

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
**Université A. MIRA-BEJAIA**



**Faculté de technologie**  
**Département de génie électrique**

# **Mémoire de fin d'étude**

**Pour l'observation du diplôme de master**

**Filière : Electrotechnique**

**Spécialité : Electrotechnique Industrielle**

## **Thème**

**Commande prédictive d'un moteur asynchrone  
triphase**

**Présenté par :**

**Melle. AMOURA Noumidia**

**Melle. ARFI Cylia**

**Encadré par :**

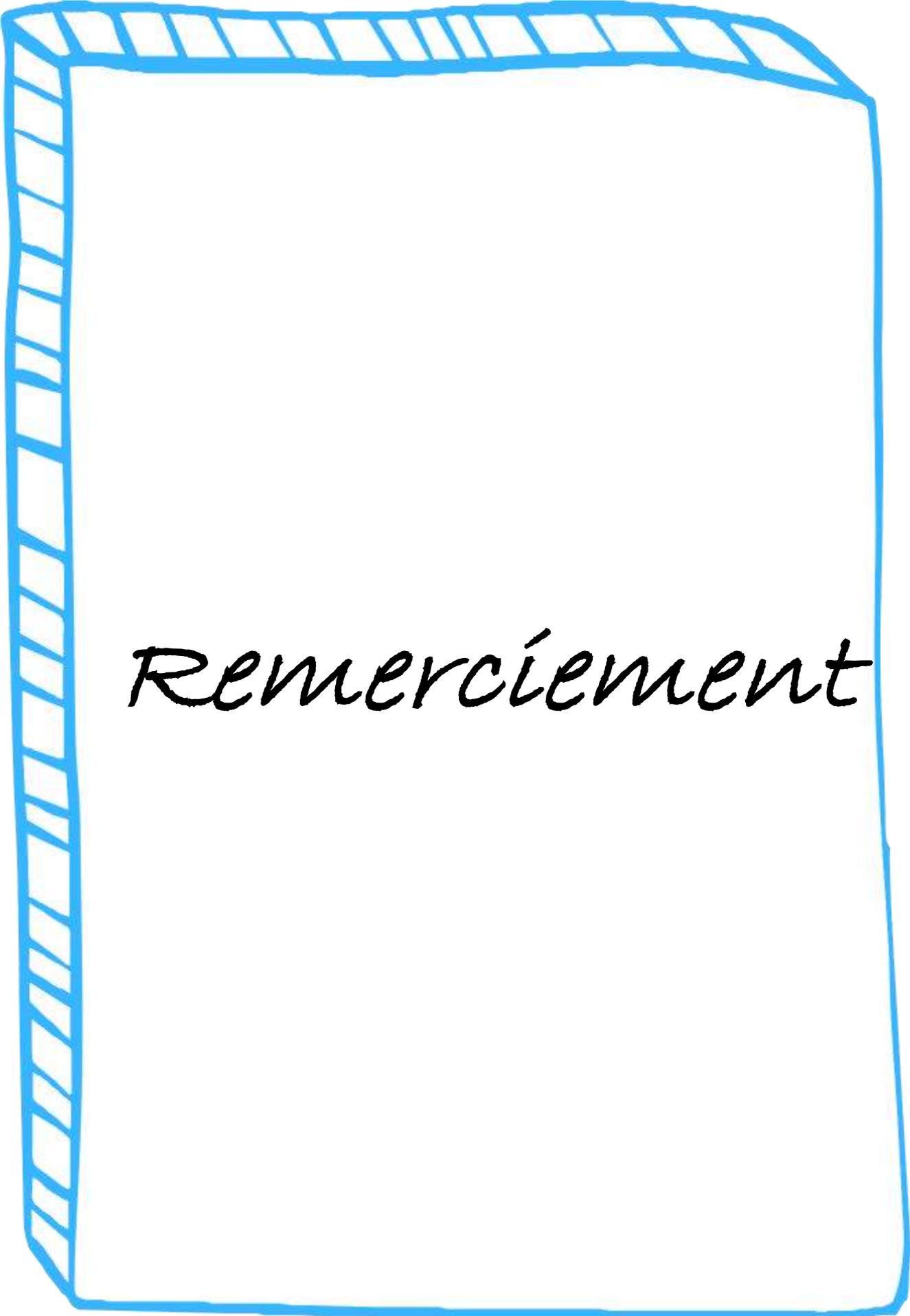
**Professeur GHEDAMSI.K**

**Membres du jury:**

**Président : Mr Boutebel**

**Examineur : Mr Ouari**

**Année Universitaire :2021/2022**



REMERCIEMENT

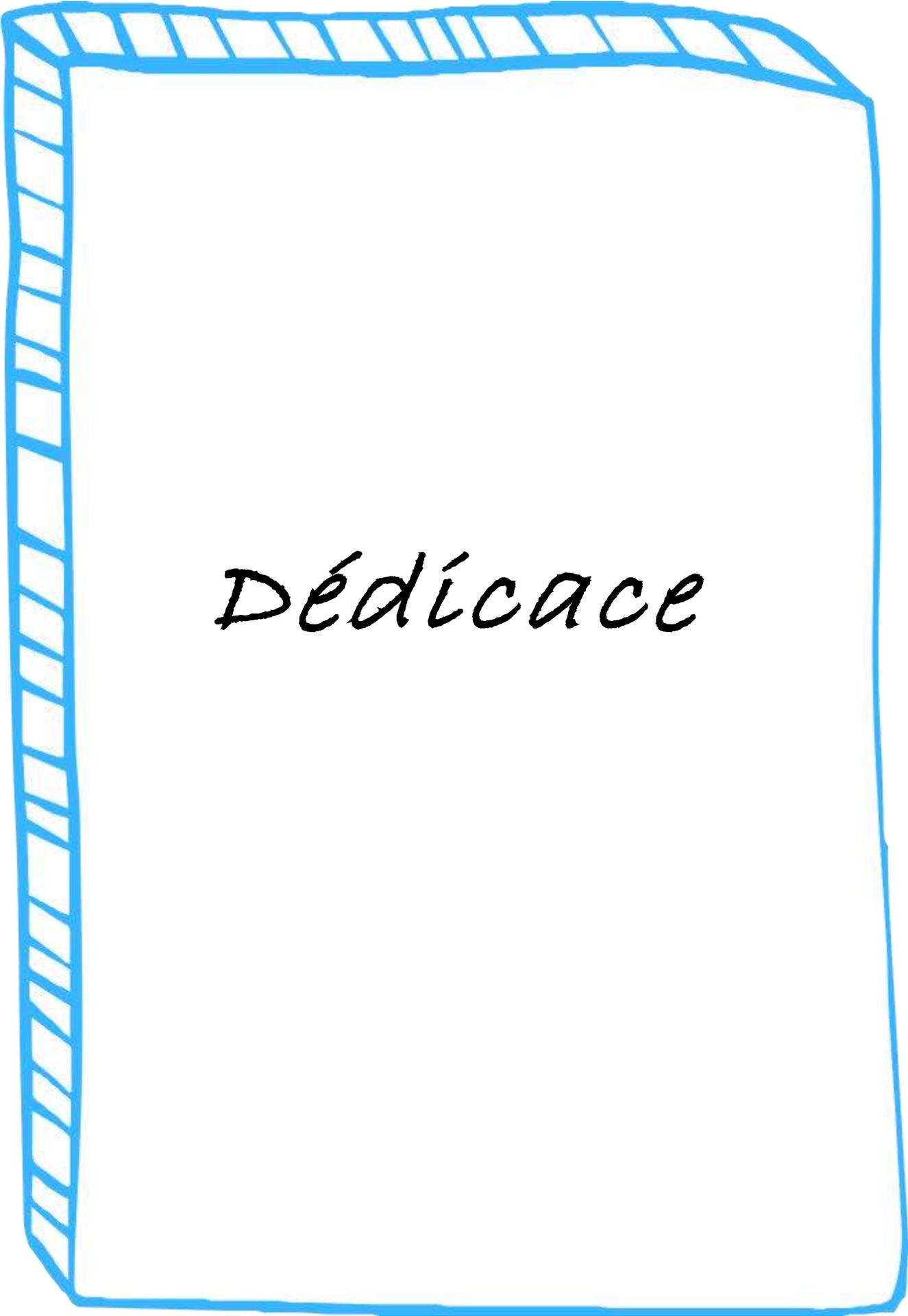


# Remerciement

*Le plus grand merci revient tout d'abord à  
DIEU qui nous a guidé dans le bon chemin  
durant notre vie et qui nous a donné le courage  
pour élaborer ce travail.*

*Nos remerciements les plus distingués s'adressent à  
Monsieur l'encadrant le docteur Ghedamsi.K  
pour avoir encadrer notre travail de fin d'étude et  
pour avoir donné de la force à accomplir ce  
travail.*

*Nous exprimons nos profonds remerciements et  
nous chaleureux respects aux membres jury ainsi  
pour tous les enseignants de département Génie  
Electrique.*



*Dédicace*

# Dédicace

C'est avec une sincère fidélité et un profond amour que je vous dédie ce travail  
A ma chère maman qui m'as appris à prononcer et tracer mes premières lettres et as sacrifié sa vie et son temps pour faire de moi ce que je suis maintenant.

A mes sœurs Lily et Yefsen.

A la famille ALLAOUA

A mes grands-mères Fífa et Wardia

A Mon chers grand père Mohand

Et

A l'âme de ma grande mère

A mes tantes et oncles (Fatma Samír Síd alí Salah Loula et medou) et leurs famillest

A mes chères amies

Aríf Cylía, Azzegagh Melíssa

A mes amis

Ouzane Ramzì

(Pour son soutien et son encouragement durant cette période)

Ahmed Billal, Kessassí Tarek, Ouar Bader díne  
A ma binôme et amie Cylía pour son dévouement, sa patience et sa compréhension tout au long de ce projet

Melle Amoura Noumídia

# Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

*A* ma très chère mère, qui représente pour moi l'exemple du

Sacrifice du dévouement, et de l'honnêteté.

*A* mon père, symbole de patience et du courage

*A* mes frères et ma sœur

*A* toute ma famille

*A* mes chers Amis

*A* ma chère amie, collègue et binôme NOUNOU

*A* Tous mes Amis, chez lesquels j'ai trouvé réconfort

Et soutien dans les moments les plus pénibles

MELLE ARFI CÝLIA



*Liste des  
abréviations  
et des  
notations*

## La liste des abréviations

**MAS** : Machine asynchrone.

**FOC** : Commande vectorielle directe (Field Oriented Control).

**DTC** : Commande directe de couple (Direct Torque Control).

**MRAC** : Commande adaptative avec modèle de référence (Model Reference Adaptive Control).

**GPC** : Commande prédictive généralisée (Generalized Predictive Control).

**MPC** : Commande à base de modèle (Model Predictive Control).

**MPCC** : (Model Predictive Current Control).

**MLI** : Modulation par largeur d'impulsion.

## La liste des notations

$\sigma$ : Coefficient de dispersion.

$\tau_r$  : Constante de temps rotorique.

$f$  : Fréquence des tensions triphasées du réseau d'alimentation [Hz].

$f_r$  : Coefficient de frottement visqueux.

$R_s$  : Résistance statorique.

$R_r$  : Résistance rotorique.

$L_s$  : Inductance propre d'une phase statorique.

$L_r$  : Inductance propre d'une phase rotorique.

$L_{ss}$  : Inductance cyclique du stator.

$L_{rr}$  : Inductance cyclique du rotor.

$L_{s0}$  : Inductance cyclique homo polaire du stator.

$L_{r0}$  : Inductance cyclique homo polaire du rotor.

$M$  : Inductance mutuelle cyclique du stator par apport au rotor.

$M_{sr}$  : La mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques.

$M_0$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

$J$  : Moment d'inertie du rotor .

$P$  : Nombre de paires de pôles.

$\theta$  : L'angle entre les axes magnétiques" et rotorique "A".

$\theta_s$  : L'angle entre les axes magnétiques "a" et l'axe direct "d".

$\theta_r$  : L'angle entre les axes magnétiques "A" et l'axe direct "d".

$\omega_r$  : Vitesse angulaire électrique du rotor.

$\omega_a$  : Vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q).

$g$  : Le glissement.

$\Omega_s$  : La vitesse de synchronisme [rad/s].

$\Omega$  : La vitesse de rotation [rad/s].

$C_r$  : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$\varphi_r$  : Flux rotorique.

$\varphi_s$  : Flux statorique.

## Indice

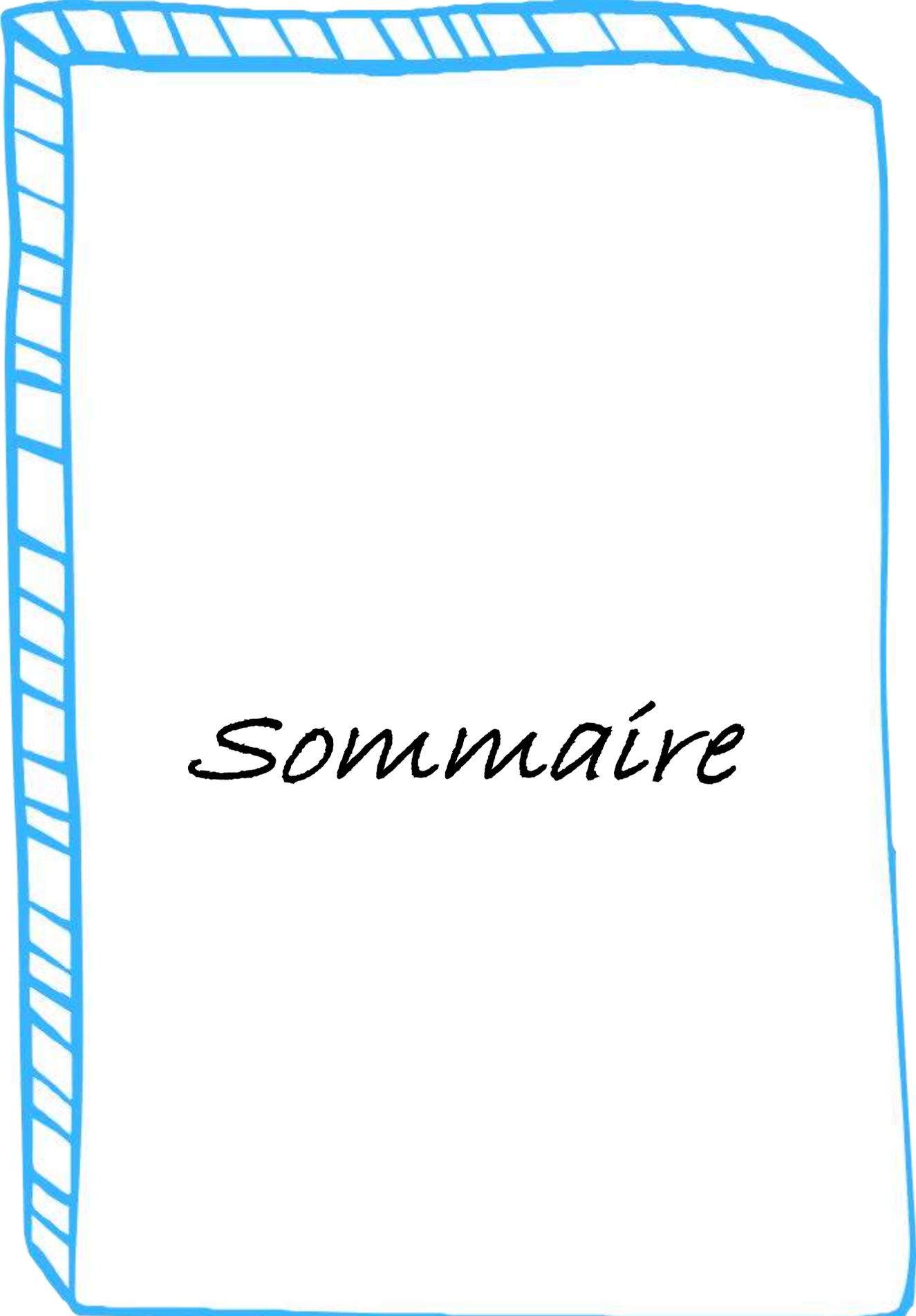
$a . b . c$  : Variables exprimées dans le repère fixe triphasé.

$d . q$  : Variables exprimées dans le repère (d, q) tournant à la vitesse synchrone.

\* : Référence.

$T$  : Transposé

$s . r$  : Indice correspondants au stator et au rotor.



*Sommaire*

## Sommaire

<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>I) LE CHAPITRE I</b>	<b>4</b>
<b>I.1) Historique</b>	<b>3</b>
<b>I.2) Techniques de commande de la machine asynchrone à fréquence variable</b>	<b>3</b>
I.2.A) La commande scalaire	3
I.2.A.1a) Commande en $V/f$ de la machine asynchrone	4
I.2.A.2a) La commande scalaire en courant	5
I.2.B) La commande vectorielle par orientation de flux	6
I.2.C) La commande directe de couple DTC	7
I.2.D) Commande adaptative	8
I.2.D.1a) La commande adaptative auto ajustable	8
I.2.D.2a) La commande adaptative avec modèle de références	9
I.2.E) La commande prédictive	10
I.2.E.1a) La commande à base de modèle (MPC)	11
I.2.E.2a) La commande prédictive GPC	12
<b>I.3) Etude comparative des techniques la commande de la machine asynchrone</b>	<b>13</b>
<b>I.4) Conclusion</b>	<b>14</b>
<b>II) LE CHAPITRE II</b>	
<b>II.1) Introduction</b>	<b>16</b>
<b>II.2) Généralités sur la machine asynchrone</b>	<b>16</b>
II.2.A) Définition	16
<b>II.3) La construction de la machine asynchrone</b>	<b>16</b>
II.3.A) Le stator	16
II.3.B) Le rotor	17
II.3.B.1a) Le rotor a cage d'écureuil	17
II.3.B.2a) Le rotor bobiné	18
<b>II.4) Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone</b>	<b>18</b>
<b>II.5) Modèle dynamique de la machine asynchrone</b>	<b>19</b>
<b>II.6) Modélisation et mise en équation</b>	<b>20</b>
<b>II.7) Equations générales de la MAS triphasée</b>	<b>21</b>
II.7.A) Equations électriques	21
II.7.B) Equations magnétiques	22
• Pour le rotor :	22
II.7.C) Equation électromécanique	23
<b>II.8) Équations générales de la MAS dans le repère biphasé (d,q)</b>	<b>23</b>
II.8.A) Transformation de PARK	23
II.8.B) Application de la transformation de Park	25
II.8.B.1a) Les équations électriques	25
II.8.B.2a) Les équations magnétiques	26

II.8.B.3e) L'expression du couple électromagnétique	29
<b>II.9) Choix du référentiel</b>	<b>29</b>
II.9.A) Référentiel lié au stator :	29
II.9.B) Référentiel lié au rotor	29
II.9.C) Référentiel lié au champs tournant	30
<b>II.10) Modélisation de l'alimentation de la machine</b>	<b>30</b>
II.10.A) Modélisation d'onduleur de tension	30
II.10.A.1er) L'hypothèse de simplification	31
II.10.A.2e) Le contrôle des tensions par la modulation de largeur d'impulsion (MLI)	32
II.10.A.3e) Les résultats de simulation	35
<b>II.11) Conclusion</b>	
<b>III) CHAPITRE III</b>	
<b>III.1) Introduction</b>	<b>38</b>
<b>III.2) La commande vectorielle de la machine asynchrone :</b>	<b>38</b>
III.2.A) Le principe de la commande vectorielle de MAS :	38
III.2.B) Choix d'orientation de flux	39
III.2.C) Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique	39
III.2.D) Les principes de la commande par flux rotorique	40
III.2.D.1er) Les équations électriques	41
III.2.D.2e) L'équation électromagnétique	41
III.2.E) Structure de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique	42
III.2.F) Simulation de la commande vectorielle de la MAS	44
III.2.F.1er) Les résultats de simulation	44
<b>III.3) Conclusion</b>	<b>47</b>
<b>IV) CHAPITRE IV</b>	
<b>IV.1) Introduction</b>	<b>47</b>
<b>IV.2) Commande prédictive MPC</b>	<b>47</b>
<b>IV.3) Simulation de la machine asynchrone avec la commande MPC</b>	<b>50</b>
IV.3.A) Sans régulation de la vitesse	51
IV.3.A.1er) Résultats de simulation	51
IV.3.B) Avec régulation de la vitesse	53
IV.3.B.1er) Résultats de simulation	54
<b>IV.1) Conclusion</b>	<b>56</b>
<b><i>CONCLUSION GENERALE</i></b>	
<b>Conclusion générale</b>	<b>57</b>



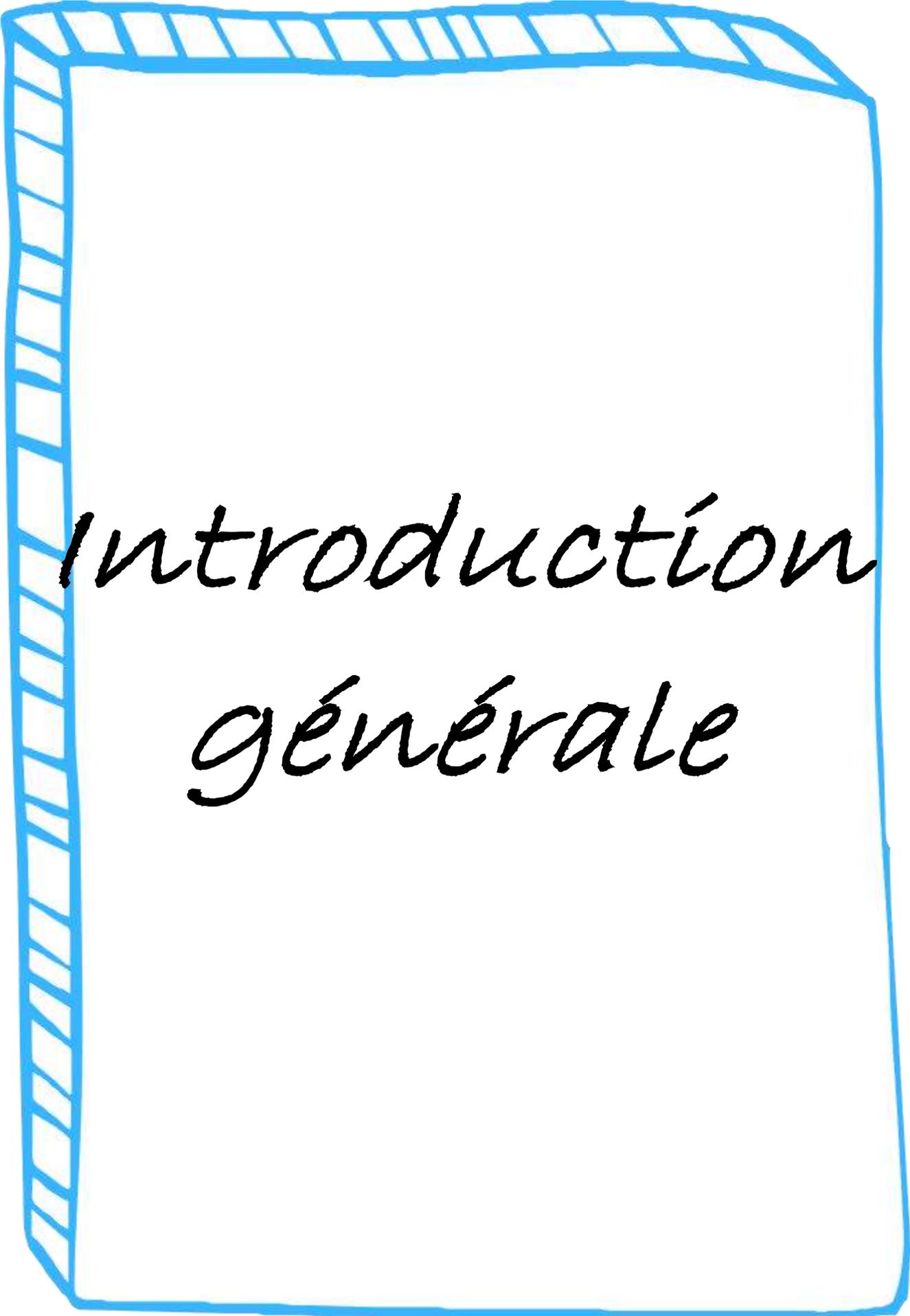
*Liste  
des  
figures  
et  
tableaux*

## La liste des tableaux

<b>TABLEAU I-1:ETUDE COMPARATIVE DES TECHNIQUES DE COMMANDE NON LINEAIRE DE MAS.</b>	13
--	----

## La liste des figures

<b>FIGURE I-1:</b> SCHEMA DE PRINCIPE DE LA COMMANDE SCALAIRE EN TENSION.	5
<b>FIGURE I-2:</b> SCHEMA DE PRINCIPE DE LA COMMANDE SCALAIRE EN COURANT.	6
<b>FIGURE I-3:</b> SCHEMAS DE LA COMMANDE VECTORIELLE.	7
<b>FIGURE I-4:</b> SCHEMA PRINCIPE DE LA COMMANDE ADAPTATIVE INDIRECTE MIAC.	8
<b>FIGURE I-5:</b> SCHEMA DE PRINCIPE D'UNE COMMANDE ADAPTATIVE INDIRECTE AUTO-AJUSTABLE.	9
<b>FIGURE I-6:</b> SCHEMA DE PRINCIPE DE LA COMMANDE DIRECTE MRAC.	10
<b>FIGURE I-7:</b> SCHEMA DE PRINCIPE DE LA COMMANDE MPC.	11
<b>FIGURE I-8:</b> SCHEMA DE PRINCIPE DE LA COMMANDE GPC.	12
<b>FIGURE II-1:</b> LE STATOR DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE.	17
<b>FIGURE II-2:</b> LE ROTOR A CAGE DES COURRIELS.	18
<b>FIGURE II-3 :</b> LE PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE.	19
<b>FIGURE II-4 :</b> REPRESENTATION SCHEMATIQUE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE.	20
<b>FIGURE II-5 :</b> TRANSFORMATION TRIPHASEE BIPHASEE.	24
<b>FIGURE II-7:</b> PRINCIPE DE L'ALIMENTATION PAR ONDULEUR EN TENSION.	30
<b>FIGURE II-8:</b> PRINCIPE DE MLI SINUS-TRIANGULAIRE.	33
<b>FIGURE II-9:</b> <i>PRINCIPE DE LA COMMANDE MLI.</i>	34
<b>FIGURE II-10 :</b> VITESSE DE ROTATION EN FONCTION DU TEMPS.	35
<b>FIGURE II-11:</b> COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN FONCTION DU TEMPS. <b>ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.</b>	
<b>FIGURE II-12:</b> COURANTS STATORIQUES EN FONCTION DU TEMPS.	36
<b>FIGURE II-13:</b> TENSION COMPOSEE UAB EN FONCTION DE TEMPS.	36
<b>FIGURE III-1:</b> L'ANALOGIE ENTRE LE DECOUPLAGE DE LA MAS ET DE MCC.	38
<b>FIGURE III-2:</b> ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE.	40
<b>FIGURE III-3:</b> SCHEMA DE PRINCIPE DE LA COMMANDE FOC.	42
<b>FIGURE III-4:</b> SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.	44
<b>FIGURE III-5 :</b> VITESSE EN FONCTION DU TEMPS.	45
<b>FIGURE III-6:</b> COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN FONCTION DE TEMPS	45
<b>FIGURE III-7:</b> COURANTS STATORIQUES EN FONCTION DE TEMPS.	46
<b>FIGURE III-8:</b> TENSION COMPOSEE UAB EN FONCTION DE TEMPS.	46
<b>FIGURE IV-2:</b> SCHEMA BLOC DE LA SIMULATION DE LA MAS ASSOCIE A LA COMMANDE MPC.	
<b>FIGURE IV-3:</b> VITESSE EN FONCTION DU TEMPS.	51
<b>FIGURE IV-4::</b> COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN FONCTION DE TEMPS.	52
<b>FIGURE IV-5:</b> COURANTS STATORIQUES EN FONCTION DE TEMPS	52
<b>FIGURE IV-6:</b> TENSION COMPOSEE UAB EN FONCTION DE TEMPS.	53
<b>FIGURE IV-7:</b> SCHEMA DE SIMULATION DE MAS ASSOCIE A LA COMMANDE MPC ET LA COMMANDE FOC.	53
<b>FIGURE IV -8:</b> VITESSE EN FONCTION DE TEMPS.	54
<b>FIGURE IV -9:</b> COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN FONCTION DE TEMPS .	54
<b>FIGURE IV -10:</b> COURANT STATORIQUE EN FONCTION DE TEMPS.	54
<b>FIGURE IV -11:</b> TENSION COMPOSE EN FONCTION DE TEMPS.	54



*introduction  
générale*

## **Introduction générale**

**L**e moteur asynchrone est de loin le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, pour plusieurs raisons : son faible coût, moins volumineux par rapport aux autres moteurs, sa robustesse et sa simplicité de fabrication et les bagues des électroaimants sont faciles à l'entretien . Son point noir est l'énergie réactive, consommer pour magnétiser l'entrefer elle peut causer des pertes de puissance dans les lignes électriques. Cependant sa structure dynamique est très complexe par ce qu'elle caractérisée par la manière dont les champs magnétiques créés par le stator et le rotor interagissent pour créer le couple moteur qui entraîne la rotation de la machine. Cette interaction dépend de nombreux facteurs, tels que la fréquence et la tension de l'alimentation électrique, le nombre de paires de pôles de la machine, les caractéristiques du stator et du rotor, etc . [1]

L'évolution technologique de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, a provoqué des changements importants dans la conception des systèmes de commande/régulation. Ce développement a poussé plusieurs laboratoires d'automatique et d'électrotechnique pour rechercher des structures de commande beaucoup plus évoluées.

Parmi ces techniques, la commande par orientation de flux (FOC) introduite par Blaschke en 1972, cette commande consiste à éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes, en quadrature dans un repère de référence lié au champ tournant, de telle sorte que, l'une des composantes commande le flux tandis que l'autre commande le couple.

Une nouvelle méthode de commande pour les moteurs électriques basés sur la commande prédictive sera présentée. Cette méthode de haute qualité a été inventée par un Français, J. Richalet, en 1978 et généralisée par D.W. Clarke en 1987 le concept du contrôle est basé sur le calcul du comportement futur du système dans le but d'utiliser ces informations dans le calcul des valeurs optimales des variables actuelles. Cette stratégie de commande a montré son efficacité, sa flexibilité et son succès dans des applications industrielles. L'application de la commande prédictive dans le domaine des commandes numériques a donné des bons résultats en termes de rapidité et de précision.[2] [3]

Le but principal de ce projet est l'étude de la commande vectorielle par orientation de flux FOC et la commande prédictive MPC de la machine asynchrone triphasée à cage, pour bien amélioré les performances de cette machine.

## | Introduction générale

Afin d'atteindre les objectifs de ce mémoire, ce travail est structuré autour de quatre chapitres :

Le premier chapitre, consacré pour les généralités sur les différentes techniques de la commande de la machine asynchrone à cage à fréquence variable.

Le deuxième chapitre, traite la modélisation de la machine asynchrone triphasée. Ce chapitre commence par la présentation des éléments de constructions de la machine à induction et la mise en place des repères de référence, 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. Puis on procédera à l'étude de l'onduleur de tension piloté par la méthode de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Le troisième chapitre, est consacré à la présentation de la commande par flux orienté FOC.

Le dernier chapitre est réservé pour la commande prédictive, on présente son principe. Puis l'application de cette technique pour la machine asynchrone à cage et accompagné d'une simulation de cette technique sous Matlab/Simulink.

A la fin de ce mémoire nous présentons une conclusion générale de cette étude.

# Chapitre 1

*Généralités sur les  
commandes de la  
machine  
asynchrone  
triphasee*

# I) *chapitre I*

### **I.1) Historique**

En 1820 c'est le début de l'histoire des moteurs électriques, lorsque Hans Christian Oersted a découvert l'effet magnétique. Un an plus tard, Michael Faraday découvre la rotation électromagnétique et crée le premier moteur à courant continu primitif. Puis en 1831 Faraday découvre les phénomènes électromagnétiques.

La paternité de la machine asynchrone est controversée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs : En 1887, Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone, puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets. Pendant la même période Galileo FERRARI publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur la machine asynchrone en avril 1888[1], en 1889, Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski, électricien germano-russe invente la première machine asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construite industriellement à partir de 1891. Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient, la machine asynchrone est aujourd'hui très couramment utilisée comme moteur dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts[2].

Lorsque la machine asynchrone est alimentée par un réseau à fréquence fixe, il est très difficile de faire varier sa vitesse, de plus, au démarrage, le couple est faible et le courant appelé est très élevés. De deux solutions historiques ont résolu ce dernier problème avec l'utilisation du rotor à encoches profondes et le rotor à double cage mis au point en 1912 par Paul Boucherot [3].

### **I.2) Techniques de commande de la machine asynchrone à fréquence variable**

Depuis quelques décennies de nombreuses méthodes de commandes ont été développées et améliorées. Nous nous intéresserons, dans ce qui suit, à celles les plus connues et les plus utilisées dans le cadre d'une commande de la MAS.

#### **I.2.A) La commande scalaire**

Parmi les premières commandes développées pour la variation des moteurs asynchrones, la commande scalaire. Elle est basée sur la commande simple des grandeurs variables de la machine comme la tension, le courant et la fréquence sans considération de la phase. Bien que cette stratégie ait l'avantage d'être facilement réalisable, elle a l'inconvénient d'offrir de faibles performances dynamiques. La commande scalaire c'est la technique la plus connue est celle où lorsqu'on varie la fréquence  $f$ , on ajuste la tension d'alimentation  $V$  au stator de telle manière

que le flux ou le rapport entre la tension et la fréquence  $V/f$  reste constant . Cette stratégie de commande peut être appliquée en boucle ouverte ou en boucle fermée avec régulation de la fréquence de glissement.

### I.2.A.1cr) Commande en $V/f$ de la machine asynchrone

Son principe est de maintenir  $V/f = \text{constant}$ , c'est à dire de maintenir le flux constant. Le contrôle du couple s'effectue en agissant sur le glissement.

D'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximal s'écrit [4] :

$$C_{\max} = 3 p \frac{\varphi_r^2}{R_r} \omega_r \quad (\text{I-1})$$

$C_{\max}$  : Couple maximale.

$p$  : Nombre de paire de pole.

$R_r$  : Résistance rotorique

$\omega_r$  : Vitesse angulaire électrique du rotor.

$\varphi_r$  : flux rotorique.

En fait, garder le rapport constant signifie que le flux constant. Quand la tension atteint sa valeur crête, on commence alors à décroître ce rapport ce qui réduit le couple que la machine peut produire. On est en régime de défluxage qui permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, se dénomme aussi le régime de survitesse. A basse vitesse, la chute de tension ne peut pas être négligée. Alors, On compense en ajoutant un terme de tension  $V_0$ .

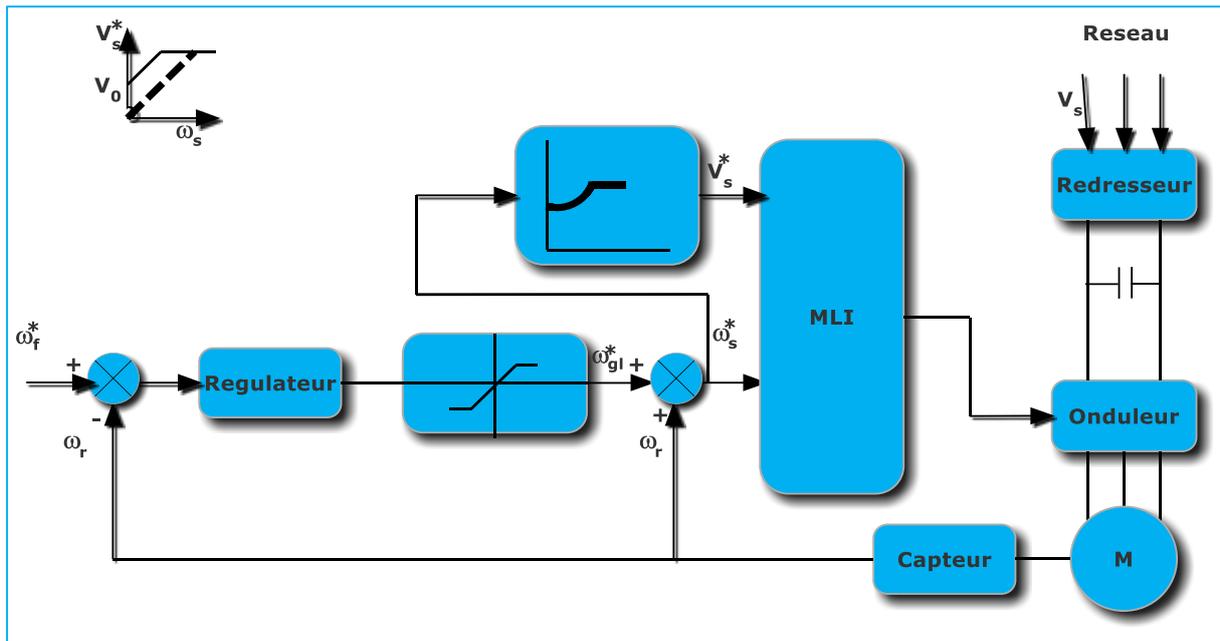


Figure I-1: Schéma de principe de la commande scalaire en tension.

Le schéma de commande de la figure I-1 présente la manière de réguler la vitesse de la machine 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.

Souvenez-vous que :

$$C_{\max} = 3 p \frac{V_s^2}{\omega_s^2} \omega_s \frac{1}{R_r} g = a g \omega_s = a \omega_r \quad (\text{I-2})$$

Le couple est proportionnel à la pulsation rotorique à flux constant. Si la machine est en charge, la vitesse a tendance à baisser, le régulateur va fournir plus de couple (donc plus de glissement) afin d'assurer cet équilibre. 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 soit garantir [4].

$g$  : le glissement

### I.2.A.2c) La commande scalaire en courant

La différence avec la commande précédente, c'est le type d'onduleur de courant qui est utilisé. On impose directement des courants dans les phases de la machine. La valeur du courant  $I_d$  (courant continu) est égale à un constant pré à la valeur efficace du courant imposé  $I_s$ . Le dispositif est plus complexe qu'un contrôle scalaire de la tension [3].

$$I_s = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (I-2)$$

$$I_s^* = \frac{\varphi_{s \text{ nom}}}{L_s} \sqrt{\frac{1+(\omega_r \tau_r)^2}{1+(\sigma \omega_r \tau_r)^2}} \quad (I-3)$$

$I_s$  : Courant imposé.

$I_d$  : Courant continu.

$\varphi_{s \text{ nom}}$  : Flux statorique nominale.

$\omega_r$  : Vitesse angulaire électrique du rotor

$\tau_r$  : Constante du temps rotorique

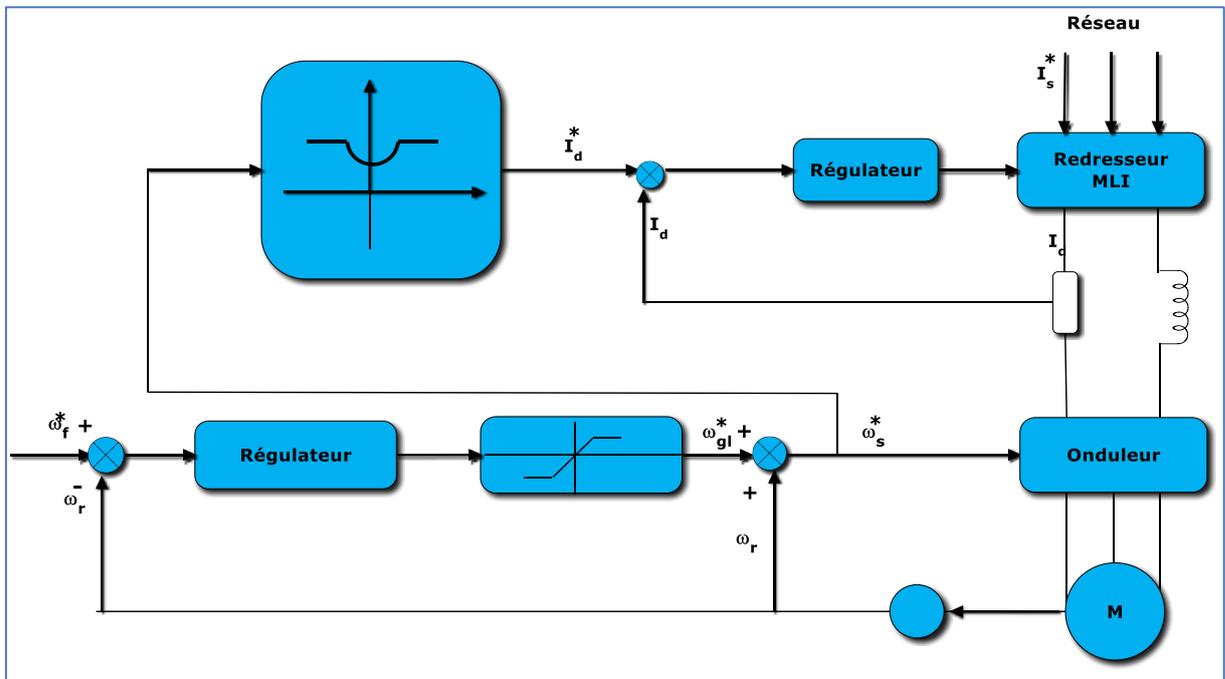
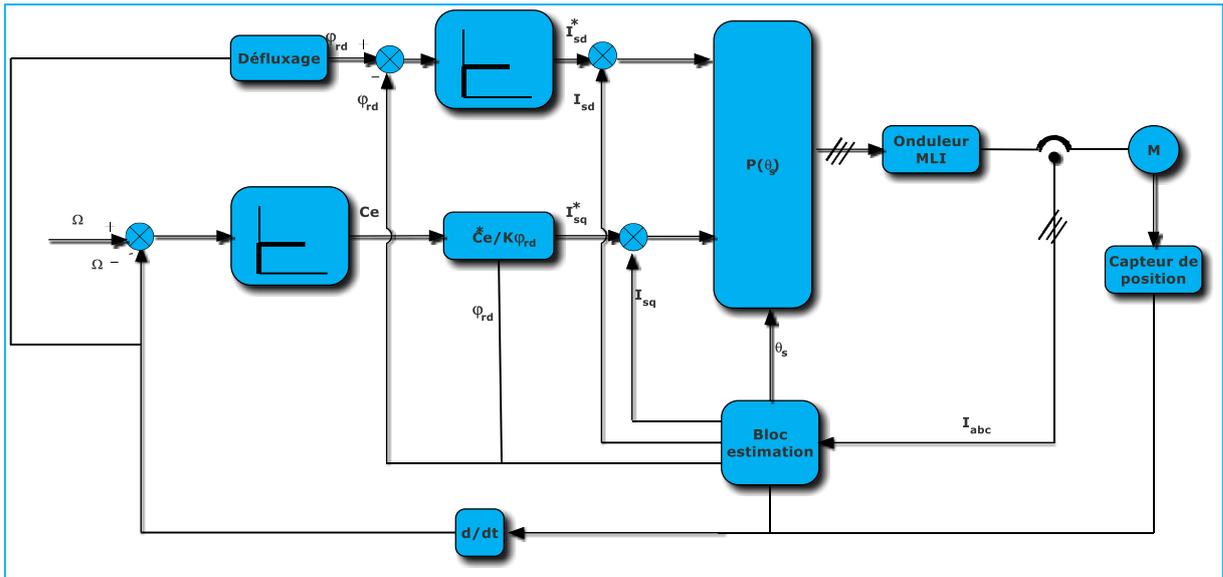


Figure I-2: Schéma de principe de la commande scalaire en courant.

### I.2.B) La commande vectorielle par orientation de flux

La commande vectorielle par orientation de flux (FOC) a été présentée au début des années 70 par F. Blaschke, elle est basée sur une orientation du repère tournant tels que l'axe d soit confondu avec la direction de flux rotorique, pour but d'avoir un découplage entre le flux et le couple de la MAS, On retrouve ainsi l'une des caractéristiques intrinsèques de la machine à courant continu, à savoir la linéarité du couple dû à l'orthogonalité des vecteurs flux inducteur et courant d'induit.

Cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès dans la technologie des semi-conducteurs de puissance et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels actuels [5]. Cependant, cette commande présente une faiblesse face aux variations des paramètres de la machine, qu'ils varient en cours de fonctionnement, notamment la résistance statorique.



**Figure I-3:** Schémas de la commande vectorielle.

### I.2.C) La commande directe de couple DTC

La commande directe du couple également appelée Direct Torque-Control a été introduite en 1985 par Depenbrock et Takahashi et elle a connu des développements à la fin des années 80. Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique. L'objectif est de maintenir ces deux variables à l'intérieur des bandes d'hystérésis [6].

Dans une commande DTC il est préférable de travailler haute fréquence pour réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.

La commande directe du couple est basée sur l'orientation du vecteur flux statorique en agissant directement sur l'état des interrupteurs.

### I.2.D) Commande adaptative

Pour obtenir un bon fonctionnement en boucle fermée face aux perturbations externes, incertitudes et non linéaire. Il faut utiliser la commande adaptative qui consiste à modifier les paramètres du correcteur, afin de garantir les performances souhaitées.

Il y'a deux approches majeures pour le développement de la commande adaptative des systèmes inconnus et variable dans le temps :

- Systèmes de Commande Auto-ajustable (Self Tuning Control - S.T.C.).
- Commande Adaptative avec Modèle de Référence (MRAC)[7].

#### I.2.D.1er) La commande adaptative auto ajustable

Cette technique a été proposée par Mr Kelman en 1958, le premier fonctionnement en industrie est 1970. Elle est dénommée aussi la commande adaptative indirecte avec identification du modèle (MIAC).

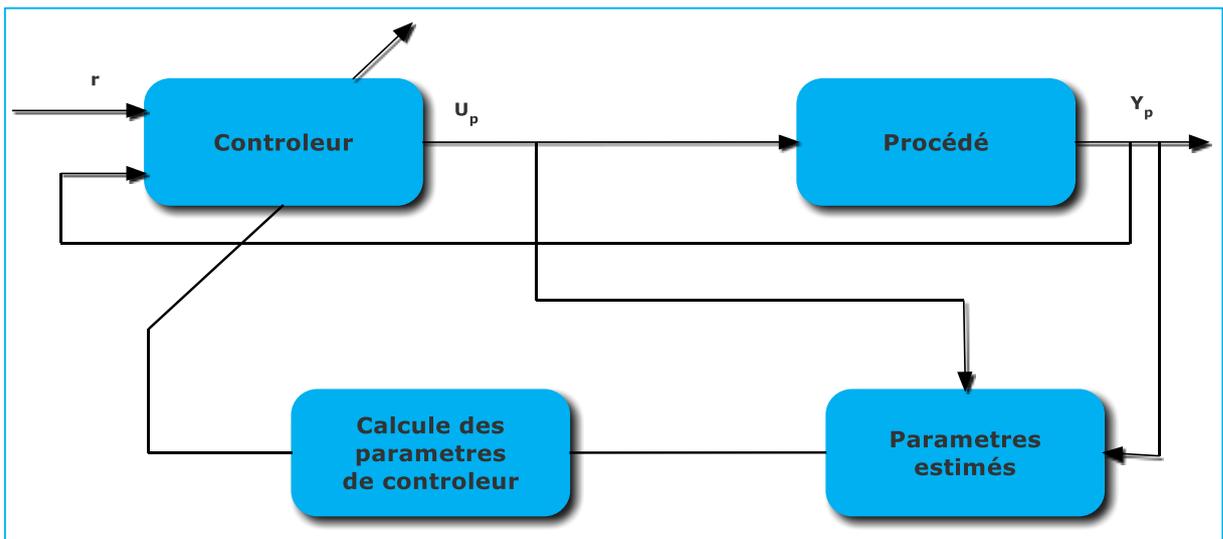


Figure I-4: Schéma principe de la commande adaptative indirecte MIAC.

$r$  : La référence

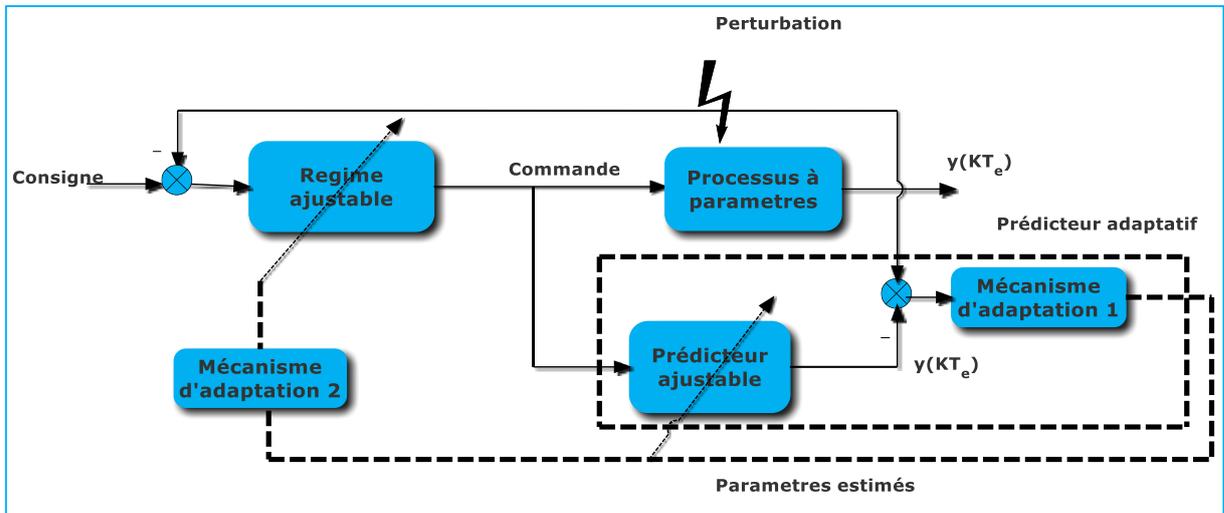
$U_p$  : La commande

$Y_p$  : La sortie

Le principe de cette technique est basé sur la séparation entre l'identification et la commande, pour pouvoir estimer les paramètres du système à contrôler tout en atteignant les objectifs de commande. Les paramètres du régulateur sont adaptés en deux étapes :

Etape 1 : Estimation des paramètres du modèle du procédé.

Etape 2 : Calcul de ceux du régulateur à partir des paramètres estimés.



**Figure I-5:** Schéma de principe d'une commande adaptative indirecte auto-ajustable.

L'hypothèse de base est que le bloc d'identification est peut fournir une bonne estimation de l'état du système avant chaque instant. Pour l'élaboration du régulateur, aucune erreur d'estimation n'est donc prise en compte. Cependant, la stabilité de cette commande dépend fortement de la compatibilité des modèles utilisés pour les tâches d'identification et de calcul de la commande [8].

### I.2.D.2c) La commande adaptative avec modèle de références

La commande directe est originalement proposée par « Whitaker » en « 1958 ». Sa première application remonte au début des années 70. Les paramètres du régulateur sont adaptés à une seule étape :

La première étape : calcul de MRAC est de définir un « modèle de référence » qui est une fonction de transfert (FT) représentant les performances désirées en boucle fermé.

En effet, la différence entre la sortie du procédé et la sortie du modèle de référence est une mesure de la différence entre les performances réelles et les performances désirées. Cette information est ensuite utilisée par le mécanisme d'adaptation pour ajuster les paramètres du régulateur afin de faire tendre l'erreur de comportement ou l'erreur de poursuite de trajectoire

vers zéro[8]. Cette technique demande des algorithmes plus rapides et favorise une application en temps réel (cas de robots manipulateurs)[8].

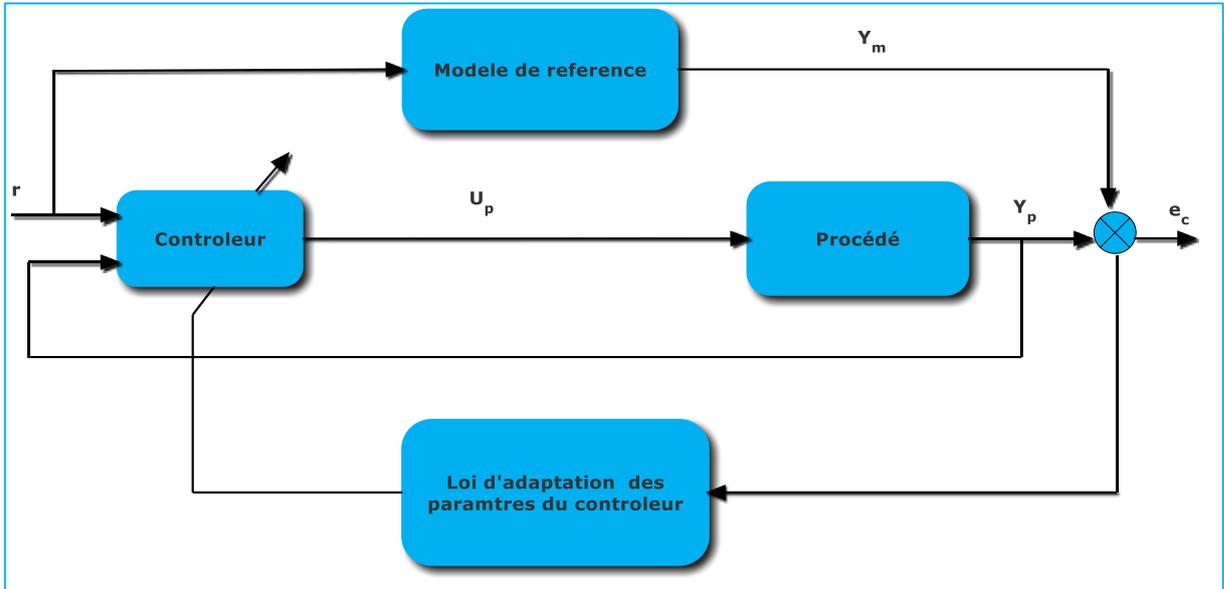


Figure I-6: Schéma de principe de la commande directe MRAC.

$r$  : La référence

$U_p$  : La commande

$Y_p$  : La performance désirée

$Y_m$  : La performance réelle

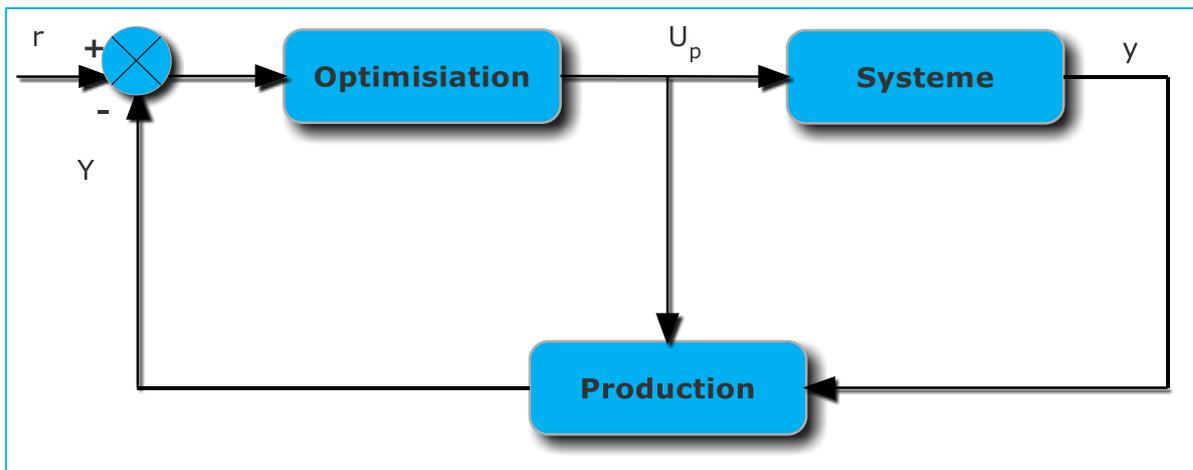
$e_c$  : la sortie

### I.2.E) La commande prédictive

La commande prédictive (ou compensation ou correction anticipatrice) est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Le principe de cette technique est d'utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé.

### I.2.E.1er) La commande à base de modèle (MPC)

La commande prédictive à base de modèle d'état MPC (Model Predictive Control) connue aussi sous l'appellation de commande à horizon fuyant ou glissant (Receding Horizon Control or Moving Horizon Control) est apparue au début de 1960. Cette méthode a été inventée en 1978 par le français J. Richelet et D.W Clarke avec un grand groupe industriel aux Etats-Unis et en Europe (Shell et Adersa). Elle est devenue de plus en plus populaire, ces dernières années, dans le milieu industriel pour sa tolérance envers différents types de systèmes et le respect des contraintes imposées.



**Figure I-7:** Schéma de principe de la commande MPC.

$r$  : La référence

$U_p$  : La commande

$y$  : La sortie

$Y$  : La sortie prédictive

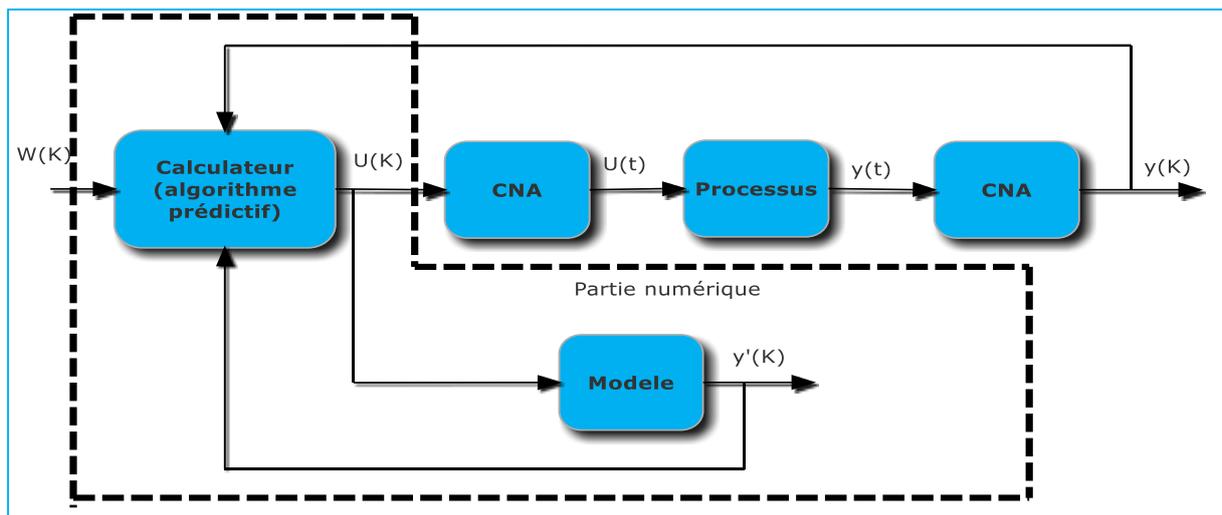
L'idée principale de la commande prédictive à base de modèle est basée sur l'utilisation d'un modèle du système à commander pour prédire sa sortie sur un certain horizon, les objectifs de commande sont spécifiés par un critère à minimiser et de contraintes à imposer sur les variables d'état, de commandes et de sorties [10]. Par conséquent, la commande appliquée, à chaque instant d'échantillonnage, est obtenue en résolvant un problème d'optimisation avec contraintes en un temps inférieur à la période d'échantillonnage [11]. La nature du problème d'optimisation dépend généralement du type du modèle utilisé pour la prédiction puisque le critère exprime des objectifs de poursuite et de minimisation d'énergie, Lorsque le modèle est linéaire, la solution analytique du problème d'optimisation existe et simple à calculer et les performances seront meilleures puisque l'optimum global est atteint[12].

### I.2.E.2c) La commande prédictive GPC

La commande prédictive généralisée GPC est considérée comme étant la plus populaire des méthodes de prédiction, particulièrement pour les processus industriels. Elle combine la prédiction du comportement futur de procédé avec la commande de rétroaction.

Le principe de cette commande est la résolution répétée à chaque pas de temps d'un problème optimale : ' comment aller de l'état actuel à un objectif de manière optimale en satisfaisant des contraintes.'

Pour cela il faut connaître à chaque itération l'état du système et utiliser un outil de résolution numérique.



**Figure I-8:** Schéma de principe de la commande GPC.

W : La référence.

y : Sortie.

y' : Sortie prédictive.

U : La commande.

CNA : Convertisseur numérique / analogique.

### I.3) Etude comparative des techniques la commande de la machine asynchrone

Tableau I-1: Etude comparative des techniques de commande non linéaire de MAS.

Les techniques	Avantages	Inconvénients
<b>Commande scalaire</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Basées sur la commande simple des grandeurs variables de la machine comme la tension, le courant et la fréquence.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• S'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase.</li> <li>• Valable que pour le régime permanent.</li> </ul>
<b>Commande vectorielle</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Basée sur le modelé Transitoire.</li> <li>• Précise et rapide.</li> <li>• Contrôle de couple à l'arrêt.</li> <li>• Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Très chère (estimateur de vitesse).</li> <li>• Faible de robustesse pour aux variations des paramètres.</li> <li>• Nécessité d'une modulation pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards surtout à basse tension.</li> </ul>
<b>Commande direct de couple</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Basée sur le modèle transitoire.</li> <li>• Elle est robuste</li> </ul> <p>Contre les variations paramétriques de la machine.</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique.</li> <li>• La dynamique rapide de couple et du flux.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• La fréquence de Commutation, variable (entraîne des bruits audibles).</li> <li>• Les ondulations du couple et du flux autour des bandes hystérésis.</li> </ul> <p>En basse vitesse, le flux difficile à contrôlée</p>
<b>Commande adaptative</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Robustesse : permet au système de s'adapter aux perturbations et aux</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Complexité : la commande adaptative est plus complexe à mettre en place que d'autres</li> </ul>

	changements dans l'environnement ou dans le système lui-même, ce qui peut améliorer la robustesse du système	techniques de commande, car elle nécessite des algorithmes de contrôle sophistiqués pour ajuster les paramètres en temps réel.
<b>Commande prédictive</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Le traitement de contraintes sur le système à commander peut-être inclus systématiquement dans la définition du correcteur.</li> <li>• Une maîtrise de l'amplitude du signal de commande et de son incrément.</li> <li>• Une faible sensibilité vis-à-vis à la fois du modèle de poursuite et de la structure algébrique du système à commander.</li> <li>• Une facilité conceptuelle dans la prise en compte des contraintes sur l'entrée et sur son incrément, sur la sortie et sur sa variation et plus généralement sur l'état du système à commander.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• La nécessité d'une modélisation précise (difficulté scientifique).</li> <li>• L'inadéquation, parfois, à commande en temps réel de procédés ayant une dynamique rapide.</li> </ul>

La facilité d'implanter la commande prédictive et sa simplicité à comprendre, sans des avantages qui caractérisent ce type de commande.

#### **I.4) Conclusion**

Dans ce chapitre on a présenté des généralités sur les différentes techniques de la commande de la machine asynchrone. Nous avons donné au premier lieu l'historique la MAS, par la suite nous avons présenté plusieurs techniques de commande de la MAS comme : La commande scalaire, la commande vectorielle par orientation de flux, la commande directe de couple DTC, la commande adaptative et nous avons terminé par la commande prédictive. Finalement nous avons fait une étude comparative pour ces différentes techniques.

## | Généralités sur les techniques de la machine asynchrone triphasée

Dans le chapitre suivant nous allons voir la modélisation et la simulation de la MAS.

II) Le chapitre II  
**Modélisation de la machine asynchrone**

# Chapitre II

*Modélisation et*

*Simulation de la  
machine*

*Asynchrone  
triphasee à  
cage*

## **II.1) Introduction**

Dans ce chapitre, le modèle mathématique de la machine asynchrone sera présenté pour développer des algorithmes de contrôle utilisant la transformation Park, ce qui réduit la complexité du modèle lors de la conversion d'une machine triphasée en un équivalent biphasé.

Le modèle complet de la machine asynchrone sera simulé à l'aide d'un programme de "simulation" dans "MATLAB".

Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation électrique de la machine, qui est un onduleur de tension à deux niveaux, avec une description de la méthode d'approche qui a été approchée du MLI, qui est très appréciée par ses avantages lorsqu'elle est liée au contrôle des machines électriques.

## **II.2) Généralités sur la machine asynchrone**

### **II.2.A) Définition**

Le moteur asynchrone est la machine la plus utilisée dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts, car il offre de nombreux avantages tels que sa simplicité de construction, sa grande fiabilité, son faible coût et sa facilité d'entretien, etc....surtout depuis l'apparition dans les années 1980 des variateurs de vitesses permettre à la fréquence de rotation de varier sur une grande gamme pour faciliter son développement. En effet, il fait partie des conceptions de nombreux constructeurs qui associent convertisseurs statiques et machines électriques.

Bien qu'une machine asynchrone soit bien connue, elle peut apparaître comme n'importe quelle autre machine, une panne électrique ou mécanique.

## **II.3) La construction de la machine asynchrone**

La machine asynchrone est dénommée aussi moteur à induction composée d'un stator et d'un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements.

### **II.3.A) Le stator**

Le stator est fixe et encoché à l'intérieur. Il porte à l'intérieur des encoches un bobinage formant  $p$  paires de pôles dont l'une des extrémités aboutit à la source et l'autre à une plaque à bornes avec laquelle on choisit le type de couplage: étoile ou triangle.

Pour les petites MAS, la culasse moulée en alpac sur l'empilage de tôles assure le blocage des tôles et le refroidissement du circuit magnétique.

Pour les grosses MAS, la culasse peut être en acier moulé ou en tôle d'acier roulé et soudé.

Pour les diamètres supérieurs à un (01) mètre, les tôles magnétiques sont réalisées par secteurs et serrées entre elles par des rivets; elles sont centrées dans des nervures et maintenues serrées par deux plateaux prenant appui sur des butées soudées



**Figure II-1:** le stator de la machine asynchrone à cage.

### **II.3.B) Le rotor**

Le rotor d'une machine asynchrone est fait, comme le stator, de tôles empilées et habituellement du même matériau. Dans les petites machines, les tôles sont découpées en une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans de plus grosses machines, chaque lamination est constituée de plusieurs sections et montée sur un moyeu.

#### **II.3.B.1cr) Le rotor a cage d'écureuil**

Au lieu des conducteurs on dispose des barres dans les encoches (en Cuivre ou en Aluminium) court-circuitées par deux anneaux, de résistance plus faible. On peut avoir un rotor à double cage ou à cage profonde, ces deux procédés sont utilisés pour améliorer les performances du démarrage (un couple électromagnétique élevé développé et un faible appel du courant statorique).

Dans le cas du moteur de faible et moyenne puissances, les cages sont en Aluminium coulé sous vide partiel et sous pression. Ce procédé permet d'éviter la présence néfaste de bulles d'air dans les barres et d'obtenir en une seule opération les barres, les anneaux de chaque extrémité et parfois même les ailettes de ventilation. Toutefois, dans les petits moteurs de fabrication récente, on utilise plutôt des ailettes en plastique, étant donné que cette matière est beaucoup moins coûteuse que l'aluminium.



**Figure II-2:** le rotor à cage des courriels.

### II.3.B.2c) Le rotor bobiné

On dispose des fils de conducteurs dans les encoches formant ainsi un bobinage polyphasé de même nombre de paires de pôles que le stator. En général, c'est un bobinage triphasé connecté en étoile et relié à trois bagues fixées sur l'arbre et sur lesquelles frottent des balais fixés sur le stator, d'où l'on branche un rhéostat ou un convertisseur statique de fréquence (récupération d'énergie) afin d'améliorer le démarrage (un couple électromagnétique élevé et un faible appel de courant statorique).

## II.4) Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, créée par le courant triphasé fourni par un réseau triphasé équilibré de pulsation  $\omega$  sur enroulements statorique, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ magnétique tournant (loi de LENZ).

Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor.

Dans la MAS, l'onde du champ tournant se déplace dans l'entrefer de la machine avec une vitesse de rotation nommée vitesse de synchronisme  $\Omega_s$ . Elle est liée à la fréquence d'alimentation par l'expression suivante :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad N_s = \frac{f}{p} * 60$$

$f$  : Fréquence des tensions triphasées du réseau d'alimentation [Hz].

$\Omega_s$  : La vitesse de synchronisme [rad/s].

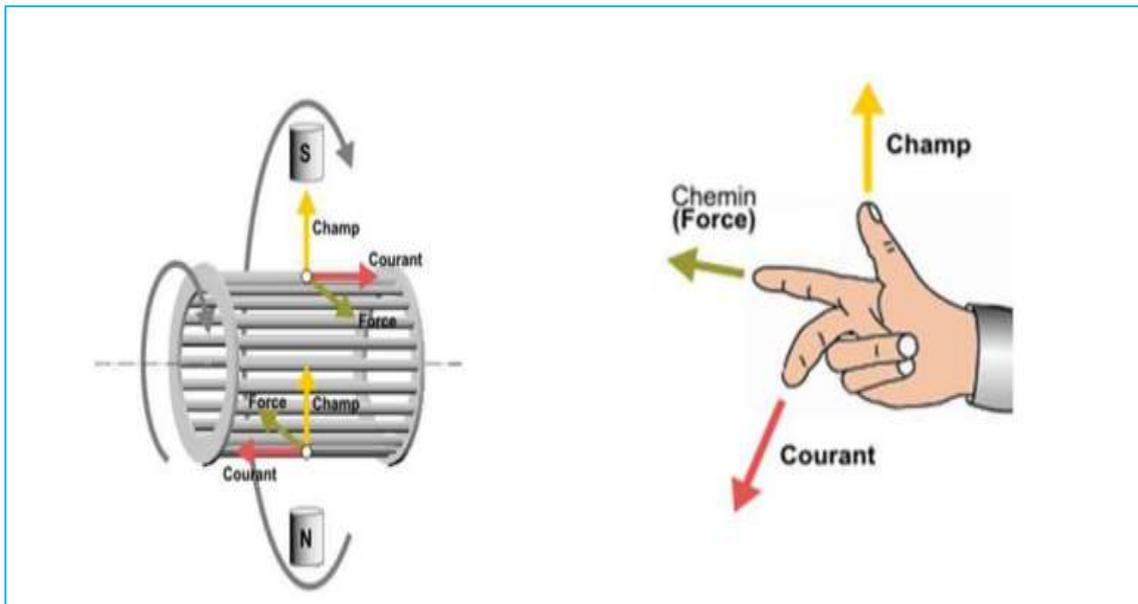
Un rotor en court-circuit, balayé par ce champ tournant, sera traversé par des courants induits (courant de Foucault), ce qui soumet ce dernier à des forces électromagnétiques de Laplace. L'ensemble de ces forces crée un couple moteur qui mettra le rotor en rotation, le rotor tourne dans le même sens que le champ tournant, sa vitesse de rotation est légèrement inférieure à celle du champ tournant ( $\Omega < \Omega_s$ ).

En effet, il existe donc toujours une différence de vitesse entre le stator et le rotor. Cette différence s'appelle le glissement ( $g$ ) qui est une caractéristique particulière de la MAS. Il est défini comme étant l'écart de vitesse entre la vitesse de synchronisme ( $\Omega_s$ ) et la vitesse de rotation du rotor ( $\Omega$ ). Le glissement ( $g$ ) est alors donné par

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (\text{II-1})$$

$g$  : Le glissement.

$\Omega$  : La vitesse de rotation [rad/s].

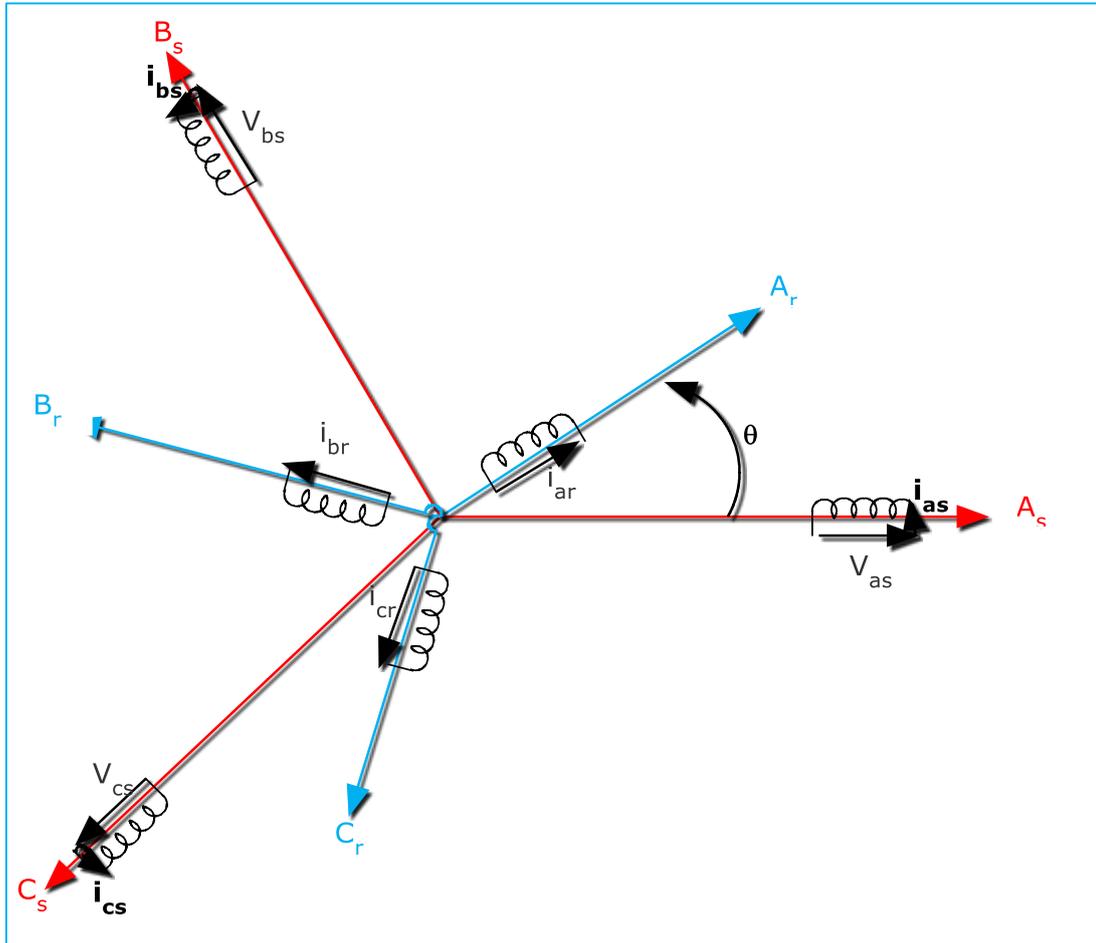


**Figure II-3** : Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage.

### II.5) Modèle dynamique de la machine asynchrone

Le modèle de la machine à induction triphasé est selon le schéma suivant, les armatures statoriques et rotoriques, chacun est alimenté par un enroulement triphasé, sont trois

enroulements du stator :  $A_s$ ,  $B_s$  et  $C_s$ , et pour les trois enroulements rotoriques :  $A_r$ ,  $B_r$ ,  $C_r$ , et  $\theta$  (Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique).



**Figure II-4** : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

### **II.6) Modélisation et mise en équation**

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur plusieurs hypothèses de simplifications.

- L'entrefer du moteur est d'épaisseur uniforme, négligeant ainsi l'effet des encoches.
- Le circuit magnétique non saturé et à une perméabilité constante, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Le bobinage triphasé est symétrique et la répartition de la force magnétomotrice dans l'entrefer est sinusoïdale

- Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :
  - ✚ Les équations électriques.
  - ✚ Les équations magnétiques.
  - ✚ L'équation mécanique.

## II.7) Equations générales de la MAS triphasée

Les équations du modèle de la machine asynchrone triphasé s'écrivent respectivement :

### II.7.A) Equations électriques

Les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasé s'écrivent respectivement :

- Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-2})$$

Sous forme condensé :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \quad (\text{II-3})$$

- Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-4})$$

Sous forme condensé :

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rabc}] \quad (\text{II-5})$$

Avec :

$R_s$  et  $R_r$  : les résistances par phase respectivement du stator et du rotor.

$[V_{sabc}] = [V_{sa} V_{sb} V_{sc}]^T$  : Vecteur de la tension statorique.

$[V_{rabc}] = [V_{ra} V_{rb} V_{rc}]^T$  : Vecteur de la tension rotorique.

$[I_{sabc}] = [I_{sa} I_{sb} I_{sc}]^T$  : Vecteur de courant statorique.

$[I_{rabc}] = [I_{ra} I_{rb} I_{rc}]^T$  : Vecteur de courant rotorique.

$[\varphi_{sabc}] = [\varphi_{sa}\varphi_{sb}\varphi_{sc}]^T$  : Vecteur de flux statorique.

$[\varphi_{rabc}] = [\varphi_{ra}\varphi_{rb}\varphi_{rc}]^T$  : Vecteur de flux rotorique.

### II.7.B) Equations magnétiques

Les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme Suite :

- Pour le stator :

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (\text{II-6})$$

- Pour le rotor :

$$[\varphi_{rabc}] = [L_r][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}] \quad (\text{II-7})$$

Avec :

$[L_s]$  : Matrice d'inductances statoriques.

$[L_r]$  : Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$  : Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator rotor.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

Ainsi :

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

$M_s$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_r$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$M_0$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

### II.7.C) Equation électromécanique

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse)[12].

$$C_{em} = p[I_{sabc}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (II-11)$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_{em} - C_r \quad (II-12)$$

Avec :

J : Moment d'inertie de la machine.

$C_r$  : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

$f_r$  : Coefficient de frottement visqueux.

Les équations de la machine asynchrone sont données comme suit :

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right)\{[L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}]\} \\ [V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right)\{[M_{sr}]^t[I_{sabc}] + [L_r][I_{rabc}]\} \end{cases} \quad (II-13)$$

Cette présentation de la modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application ; les matrices  $[M_{rs}]$  et  $[M_{sr}]$  dépendent de l'angle de rotation mécanique  $\theta$  et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [13].

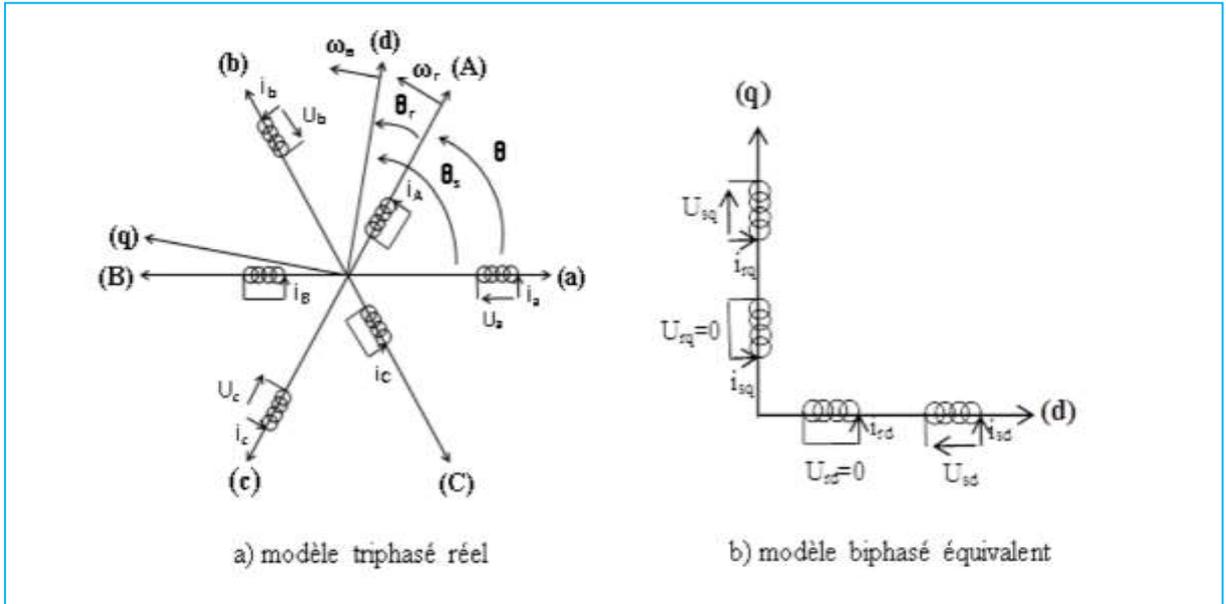
## II.8) Équations générales de la MAS dans le repère biphasé (d,q)

### II.8.A) Transformation de PARK

La transformation de Park vise à traiter une large gamme de machines d'une manière unifiée en le ramenant à un modèle unique, Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique.

Par conséquent Cette transformation vise à rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation.

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-14})$$



**Figure II-5** : transformation triphasée biphasée.

$\theta$ : L'angle entre les axes magnétiques "a" et rotorique "A".

$\theta_s$  : L'angle entre les axes magnétiques "a" et l'axe direct "d".

$\theta_r$  : L'angle entre les axes magnétiques "A" et l'axe direct "d".

$\omega_a$ : Vitesse angulaire électrique du système d'axes (d,q).

Le passage du système triphasé-biphasé est obtenu en introduisant la matrice de Park suivante :

$$P(\theta) = K \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

$K = \sqrt{\frac{2}{3}}$  : Pour la conservation de puissance.

$K = \frac{2}{3}$  : Pour la conservation de amplitudes.

Dont la matrice inverse est :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

On peut alors exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques comme suit :

### **II.8.B) Application de la transformation de Park**

#### **II.8.B.1 cr) Les équations électriques**

Au stator :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sabc}] \quad (\text{II-17})$$

$$[V_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1}[V_{sdq0}] \quad (\text{II-18})$$

On aura donc :

$$[P]^{-1}[V_{sdq0}] = [R_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdq0}] + \left(\frac{d}{dt}\right) [[P]^{-1}][\varphi_{sdq0}] \quad (\text{II-19})$$

Multiplions à gauche l'équation membre à membre par  $[P(\theta_s)]$  nous obtenons :

$$[V_{sdq0}] = [P(\theta_s)][R_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdq0}] + [P(\theta_s)] \left(\frac{d}{dt}\right) ([P(\theta_s)]^{-1}[\varphi_{sdq0}]) \quad (\text{II-20})$$

Sachant que :

$$[P(\theta_s)]^{-1} \left(\frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1}\right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left(\frac{d\theta_s}{dt}\right) \quad (\text{II-21})$$

Et après un simple calcul de produit matriciel, les tensions s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{II-22})$$

Au rotor :

Une procédure analogue à celle du stator conduit aux équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{r0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{r0} \end{bmatrix} \quad (\text{II-23})$$

La nullité des composantes homopolaires et sachant que :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - p\Omega \quad (\text{II-24})$$

Ces équations (II.23) et (II.24) s'écrivent finalement :

Au stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \end{bmatrix} \quad (\text{II-25})$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \left( \frac{d\theta_s}{dt} - P\Omega \right) \begin{bmatrix} -\varphi_{rq} \\ \varphi_{rd} \end{bmatrix} \quad (\text{II-26})$$

Sous forme condensé :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \left( \frac{d\theta_s}{dt} - P\Omega \right) \varphi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \left( \frac{d\theta_s}{dt} - P\Omega \right) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-27})$$

Avec :

$\omega$ : Vitesse angulaire électrique telle que  $\omega = P\Omega$ .

### II.8.B.2c) Les équations magnétiques

En appliquant la transformée de Park aux flux à travers le stator :

$$[\varphi_{sdq0}] = [P(\theta_s)][\varphi_{sabc}] \quad (\text{II-28})$$

En remplaçant le flux par son équation, il devient :

$$[\varphi_{sdq0}] = [P(\theta_s)][L_s][i_{sabc}] + [P(\theta_s)][M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{II-29})$$

Sachant que :

$$\begin{cases} [i_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} [i_{sdq0}] \\ [i_{rabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} [i_{rdq0}] \end{cases} \quad (\text{II-30})$$

On a alors :

$$[\varphi_{sdq0}] = [P(\theta_s)][L_s][P(\theta_s)]^{-1} [i_{sdq0}] + [P(\theta_s)][M_{sr}][P(\theta_s)]^{-1} [i_{rdq0}] \quad (\text{II-31})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s - 2M_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2M_{sr}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2M_{sr}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{II-32})$$

Si la même opération est effectuée pour les flux à travers le rotor on a :

$$[\varphi_{rdq0}] = [P(\theta_r)][\varphi_{rabc}] \quad (\text{II-33})$$

En remplaçant le flux par son équation, il devient :

$$[\varphi_{rdq0}] = [P(\theta_r)][L_r][i_{rabc}] + [P(\theta_r)][M_{sr}][i_{abc}] \quad (\text{II-34})$$

On a alors :

$$[\varphi_{rdq0}] = [P(\theta_r)][L_r][P(\theta_r)]^{-1} [i_{rdq0}] + [P(\theta_r)][M_{sr}][P(\theta_s)]^{-1} [i_{sdq0}] \quad (\text{II-35})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r - 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2M_{sr}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2M_{sr}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{II-36})$$

Pour but de simplification on prend

$L_{ss} = l_s - M_s$  : Inductance cyclique du stator.

$L_{rr} = l_r - M_r$  : Inductance cyclique du rotor.

$L_{s0} = l_s + 2M_s$ : Inductance cyclique homo polaire du stator.

$L_{r0} = l_r + 2M_r$ : Inductance cyclique homo polaire du rotor.

$M = 3/2M_{sr}$  : Inductance mutuelle cyclique du stator par apport au rotor.

On aura alors

Au stator :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & 0 \\ 0 & L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-37})$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{rr} & 0 \\ 0 & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-38})$$

Sous forme condensé :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_{ss}i_{sd} + Mi_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_{ss}i_{sq} + Mi_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_{rr}i_{rd} + Mi_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_{rr}i_{rq} + Mi_{sq} \end{cases} \quad (\text{II-39})$$

$$[V] = [i][R] + [L][i] + \omega_s[A1][i] + (\omega_s - \omega)[A2][i] \quad (\text{II-40})$$

$$\left\{ [V] = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [i] = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{II-41})$$

$$\left\{ [L] = \begin{bmatrix} L_{ss} & 0 & M & 0 \\ 0 & L_{ss} & 0 & M \\ M & 0 & L_{ss} & 0 \\ 0 & M & 0 & L_{ss} \end{bmatrix} [A1] = \begin{bmatrix} 0 & -L_{ss} & 0 & -M \\ L_{ss} & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [A2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_{rr} & 0 & -M \\ L_{rr} & 0 & M & 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{II-42})$$

### II.8.B.3c) L'expression du couple électromagnétique

Le couple en fonction des flux rotoriques et des courants statoriques est donné par :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_{rr}} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II-44})$$

Le couple électromagnétique de la machine en fonction des flux et des courants statoriques est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = P (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{II-45})$$

## II.9) Choix du référentiel

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de composantes de PARK nécessite d'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions de moteur. Trois types de référentiels sont intéressants. En pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié [14].

### II.9.A) Référentiel lié au stator :

Dans ce référentiel, les axes sont fixés par rapport au stator. Ce référentiel est utilisé dans le cas des variations importantes de la vitesse de rotation. Il est caractérisé par :

$$\left\{ \omega_a = 0 \quad ; \quad \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \right\} \quad (\text{II-46})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \phi_{r\beta} \\ 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} + \omega_r \phi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (\text{II-47})$$

### II.9.B) Référentiel lie au rotor

Dans ce repère, les axes sont fixés par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega$ . Ce référentiel est choisi pour étudier les problèmes en régimes transitoires ou la vitesse de rotation est constante. Il est caractérisé par :

$$\left\{ \omega_r = \omega_a \quad ; \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \omega_s = 0 \right\} \quad (\text{II-48})$$

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} - \omega_s \varphi_{sy} \\ V_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d\varphi_{sy}}{dt} + \omega_s \varphi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = R_r i_{rx} + \frac{d\varphi_{rx}}{dt} \\ V_{ry} = 0 = R_r i_{ry} + \frac{d\varphi_{ry}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-49})$$

### II.9.C) Référentiel lie au champs tournant

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par le stator. Ce référentiel est utilisé pour pouvoir appliquer une commande de vitesse de couple. Ce référentiel n'introduit pas des simplifications dans la transformation des équations électrique. Il est caractérisé par :

$$\left\{ \omega_s = \omega_a \quad ; \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = (\omega_s - \omega_r) \right\} \quad (\text{II-50})$$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-51})$$

## II.10) Modélisation de l'alimentation de la machine

### II.10.A) Modélisation d'onduleur de tension

Un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance permettant de générer des tensions et à partir d'une source d'énergie électrique de tension ou de fréquence différente. C'est la fonction inverse d'un redresseur. L'onduleur est un convertisseur statique de type continu/alternatif [12].

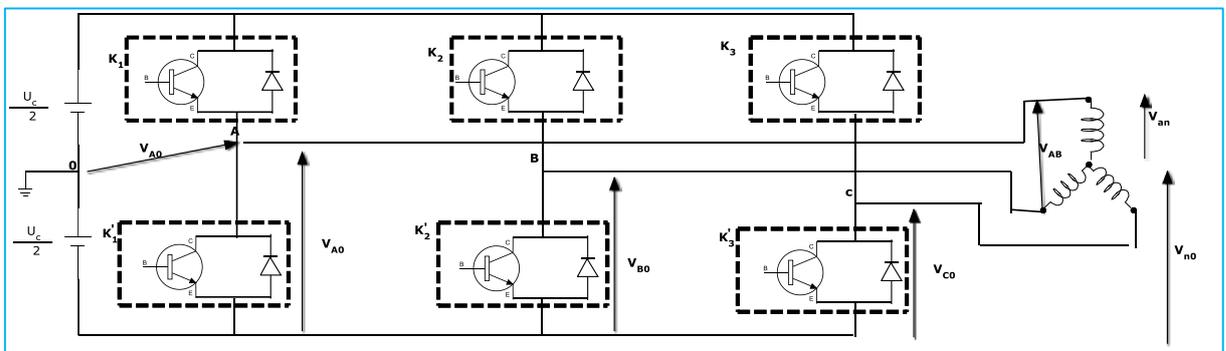


Figure II-6: Principe de l'alimentation par onduleur en tension.

II.10.A.1er) **L'hypothèse de simplification**

- La commutation des interrupteurs est instantanée (à deux positions modélisées par une fonction logique)
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge est équilibrée couplée en étoile avec un neutre isolé.

L'état des interrupteurs :

$$\begin{cases} 0 \text{ si } K_1 \text{ est fermé et } K'_1 \text{ ouvert} \\ 1 \text{ si } K_1 \text{ est ouvert et } K'_1 \text{ fermé} \end{cases}$$

Les tensions composées  $V_{AB}V_{BC}V_{CA}$  à la sortie d'onduleur :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AO} - V_{BO} \\ V_{BC} = V_{BO} - V_{CO} \\ V_{CA} = V_{CO} - V_{AO} \end{cases} \quad (\text{II-53})$$

$V_{AO}V_{BO}V_{CO}$  : Sont les tensions d'entrée de l'onduleur

Pour une MAS présentant un neutre et alimentée par un onduleur on peut écrire les tensions comme suit :

$$\begin{cases} V_{AO} = V_{an} - V_{no} \\ V_{BO} = V_{bn} - V_{no} \\ V_{CO} = V_{cn} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{II-54})$$

$V_{an}V_{bn}V_{cn}$  : Les tensions de phase

$V_{ao}$  : La tension fictive entre le neutre de la machine asynchrone et le point fictif d'indice

« O ».

A cause de l'équilibre des phases :  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$  alors on peut déduire le potentiel entre le point n et o :

$$V_{no} = -\frac{1}{3}(V_{Ao} + V_{Bo} + V_{Co}) \quad (\text{II-55})$$

En remplaçant (II. 44) dans (II-43 ) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Ao} \\ V_{Bo} \\ V_{Co} \end{bmatrix} \quad (\text{II-56})$$

Pour la commutation idéale on obtient :

$$V_{io} = C_i U_C - \frac{U_c}{2} \quad (\text{II-57})$$

Alors :

$$\begin{cases} V_{ao} = \left(C_A - \frac{1}{2}\right) U_c \\ V_{bo} = \left(C_B - \frac{1}{2}\right) U_c \\ V_{co} = \left(C_C - \frac{1}{2}\right) U_c \end{cases} \quad (\text{II-58})$$

En remplaçant (II.58) dans (II.56)

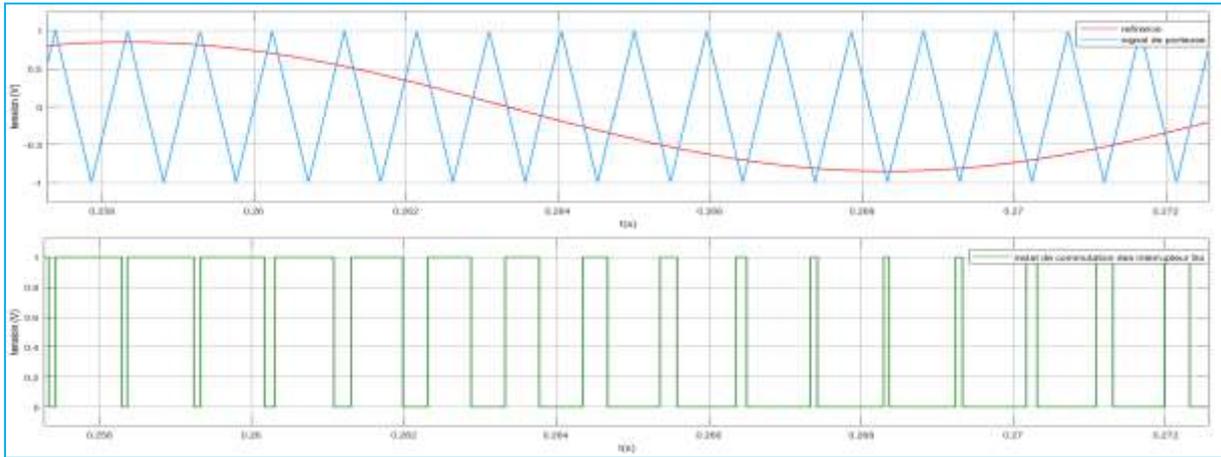
$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_A \\ C_B \\ C_C \end{bmatrix} \quad (\text{II-59})$$

#### II.10.A.2e) Le contrôle des tensions par la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les techniques de modulation sont nombreuses, les plus régulières, l'optimisée (élimination des harmoniques non désirées), la vectorielle et la modulation à bande d'hystérésis. L'objectif de la MLI, c'est la minimisation ou la réduction des oscillations sur la vitesse le couple et les courants. Dans ce travail, on va utiliser la MLI naturelle en se basant sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier c'est le signal de référence qui représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur, ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second qui est appelé signal de la porteuse définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

La valeur du rapport de fréquences entre la porteuse triangulaire et la modulante procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur [15].



**Figure II-7:** Principe de MLI sinus-triangulaire.

Cette stratégie permet la génération des impulsions de commande à partir de l’instant où on a l’intersection d’une onde de référence généralement sinusoïdale  $V(t)_{\text{réf}}$  d’une fréquence  $F_r$  avec une onde triangulaire appelée porteuse  $V_p(t)$  d’une fréquence  $F_p$  très élevée [16].

- Les paramètres qui caractérisent cette technique :

Le coefficient de modulation  $m$  : rapport entre la fréquence de porteuse  $F_p$  et celle du signal de référence  $m = \frac{F_p}{F_r}$ .

Le coefficient de réglage de la tension  $r$  égale au rapport de l’amplitude  $V_{\text{max}}$  de la référence à tension crête  $V_p$  de la porteuse :  $r = \frac{V_{\text{max}}}{V_p}$

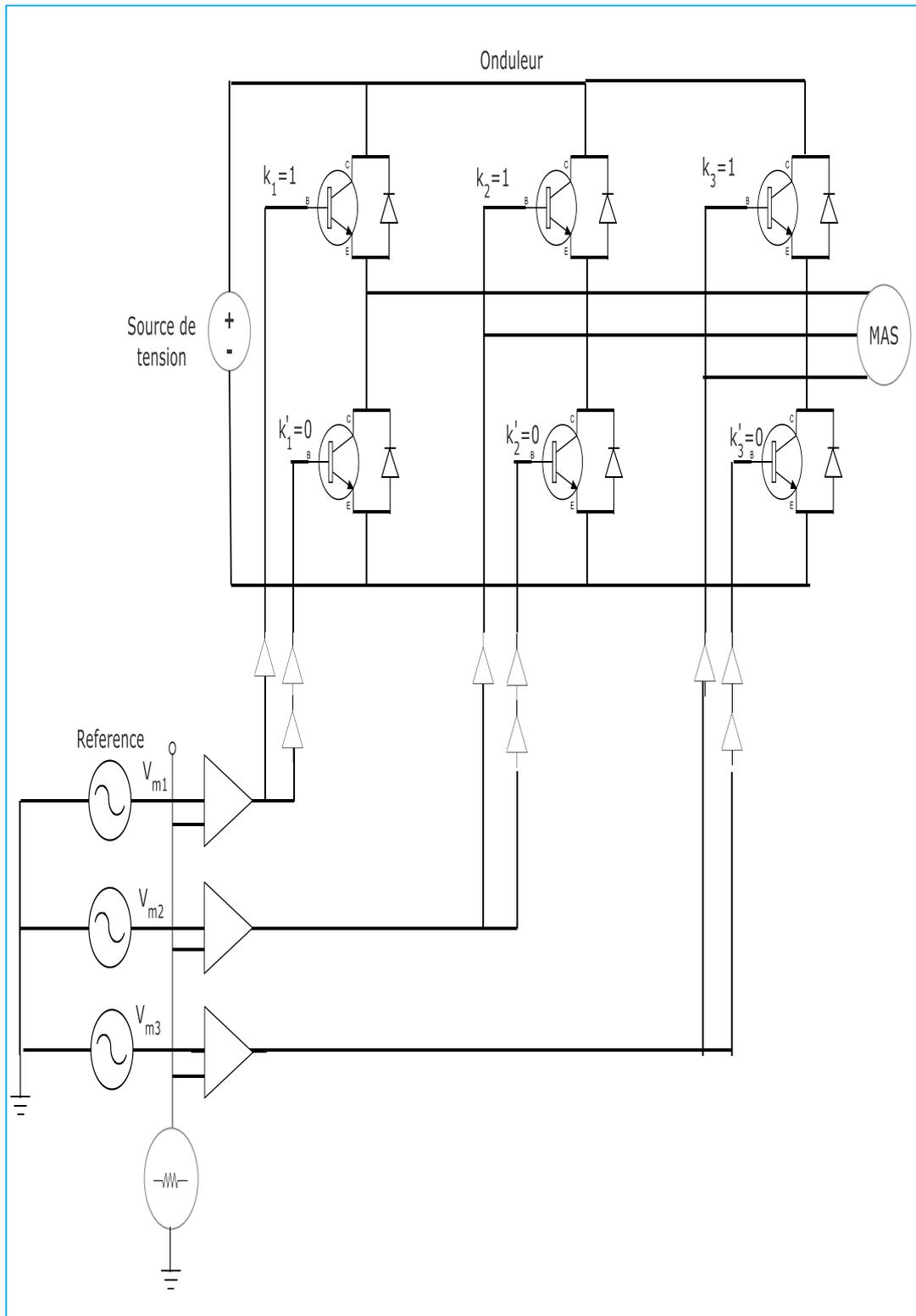
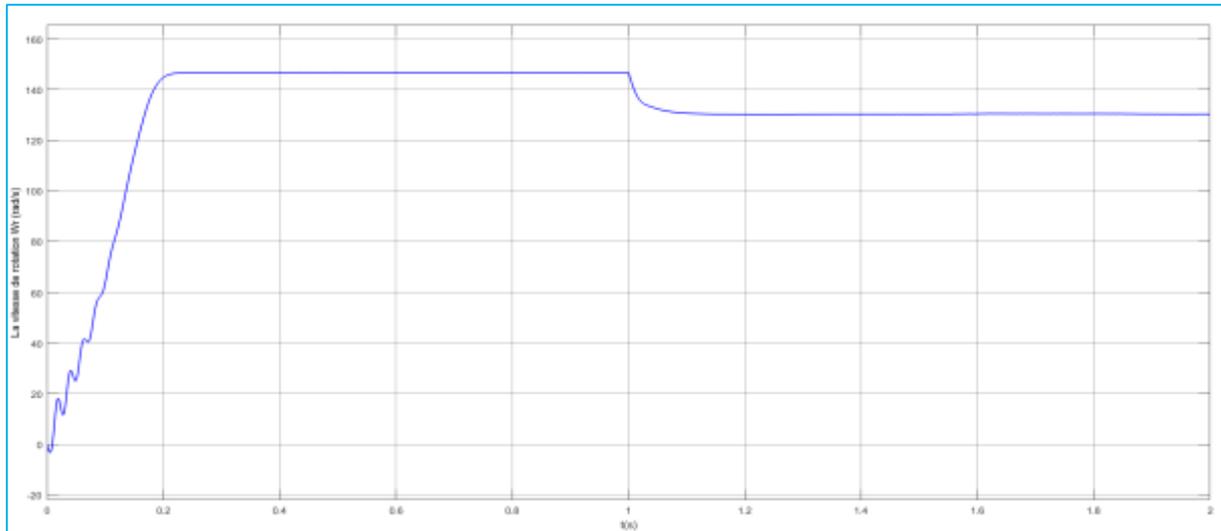


Figure II-8: Principe de la commande MLI.

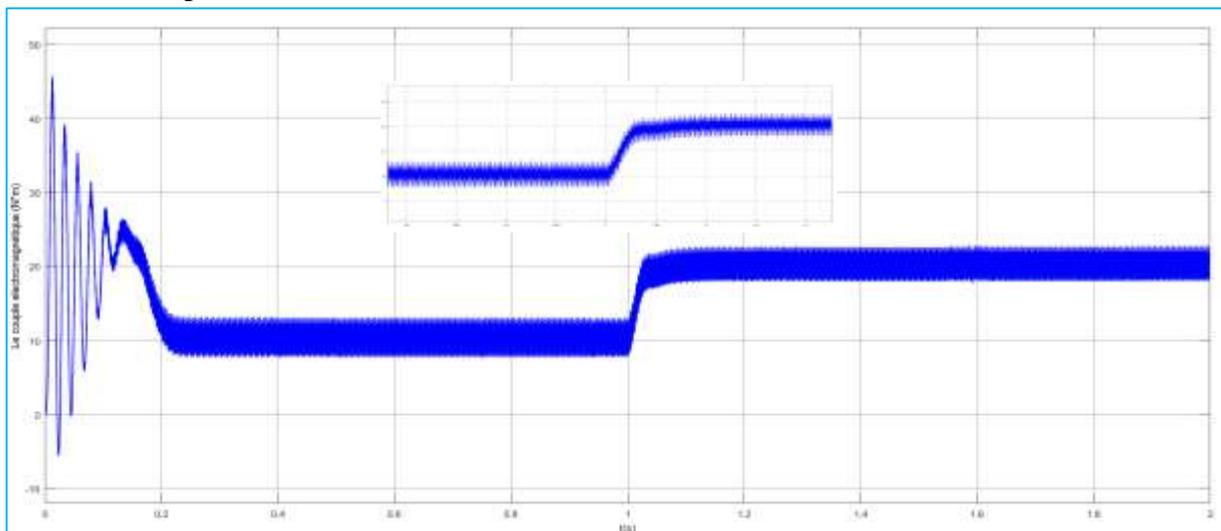
II.10.A.3e) **Les résultats de simulation**

La figure II-9 représente l'évolution de la vitesse de rotation en fonction du temps, le moteur démarre avec un régime transitoire puis se stabilise en régime permanent (150rad/s). Le moteur démarre à vide puis on applique à  $t=1s$  un couple de charge ( $C_r=10N.m$ ), celui-ci provoque une diminution de vitesse puis revient à son régime stable.



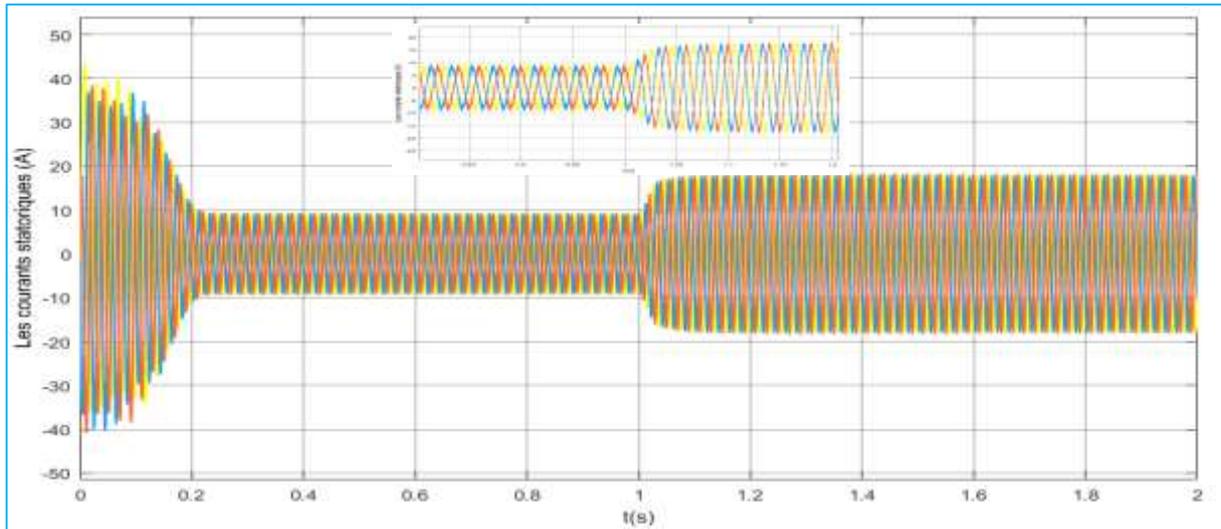
**Figure II-9 :** Vitesse de rotation en fonction du temps.

la figure II-10 représente l'évolution du couple, aux premiers instants du démarrage on remarque une pulsation très importante (régime transitoire), après à  $t=0.2s$  le couple tend vers zéro (régime permanent) jusqu'à  $t=1s$  nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ( $C_r = 20N.m$ ). Le couple électromagnétique tend vers la valeur du couple résistant.



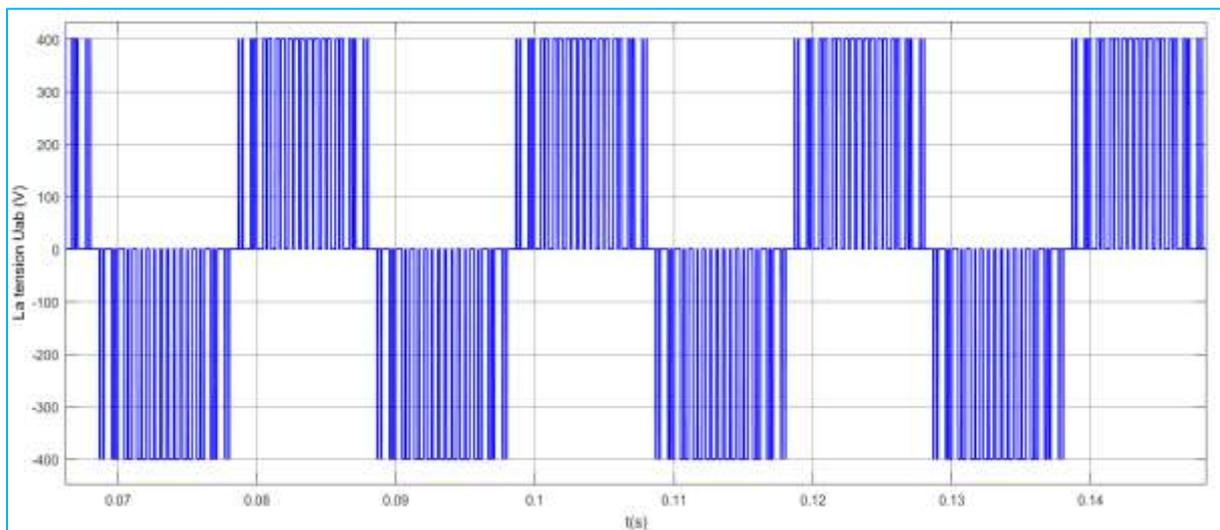
**Figure II-10:** Couple électromagnétique en fonction du temps

La figure II-11 représente l'évolution de courant statorique en fonction du temps, On remarque l'appel de courant au démarrage égal à 4 fois environ le courant nominal et après disparition du régime transitoire il reste un courant sinusoïdal d'amplitude constante jusqu'à  $t=1s$ . Le courant statorique augmente selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.



**Figure II-11:** Courants statoriques en fonction du temps.

La figure II-12 représente la tension composée à la sortie d'onduleur piloté par une source de tension. La pulsation fournit une forme d'onde de tension rectangulaire d'amplitude 400V proche de la sinusoïde.



**Figure II-12:** Tension composée  $U_{ab}$  en fonction de temps.

## **II.11) Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension. Et aussi nous avons fait la simulation sous le logiciel MATLAB/SIMULINK. Différentes approches de modélisation de Park de la machine asynchrone ont été présentées brièvement, l'accent étant mis sur les modèles biphasés représentés dans les deux repères tournant et fixe.

L'étude de la commande vectorielle par orientation de flux sera l'objet du prochain chapitre.

## III) Chapitre III

### La commande FOC

# *Chapitre III*

*La commande*

*vectorielle par orientation*

*de flux*

### III.1) Introduction

Les origines de la commande vectorielle remontent à la fin du siècle dernier et aux travaux de BLONDEL sur la théorie de la réaction des deux axes. Dans le but de commander la machine asynchrone, les chercheurs ont développé des transformations mathématiques pour extraire des courants de ligne des variables a fin de commander indépendamment le flux et le couple et avoir le découplage qui existe naturellement dans une machine à courant continu. Ce type de contrôle est connu sous le nom de contrôle vectoriel dite aussi commande à flux orienté devient d'une importance majeure puisqu'elle résout les problèmes du couplage des variables de la machine.

### III.2) La commande vectorielle de la machine asynchrone :

#### III.2.A) Le principe de la commande vectorielle de MAS :

L'intérêt de la commande vectorielle est de rapprocher de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée qui offre comme principale avantage d'être facilement commandable, le couple et le flux sont découplés et contrôlable indépendamment. Le flux est contrôlé de l'inducteur et le couple par le courant induit.

Cependant pour la machine asynchrone le flux et le couple ne sont pas naturellement découplés. La commande vectorielle vient de régler ce problème de découplage entre le réglage du flux et celui du couple [17].

$K_1$  et  $K_2$ : constantes

$I_a$  : le courant d'induit

$I_f$  : le courant d'excitation

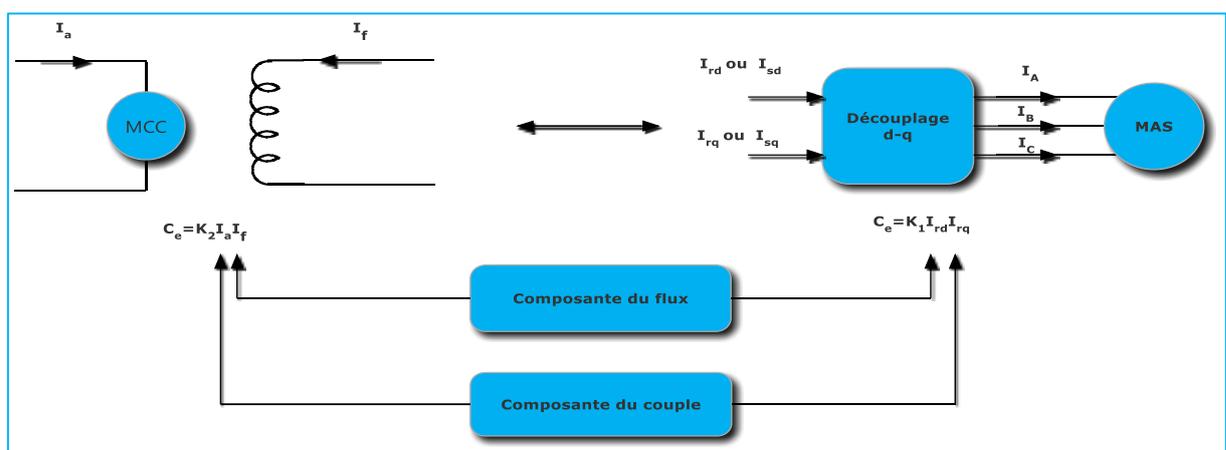


Figure III-1: L'analogie entre le découplage de la MAS et de MCC.

### III.2.B) Choix d'orientation de flux

La technique de flux orienté est basée sur le choix du repère de référence. Nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction désirée du flux (statoriques, rotorique ou entrefer).

Il existe trois types de référentiel :

Orientation du flux rotorique (c'est le flux rotorique qui orienté) :  $\varphi_{rd} = \varphi_r, \varphi_{rq} = 0$

Orientation du flux statoriques (c'est le flux statorique qui orienté) :  $\varphi_{sd} = \varphi_s, \varphi_{sq} = 0$

Orientation du flux d'entrefer (c'est le flux d'entre fer qui orienté) :  $\varphi_{gd} = \varphi_g, \varphi_{rg} = 0$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer[16].

### III.2.C) Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique

Un choix adéquat du référentiel (d,q) de manière que le flux rotorique soit aligné avec l'axe (d) permet d'obtenir une expression de couple dans laquelle deux courants orthogonaux  $I_{ds}$  pour générer le flux,  $I_{qs}$  pour générer le couple.

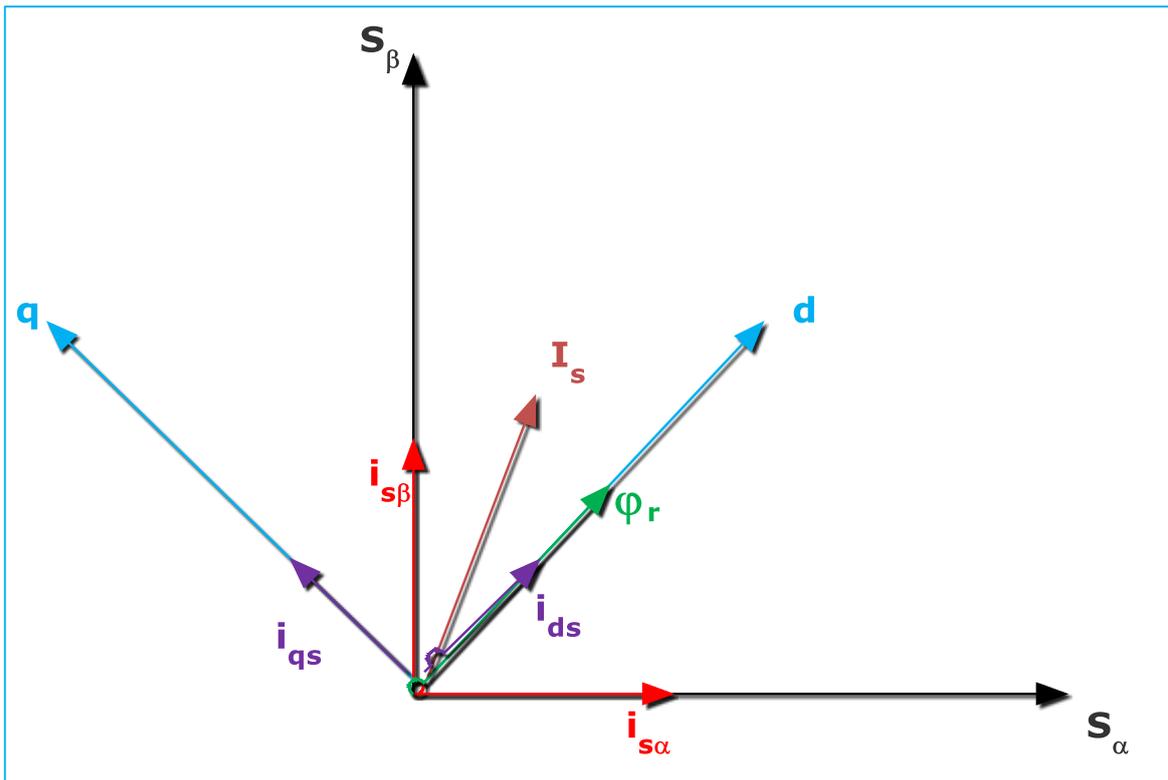


Figure III-2: Orientation du flux rotorique.

### III.2.D) Les principes de la commande par flux rotorique

- La composante transversale de flux rotorique est nulle ( $\varphi_{rq} = 0$ ).
- L'axe « d » est aligné sur le vecteur du flux rotorique ( $\bar{\varphi}_r = \varphi_{rd}$ ).
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est à maintenu constant ( $\varphi_r = cnst \rightarrow i_r = 0$ ).

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

$$\begin{cases} V_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_s + j\omega_s \bar{\varphi}_s \\ 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_r + j\omega_r \bar{\varphi}_r \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_{ss} \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\varphi}_r = L_{rr} \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

D'après (III-2)

$$\bar{I}_r = \frac{\bar{\varphi}_r}{L_{rr}} - \frac{M}{L_{rr}} \bar{I}_s = 0 \quad (\text{III-3})$$

## La commande vectorielle à base de modèle (FOC)

Pour écrire le modèle de la MAS en fonction de  $\bar{i}_s$  et  $\bar{\Phi}_r$  on réalise les changements suivants :

On remplace (III.3) dans (III.2) on aura :

$$\bar{\varphi}_s = L_{ss}\bar{i}_s + M \left( \frac{\bar{\varphi}_r}{L_{rr}} - \frac{M}{L_{rr}} \bar{i}_s \right) \quad (\text{III-4})$$

### III.2.D.1er) Les équations électriques

$$\begin{cases} V_{sd}^* = \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_{rr}T_r} \right) i_{sd} - \sigma L_{ss} \omega_s i_{sq} - \frac{M}{L_{rr}T_r} \varphi_r + \sigma L_{ss} \frac{di_{sd}}{dt} \\ V_{sq}^* = \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_{rr}T_r} \right) i_{sq} - \sigma L_{ss} \omega_s i_{sd} - \omega \frac{M}{L_{rr}T_r} \varphi_r + \sigma L_{ss} \frac{di_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_{rr}L_{ss}} \quad \text{et} \quad T_r = \frac{L_{rr}}{L_{ss}}$$

### III.2.D.2e) L'équation électromagnétique

D'après (II-44) on aura :

$$C_{em}^* = P \frac{M}{L_{rr}} (\varphi_r i_{sq}^*) \quad (\text{III-6})$$

D'après (II-40):

$$\varphi_r^* = L_{rr} i_{rd}^* + M i_{sd}^* \rightarrow i_{sd}^* = \frac{\varphi_r - L_{rr} i_{rd}^*}{M} \quad (\text{III-7})$$

On a:

$$0 = R_r i_{rd}^* + \frac{d\varphi_r}{dt} \rightarrow i_{rd}^* = \frac{0}{R_r} \quad (\text{III-8})$$

On remplace (III-8) dans (III-7):

Et d'après (III-6) : [18]

$$\begin{cases} i_{sd}^* = \frac{\varphi_r^*}{M} \\ i_{sq}^* = \frac{C_{em}^* L_{rr}}{MP \varphi_r} \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

### III.2.E) Structure de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique

Cette méthode consiste à déterminer la position et la modulation du flux quel que soit le régime de fonctionnement. Pour cela deux procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide d'un capteur, l'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles.
- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine. [18]

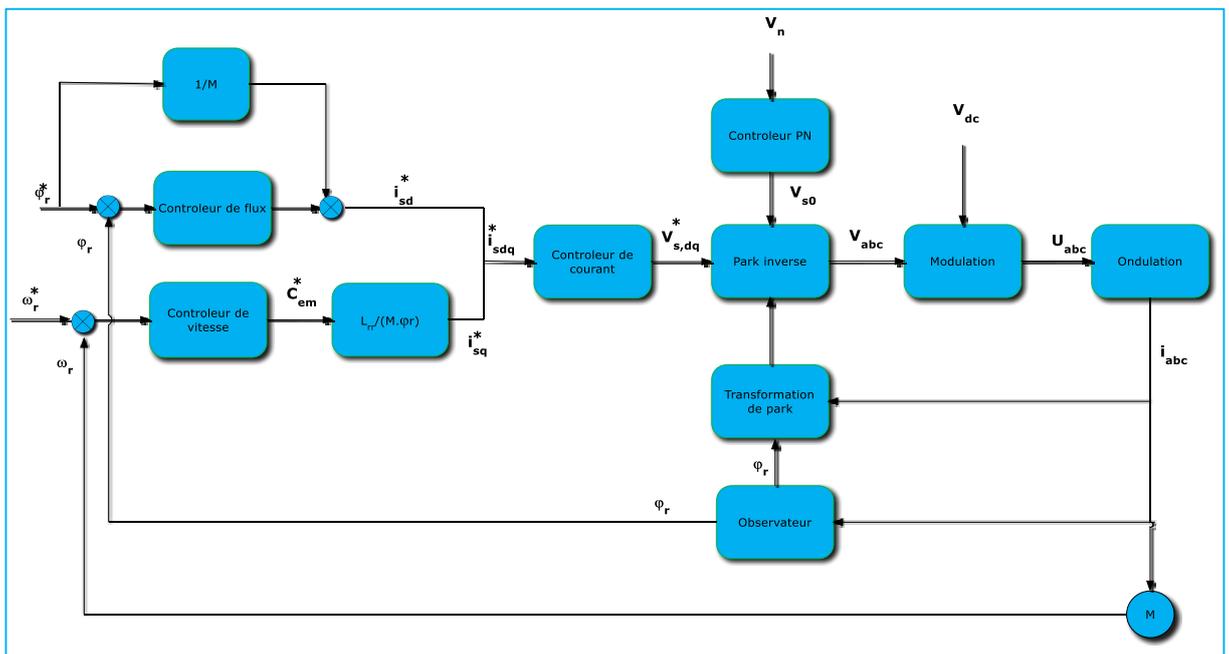


Figure III-3: Schéma de principe de la commande FOC[18].

Un schéma fonctionnel pour FOC est illustré à la figure où le courant de référence  $i_{sq}^*$  est obtenu à partir d'une boucle externe de vitesse extérieure, tandis que  $i_{sd}^*$  est obtenu à partir de la boucle de contrôle du flux du rotor. Les erreurs de courant statorique sont contrôlées à l'aide de contrôleurs PI qui génèrent les tensions de référence du stator.

$v_{sd}^*$  et  $v_{sq}^*$ , ces tensions sont converties dans le référentiel stationnaire et appliquées à l'onduleur à l'aide d'un MLI de largeur d'impulsion à vecteur spatial.

$$\begin{cases} \overline{\varphi_s} = L_{ss}\overline{i_s} + M\overline{i_r} \\ \overline{\varphi_r} = L_{rr}\overline{i_r} + M\overline{i_s} \end{cases} \quad \text{(III-10)}$$

$$\begin{cases} V_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} + j\omega_s \bar{\varphi}_s \\ V_r = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + j(\omega_s - \omega_r) \bar{\varphi}_s \end{cases} \quad (\text{III-11})$$

D'après (III-10) :

$$\bar{i}_r = \frac{\bar{\varphi}_r}{L_{rr}} - \frac{M}{L_{rr}} \bar{i}_s = 0 \quad (\text{III-12})$$

On remplace (III-12) dans (III-10) :

$$\bar{\varphi}_s = \left( L_{ss} - \frac{M^2}{L_{rr}} \right) \bar{i}_s + \frac{M}{L_{rr}} \bar{\varphi}_r \quad (\text{III-13})$$

On remplace (III-13) dans (III-11) :

$$\bar{v}_s = \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_{rr}^2} + j\omega_s \left( L_{ss} - \frac{M^2}{L_{rr}} \right) - j\omega \left( L_{ss} - \frac{M^2}{L_{rr}} \right) + \frac{R_r}{L_{rr}} \left( L_{ss} - \frac{M^2}{L_{rr}} \right) \right) \bar{i}_s + \left( L_{ss} - \frac{M^2}{L_{rr}} \right) \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \bar{\varphi}_s \left( j\omega_r - \frac{R_r}{L_{rr}} \right) \quad (\text{III-14})$$

On décompose l'équation (III-14) en partie réelle et imaginaire

$$\begin{cases} V_s = \left( \frac{R_s L_{rr} + R_r L_s}{L_r} \right) i_s + \left( \frac{L_{rr} L_{ss} - M^2}{L_{rr}} \right) \frac{di_s}{dt} - \frac{R_r}{L_{rr}} \varphi_s \\ V_s = -\omega_r \left( \frac{R_s L_{rr} + R_r L_s}{L_r} \right) i_s + \left( \frac{L_{rr} L_{ss} - M^2}{L_{rr}} \right) \frac{di_s}{dt} + \omega_r \varphi_s \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

$$\begin{cases} \frac{di_s}{dt} = \left( \frac{L_{rr}}{L_{rr} L_{ss} - M^2} \right) V_s - \left( \frac{L_{rr}}{L_{rr} L_{ss} - M^2} \right) \left( \frac{R_s L_{rr} + R_r L_s}{L_{rr}} \right) i_s + \left( \frac{L_{rr}}{L_{rr} L_{ss} - M^2} \right) \frac{R_r}{L_{rr}} \varphi_s \\ \frac{di_s}{dt} = \frac{L_{rr}}{L_{rr} L_{ss} - M^2} V_s + \omega_r i_s - \frac{L_{rr}}{L_{rr} L_{ss} - M^2} \omega_r \varphi_s \end{cases} \quad (\text{III-16})$$

$$\begin{cases} \frac{di_s}{dt} = \frac{X_r}{D} V_s - \frac{\partial}{D} i_s + \frac{R_r}{D} \varphi_s \\ \frac{di_s}{dt} = \frac{X_r}{D} V_s + \omega_r i_s - \frac{X_r}{D} \omega_r \varphi_s \end{cases} \quad (\text{III-17})$$

Avec :  $X_r = jL_{rr}\omega$  ,  $D = L_{rr}L_{ss} - M^2$  ,  $\partial = R_s L_{rr} + R_r L_s$

D'après l'équation (III-18) :

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{X_r}{D} V_s + \left( \omega_r - \frac{\partial}{D} I \right) i_s + \left( \frac{R_r}{D} I - \frac{X_r}{D} \omega_r Q \right) \varphi_s \quad (\text{III-18})$$

Avec :

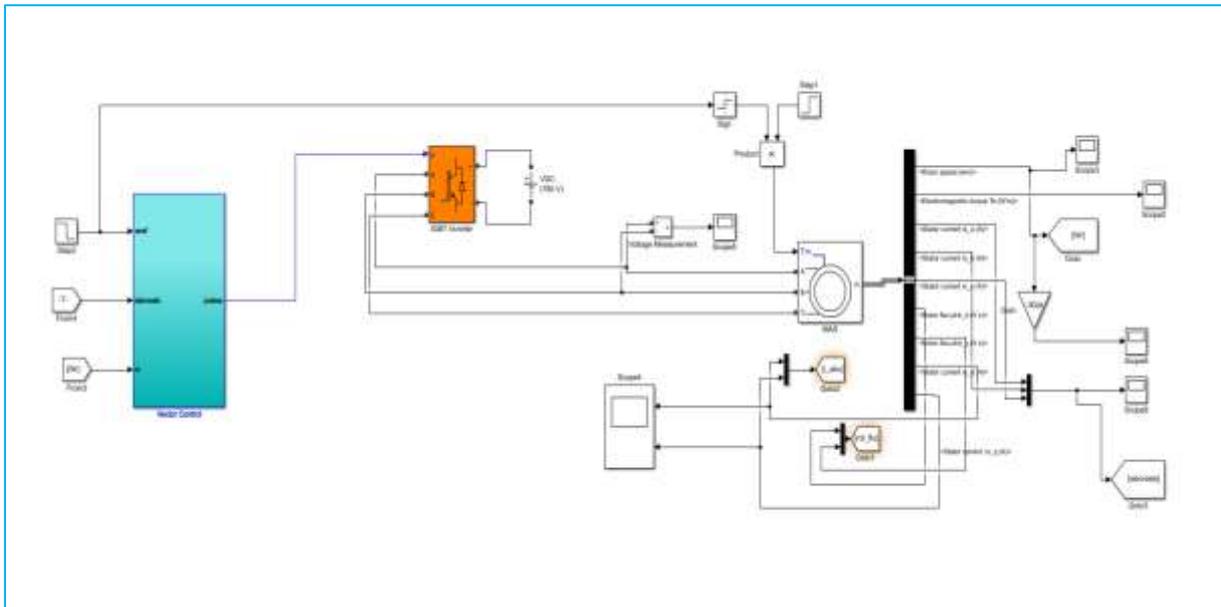
$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad Q = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

### III.2.F) Simulation de la commande vectorielle de la MAS

Une fois le modèle mathématique du notre moteur asynchrone ainsi que son alimentation est établi, nous pouvons aborder à la simulation de notre commande vectorielle en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink.

Nous avons simulé la machine asynchrone piloté par la commande vectoriel et alimentée par un onduleur de tension MLI.

Les données de problèmes en annexe A



**Figure III-4:** Schéma bloc de la commande vectorielle de la machine asynchrone[18].

#### III.2.F.1er) Les résultats de simulation

Dans le but de la vérification de la possibilité et l'efficacité des lois de commande présenté dans ce chapitre, nous avons implanté ces lois numériquement sur Matlab/simulink. Le choix de ces algorithmes de commande est motivé par le fait qu'ils sont développée à partir des équations mathématiques de la machine.

Comme le montre La figure III-5, la vitesse s'établit sa valeur nominale, et nous visualisons qu'à l'application du couple résistant à l'instant  $t=1s$  la vitesse baisse légèrement, mais elle revient à sa valeur initiale (le régité de perturbation). À  $t=2s$  nous avons remarqué l'inversion la vitesse.

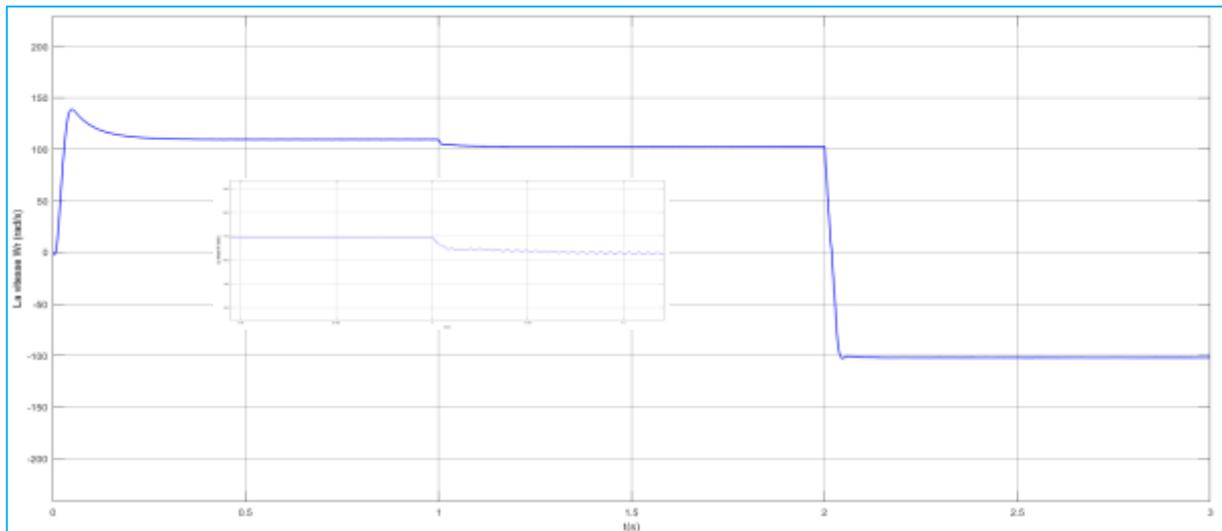


Figure III-5 : Vitesse en fonction du temps.

La figure III-6 représente le couple au régime transitoire, on remarque qu'il atteint 110 N.m (couple de démarrage) puis il commence à descendre jusqu'à 10 N.m, à  $t=1s$  nous avons appliqué un couple résistant, le couple électromagnétique tend vers 20 (N.m). À  $t=2s$  le couple prend la valeur de -130 N.m puis il remonte à -20 N.m à cause de l'inversion de la vitesse. de la vitesse (150 rad/s à -150rad/s)

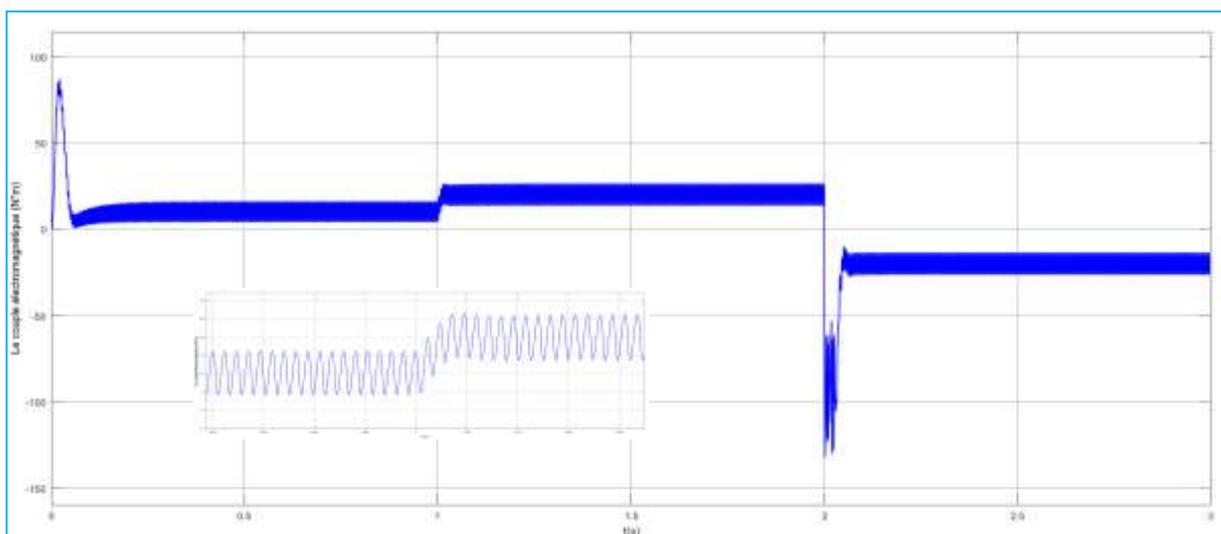
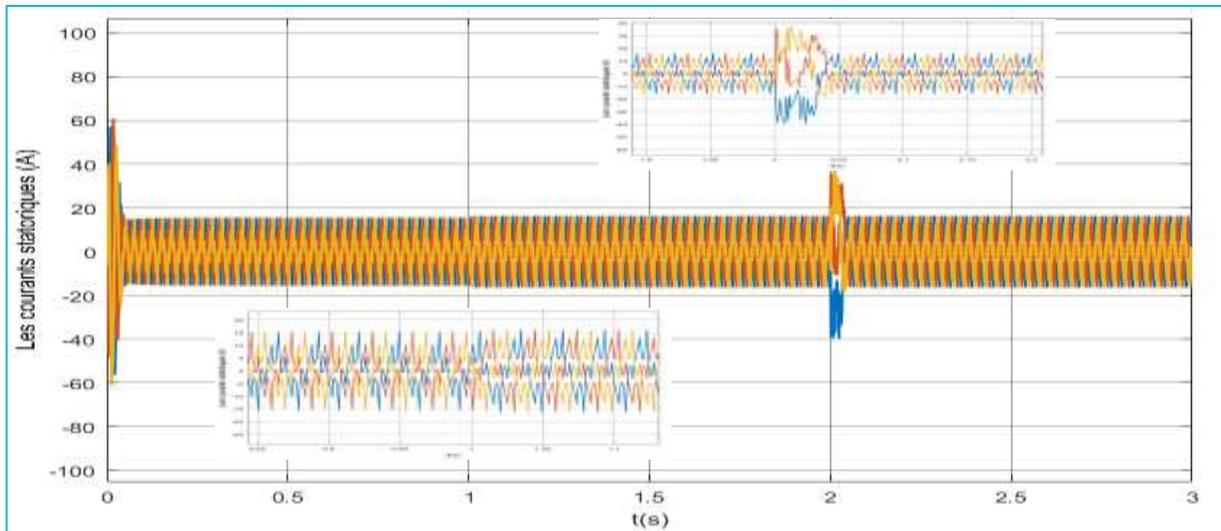


Figure III-6: Couple électromagnétique en fonction de temps

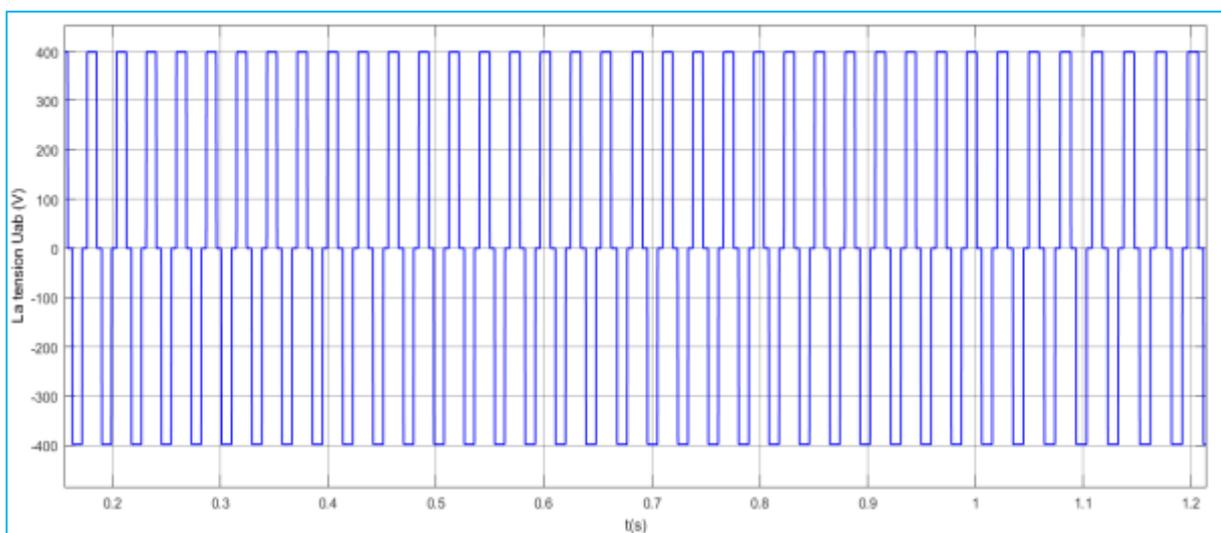
## La commande vectorielle à base de model (FOC)

La figure III-7 représente les courant de démarrages, ils valent vers 80 A puis ils descendent jusqu'à 18 N.m, à  $t=1s$  nous avons appliqué un couple résistant ce dernier provoque une augmentation dans les courants. À l'instant  $t=2s$  les courants statoriques fusant un pic de 40A mais ils reviennent rapidement pour se stabiliser



**Figure III-7:** Courants statoriques en fonction de temps.

La figure III-8 représente la tension composée piloté par la commande vectorielle FOC. Dans ce cas l'augmentation d'amplitude due à la diminution d'harmonique.



**Figure III-8:** Tension composée  $U_{ab}$  en fonction de temps.

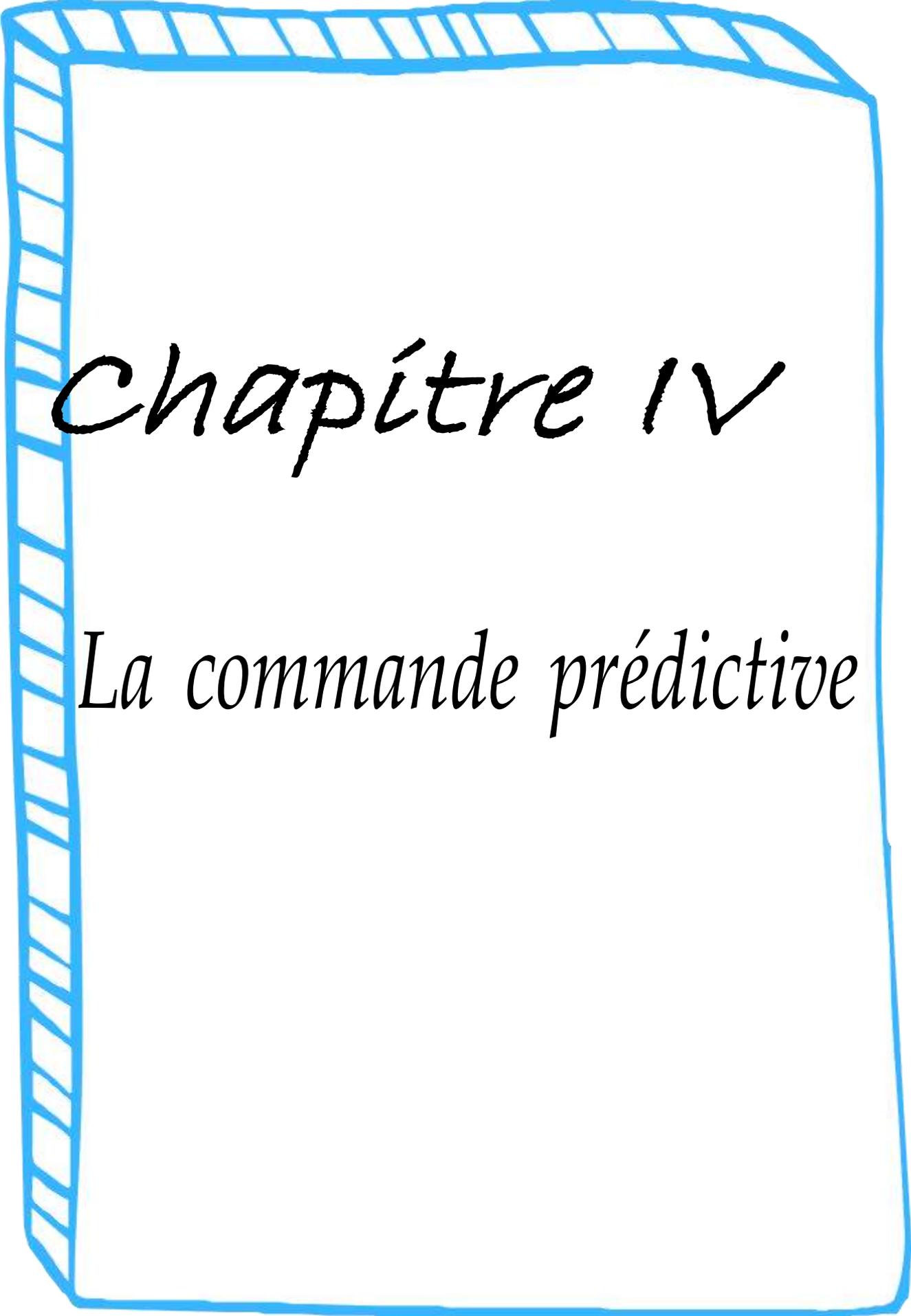
### **III.3) Conclusion**

Nous avons présenté dans ce chapitre le principe de la commande vectorielle à base de model (FOC). cette commande qui assuré le découplage nécessaire permettant de séparer la commande du flux et celle du couple.

Grace à cette étude nous avons pu mettre en évidence la commande vectorielle d'un moteur asynchrone par orientation de flux rotorique et les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité de cette méthode

## **IV) Chapitre IV**

### **La commande prédictive de la machine asynchrone**



# Chapitre IV

*La commande prédictive*

### **IV.1) Introduction**

Le principe de la commande prédictive a été proposé pour la première fois par Smith en 1959, il a été introduit par un autre chercheur J. Richelet en 1978, par D.W. Clarke en 1987 avec un grand groupe industriel aux États-Unis et en Europe (Shell et Adersa).

En raison de sa capacité à prendre en compte les contraintes, à contrôler les systèmes multivariés et à utiliser différentes structures de modèles, la prédictive non-linéarité est maintenant largement considérée comme l'une des techniques de contrôle les plus puissantes, car c'est l'approche possible dans de nombreux problèmes de contrôle à résoudre. De nombreuses améliorations ont été apportées à cette technologie au fil du temps, Surtout le travail de Mayne et Michalska.

La commande prédictive est une technique de commande automatique avancée. Son principe est basé sur le contrôle des systèmes industriels complexes et l'utilisation de modèles dynamiques de processus dans un contrôleur en temps réel afin d'anticiper le comportement futur du processus.

Cette stratégie de contrôle a montré son efficacité, sa flexibilité et son succès dans les applications industrielles, et sa robustesse aux variations paramétriques. L'application de la commande prédictive dans le domaine du contrôle numérique ont donné de bons résultats en termes de rapidité et de précision [18].

### **IV.2) Commande prédictive MPC**

La commande prédictive (MPC pour Model Predictive Control) est devenue de plus en plus populaire ces dernières années dans le milieu industriel pour sa tolérance envers différents types de systèmes et le respect des contraintes imposées, ainsi que la compatibilité avec le matériel.

L'idée principale de la commande prédictive est basée sur l'utilisation d'un modèle du système à commander pour prédire sa sortie sur un certain horizon, l'élaboration d'une séquence optimale de commandes futures satisfaisant les contraintes et minimisant une fonction coût, l'application du premier élément de la séquence optimale sur le système et la répétition de la procédure complète à la prochaine période d'échantillonnage. C'est le principe de l'horizon fuyant. MPC implique alors la résolution d'un problème d'optimisation de dimension finie à chaque période d'échantillonnage [15] [18].

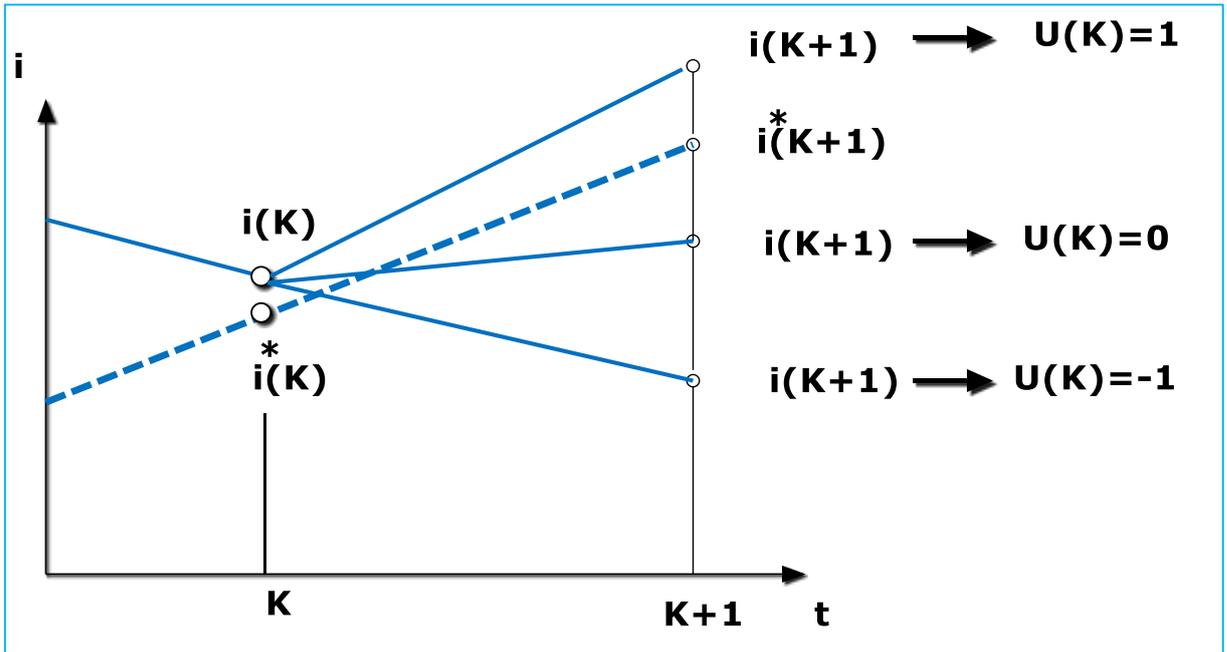


Figure IV-1: Suivi du courant pour diverses options de commutation[20]

D'après l'équation (II-40)

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_{ss}i_{sd} + Mi_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_{ss}i_{sq} + Mi_{rq} \end{cases} \quad (IV-1)$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_{rr}i_{rd} + Mi_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_{rr}i_{rq} + Mi_{sq} \end{cases} \quad (IV-2)$$

D'après l'équation (IV-2)

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{\varphi_{rd}}{L_{rr}} - \frac{M}{L_{rr}}i_{sd} \\ i_{rq} = \frac{\varphi_{rq}}{L_{rr}} - \frac{M}{L_{rr}}i_{sq} \end{cases} \quad (IV-3)$$

On remplace (IV-3) dans (IV-2)

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \left(L_{ss} - \frac{M^2}{L_{rr}}\right)i_{sd} + \frac{M}{L_{rr}}\varphi_{rd} \\ \varphi_{sq} = \left(L_{ss} - \frac{M^2}{L_{rr}}\right)i_{sq} + \frac{M}{L_{rr}}\varphi_{rq} \end{cases} \quad (IV-4)$$

D'après (II-28)

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = -\frac{R_r}{L_{rr}}\varphi_{rd} + \frac{MR_r}{L_{rr}} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = -\frac{R_r}{L_{rr}}\varphi_{rq} + \frac{MR_r}{L_{rr}} \end{cases} \quad (\text{IV-5})$$

On a

$$\begin{cases} V_{sd} = R_{ss}i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s\varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_{ss}i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} - \omega_s\varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{IV-6})$$

On remplace (IV-4) dans (IV-6)

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \left(L_{ss} - \frac{M^2}{L_{rr}}\right) \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_{rr}} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_s \left(L_{ss} - \frac{M^2}{L_{rr}}\right) i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \left(L_{ss} - \frac{M^2}{L_{rr}}\right) \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_{rr}} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \frac{M^2}{L_{rr}^2} R_r i_{sq} - \frac{M}{L_{rr}} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{IV-7})$$

On remplace (IV-5) dans (IV-7)

$$\begin{cases} V_{sd} = \left(R_s + \frac{M^2 R_r}{L_{rr}^2}\right) i_{sd} + \left(L_{ss} - \frac{M^2}{L_{rr}}\right) \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{M}{L_{rr}} \frac{R_r}{L_{rr}} \varphi_{rd} - \omega_s \left(L_{ss} - \frac{M^2}{L_{rr}}\right) i_{sq} \\ V_{sq} = \left(R_s + \frac{M^2}{L_{rr}^2} R_r\right) i_{sq} + \left(L_{ss} - \frac{M^2}{L_{rr}}\right) \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_{rr}} \omega_r \end{cases} \quad (\text{IV-8})$$

On réécrit (IV-8) se forme complexe ( $\bar{X} = X_d + jX_q$ )

$$\begin{cases} V_{sd} = \left(R_s + \frac{M^2 R_r}{L_{rr}^2}\right) i_{sd} + \left(L_{ss} - \frac{M^2}{L_{rr}}\right) \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{MR_r}{L_{rr}^2} \varphi_r \\ V_{sq} = \left(R_s + \frac{M^2}{L_{rr}^2} R_r\right) i_{sq} + \left(L_{ss} - \frac{M^2}{L_{rr}}\right) \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_{rr}} \omega_r \end{cases} \quad (\text{IV-9})$$

Alors

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{L_{rr}}{L_{rr}L_{ss}-M^2} V_{sd} - \frac{R_s L_{rr}^2 + R_r L_{ss}^2}{L_{rr}^2} \frac{L_{rr}}{L_{rr}L_{ss}-M^2} i_{sd} + \frac{MR_r}{L_{rr}^2} \frac{L_{rr}}{L_{rr}L_{ss}-M^2} \varphi_r \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{L_{rr}}{L_{rr}L_{ss}-M^2} V_{sq} - \frac{R_s L_{rr}^2 + R_r L_{ss}^2}{L_{rr}^2} \frac{L_{rr}}{L_{rr}L_{ss}-M^2} i_{sq} - \frac{L_r}{L_{rr}L_{ss}-M^2} \frac{M}{L_{rr}} \omega_r \end{cases} \quad (\text{IV-10})$$

Après simplification on aura

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_{sd}}{dt} = \frac{X_r}{D} V_{sd} - \frac{1}{\tau_s} i_{sd} + \frac{1}{\tau_r} \frac{X_m}{D} \varphi_r \\ \frac{d\bar{i}_{sq}}{dt} = \frac{X_r}{D} V_{sd} - \frac{1}{\tau_s} i_{sd} - \omega_r \frac{X_m}{D} \varphi_r \end{cases} \quad (\text{IV-11})$$

$$\frac{d\bar{i}_s}{dt} = \frac{X_r}{D} V_s - \frac{1}{\tau_s} i_s + \left( \frac{1}{\tau_r} I - \omega_r Q \right) \frac{X_m}{D} \varphi_r \quad (\text{IV-12})$$

Avec :

$$X_r = L_{rr} , \quad X_m = M , \quad D = L_{rr}L_{ss} - M^2 , \quad \tau_s = \frac{X_r D}{R_S L_{rr}^2 + R_r L_{ss}^2} , \quad \tau_r = \frac{X_r}{R_r}$$

$$V_s = \frac{V_{dc}}{2} K [U_a \quad U_b \quad U_c]$$

On applique le model d'Euler [20]

$$i_s(k+1) = A i_s(k) + B2U(k) + B1\varphi_r(K) \quad (\text{IV-13})$$

Avec :

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$A = \left( 1 - \frac{T_s}{\tau_s} \right) I , \quad B2 = \frac{X_r V_{dc}}{D} T_s K , \quad B1 = \left( \frac{1}{\tau_r} I - \omega_r Q \right) \frac{X_m}{D} T_s \varphi_r ,$$

$T_s$  : Temps des échantillonnages

Le programme en l'annexe B

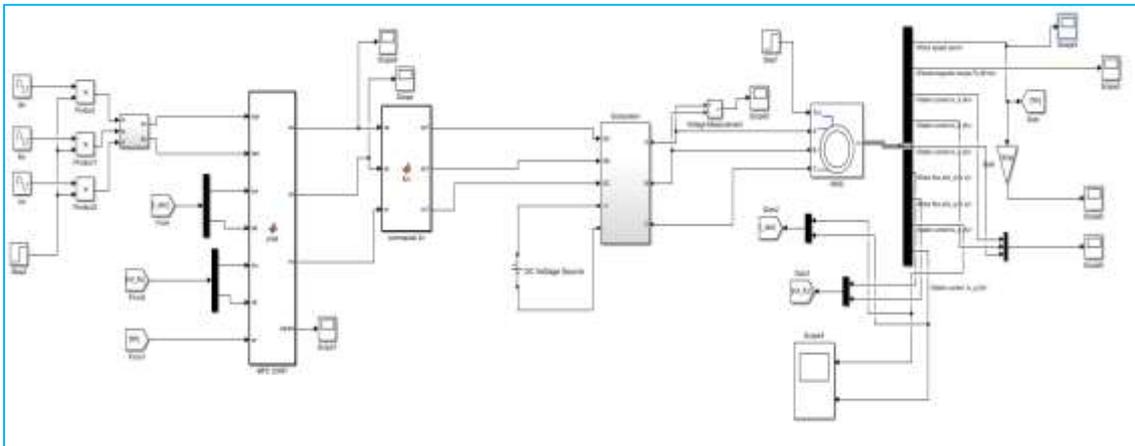
### **IV.3) Simulation de la machine asynchrone avec la commande MPC**

Une fois le modèle mathématique du notre moteur asynchrone ainsi que son alimentation est établi, nous pouvons aborder à la simulation de notre commande MPC en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink.

Nous avons simulé la machine asynchrone commandé par la stratégie de la MPC, cette dernier est alimentée par un onduleur de tension MLI.

**IV.3.A) Sans régulation de la vitesse**

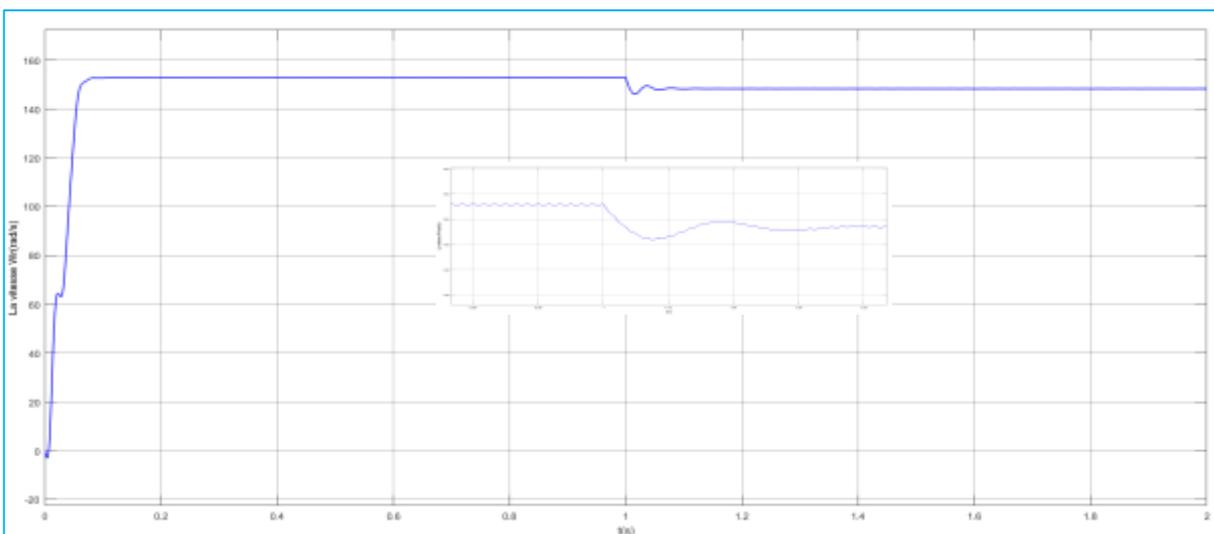
Nous avons simulé la machine asynchrone piloté par un contrôle MPC comme le monte la figure IV-2[21]



**Figure IV-1:**Schéma bloc de la simulation de la MAS associée à la commande MPC[21].

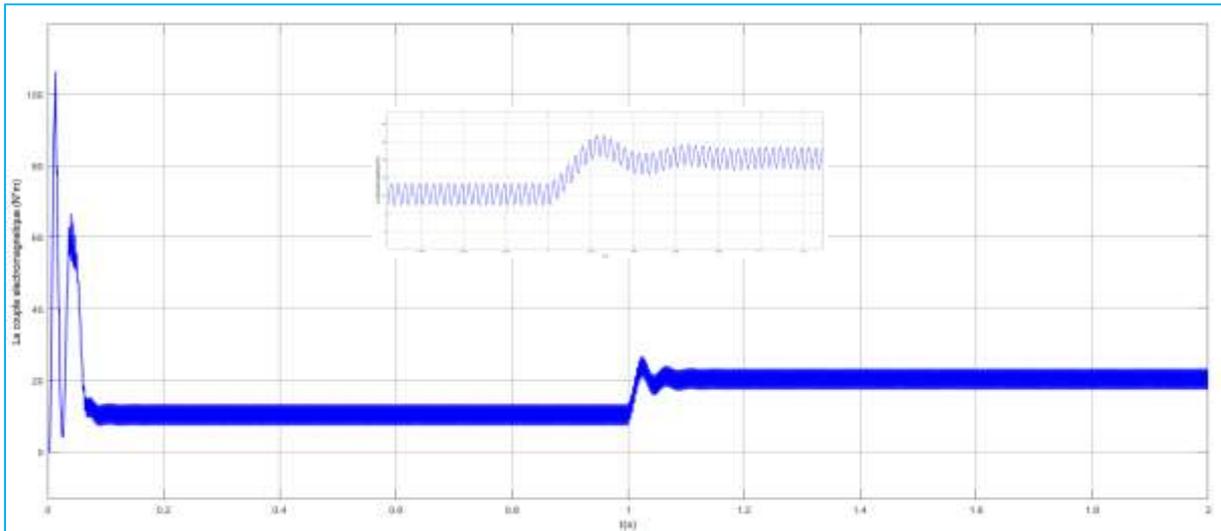
**IV.3.A.1er) Résultats de simulation**

On remarque dans la figure IV-2 que la vitesse s'établit à sa valeur sans erreurs statique, à l'instant  $t=1$  où l'on applique le couple de charge, la vitesse réduit légèrement mais elle se rétablit à nouveau avec erreur.



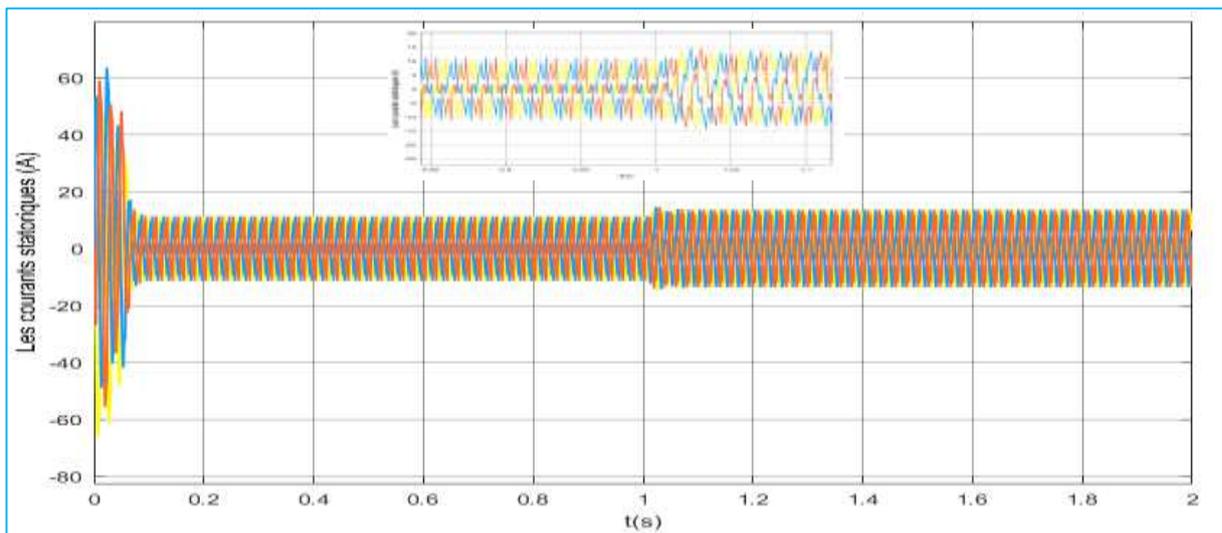
**Figure IV-2:**Vitesse en fonction du temps.

La figure IV-3 représente le couple au régime transitoire, il atteint 110 N.m (couple de démarrage) puis il commence à descendre jusqu'à 10 N.m, à  $t=1s$  nous avons appliqué un couple résistant, le couple électromagnétique tend vers 20 (N.m).



**Figure IV-3::**Couple électromagnétique en fonction de temps.

La figure IV-4: Le courant de démarrage vaut 60A puis il a descendu jusqu'à  $t=1s$ , nous avons appliqué un couple résistant ce dernier provoque une augmentation au niveau des courants.



**Figure IV-4:** Courants statoriques en fonction de temps

La figure IV-5 représente la tension  $U_{ab}$  piloté par la commande MPC. Cette commande a donné lieu à un sigle de sortie qui a une forme rectangulaire.

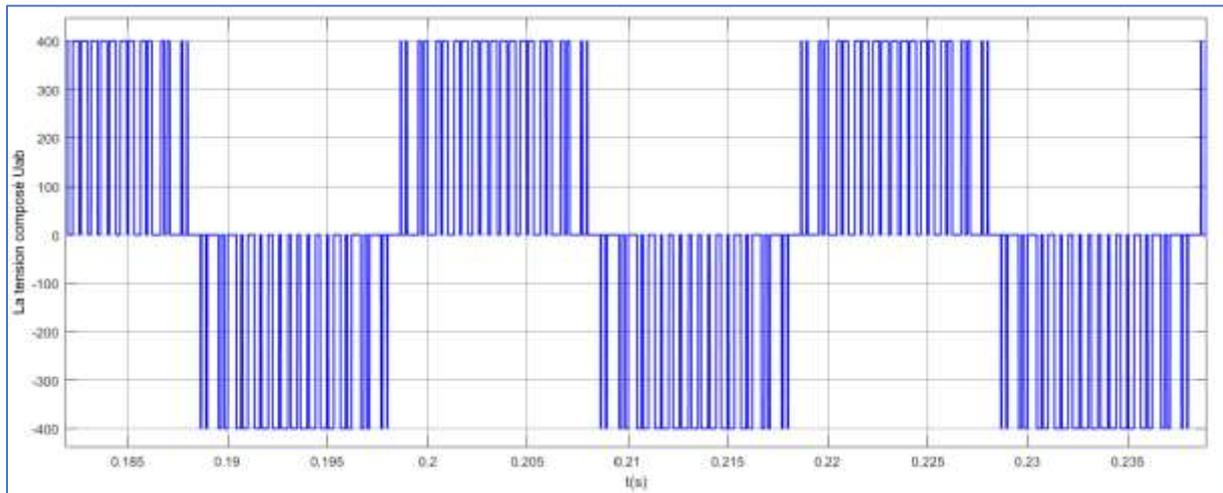


Figure IV-5: Tension composée  $U_{ab}$  en fonction de temps.

### IV.3.B) Avec régulation de la vitesse

Pour objective de réglé la vitesse de la machine asynchrone ainsi son couple, nous avons simulé cette dernière par la stratégie de FOC-MPC.

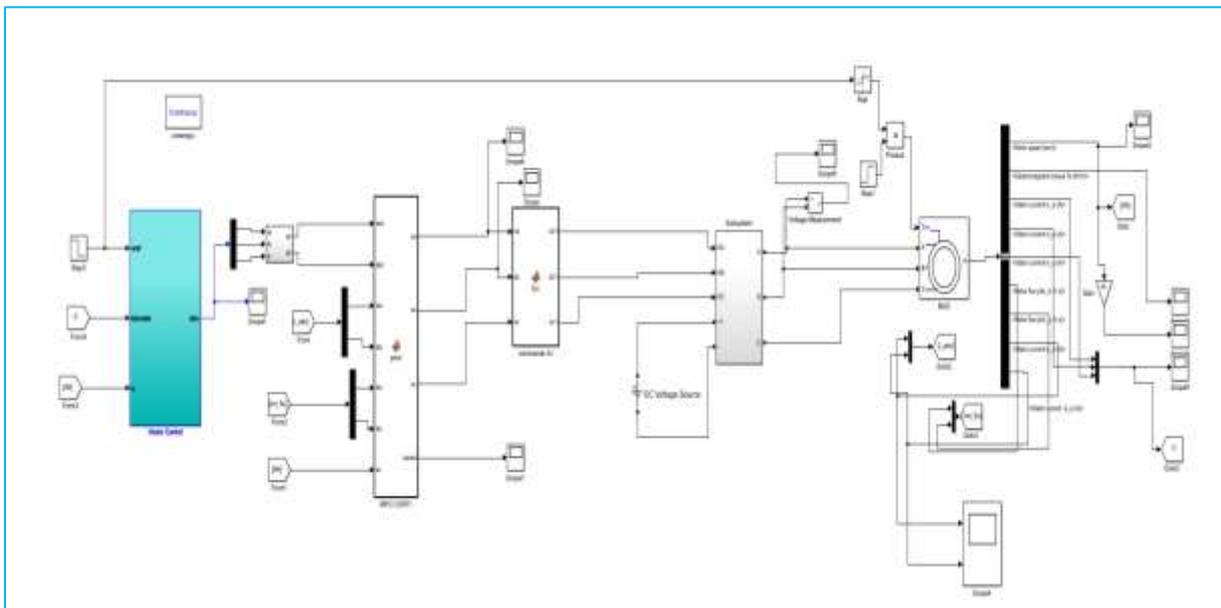
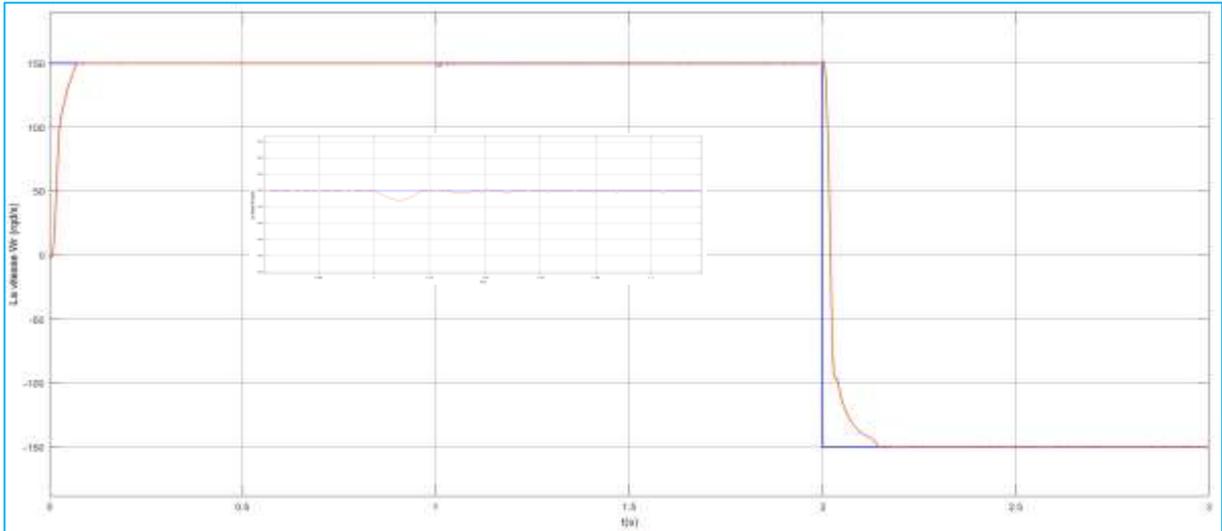


Figure IV-6: Schéma de simulation de MAS associée à la commande MPC et la commande FOC[20].

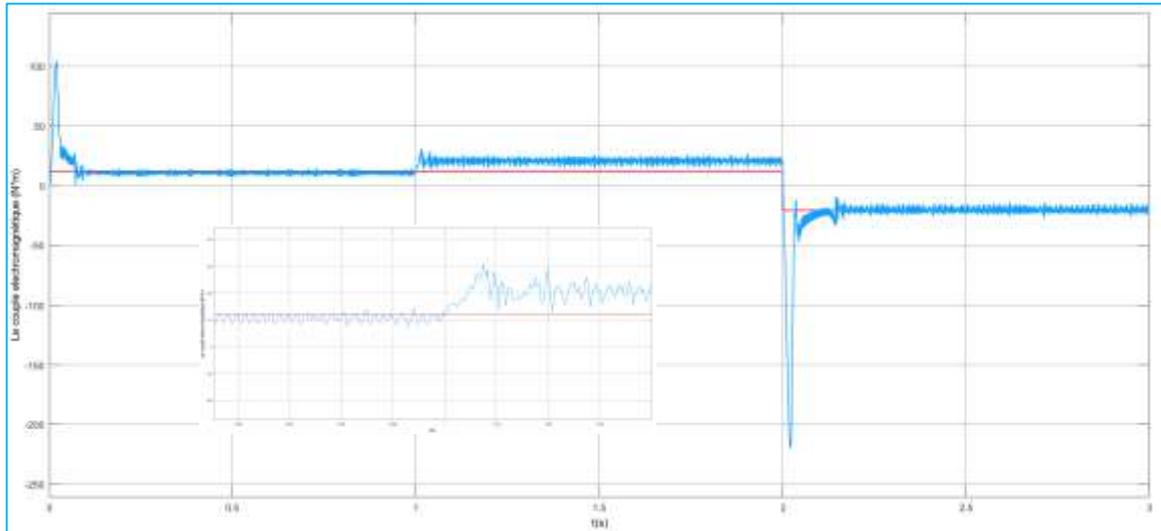
IV.3.B.1er) **Résultats de simulation**

La figure IV-8 la vitesse s'établit à sa valeur nominale avec une bonne dynamique et sans erreur, à l'instant  $t=1s$  où l'on applique le couple de charge, ce dernier entrain une légère perte de vitesse qui est vite rétablie. À  $t=2s$  on remarque l'inversion de vitesse (150rad/s à -150rad/s) mais elle reste toujours suit sa consigne.



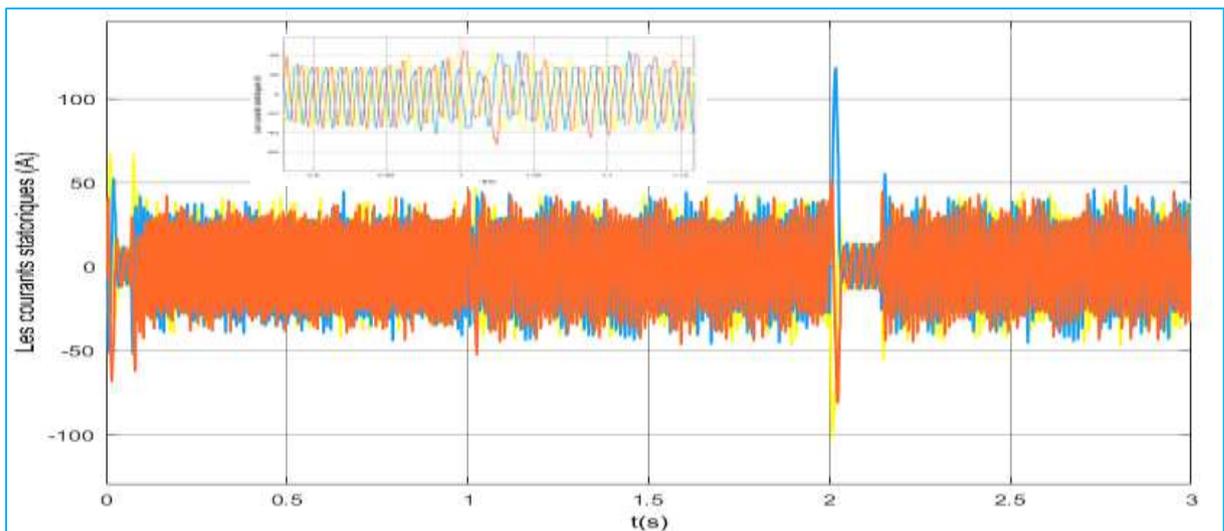
**Figure IV -7:**Vitesse en fonction de temps.

La figure IV-9 : Le couple présente un pic de 110 N.m au démarrage pour ramener la machine à son régime puis il descend à une valeur presque nulle jusqu'à l'application de couple de charge ou il augmente. À  $t=2s$  (l'inversion de vitesse) le couple prend la valeur de 200 N.m puis il remonte à -20 N.m et reste suit sa consigne.



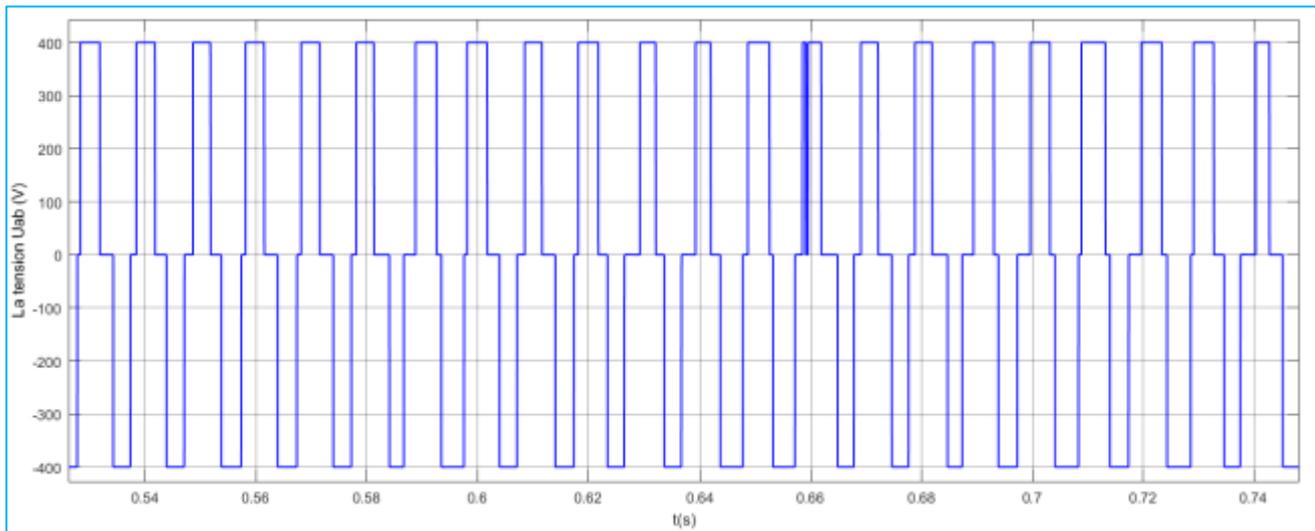
**Figure IV-9:** Couple électromagnétique en fonction de temps.

La figure IV-10 : Au démarrage les courants statoriques atteignent une valeur maximale, puis ils descendent à une valeur presque nulle jusqu'à  $t=0.2s$  après ce temps l'amplitude des oscillations augmente à 40A. à l'instant  $t=2s$  au l'inversion de la vitesse est appliquée les courants statoriques augmentent encore une fois en faisant un pic de 110A mais il revient rapidement pour se stabiliser.



**Figure IV-10:** Courants statoriques en fonction de temps.

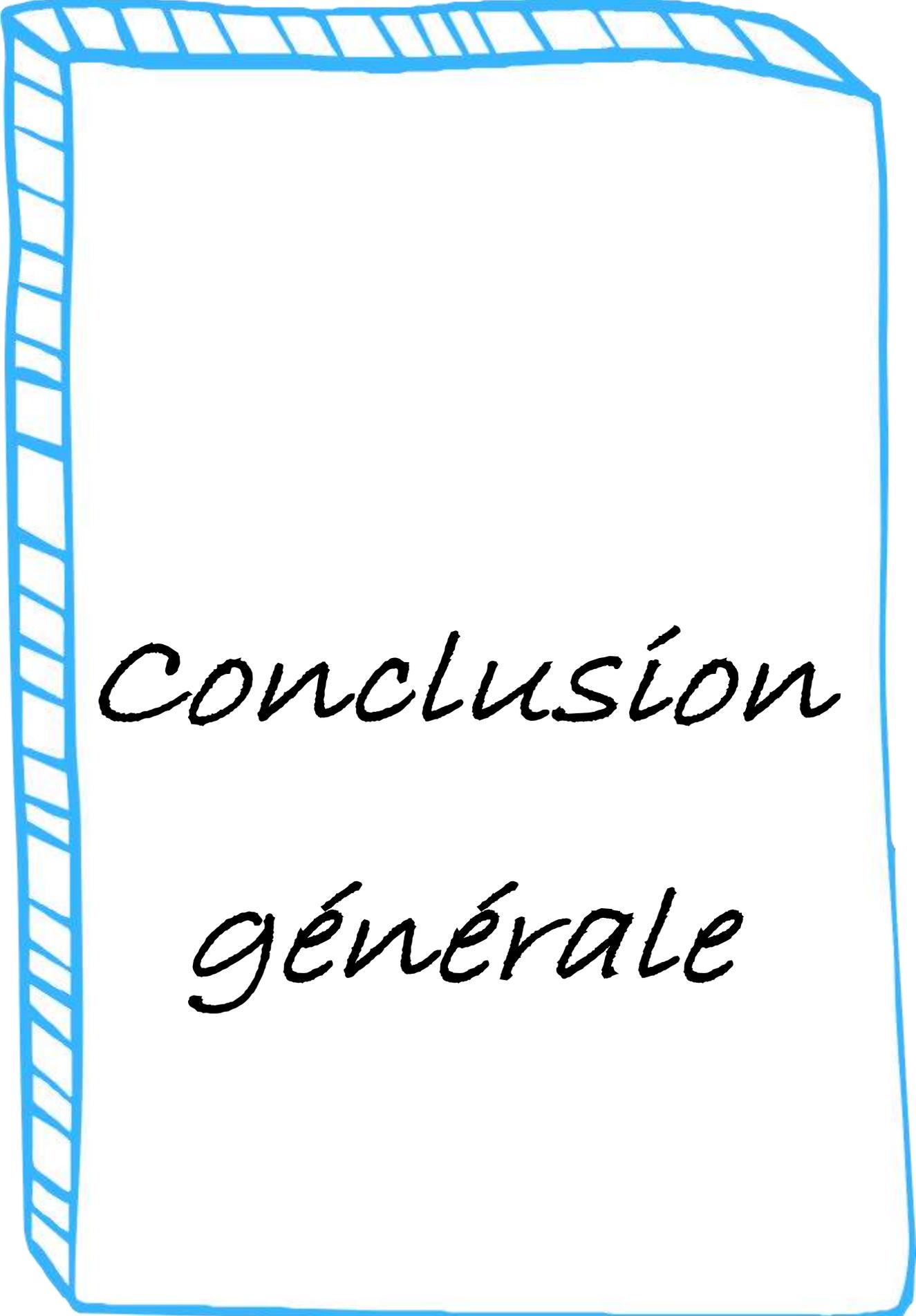
La figure IV-11 représente la tension composée  $U_{ab}$  commandé par les techniques FOC et MPC qu'ont due à la diminution de la période.



**Figure IV-11:** tension composé  $U_{ab}$  en fonction de temps.

### IV.1) Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un bref aperçu sur la commande prédictive MPC ensuite nous avons appliqué cette commande pour une machine asynchrone à cage ou nous avons obtenu des résultats satisfaisants.



CONCLUSIÓN  
générale

### Conclusion générale

La commande prédictive est l'une des méthodes les plus connues dans le domaine d'industrie, grâce à sa facilité d'implanter, elle est facile à comprendre, elle permet de respecter les contraintes imposées sur les entrées et la sortie du système, elle peut s'appliquer à des systèmes complexes. A cause de tous ces avantages qui caractérisent ce type de commande elle est intéressante pour les chercheurs de domaine automatique.

Le travail présenté dans ce mémoire nous a permis d'implémenter et de développer plusieurs techniques de commande non linéaire de la machine asynchrone triphasée à cage, et pour cela nous avons suivis certains déroulements qui sont faites en chapitres.

Le premier chapitre est consacré à la présentation des généralités de différentes techniques de commande de la machine asynchrone ce qui nous a permis d'ouvrir les différents axes d'études. En citant leur principe de fonctionnement et leur construction.

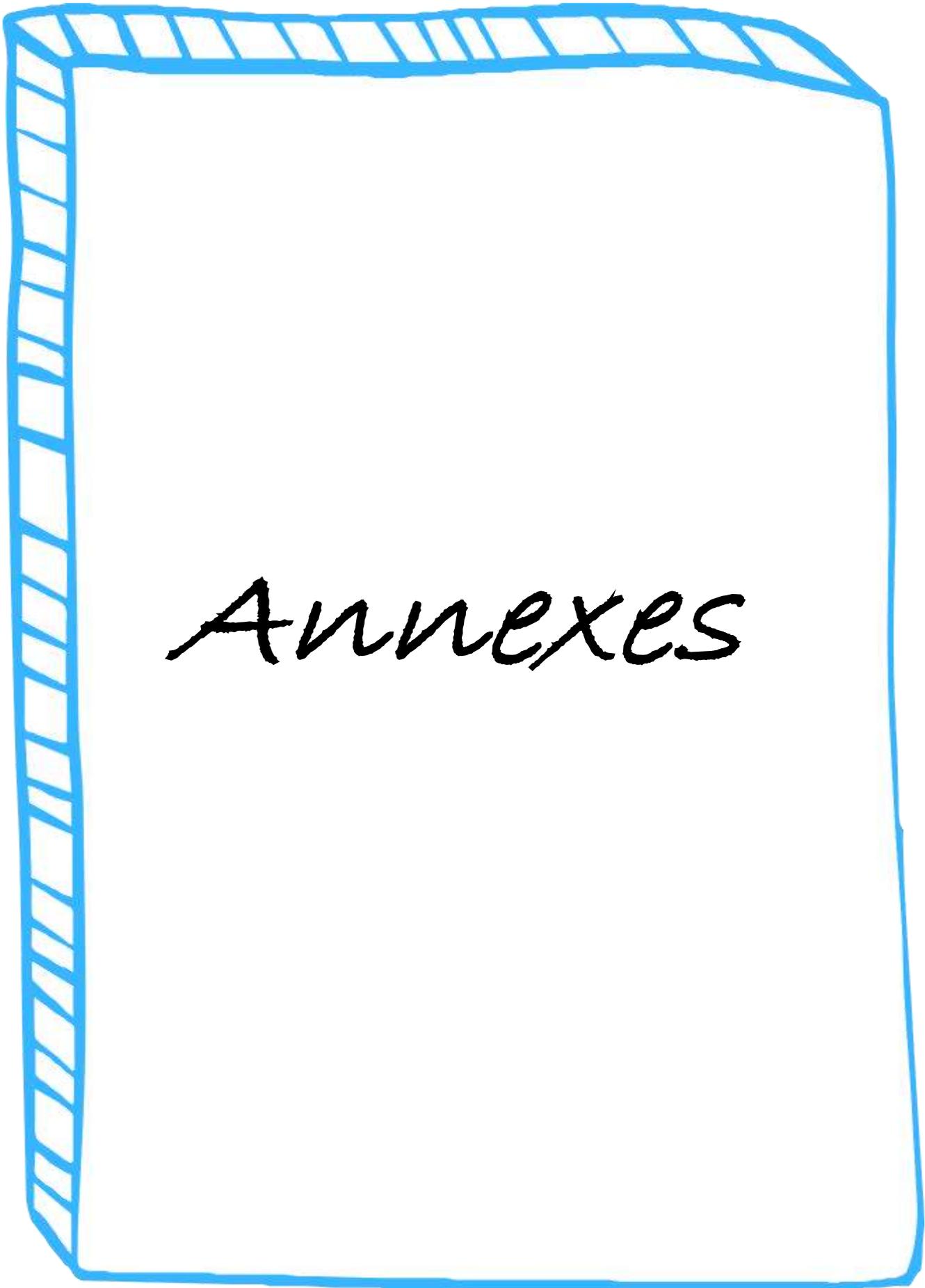
Dans le deuxième chapitre, c'est l'étude sur la modélisation et la simulation de la machine asynchrone associée à un onduleur MLI. on a présenté la modélisation de la machine asynchrone. Le système d'équations dans le repère abc est à coefficients variables dans le temps. Ce qui rend sa résolution complexe et difficile. Pour remédier à ce problème, on fait appel à la transformation de Park pour avoir un système d'équations différentielles à coefficients constants. Le choix des états et du référentiel était selon le besoin du travail.

Nous avons présenté dans le troisième chapitre la commande par orientation de flux qui est un outil de contrôle fort, intéressant au fonctionnement réel et pratique de la machine asynchrone dans les applications industrielles. Cette technique de commande est devenue faisable sur ce type de machines grâce à la possibilité de découplage de flux et de couple, de façon analogue à celle appliquée sur la machine à courant continu.

Nous avons terminé notre travail par la commande MPC, qui est une structure de contrôle de haute qualité, récemment utilisée dans tous les domaines, en particulier dans les domaines des variateurs et des véhicules automatisés. Grâce à sa structure polyvalente, elle est facile à comprendre. Comme dans le cas de la commande MPCC (model predictive current control), l'équation de prédiction du courant aide à minimiser la nécessité du SVM pour la commutation de l'onduleur et réduit la complexité. Sa flexibilité et sa facilité de compréhension les chercheurs ont développé différents algorithmes de contrôle prédictif comme le contrôle du couple et de

## | Conclusion générale

flux. Dans ce type de commande la qualité des performances, en régime statique ou dynamique est assurée.



ANNEXES

Annexe ALes paramètres de la machine

La tension continu $V_{dc}$	400V
Le nombre de pôle	4
La fréquence	50Hz
La résistance rotorique $R_r$	1.405 $\Omega$
La inductance rotorique $L_r$	0.005839H
La résistance statorique $R_s$	1.395 $\Omega$
La inductance statorique $L_s$	0.005839H
La inductance mutuelle M	0.1722H
Le couple nominale	26.711H

Annexe B

```

function [sa,sb,sc,ispred]= pred(isar,isbr,isa,isb,rfa,rfb,wr)
states=[1,1,0,0,0,1,1,0;
        0,1,1,1,0,0,1,0;
        0,0,0,1,1,1,1,0];
Ts=25e-6;
Rs=1.405;
Rr=1.395;
Ls=0.005839;
Lr=0.005839;
Lm=0.1722;
f=50;
Vdc=400;
xs=2*pi*f*Ls;
xr=2*pi*f*Lr;
xm=2*pi*f*Lm;
D=(xs*xr)-(xm*xm);
tauxs=(xr*D)/((Rs*xr^2)+(Rr*xm^2));
tauxr=xr/Rr;
I=[1,0,0,1];
F=(-1/tauxs)*I;
G1=(xm/D)*[1/tauxr,wr;-wr,1/tauxr];

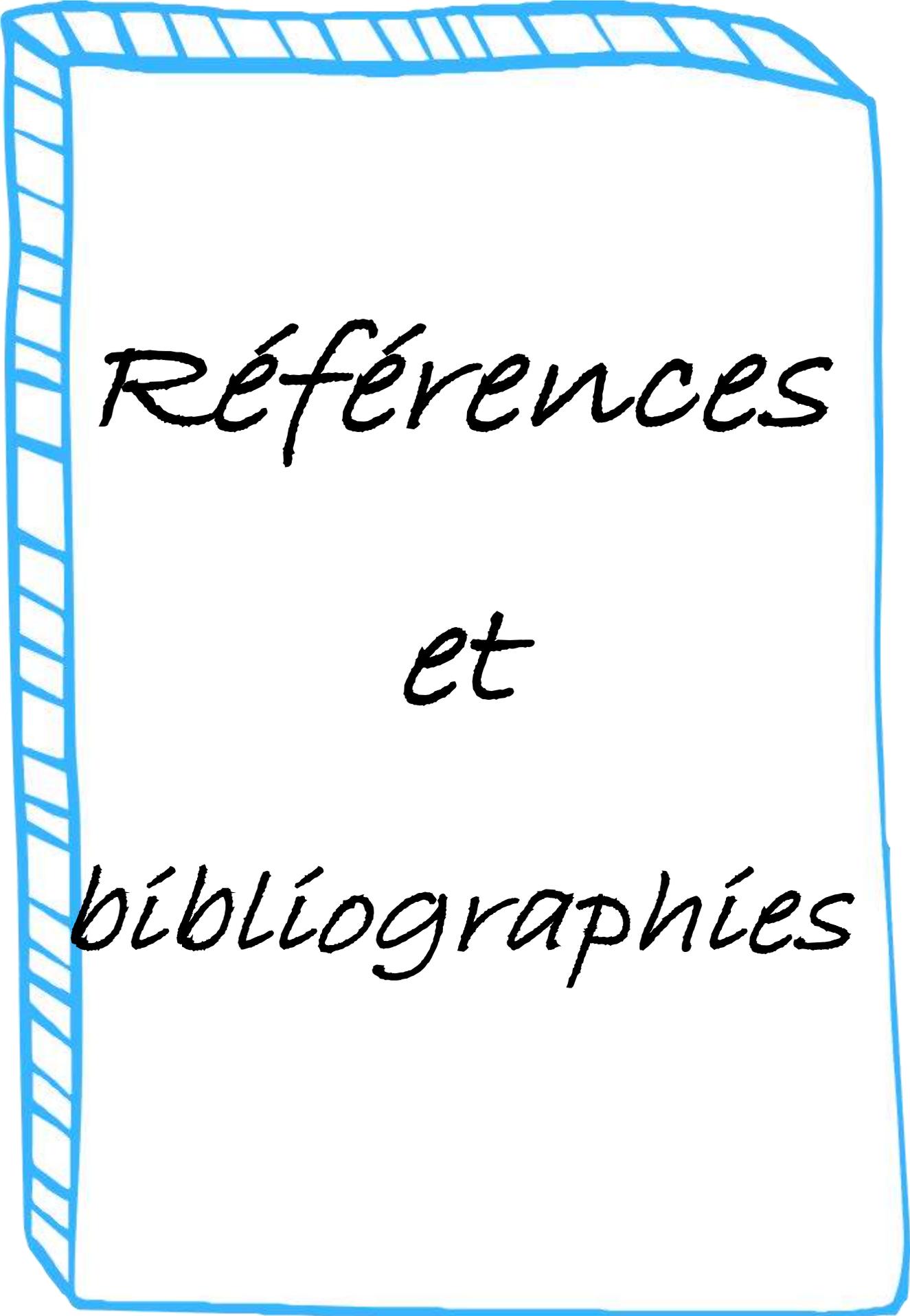
```

## Annexe

```
K=[1,-1/2,-1/2;0,sqrt(3)/2,-sqrt(3)/2];
G2=(Vdc/3)*(xr/D)*K;
is=[isa;isb];
rotf=[rfa;rfb];
A=F*Ts;
B1=G1*Ts;
B2=G2*Ts;
gopt=10e3;
x_opt=1;
for(i=1:8)
    u=[states(1,i);states(2,i);states(3,i)];
    ispred=((A*is)+(B1*rotf)+(B2*u));
    g=((isar-ispred(1))^2)+(isbr-ispred(2))^2;
    if(g<gopt)
        gopt=g;
        x_opt=i;
    end
end
%output switching states
sa=states(1,x_opt);
sb=states(2,x_opt);
sc=states(3,x_opt);
u=[states(1,x_opt);states(2,x_opt);states(3,x_opt)];
ispred=(A*is)+(B1*rotf)+(B2*u);
```







Références

et

bibliographies



**Références et bibliographies**

- [1] **Jean Paul Hautier** « Les régimes transitoires des machines électriques ». Éditions technip. Paris
- [2] **Claude CHEVASSU Grégory VALENTIN** : « machine asynchrone, cours et problèmes », version du 21 septembre 2014.
- [3] **MESLOUB Hayette**, « Commande DTC Prédictive d'Une Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse Doctorat, Université de Biskra 2016.
- [4] **Jean. Pierre et Jean-Paul Hautier**, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », collection ; 7 électrotechniques ; éditions technique, France, 1995.
- [5] *H.Ziane « Commande vectoriel des machines asynchrones à aiment permanents avec compensation de temps mort de l'onduleur, commande sans capteur mécanique» Thèse de magistère, Bejaia. 2001.*
- [6] **Nik Ramzi Nik Idris, and Abdul Halim Mohamed Yatim**, "Direct Torque Control of Induction Machines with Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2004.
- [7] *J.P.Hautier, J.P.Caron « modélisation et commande de la machine asynchrone », Editions Technip, Paris 1995.*
- [8] **Meziane Salima**, ' commande adaptatif et predictive de la machine asynchrone ' Thèse de doctorat, Université de Constantine juillet 2009.
- [9] **G.Hafidi**, « Application de la commande prédictive non-linéaire à la commande de culture de bactéries escherichia coli ». Thèse de doctorat de l'université Paris-sud, 2008.
- [10] **Courtial E**, » Commande predictive et estimation d'état de système non lineaire », Thèse de doctorat, Université Claude Benard Lyon 1.1996.
- [11] **Camacho E F et Bordons C**, Model predictive control in the prosses industry 1998.
- [12] **Kerrache Abdelaziz et Korichi Ahmed**, Commande DTC-SNV Prédictive d'un moteur asynchrone a cage sans capteur mécanique, mémoire master 2014.
- [13] **B. Malika**, « Minimisation Des Pulsations Du Couple Dans Une Commande Directe Du Couple (DTC) D'une Machine Asynchrone », Mémoire de magistère en électrotechnique, Université de Batna.
- [14] **L. Baghli**, « Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques », Thèse de Doctorat, Département de Génie Electrique Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.

- [15] **O.falli**, «Modalisation et commande non linéaire de l'associations avec la machine synchrone a aimant permanents-onduleur de tension a trois niveaux », mémoire Magister, Université de Batna, juin 2006.
- [16] **S.Gusia**, « Modalisation des système électronique de puissance a commande MLI », Thèse de doctorat de l'université catholique de Louvain, Septembre 2005.
- [17] **Abdelali Boughaba**, «Contribution a l'étude du contrôle d'une machine a induction de la commande vectorielle », These de Magister, Université de Batna, mai 1998.
- [18] **T. Geyer**, «Model predictive control of high power converters and industrial drives». Hoboken, NJ: Wiley, 2016
- [19] **J. Rodriguez, R. M. Kennel, J. R. Espinoza, M. Trincado, C.A. Silva, and C. A.Rojas**, "High-performance control strategies for electrical drives: A experimental assessment," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, pp. 812–820, Feb. 2012
- [20] **S. Kouro, P. Cortés, R. Vargas, U. Ammann, and J.Rodríguez**, "Model predictive control—simple and powerful method to control power converters," IEEE Trans.Ind. Electron., vol. 56, pp. 1826–1838, Jun. 2009 .
- [21] **J. Holtz**, "The representation of ac machine dynamics by complex signal flow graphs," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 42, pp. 263–271, Jun. 1995