

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique

جامعة قاصدي مرباح ورقلة



Université Kasdi Merbah Ouargla

Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par :

Khali mohammed elhabib

Sahraoui abdelkarim

Thème :

*Commande de la vitesse par mode  
glissant d'un moteur asynchrone*

Soumis au jury composé de :

M<sup>r</sup> Ider Zahir

MAA

Président

UKM  
Ouargla

M <sup>r</sup> Benyoussef Lakhdar	MCA	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
M <sup>me</sup> Bourek yacin	MCA	Examineur	UKM Ouargla

**Année universitaire 2021/2022**

# **Remerciements**

*Nos remerciements vont tout d'abord à Dieu le Tout-Puissant pour nous avoir donné le courage de faire ce travail. Avant tout, pour exprimer notre profonde gratitude à notre encadrant docteur LAKHDAR BEN YOUSSEF.*

*Nous remercions également le président et les membres du jury pour avoir accepté d'examiner ce travail et pour leurs commentaires constructifs. Nous adressons nos remerciements à tous nos amis et collègues avant tout.*

*A ceux de notre promotion soutien moral, leur amitié et leur dévouement inoubliable et précieux et particulièrement indispensable.*

*Enfin, nous tenons à remercier les amis pour leurs encouragements et leur soutien inconditionnel à tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce projet.*

# *Dédicaces*

A ceux qui ont fait de moi ce que je suis et qui sont toujours présents pour me soutenir à tout moment. A tous ceux qui m'ont toujours porté dans leurs cœurs.

A mon cher père. Monsieur Khali Mahmoud pour son orientation.

A ma chère mère pour ça tendresse.

A mes frères et sœurs en témoignage de leur amour, compréhension et de leurs encouragements continus.

Ainsi que mes amis Mohammed ali , Fares , Abd elsamad et Islam Et un grand merci à mon ami et professeur Taki elddin Meriouma

Et à tous ceux qui m'ont encouragé ma vie étudiante.

*HABIB KHALI*

## ***Dédicaces***

A ceux qui ont fait de moi ce que je suis et qui sont toujours présents pour me soutenir à tout moment. A tous ceux qui m'ont toujours porté dans leurs cœurs.

A mon cher père. Monsieur Sahraoui Hachana pour son orientation.

A ma chère mère pour ça tendresse.

A mes frères et sœurs en témoignage de leur amour, compréhension et de leurs encouragements continus.

Ainsi que mes amis, Abbas, Adel, et Zakaria, Oualid.

Et à tous ceux qui m'ont encouragé ma vie estudiantine.

### ***Résumé***

Il y'a plusieurs et différentes techniques des commandes de la machine asynchrone à cage d'écurueil parmi ces méthodes et la plus connue est la commande vectorielle, Cependant, ce dernier contient beaucoup des inconvénients lors de fonctionnement et son réponse temporelle à le changement brusque de la charge en temps réel. L'objectif principal est la réalisation d'une nouvelle commande robuste par mode glissant qui améliore les performances de cette machine.

### ***Abstract***

there are several and different control techniques of the squirrel-cage induction machine among these methods and the best known is the vector control, however, the latter contains many disadvantages during operation and its temporal response to the sudden change real-time load. the main objective is the realization of a new robust control by sliding mode which improves the performances of this machine.

### ***ملخص***

هناك العديد من تقنيات التحكم في آلة الحث من نوع قفص السنجاب من بين هذه الطرق وأشهرها هو التحكم الشعاعي ، ومع ذلك ، فإن هذه الأخيرة تحتوي على العديد من العيوب أثناء التشغيل واثناء استجابتها الزمنية للتغير المفاجئ في الحمل في الوقت الحقيقي. الهدف الرئيسي من الدراسة هو تحقيق تحكم قوي جديد من خلال الوضع

## Sommaire

<i>Remerciements</i>	I
<i>Dédicaces</i>	II
<i>Résumé</i>	IV
<i>Sommaire</i>	V
<i>Liste des figures</i>	VII
<i>Liste des symboles</i>	VIII
<i>Acronyms</i>	IX
Introduction générale	X

## CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I	Introduction	1
I.1	Généralités sur la machine asynchrone	1
I.1.1	Stator	2
I.1.2	Rotor	2
I.2	Principe de fonctionnement	4
I.3	Hypothèses de simplifications	4
I.4	Modèle dynamique de la machine asynchrone	5
I.5	Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park (d, q)	6

I.5.1	Transformation de Park	6
I.5.2	Équation de tension dans le référentiel de Park	8
I.5.3	Équations de flux en coordonnées de Park	9
I.5.4	Équations des puissances dans le référentiel de Park	9
I.5.5	Équations du couple électromagnétique dans le référentiel de Park	9
<b>I.6</b>	<b>Choix du référentiel (d, q)</b>	<b>9</b>
I.6.1	Référentiel lié au stator	9
I.6.2	Référentiel lié au rotor	10
I.6.3	Référentiel lié au champ tournant	10
<b>I.7</b>	<b>Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone alimentée en tension</b>	<b>10</b>
<b>I.8</b>	<b>Simulation de la machine asynchrone</b>	<b>11</b>
<b>I.9</b>	<b>Simulation de la MAS</b>	<b>11</b>
<b>I.10</b>	<b>Interprétation des résultats de simulation</b>	<b>13</b>
<b>Conclusion</b>		<b>13</b>

## *CHAPITRE II : MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE*

<b>II</b>	<b>Introduction</b>	<b>14</b>
II.1	Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes	15
II.2	Modélisation du filtre	16
II.3	Modélisation de l'onduleur de tension	18
II.4	Commande de l'onduleur de tension	20
II.4.1	La technique de commande par MLI	20
<b>Conclusion</b>		<b>23</b>

## *CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE*

<b>III</b>	<b>Introduction</b>	<b>25</b>
III.1	Commande vectorielle à flux rotorique orienté	25
III.2	Types de la commande vectorielle	26
III.2.1	Commande vectorielle directe	26
III.2.2	Commande vectorielle indirecte	26
III.3	Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	26
III.3.1	Découplage par compensation :	27
III.3.2	Détermination de $\varphi_r$ et $\omega_s$ :	28
III.4	Conception des régulateurs	29
III.4.2	Caractéristiques des régulateurs	30
III.4.3	Régulation de la vitesse	30
III.4.4	Régulation de courant statorique ( <b>Isd</b> )	31



III.4.5	Régulateur du flux rotorique	31
III.5	Résultants de simulation	32
<b>Conclusion</b>		<b>36</b>

## *CHAPITRE IV : Réglage par mode de glissant*

<b>IV</b>	<b>Introduction</b>	<b>37</b>
IV.1	Bases mathématiques de la commande à structure variable	38
IV.2	Condition pour l'existence du mode de glissant	38
IV.3	Choix de la surface de glissement	39
IV.4	Conditions de convergence	40
IV.5	Détermination de la loi de commande	41
IV.5.1	La commande équivalente	41
IV.5.2	La commande discontinue de base	42
IV.6	Application du réglage mode de glissant sur MAS	42
IV.7	Simulation et interprétation des résultats	44
IV.8	IV.7. Comparaison entre les commandes vectorielle et commandes par mode glissant	48
<b>Conclusion</b>		<b>49</b>
<b>Conclusion générale</b>		<b>XII</b>
<b>ANNEXE</b>		<b>XIII</b>
<b>Bibliographie</b>		<b>XIV</b>

## *Liste des figures*

Figure I 1	stator	2
Figure I 2	Rotor à cage d'écurueil	3
Figure I 3	Axes de repères (abc) machine asynchrone	5
Figure I 4	Axes de repères (d,q)	7
Figure I 5	simulation de la MAS	12
Figure I 6	Résultats de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec de charge à l'instant t=3s.	12
Figure II 1	Schéma de principe de l'association convertisseur – machine	14
Figure II 2	Redresseur triphasé à diodes double alternance	15
Figure II 3	représentation de la tension redressée	16
Figure II 4	représentation d'un filtre passe bas	16
Figure II 5	Schémas représente la tension filtrée	17
Figure II 6	onduleurs de tension triphasé à deux niveaux	18
Figure II 7	schéma de principe de la MLI sinus-triangle	21

Figure II 8 Tensions de références et de porteuse pour l'onduleur à deux niveaux.....	22
Figure II 9 simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec de charge à l'instant $t=3s$ -onduleur à 2N.....	22
Figure II 10 Résultats de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec une Variation de charge à l'instant $t=3s$ -onduleur à 2N.....	23
Figure III 1 Orientation du flux rotorique.....	25
Figure III 2 Schéma bloc globale de la commande vectorielle directe appliqué à la MAS.....	29
Figure III 3 Représentation de la commande par PI.....	29
Figure III 4 Schéma de simulation.....	32
Figure IV 1 Existence du mode de glissement.....	38
Figure IV 2 Linéarisation exacte de l'écart.....	40
Figure IV 3 Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....	41
Figure IV 4 Interprétation de $U_{eq}$ .....	41
Figure IV 5 Définition de la fonction signe.....	42
Figure IV 6 : simulation de la commande par mode glissant de la MAS.....	44

## **Liste des symboles**

- $V_{as}, V_{bs}$  et  $V_{cs}$  : Tensions statoriques
- $V_{ar}, V_{br}$  et  $V_{cr}$  : Tensions rotoriques.
- $i_{as}, i_{bs}$  et  $i_{cs}$  : Courants statoriques.
- $i_{ar}, i_{br}$  et  $i_{cr}$  : Courants rotoriques.
- $\varphi_{as}, \varphi_{bs}$  et  $\varphi_{cs}$  : Flux statoriques.
- $\varphi_{ar}, \varphi_{br}$  et  $\varphi_{cr}$  : Flux rotoriques.
- $R_s$  et  $R_r$  : Résistances respectives des bobinages statorique et rotorique.
- $L_s$  et  $L_r$  : Inductances cycliques respectives des bobinages statorique et rotorique.
- $M$  : L'inductance mutuelle.
- $X_a, X_b, X_c$  : sont les valeurs instantanées des grandeurs triphasées
- $X_d, X_q$  : sont les valeurs instantanées des grandeurs biphasées ;
- $X_0$  : La composante homopolaire ;
- $[ ]$  : est la matrice directe de Park ;
- $[ ]$  : est la matrice inverse de Park.
- $[ ]$  : Tension statorique dans le repère de Park.
- $[ ]$  : Courant statorique dans le repère de Park.
- $[ ]$  : Flux statorique dans le repère de Park.
- $[ ]$  : Tension rotorique dans le repère de Park.

$[i]$	: Courant rotorique dans le repère de Park.
$[\psi]$	: Flux rotorique dans le repère de Park.
$L_s = L_m + l_s$	: L'inductance propre d'une phase statorique.
$L_r = L_m + l_r$	: L'inductance propre d'une phase rotorique.
$l_s, l_r$	: L'inductance cyclique des fuites.
$L_m$	: L'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor sur l'axe d.
$\sigma$	: Coefficient de dispersion total.
$T_s$	: Constante de temps statorique et rotorique.
$V_s$	: Valeur efficace de tension
$\omega_s$	: Pulsation d'alimentation
$x$	: Vecteur d'état
$f$	: Vecteur de fonctions de $x$ et $t$
$B$	: (Matrice de fonctions de $x$ et $t$ (une matrice $n \times m$ ))
$u$	: Vecteur de commande
$F$	: Représente des fonctions continues par morceaux, ayant des discontinuités sur une Surface $S$ .
$e(x)$	: Écart de la variable à régler.
$\lambda$	: une constante positive (Gain).
$r$	: degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande

## ***Acronyms***

MAS	: Machine Asynchrone
FOC	: Field Orient Control
PI	: Régulateur Proportionnel Intégral
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor
GTO	: Gate Turn Off

# *Introduction Générale*

## Introduction générale

La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Ses principaux avantages résident dans l'absence de bobinage rotorique (machine à cage), structure simple, robuste et facile à construire. Son domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts, reliée directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, elle tourne à vitesse peu inférieure de la vitesse du synchronisme on dit alors qu'il y a glissement.

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

La commande vectorielle constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant, sa plage s'étend des petites puissances jusqu'aux entraînements de grandes puissances. Elle est l'évolution du contrôle scalaire tout en maintenant ses performances en régimes transitoires. La grande différence entre ces deux stratégies de commande, réside dans le fait que pour un contrôle vectoriel les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, la dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance paramétrique.

De nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent en plus des perturbations extérieures, des non linéarités et des erreurs paramétriques. Le recours à des algorithmes de commande robuste est donc souhaitable aussi bien en stabilisation qu'en poursuite de trajectoire.

Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations : augmentation de la fréquence de commutation, commande continue dans une bande autour de la variété de glissement ou décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et une commande discontinue de haute fréquence.[1]

Ainsi donc ce mémoire est organisé comme suit :

Dans la première partie du premier chapitre, on donnera la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés.

Dans le deuxième chapitre on présente, les fondements de la partie de l'alimentation du moteur asynchrone et les principes lois de commande par l'onduleur essentiellement

Dans le troisième chapitre nous appliquerons la commande vectorielle au moteur asynchrone et nous y travaillerons une série de tests pour montrer sa force.

Dans le dernier chapitre nous appliquerons la commande par mode glissant à un moteur asynchrone et nous lui appliquerons également une série de tests, où nous pourrons faire une comparaison avec les résultats obtenus en commande vectorielle enfin ce mémoire sera complété par un conclusion général montrant les résultats obtenus et des discussions pour la clarification de comparaison.

# *CHAPITRE I*

## *Modélisation de la machine*

## I Introduction

Pour la modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS) on est obligé de donner de manière explicite le modèle mathématique de la machine asynchrone (Equations électriques et mécaniques) dans son référentiel triphasé. Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de PARK. Cette transformation modélise la MAS dans un nouveau référentiel, biphasé cette fois.

Dans un dernier lieu, on donnera la simulation numérique des différentes grandeurs de la MAS [1].

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans Les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent [2].

La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps [3]. Dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation par transformation de Park qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse [4].

Dans ce chapitre nous nous intéresserons à la modélisation de la machine asynchrone par :

- o La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices.
- o La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park.
- o La mise sous forme d'équation d'état.

### I.1 Généralités sur la machine asynchrone

Les machines asynchrones sont les machines à courant alternatif les plus répandues. On les utilise dans de nombreux dispositifs domestiques (machines à laver, sèche-linge,



Tondeuse électrique...etc.). Le principal avantage de ces machines est leur faible coût de fabrication et leur grande robustesse. L'organisation d'une machine asynchrone triphasée est montrée sur la[5]

### 1.1.1 Stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (figure 1.2). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines.

Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique.



Figure 1.1 stator.

## I.1.2 Rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des machines asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cage d'écureuil.

### a. Rotor bobiné

Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statorique (insertion des enroulements dans les encoches rotoriques). Les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dit "de court-circuit", eux aussi fabriqués en cuivre ou en aluminium.

### b. Rotor à cage

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotoriques) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (figure I.3). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettés dans les tôles du rotor. Il n'y a pas généralement, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques

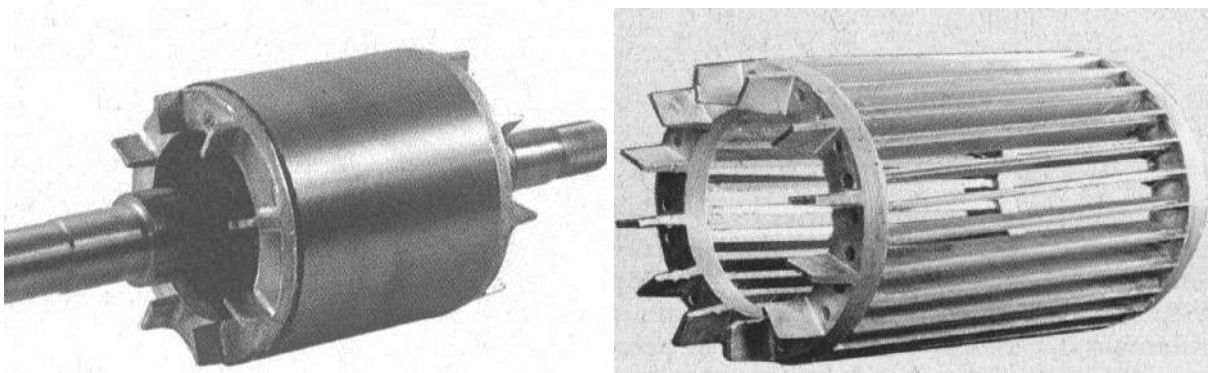


Figure I 2 Rotor à cage d'écureuil.

et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre [6]. Le moteur à cage d'écurueil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné, de ce fait son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones actuellement en service [7].

Tableau I 1 Comparaison entre le rotor a cage et le rotor bobiné.

Rotor a cage	Rotor bobiné
Petite p et i de démarrage	Grande p et i de démarrage
Solide	Solide

## I.2 Principe de fonctionnement

Le stator crée un champ tournant au synchronisme  $\Omega_s = \omega/p$  (en rad/s).

Avec  $\omega$  est la pulsation propre et p le nombre de pair de pôle de la machine, qui induit au rotor un système triphasé de courants, créant à leur tour un champ tournant à  $\Omega_r$ .

Le champ tournant résultant (du stator et du rotor) et les courants triphasés génèrent un couple électromagnétique qui entraîne le rotor à une vitesse  $\Omega_r < \Omega_s$  (loi de Lenz). On change le sens de rotation en permutant deux phases.

Il existe une différence entre la vitesse de rotation du rotor et la vitesse de synchronisme de laquelle découle la notion de glissement dans la machine asynchrone et qui présente sa principale caractéristique. Il est défini par la relation suivante :

$$g = (\Omega_s - \Omega_r) / \Omega_s \quad \text{ou} \quad g = (n_s - n) / n_s$$

Avec :

$\Omega_s$  et  $n_s$  sont les vitesses de synchronisme en rad/s et en trs/min respectivement.

$\Omega_r$  et  $n$  sont les vitesses du rotor en rad/s et en trs/min respectivement

### I.3 Hypothèses de simplificatrices

Pour cette mise en équation, nous supposons que :

- o Le bobinage est réparti de manière à donner une fmm sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- o Nous supposerons également que nous travaillons en régime non saturé.
- o Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.

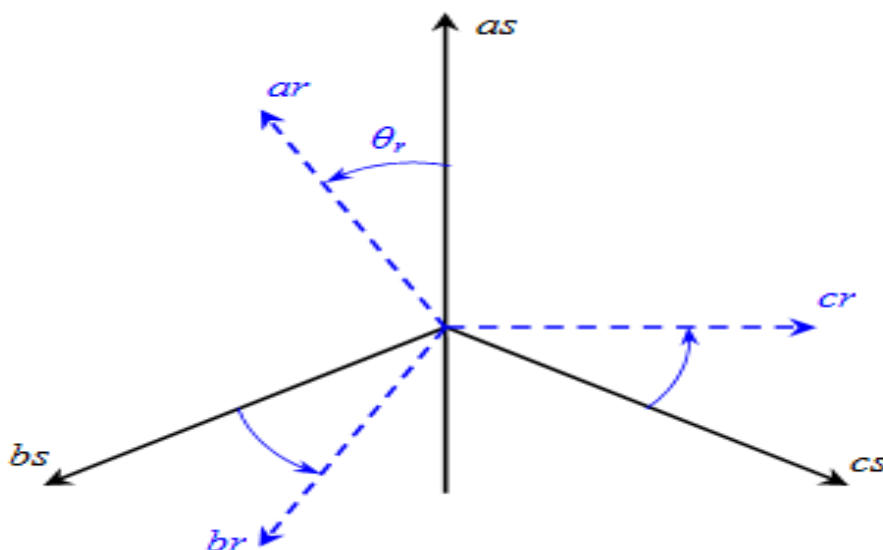
Enfin,

- o Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié. Ces choix signifient entre autres que :
- o Les flux sont additifs,
- o Les inductances propres sont constantes, il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

### I.4 Modèle dynamique de la machine asynchrone

Dans le

repère



classique il y a trois axes ( $a_s, b_s, c_s$ ) orientés suivant les axes des trois enroulements statoriques de la machine. D'habitude, l'axe  $a_s$  est considéré comme référence pour les transformations ultérieures. Comme les stators des machines asynchrones et synchrones sont pareils, les repères statoriques pour les deux types de machine sont identiques [8]. Quant aux rotors, on a toujours trois axes ( $a_r, b_r, c_r$ ) correspondant aux trois enroulements rotoriques) pour la machine asynchrone (MAS).

Figure 1.3 Axes de repères ( $abc$ ) machine asynchrone.

En adoptant le fonctionnement moteur de la machine, les tensions aux bornes des enroulements statoriques et rotoriques sont exprimées en fonction des courants et des variations des flux totaux qui les traversent selon les lois fondamentales de Kirchhoff et Faraday comme suit :

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

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [R_s] \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Et pour le rotor (à cage) en court-circuit, donc tensions rotoriques nulles :

$$[V_{abcr}] = [R_r] \cdot [i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcr}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = [R_r] \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Les flux totaux traversant chaque enroulement sont exprimés en fonction des différents courants par :

Les flux statoriques :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Les flux rotoriques :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = L_r \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Avec :

## 1.5 Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park (d, q)

### 1.5.1 Transformation de Park

La transformation de Park permet d'obtenir une représentation biphasée équivalente de la machine. Le système de coordonnées abc est transformé en système de coordonnées orthogonales tournant (d, q) ; voir figure (2.2).

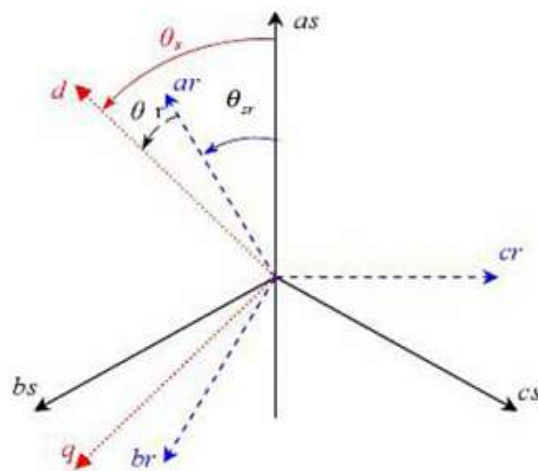


Figure 1.4 Axes de repères (d,q)

Les trois enroulements du stator peuvent être remplacés par deux enroulements fictifs à  $\pi/2$  dans l'espace et alimentés par des courants à  $\pi/2$  dans le temps. Les deux enroulements virtuels sont disposés sur les axes  $d$  et  $q$ .

Les trois enroulements rotoriques peuvent aussi être remplacés par deux enroulements fictifs disposés sur le même repère ( $d, q$ ). Ayant toujours l'axe  $a$  comme référence, on définit les angles ( $\theta_s, \theta_r$  et  $\theta_{sr}$ ) comme dans la figure (2.2).

( $\theta$ ) : L'angle entre l'axe  $d$  et l'axe de référence dans le système triphasé ( $\theta_s$  pour les grandeurs statorique et  $\theta_r$  pour les grandeurs rotorique).

L'angle  $\theta_{sr}$  donne la position du rotor par rapport au stator.

Pour passer du système triphasé  $abc$  au système biphasé ( $d, q$ ) et réciproquement, il faut utiliser les transformations de Park.

Alors :

Le passage du repère fixe  $abc$  vers le repère tournant  $dq$  se fait par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Et le passage du repère tournant  $dq$  vers le repère fixe  $abc$  se fait par :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Où :

$$[ ] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$[ ] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$\sqrt{\frac{2}{3}}$ : est facteur pour conserver la puissance électrique instantanée.

Le système  $(d, q)$  sera utilisé dans la commande vectorielle des machines électriques. Dans le système  $(d, q)$ , les grandeurs électriques sont de types continus, ce qui donne la possibilité de faire une commande similaire à la commande des machines à courant continu .

Au stator :

$$[ ] = [ ] + \frac{d}{dt}[ ] + [ ] \theta_s \quad (I.11)$$

Au rotor :

$$[ ] = [ ] + \frac{d}{dt}[ ] + [ ] \theta_r \quad (I.12)$$

Avec :

$$[ ] = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (I.13)$$

### I.5.2 Équation de tension dans le référentiel de Park

D'après les équations (I.11) et (I.12) et en négligeant la composante homopolaire (cas d'un système de tensions équilibrées) les équations de tensions deviennent :

Au stator :



$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \varphi_{qs} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \varphi_{ds} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \end{cases} \quad (I.14)$$

Vu que le rotor est court circuité on aura :

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \varphi_{qr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \varphi_{dr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \end{cases} \quad (I.15)$$

### 1.5.3 Équations de flux en coordonnées de Park

Cependant, c'est au niveau de l'écriture des flux que ça devient intéressant. Le système matriciel de flux peut également s'écrire sous la forme suivante :

Au stator :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{cases} \quad (I.16)$$

Au rotor :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \varphi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \end{cases} \quad (I.17)$$

### 1.5.4 Équations des puissances dans le référentiel de Park

La puissance actives et réactives statoriques et rotoriques s'expriment par :

Au stator :

$$\begin{cases} P_s = V_{ds} \cdot i_{ds} + V_{qs} \cdot i_{qs} \\ Q_s = V_{qs} \cdot i_{ds} - V_{ds} \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (I.18)$$

Au rotor :

$$\begin{cases} P_r = V_{dr} \cdot i_{dr} + V_{qr} \cdot i_{qr} \\ Q_r = V_{qr} \cdot i_{dr} - V_{dr} \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (I.19)$$

### 1.5.5 Équations du couple électromagnétique dans le référentiel de Park

L'expression du couple électromagnétique développé par la machine sera :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot i_{qs} + \varphi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (I.20)$$

## 1.6 Choix du référentiel (d, q)

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère  $(d, q)$  qui fait un angle électrique  $\theta_s$  avec le stator et qui fait également un angle électrique  $\theta_r$  avec le rotor mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qu'il est libre.

### 1.6.1 Référentiel lié au stator

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études de variation de la vitesse de rotation. Dans ces conditions, nous avons [9] :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad (1.21)$$

### 1.6.2 Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante.

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (1.22)$$

### 1.6.3 Référentiel lié au champ tournant

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

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad (1.23)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_m \quad (1.24)$$

## 1.7 Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone alimentée en tension

En considérant d'une part, les tensions statoriques  $(V_{ds}, V_{qs})$ , et la pulsation  $\omega_s$  comme variables de commande et d'autre part, les courants statorique  $(I_{ds}, I_{qs})$ , les flux rotoriques  $(\phi_{dr}, \phi_{qr})$  et la vitesse mécanique  $\Omega_r$  comme variables d'état, la représentation d'état du modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère lié au champ

tournant sera donnée par la forme matricielle suivante :

$$[X] = [A][X] + [B][U]$$

Avec :

(1.25)

$$[X] = [i_{sa} \ i_{s\beta} \ \Phi_{ra} \ \Phi_{r\beta}]^t \text{ et } [U] = [V_{sa} \ V_{s\beta}]^t$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} R_{sm} & \omega_s & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} R_{sm} & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$R_{sm} = R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{\sigma L_s L_r}$$

Dans ce cas, l'équation mécanique s'écrira comme :

Avec :

$$\frac{d}{dx} \Omega_r = \frac{1}{J} \left( \frac{PL_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) - C_r - f_r \Omega_r \right) \quad (1.26)$$

$C_r$  : étant le couple résistant lequel est considéré comme une grandeur de perturbation externe

La combinaison des équations précédentes nous permet d'aboutir au système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}\right) i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{dr} + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} + V_{ds} \right] \\
 \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}\right) i_{qs} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{qr} + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} + V_{qs} \right] \\
 \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\
 \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \\
 C_{em} = \frac{PL_m}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \\
 \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} C_{em} - \frac{C_r}{J} - \frac{K}{J} \Omega_r
 \end{array} \right. \quad (1.27)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

## 1.8 Simulation de la machine asynchrone

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

$$\left\{ \begin{array}{l}
 V_{sa} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t) \\
 V_{sb} = \sqrt{2} V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{2}\right) \\
 V_{sc} = \sqrt{2} V_s \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{2}\right)
 \end{array} \right. \quad (1.28)$$

## 1.9 Simulation de la MAS

Les résultats de simulation donnés par la figure (1.6) représentent les grandeurs fondamentales de la machine asynchrone à savoir : la vitesse rotorique, le couple électromagnétique, le courant statorique et le flux rotorique.

La simulation a été réalisée pour un démarrage à vide suivi par une variation de charge à l'instant  $t=3s$ .

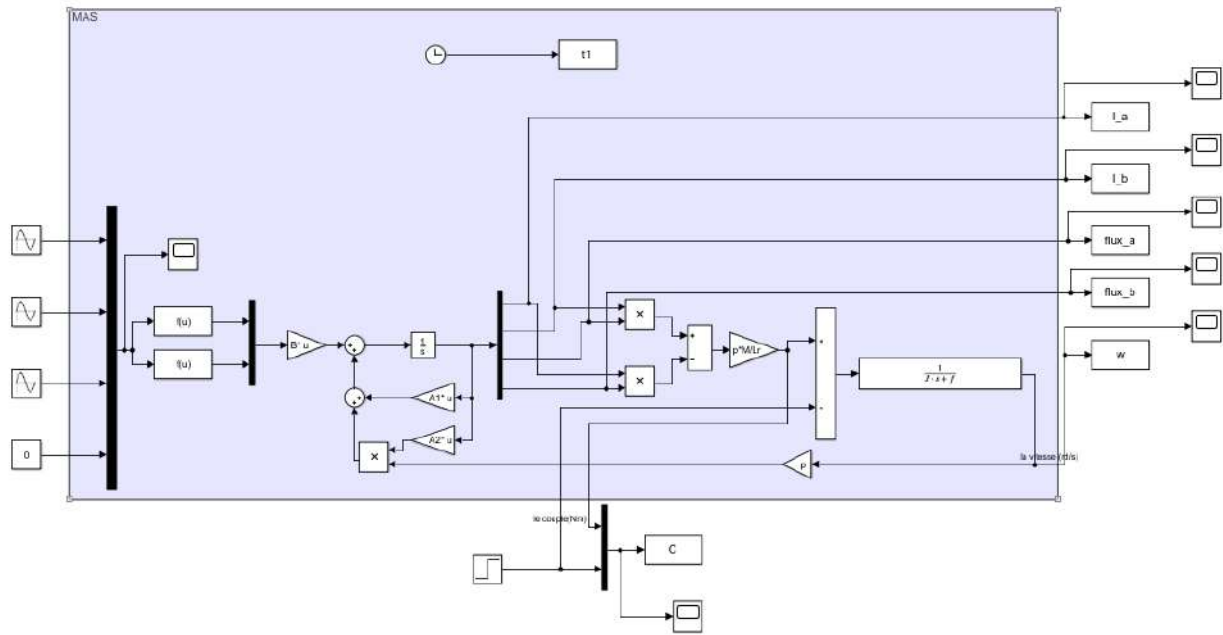


Figure 15 simulation de la MAS

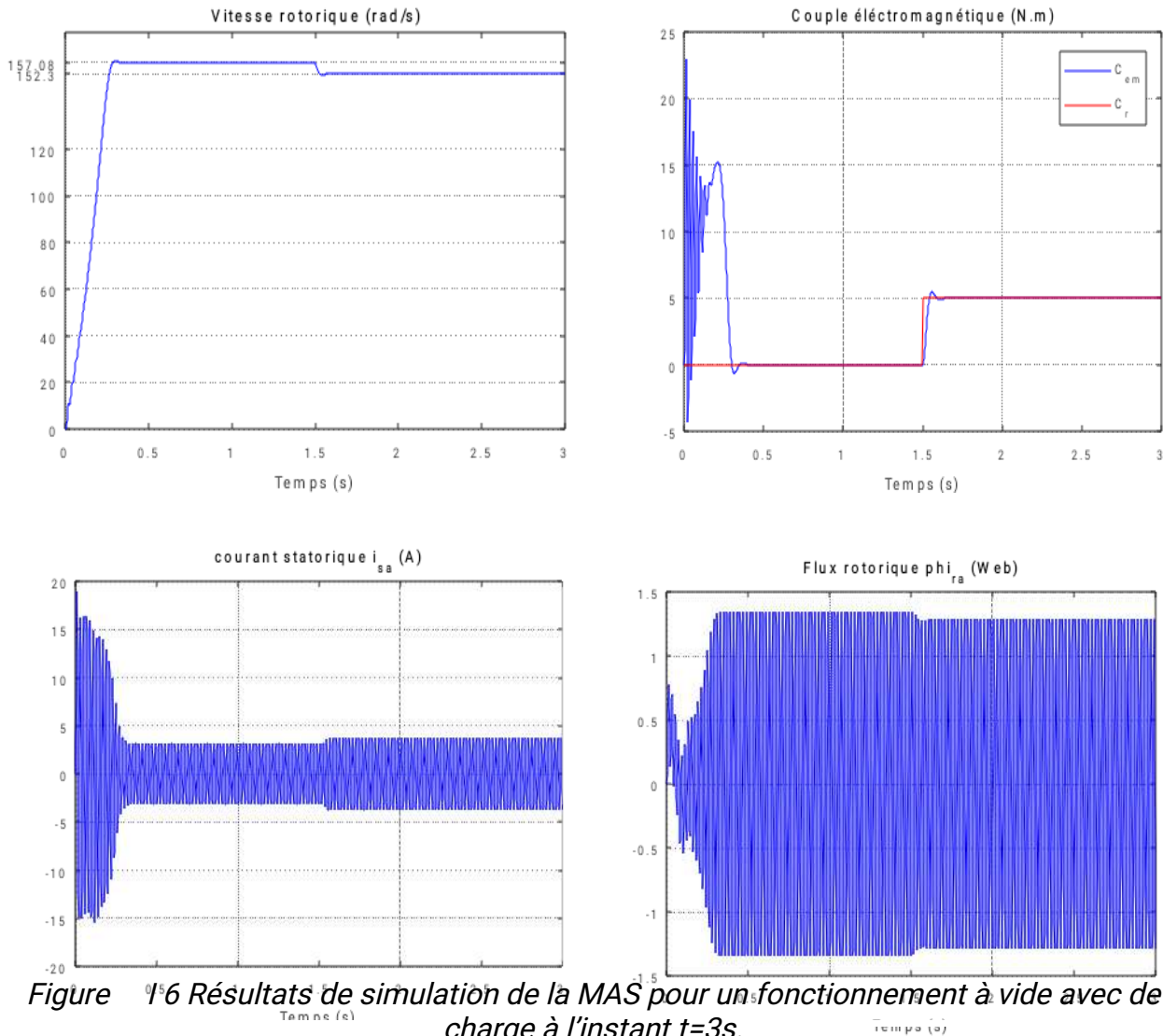


Figure 1.6 Résultats de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec de charge à l'instant  $t=3s$ .

### 1.10 Interprétation des résultats de simulation

Les courbes de la figure (1.6) représentent les résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée en tension. Lors de début du démarrage on remarque un fort appel des courants statoriques afin de produire le couple électromagnétique, ce dernier explique le bruit engendré dans la partie mécanique, on remarque aussi que la vitesse augmente de façon linéaire jusqu'à la valeur du synchronisme.

Qu'on applique d'une charge nominale, on remarque fort appel des courants ces derniers développent le couple électromagnétique jusqu'à sa valeur nominale à ce moment la vitesse est diminué.

## **Conclusion**

Dans ce premier chapitre, on a représenté la modélisation et la simulation d'une machine asynchrone en boucle ouverte . Ce type de machine s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction ; par contre son modèle est fortement non linéaire. Le processus de démarrage du moteur a été modélisé et simulé à vide et en charge. Les résultats obtenus démontrent les valeurs logiques presque réelles.

De point de vu de simulation, on peut constater que la charge joue un rôle effectif pour la machine à cause de la diminution de vitesse qu'elle résulte.

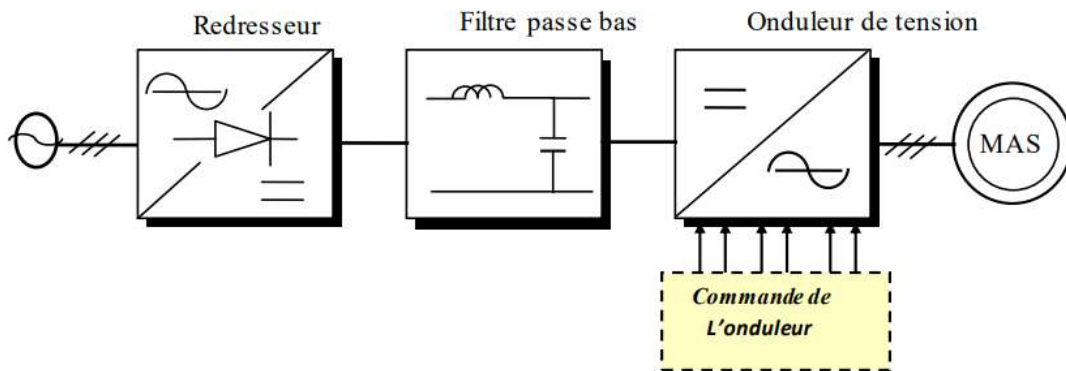
# *CHAPITRE II*

## *Modélisation de l'alimentation de la MAS*



## II Introduction

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la Fig.II.1 sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. L'alimentation continue de l'onduleur est fournie à partir du secteur (220V/380V) via un redresseur à diodes et un



filtre LC [1].

Le *Figure II 1 Schéma de principe de l'association convertisseur – machine* moteur asynchrone utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesses variables, nécessite une alimentation qui doit fournir l'énergie électrique au moteur et la récupérer en cas de freinage. Cette alimentation est assurée par un onduleur de tension. L'onduleur de tension est un convertisseur statique permettant la transformation d'une tension continue en une ou des tensions alternatives, il est tributaire des caractéristiques de la source continue et de la charge entre lesquelles il est inséré.

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine de son alimentation et de la commande de l'ensemble [2].

Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit

nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.

- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constantes.

## II.1 Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continue » [3], Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative

Ce type de redresseur comporte trois diodes à cathode commune ( $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$ ) assurant l'aller du courant  $I_d$ , et trois diodes à anode commune ( $D'_1$ ,  $D'_2$  et  $D'_3$ ) assurant le retour du courant  $I_d$ . Il est schématisé par la figure (FigII.2) :

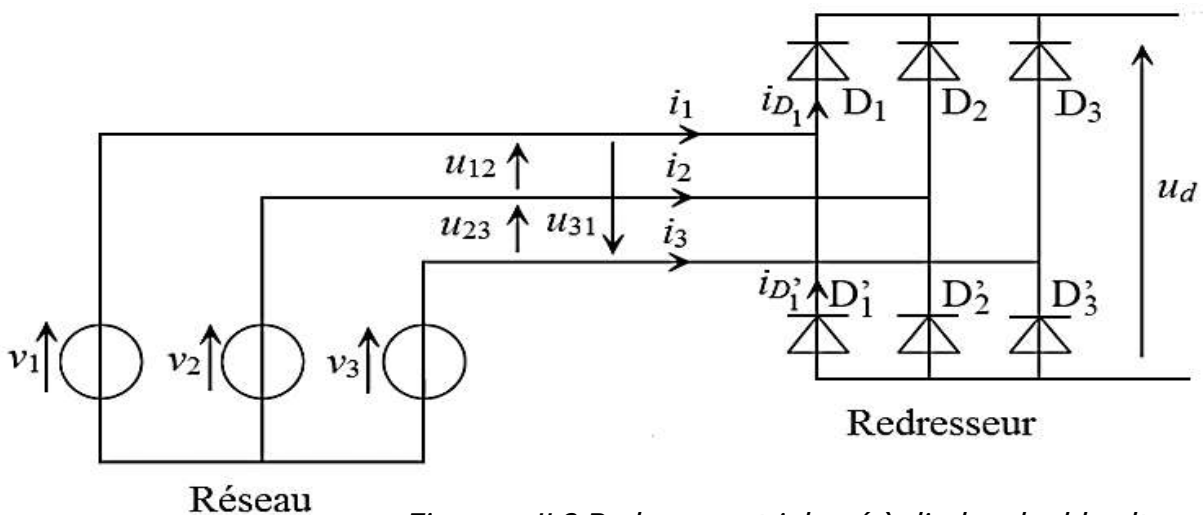


Figure II 2 Redresseur triphasé à diodes double alternance

Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_1(t) = V_{\max} \sin(\omega_s t) \\ V_2(t) = V_{\max} \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{2}) \\ V_3(t) = V_{\max} \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{2}) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

La tension redressée à la sortie de redresseur est :

$$U_d(t) = \max[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] - \min[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] \quad (\text{II.2})$$

Sa valeur moyenne est donnée par :

$$\overline{U_d} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{\max} \quad (\text{II.3})$$

Et son taux d'ondulation est donnée par :

$$\tau\% = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2U_d} = 4\% \quad (\text{II.4})$$

La tension redressée aura la forme schématisée par la figure (FigII.3) :

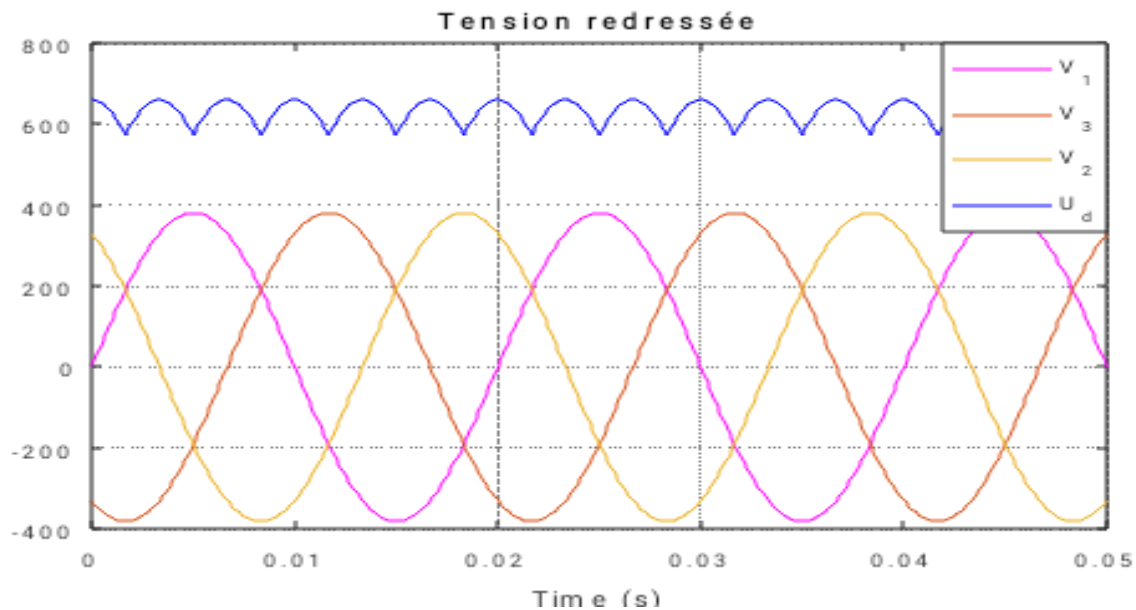


Figure II 3 représentation de la tension redressée

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtre pour diminuer ces ondulations.

## II.2 Modélisation du filtre

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe

bas ( $L_f C_f$ ), schématisé par la figure (FigII.4) :

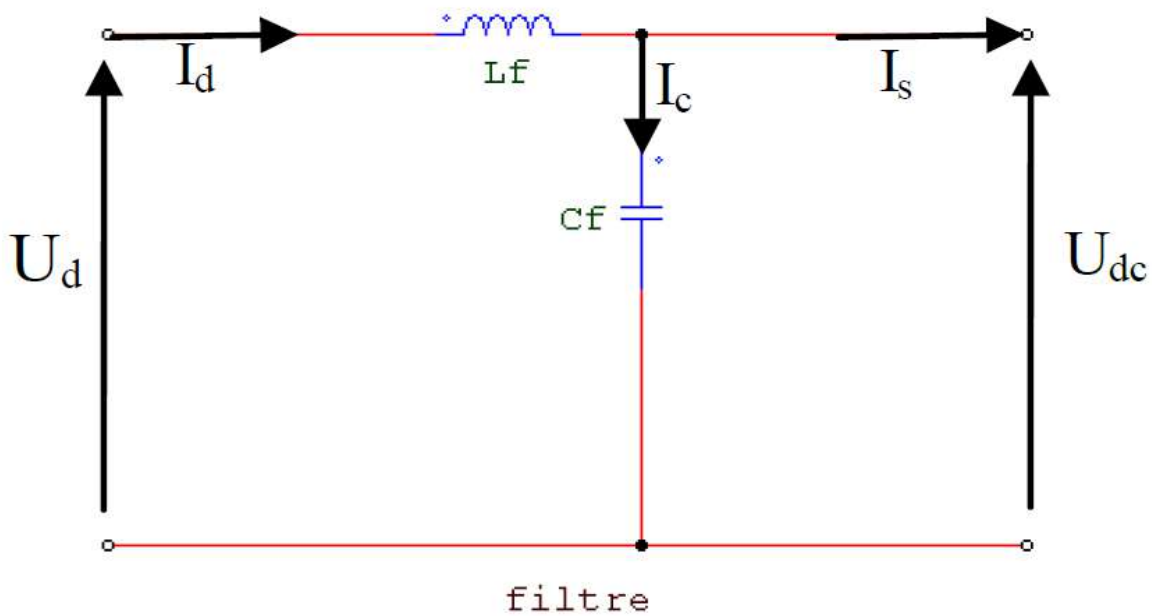


Figure II 4 représentation d'un filtre passe bas

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (II.5)$$

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

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{1 + (s\sqrt{L_f C_f})^2} \quad (II.6)$$

Le rôle de la capacité  $C_f$  est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance  $L_f$  est de lisser le courant  $I_d$ . Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (II.7)$$

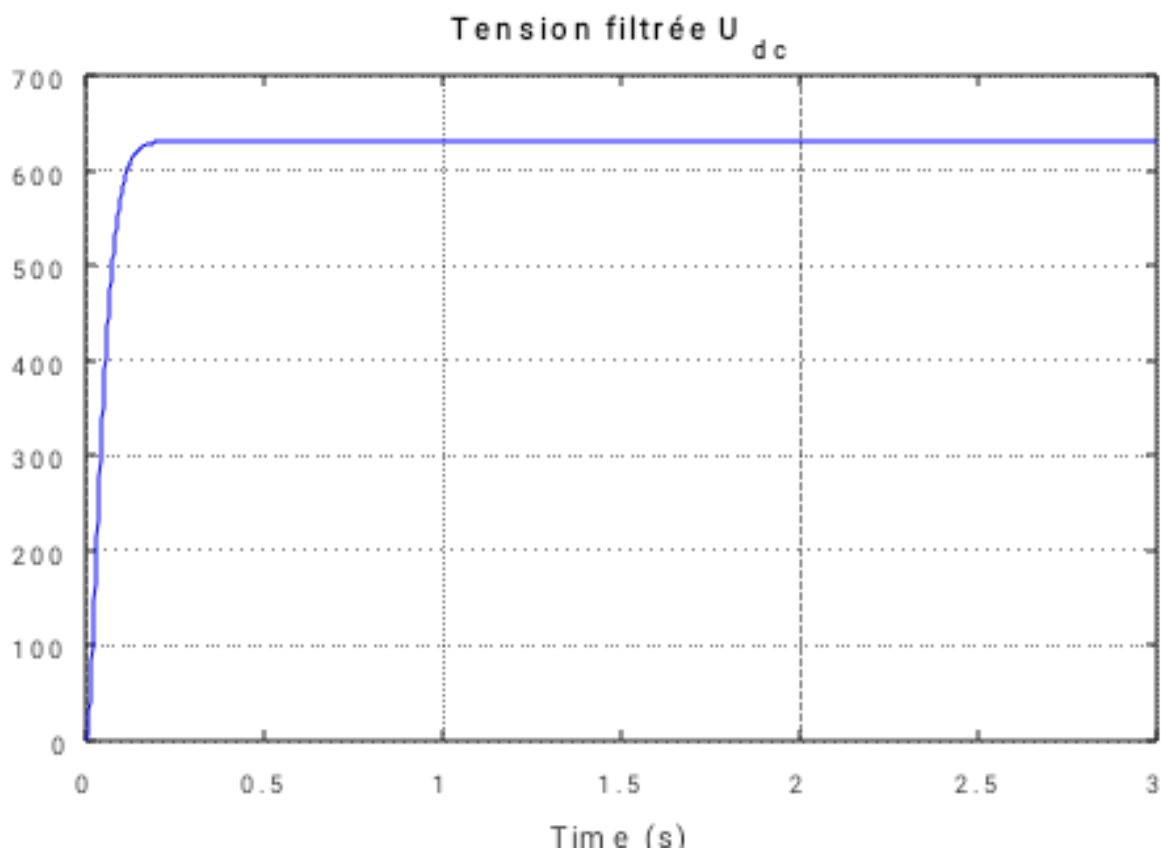


Figure II 5 Schémas représente la tension filtrée

### II.3 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur est le plus souvent commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), c'est-à-dire, qu'au lieu de former chaque alternance des tensions de sortie d'un seul créneau rectangulaire, on la forme d'une succession de créneau de largeurs convenables [4]

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors MOSFET, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible. Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors MOSFET mais d'avantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors IGBT sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors GTO commutent très lentement les grandes puissances. Ces composants indiqués sont du type commandable à l'ouverture et à la

fermeture ; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique [5].

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la (Fig. II.6). Chaque groupe transistor-diode assemblé en antiparallèle forme un interrupteur bi commandable à l'ouverture et à la fermeture dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation.

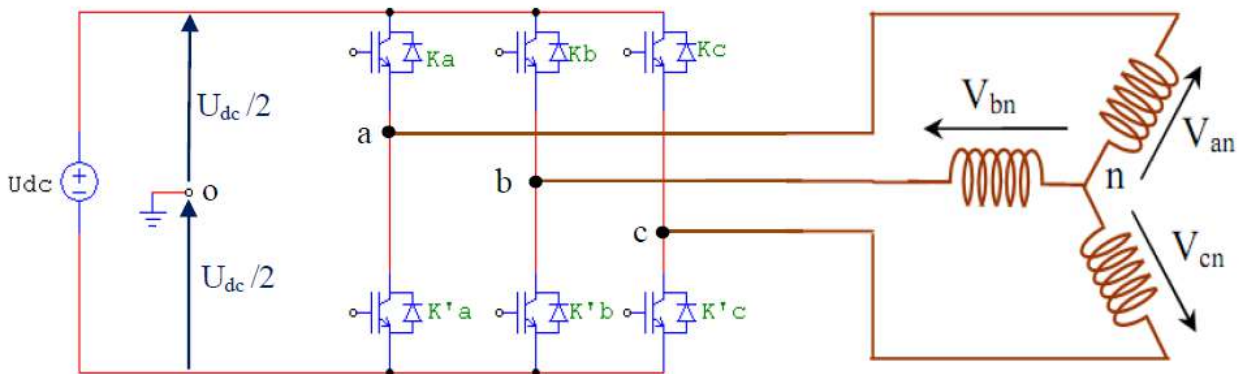


Figure II 6 onduleurs de tension triphasé à deux niveaux

Les couples d'interrupteurs  $(K_a \text{ et } K'_a)$ ,  $(K_b \text{ et } K'_b)$ ,  $(K_c \text{ et } K'_c)$  doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les six diodes antiparallèles sont des diodes de roue libre assurant la protection des transistors [2]. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne :

$S_{a,b,c} = 1$ : Interrupteur du demi-bras **haut** (a, b ou c) fermé.

$S_{a,b,c} = 0$ : Interrupteur du demi-bras **bas** (a, b ou c) fermé.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Les tensions composées  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$  et  $U_{ca}$  sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{a0} + V_{b0} \\ U_{bc} = V_{b0} + V_{c0} \\ U_{ca} = V_{c0} + V_{a0} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Tel que  $V_{a0}$ ,  $V_{b0}$  et  $V_{c0}$  sont les tensions d'entrée de l'onduleur. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « 0 » d'un diviseur fictif d'entrée

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (II.9)$$

Sachant que :

$V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  sont les tensions simples de la machine. Et  $V_{n0}$  est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif « 0 ».

$$\text{Soit : } V_{j0} = V_j - V_0 = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2} & \text{si } K_j \text{ fermé } (S_j=1) \\ -\frac{U_{dc}}{2} & \text{si } K_j' \text{ fermé } (S_j=0) \end{cases} \quad j=a;b;c \quad (II.10)$$

Le système  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  étant équilibré, donc :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (II.11)$$

La substitution de (II-11) dans (II-9) aboutit à :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) \quad (II.12)$$

En remplaçant (II.12) dans (II.9) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (II.13)$$

L'équation (II-12) peut être réécrite se forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad \text{soit } [V_{jn}] = [T][V_{jo}] \quad (II.14)$$

Nous avons exprimé  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  considérées comme des tensions de sortie de l'onduleur en fonction de  $V_{a0}$ ,  $V_{b0}$  et  $V_{c0}$  comme tensions d'entrée, et par conséquent la modélisation de l'onduleur par la matrice [T].

En substituant les valeurs de  $V_{jo}$  de (II.10) dans le système (II.14) on obtient les tensions aux bornes de la charge en fonction des valeurs booléennes des états des interrupteurs :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} ; \quad [V_{jn}] = U_{dc} [T][S_j] \quad (II.15)$$

## II.4 Commande de l'onduleur de tension

L'objectif de la commande de l'onduleur de tension consiste, à envoyer des séquences d'amorçage et de blocage aux semi-conducteurs de l'onduleur. Les modalités d'implantation et les principes utilisés pour déterminer les instants de commande sont très variés. Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont :

- La commande par hysteresis,
- La commande par modulation de largeur d'impulsion ML).

### II.4.1 La technique de commande par MLI

La modulation de largeur d'impulsions consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former une succession de créneaux de largeurs convenables.

La MLI utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence  $f_m$  appelé modulante, et un signal triangulaire de haut fréquence  $f_p$  appelé la porteuse, afin de déterminer les instants de commutation.

Les paramètres essentiels de la MLI sont [6] :

- L'indice de modulation  $m$  égal au rapport de la fréquence de la porteuse à la fréquence du modulante.  $m = \frac{f_p}{f_m}$
- Le coefficient de réglage en tension  $r$  égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence ( $V_m$ ) à la valeur crête de l'onde de la porteuse ( $V_p$ ).  $r = \frac{V_m}{V_p}$



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

vaut exactement :  $V_{1\max} = r \frac{U_{dc}}{2}$

Le schéma de principe et les signaux de commande sont donnés par les figures suivantes :

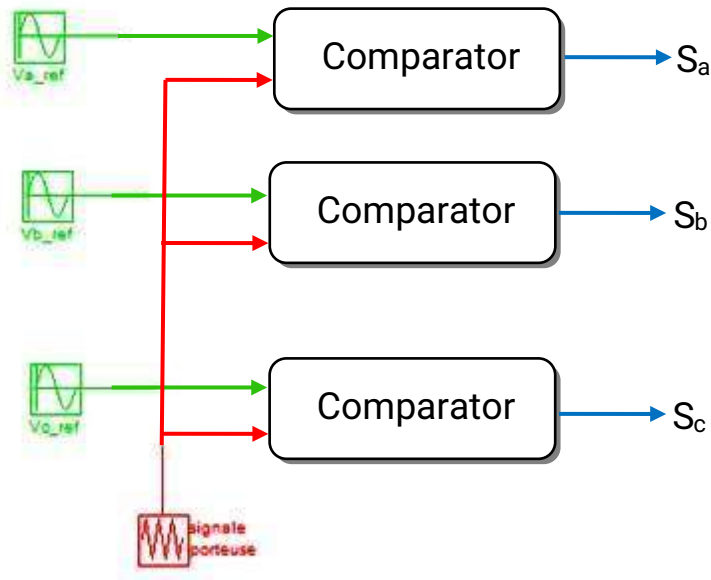


Figure II 7 schéma de principe de la MLI sinus-triangle

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants :

- Obtenir dans la charge électrique des courants dans la variation est proche de la sinusoïdale par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie
- Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées.
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamentale des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sorties larges variable

La figure (Fig. II.8) représente le principe de la commande par MLI sinus-triangle dont  $r = 0.9$  et  $m = 40$ .

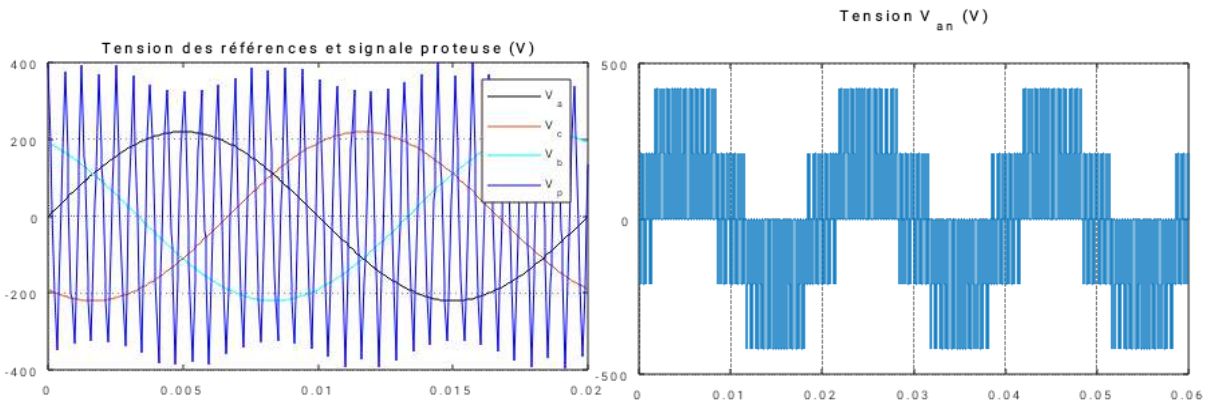


Figure 11 8 Tensions de références et de porteuse pour l'onduleur à deux niveaux

**Tests de simulation :**

Dans cette partie d'étude nous avons associé à la MAS un onduleur de tension sous une commande MLI pour différentes valeurs de l'indice de modulation, afin de visualiser l'effet de la fréquence de commutation sur les performances de la machine surtout au niveau de la vitesse, le couple. Pour cela, nous avons appliqué un couple de charge nominale de valeur  $C_r = 5 \text{ Nm}$  à l'instant  $t = 1.5 \text{ s}$ . Ces tests ont été effectués pour trois valeurs différentes de l'indice de modulation.

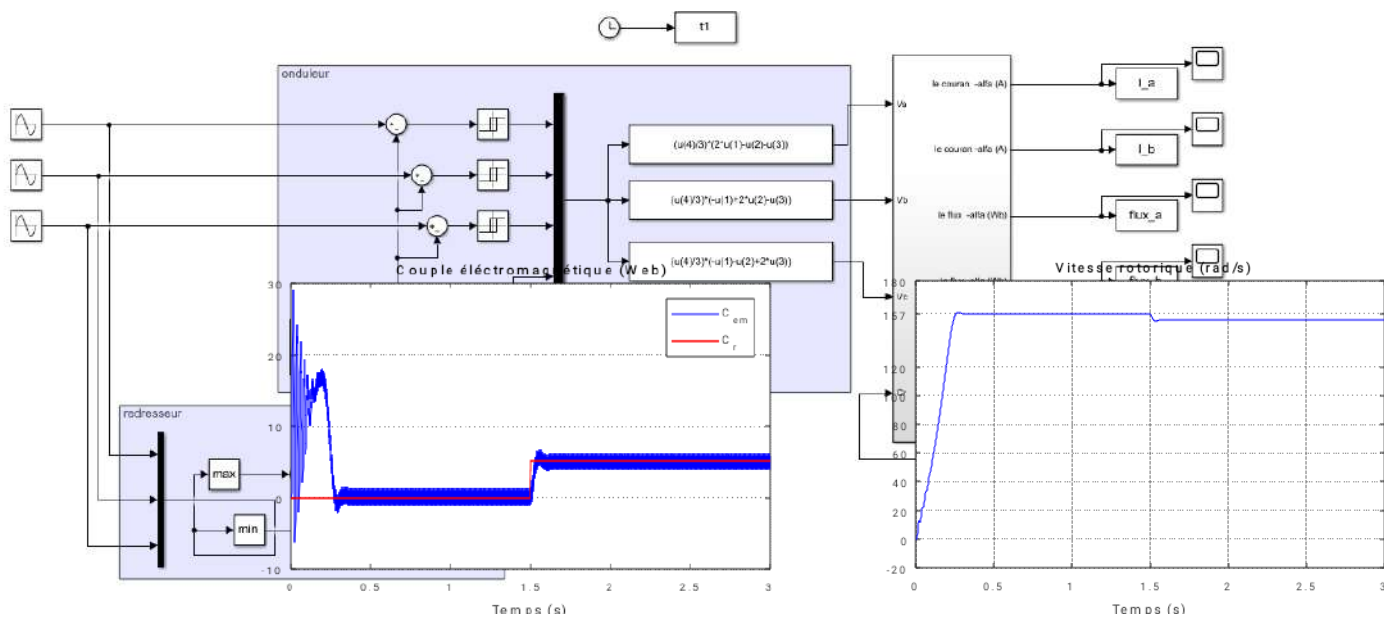


Figure 11 9 simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec de charge à l'instant  $t=3\text{s}$  -onduleur à 2N

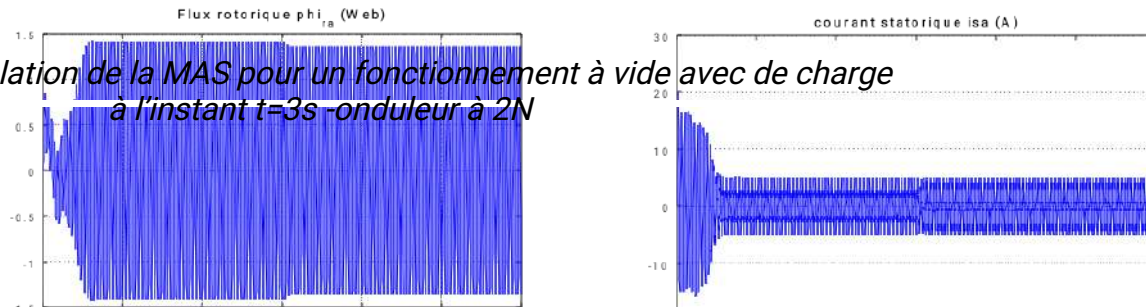


Figure 11 10 Résultats de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec une Variation de charge à l'instant  $t=3\text{s}$  -onduleur à 2N

**Interprétation des résultats de simulation :**

Après un régime transitoire, la vitesse du moteur atteint sa vitesse de référence puis stabilise à 157.8rad/s (vitesse de synchronisme), à l'introduction de la charge la vitesse diminue jusqu'à la valeur 152.3 rad/s et se stabilise à cette valeur, le couple présente au démarrage des pulsations avant qu'il se stabilise à 0, lorsque on applique un couple résistant le couple moteur augmente pour le compenser. Pour les courants de phases statoriques ils présentent des dépassements excessifs qu'ils disparaissent au bout de quelques alternances puis une forme sinusoïdale constante, à l'application de la charge les courants évoluent selon la charge appliquée. Au moment de démarrage le flux rotorique est chuté jusqu'à stabiliser à la valeur constante durant l'intervalle et prendre une forme sinusoïdale d'amplitude constante, après que le régime permanent est atteint, la machine est sollicitée par une charge perturbatrice de 5 Nm à  $t = 1.5s$ , pendant ce temps le flux magnétique augmente, ce qui explique le couplage qui existe entre le flux et le couple électromagnétique.

**Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation du redresseur triphasé, du filtre et de l'onduleur de tension à deux niveaux. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de Park, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone. Ensuite nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé une fois par la modulation de largeur d'impulsion.

Les résultats obtenus montrent la validité du modèle, mettent en évidence les performances de la machine associée aux techniques hystérésis et MLI.

Pour obtenir des performances dynamiques élevées de la machine en boucle fermée, nous allons adopter la commande vectorielle qui sera détaillée dans le chapitre suivant.

# *CHAPITRE III*

## *Commande vectorielle de la machine asynchrone*

### III Introduction

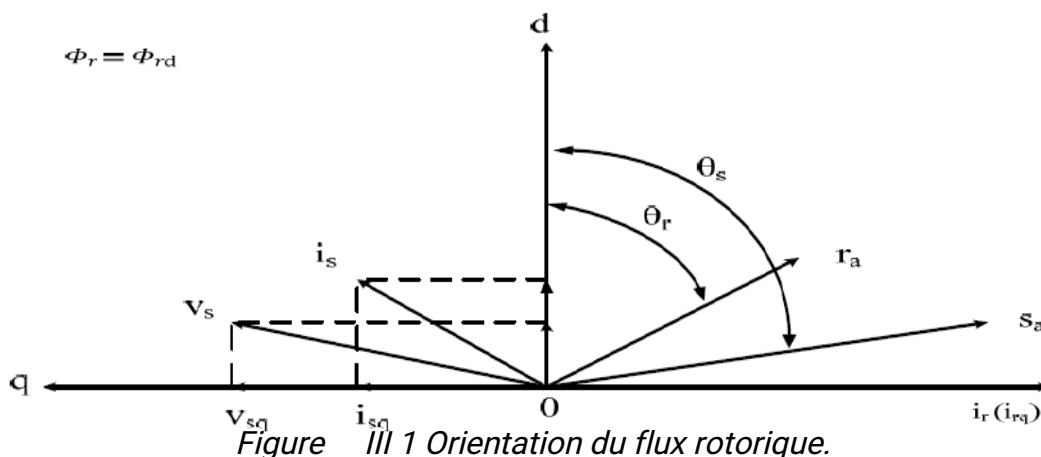
La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Par contre dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la simplicité de la commande de cette machine. Le but de ce chapitre est de présenter les orientations du flux dans une machine asynchrone triphasé commandée en tension. La simulation a été faite pour l'orientation du flux rotorique seulement, pour une machine alimentée par onduleur de tension à trois niveaux. [1]

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur.[2]

#### III.1 Commande vectorielle à flux rotorique orienté

Une fois que l'on maîtrise la régulation du couple, on peut ajouter une boucle de régulation externe pour contrôler la vitesse. Il existe plusieurs types de contrôles vectoriels, mais dans notre travail nous utiliserons que la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique. Mais d'abord le principe de la commande vectorielle.

Nous avons vu que le couple en régime transitoire (quelconque) s'exprime dans le repère dq comme un produit croisé de courants ou de flux La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur.[3]



Trois choix sont possibles pour fixer l'orientation du flux représenté

Orienter le flux rotorique avec la condition :  $\varphi_{rd} = \varphi_{sd}$  ;  $\varphi_{rq} = 0$ .

Orienter le flux statorique avec la condition :  $\varphi_{sd} = \varphi_{sd}$  ;  $\varphi_{sq} = 0$ .

Orienter le flux d'entrefer avec la condition :  $\varphi_{ed} = \varphi_{sd}$  ;  $\varphi_{eq} = 0$ .

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique

## III.2 Types de la commande vectorielle

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone, il existe deux méthodes : Directe qui a été développée par F.Blaschke, et Indirecte développée par k.Hasse. [1]

### III.2.1 Commande vectorielle directe

La position du flux à orienter est mesurée électriquement en utilisant un capteur physique de flux ou un modèle dynamique de flux, est requise pour assurer le découplage entre le couple et le flux. En effet, la position du flux rotorique est calculée algébriquement à partir de l'information sur le flux rotorique figure [2].

L'application de cette méthode impose également plusieurs inconvénients de nature différente :

Manque de fiabilité du débitmètre :

Le problème du filtrage du signal mesuré.

Précision de mesure moyenne, qui varie avec la température (chauffage de la machine) et saturation.

Coût de production élevé (capteur + filtre). [1]

### III.2.2 Commande vectorielle indirecte

En ce qui concerne le contrôle vectoriel indirect, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées. [03]

### III.3 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Elle consiste à maintenir  $V/f = \text{Constant}$  ce qui signifie, garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement. En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique. En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (en régime quasi-statique) de la machine asynchrone (figure IV.1 (a)). La régulation de la vitesse de la machine se fait en reconstituant la pulsation statorique à partir de la vitesse et de la pulsation rotorique. Cette dernière, qui est l'image du couple de la machine est issue du régulateur de vitesse.

Si la machine est chargée, la vitesse a tendance à baisser, le régulateur va fournir plus de couple (donc plus de glissement) afin d'assurer cet équilibre (figure IV.1 (b)). La pulsation statorique est donc modifiée pour garder cet équilibre. La tension est calculée de manière à garantir le mode de contrôle en  $V/f$  de la machine. [3]

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations suivantes :

Les lois de commande sont obtenues en injectant les conditions de la commande vectorielle dans les équations d'état de la machine représentée dans le repère lié au champ tournant rotorique :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 V_{sd} = R_s i_{ds} + \delta L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \delta L_s \\
 V_{sq} = R_s i_{qs} + \delta L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \delta L_s \\
 i_{ds} \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \\
 C_e = \frac{PM}{L_r} \varphi_r i_{qs} \\
 \omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}}{\varphi_r} \\
 J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r + f \Omega_r
 \end{array} \right. \quad (\text{III.1})$$

#### III.3.1 Découplage par compensation :

La compensation a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine, et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. [4]



Définissons deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  telles que :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_d \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_q \end{cases} \quad (III.2)$$

Les expressions des forces électromotrices sont données par :

$$\begin{cases} e_q = \omega_s \delta L_s i_{ds} + R_r \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 \varphi_r \\ e_d = -(\omega_s \delta L_s i_{qs} - \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r) \end{cases} \quad (III.3)$$

Les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  (figure (III.1)) Telle que :

$$\begin{cases} V_{sd} = \delta L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \left( R_s + R_r \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 \right) i_{sd} \\ V_{sq} = \delta L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \left( R_s + R_r \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 \right) i_{sq} \end{cases} \quad (III.4)$$

### III.3.2 Détermination de $\varphi_r$ et $\omega_s$ :

Les grandeurs d'état ou 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. Le flux peut être reconstitué par : - des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées. - des estimateurs utilisés en boucle ouverte. [1]

Nous déduisons que les flux rotoriques peuvent être estimés à partir des courants statoriques et de la vitesse du rotor.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{ra} = \frac{M}{T_r} I_{sa} - \frac{1}{T_r} \varphi_{ra} - \omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} = \frac{M}{T_r} I_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} - \omega \varphi_{ra} \end{cases} \quad (III.5)$$

Le module du flux est donné par :

$$|\varphi_r| = \sqrt{\varphi_{ra}^2 + \varphi_{r\beta}^2} \quad (III.6)$$

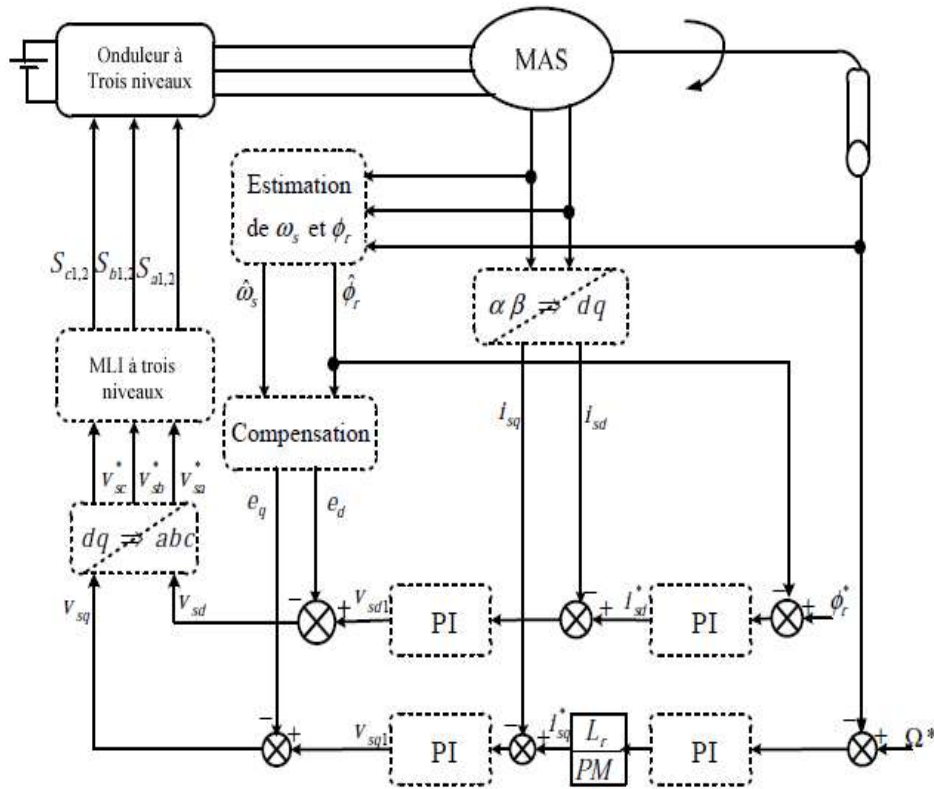
Déphasage de l'axe direct par rapport au stator :

$$\theta_s = \arctg \left( \frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{ra}} \right) \quad (III.7)$$

Nous avons alors :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \tag{III.8}$$

La structure de la commande vectorielle directe de la machine à Induction alimenté par un



onduleur de tension, est représentée par le schéma de principe illustré par la Figure.

Figure III 2 Schéma bloc globale de la commande vectorielle directe appliquée à la MAS

### III.4 Conception des régulateurs

Soit  $Y^*(t)$  le signal à pour suivre, et  $y(t)$  le signal de sortie du système à contrôler.

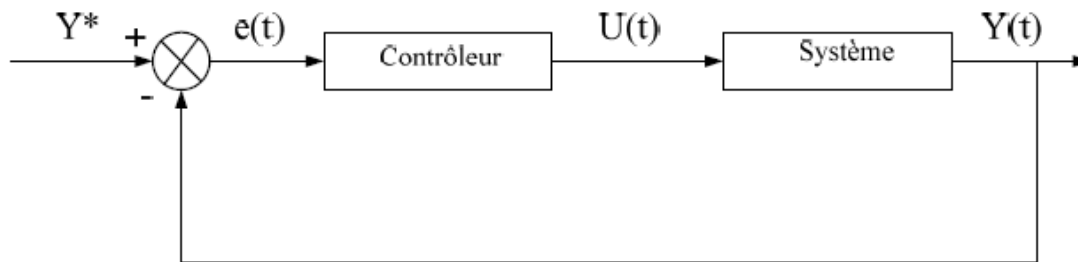


Figure III 3 Représentation de la commande par PI.

La loi de commande est :

$$u(t) = k_p e(t) - k_i \int e(t) dt \quad (\text{III.9})$$

#### III.4.1.1 Action proportionnelle

- Si  $k_p$  est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement.
- Si  $k_p$  est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

#### III.4.1.2 Action intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne. Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action  $u(t)$  augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

### III.4.2 Caractéristiques des régulateurs

#### III.4.2.1 Précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

#### III.4.2.2 Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux Variations de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

#### III.4.2.3 Stabilité

Un système bouclé doit être stable. Si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger. Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

### III.4.3 Régulation de la vitesse

La fonction de transfert en boucle ouvert avec un couple résistant nul est

Donnée par :

$$FTBO(s) = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{Kp1S+Ki3}{S(JS+f)} \quad (III.10)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit

$$FTBF(s) = \frac{Kp1S+Ki3}{JS^2(Kp^2+f)s+Kp^2} \quad (III.11)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2ème ordre, qui est :

$$FTBF(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2}S^2 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n}S + 1} \quad (III.12)$$

Par identification on obtient alors

$$\begin{cases} \frac{J}{Ki2} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{2\varepsilon}{\omega_n} = \frac{Kp^2+f}{Ki2} \end{cases} \quad (III.13)$$

Pour un coefficient d'amortissement  $\xi=0.007$  et une pulsation  $\omega_n$  donnée, on obtient :

$$\begin{cases} Ki2 = J\omega_n^2 \\ Kp^2 = 2\varepsilon\omega_n - f \end{cases} \quad (III.14)$$

Pour la simulation on choisit : l'amortissement critique  $\xi = 1$  et une pulsation  $\omega_n = 17 \text{ rad/s}$

### III.4.4 Régulation de courant statorique ( $I_{sd}$ )

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit

$$FTBO(s) = \frac{I_{sd}}{I_{sq}} = Kp1 \frac{S + \frac{ki}{kp1}}{S} \frac{1}{S + \frac{Rs}{Ls\delta}} \quad (III.15)$$

La méthode de compensation de pôle permet d'écrire :  $\frac{ki}{kp1} = \frac{Rs}{Ls\delta}$  par :

$$FTBO(s) = \frac{Rs}{Ls\delta} \quad (III.16)$$

Donc La fonction de transfert en boucle ouverte sera écrite comme suivant :

$$FTBO (s) = \frac{Kp1}{Ls\delta S}$$

(III.17)

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF (s) = \frac{Fids}{1+Fids} = \frac{1}{\frac{Ls\delta S}{kp1} + 1} \quad \text{en posé: } \tau1 \frac{Ls\delta S}{kp1}$$

(III.18)

Nous obtenons une réponse de type 1er ordre de constante de temps  $\tau1 \frac{Ls\delta S}{kp1}$

Pour un temps de réponse imposé  $\tau_{rep1}$  (5%), nous obtenons la condition Suivante :

$$\begin{cases} 3 \tau1 = \tau_{rep1}(5\%) \\ 3 = \frac{Ls\delta S}{kp1} = \tau_{rep1}(5\%) \end{cases} \quad (III.19)$$

Donc

$$Kp1 = \frac{3Ls\delta S}{\tau_{rep1}(5\%)}$$

(III.20)

### III.4.5 Régulateur du flux rotorique

La fonction de transfert du régulateur prend la forme suivante :

$$FTBO (s) = Ki3 \frac{\frac{ki}{ki3} S+1}{S} \frac{M}{Tr.s+1}$$

(III.21)

La méthode de compensation de pôle permet d'écrire :

$$\frac{kp}{ki3} = Tr \quad (III.22)$$

Donc La fonction de transfert en boucle ouverte sera écrite comme suivant :

$$FTBO (s) = \frac{1}{\frac{1}{M.ki} S+1}$$

(III.23)

Donc La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF (s) = \frac{FTBO}{FTBO+1} = \frac{1}{\frac{1}{M.ki} \cdot s + 1}$$

(III.24)

Avec :

$$\tau\phi = \frac{1}{M.ki}$$

Les coefficients de régulateur de flux sont :

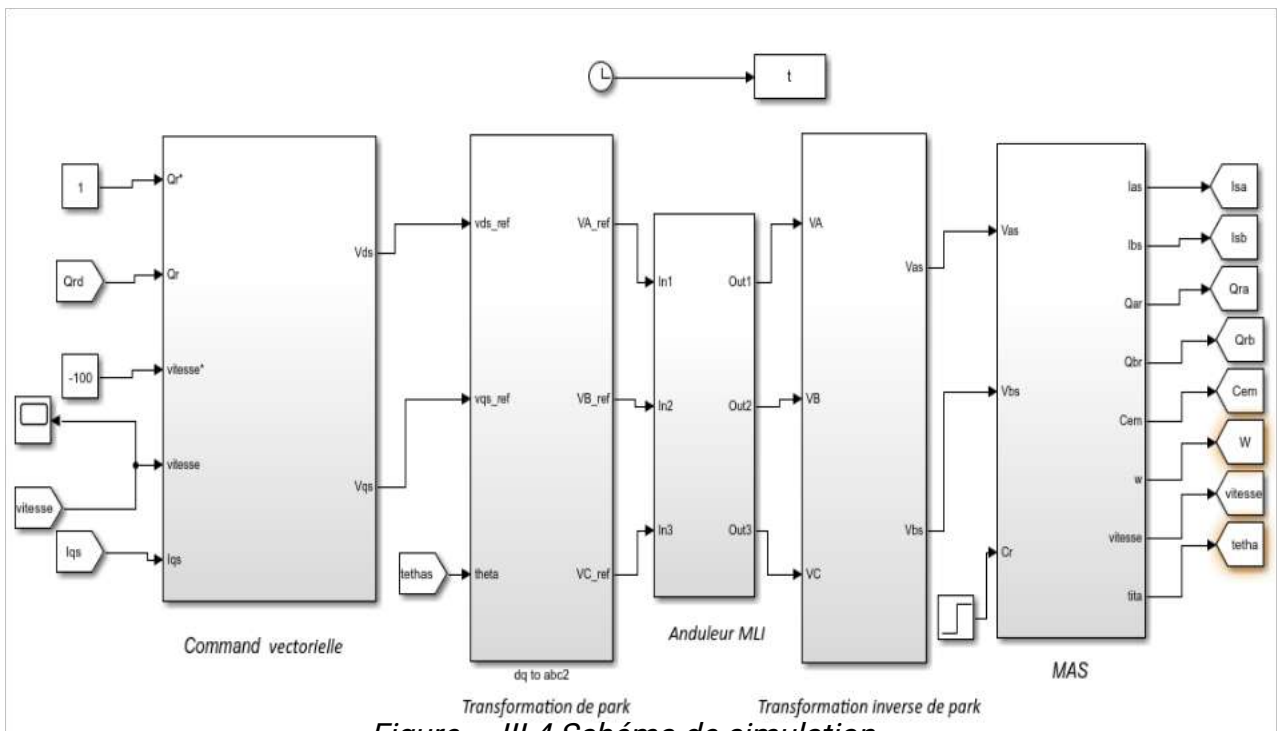
$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{M \cdot \tau\phi} \\ K_p = \frac{T_r}{M \cdot \tau\phi} \end{cases} \quad (III.25)$$

Numériquement : on choisit

$$\tau\phi = 3\tau_1$$

### III.5 Résultats de simulation

les résultats de simulation de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté appliqué à la machine asynchrone alimentée par onduleur à deux niveaux.



a. Démarrage à vide avec insertion de la charge

Nous avons effectué des simulations de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée en tension. Au départ on impose à la machine une vitesse de référence égale à 100 rad/s, et à  $t=1.5s$  en introduit un couple de charge égale à 5 Nm.

Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (III.5)

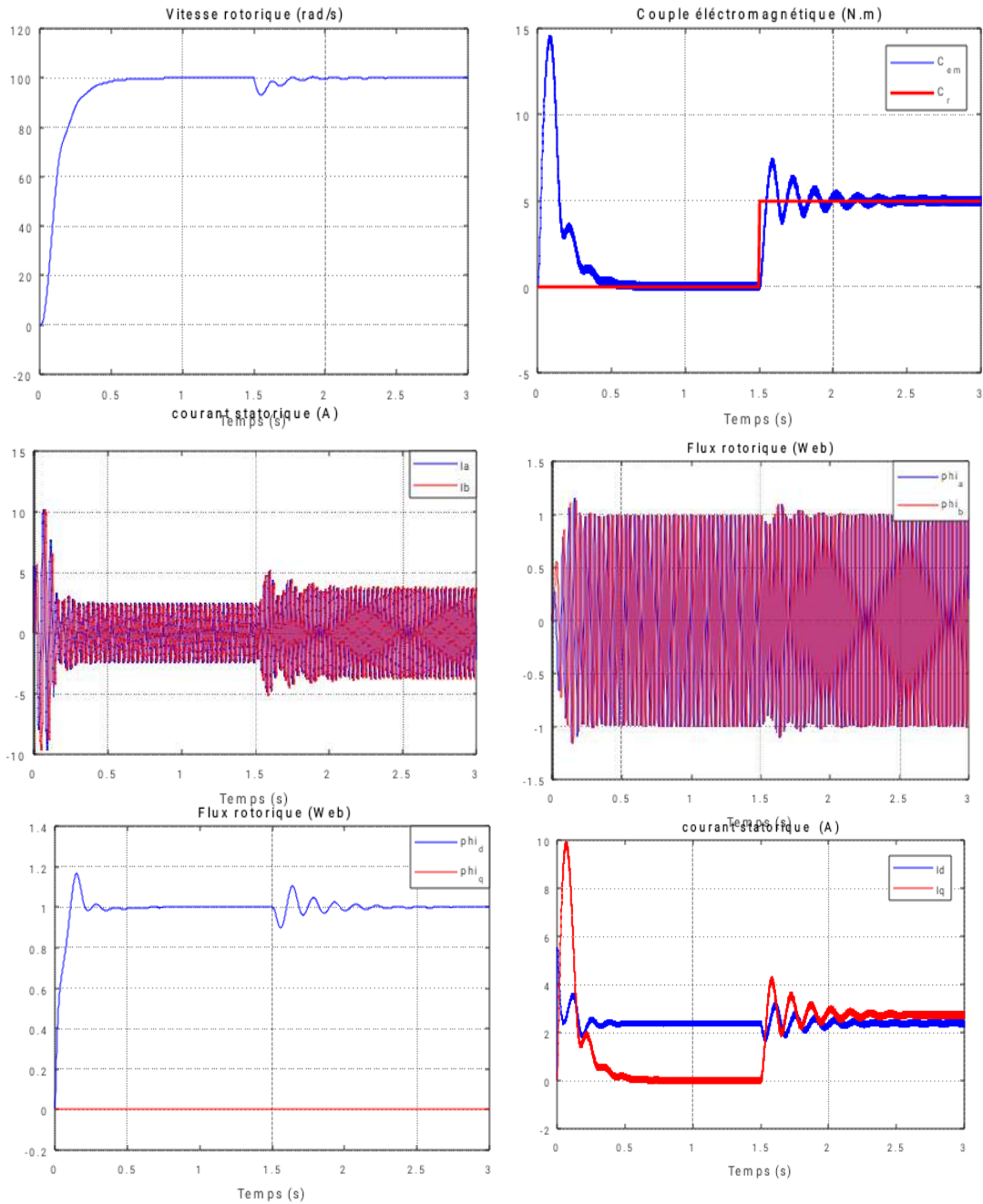
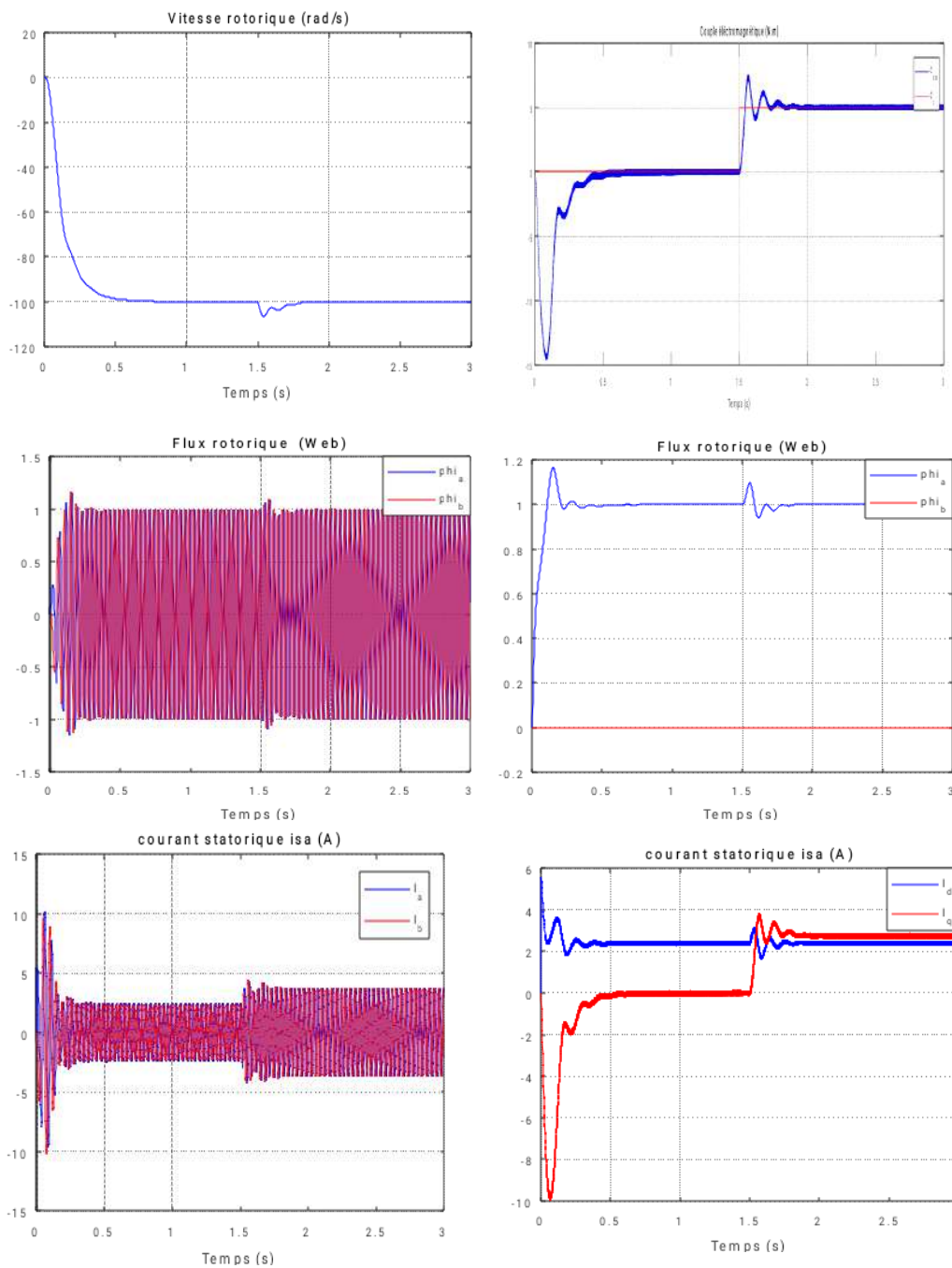


Figure (III.5) : Résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la MAS alimentée en tension avec insertion de la charge après un démarrage à vide.

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

Maintenant la simulation est effectuée pour un changement de rotation tel que l'on



passé d'une vitesse de +100rad/s à une vitesse de -100, les résultats obtenus sont donnés par la figure (II, 6).



*Figure (III.6) : Résultats de simulation de la commande vectorielle avec inversion de sens de rotation.*

**c. Teste de changement de l'inductance du stator :**

Parfois, en raison de facteurs naturels, le moteur change l'inductance du stator nous devons donc tester le changement de ce dernier pour prouver la dureté de la commande vectorielle.

Nous changeons la valeur de  $L_s = 0.4641$  à  $L_s = 0.5641$  pour obtenir les résultats suivants :

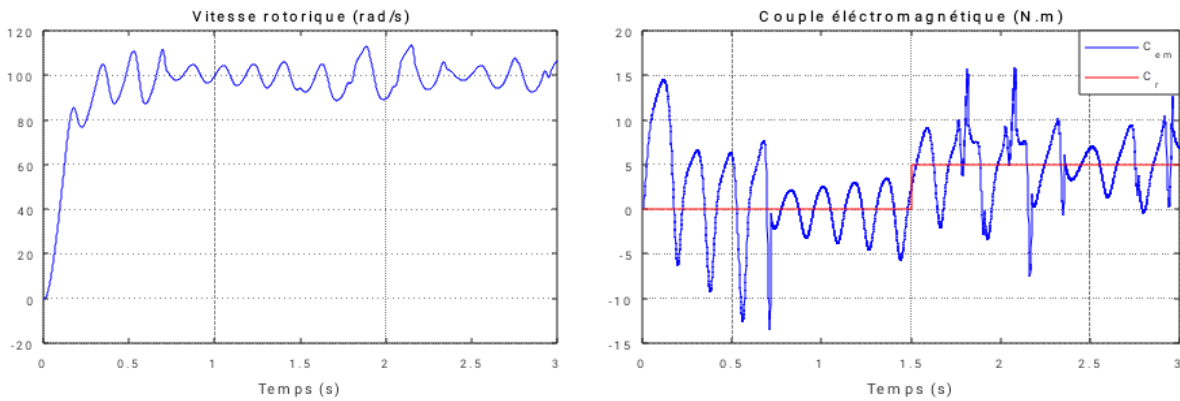


Figure (III.7) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de changement de l'inductance du stator

### Discussion des résultats :

Après un régime transitoire, la vitesse du moteur atteint sa vitesse de référence puis elle se stabilise à 100rad/s malgré une chute due à l'introduction de la charge, la vitesse reprend sa valeur initiale avec une bonne dynamique sans erreur statique. Ainsi on peut constater que le vecteur flux est aligné selon l'axe « d », la variation du couple suit la variation de la composante de courant sur l'axe « q ». Le flux suit la variation du courant d'axe « d », le couple s'annule après une forte augmentation due au démarrage mais il n'est pas ondulé, en appliquant une charge ce dernier tend à compenser cette charge. Les courants ont les mêmes comportements que le couple, après le régime transitoire, les courants prennent la forme sinusoïdale d'amplitude variable en fonction de la charge.

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

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

D'après les résultats de la simulation de la commande vectorielle lorsqu'on change la valeur de l'inductance du stator on remarque que le système a perdu sa stabilité lors de changement de la valeur de l'inductance qui a influé d'une façon directe à la vitesse de rotation

## Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cette commande assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple

On a commencé par montrer comment calculer les différents régulateurs, puis on a effectué le test de robustesse pour la variation de vitesse, la résistance.

Malgré ces défauts, la commande vectorielle est considérée comme une commande efficace pour les changements de vitesse, mais sa rapidité reste toujours comme un point noir à cause de sa faible réponse.

Nous constatons que la commande vectorielle est très sensible l'ors de changement des paramètres initiales C'est pourquoi nous vous montrerons dans le quatrième chapitre un système de contrôle efficace et solide par rapport aux facteurs réels avec une large réponse et qui répond n'importe quel changement en valeurs initiales de fonctionnements ; c'est la commande par mode glissant

# *CHAPITRE IV*

*Réglage par mode de  
glissant*

## IV Introduction

De nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent, en plus des perturbations extérieures, des non linéarités et des erreurs paramétriques, dans ce cas, on doit faire appel à une technique qui répond aux exigences dont l'insensibilité aux variations de paramètres et aux perturbations. La commande à mode glissant, par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état. Utilisées pour créer une variété de (ou hyper) surfaces de glissement. Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande et qui se manifestent sur les grandeurs asservies. Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations : augmentation de la fréquence de commutation, commande continue dans une bande autour de la variété de glissements ou décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et une composante dite continue de haute fréquence [1].

La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue, Ce type de mode glissant présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité, simplicité et temps de réponse faible. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identification des paramètres, soit à cause de simplifications sur le modèle du système [2].

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples : tel que la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité d'implantation, l'invariance...etc. et ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique de système durant le mode de glissement, et une autre discontinue représentant la dynamique de système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle.

Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations : augmentation de la fréquence de commutation, commande continue dans une bande autour de la variété de glissements ou décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et en commande discontinue de haute fréquence [3].

L'étude présentée dans ce chapitre concerne des algorithmes de mode glissant appliqués à un moteur asynchrone pour le contrôle en vitesse ou en position.

### IV.1 Bases mathématiques de la commande à structure variable

La modélisation mathématique de la commande à structure variable (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles conduit à des équations différentielles de la forme. [4]:

$$\dot{x}(t) = F(x,t,u) = f(x,t) + B(x,t)u(x,t) \quad (IV.1)$$

### IV.2 Condition pour l'existence du mode de glissant

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre  $U_{\max}$  et  $U_{\min}$  la figure (IV.2), lorsque le système à régler est considéré du deuxième ordre, les grandeurs d'état sont  $X_{s1}$  et  $X_{s2}$  [2].

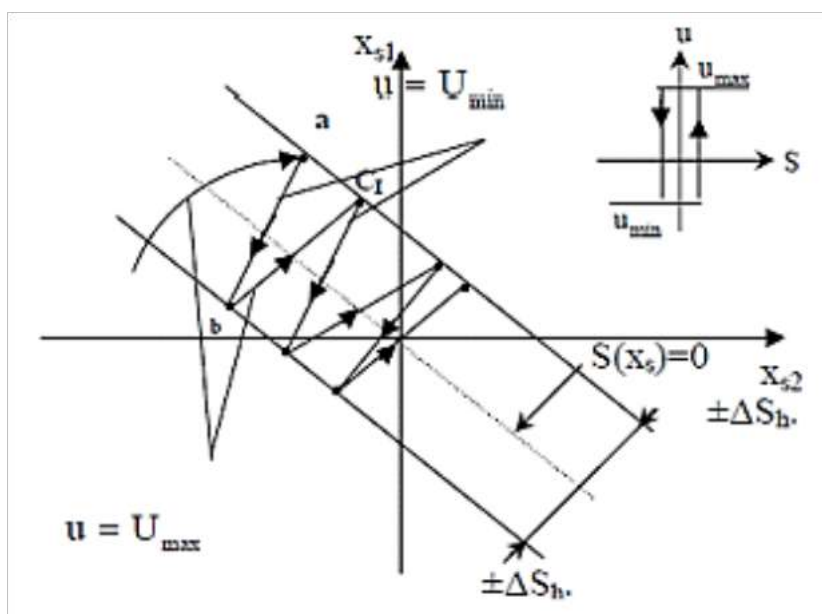


Figure IV.1 Existence du mode de glissement

On admet d'abord une hystérèse sur la loi de commande  $S(X s) = 0$ , par conséquent, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de  $\pm \Delta S h$ .

Une trajectoire avec  $U=U_{\max}$  touche au point (a) le seuil de basculement inférieur. Si avec  $U=U_{\min}$ , la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérèse, elle touche au point (b) le seuil de basculement ou a lieu une commutation sur  $U=U_{\min}$ .

Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touche le point (c) le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieure de la zone de l'hystérèse.

Ce mouvement s'approche du régime stationnaire dans une certaine zone où des commutations continues existent. La fréquence de commutation est finie.

On suppose dans le cas idéal que l'hystérèse est infiniment petite. La loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de  $S(X s)$ . Par conséquent, le vecteur d'état  $X s$  suit une trajectoire qui respecte cette condition. La fréquence de commutation est donc infiniment élevée.

### IV.3 Choix de la surface de glissement

Il est déterminé sur la base du système et des performances désirées. Dans un cas plus général, considérons le système décrit par la représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)U \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Solution propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée sous la forme [5]:

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{IV.3})$$

Avec :

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

En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont

l'objectif est de garder  $S(x)$  à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence - sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r ».

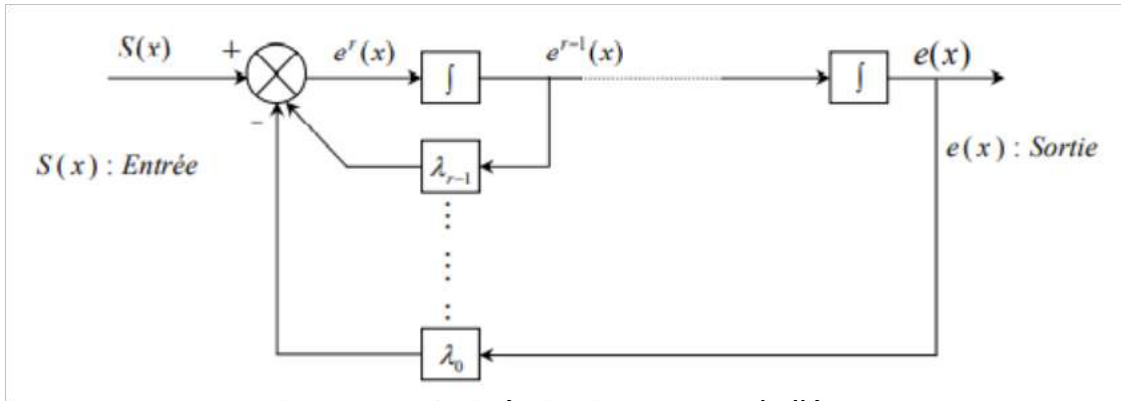


Figure IV 2 Linéarisation exacte de l'écart.

Après le choix de la surface (S), le vecteur de commande (u), dont chaque composante  $u_i$  subit une discontinuité sur  $S_i(x) = 0$ , est donné par [6] :

$$\begin{cases} u_i = u_{\max}(x) & \text{si } S_i(x) > 0 \text{ pour } i=1,2,\dots,m \\ u_i = u_{\min}(x) & \text{si } S_i(x) < 0 \text{ pour } i=1,2,\dots,m \end{cases} \quad (IV.4)$$

L'équation (III.4) nous montre que le changement de valeur du vecteur de commande (u) dépend du signe de la surface  $S(x)$ . La surface  $S(x) = 0$  s'appelle surface de commutation et la commande est indéterminée sur cette surface.

### IV.4 Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement.

#### Fonction de Lyapunov :

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e.  $V(x) < 0$  & ) Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [7]

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (IV.5)$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) \quad (IV.6)$$

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



Ceci est vérifié si :

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (IV.7)$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S^2(x)$ , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés Fig. IV.3. Cette condition suppose un régime glissant idéal.

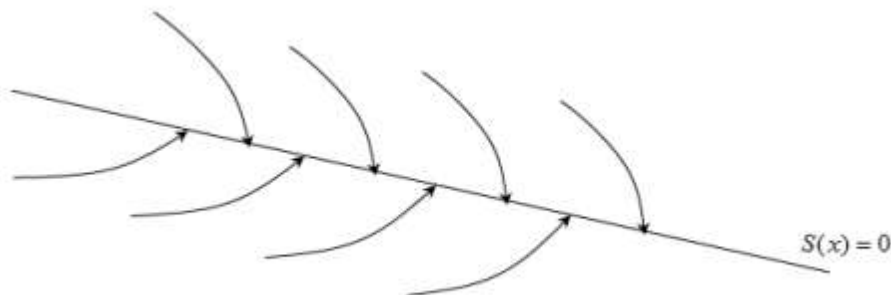


Figure IV 3 Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement

## IV.5 Détermination de la loi de commande

La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties :

La première concerne la linéarisation exacte et la deuxième est stabilisante. Cette dernière est très importante dans le réglage par mode glissant. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

### IV.5.1 La commande équivalente

Un vecteur commande équivalente  $U_{eq}$  se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. On suppose que les relais n'ont ni seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation et que le modèle mathématique de l'application n'a négligé aucune constante du temps, ce régime n'ayant lieu que sur [2] :

$$S_i(x) = 0 \quad i = 1, 2, 3, \dots, m \quad (IV.8)$$

On exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme :

$$\frac{dS}{dt} = S_i = 0$$

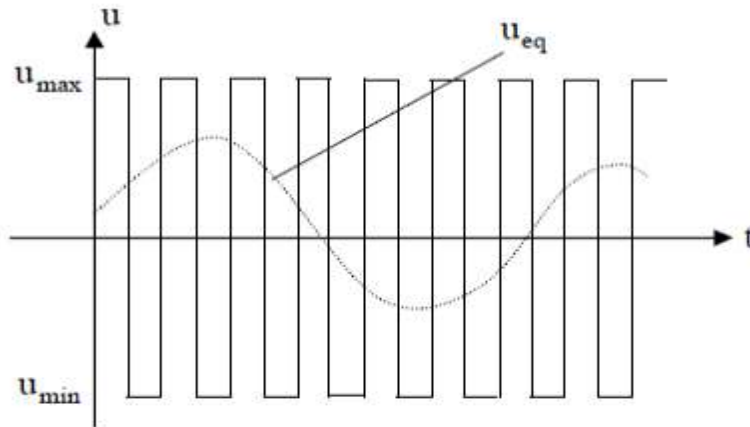


Figure IV 4 Interprétation de U\_eq

La commande effective  $U_i$  pour  $i = 1, 2, 3, \dots, m$  peut être constituée par une composante  $U_{ieq}$  de basse fréquence et une composante  $U_{in}$  non linéaire. On obtient ainsi :

$$U_i = U_{ieq} + U_{in} \text{ Tel que :}$$

$$U_i = \begin{cases} U_{in}^+ & \text{si } S_i > 0 \\ U_{in}^- & \text{si } S_i < 0 \end{cases} \quad (IV.9)$$

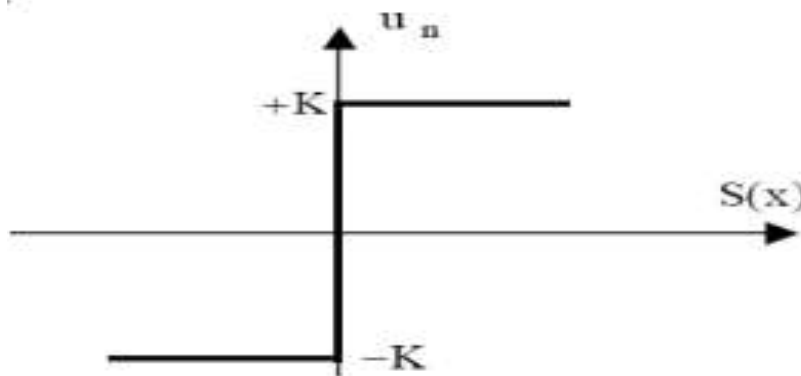
### IV.5.2 La commande discontinue de base

#### Commande signe :

Plusieurs choix pour la commande discontinue ( $U_n$ ) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue  $U_n = [U_1, U_2, \dots, U_m]$  avec la fonction signe par rapport à  $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$ , telle que :

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

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (IV-5) :



premier choix discontinue représenté sur :

Figure IV 5 Définition de la fonction signe

(U) s'exprime donc comme :

$$U = K \operatorname{sign}(S) \quad (IV.11)$$

## IV.6 Application du réglage mode de glissant sur MAS

Pour pouvoir commander la MAS alimentée en tension on doit assurer le contrôle de vitesse  $\Omega$  (la dynamique de la vitesse) alors on choisit surfaces de glissement, l'une pour la vitesse S

### Régulation de la vitesse $\Omega$ :

Les surfaces de commutation sont choisies dans le but d'imposer un comportement désiré au moteur dans le régime transitoire. Alors, pour les boucles de vitesse, les surfaces de glissement sont choisies pour assurer un temps de réponse désiré, ainsi qu'une précision des grandeurs régulées.

Ces surfaces sont données :

$$s = \Omega^* - \Omega \quad (IV.12)$$

#### Etape1 :

On exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme :

$$\frac{ds}{dt} = 0 \quad (IV.13)$$

En remplaçant la relation (IV.12) par (IV.13), on obtient :

$$\frac{ds}{dt} = \frac{d\Omega^*}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} = 0$$

Si :

$$\frac{ds}{dt} = -\frac{d\Omega}{dt} = 0 \quad (IV.14)$$

La synthèse de la loi de commande à structure variable pour la régulation de vitesse de la machine asynchrone est effectuée à partir de l'équation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_{e1} - C_r - f\Omega)$$

Correspondant à (IV.14) on obtient :

$$\frac{ds}{dt} = \frac{1}{J}(C_{e1} - C_r - f\Omega)$$

Si :

$$\frac{1}{J}(C_{e1} - C_r - f\Omega) = 0$$

Le couple électromagnétique ( $C_{e1}$ ) est donné par :

$$C_{e1} = C_r + f\Omega \quad (IV.15)$$

### Etape2:

On exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme :

$$\frac{ds}{dt} = -K \text{sign}(s) \quad (IV.16)$$

En faisant correspondre la relation (IV.16) avec (IV.14), on obtient

$$\frac{d\Omega}{dt} = K \text{sign}(\Omega) \quad (IV.17)$$

Et de lui:

$$\frac{1}{J}(C_{e2} - C_r - f\Omega) = -K \text{sign}(\Omega)$$

Le couple électromagnétique ( $C_{e2}$ ) est donné par :

$$C_{e2} = C_r + f\Omega + KJ \text{sign}(\Omega) \quad (IV.18)$$

### Etape3 :

Pour obtenir la relation finale, nous additionnons  $C_{e1}$  et  $C_{e2}$  :

$$C_e^* = C_{e1} + C_{e2}$$

En remplaçant chacun de  $C_{e1}$  et  $C_{e2}$  par leur égal, on obtient :

$$C_e^* = 2C_r + 2f\Omega + KJ \text{sign}(\Omega)$$

Puisque  $f = 0$  la forme de la variable de contrôle employée dans la trajectoire de glissement est donnée par la relation suivante :

$$C_e^* = KJ \text{sign}(\Omega) + 2C_r \quad (IV.19)$$

## IV.7 Simulation et interprétation des résultats

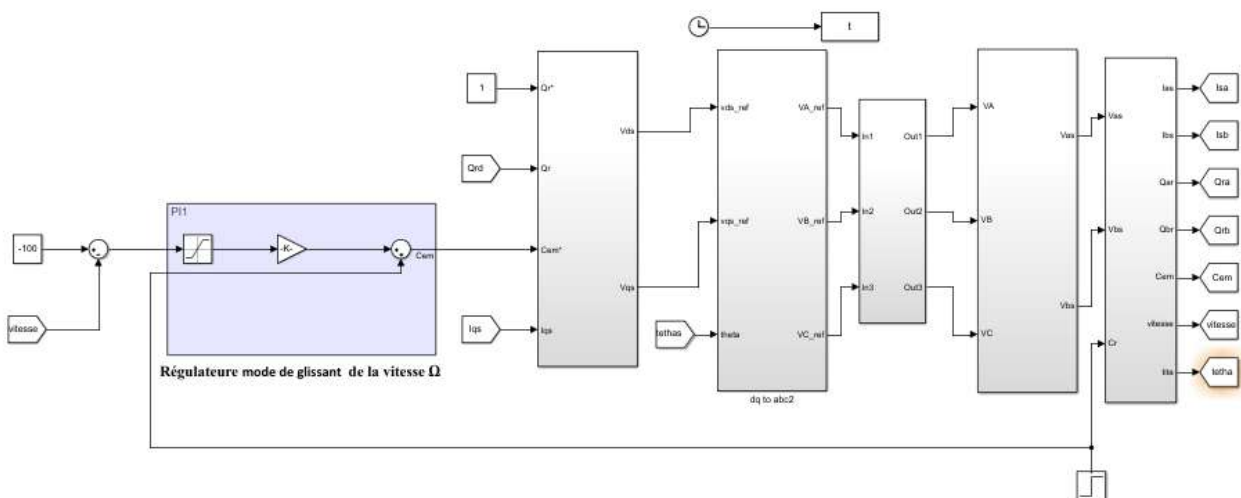


Figure IV 6 : simulation de la commande par mode glissant de la MAS

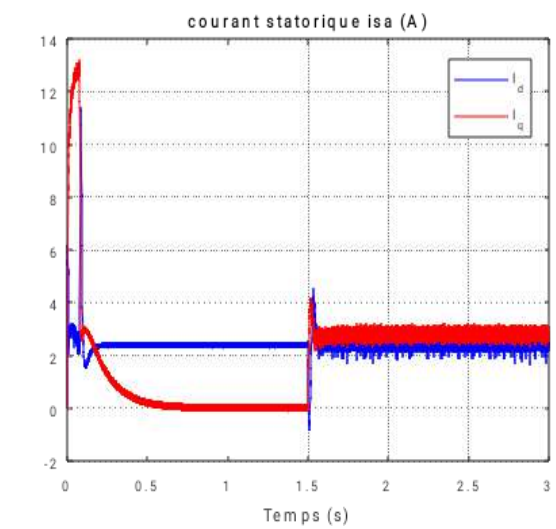
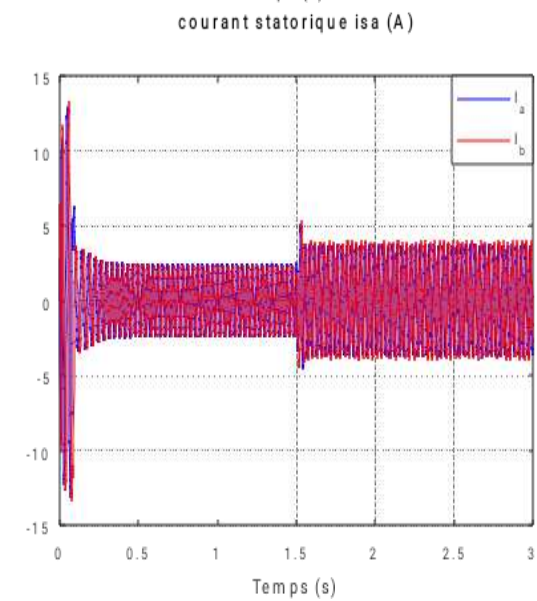
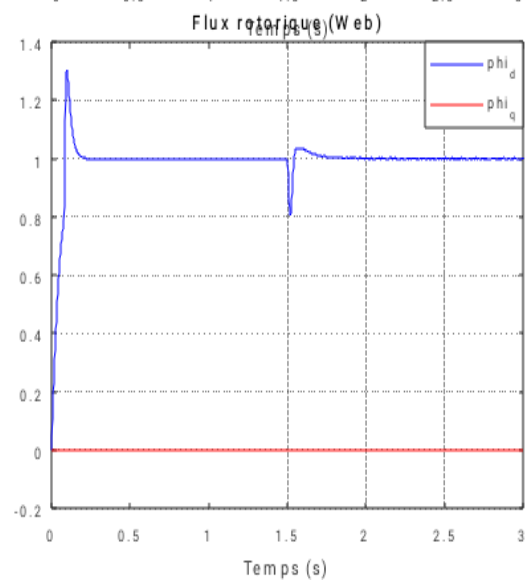
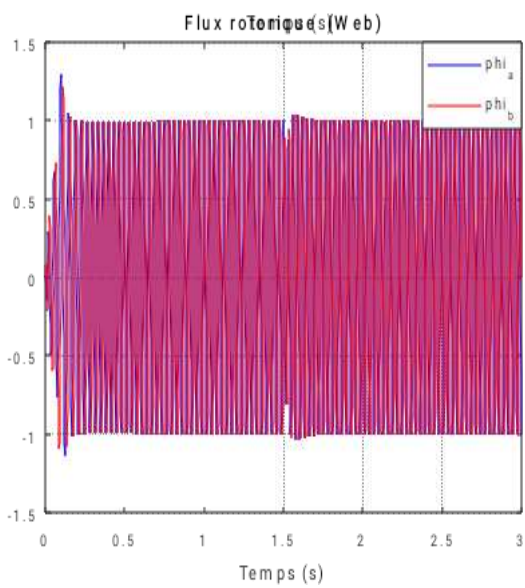
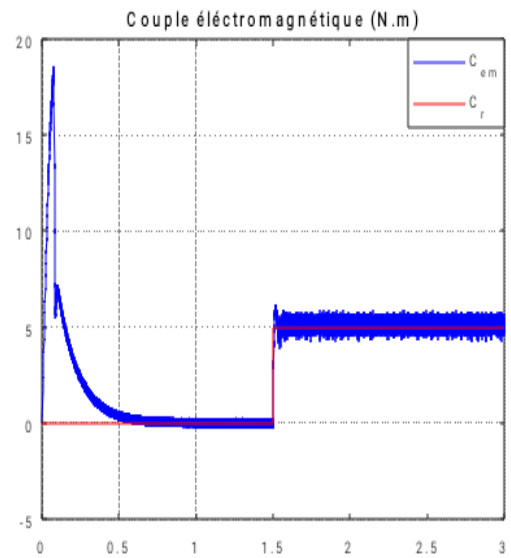
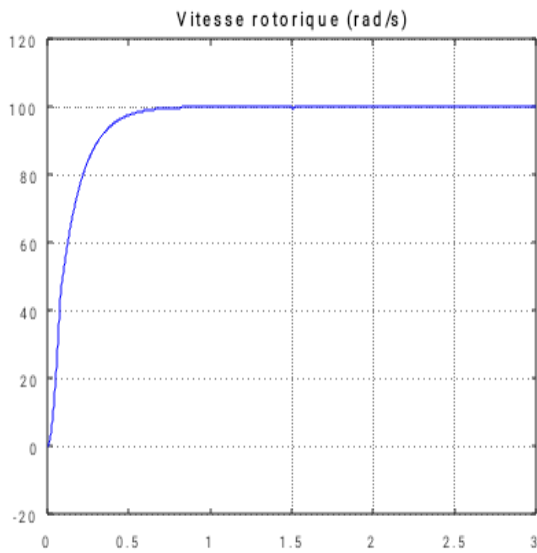
### a. Démarrage à vide avec insertion de la charge

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

La figure (IV.7) représente le comportement dynamique de la MAS avec régulation par mode glissement.

La simulation est faite comme suit :

Au départ on impose à la machine une vitesse de référence égale à 100 rad/s, et à  $t=1.5s$  en introduit un couple de charge égale à 5 Nm. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (IV.7)

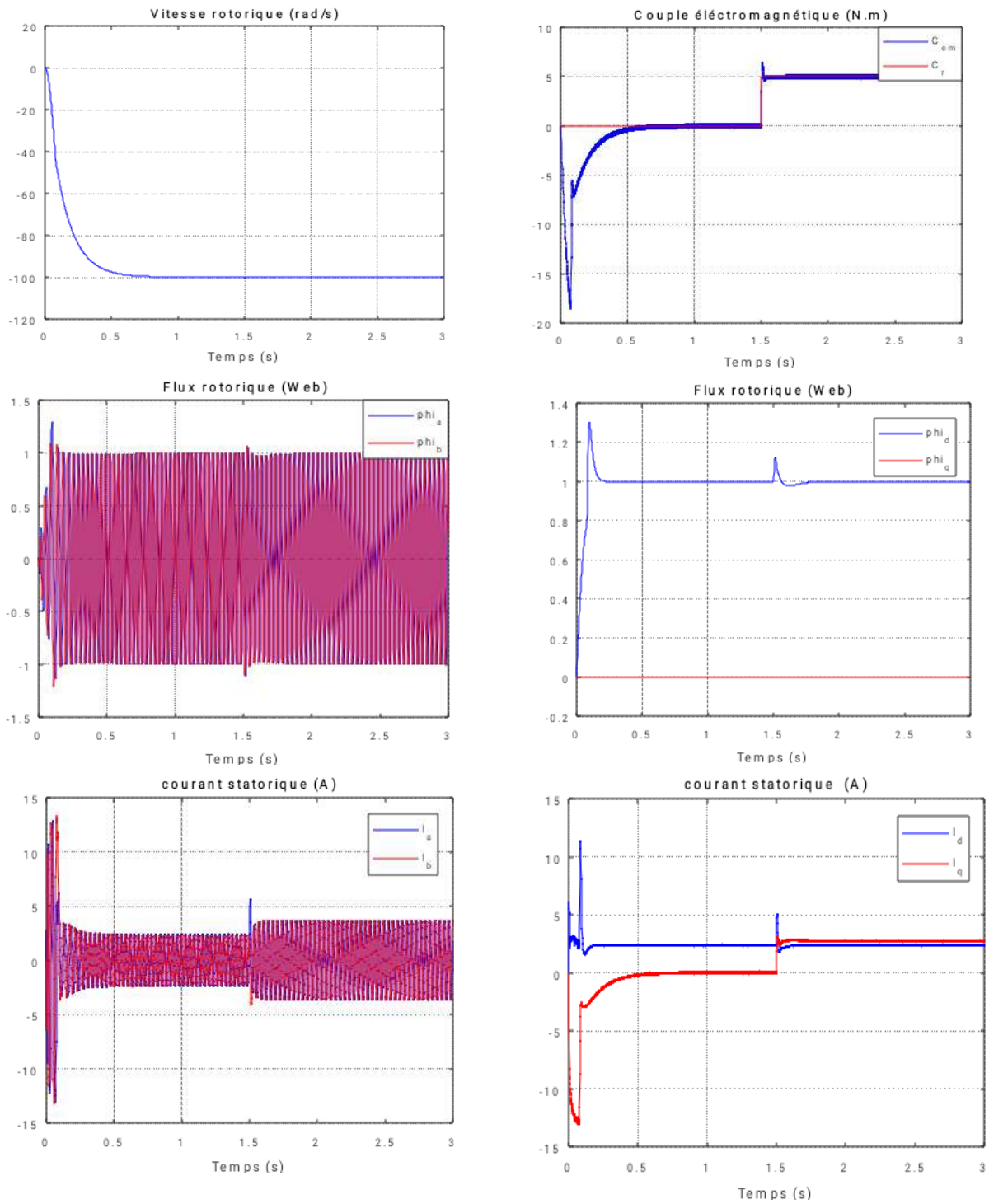


*Figure IV 7 : Résultats de simulation de la commande par mode glissant avec insertion de la charge*

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

Maintenant la simulation est effectuée pour un changement de rotation a partir tel que l'on

passé d'une vitesse de +100 rad/s à une vitesse de -100, les résultats obtenus sont donnés par la figure (IV.8).





*Figure IV 8 : Résultats de simulation de la commande par mode glissant avec inversion de sens de rotation.*

**c. Teste de changement de l'inductance du stator :**

Parfois, en raison de facteurs naturels, le moteur change l'inductance du stator nous devons donc tester le changement de ce dernier pour prouver la dureté du la commande par mode glissant.

Nous changeons la valeur de  $L_s = 0.4641$  à  $L_s = 0.5641$  pour obtenir les résultats suivants :

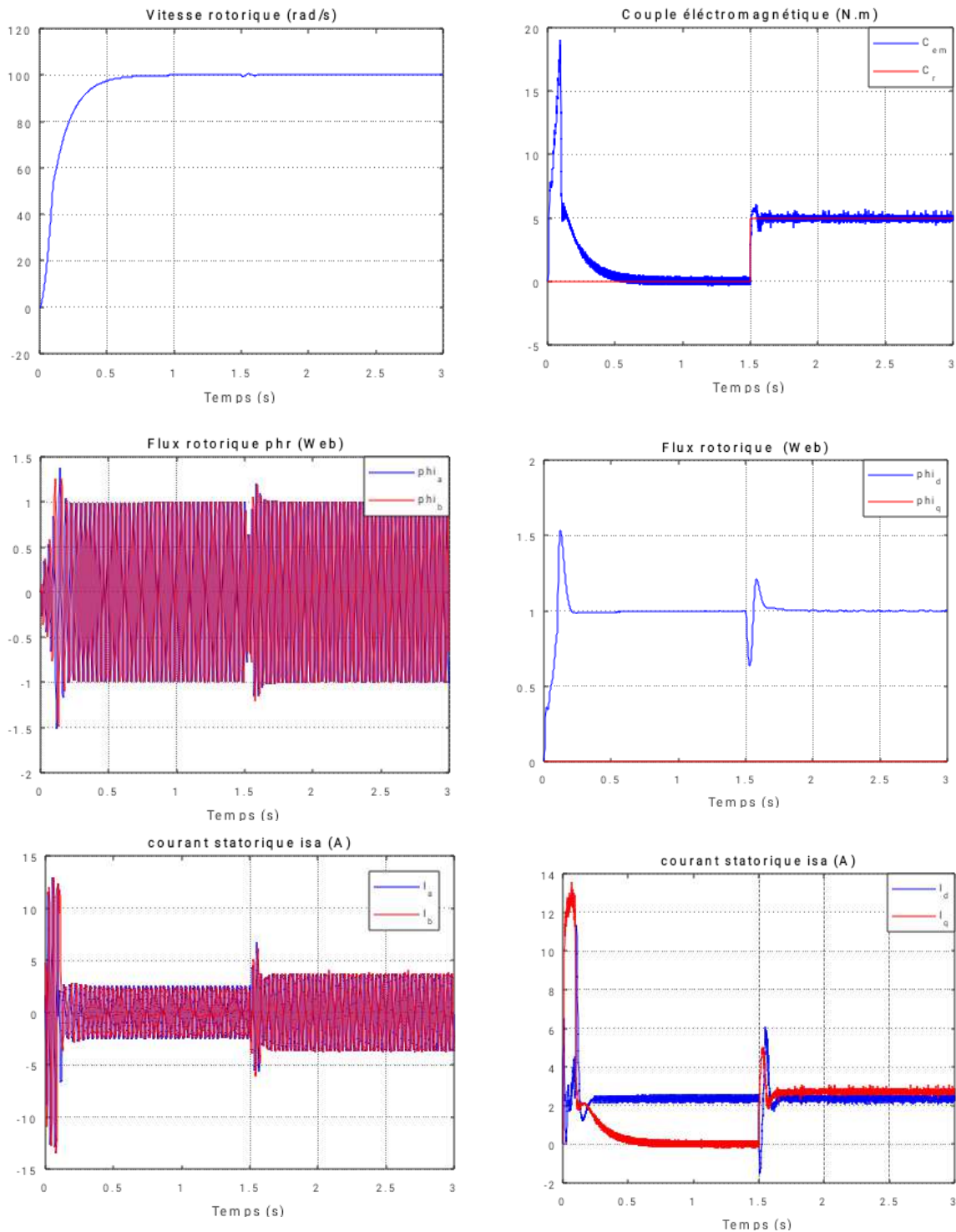


Figure IV 9 : Résultats de simulation de la commande par mode glissant avec de changement de l'inductance du stator

**Discussion des résultats :**

La vitesse atteint la référence avec une meilleur dynamique pour quelle se stabilise à 100rad/s, malgré une chute de due à l'introduction de la charge, la vitesse revient pour

suivre la trajectoire imposée.

Après un régime transitoire négligeable, le flux reste constant d'amplitude égale à 1wb (la valeur de référence).

Le couple électromagnétique s'annule après un régime transitoire, où son amplitude maximale est égale presque 9 fois sa valeur nominale (couple de démarrage), à  $t=1.5s$  moment d'introduction de la charge, le couple tend vers la valeur du couple de charge 5Nm pour le compenser. Les courants ont les mêmes comportements que le couple, après un régime transitoire, les courants prennent la forme sinusoïdale d'amplitude variable en fonction de la charge. Pour le deuxième test (inversion de sens) Les résultats obtenus montrent que la vitesse est inversée, sans infecte sur la réponse de flux qui reste presque constant, après son régime transitoire, alors que le couple présente un pic négatif au moment d'inversion de sens puis il revient à zéro, et même cas pour les courant statoriques qui présentent des dépassements excessifs à ce moment avant qu'ils reviennent à leurs formes.

#### **IV.8 IV.7. Comparaison entre les commandes vectorielle et commandes par mode glissant**

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

##### **Les Avantages**

###### **a. Commande vectorielle**

- bonne dynamique et meilleure stabilité en régime permanent.
- moins d'ondulations de couple et de courant.
- Maitrise de régime transitoire.

###### **b. Commandes par mode glissant**

- très bonne dynamique et stabilité en régime permanant et transitoire
- Suppression de la MLI.
- robuste vis-à-vis les variations des paramètres.

- très simple à mettre en œuvre
- robuste pour le cas de survitesse

### **Les inconvénients**

#### **a. Commande vectorielle**

- plus de temps de calcul, (transformations de repères et découplage) - Sensible aux Variations paramétriques du rotor - modulateur --défaillante dans le cas de survitesse - Chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP...)

#### **b. Commandes par mode glissant**

- Présence de phénomène de broutement
- Fréquence de commutation grande et variable.

On peut conclure que les deux méthodes présentent chacune des avantages et désinconvénients, mais la commande par mode glissant semble la technique la plus robuste

### **Conclusion**

Dans ce chapitre, nous développons et appliquons une méthode de réglage de structure variable avec mode glissant pour le contrôle de vitesse MAS. Tout d'abord nous avons appliqué ce dernier à la partie mécanique du moteur, les résultats obtenus à partir de ce modèle sont rapides et précis (la vitesse trace sa référence avec vitesse et précision) avec une reprise de vitesse très rapide tout en appliquant un couple résistif et ceci pour les différents définir des points.

Puis à la fin nous l'avons appliqué au contrôleur vectoriel alimenté en tension, comme dans le cas précédent la vitesse et la précision sont remarquables.

En introduisant des conditions de travail proches des conditions pratiques (variations paramétriques et perturbations), des changements quasi négligeables sont apparus qui vérifient la force de ce contrôle, ce qui n'était pas le cas pour le contrôle classique introduit dans le troisième chapitre.



# *Conclusion Générale*

## Conclusion générale

L'objectif de notre travail visait l'utilisation d'une technique de contrôle pour la commande d'un moteur asynchrone. Cette méthode doit être efficace et robuste face aux perturbations extérieures et aux variations du système contrôlé.

Alors premièrement on a utilisé la commande la plus connue et particulièrement la commande vectorielle.

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

La commande par mode glissant est une commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques (vectorielle dans ce cas) notamment la commande vectorielle, vu que là

Commande à structures variables est par nature une commande non linéaire et sa robustesse apparaît au moment de changement brusque de la charge

Les résultats obtenus par simulation ont prouvé les avantages de la méthode utilisée. Nous avons constaté que la commande par mode de glissement réagit avec une action rapide face à des perturbations de charge. On a remarqué que la vitesse subit une légère chute avant de rejoindre rapidement sa valeur de référence.

Le travail réalisé a atteint une bonne partie de son objectif, mais ça reste le phénomène de chattering le problème majeur pour ce type de commande. Pour cela on propose comme perspective l'utilisation de la commande par mode glissant avec des régulateurs PI pour qu'on peut diminuer les perturbations par conséquence meilleure performance de commande.

Enfin Nous constatons que la commande vectorielle est très sensible lors de changement des paramètres initiales par contre la commande en mode glissant réagit avec tout changement des paramètres lors de fonctionnement.

Pour avoir des meilleurs résultats et qui sont proches de la réalité ou ce qu'on peut l'appeler des résultats pratiques il faut ce qu'on ajoute un régulateur de flux par mode glissant, ce travail est proposé comme une perspective.

# *Annexe*



# ANNEXE

## Paramètres de la Machine à Induction

### A.1 PARAMETRES ELECTRIQUES

$R_s = 10\Omega$	Résistance du stator
$R_r = 6.3\Omega$	Résistance du rotor
$L_s = 0.4641H$	Inductance du stator
$L_r = 0.4612H$	Inductance du rotor
$M = 0.4212H$	Inductance mutuelle
$P = 1.08KW$	Puissance électrique
$V_s = 220 / 380V$	Tension du stator

### A.2 PARAMETRES MECANIQUES

$J = 0.02Kgm^2$	Moment d'inertie
$f = 0.0 SI$	Coefficient de frottement

### A.3 PARAMETRES ELECTOMAGNETIQUES

$C_{em} = 5Nm$	Couple électromagnétique
$N_p = 2$	Nombre de paire de pôles

# *Bibliographie*

# ***Bibliographie***

## **Introduction générale**

[1] Bendali Rachid, Bendif Lyes" command par mode glissant de la machin asynchrone" université mouloud Mammeri de tizi ouzou.2012.

## **Chapitre I**

[1] BouakazOuahid "contribution à l'analyse des onduleurs multi niveaux " Thèse de magistère, Batna année 2005.

[2] Lamine M, Traoré.A, "Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab/Simulink " msas\_pp038\_45

[3] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de LF, RN,AG". Thèse de doctorat, université Henri poicaré, Nancy-1,1999.

[4] G. Brahim," Commande non linéaire de la machine à induction ",Thèse de master, Université de Batna,2012.

[5] Bensetti Nour\_el\_islam et Boukhachba Mimouna "Commande par backstepping d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux " université kasdi merbah ouargla 2017.

[6] A. Rahal et M.F Edjiri, "Contrôle direct du couple de la machine asynchrone ", Mémoire d'ingénierie, université Msila 2004.

[7] F.POITIER, "Etude et commande de la génératrice asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne ", thèse de doctorat, Université de Nantes, 19 décembre 2003.

[8]Meriouma Takieddine Boutabba bader eddine "Commande direct du couple d'un machine asynchrone" Université Badji mokhtar annaba 2017

## **Chapitre II**

- [1] Paul-Etienne Vidal, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [2] M , Alia Salim, GueddaSmail "Commande Vectorielle d'une Machine à Induction", Thèse de magister , Université EchahidHamma Lakhdar d'El-Oued Faculté de Technologie 2018
- [3] Hamadi Safi Allah, "commande par retour d'état linéarisante d'une machine asynchrone avec et sans défaut ", Université Mohamed Boudiaf-M'sila, 2015.
- [4] r. azaizia, " Etude et Commande d'une Machine Asynchrone a Double Alimentation Alimentée par un convertisseur Multiniveaux", Université M'hamed Bougara Boumerdes ,2008.
- [5] Yakoub K " Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multi niveaux moteur à induction". Thèse de Magistère, Université de Batna, 2005.
- [6] mohand siad "dte appliquée à la mas alimentée par un onduleur à 3 niveaux", mémoire de fin d'études de master academique, université mouloud mammeri de tizi-ouzou 2014

## **Chapitre III**

- [1] : bensetti nour\_el\_islam et boukhachba mimouna "commande par backstepping d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux" universite kasdi merbah ouargla 2016/2017
- [2] : amouchas nabil - boutaleb amine"commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur pi" université m'hamed bougara, boumerdes2015/2016
- [3] : ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique"modélisation et

commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone"  
université mouloud mammeri de tizi-ouzou promotion 2011

[4] : lashab abderezak." commande vectorielle de la machine asynchrone sous la carte  
ds1104" université mentouri constantine 2012

## *Chapitre IV*

[1]:Rezgui Salah Eddine, " Modélisation et commande des machines électriques ", Thèse  
de Magister, Université Mentouri de Constantine, 2009.

[2]:Belhamdi Saàd, " Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur  
asynchrone " Magister,Université Mohamed Khider de Biskra,2005.

[3] : Ph.Cristian Iascu "Direct Control of Sensorless Induction (Motor Drivers): A sliding-  
Mode Approach" IEEE Transactions on industry applications, vol.40, 2004.

[4] : Khaled Yahia "Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone  
triphase", Thèse de magister université de Biskra 2005.

[5] W. Perruquetti, J.P. Barbot "Sliding Mode Control in Engineering", Edition Marcel Dekker  
2002,

[6] : M.S.Nait Said "Commande par mode glissant d'un moteur asynchrone", Cours de  
magistère promo 2003.

[7] A. Zemmit , "Contribution à la commande de la machine asynchrone à double  
Alimentation (MADA) par les techniques intelligentes ,"Thèse de doctorat 3ème cycle  
L.M.D, Université de M<sup>s</sup>SILA, Algérie, 2017.