta_2 \\ -k \cdot \Delta x_5 \cdot \delta_1 & 0 \\ 0 & -\Delta x_5 \cdot \delta_2 \\ \Delta x_5 \cdot \delta_1 & 0 \end{bmatrix}$$

L'idée c'est d'appliquer le critère de stabilité de *Lyapunov* pour voir la convergence de l'erreur vers zéro, pour cela on choisit la fonction de *Lyapunov* de la forme suivante [13].

$$v = \frac{1}{2} e \cdot e^T + \frac{1}{2\lambda} (\Delta x_5)^2 \quad (3.37)$$

La dérivée de l'équation (3.37) par- rapport au temps est :

$$\dot{v} = e^T \cdot \dot{e}(\hat{x}_5) + \frac{1}{\lambda} \Delta x_5 \dot{\hat{x}}_5 \quad (3.38)$$

Remplaçons  $\dot{e}(\hat{x}_5)$  par sa valeur, alors l'équation (3.38) devient :

$$\dot{v} = e^T \{ (A(x_5) + \Delta A) \cdot e - (\Gamma + \Delta \Gamma) \cdot I_s(x_5) \} + e^T \Gamma \cdot I_s - e^T \Gamma \cdot I_s + \frac{1}{\lambda} \Delta x_5 \dot{\hat{x}}_5 \quad (3.39)$$

Finalement on aura :

$$\dot{v} = e^T (A(x_5) \cdot e - \Gamma \cdot I_s) + e^T (\Gamma \cdot I_s - (\Gamma + \Delta \Gamma) \cdot I_s(x_5)) + \frac{1}{\lambda} \Delta x_5 \dot{\hat{x}}_5 + e^T \cdot \Delta A \cdot e \quad (3.40)$$

Avec :

$$e^T \cdot \Delta A \cdot e = \Delta x_5 \cdot k \cdot (e_1 \cdot \hat{x}_4 - e_2 \cdot \hat{x}_3) + k \cdot \Delta x_5 (e_2 \cdot x_3 - e_1 \cdot x_4) \quad (3.41)$$

On pose l'égalité suivante :

$$\frac{1}{\lambda} \Delta x_5 \dot{\hat{x}}_5 + \Delta x_5 \cdot \{ k \cdot (e_1 \cdot \hat{x}_4 - e_2 \cdot \hat{x}_3) \} = 0 \quad (3.42)$$

A partir de l'équation (3.42) et si  $\Delta x_5 \neq 0$  une loi d'adaptation pour la vitesse rotorique est déduite :

$$\dot{\hat{\omega}}_r = - \dot{\hat{x}}_5 = + \lambda \cdot k \cdot (e_1 \cdot \hat{x}_4 - e_2 \cdot \hat{x}_3) \quad (3.43)$$

L'équation (3.43) devient alors :

$$\dot{v} = e^T \cdot e + e^T (\Gamma \cdot I_s - (\Gamma + \Delta \Gamma) \cdot I_s(\hat{x}_5)) + \Delta x_5 \cdot k \cdot (e_2 \cdot x_3 - e_1 \cdot x_4) \quad (3.44)$$

Le terme  $e^T \cdot e$  étant défini négatif par les modes de glissement par conséquent, le système est globalement stable si et seulement si l'inéquation suivante est vérifiée.

$$e^T \left( \Gamma \cdot I_s - (\Gamma + \Delta\Gamma) \cdot I_s(\hat{x}_5) \right) + \Delta x_5 \cdot k \cdot (e_2 \cdot x_3 - e_1 \cdot x_4) < 0 \quad (3.45)$$

Cette inéquation représente le domaine de stabilité, donc il suffit de respecter cette condition pour que les erreurs  $e$  et  $\Delta x_5$  convergent asymptotiquement vers zéro.

### 3.8 Les résultats de simulation de la commande associée avec observateur à mode glissant :

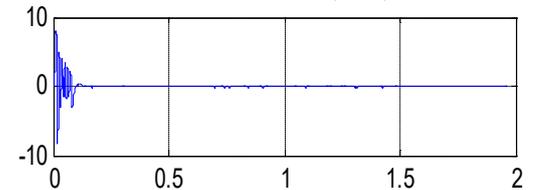
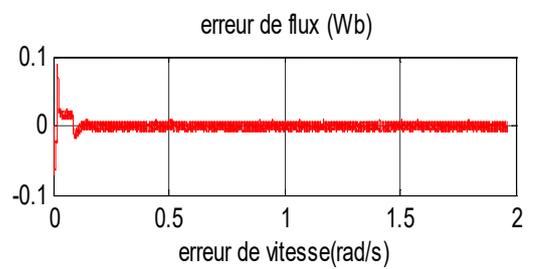
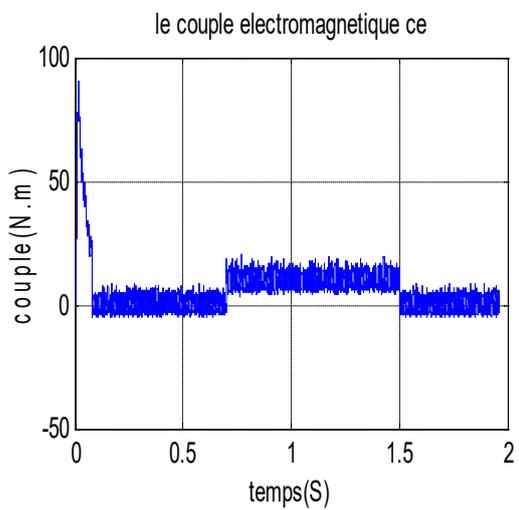
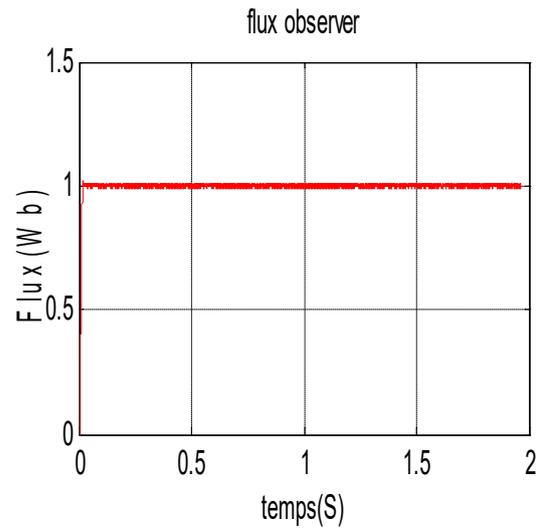
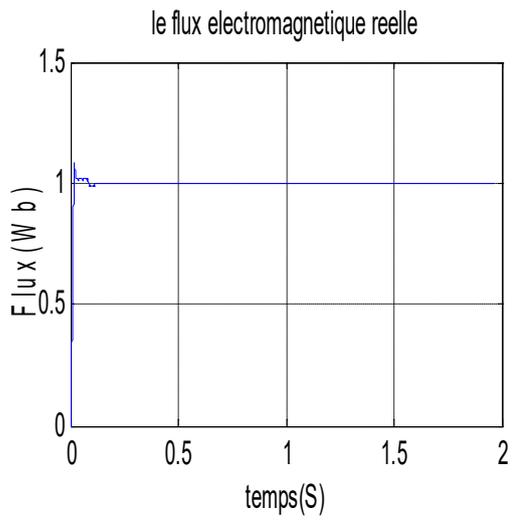
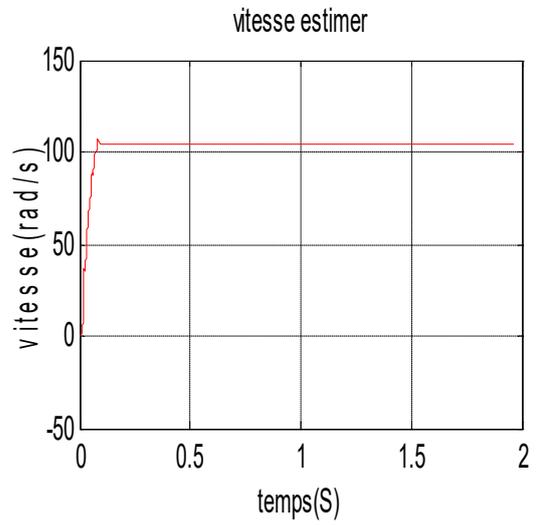
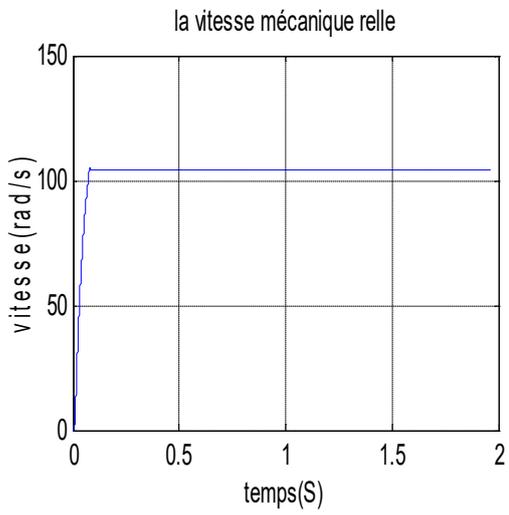
Les figures suivantes représentent les résultats de simulation de la commande vectorielle associée avec un observateur à mode glissant appliquée sur le moteur asynchrone (annexe A.1).

Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse de l'algorithme d'observation de flux rotorique et l'estimation la vitesse mécanique, on a simulé une variété de cas qu'on présentera par la suite. Les performances statiques et dynamiques de l'observateur de flux sont analysées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivantes :

- Variation du couple de charge.
- Inversion de la vitesse.

#### 3.8.1 Variation du couple de charge :

La **figure (3.3)**, illustre les résultats de simulation, lors de l'introduction d'un couple de charge après un démarrage à vide. À l'instant  $t = 0.7$  (s), on applique un couple de 10 (N.M), puis on l'annule à l'instant 1.5 (s).



**Figure (3.3) : Résultats de simulation lors de la variation du couple de charge à  $t=0.7s$  et  $t=1.5s$ , après un démarrage à vide.**

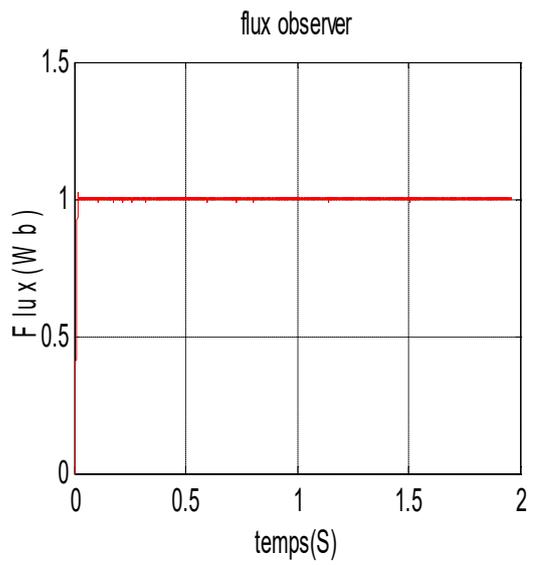
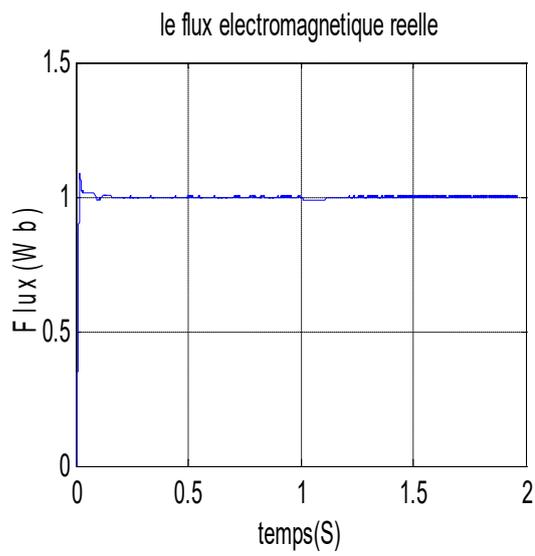
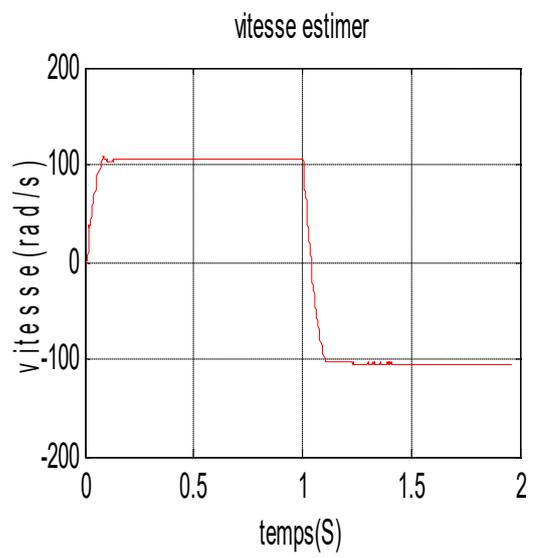
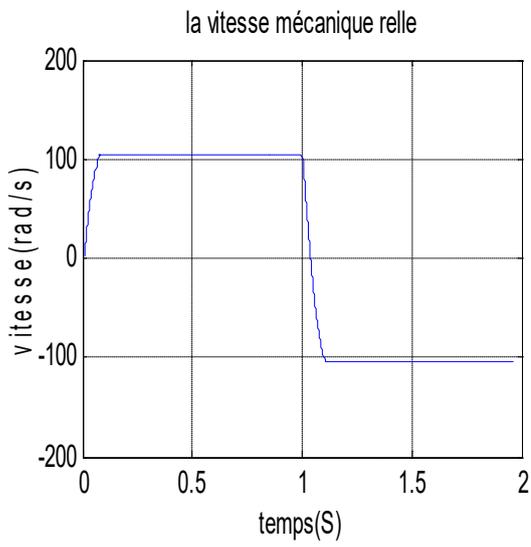
D'après les de résultats de simulation on constat, que la vitesse estimée suit parfaitement sa référence. L'observation de flux se fait, toujours, d'une façon adéquate. Aussi on remarque que le découplage flux-couple est bien vérifié.

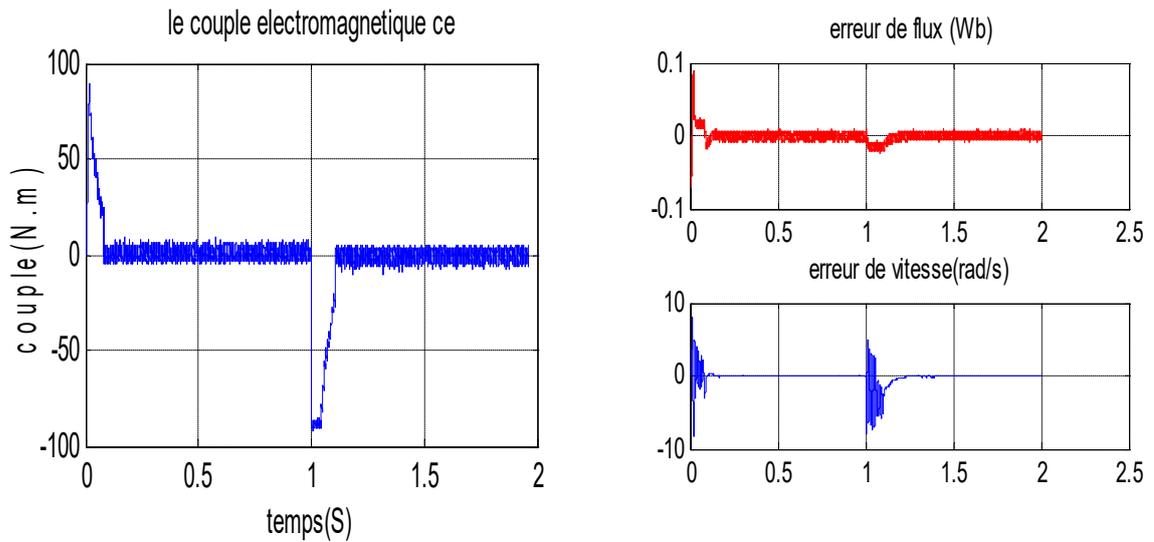
L'erreur d'observation du flux répond en un temps de  $0.2 (s)$ , avec une erreur statique de  $0.05(wb)$ . L'influence de l'insertion d'un couple sur cette erreur n'est pas importante.

L'estimateur de la vitesse a une erreur statique de  $(9 (rad/s))$ , il répond dans un temps de  $0.2 (s)$ . L'insertion d'un couple résistant augment légèrement l'erreur d'estimation de la vitesse, mais cette erreur n'affecte pas la commande.

### **3.8.2 Inversion de la vitesse :**

Pour évaluer la robustesse du système d'entraînement complet, on applique un changement de la consigne de vitesse de  $(104.66 (rad/s), -104.66 (rad/s))$  à partir de l'instant  $t = 1 (s)$ . On constate, d'après la **figure (3.4)**, que cet algorithme d'estimation est robuste vis-à-vis aux variations importantes de la vitesse, puisque la vitesse estimée suit la vitesse réelle au démarrage comme à l'inversion du sens de rotation. Les erreurs d'estimation est pratiquement nulle.





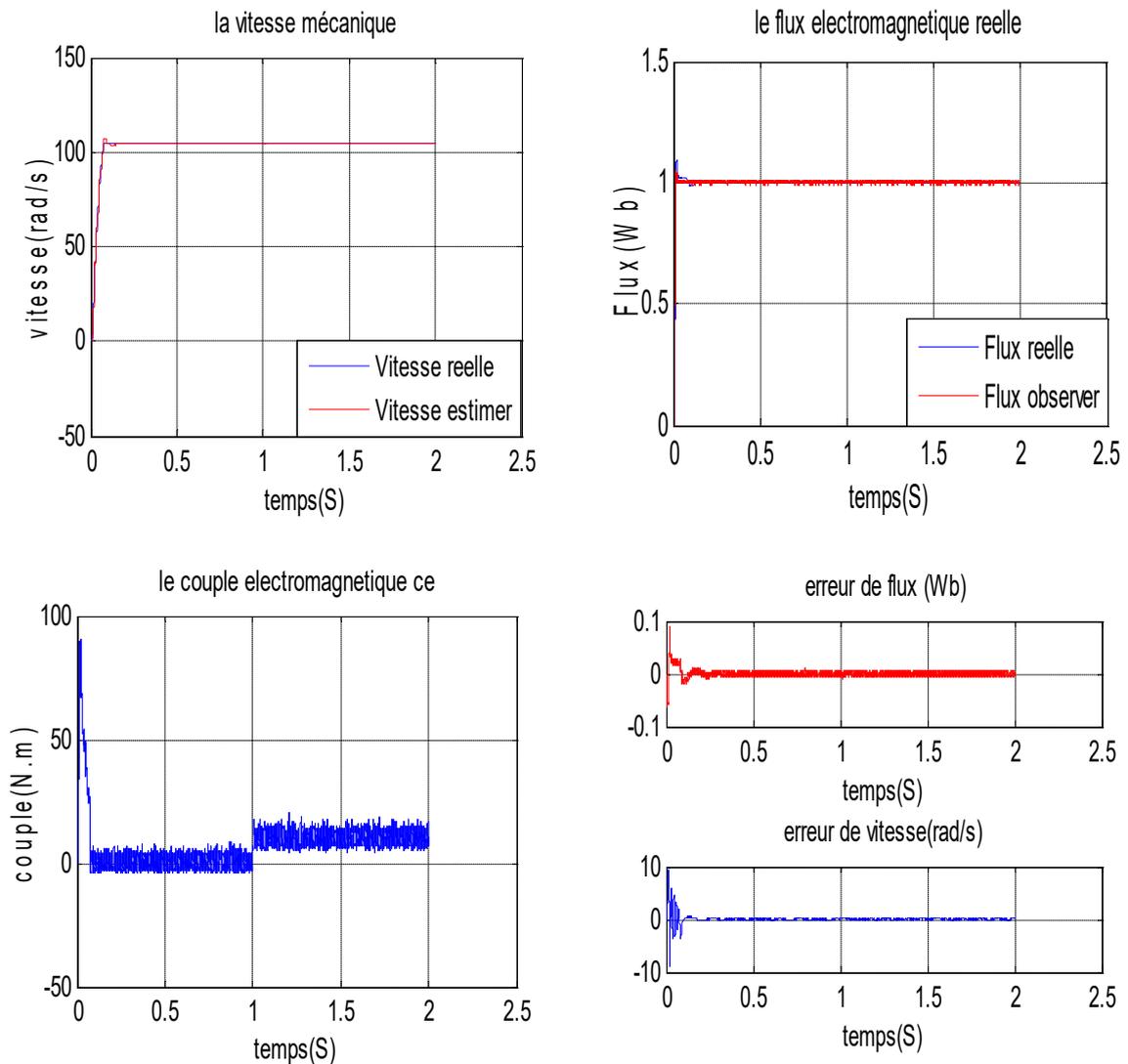
**Figure (3.4) : Résultats de simulation le la vitesse lors d'inversion du sens de rotation.**

### 3.9 Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique :

Dans le but de tester la robustesse de l'observateur associé avec la commande vectorielle à régulateur par mode glissant vis-à-vis des variations paramétriques. Ces tests sont effectués au démarrage à vide suivi de l'application d'un couple de charge de  $10(N.M)$  à partir  $t = 1(s)$ .

#### 3.9.1 Robustesse vis-à-vis des variations de la résistance rotorique et la résistance statorique :

La **figure (3.5)** illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et le flux rotorique, en plus l'erreur de flux et l'erreur de vitesse pour une variation de 100% de la résistance rotorique et la résistance statorique.

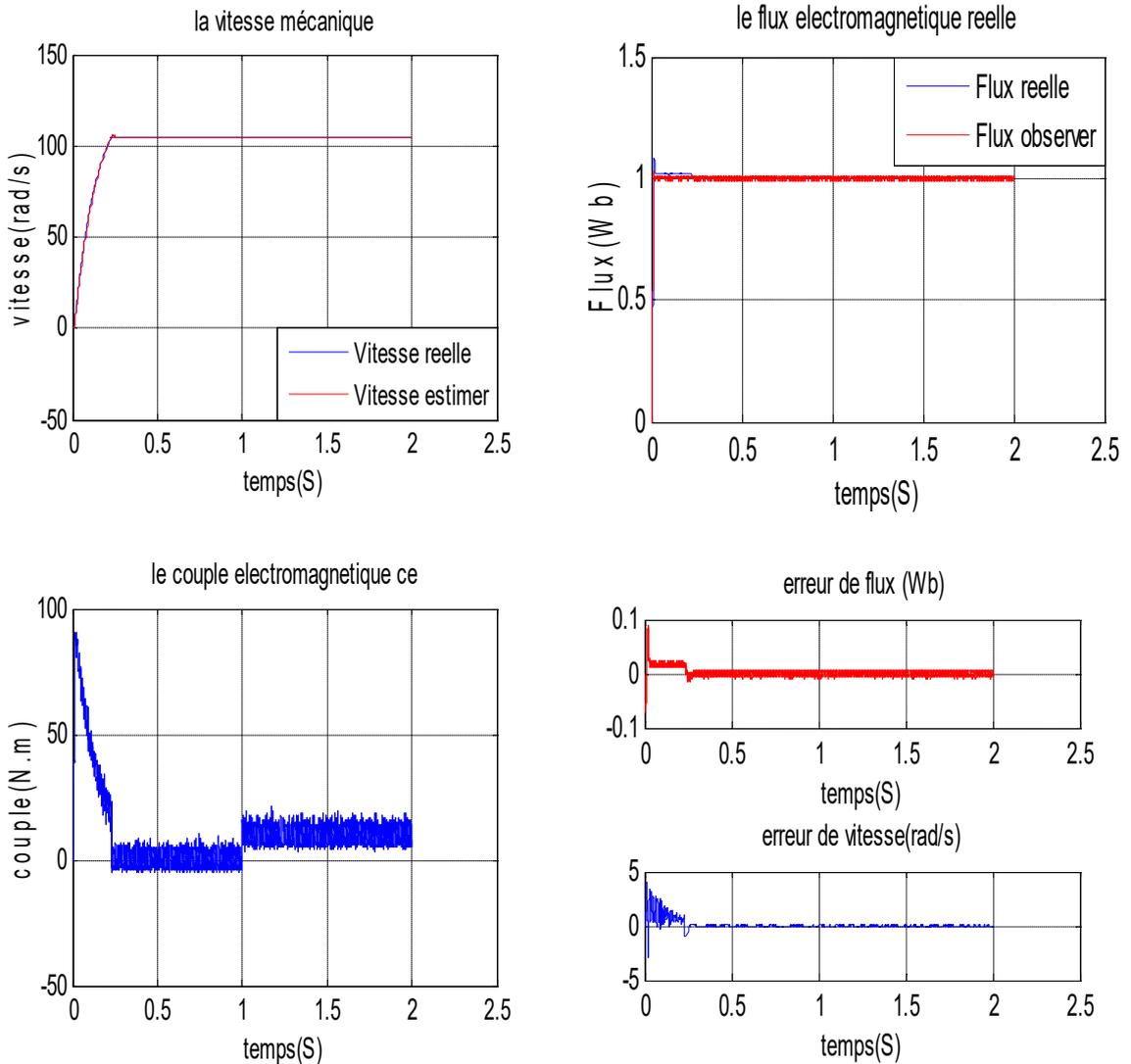


**Figure (3.5) : Influence de la variation des résistances ( $R_r$  et  $R_s$ ) .**

D'après les résultats obtenus, on peut constater que la variation de la résistance rotorique et statorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de l'observateur à mode glissant face à cette variation, de plus le découplage n'est pas affecté par cette variation. Les erreurs de flux et vitesse convergent vers zéros, ce qui prouve la convergence de l'observateur du flux et l'estimateur de vitesse.

### 3.9.2 Robustesse vis-à-vis la variation de l'inertie :

La **figure (3.6)** représente les résultats de simulation obtenus pour une variation de 200% de l'inertie nominale.

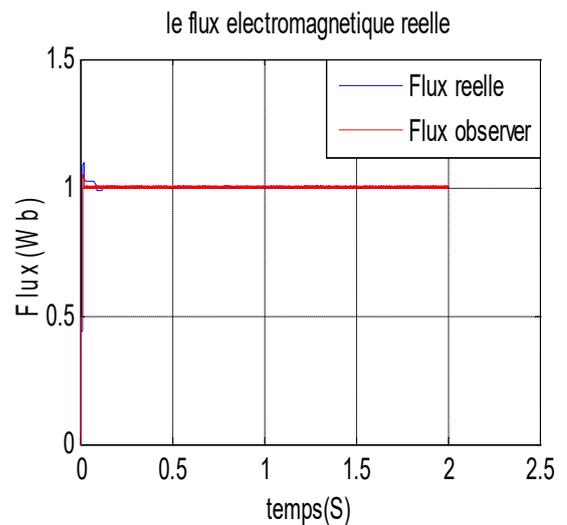


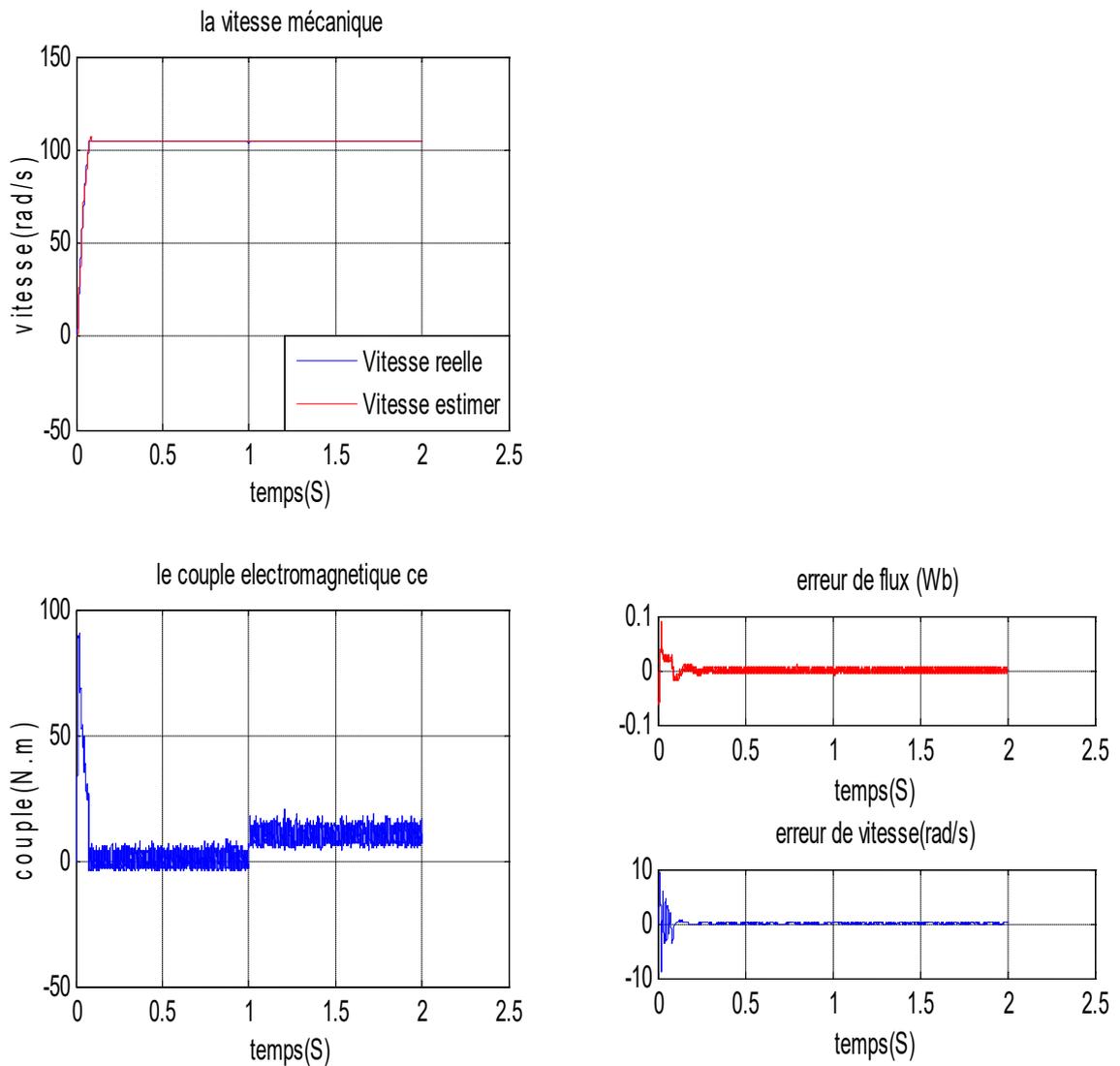
**Figure (3.6) : Influence de la variation de l'inertie J.**

Vu ces résultats, on constate que l'augmentation du moment d'inertie provoque une augmentation du temps de réponse. Ceci montre que l'observateur perd un petit peu sa performance dynamique et conserve sa robustesse vis-à-vis de cette variation paramétrique. Les erreurs d'estimation est pratiquement nulle.

### 3.9.3 Robustesse vis-à-vis de la variation des inductances :

La **figure (3.7)** représente les résultats de simulation obtenus pour une variation de 20% des inductances  $L_s$ ,  $L_r$  et  $L_m$ .





**Figure (3.7) : Influence de la variation des inductances  $L_s$ ,  $L_r$  et  $L_m$  à la fois.**

A partir de ces résultats, on peut constater que l'influence de la variation des inductances ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques.

### 3.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté un algorithme d'estimation de la vitesse et du flux rotorique d'un moteur à induction avec commande vectorielle associé à un observateur à mode glissant.

La simulation représentant les erreurs d'observation, indique une convergence rapide de ces erreurs vers zéro ainsi que la bonne poursuite des consignes de cet observateur. On peut conclure, donc, que cet observateur est robuste contre les variations paramétriques.

## Conclusion générale

---

Le travail présenté est une contribution à la commande vectorielle d'un moteur asynchrone sans capteurs de vitesse, avec des techniques modernes du contrôle utilisant un observateur à mode glissant et deux types de régulateur : classique PI et à mode glissant. Avec une alimentation du moteur effectuée à travers une cascade (redresseur-filtre-onduleur).

La modélisation mathématique et la simulation numérique du moteur asynchrone, associé à une source d'alimentation sinusoïdale, montrent bien la validité du modèle de Park. En suite on a étudié le convertisseur de fréquence et sa commande à savoir la MLI sinusoïdale et la MLI vectorielle, et montré les performances et les avantages de la MLI vectorielle vis-à-vis la MLI sinusoïdale à partir d'une étude détaillée et les résultats de simulation.

Puis après nous exposons par une étude détaillée le principe de la commande vectorielle, en se limitant particulièrement à la commande directe à flux rotorique orienté avec des régulateurs classique de type PI et des capteurs. Les résultats de simulation montrent la sensibilité de cette commande aux variations des paramètres du moteur lors du fonctionnement et pour un comportement plus réaliste, les variations de ces paramètres doivent être prises en considération. Parce qu'elles exercent une influence réelle sur le comportement dynamique de l'entraînement. Pour dépasser ce problème nous avons employé la commande à structure variable par mode glissant appliquée sur le moteur asynchrone. En remarquant toutefois que cette commande, donne des résultats intéressants (robustesse et l'insensibilité aux variations paramétriques) par rapport à la commande vectorielle classique.

L'amélioration du découplage entre le flux et le couple se fait en utilisant un observateur de flux est estimateur de vitesse il est basé sur la théorie du mode glissant. Cet observateur de flux qui a permis une bonne estimation des composantes du flux a manifesté aussi une bonne robustesse d'après les résultats de simulation obtenus. Grâce à l'intérêt économique surtout, l'idée de la commande sans capteur de vitesse a été le souci de plusieurs recherches. Cela nous a guidés vers l'estimation de la vitesse et l'élimination des inconvénients dues à l'installation du capteur mécanique.

## Bibliographie

---

- [1] Rabah BELHADEF & Bilal BOUTAYA « Commande vectorielle et par logique floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur » Thèse d'ingénieur d'état, Electrotechnique, Ecole National Polytechnique, 2008.
- [2] ACHOURI Radouane & HIDOUCHE Mohamed « Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone - Simulation sur le logiciel SIMPLORER - Validation expérimentale sur banc d'essai » Thèse de ingénieur, Electrotechnique Ecole National Polytechnique, 2007.
- [3] ZAHIR AIT Ouali « Application des FPGA à la d'un Moteur Asynchrone » Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.
- [4] A. Meroufel « Commande scalaire Commande vectorielle Commande directe du couple » Thèse d'ingénieur d'état, Electrotechnique, Université Djillali Liabès –Sidi Bel-Abbès, 2009.
- [5] Bennoui HASSINA « Apport De La Logique Floue Et Des Réseaux De Neurones Pour La Commande Avec Minimisation Des Pertes De La Machine Asynchrone » Mémoire de Magister, Electrotechnique, Université de Batna, 2009.
- [6] FEZZANI Amor « Commande Robuste de la Machine à Induction par Adaptation Paramétrique » Thèse d'ingénieur d'état, Electrotechnique, Université de Batna, 2009.
- [7] REZGUI Salah Eddine « Application à la machine asynchrone : Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS » Mémoire de Magister, Electrotechnique, Université de Constantine, 2009.

- [8] B. DEHIBA, A.MEROUFEL, M.B.BENABDELLAH et A.BENDAOUD « Commande en vitesse par mode de glissement d'un moteur asynchrone avec limitation du courant par poursuite d'une surface de commutation » Revue de Acta Electrotehnica VOL.6 N°3 (2007), page : 194 – 200.
- [9] M. Laribi, M.S. Aït Cheikh, C. Larbès et L. Barazane « Application de la commande synergétique au contrôle de vitesse d'une machine asynchrone » Revue des Energies Renouvelables Vol. 13 N°3 (2010), page : 485 – 496.
- [10] CHEKROUN Soufyane « Commande Neuro-Floue Sans Capteur de vitesse d'une Machine Asynchrone Triphasée » Mémoire de Magister, Electrotechnique, Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technologique d'Oran.
- [11] DISSA Abdennour « Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associée à un Observateur Non Linéaire » Mémoire de Magister, Electrotechnique, Université de Batna, 2010.
- [12] Abed KHOUDIR « Techniques de Commande Avancées Appliquées Aux Machines De Type Asynchrone » Thèse Doctorat, Electrotechnique, Université de Constantine, 2010.
- [13] BEDDIAF Yassine « Etude et Simulation d'estimateurs et observateurs robustes de flux et de vitesse pour la machine asynchrone » Mémoire de Magister, Electrotechnique, Université de Batna, 2006.
- [14] NAIT SLIMANI Boukhalifa « Synthèse d'observateurs non Linéaires : Application au diagnostic de défauts » Thèse d'ingénieur d'état, Automatique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.
- [15] BOURAHLA-Abdelatif, GUERBI Djamel, « Diagnostic des Défauts Statorique Dans Une Machine Asynchrone Triphasé Par La Méthode De W.S.T », Thèse d'ingénieur d'état, électronique, Université de BLIDA, 2006.
- [16] Ibtissem BAKHTI « Etude de Différentes Commandes Non Linéaires de la Machine Asynchrone avec Observation de Flux et de vitesse » Mémoire de Magister, Electrotechnique Université de Batna, 2007.

[17] Nabil EZZIANI « Commande Adaptative Floue Backstepping D'une Machine Asynchrone Avec Et Sans Capteur Mécanique » Thèse de Doctorat, Génie informatique, Automatique et Traitement du Signal, Université de Reims Champagne Ardenne, 2010.

[18] R. BENOIT, B.FRANÇOIS, PH.DEGOBERT, J-PAUL HAUTIER, « Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone » Edition Technip, France, 2007.

[19] C.CHAIGNE, E.ETIEN, S.CAUET, L.RAMBAULT, « Commande Vectorielle Sans Capteur Des Machines Asynchrones » édition LAVOISIER ,2005.

## Annexe A

### A.1 Les paramètres du moteur asynchrone étudié :

Puissance nominale	$P_n$	1047	$w$
Tension d'alimentation	$V$	220/380	$V$
Vitesse nominale	$N$	1000	$tr/mn$
Courant nominale	$I_n$	10.47	$A$
Résistance statorique	$R_s$	4.85	$\Omega$
Résistance rotorique	$R_r$	3.805	$\Omega$
Inductance cyclique statorique	$L_s$	0.274	$H$
Inductance cyclique rotorique	$L_r$	0.274	$H$
Inductance mutuelle	$L_m$	0.258	$H$
Nombre de paires de pôles	$P$	2	
Moment d'inertie	$J$	0.031	$Kg.m^2$
Coefficient de frottement	$f_v$	0.008	$N.m.s/rd$

Tableau (A.1) : Paramètres du moteur asynchrone.

## A.2 Définition des matrices de transformation de Park :

La matrice de transformation de Park  $[K_s]$  des grandeurs statoriques est définie comme suit:

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

Le coefficient  $\frac{2}{3}$  permet de conserver les amplitudes des tensions, courants, et flux. La transformée de Park inverse est nécessaire afin de revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par:

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

## A.3 Le développement mathématique des Equations électriques sur l'axe (d, q) :

■ Au stator:

En multipliant (1. 10) par  $[K_s]$  et en simplifiant, nous trouvons :

$$[v_{dq0s}] = [R_s][i_{dq0s}] + [K_s] \frac{d}{dt} [K_s]^{-1} [\varphi_{dq0s}] \quad (\text{A. 1})$$

C'est-à-dire :

$$[v_{dq0s}] = [R_s][i_{dq0s}] + \left( [K_s] \frac{d}{dt} [K_s]^{-1} \right) [\varphi_{dq0s}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dq0s}] \quad (\text{A. 2})$$

On peut démontrer que:

$$[K_s] \frac{d}{dt} [K_s]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A. 3})$$

■Au rotor:

En multipliant (1. 11) par  $[K_r]$  et en simplifiant, nous trouvons :

$$[v_{dq0r}] = [R_r][i_{dq0r}] + [K_r] \frac{d}{dt} [K_r]^{-1} [\varphi_{dq0r}] \quad (\text{A. 4})$$

C'est-à-dire :

$$[v_{dq0r}] = [R_r][i_{dq0r}] + \left( [K_r] \frac{d}{dt} [K_r]^{-1} \right) [\varphi_{dq0r}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dq0r}] \quad (\text{A. 5})$$

On peut démontrer que:

$$[K_r] \frac{d}{dt} [K_r]^{-1} = \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = (\omega_s - \omega) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A. 6})$$

#### A.4 Le développement mathématique des Equations magnétique sur l'axe (d, q) :

■Au stator:

En multipliant(1. 13) par  $[K_s]$  et en simplifiant, nous trouvons :

$$[\varphi_{dq0s}] = [K_s][L_s][K_s]^{-1}[i_{dq0s}] + [K_s][L_{sr}][K_r]^{-1}[i_{dq0r}] \quad (\text{A. 7})$$

On peut démontrer que:

$$[K_s][L_s][K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (\text{A. 8})$$

Avec :

$$L_s = L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms} : \text{Inductance cyclique statorique.}$$

### ■Au rotor:

En multipliant (1. 14) par  $[K_r]$  et en simplifiant, nous trouvons :

$$[\varphi_{dq0r}] = [K_r][L_{sr}]^t[K_s]^{-1}[i_{dq0s}] + [K_r][L_r][K_r]^{-1}[i_{dq0r}] \quad (\text{A. 9})$$

On peut démontrer que:

$$[K_r][L_r][K_r]^{-1} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \quad (\text{A. 10})$$

Avec :

$$L_r = L_{lr} + \frac{3}{2} L_{mr} : \text{Inductance cyclique rotorique.}$$

On peut aussi démontrer que:

$$[K_s][L_{sr}][K_r]^{-1} = [K_r][L_{sr}]^t[K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A. 11})$$

$$L_m = \frac{3}{2} L_{sr} : \text{Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.}$$

## A.5 La valeur maximale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur :

La valeur maximale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur :

$$V_m = r \cdot \frac{U_c}{2} \quad (\text{A. 12})$$

## A.6 L'indice de modulation :

Il parait utile de définir L'indice de modulation comme le rapport de la valeur crête de l'amplitude du fondamentale de la tension désirée à la valeur crête de l'amplitude du fondamentale de la tension de sortie de l'onduleur :

$$m = \frac{\pi}{2} \frac{V_{ref}}{U_c} \quad (\text{A. 13})$$

## A.7 Calcul des temps d'application des états de l'onduleur :

Le système (1.54) devient:

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3} T_z}{2 U_c} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{\beta n} \end{bmatrix} \quad (\text{A. 14})$$

Sachant que,  $\vec{V}_{ref} = V_{ref} e^{j\theta} = V_{ref}(\cos(\theta) + j \sin(\theta))$ , le système (A. 14) devient:

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3} V_{ref}}{2 U_c} T_z \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A. 15})$$

Avec la définition de L'indice de modulation :

$$m = \frac{\pi}{2} \frac{V_{ref}}{U_c}$$

On obtient le système (1.55)

## Annexe B

### B.1 Régulateur de vitesse

Nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{J_S + f_v} (C_e - C_r) \quad (\text{B. 1})$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique,  $\Omega$  s'écrit alors :

$$\Omega = \frac{1}{J_S + f_v} \left( K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{J_S + f_v} C_r \quad (\text{B. 2})$$

$$\Omega + \frac{1}{J_S + f_v} \left( K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) \Omega = \frac{1}{J_S + f_v} \left( K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) \Omega_{ref} - \frac{1}{J_S + f_v} C_r \quad (\text{B. 3})$$

$$\Omega \left( \frac{Js^2 + (K_{p\Omega} + f_v)s + K_{i\Omega}}{s(Js + f_v)} \right) = \frac{K_{p\Omega}s + K_{i\Omega}}{s(Js + f_v)} \Omega_{ref} - \frac{1}{Js + f_v} C_r \quad (\text{B. 4})$$

$$\Omega = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}}s + 1}{s^2 + \frac{(K_{p\Omega} + f_v)}{K_{i\Omega}}s + 1} \Omega_{ref} - \frac{s}{Js^2 + (K_{p\Omega} + f_v)s + K_{i\Omega}} C_r \quad (\text{B. 5})$$

Le dénominateur de l'équation ..... à la forme canonique:

$$G(S) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} s + 1} \quad (\text{B. 6})$$

Pour un coefficient d'amortissement  $\varepsilon$  de 1, nous avons  $\omega_n t_{rep1(5\%)} = 4.75$  avec  $\omega_n = 19(\text{rad/s})$  et  $t_{rep1(5\%)}$  représentant le temps de réponse de la vitesse du système.

## B.2 Régulateur de flux :

$$K_1 = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r} \quad (\text{B. 7})$$

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur, soit :  $\left(1 + \frac{1}{T_r}\right)$  par  $\left(s + \frac{K_{i\varphi r}}{K_{p\varphi r}}\right)$ , ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{i\varphi r}}{K_{p\varphi r}} = \frac{1}{T_r} \quad (\text{B. 8})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$BO(s) = \frac{K_{p\varphi r} K_1}{s(s + \gamma)} \quad (\text{B. 9})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit maintenant :

$$BF(s) = \frac{1}{1 + \frac{\gamma}{K_{p\varphi r} K_1} s + \frac{1}{K_{p\varphi r} K_1} s^2} \quad (\text{B. 10})$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est la suivante :

$$1 + \frac{\gamma}{K_{p\varphi r} K_1} s + \frac{1}{K_{p\varphi r} K_1} s^2 \quad (\text{B. 11})$$

### B.3 Régulateur de couple

Les équations de découplage permettent d'exprimer  $C_e$  :

$$C_e = \frac{K_2}{(s + \gamma)} v_{qs1} \quad (\text{B. 12})$$

Sachant que :

$$K_2 = \frac{PL_m \varphi_{ref}}{\sigma L_s L_r} \quad (\text{B. 13})$$

Les paramètres du régulateur de couple seront donc dépendants de la consigne de flux  $\varphi_{ref}$ . Compensons le pôle du régulateur, soit  $(s + \gamma)$  par  $\left(\frac{K_{ice}}{K_{pce}} + s\right)$ , ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_{ice}}{K_{pce}} = \gamma \quad (\text{B. 14})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$BO(s) = \frac{K_{pce} K_2}{s} \quad (\text{B. 15})$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1<sup>er</sup> ordre de constante de temps :

$$\tau_2 = \frac{1}{K_{pce} K_2} \quad (\text{B. 16})$$

Or nous avons que pour système de 1<sup>er</sup> ordre, la sortie atteint 63% de sa valeur finale au bout de  $\tau$ , et 95% de sa valeur finale au bout de  $3\tau$ .

Donc, pour un temps de réponse imposé  $t_{rep2(5\%)}$ , la nous obtenons condition suivante :

$$t_{rep2(5\%)} = 3\tau_2 = 3 \frac{1}{K_{pce} K_2} \quad (\text{B. 17})$$

Avec:

$$\gamma = \frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma \cdot T_r} \quad (\text{B. 18})$$

## Annexe C

Les constants de système (3.6) sont définis comme suite :

$$\gamma = \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right), \alpha = \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right), k = \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right), e = \frac{1}{\sigma L_s}, b = R_r \frac{L_m}{L_r},$$
$$c = \frac{R_r}{L_r}, v_{qs} = v_2, v_{ds} = v_1, d = \frac{3}{2} \left( \frac{P^2 L_m}{J L_r} \right).$$

Les gains  $\delta_1$  et  $\delta_2$  sont déterminés de manière à assurer la convergence de l'erreur d'estimation vers zero. par conséquent, ils doivent vérifier les conditions suivantes :

$$\begin{cases} \delta_1 > |e_3|_{max} \\ \delta_2 > |e_4|_{max} \end{cases} \quad (\text{C.1})$$

La dynamique de l'observateur est stable si :

$$\begin{cases} q_1 > 0 \\ 0 \end{cases} \quad q_2 > \quad (\text{C.2})$$