

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
R. Republique Algerienne Democratique Et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة العربي التبسي - تبسة

Université Larbi Tébessi – Tébessa –

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Génie Électrique

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de Master Académique**

En : **Automatique**

Spécialité : **Automatique et systèmes**

Par :

CHERGUI Chaima

TAHRI Chayma

Sujet

Commande Optimale d'une Machine Asynchrone

Présenté et soutenu publiquement, le 12 /06 /2022, devant le jury composé de :

M. LOUDJANI Abdelhak

MAA

Président

Melle. YOUSFI Laatra

MCA

Rapporteur

Mme. CHERIET Leyla

MCB

Examineur

Promotion : 2021/2022

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



Remerciements

Avant tout, nous remercions *Allah*, tout puissant qui nous a donné le courage, la volonté et la force pour accomplir ce modeste travail et de nous avoir donné la foi et éclairé notre chemin vers la réussite durant toutes nos années d'étude.

Nous commençons par exprimer notre profonde reconnaissance et nos vifs remerciements pour notre encadreur *Dr. YOUSFI LAATRA* qui a fait tout son possible pour nous guidé afin de réaliser ce mémoire avec compétence, pour tous les conseils précieux qu'elle nous a prodigué, pour sa confiance et sa compréhension. Nous ne pouvons, que sincèrement vous exprimer notre gratitude. Veuillez accepter nos vifs remerciements pour la sympathie dont vous avez fait preuve.

Nos vifs remerciements à tous les membres de jury pour avoir accepté de juger ce travail :

A *Mr. LOUDJANI Abdelhak*, pour l'intérêt qu'il avait bien voulu porter à ce travail et pour avoir fait l'honneur de présider ce jury.

A *Dr. Cherait Layla*, pour accepter d'examiner notre travail et l'enrichir par ces propositions.

Un grand merci à nos parents, vous nous avez soutenus et encouragés tout au long de nos études et permis d'arriver jusque-là... sans vous rien n'aurait été possible.

Nous remercions aussi tous les enseignants de notre département... notre respect et notre appréciation pour eux tous.

Enfin, nous remercions les plus sincères à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.

RESUME

Le travail présenté dans ce mémoire concerne la commande optimale de la machine asynchrone pilotée par la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté. Le type de commande optimale utilisée est la commande linéaire quadratique (LQR). Ce régulateur est utilisé pour le contrôle de la vitesse de rotation de la machine.

Une comparaison entre le régulateur classique PI et le régulateur PI-LQR est effectuée pour pouvoir juger de leurs performances. Le régulateur (PI- LQR) a montré une grande efficacité pour la commande de la machine asynchrone mais il nécessite un bon choix des matrices de pondération.

Mots clés : Moteur asynchrone, Commande vectorielle à flux rotorique orienté, Commande optimale, Régulateur classique PI, Régulateur PI-LQR.

Table des matières

Remerciements	
Résumé	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Liste des abréviations	
Notations Symboliques	
INTRODUCTION GENERALE	1

Chapitre I : Modélisation et simulation d'une machine asynchrone

I.1.INTRODUCTION	3
I.2.GENERALITES SUR LE MACHINE ASYNCHRONE	3
I.2.1.Principe de fonctionnement	3
I.2.2.Le choix du moteur et ses domaines d'application	3
I.2.3.Structure	4
I.3.MODELISATION D'UN MOTEUR ASYNCHRONE	5
I.3.1. Hypothèses simplifiées	5
I.3.2. Modélisation de la MAS dans le schéma abc triphasée	5
I.3.2.1.Équations générales de la machine asynchrone triphasée...	6
I.4.TRANSFORMATION DE PARK	9
I.4.1.Transformation de Park modifiée	9
I.4.2.Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park	10
I.5.SIMULATION DU MODELE DE LA MAS.	11
I.5.1.Simulation à vide	11
I.5.2.Simulation en charge	13
I.6.SIMULATION DE LA MAS ALIMENTEE PAR ONDULEUR	16
I.6.1.Simulation à vide	16
I.6.2.Simulation en charge	18
I.7.CONCLUSION	20

Chapitre II : Commande vectorielle d'une machine asynchrone

II.1.INTRODUCTION	21
II.2.LES TECHNIQUES DE COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	21
II.2.1.Les commandes classiques	21
II.2.1.1.La commande scalaire	21
a) Avantages et inconvénients de la commande scalaire	22
II.2.1.2.Commande vectorielle	22
a) Principe de la commande vectorielle	22
b) Comparaison entre la Commande scalaire et la commande vectorielle	23
II.2.1.3.La commande directe du couple	23
II.2.2.Les commandes avancées	23
II.2.2.1.Commande par mode glissant	23
II.2.2.2.Commande adaptative	24
II.2.2.3.Commande prédictive	24
II.2.2.4.La commande par les techniques d'intelligence artificielle	24
II.2.2.5.Commande optimale	25

II.3.TYPES DE COMMANDE VECTORIELLE	25
II.3.1.Commande vectorielle directe	25
II.3.2.Commande vectorielle indirecte	26
II.4.CHOIX DU REFERENTIEL	26
II.5.LA STRUCTURE PRINCIPALE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	27
II.6.PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE	27
II.6.1.Découplage par compensation	29
II.6.2.Les estimateurs	30
II.6.3.Calcul des régulateurs	31
II.7.SIMULATION NUMERIQUE	33
II.7.1.La régulation	33
II.7.2.L'inversion de vitesse (poursuite)	35
II.7.3.Etude des performances de la commande vectorielle en changeant le flux	38
référence	38
II.8.CONCLUSION	40

Chapitre III : Commande optimale d'une machine asynchrone

III.1.INTRODUCTION	42
III.2.Généralité sur la commande optimale d'un Machine Asynchrone	42
III.2.1.Les exigences de la commande optimale	42
III.2.2.Définition de la commande optimale	42
III.3.Avantages et inconvénients de la commande optimale	43
III.4.La commande Linière quadratique (LQR)	43
III.4.1.Contrôleur linéaire quadratique à horizon fini	44
III.4.2.Contrôleur linéaire quadratique à horizon infini	45
III.5.Les régulateurs PI-LQR de la MAS	45
III.5.1.Les régulateurs PI-LQR de vitesse	45
Le choix de matrice des pondérations Q et R	48
III.6.Résultats de simulation	49
III.7.Comparaison entre les régulateurs PI-LQR et PI	52
III.8.Analyse des résultats et comparaison	55
III.9.Interprétations	55
III.10. CONCLUSION	55
CONCLUSION GENERALE	57
BIBLIOGRAPHIE	58
ANNEXE	61

Table des figures :

<i>N^o</i>	Titre	Page
Figure(I.1)	Représentation schématique de la constitution d'un moteur asynchrone	4
Figure(I.2)	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	6
Figure(I.3)	Représentation des enroulements de la machine asynchrone dans le référentiel biphasé	10
Figure(I.4)	Bloc Simulink pour la simulation du modèle de la MAS	11
Figure(I.5)	Courbes des grandeurs électriques et électromécaniques de la MAS à vide	12_13
Figure(I.6)	Courbes des grandeurs électriques et électromécaniques de la MAS en charge	14_15
Figure(I.7)	Simulation du modèle de la MAS alimentée par onduleur	16
Figure(I.8)	Courbes des grandeurs électriques et électromécaniques de la MAS alimentée par onduleur à vide	16_17
Figure(I.9)	Courbes des grandeurs électriques et électromécaniques de la MAS alimentée par onduleur en charge	18_19
Figure(II.1)	Principe du control vectoriel dans un référentiel lié au flux rotorique	27
Figure(II.2)	Orientation du flux rotorique	28
Figure(II.3)	Principe du découplage par compensation	29
Figure(II.4)	Schéma de la régulation du flux	31
Figure(II.5)	Schéma de la régulation de couple	31
Figure(II.6)	Schéma de la régulation de vitesse	32
Figure(II.7)	Schéma bloc d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une MAS	33
Figure(II.8)	Les résultats de simulation de la MAS dans le cas d'une régulation à vide	33_34
Figure(II.9)	Les résultats de simulation de la MAS dans le cas d'une régulation en charge	34_35
Figure(II.10)	Les résultats de simulation de la MAS dans le cas d'une poursuite à vide	35_36
Figure(II.11)	Les résultats de simulation de la MAS dans le cas d'une poursuite en charge	36_37
Figure(II.12)	Les résultats de simulation de la MAS dans le cas d'une régulation et d'une poursuite pour $\phi_{ir,ref} = 0.7Wb$	38
Figure(II.13)	Les résultats de simulation de la MAS dans le cas d'une régulation et d'une poursuite pour $\phi_{ir,ref} = 0.95Wb$	39
Figure(III.1)	Schéma de la régulation (PI-LQR) de la vitesse	46

Figure(III.2)	Les résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MAS à vide avec régulateur de vitesse (PI-LQR) (cas d'une régulation)	49
Figure(III.3)	Les résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MAS à vide avec régulateur de vitesse (PI-LQR) (cas d'une poursuite)	50
Figure(III.4)	Les résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MAS en charge avec régulateur de vitesse (PI-LQR) (cas d'une poursuite)	51
Figure(III.5)	Les résultats de comparaison d'une régulation de vitesse entre les régulateurs PI et PI-LQR à vide	52
Figure(III.6)	L'allure de commande d'une régulation par régulateur PI-LQR à vide	53
Figure(III.7)	Les résultats de comparaison d'une poursuite de vitesse entre les régulateurs PI et PI-LQR à vide	53
Figure(III.8)	L'allure de commande d'une poursuite par régulateur PI-LQR à vide	54
Figure(III.9)	Les résultats de comparaison d'une poursuite de vitesse entre les régulateurs PI et PI-LQR en charge	54

Liste des tableaux :

<i>N^o</i>	Tableau	Page
Tableau(I.1)	les paramètres de la MAS	11
Tableau(II.2)	commande scalaire et commande vectorielle	23
Tableau(III.1)	Les performances des régulateurs dans le cas d'une régulation à vide	55
Tableau(III.2)	Les performances des régulateurs dans le cas d'une poursuite à vide.	55

Notations et abréviations utilisées :

Notations utilisées :

s: Grandeur statorique.

r: Grandeur rotorique.

S: Opérateur de Laplace.

d: Indices des composantes directes.

q: Indices des composantes en quadrature.

R_s: Résistance d'une phase statorique.

R_r: Résistance d'une phase rotorique.

L_s: inductances statoriques.

L_r: inductances rotoriques.

I_s et I_r : Courant statorique et courant rotorique.

i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr} : Courants statoriques et rotoriques dans le repère (d,q).

M_{sr}: Matrice des inductances mutuelles statoriques.

M_{rr}: Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

l_s: Inductance propre d'une phase statorique.

l_r: Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r: Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

P (θ) : Matrice de transformation de Park.

θ: Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et les axes rotoriques qui sont choisis comme axes des références.

M : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor

J: Moment d'inertie des masses tournantes.

f: Coefficient de frottement visqueux.

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

C_{em}: Couple électromagnétique.

Ω : La vitesse.

ω_s, ω_r : Pulsations statorique, rotorique.

φ_s, φ_r : Flux statorique et rotorique.

T_r: Constante du temps rotorique.

σ : Coefficient de dispersion.

ξ : Coefficient d'amortissement.

w_n : Pulsation propre.

K_{pv} *et* K_{iv} : Les coefficients de régulateur de vitesse.

K_{pc} *et* K_{ic} : Les coefficients de régulateur du couple.

K_{pf} *et* K_{if} : Les coefficients de régulateur du flux.

ω_{ref} : Vitesse de référence.

Abréviations utilisées :

MAS: Machine Asynchrone.

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsions.

MCC: Machine à Courant Continue.

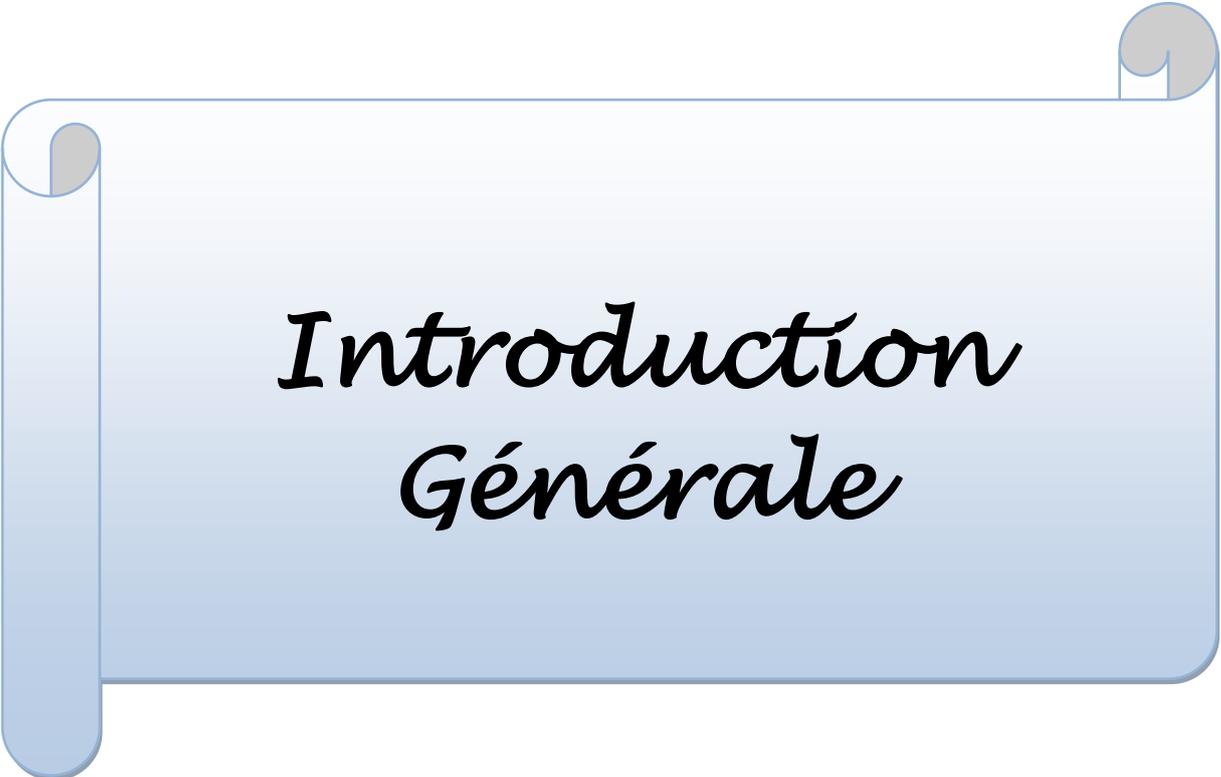
PI : Régulateur Proportionnel Intégrale.

IFOC : Indirect Field Oriented Control.

DTC : Direct Torque Control.

VSS : variable structure system.

LQR : Linear quadratic régulator.



*Introduction
Générale*

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone est un système multivariable, non linéaire, fortement couplé, à dynamique rapide et à paramètres variant dans le temps. Vu les avantages qu'elle a sur les autres types de machines électriques, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, entretien moins fréquent et faible coût, la machine asynchrone est de loin la plus utilisée dans les applications requérant la variation de vitesse. Cependant, sa nature non linéaire rend sa commande compliquée [1].

De nombreux travaux de recherche suggèrent de nombreuses manières de contrôler la machine asynchrone et parmi les techniques actuellement appliquées : les commandes classiques (la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande direct du couple...etc) et les commandes avancées (la commande par mode glissant, la commande adaptative, la commande prédictive, la commande basée sur les techniques d'intelligence artificielle, la commande optimale...etc).

Le principe de la commande vectorielle consiste à rendre le contrôle de la machine asynchrone analogue à celui de la machine à courant continu à excitation indépendante où il existe un découplage naturel entre le contrôle du flux (contrôlé par le courant d'excitation) et le contrôle du couple (contrôlé par le courant d'armature) [2].

La commande vectorielle à flux orienté a pour avantage principal de contrôler le flux et le couple de façon indépendante, ce qui veut dire que la variation du couple se fait à flux constant et vice-versa. Le découplage entre le flux et le couple est alors net [3].

La commande linéaire quadratique, dénotée commande LQR ou LQ, est une méthode de synthèse qui permet de déterminer la commande optimale d'un système qui minimise (ou maximise) un critère de performance. Ce critère de performance est quadratique en l'état du système et en sa commande. La conception d'une telle commande consiste à choisir habilement des matrices de pondération intervenant dans le critère de manière à obtenir le comportement souhaité du système en boucle fermée[4].

Dans notre étude, nous avons choisi de commander la machine asynchrone en utilisant la commande vectorielle à flux rotorique orienté à base des régulateurs classiques PI. Pour améliorer les performances de notre commande, nous avons remplacé le régulateur classique par le régulateur PI-LQR. Puisque, le régulateur quadratique linéaire (LQR), est utilisé pour surmonter les difficultés rencontrées par le contrôleur PI. De nos jours, les systèmes basés sur la technique de conception LQR sont souvent utilisés dans de nombreuses industries. Cette rétroaction optimale améliore la réponse dynamique et la stabilité du système étudié.

Objectif et structure du mémoire :

L'objectif de notre étude est d'illustrer le développement d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté à base des régulateurs classiques PI et à base des régulateurs PI-LQR. Pour justifier le choix entre les deux régulateurs, nous avons effectué une comparaison entre leurs performances (temps de montée, temps de réponse, dépassement...).

Notre mémoire est structuré en trois chapitres :

- ✚ Dans le premier chapitre, nous avons donné des généralités sur la machine asynchrone et son principe de fonctionnement. Puis nous avons détaillé son modèle mathématique dans le repère triphasé et biphasé. A la fin du chapitre, nous allons introduire les résultats de simulation du modèle proposé pour une machine alimentée par une source triphasée et avec un onduleur commandé par la technique MLI.
- ✚ Le deuxième chapitre est consacré à un aperçu sur les différentes techniques de commande de la machine asynchrone (les commandes classiques et les commandes avancées). En plus, nous sommes intéressés par l'explication du principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté et ses différentes parties. Cette commande a été mise en œuvre par utilisation du logiciel Matlab/Simulink et ses résultats sont introduits à la fin du chapitre.
- ✚ Dans le troisième chapitre, nous avons commencé par des généralités sur la commande optimale. Ensuite, nous avons expliqué le principe de la commande LQR en détaillant les équations nécessaires pour le calcul de la commande. Enfin, nous avons donné les résultats de simulation de la commande LQR-PI de la MAS et une comparaison avec les régulateurs classiques.
- ✚ Nous terminons notre mémoire par une conclusion générale qui englobe les travaux et les résultats trouvés et donne les perspectives proposés pour les travaux futurs.



Chapitre I
Modélisation et
Simulation d'une
Machine Asynchrone

I.1. INTRODUCTION:

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent. La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps. Dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite « transformation de Park », qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse [5].

Dans ce chapitre nous allons introduire la modélisation et la simulation d'une machine asynchrone. Nous commencerons ce chapitre par des généralités sur cette machine. Puis, nous donnerons de manière explicite son modèle mathématique dans le repère triphasé et biphasé. A la fin, une simulation de la machine en utilisant le modèle proposé est effectuée et qui a permis de tracer les allures des grandeurs électriques et mécaniques.

I.2. GENERALITES SUR LE MACHINE ASYNCHRONE:

Le moteur asynchrone est une machine qui convertit l'énergie électrique en énergie mécanique. Il se compose d'une partie fixe : le stator comprend un enroulement statorique et une partie mobile, composée d'un empilement de tôles d'acier, formant un cylindre avec une serrure, sur l'arbre du moteur [6].

I.2.1. Principe de fonctionnement :

Ce qui permet au rotor de tourner c'est le principe des champs magnétiques tournant produit par des tensions alternatives. Trois enroulements sont disposés dans le stator à 120° les uns des autres, une fois alimentés trois champs magnétiques indépendants sont créés. Ces champs magnétiques sont déphasés dans le temps de par la nature même du courant triphasé la vitesse du champ magnétique sera toujours supérieure à celle du rotor, les deux vitesses ne peuvent être synchrones d'où le nom de moteur asynchrone [7].

I.2.2. Le choix du moteur et ses domaines d'application:

Les moteurs asynchrones sont généralement utilisés dans les applications industrielles et domestiques (machines à laver, engins de levage, pompes à eau, etc.), les transports, etc. Le

développement de la technologie de contrôle liée à ce moteur en fait l'une des solutions les plus appropriées pour les solutions intégrées avancées.

Le choix du moteur asynchrone est en train de s'établir, et on peut choisir sa plage de puissance. Ceci est généralement défini par les exigences industrielles [6].

I.2.3. Structure:

Le moteur asynchrone se compose de deux parties : une partie fixe (stator) et une partie mobile (Rotor), ils sont séparés par un entrefer étroit et épaisseur [8].

a) *Stator* :

C'est une partie fixe du moteur, il est connecté au réseau, et il se compose d'un châssis. Il est fixé avec un anneau en tôle d'acier de qualité spéciale avec des rainures. Des enroulements triphasés à P paire de pôles de section appropriée sont répartis dans ces dernières et la formation d'un ensemble d'enroulements est formée à l'aide de trois enroulements, qui sont connectés à réseau couplé en étoile ou en triangle [8].

b) *Rotor* :

C'est la partie mobile, que le moteur asynchrone distingue de l'autre moteur triphasé. De manière générale, le rotor est le siège de grandeurs électromagnétiques variables. Pour limiter les pertes, le circuit magnétique sera donc feuilleté [8].

c) *Entrefer*:

Cette pièce a la plus petite épaisseur possible (environ un millimètre) [8].

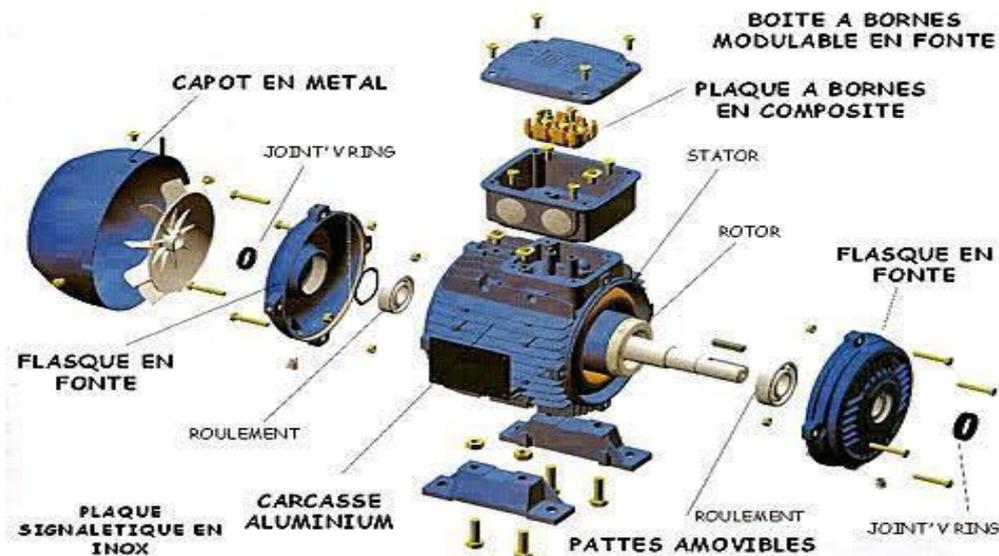


Figure (I.1) : Représentation schématique de la constitution d'un moteur asynchrone

I.3. MODELISATION D'UN MOTEUR ASYNCHRONE:

I.3.1. Hypothèses simplifiées:

La modélisation des moteurs asynchrones repose sur de nombreuses hypothèses simplifiées, ils sont :

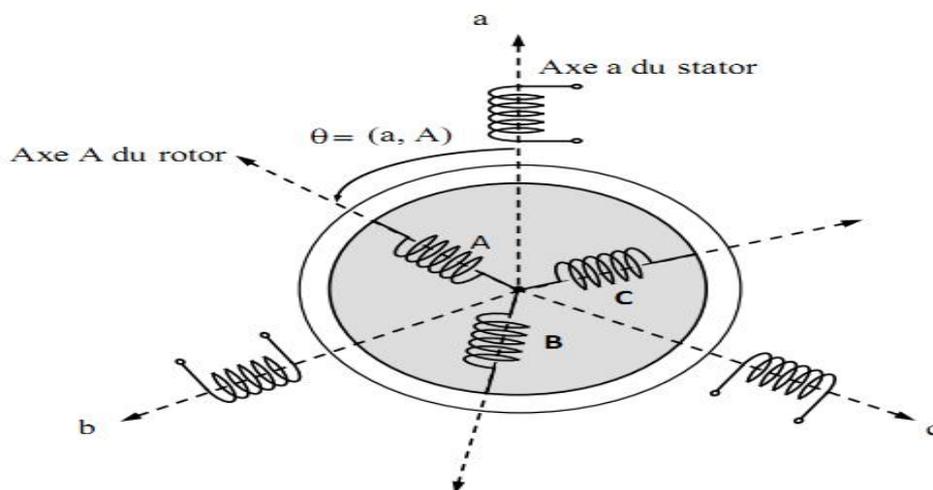
- Le circuit magnétique est symétrique.
- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- L'entrefer est constant.
- Le phénomène de saturation est ignoré, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme une fonction linéaire du courant.
- L'impact de l'écart est négligeable.
- Ne prend pas en compte l'effet peau et l'influence de l'échauffement sur les caractéristiques [9].

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité de la mobilité.
- La constance d'une inductance spécifique.
- La loi de variation sinusoïdale de l'inductance mutuelle entre l'enroulement statorique et l'enroulement rotorique en fonction de l'angle électrique entre ses arbres magnétiques [9].

I.3.2. Modélisation de la MAS dans le schéma abc triphasé:

Considérons un moteur asynchrone triphasé avec stator et rotor, représenté par la figure (I.2), dont les phases sont marquées respectivement par **SA**, **SB** et **SC**. L'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques de la phase **Sa** en fonction du temps et **Ra** sont choisis comme axe de référence [10]



Figure(I.2) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

I.3.2.1. Équations générales de la machine asynchrone triphasée:

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont [11] :

a) Equations électriques:

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont:

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

En désignant par:

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants qui traversent les trois phases statoriques.

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants statoriques.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: Flux statoriques.

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

Les équations (I.1) et (I.2) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

Pour le stator:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

Ou sous la forme condensée comme suit:

$$[V_{s(abc)}] = [R_s] [i_{s(abc)}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s(abc)}] \quad (\text{I.4})$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Ou sous la forme condensée comme suit:

$$[V_{r(abc)}] = [R_r] [i_{r(abc)}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{r(abc)}] \quad (\text{I.6})$$

b) Equation magnétiques:

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit [12] :

Pour le stator:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Tel que :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

On désigne par:

$[L_s]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice des inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles statoriques.

$[M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

Où:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Ainsi :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Avec :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et les axes rotoriques qui sont choisis comme axes des références.

M : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor

c) Equations mécaniques :

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire une variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [13] :

$$C_{em} = \frac{2}{3} \cdot \mathbf{p} \cdot [\mathbf{i}_{s(abc)}]^T \cdot \frac{d}{dt} \cdot [\mathbf{M}_{sr}] \cdot [\mathbf{i}_{r(abc)}] \quad (\text{I.12})$$

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire l'équation du mouvement de la machine exprimée comme suit :

$$C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r \quad (\text{I.13})$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

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

Ω : La vitesse

C_{em} : Couple électromagnétique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

Les équations (I.2) ainsi obtenus sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I.1). Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres.

I.4. TRANSFORMATION DE PARK :

Le principe de la transformation de Park repose sur le passage du système triphasé au système biphasé. La condition de cette transformation est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales [14].

La matrice initiale de Park est définie par:

$$[\mathbf{P}_\theta] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

I.4.1. Transformation de Park modifiée:

Cette seconde transformation repose sur l'invariance de la puissance instantanée dans les deux systèmes de représentation, ce qui, de toute évidence, conduit à leur équivalence physique, on obtient finalement les matrices de passage direct et inverse suivantes [13] :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

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

I.4.2. Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park:

A partir de la figure (I.3), on peut déduire les équations de Park des grandeurs statoriques et rotoriques dans le référentiel (d, q) [14].

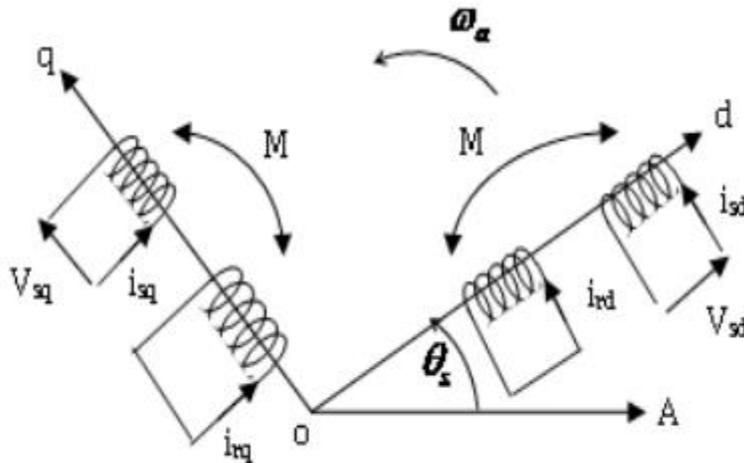


Figure (I.3) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone dans le référentiel biphasé

Les équations de tensions statoriques et rotoriques s'écrivent (le référentiel choisi est celui du champ tournant) :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Les flux s'écrivent:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M \cdot I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M \cdot I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} + M \cdot I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + M \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

En utilisant les équations du système (I.17) et après arrangement les équations du système (I.18) peuvent être écrites sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \frac{di_{sa}}{dt} = -\frac{R}{\sigma L_s} i_{sd} + \omega_s \cdot i_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + \omega \cdot \varphi_{rq} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{sd} \\ \frac{di_{sa}}{dt} = -\frac{R}{\sigma L_s} i_{sq} + \omega_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} \varphi_{rq} + \omega \cdot \varphi_{rd} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{sq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} \cdot i_{sd} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{rd} + \omega_r \cdot \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} \cdot i_{sq} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{rq} + \omega_r \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Où: $\omega_r = \omega_s - \omega$

Avec:

$$R = R_s + \frac{M^2}{L_r} R_r \quad (\text{I.20})$$

Le couple électromagnétique s'écrit :

$$C_e = \frac{3pM}{2L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{I.21})$$

La vitesse rotorique est donnée par :

$$\frac{d\Omega}{dt} = (C_{em} - C_r + f \cdot \Omega) \quad (\text{I.22})$$

Avec: $\omega = p \cdot \Omega$

I.5. SIMULATION DU MODELE DE LA MAS:

La simulation du modèle de la MAS est effectuée en utilisant les paramètres mentionnés dans le tableau (I.1) et le schéma Simulink représenté par la figure (I.4). Les courbes obtenues illustrent clairement le comportement du modèle dynamique à vide et en charge.

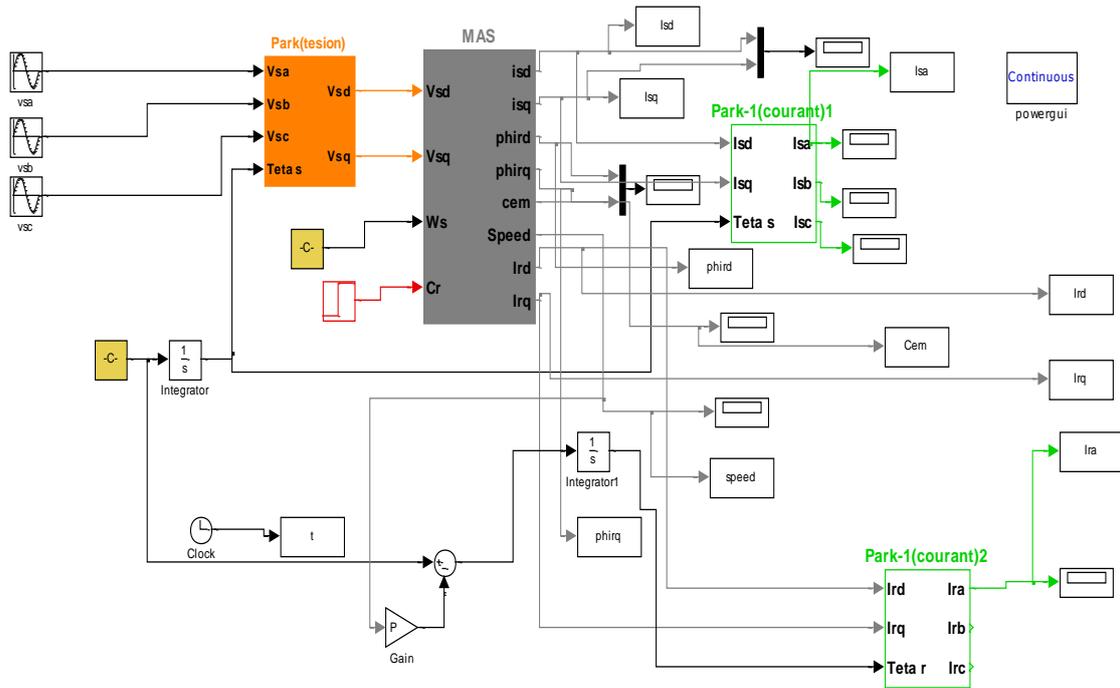


Figure (I.4) : Bloc Simulink pour la simulation du modèle de la MAS

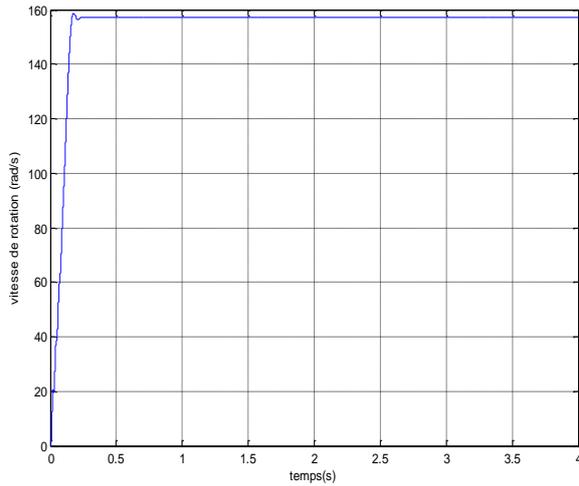
Les paramètres suivants sont utilisés pour la simulation du modèle

Paramètre	R_r	R_s	L_s	L_r	J	F	P	M
Valeur	1.2	1.8	0.1568	0.1568	0.05	0.001	2	0.15
Unité	Ω	Ω	H	H	Kg.m ²	Kg/s	/	H

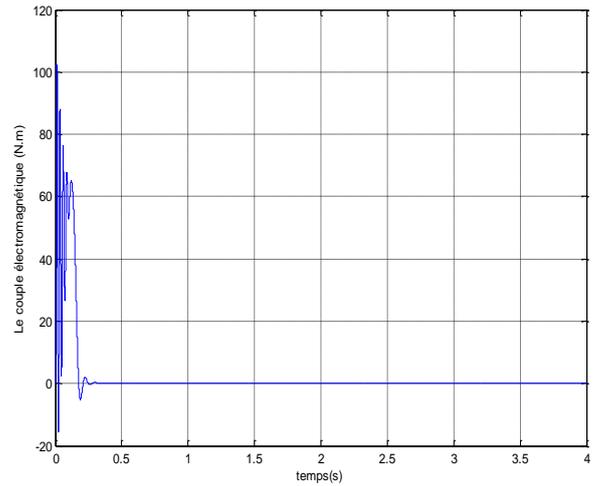
Tableau (I.1) : les paramètres de la MAS.

I.5.1. Simulation à vide:

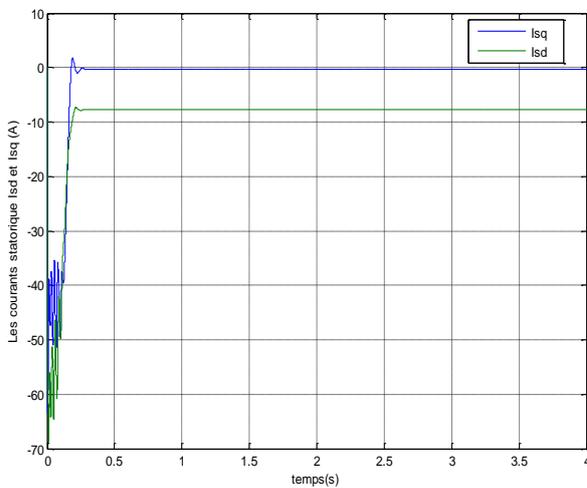
Les résultats de simulation obtenus sont représentés par la figure (I.5) qui montre l'évolution de différentes grandeurs électriques et électromécaniques (la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, les courants statoriques et rotoriques dans le repère biphasé et triphasé et les flux rotoriques dans le repère biphasé).



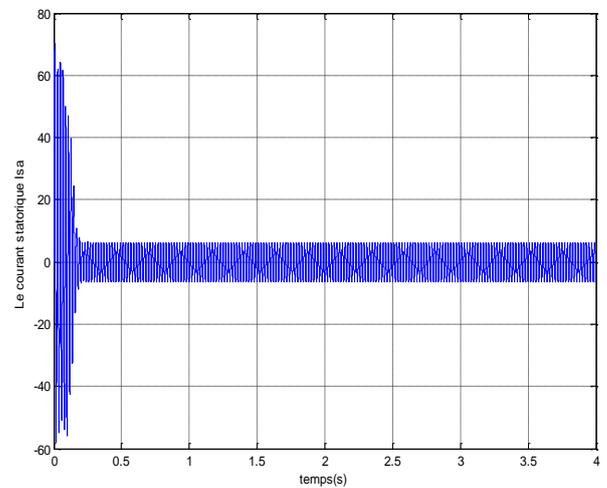
a) La vitesse de rotation



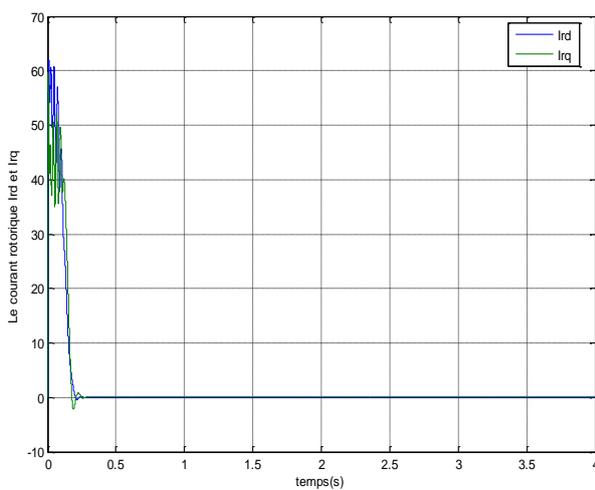
b) Le couple électromagnétique



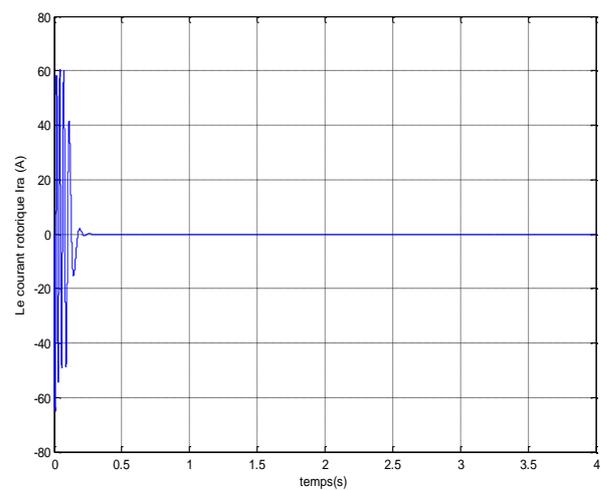
c) Les courants statoriques dans le repère (d,q)



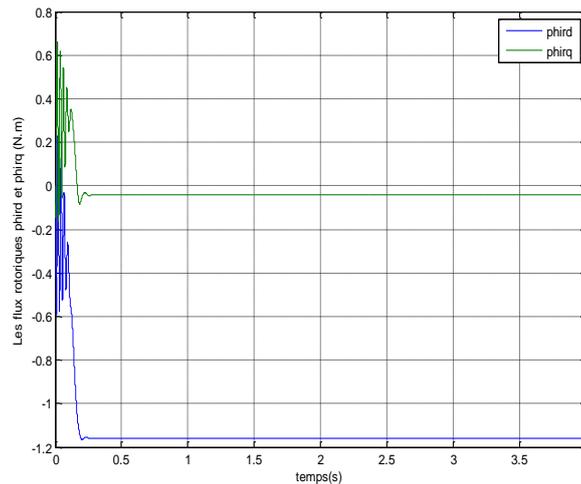
d) Le courant statorique Isa



e) Les courants rotoriques dans le repère (d,q)



f) Le courant rotorique Ira



g) Les flux rotoriques dans le repère (d,q)

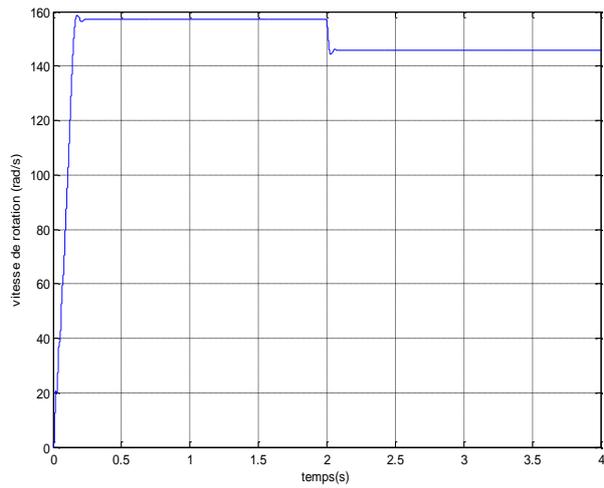
Figure (I.5) : Courbes des grandeurs électriques et électromécaniques de la MAS à vide.

Les courbes obtenues par simulation Figure (I.5) montrent que:

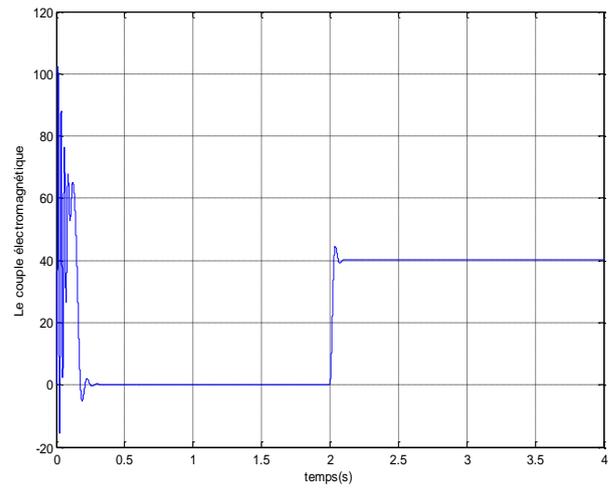
- la vitesse de rotation augmente jusqu'elle atteint sa valeur nominale (157 rad/s).
- le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis converge vers zéro puisque la machine est à vide.
- le courant statorique dans le repère triphasé I_{sa} présente un dépassement en régime transitoire (courant au démarrage) mais il disparaît rapidement en régime permanent pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.
- le courant rotorique dans le repère triphasé I_{ra} présente aussi des grandes valeurs en régime transitoire (courant au démarrage) mais il se stabilise en régime permanent à zéro (rotor en c.c).
- Les flux rotoriques dans le repère biphasé sont constants en régime permanent.
- Les courants statoriques dans le repère (d,q): I_{sq} converge vers la valeur (-9), I_{sd} converge vers le zéro parce que la machine est à vide .
- Les courants rotoriques dans le repère (d,q) convergent vers zéro puisque la machine est à vide.

I.5.2. Simulation en charge :

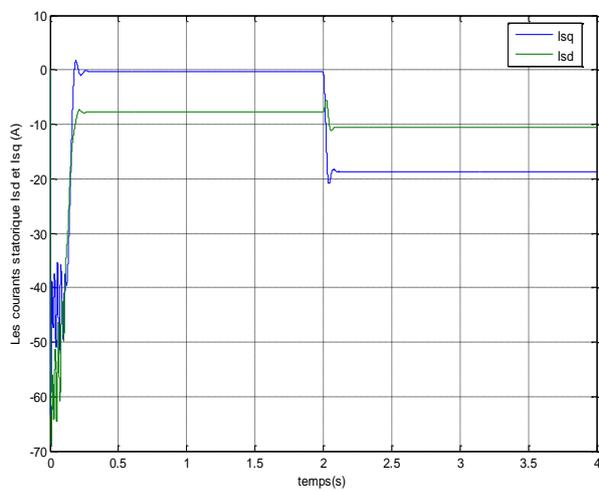
Les résultats de simulation obtenus sont représentés par la figure (I.6) tels que l'application d'un couple résistant $C_r = 40\text{N.m}$ à l'instant $t = 2\text{s}$ engendre une variation des grandeurs électriques et mécanique à partir de cet instant.



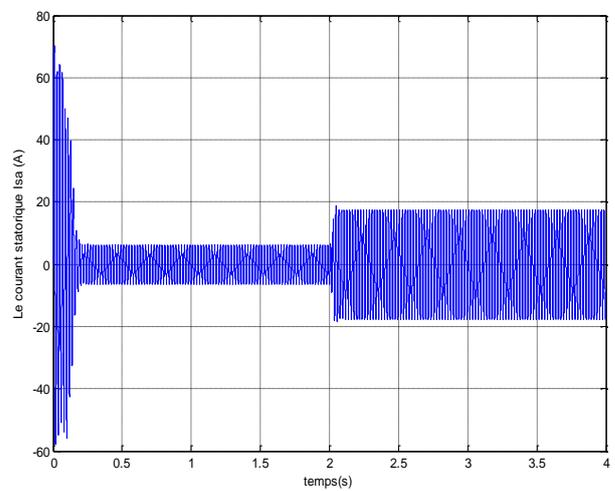
a) La vitesse de rotation



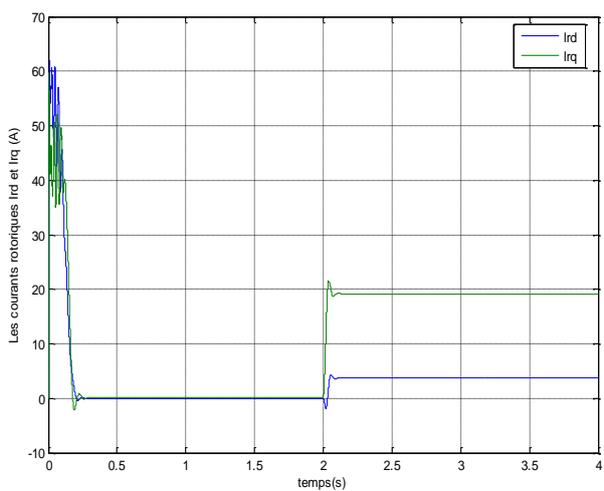
b) Le couple électromagnétique



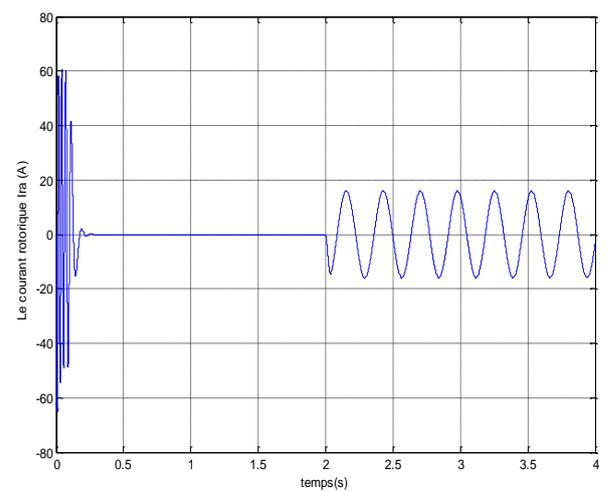
c) Les courants statoriques dans le repère (d,q)



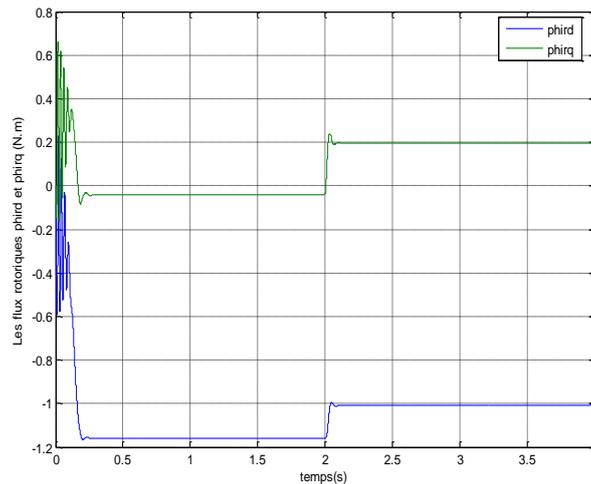
d) Le courant statorique I_{sa}



e) Les courants rotoriques dans le repère (d,q)



f) Le courant rotorique I_{ra}



g) Les flux rotoriques dans le repère (d,q)

Figure (I.6) : Courbes des grandeurs électriques et électromécaniques de la MAS en charge.

Les courbes de la Figure (I.6) montrent que:

- la vitesse de rotation atteint sa valeur nominale 157 rad/s au bout d'un temps de 0.2s. A l'instant $t = 2s$, elle diminue pour prendre une valeur inférieure à sa vitesse nominale (142.9rad/s) à cause de l'application d'une charge ($C_r = 40 \text{ N.m}$).
- le couple électromagnétique prend une valeur (0 N.m) puis il augmente pour atteindre la valeur du couple résistant appliqué (40 N.m).
- l'amplitude du courant statorique dans le repère triphasé I_{sa} se stabilise à sa valeur nominale mais elle augmente à l'instant $t = 2s$ à cause de la présence d'une charge.
- le courant rotorique dans le repère triphasé I_{ra} se stabilise en régime permanent à zéro puisque la machine est à vide mais il prend une autre valeur presque égale à 18A à en présence de charge.
- Les flux rotoriques dans le repère biphasé augmentent, puis se stabilisent respectivement, $\text{phird} = -1\text{Wb}$ et $\text{phirq} = 0.2\text{Wb}$.
- Les amplitudes des courants et des flux rotoriques dans le repère (d, q) augmentent à partir de l'instant d'application de charge.

I.6. SIMULATION DE LA MAS ALIMENTEE PAR ONDULEUR :

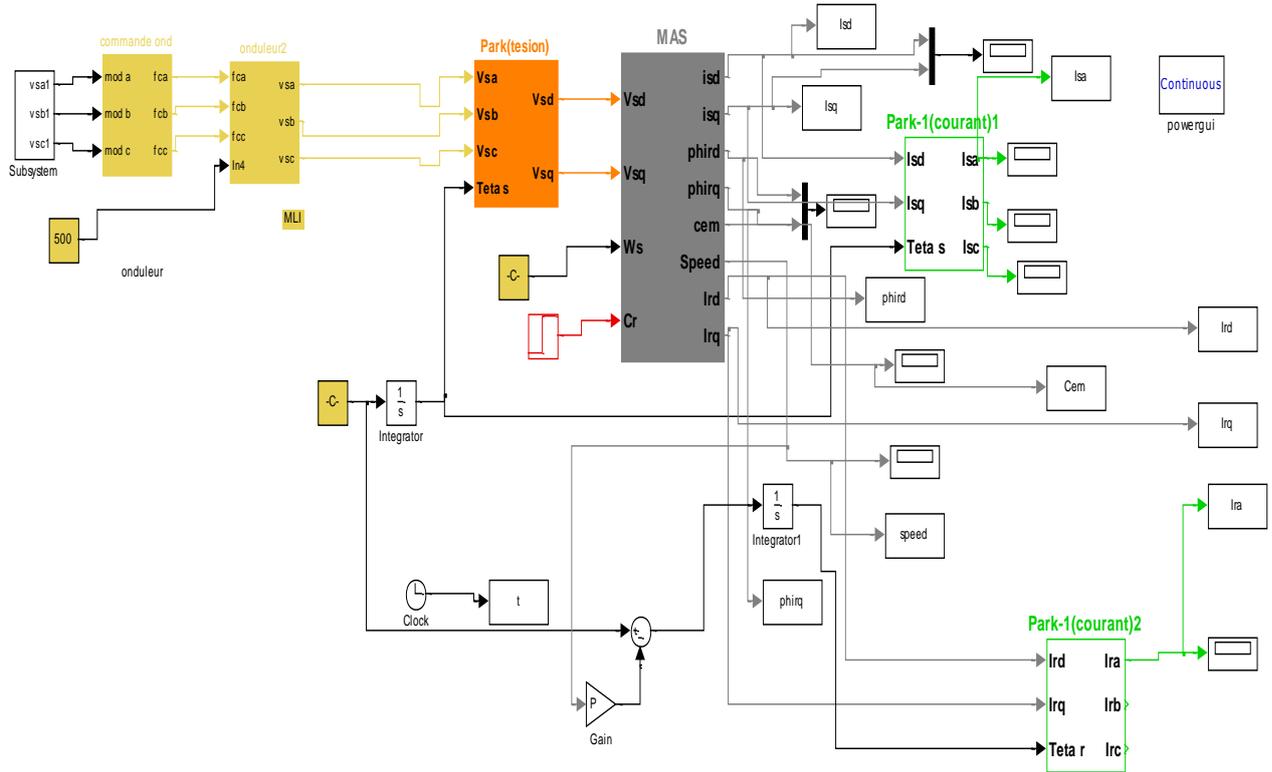
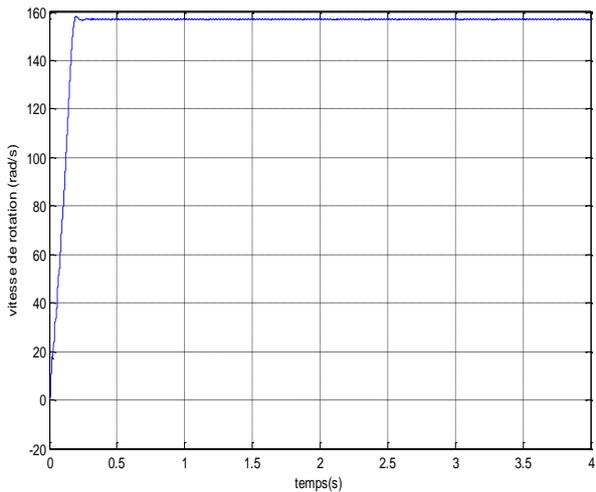
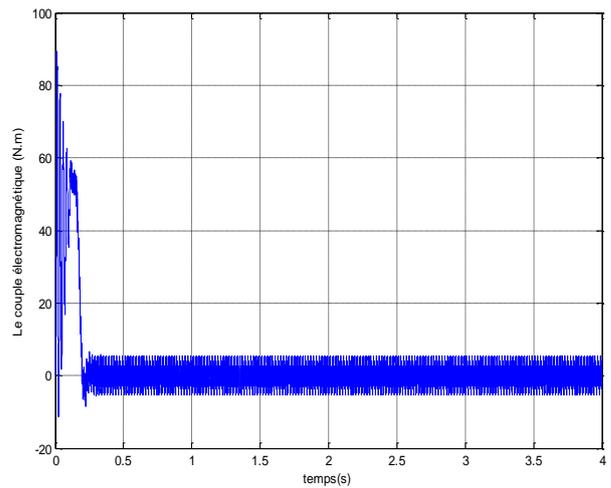


Figure (I.7): Simulation du modèle de la MAS alimentée par onduleur.

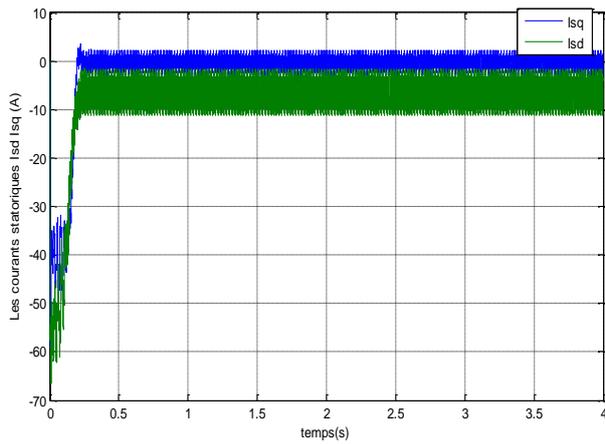
I.6.1.Simulation à vide:



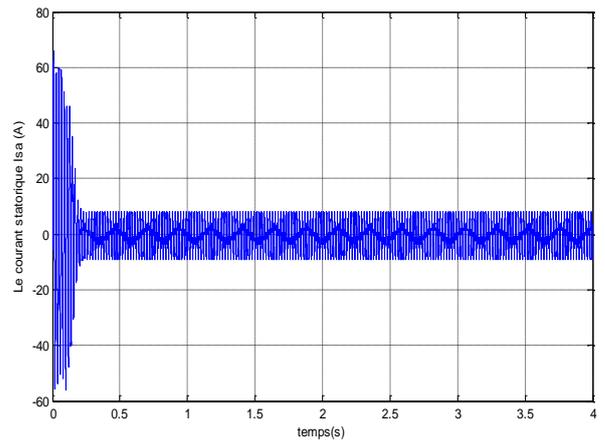
a) La vitesse de rotation



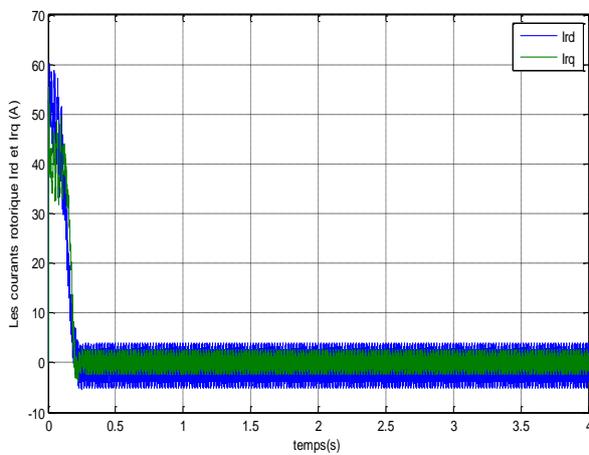
b) Le couple électromagnétique



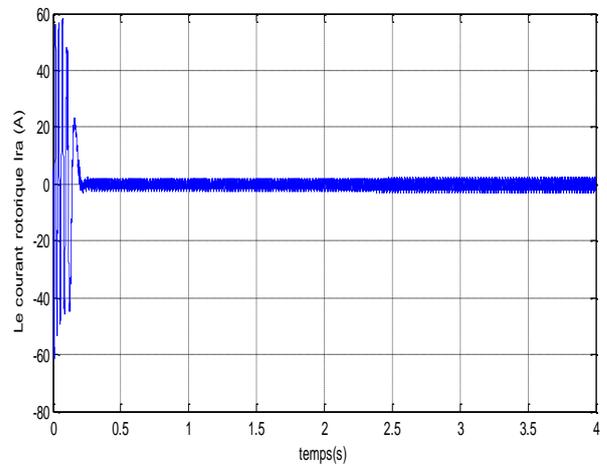
c) Les courants statoriques dans le repère (d,q)



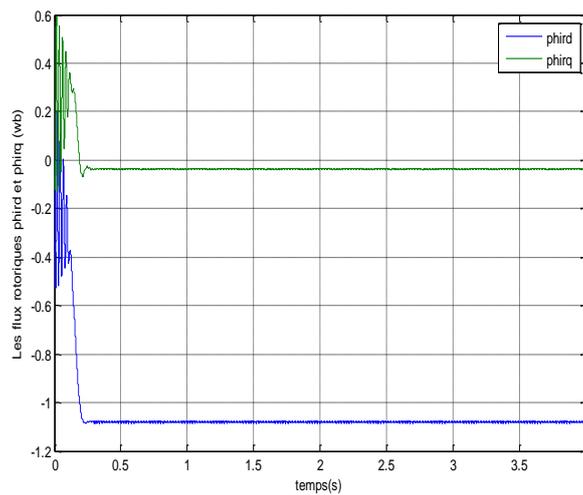
d) Le courant statorique Isa



e) Les courants rotoriques dans le repère (d,q)



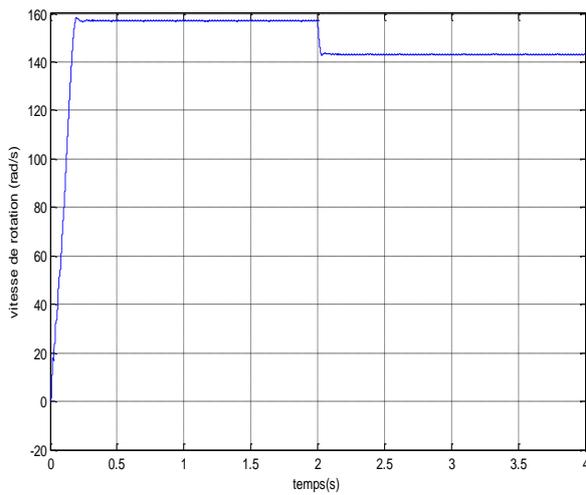
f) Le courant rotorique Ira



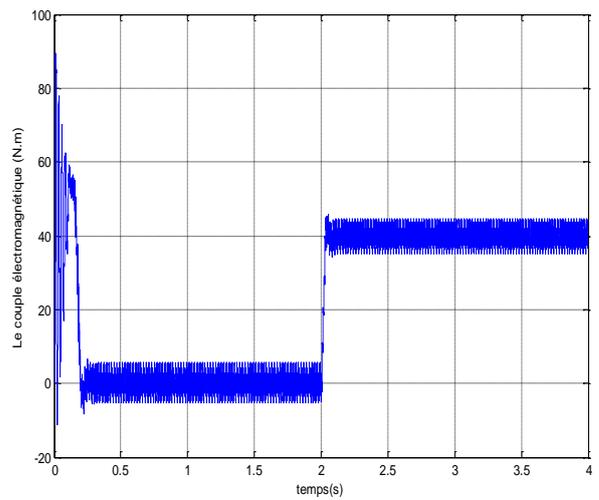
g) Les flux rotoriques dans le repère (d,q)

Figure (I.8): Courbes des grandeurs électriques et électromécaniques de la MAS alimentée par onduleur à vide.

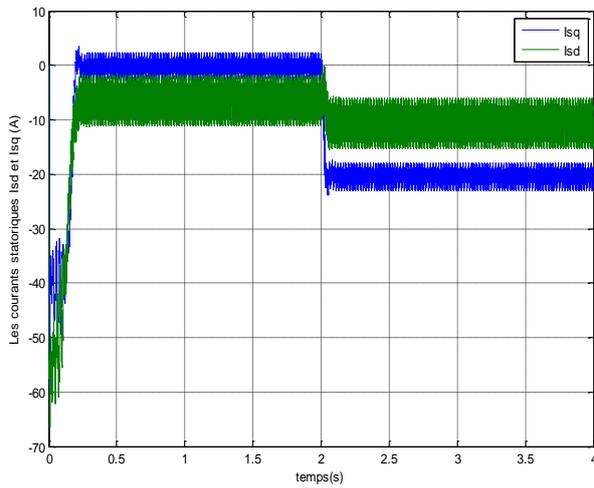
I.6.2. Simulation en charge:



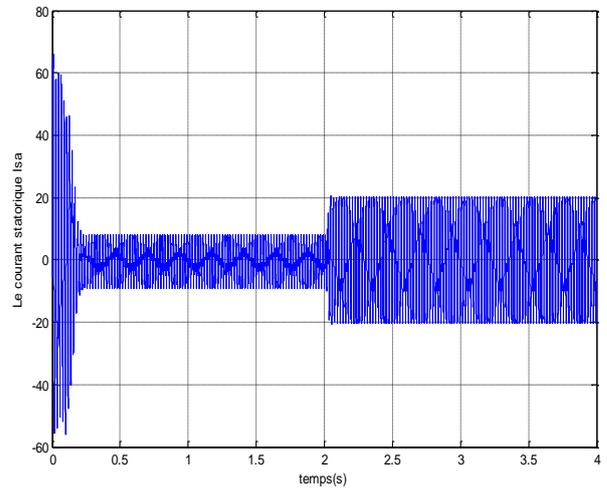
a) La vitesse de rotation



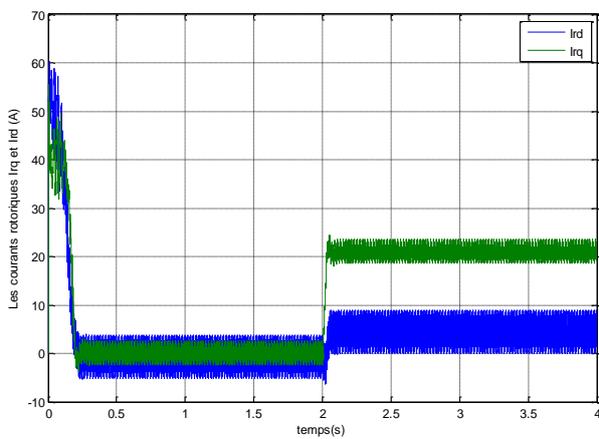
b) Le couple électromagnétique



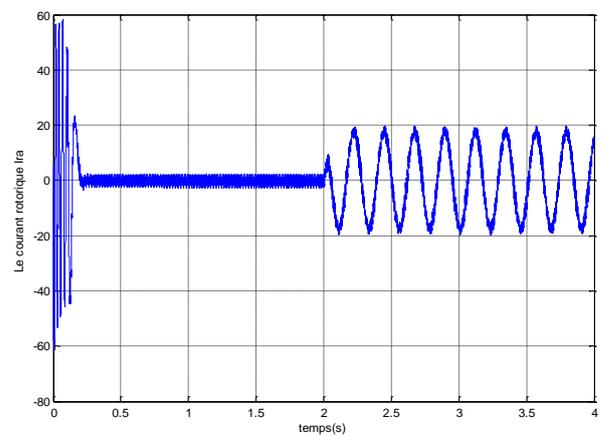
c) Les courants statoriques dans le repère (d,q)



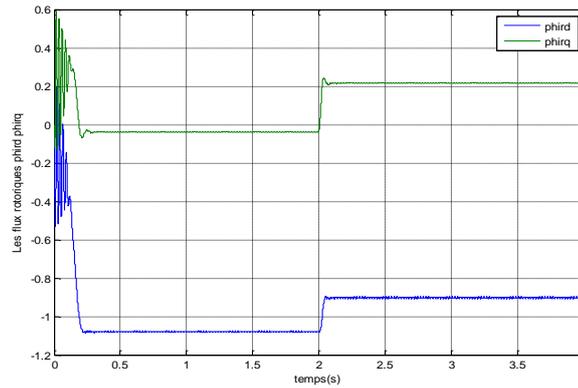
a) Le courant statorique Isa



b) Les courants rotoriques dans le repère (d,q)



c) Le courant rotorique Ira



d) Les flux rotoriques dans le repère (d,q)

Figure (I.9): Courbes des grandeurs électriques et électromécaniques de la MAS alimentée par onduleur en charge.

Les courbes obtenues par simulation de la MAS alimentée par onduleur à vide (Figure(I.8)) et en charge (Figure (I.9)) montrent que les allures obtenues sont les mêmes trouvées dans le cas d'alimentation de la machine avec une source triphasée. Sauf que, le couple électromagnétique, les courants rotoriques et satoriques dans le repère triphasé et biphasé présentent des ondulations qui sont dû à une pollution harmonique à cause de la commutation des bras de l'onduleur commandé par MLI.

I.7. CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons fait une étude complète sur la machine asynchrone. D'abord, nous avons donné des généralités sur la machine asynchrone, puis nous avons modélisé cette machine dans le repère triphasé en établissant un modèle mathématique dont la complexité a été réduite par l'utilisation de la transformation de Park qui permet de transformer du système triphasé vers le système biphasé. Enfin nous avons effectué la simulation de la MAS dans les deux cas: une alimentation directe (source triphasée) et une alimentation par onduleur à l'aide de logiciel MATLAB/Simulink. Cette simulation a permis de valider le modèle utilisé.

Dans le prochain chapitre, nous allons donner un aperçu sur les différentes techniques de commande de la MAS mais nous allons expliquer en détail le principe de la commande vectorielle et surtout celle à flux rotorique orientée IFOC (indirect field oriented control).



Chapitre II
Commande vectorielle
d'une Machine
Asynchrone

II.1. INTRODUCTION:

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps, certaines polémiques donnent la paternité de cette théorie à Blondel. Les premiers développements théoriques de la méthode du flux orienté ont été réalisés au début des années 70 par Blaschke et ses applications effectives ont vu le jour grâce à Léonard dix ans plus tard. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations. Ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique, par ailleurs la commande vectorielle a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée où le couple et le courant pour imposer un couple sont d'une façon indépendante [15].

Dans ce chapitre, nous allons donner un bref aperçu sur les différentes techniques utilisées pour la commande des machines asynchrones en commençant par les techniques classiques les plus utilisées et en terminant par les techniques avancées. En plus, nous allons expliquer le principe de la commande vectorielle et surtout celle à flux rotorique orienté. Ce dernier est mise en œuvre sur le modèle de la MAS validée dans le chapitre précédent. Les résultats de simulation sont introduits à la fin du chapitre.

II.2. LES TECHNIQUES DE COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE:

Il existe de nombreuses techniques de commande de la machine asynchrone qui sont largement utilisées dans l'industrie. On peut les diviser en deux catégories :

- Techniques de commande classiques.
- Techniques de commande avancées.

II.2.1. Les commandes classiques:**II.2.1.1. La commande scalaire :**

Dans ce type de commande, le contrôle s'effectue sur les grandeurs telles que la tension ou le courant et la fréquence d'alimentation. Les principes mis en place pour ce type de commande ne contrôlent pas les valeurs instantanées des grandeurs électriques, par conséquent, la dynamique du couple n'est pas complètement maîtrisée. Toutefois, sa simplicité a conduit à de nombreuses applications en vitesse variable [16].

De nombreux variateurs de vitesse équipés de ce mode de contrôle sont utilisés, en particulier pour des applications industrielles de pompage, climatisation, ventilation. Plusieurs

commandes scalaires existent elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant) L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en V/f qui est la plus utilisée [16].

a) Avantages et inconvénients de la commande scalaire :

L'avantage de cette commande est la simplicité d'implantation des lois statiques, mais son inconvénient majeur est sa limitation qui se manifeste par son instabilité dû principalement au non validité du modèle utilisé pour les régimes transitoires de fortes amplitudes tels que le démarrage et l'inversion du sens de rotation, simple et implanter [17].

II.2 .1 .2. Commande vectorielle :

La commande vectorielle a pour le but de trouver une proportionnalité entre le flux et le couple d'une machine à courant continu à excitation séparée sur la machine asynchrone. Cela permet d'obtenir des performances dynamique intéressantes et un contrôle précis du couple jusqu'à vitesse nulle.

a) Principe de la commande vectorielle :

Cette méthode est basée sur le choix d'un repère de référence, lié au flux rotorique. Si on décompose le courant statorique en ses composantes i_{sd} suivant le flux rotorique et i_{sq} en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découple du flux et du couple [3].

On obtient alors des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitations séparée ou le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple.

On considère diverses méthodes du flux orienté direct et indirect. On montre la réalisation concrète de cette commande selon que la machine est alimentée en courant ou en tension.

b) Comparaison entre la Commande scalaire et la commande vectorielle:

Le tableau ci-dessous donne les différents points de différences entre les deux méthodes de commande: scalaire et vectorielle [18].

Commande scalaire	Commande vectorielle
<ul style="list-style-type: none"> • Basée sur le modèle régime permanent • Simple à implanter • Dynamique lente 	<ul style="list-style-type: none"> • Basée sur le modèle transitoire • Précise et rapide • Contrôle du couple à l'arrêt • Chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP...)
Contrôle des grandeurs en amplitude	Contrôle des grandeurs en amplitude et en phase

Tableau (II.1) : commande scalaire et commande vectorielle.

II.2.1 .3. La commande directe du couple :

Les méthodes de contrôle direct du couple des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur alimentation par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage du flux et du couple moteur par orientation du champ magnétique. Les stratégies de commande de la DTC appartiennent à la catégorie des lois de commande en amplitude et ont été conçues pour un onduleur à deux niveaux.

La commande directe du couple (DTC, direct torque control) d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique [19].

II.2 .2. Les commandes avancées :

II.2.2.1. Commande par mode glissant :

La commande par mode glissant est une commande à structure variable (VSS variable structure system) qui est basée essentiellement sur la résolution des équations différentielles à seconds membres discontinus, initiée par le mathématicien soviétique Philippov [20]. Elle est efficace et robuste pour les systèmes linéaire et non linéaire. Le véritable essor de l'utilisation de cette technique date de la parution de livres d'Itkis. Cette technique de commande a reçu un intérêt sans cesse croissant en raison de sa simplicité d'élaboration et de son application dans divers domaines de l'automatique et de l'électronique de puissance [20].

Le principe de la commande est de contraindre le système à atteindre une surface prédéfinie et d'y rester par la suite malgré d'éventuelles perturbations. La surface choisie (représentant un ensemble de relations, statique et entre les variables d'état) est alors désignée comme étant la surface de glissement ou de commutation. Le comportement dynamique résultant

appelé régime glissant est complètement déterminé par les paramètres de cette surface. Un des avantages de la commande par modes de glissements est notamment la robustesse par rapport aux perturbations intervenant de façon colinéaire avec l'entrée (conditions de recouvrement) [20].

La conception de contrôleur a mode glissant base par deux étapes essentielles:

- Déterminer le choix et le nombre des surfaces représenter par un vecteur $S(x) = 0$.
- Déterminer la loi de commande par une nouvelle entrée discontinue $u_n(x)$ pour attirer la trajectoire d'état vers la surface.

II.2.2.2. Commande adaptative :

La commande adaptative initiée dans les années cinquante trouve sa motivation dans le problème de variation des paramètres des systèmes à commander (en particulier dans le domaine de l'aéronautique). En effet, le contrôleur synthétisé via un modèle donné n'arrive plus à réaliser son objectif lorsque ses paramètres changent dans le temps. L'idée de base de la commande adaptative est de trouver un moyen pour faire ajuster les paramètres du contrôleur lorsque le système à commander subit à des changements; autrement dit, le contrôleur doit s'adapter aux variations du système. L'objectif principal est donc de trouver un mécanisme d'adaptation plus adéquat assurant les performances imposées par un tel cahier de charge ou d'électricité [21]. Il y a deux types de commande : commande adaptative direct et commande adaptative indirect.

II.2.2.3. Commande prédictive :

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes.

Le but principal de la commande des systèmes, est de pouvoir satisfaire les objectifs définis par le cahier des charges, de manière la plus performante possible. Il s'agit, par exemple, de contrôler certains signaux (de sortie) par actions sur d'autres signaux (d'entrée) de sorte qu'il soit possible de pouvoir satisfaire les objectifs en présence d'incertitudes et changements des caractéristiques du processus (modèle) et de restrictions sur les variables opérationnelles. Il s'agit là d'un problème pratique car bien des processus réels présentent ces caractéristiques [22].

II.2.2.4. La commande par les techniques d'intelligence artificielle:

Les techniques de commande classiques sont remplacées par les techniques intelligentes (à base des techniques d'intelligence artificielle) puisque les processus à commander ont des structures complexes et non-linéaires.

Différentes techniques existent aujourd'hui dans la littérature, telles que les algorithmes évolutionnaires et plus précisément les algorithmes génétiques, la logique floue et

les réseaux de neurones qui s'appliquent de plus en plus dans le contrôle des machines à induction.

II.2.2.5. Commande optimale :

Le problème de commande optimale consiste alors à trouver la commande minimisant un critère donné et à vérifier un ensemble de contraintes. C'est sous cette forme que la commande optimale a été étudiée dès le XIX^{ème} siècle avec le calcul des variations. Une des grandes applications de la commande optimale a été l'application au lanceur Apollo dans les années 1960. Les difficultés soulevées par ce genre de problème sont loin d'être complètement résolues comme en témoignent les sessions dédiées à la commande optimale dans les conférences d'automatique [23].

Les problèmes de commande optimale se rencontrent dans la vie de tous les jours: comment arriver à destination le plus rapidement possible, comment minimiser sa consommation... Pour un système dynamique donné et dont les équations sont connues, le problème de commande optimale consiste alors à trouver la commande minimisant un critère donné [24]. La commande optimale reste une commande d'actualité qui peut être utilisée pour la commande des machines électriques.

Le principe de cette méthode sera détaillé dans le chapitre 3 avec les résultats de simulation obtenus par application du régulateur linéaire quadratique (LQR) sur la machine asynchrone.

II.3. TYPES DE COMMANDE VECTORIELLE :

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode directe qui a été développée par F. Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K. Hasse [25].

II.3.1. Commande vectorielle directe :

Cette méthode a été proposée par Blaschke et rendue publique vers 1970 (Feedback control), elle se base sur la connaissance exacte du flux (rotorique dans notre cas) et de sa position. Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du variateur. Une première possibilité est de placer des capteurs dans le bobinage rotorique et de mesurer directement les composantes du flux de manière à en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs mécaniquement fragiles sont soumis à des contraintes sévères dues aux vibrations et à l'échauffement. En outre, ce mode nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa construction. Par conséquent, dans la grande majorité de cas, on fait appel à des

estimateurs ou des observateurs à partir des mesures effectuées sur le variateur. La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations de paramètres de la machine [26].

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différents :

- Le non fiabilité de la mesure du flux.
- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Le coût de production élevé (capteurs et filtre) [25].

II.3.2. Commande vectorielle indirecte :

La méthode indirecte a été introduite par K. Hasse. Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position. Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [26].

II.4. CHOIX DU REFERENTIEL:

On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer et vérifier le degré de découplage entre le flux et le couple selon ce choix.

Dans ces conditions si on choisit :

- 1) Référentiel lié au flux statorique $\Rightarrow \varphi_{ds} = \varphi_s, \varphi_{qs} = 0$
- 2) Référentiel lié au flux rotorique $\Rightarrow \varphi_{dr} = \varphi_r, \varphi_{qr} = 0$
- 3) Référentiel lié au flux dans l'entrefer $\Rightarrow \varphi_{sdm} = \varphi_m, \varphi_{sqm} = 0$

Dans les trois référentiels, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. Ainsi dans un fonctionnement à flux constant, cette composante est l'image du couple.

Seul le choix du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une indépendance du flux par rapport à la composante du courant statorique en quadrature avec le flux [27].

Ce référentiel est choisi pour obtenir des fonctionnements de la machine asynchrone comparable à ceux de la machine à courant continu.

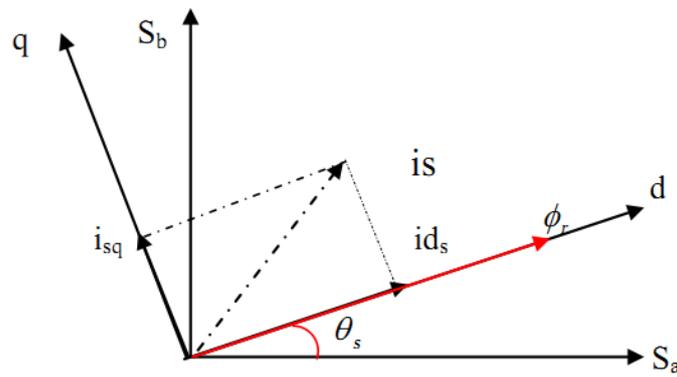


Figure (II.1): Principe du control vectoriel dans un référentiel lié au flux rotorique.

II.5. LA STRUCTURE PRINCIPALE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :

Les différents blocs principaux pour la réalisation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté, associée à la machine asynchrone sont :

- Le bloc des estimateurs.
- Les blocs des régulateurs.
- Le bloc de découplage.
- Le bloc Machine asynchrone triphasée.
- Le bloc Onduleur commandé par la technique MLI.
- Le bloc Transformation Park et Park inverse.

On va expliquer ces blocs en détail dans les sections suivantes.

II.6. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE :

Le principe de cette commande est de réduire l'équation de couple électromagnétique de la machine afin d'être comparable à celle d'une machine à courant continu. La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d, q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [25].

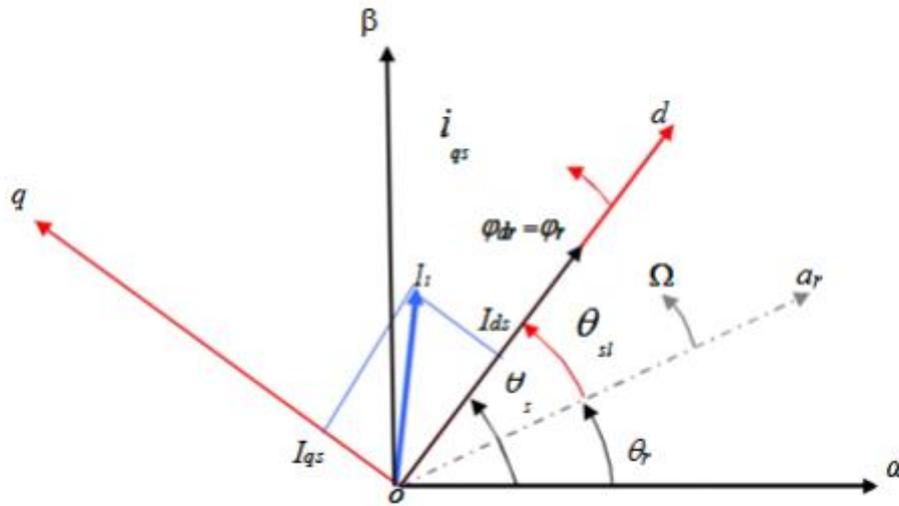


Figure (II.2) Orientation du flux rotorique.

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe « d » d'une référence solide au champ tournant de vitesse (ω_s). Donc on peut remarquer les propriétés suivantes :

- La composante transversale du flux rotorique est nulle ($\varphi_{rq} = 0$).
- L'axe « d » est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique ($\varphi_r = \varphi_{rd}$).
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant ($\omega_r = \text{cst} \leftrightarrow i_{rd} = 0$)

D'après le principe de cette commande, on peut écrire le modèle vectoriel de la machine asynchrone par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{sd} \\ 0 = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\varphi_r}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{rq} + \omega_r \cdot \varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Ainsi que, l'expression de la couple devient :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} [\varphi_r * I_{sq}] \quad (\text{II.2})$$

On remarque que cette expression est identique à celle du couple développé par une machine à courant continu.

L'équation différentielle décrivant l'évolution du flux rotorique :

$$\frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M I_{sd} \quad (\text{II.3})$$

A l'aide de transformée de Laplace, Nous obtenons:

$$\varphi_r = \frac{M}{1+T_r \cdot s} \cdot I_{sd} \quad (\text{II.4})$$

II.6.1. Découplage par compensation :

Ils existent plusieurs techniques de découplage telles que : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état et découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découplage.

Dans le cas d'une commande en tension il est nécessaire de générer les tensions statoriques dans le repère (d, q) V_{sd} et V_{sq} , qui sont converties en grandeurs statoriques triphasé par une transformation de Park inverse. Ces tensions seront capables de commander le moteur et d'imposer le flux, le couple et la vitesse désirés.

Nous obtenons le système suivant:

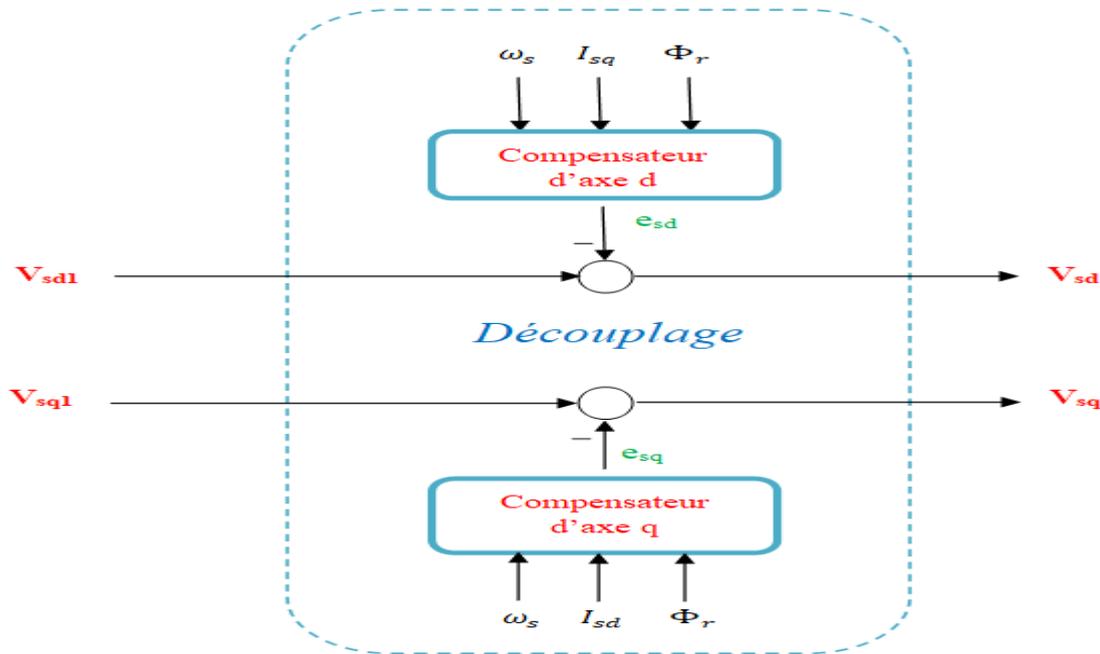


Figure (II.3): Principe du découplage par compensation.

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{M R_r}{\sigma L_s L_r^2} \varphi_r \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{sq} + \omega_s I_{sd} + \frac{M R_r}{\sigma L_s L_r} \omega \varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

D'où l'on peut tirer les expressions des tensions satiriques :

$$\begin{cases} V_{sd} = \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} - \sigma L_s \omega_s \cdot I_{sq} - \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_r \\ V_{sq} = \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} - \sigma L_s \omega_s \cdot I_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

A l'aide de transformée de Laplace nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{sd} = \left(\sigma L_s \cdot s + R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s \cdot I_{sq} - \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_r \\ V_{sq} = \left(\sigma L_s \cdot s + R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{sq} - \sigma L_s \omega_s \cdot I_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

On peut alors dire que Les tensions directe et en quadrature V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des deux tensions de références V_{sd1} , V_{sq1} et des tensions de compensation e_{sd} et e_{sq} , comme exprimés par les relations :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Telles que :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \left(\sigma L_s * s + R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = \left(\sigma L_s * s + R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{sq} \end{cases} \quad \text{Ainsi que} \quad \begin{cases} e_{sd} = \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{M}{L_r^2} R_r \Phi_r \\ e_{sq} = -\sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_r \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

II.6.2. Les estimateurs :

✚ La pulsation statorique (ω_s) :

Pour que la vitesse ω_s du référentiel d'axes (**d**, **q**) soit effectivement celle du champ tournant, il convient d'assurer à tout instant la relation angulaire d'autopilotage rappelée ci-dessous [25] :

$$\omega_s = P\omega + \hat{\omega}_r \quad (\text{II.10})$$

$$\text{Avec} \quad \theta_s = \int_0^t \omega_s dt$$

Où $\hat{\omega}_r$ représente la valeur de la vitesse relative du repère, estimée dans les conditions de l'orientation choisie pour le référentiel et donné par la relation suivante :

$$\hat{\omega}_r = \frac{M}{T_r * \varphi_r} I_{sq} \quad (\text{II.11})$$

D'où la modification suivante :

$$\omega_s = P\omega + \frac{M}{T_r * \varphi_r + \varepsilon} I_{sq} \quad (\text{II.12})$$

$$\text{Avec} \quad \varepsilon = 0.01$$

✚ Le flux rotorique (φ_r) :

Le module du flux rotorique est estimé par la relation suivant :

$$\varphi_r = \frac{M}{T_r * \varphi_r + \varepsilon} I_{sd} \quad (\text{II.13})$$

✚ Le couple électromagnétique (C_{em}) :

Le module du couple électromagnétique est estimé par la relation suivant :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} [\varphi_r * I_{sq}] \quad (\text{II.14})$$

II.6.3. Calcul des régulateurs :

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale **PI** sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle **P** assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral **I** élimine l'erreur

statique en régime permanent [25]. Dans notre commande, on a utilisé trois régulateurs **PI** pour bien contrôler la vitesse, le flux et le couple de la machine asynchrone.

Les détails de calculs des paramètres des régulateurs sont donnés comme suit :

1. Régulateur de flux :

D'après la relation de découplage, nous pouvons écrire :

$$\frac{\varphi_r}{V_{sd1}} = \frac{K_f}{(s+\gamma)\left(s+\frac{1}{T_r}\right)} \quad (\text{II.15})$$

Avec $K_f = \frac{M}{\sigma L_s T_r}$

Par l'utilisation du régulateur proportionnel-intégral (**PI**), on peut obtenir en boucle fermée une réponse de type 2^{ème} ordre. Le système de régulation en boucle fermée est donné comme suit :

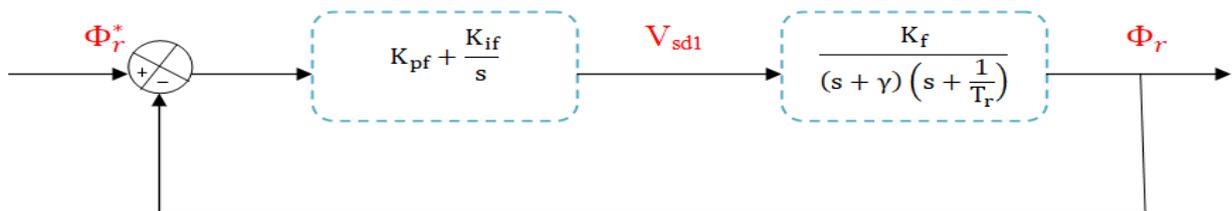


Figure (II.4) : Schéma de la régulation du flux.

Les valeurs des paramètres du régulateur de flux trouvées sont:

$$K_{pf} = 244.4118; \quad K_{if} = 1.8705e+03$$

2. Régulateur du couple :

D'après la relation de découplage définie par la Figure (II.6), nous pouvons écrire :

$$\frac{C_{em}}{nV_{sq1}} = \frac{K_c}{(s+\gamma)} \quad (\text{II.16})$$

Avec $K_c = \frac{PM}{\sigma L_r L_s} \varphi_r$

Par l'utilisation du régulateur proportionnel-intégral (**PI**), on peut obtenir en boucle fermée une réponse de type 2^{ème} ordre. Le système de régulation en boucle fermée est donné comme suit :

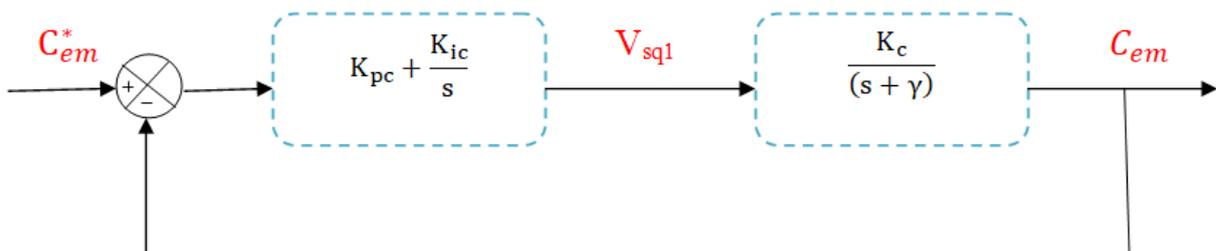


Figure (II.5) : Schéma de la régulation de couple.

Les valeurs du régulateur de couple :

$$K_{pc} = 1.2272; \quad K_{ic} = 267.3140$$

3. Régulateur de vitesse :

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

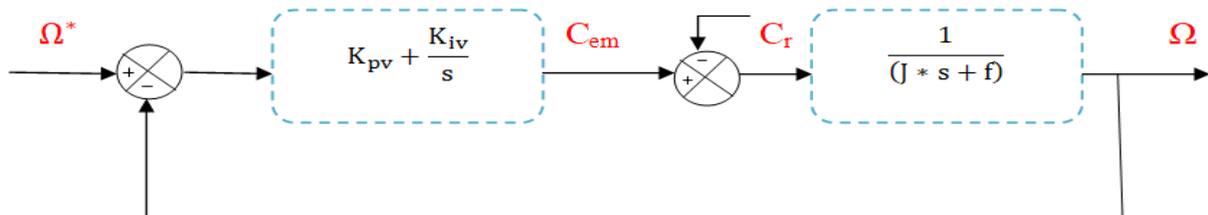


Figure (II.6) : Schéma de la régulation de vitesse.

Nous avons :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{II.17})$$

A l'aide de transformée de Laplace nous obtenons :

$$\Omega = \frac{1}{J*s+f} (C_{em} - C_r)$$

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

$$\Omega = \frac{1}{J*s+f} \left(\frac{K_{pv}*s + K_{iv}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{J*s+f} C_r \quad (\text{II.18})$$

Alors :

$$\Omega = \frac{1 + \frac{K_{pv}*s}{K_{iv}}}{1 + \left(\frac{f + K_{pv}}{K_{iv}} \right) s + \frac{1}{K_{iv}} s^2} \Omega^* - \frac{s}{1 + \left(\frac{f + K_{pv}}{K_{iv}} \right) s + \frac{1}{K_{iv}} s^2} C_r \quad (\text{II.19})$$

Les valeurs du régulateur de vitesse sont : $K_{pv} = 0.6990$; $K_{iv} = 5$

Pour les détails des équations des régulateurs et les valeurs des paramètres (voir l'annexe (C)).

II.7. SIMULATION NUMERIQUE:

A partir de l'étude théorique de la structure de la commande vectorielle à flux rotorique orienté, nous pouvons élaborer les différents blocs nécessaires à une simulation du procédé.

Le schéma bloc de l'ensemble est donné par la figure ci-dessous :

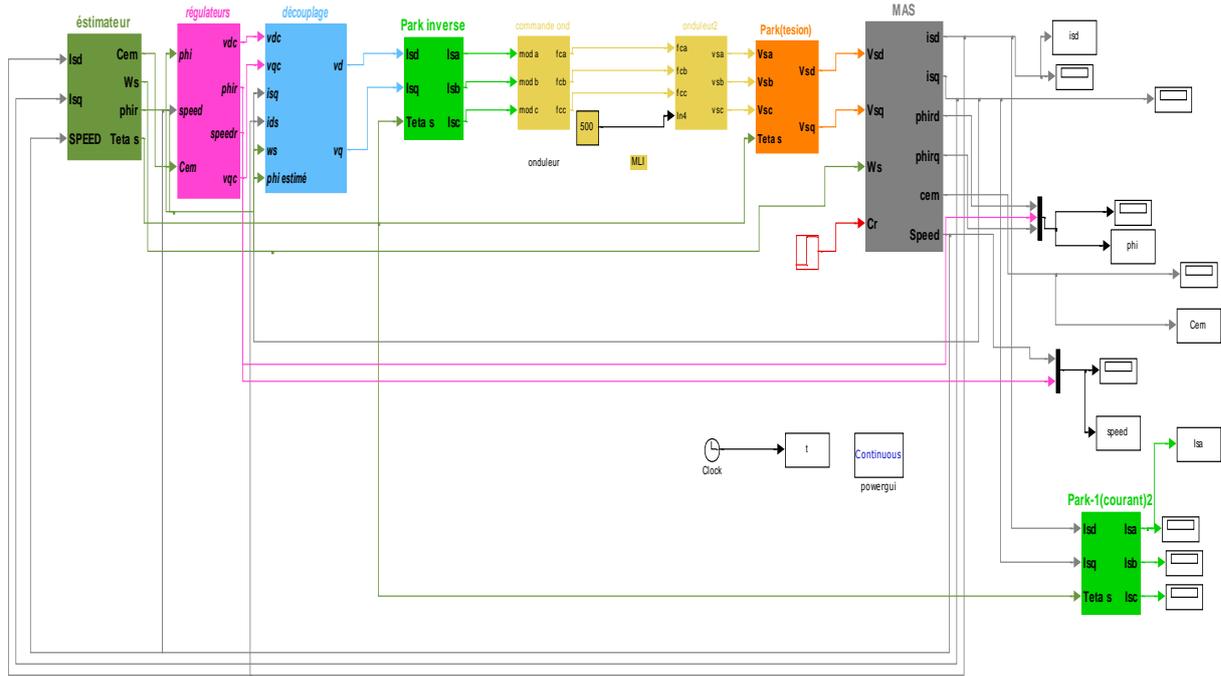


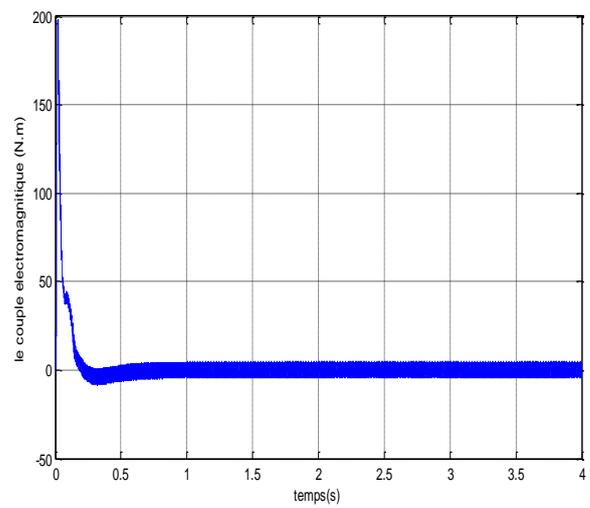
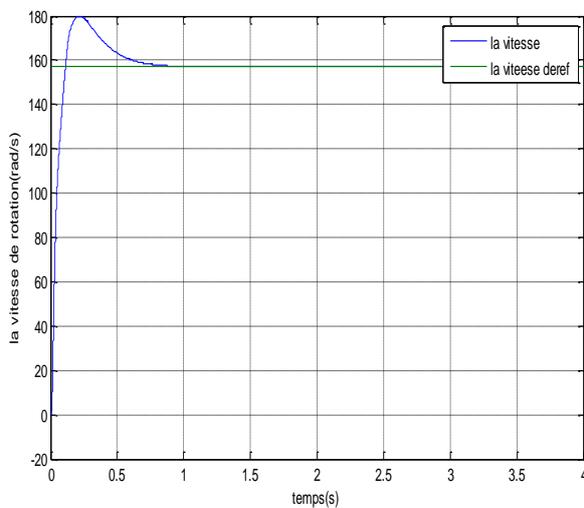
Figure (II.7) : Schéma bloc d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une MAS.

La validation de ce bloc Simulink a permis de donner les résultats de simulation de la commande vectorielle avec un onduleur MLI de la MAS dans les différents cas de fonctionnement tels que la régulation et l'inversion de vitesse (la poursuite) à vide et en charge en utilisant les trois types de régulateurs mentionnés précédemment.

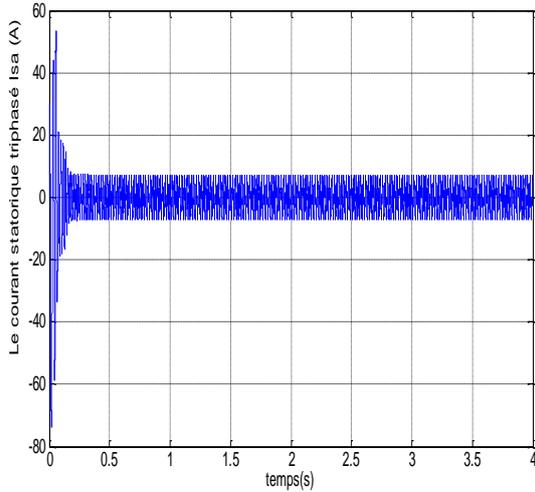
II.7.1. La régulation :

A vide :

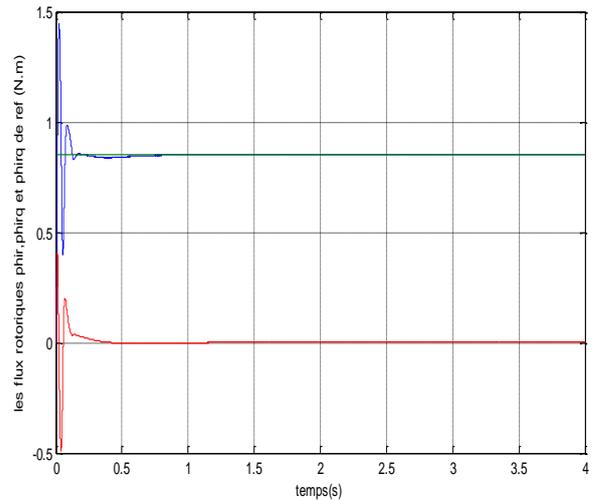
Les résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS à vide (le couple résistant nul) sont représentés par la figure (II.8) tels que : ($\Omega_{ref} = 157 \text{ rad/s}$, $\phi_{ir_{ref}} = 0.85 \text{ Wb}$) :



a) La vitesse de rotation



b) le couple électromagnétique



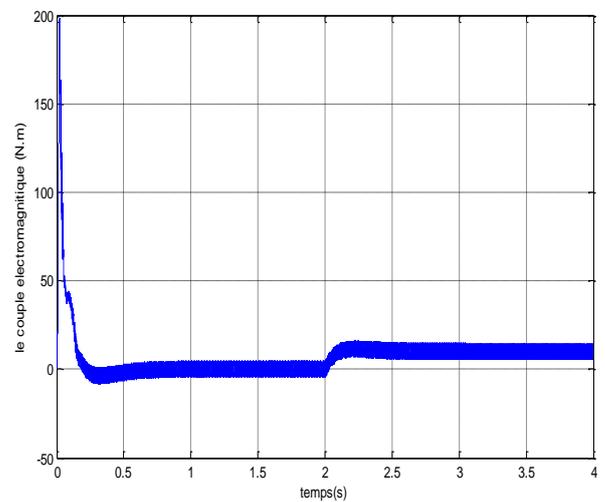
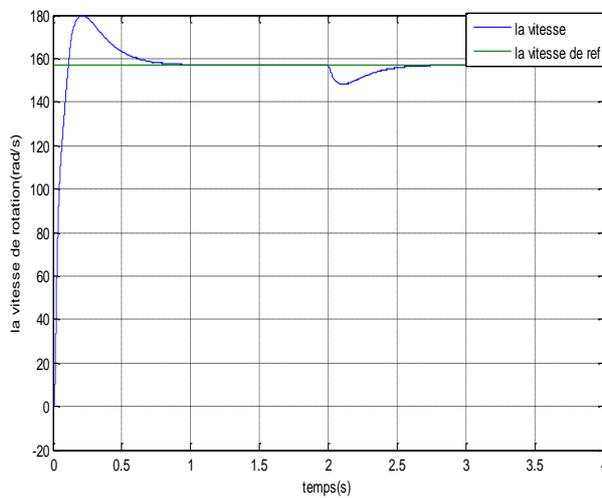
c) le courant statorique triphasé

d) le flux rotorique

Figure (II.8) : Les résultats de simulation de la MAS dans le cas d'une régulation à vide.

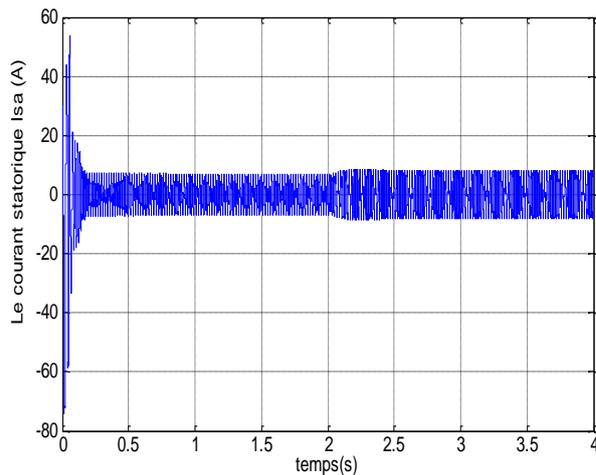
✚ **En charge :**

Les résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS après l'introduction du couple résistant ($C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 2\text{s}$) sont représentés par la figure (II.9) :

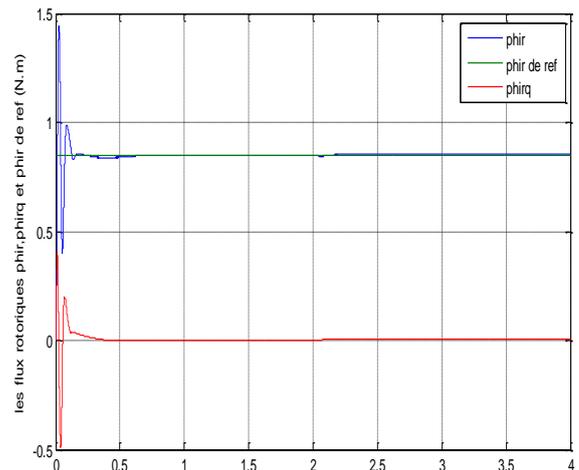


a) La vitesse de rotation

b) le couple électromagnétique



c) le courant statorique triphasé



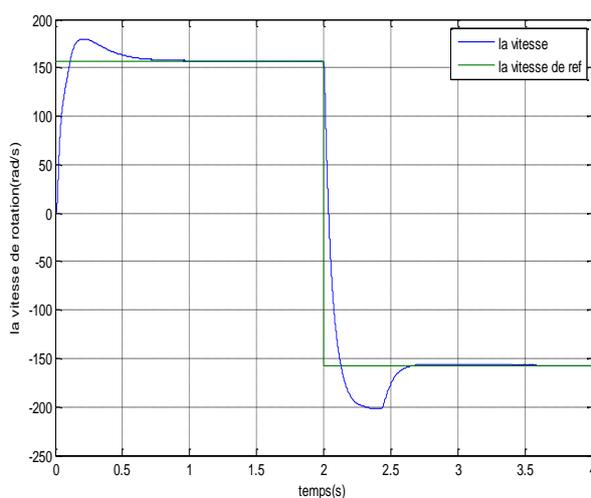
d) le flux rototique

Figure (II.9) : Les résultats de simulation de la MAS dans le cas d'une régulation en charge.

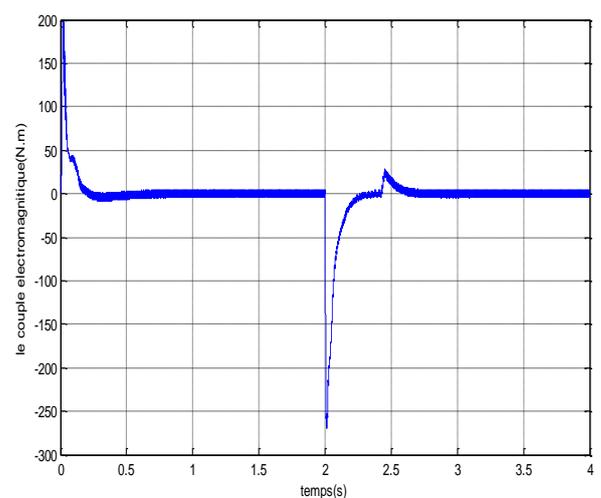
II.7.2. L'inversion de vitesse (poursuite) :

 **A vide :**

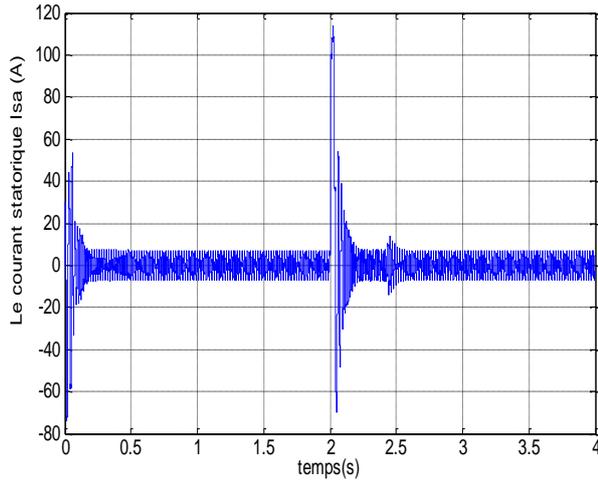
Suivant ce test de l'inversion du sens de rotation de la vitesse (157 rad/s à -157rad/s) sans charge ($C_r = 0$) et $\phi_{r_{ref}} = 0.85$, les résultats de la simulation de la MAS sont représentés par la figure (II.10) :



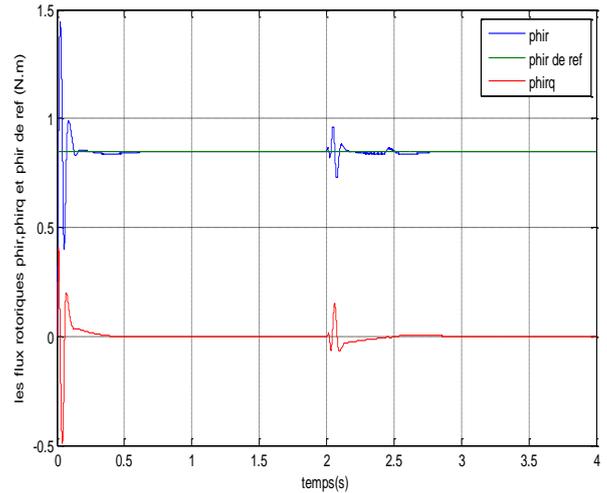
a) La vitesse de rotation



b) le couple électromagnétique



c) le courant statorique triphasé

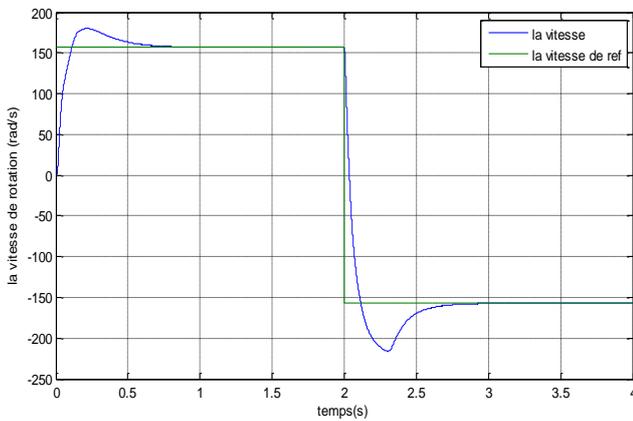


d) le flux rototique

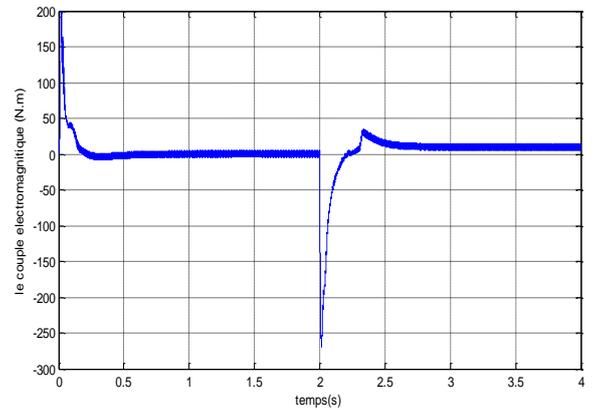
Figure (II.10) : Les résultats de simulation de la MAS dans le cas d'une régulation à vide.

En charge :

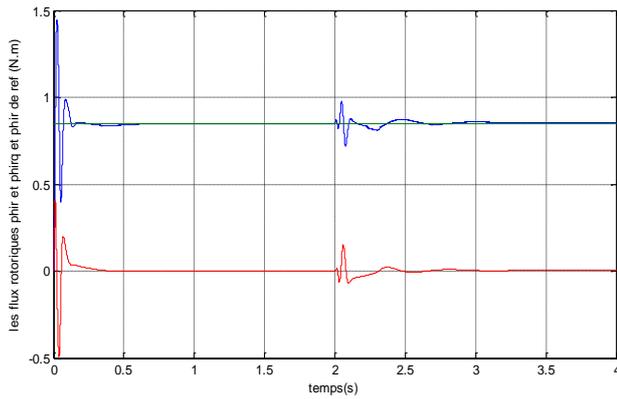
Les résultats de la simulation de la MAS dans le cas d'une poursuite (inversion du sens de rotation de la vitesse (157 rad/s à -157 rad/s)) et en charge ($C_r = 10 \text{ Nm}$ à $t = 2 \text{ s}$) sont représentés par la figure (II.11) :



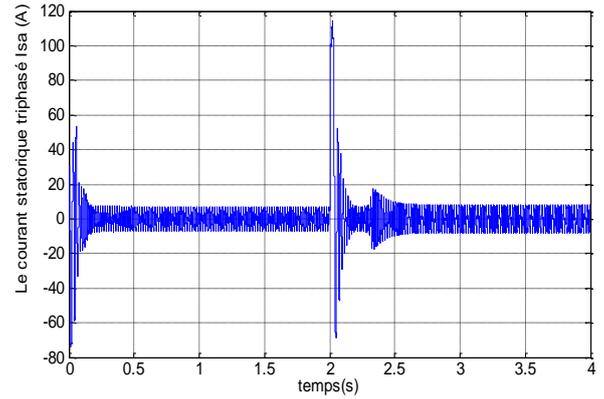
a) La vitesse de rotation



b) le couple électromagnétique



c) le flux rototique



d) le courant statorique triphasée

Figure (II.11) : Les résultats de simulation de la MAS dans le cas d'une poursuite en charge.

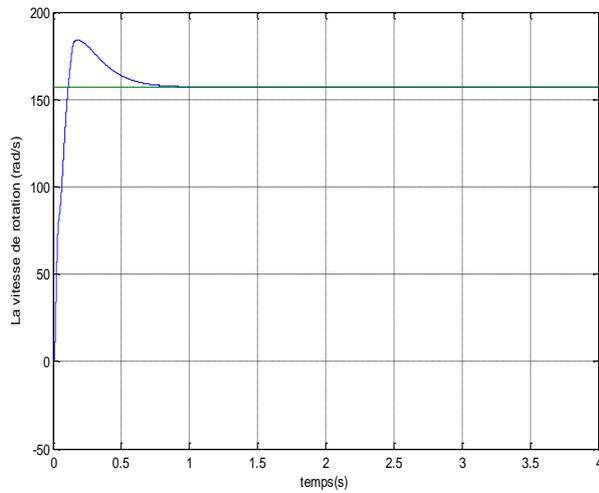
A partir les figures ci-dessus (II.8, II.9, II.10 et II.11), on remarque que:

- La vitesse de rotation augmente jusqu'elle atteint sa valeur nominale (157 rad/s) mais avec un dépassement au début de démarrage. Mais après un temps très court, elle se stabilise en régime permanent. Même chose pour l'inversion de vitesse, elle poursuit bien sa valeur de référence (157rad/s et -157rad/s) mais aussi avec un dépassement au début et à l'instant de l'inversion $t = 2s$.
- Après l'application d'un couple résistant (10 N.m) à l'instant $t=2s$. La vitesse garde les mêmes courbes en régulation et en poursuite. A l'instant de présence du couple résistant, elle diminue mais à cause du régulateur PI, la vitesse revient à sa valeur nominale après un temps de $t = 0.5s$.
- Le couple électromagnétique au démarrage fait un pic (régime transitoire) puis s'annule parce que il n'y a pas de charge mais avec beaucoup d'ondulations qui sont dues à la commutation des bras de l'onduleur.
- Le flux rotorique suit toujours sa valeur de référence (0.85 Wb).
- Le courant statorique triphasé I_{sa} est un courant de forme sinusoïdale mais la présence des ondulations est à cause de l'alimentation par un onduleur MLI.

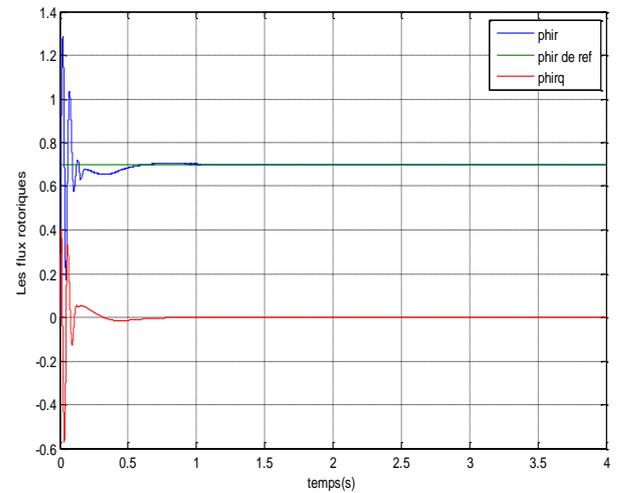
II.7.3. Etude des performances de la commande vectorielle en changeant le flux de référence:

Dans cette partie, nous allons vérifier les performances de la commande vectorielle lorsque nous changeons la valeur du flux rotorique de référence ($phir_{ref}$). Pour cela, nous avons fait la simulation pour: $phir_{ref} = 0.7Wb$ et $phir_{ref} = 0.95Wb$.

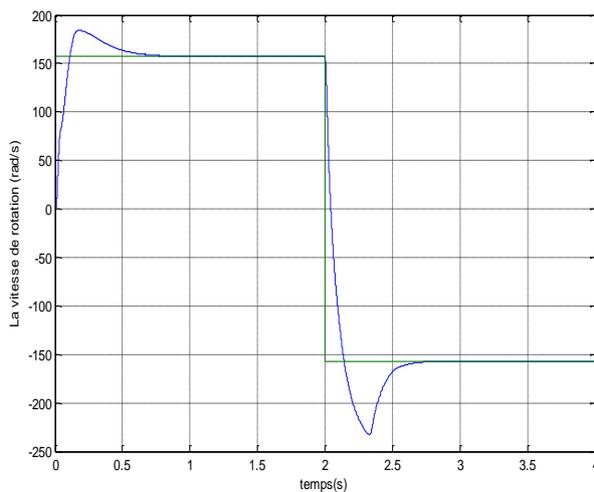
Les résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS dans le cas d'une régulation et d'une poursuite à vide sont représentés par les figures (II.12) et (II.13).



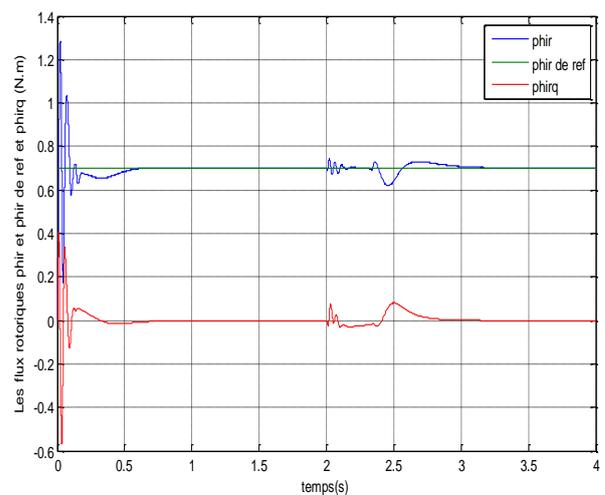
a) La vitesse de rotation (cas d'une régulation)



b) le flux rotorique (cas d'une régulation)

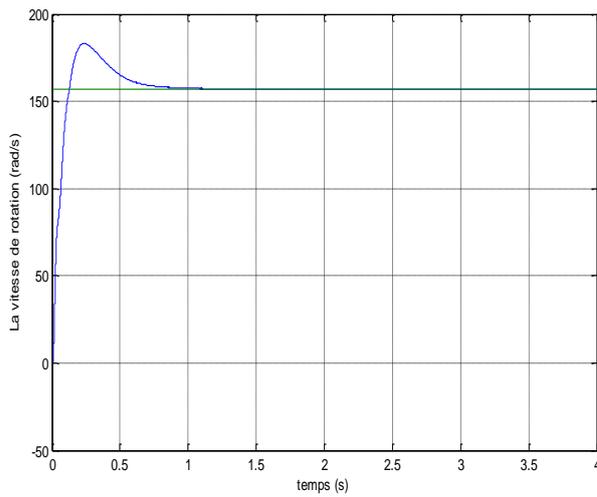


c) La vitesse de rotation (cas d'une poursuite)

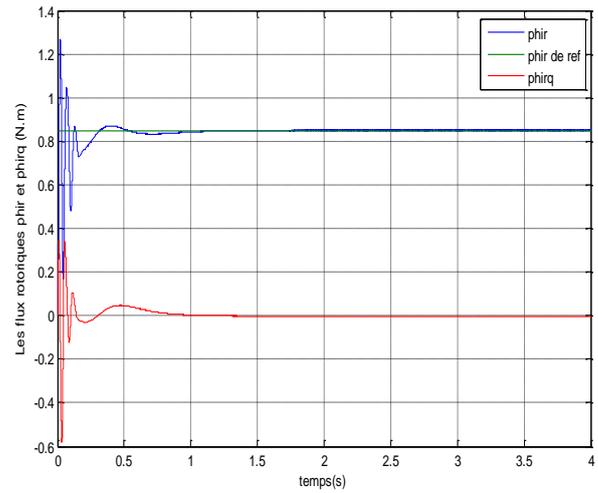


d) le flux rotorique (cas d'une poursuite)

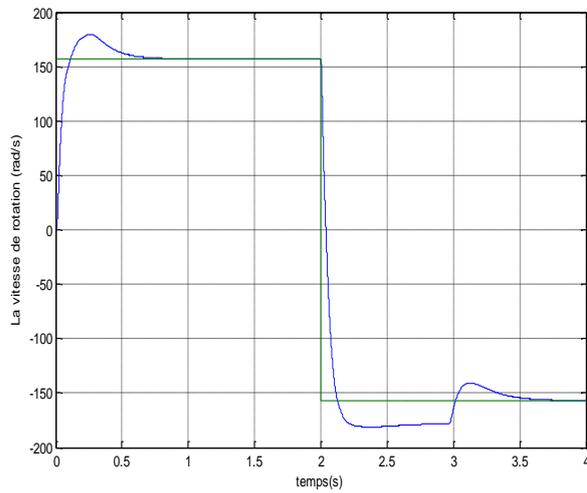
Figure (II.12) : Les résultats de simulation de la MAS dans le cas d'une régulation et d'une poursuite pour $phir_{ref} = 0.7\text{Wb}$.



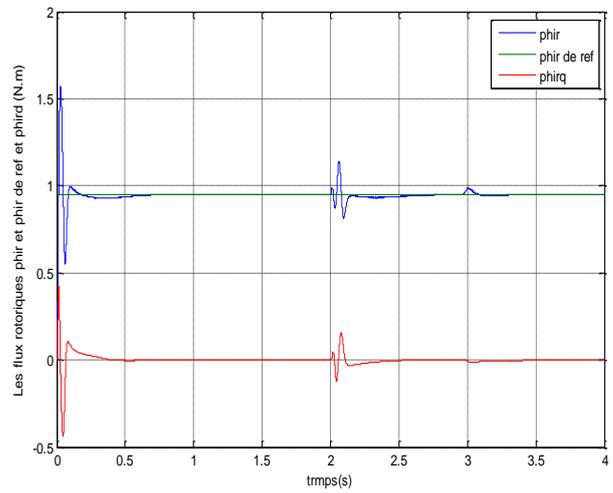
a) La vitesse de rotation (cas d'une régulation)



b) le flux rotorique (cas d'une régulation)



c) La vitesse de rotation (cas d'une poursuite)



b) le flux rotorique (cas d'une poursuite)

Figure (II.13) : Les résultats de simulation de la MAS dans le cas d'une régulation et d'une poursuite pour $\text{phir}_{ref} = 0.95\text{Wb}$.

Les figures (II.12 et II.13) montrent que le changement de la valeur du flux de référence n'influe pas sur les performances de la commande. On peut remarquer que la régulation de la vitesse est identique pour les deux valeurs de flux de référence ($\text{phir}_{ref} = 0.7\text{Wb}$ et $\text{phir}_{ref} = 0.95\text{Wb}$) et pour les deux cas de régulation et de poursuite. En plus, on remarque que la composante en quadrature du flux rotorique est toujours nulle tandis que la composante directe suit la valeur de référence. Ce qui prouve que le principe de découplage de la commande vectorielle est maintenu quel que soit la valeur du flux de référence.

II.8. CONCLUSION:

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu sur les techniques de commande classiques et avancées. Nous avons commencé par une brève explication des différents types de commande classiques (la commande scalaire, la commande vectorielle et la commande direct du couple) et de commande avancées (la commande par mode glissant, la commande par les techniques d'intelligence artificielle, la commande adaptative, la commande prédictive et la commande optimale) d'une machine asynchrone. Ensuite, nous avons détaillé le principe de la commande vectorielle de la MAS et surtout celle à flux rotorique orienté IFOC (indirect field oriented control) à base des régulateurs PI classiques.

A la fin du chapitre, nous avons validé le bloc Simulink réalisé de la commande IFOC de la MAS par exposition des résultats trouvés par simulation.

Dans le prochain chapitre, nous donnerons des généralités sur la commande optimale et son utilisation. Nous expliquerons le principe du régulateur linéaire quadratique (LQR) qui sera associé à la commande vectorielle de la MAS.



Chapitre III
Commande optimale
d'une machine
asynchrone

III.1. INTRODUCTION:

Les machines électriques jouent un rôle important dans les systèmes de conversion électromagnétique, principalement dans les processus industriels tels que la robotique. L'exploitation de ces machines exige un fonctionnement optimal (vitesse maximale, accélérations meilleures,..) pour qu'elles restent compétitives et rentables. L'objectif de pouvoir définir la meilleure commande, tenant compte de ces exigences, constitue la *commande optimale* [28].

L'objectif de la commande optimale contient deux principales orientations. La première orientation vise une énergie minimale tandis que la deuxième cherche à réduire le temps de convergence du système. L'objectif général est de trouver une commande optimale qui minimise un critère qui varie selon l'orientation adoptée [29].

La commande optimale d'un système non linéaire invariant avec un régulateur linéaire quadratique a évolué de façon importante au cours des dernières années. Cette méthode offre la possibilité d'augmenter la stabilité dynamique [29].

Dans ce chapitre, nous allons donner des généralités sur la commande optimale et expliquer son principe pour une régulation à horizon fini et une régulation à horizon infini. Ensuite, nous détaillons les équations nécessaires pour l'application de la commande optimale linéaire quadratique (LQR) pour la commande de la machine asynchrone. Les régulateurs PI-LQR vont remplacer les régulateurs classiques dans la commande vectorielle de cette machine. Les résultats de simulation vont permettre la comparaison entre les deux types de régulateurs (PI et PI-LQR) du point de vue performances.

III.2. GENERALITE SUR LA COMMANDE OPTIMALE:

III.2.1. Les exigences de la commande optimale:

Pour la commande optimale, il y a trois fonctions importantes à considérer [30]:

1. le critère à minimiser (ou à maximiser); il est considéré basiquement l'objectif général de la commande.
2. les degrés de liberté pour l'optimisation.
3. les restrictions du système et de la commande.

III.2.2. Définition de la commande optimale :

La théorie de la commande optimale est le dernier avatar du calcul des variations qui représente en mathématique, et plus précisément en analyse fonctionnelle, un ensemble de méthodes permettant de minimiser une fonctionnelle. A cet égard on pourra dire que l'objectif de

la commande optimale est bien que la résolution d'un problème de commande exigeant l'optimisation d'un critère de performances et le respect de certaines conditions [31].

La commande optimale consiste à chercher une commande admissible $\mathbf{u}^*(t)$ qui permet de transférer le système d'un état initial à l'état final tout en respectant des contraintes physiques et en minimisant des fonctions objectifs (critères ou indices de performances).

Le problème de la commande optimale d'un système est formulé en précisant les éléments suivants :

- ✓ Modèle du système à commander.
- ✓ Condition terminal (états initiales et états finales).
- ✓ Contraintes.
- ✓ Critère de performance à optimiser (minimiser ou maximiser).

Pour un système dynamique, on cherche une commande permettant de transférer le système d'un état initial vers un état final.

La commande optimale est en général soumise à diverse contraintes liées à sa réalisation (accélération limitée, vitesse de montée en puissance bornée) [32].

III.3. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA COMMANDE OPTIMALE:

Dans sa forme la plus générale, la commande optimale permet de prendre en compte explicitement les objectifs ultimes de la commande (optimisation économique), les contraintes, les non linéarités et l'aspect dynamique, ce qui est particulièrement intéressant pour les procédés discontinus. La formulation du problème est assez intuitive, ce qui facilite l'acceptation et la formulation des objectifs par des non spécialistes [33].

Les principales limites de la commande optimale sont la difficulté de la mise en œuvre, l'applicabilité aux procédés lents uniquement et la nécessité de disposer d'un modèle dynamique du procédé suffisamment précis et rapide à simuler, pour rendre l'optimisation en temps réel efficace [32].

III.4. LA COMMANDE LINIERE QUADRATIQUE (LQR):

La Commande linéaire quadratique est souvent appelée LQ ou LQR pour "Linear Quadratic Regulator". Cette appellation provient du fait que le système est linéaire et que la commande est quadratique.

La commande linéaire quadratique, dénotée commande LQR ou LQ, est une méthode de synthèse qui permet de déterminer la commande optimale d'un système qui minimise (ou maximise) un critère de performance. Ce critère de performance est quadratique en l'état du

système et en sa commande. La conception d'une telle commande consiste à choisir habilement des matrices de pondération intervenant dans le critère de manière à obtenir le comportement souhaité du système en boucle fermée. Une fois les matrices de pondération choisies, les gains optimaux s'obtiennent en résolvant une équation algébrique de Riccati. L'avantage de la commande linéaire quadratique est qu'elle possède intrinsèquement de très bonnes propriétés de robustesse. Toutefois, une telle stabilité n'est assurée que dans l'hypothèse où le modèle est parfaitement connu, où la totalité de l'état est disponible et où les signaux ne sont pas bruités [29].

III.4.1. Contrôleur linéaire quadratique à horizon fini:

Considérons dans cette partie le problème de commande optimale du système décrit par les équations ci-dessous [29, 34, 35] :

$$\dot{x} = A(t)x + B(t)u \quad (\text{III.1})$$

On considère aussi l'ensemble des critères s'écrivant sous une forme quadratique comme suit:

$$J = (x_0, t_0, u) = \frac{1}{2} x_f^T S x_f + \int_{t_0}^{t_f} \frac{1}{2} (x^T Q(t)x + u^T R(t)u) dt \quad (\text{III.2})$$

Où **Q**, **R** et **S** sont des matrices de pondération symétriques définies non négatives et **R** > **0**.

En écrivant $p = P(t)x$, le Hamiltonien est donné par :

$$H(x, u, p, t) = p^T A(t)x + p^T B(t)u + \frac{1}{2} (x^T Qx + u^T Ru) \quad (\text{III.3})$$

P : la solution de l'équation de Riccati, est une matrice symétrique semi-définie positive.

p: l'état adjoint.

Pour écrire l'équation (III.8) vérifie les conditions suivantes :

- l'équation de l'état adjoint

$$\dot{p} = -\frac{\partial H}{\partial x} = A^T(t)p - Qx(t) \quad (\text{III.4})$$

- la condition de transversalité

$$p(t_f) = Sx_f \quad (\text{III.5})$$

- l'absence de contrainte sur la commande :

$$\frac{\partial H}{\partial u} = B^T(t)p + R(t)u = 0 \quad (\text{III.6})$$

Ainsi la commande:

$$u = R^{-1}(t)B^T(t)p(t) \quad (\text{III.7})$$

De ce fait, l'équation dynamique du système s'écrit comme suit :

$$\dot{x} = A(t)x - B(t)R^{-1}B^T(t)p(t) \quad (\text{III.8})$$

On peut réécrire les équations (III.4) et (III.8) sous forme matricielle appelée système Hamiltonien :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x \\ p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(t) & -B(t)R^{-1}B^T(t) \\ -Q & -A^T(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ p \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

En nous inspirant de (III.5), nous écrivons $p = P(t)x$ avec la condition finale $P(t_f) = S$

Et en la dérivant nous obtenons :

$$\dot{p} = \dot{P}(t)x + P(t)\dot{x} \quad (\text{III.10})$$

Ainsi l'équation (III.9) s'écrit alors :

$$\dot{p} = -(A^T(t)P(t) + Q(t))x \quad (\text{III.11})$$

En intégrant l'équation précédente et l'équation d'état du système (III.8) dans l'équation (III.11), elle s'écrit en omettant la référence au temps afin d'alléger les notations par:

$$(\dot{P} + PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q)x = 0 \quad (\text{III.12})$$

La solution est obtenue en résolvant l'équation différentielle de Riccati donnée comme suit :

$$(\dot{p} + PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q) = 0 \quad (\text{III.13})$$

Par la suite, le critère coût s'écrit alors comme suit :

$$J(x_0, t_0, u) = \frac{1}{2} \left(x_f^T S x_f - \int_{t_0}^{t_f} \frac{d}{dt} (x^T P x) dt \right) \quad (\text{III.14})$$

En appliquant la condition de transversalité $S = P(t_f)$ sur le critère, le minimum du critère est donc :

$$\tilde{J}(x_0) = J_0(t_0, x_0, \tilde{u}) = \frac{1}{2} x_0^T P(t_0) x_0 \quad (\text{III.15})$$

$$u = -K(t)x \quad (\text{III.16})$$

$$\text{Où} \quad K = -R^{-1}B^T P \quad (\text{III.17})$$

Cependant, K varie dans le temps. Même dans le cas d'un système à temps invariant, c'est-à dire que les matrices A , B , Q et R ne dépendent pas du temps, la matrice $P(t)$ reste dépendante du temps dans le cas d'un critère à temps fini.

III.4.2. Contrôleur linéaire quadratique à horizon infini :

Nous nous intéressons dans cette section aux systèmes multivariables linéaires à temps variant précédent où le critère est donné par [29, 34, 35]:

$$J(x_0, t_0, u) = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{\infty} (x^T Q(t)x + u^T R(t)u) dt \quad (\text{III.18})$$

Si le système est stabilisable à tout instant t , on arrive à montrer que ce critère est fini. Ainsi on montre qu'à chaque instant il existe un $K(t)$. D'autre part, sur un horizon infini, l'état final tend vers zéro si le système bouclé est stable.

Dans le cas d'un système linéaire à temps invariant, la commande optimale est exprimée sous forme de retour d'état statique: $\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{x}$ où $\mathbf{K} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}$.

\mathbf{P} vérifie l'équation algébrique de Riccati donnée par :

$$\mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{A}^T\mathbf{P} - \mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P} + \mathbf{Q} = \mathbf{0} \quad (\text{III.19})$$

III.5. LES REGULATEURS PI-LQR DE LA MAS:

D'après les résultats de simulation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté à base des régulateurs classiques et qui sont introduit dans le chapitre précédent, nous avons remarqué que ces régulateurs donnent des réponses satisfaisantes mais avec moins de performances surtout pour le régulateur de vitesse (un grand dépassement, un grand temps de réponse,...). C'est pourquoi, nous allons procéder au remplacement du régulateur classique de vitesse (PI) par un régulateur PI-LQR.

III.5.1. Régulateur PI-LQR de vitesse:

Le régulateur PI-LQR est une association du régulateur PI avec un régulateur linéaire quadratique LQR. Ce dernier est calculé par minimisation d'un critère de performance quadratique de la forme:

$$J(\mathbf{x}_0, \mathbf{t}_0, \mathbf{u}) = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt$$

Pour calculer ce régulateur, il faut d'abord trouver les équations d'état du système à réguler et qui est représenté par le schéma bloc de la figure (III.1).

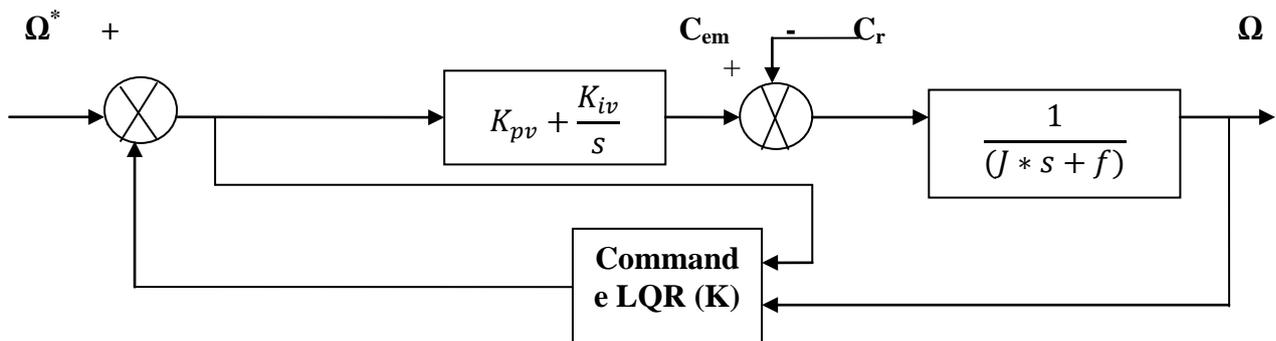


Figure (III.1) : Schéma de la régulation (PI-LQR) de la vitesse.

Les détails de calculs des paramètres des régulateurs (PI-LQR) sont donnés comme suit :
A l'aide de transformée de Laplace nous obtenons :

$$\Omega = \frac{1}{Jp + f} (C_{em} - C_r)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte :

$$\frac{\Omega}{c_e - c_r} = \frac{1}{J \cdot P + f}$$

$$\text{Avec: } \frac{c_e}{\Omega_{ref} - \Omega} = \left(k_{pv} + \frac{k_{iv}}{p} \right)$$

Alors :

$$\begin{cases} \Omega = \frac{1}{J \cdot P + f} (c_e - c_r) \\ c_e = \left(k_{pv} + \frac{k_{iv}}{p} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) \end{cases}$$

$$\Rightarrow \Omega = \frac{1}{J \cdot P + f} \left[\left(k_{pv} + \frac{k_{iv}}{p} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - c_r \right]$$

$$\Rightarrow \Omega \cdot J \cdot P + \Omega \cdot f = \left[\left(k_{pv} + \frac{k_{iv}}{p} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - c_r \right]$$

$$\Rightarrow \Omega = \frac{1}{J \cdot P} \left[\left(k_{pv} + \frac{k_{iv}}{p} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \Omega \cdot f - c_r \right]$$

Donc :

$$\Omega = \frac{1}{J \cdot P} \left[- (k_{pv} + f) \Omega + \frac{k_{iv}}{p} (\Omega_{ref} - \Omega) - k_{pv} \cdot \Omega_{ref} - c_r \right]$$

$$\text{On pose : } X_1 = \frac{1}{J \cdot P} \left(\frac{k_{iv}}{p} (\Omega_{ref} - \Omega) \right)$$

$$\text{donc: } \begin{cases} P \cdot X_1 = \frac{1}{J} \left(\frac{k_{iv}}{p} (\Omega_{ref} - \Omega) \right) = \frac{1}{J} \left[\frac{k_{iv}}{p} \cdot \Omega_{ref} - \frac{k_{iv}}{p} \cdot \Omega \right] \\ P \cdot X_2 = \frac{1}{J} \left(- (k_{pv} + f) \Omega + k_{pv} \cdot \Omega_{ref} + X_1 - c_r \right) \end{cases}$$

La représentation d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{k_{iv}}{J} \\ 1 & -\frac{(k_{pv}+f)}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_{iv}}{J} \\ \frac{k_{pv}}{J} \end{bmatrix} \cdot \omega_{ref} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot c_r$$

Tel que :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{k_{iv}}{J} \\ 1 & -\frac{(k_{pv}+f)}{J} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{k_{iv}}{J} & 0 \\ \frac{k_{pv}}{J} & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}$$

Donc, les matrices de pondérations \mathbf{Q} et \mathbf{R} sont de dimensions (2×2).

➤ **Le choix de matrice des pondérations Q et R :**

La commande LQR permet de calculer une loi de commande linéaire optimale grâce à une fonction de coût J , que LQR minimise. Q et R sont alors les matrices de pondération de x et u de la fonction de coût.

Cependant, Q doit être semi-définie positive et R définie positive. Elles expriment les préférences de l'ingénieur pour le contrôle sur A et B . Pour commencer, on se limite à l'élaboration de matrices de pondération diagonales. Il n'existe pas de manière systématique pour les calculer car elles ne représentent que des préférences mais il existe certaines heuristiques pour se donner une valeur de départ selon la règle de Bryson [29]. On peut ensuite affiner les matrices initiales jusqu'à un résultat satisfaisant avec la méthode de tâtonnement.

Si on suppose que:

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & q_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & q_q \end{bmatrix} \text{ et } R = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & r_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & r_m \end{bmatrix}$$

C'est-à-dire; $R = \text{diag}(r_1, r_2 \dots r_m)$; $Q = \text{diag}(q_1, q_2 \dots q_n)$

D'après la règle de Bryson [29] :

$$q_i = \frac{1}{\text{sup}(yi)}; i = 1, 2, \dots n$$

$$r_i = \frac{1}{\text{sup}(ui)}; i = 1, 2, \dots m$$

Alors :

$$Q = q \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad R = r \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

q : coefficient de la matrice de pondération Q .

r : coefficient de la matrice de pondération R .

Par exemple, pour le choix du coefficient " r ":

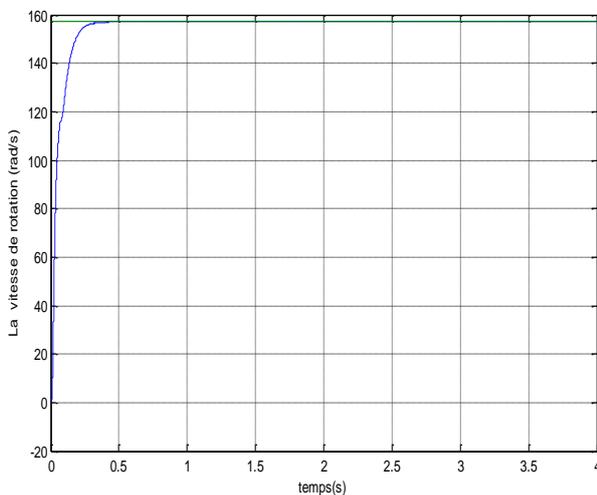
- si r croît : l'objectif est d'économiser l'énergie de commande.
- si r : l'objectif est d'accroître les performances.

III.6. RESULTATS DE SIMULATION:

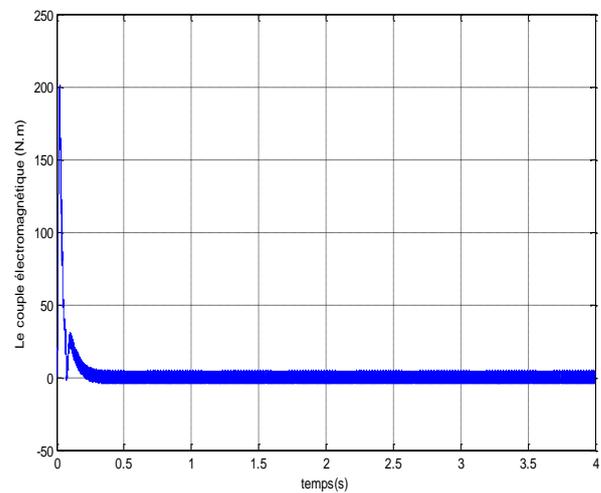
Dans cette partie, nous allons donner les résultats de simulation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS associée à un régulateur PI-LQR de vitesse, dans le cas d'une régulation et d'une poursuite. La simulation est effectuée dans le cas d'une MAS à vide et en charge (en présence d'un couple résistant).

- **MAS à vide :**

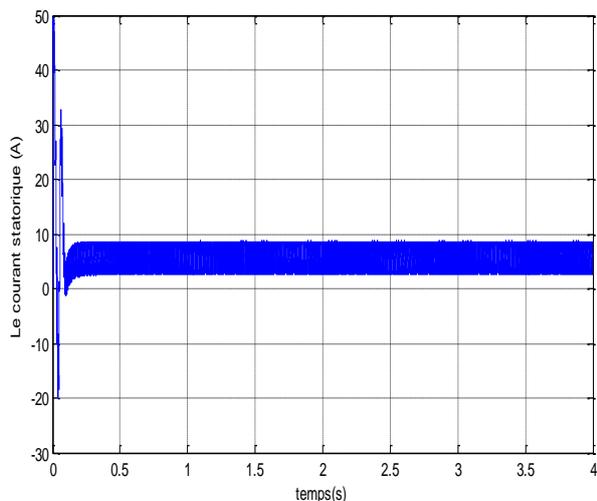
Les résultats de simulation de la commande optimale de la MAS à vide (le couple résistant nul) sont représentés par la figure (III.2) pour le cas d'une régulation: ($\Omega_{ref} = 157$ rad/s, $\phi_{ir_{ref}} = 0.85$ Wb) et la figure (III.3) pour le cas d'une poursuite ($\Omega_{ref} = 157$ rad/s pour $t \leq 2s$, $\Omega_{ref} = -157$ rad/s pour $t \geq 2s$).



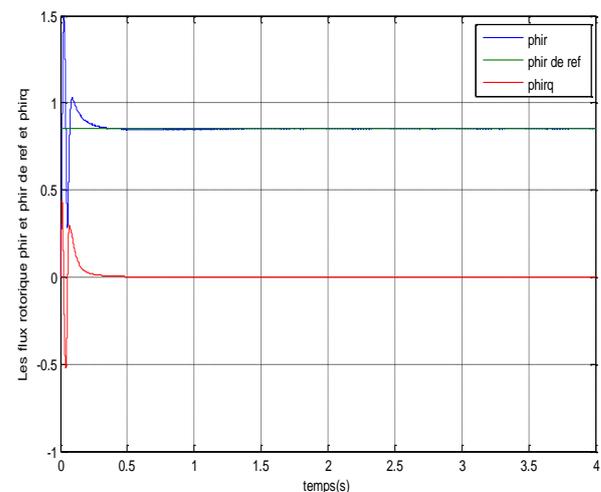
e) La vitesse de rotation



f) le couple électromagnétique

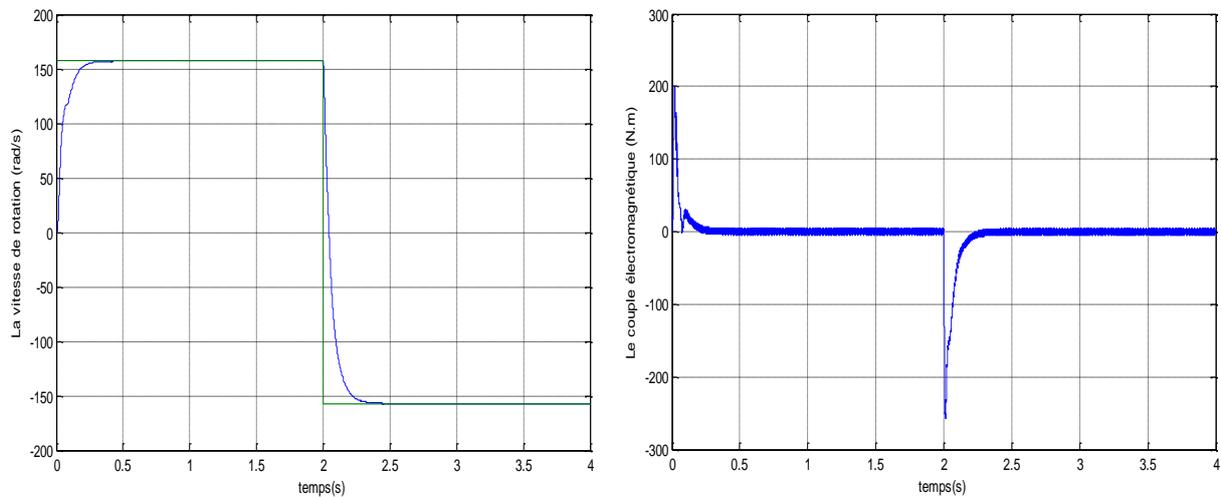


g) le courant statorique biphasé (I_{sd})



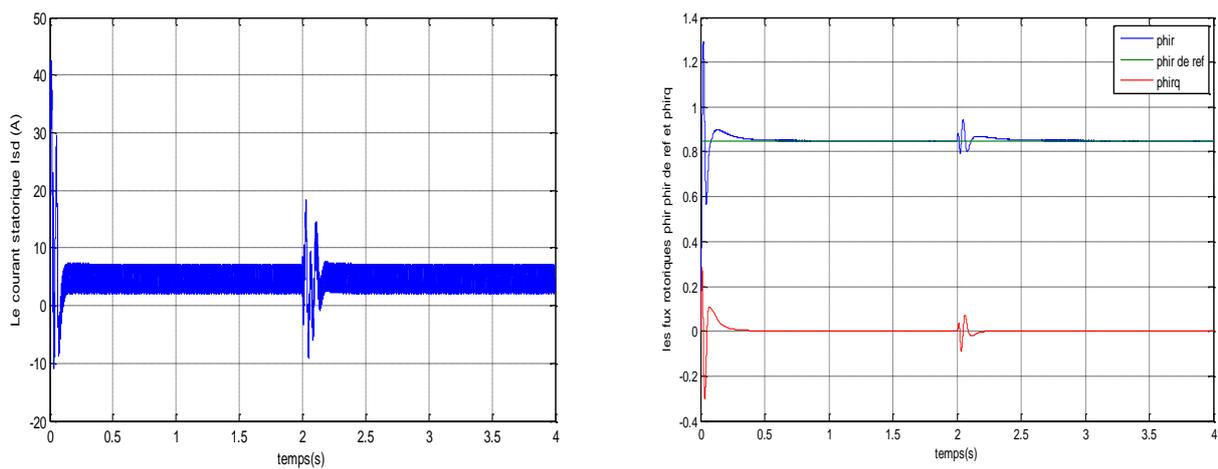
h) le flux rotorique

Figure (III.2): Les résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec un régulateur PI-LQR de vitesse (cas d'une régulation).



a) La vitesse de rotation

b) le couple électromagnétique



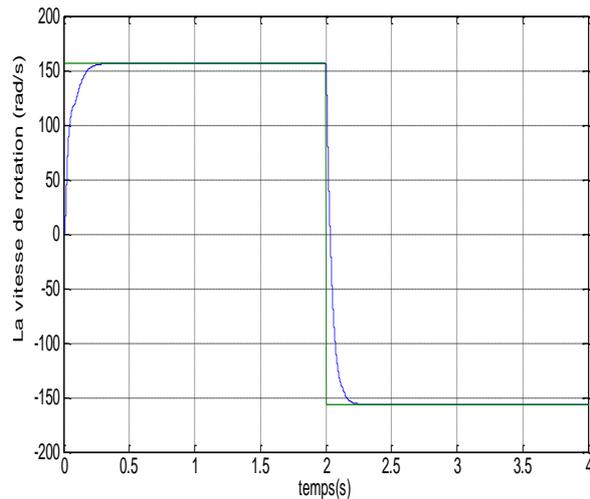
c) le courant statorique biphasé (I_{sd})

d) le flux rototique

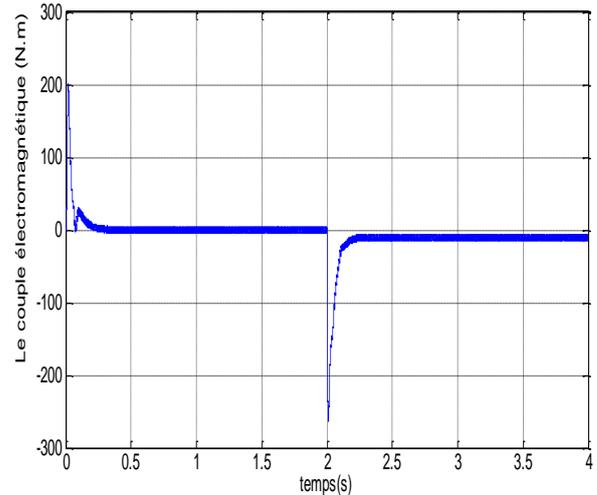
Figure (III.3): Les résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec un régulateur PI-LQR de vitesse (cas d'une poursuite).

- **MAS en charge:**

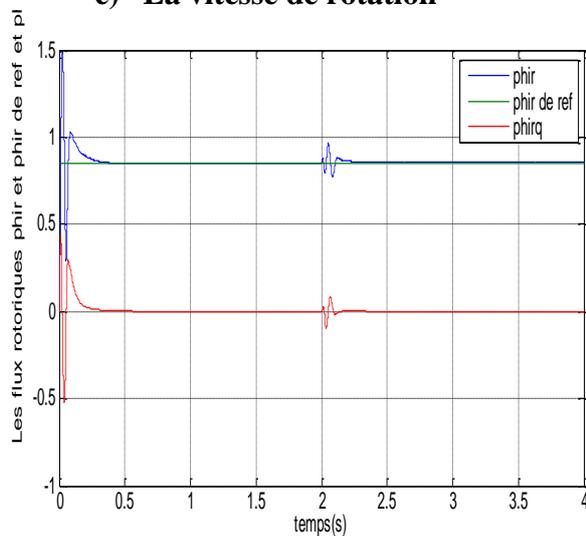
Selon ce test d'inversion du sens de rotation de la vitesse (157 rad/s à -157 rad/s) en charge ($C_r = 10$ Nm à $t = 2$ s), les résultats de simulation sont représentés par la figure (III.4) :



e) La vitesse de rotation



f) le couple électromagnétique



g) le flux rototique

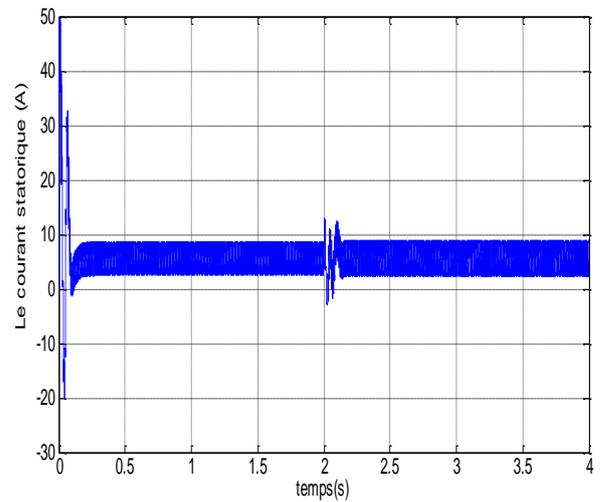
h) le courant statorique biphasé (I_{sd})

Figure (III.4): Les résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS en charge avec un régulateur PI-LQR de vitesse (cas d'une poursuite).

A partir les figures ci-dessus (III.2, III.3et III.4), on remarque que:

- La vitesse de rotation augmente jusqu'elle atteint sa valeur nominale (157 rad/s) sans dépassement et avec un temps de réponse minimal, puis elle se stabilise en régime permanent. La même chose pour le cas de poursuite, elle suit bien sa valeur de référence (157rad/s et -157rad/s).
- Le couple électromagnétique au démarrage fait un pic (régime transitoire) puis s'annule parce qu'il n'y a pas de charge.
- Le flux rotorique suit toujours sa valeur de référence (0.85 Wb).
- Le courant statorique biphasé I_{sd} représente des ondulations qui sont dû à la commutation des bras de l'onduleur commandé par MLI.

III.7. COMPARAISON ENTRE LES REGULATEUR LQR_PI ET PI:

Dans cette partie, nous allons effectuer une comparaison des caractéristiques statiques et dynamiques des deux techniques de commande (la commande vectorielle classique (PI), la commande par régulateur (PI-LQR) à partir des résultats obtenus par simulation numérique, et ce dans les mêmes conditions de fonctionnement. Les résultats de simulation sont présentés dans les figures ci-dessous et analyser par la suite pour extraire les performances des régulateurs.

- **MAS à vide :**

Les résultats de simulation de la MAS à vide en utilisant un régulateur de vitesse classique PI et un régulateur PI-LQR sont représentés par la figure (III.5) pour le cas d'une régulation et la figure (III.7) pour le cas d'une poursuite:

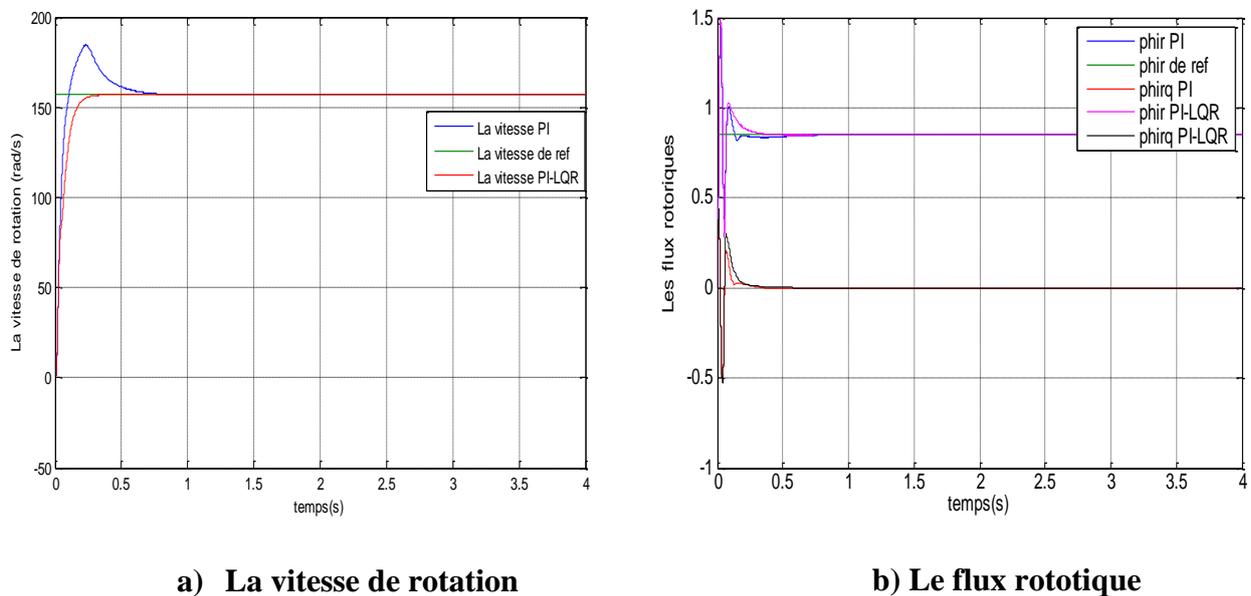


Figure (III.5) : Les résultats de comparaison d'une régulation de vitesse entre les régulateurs PI et PI-LQR à vide.

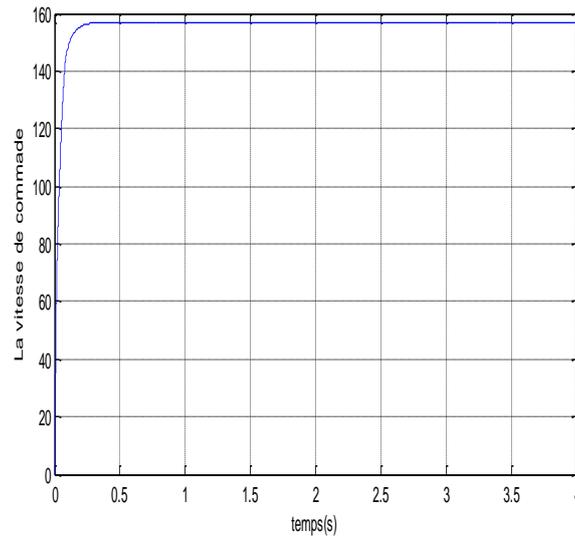
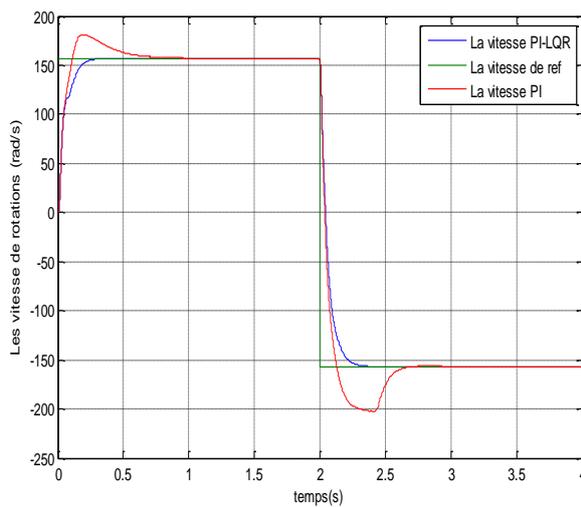
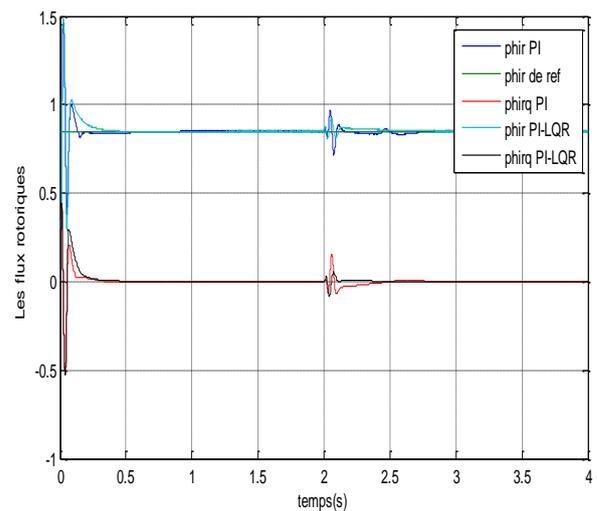


Figure (III.6) : L'allure de la commande LQR (la vitesse de référence) dans le cas d'une régulation à vide.



a) La vitesse de rotation



b) Le flux rotorique

Figure (III.7) : Les résultats de comparaison d'une poursuite de vitesse entre les régulateurs PI et PI-LQR à vide.

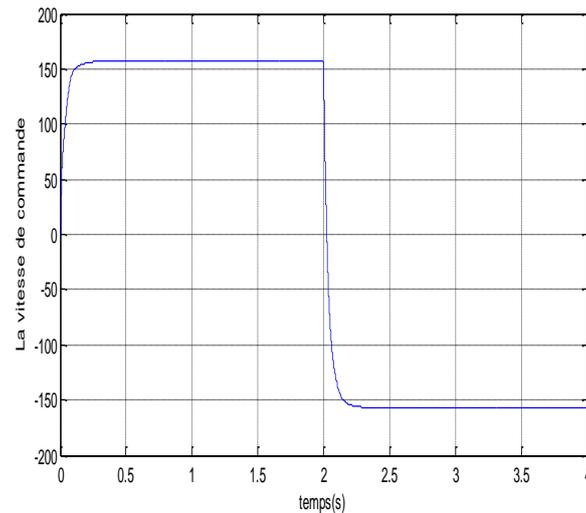
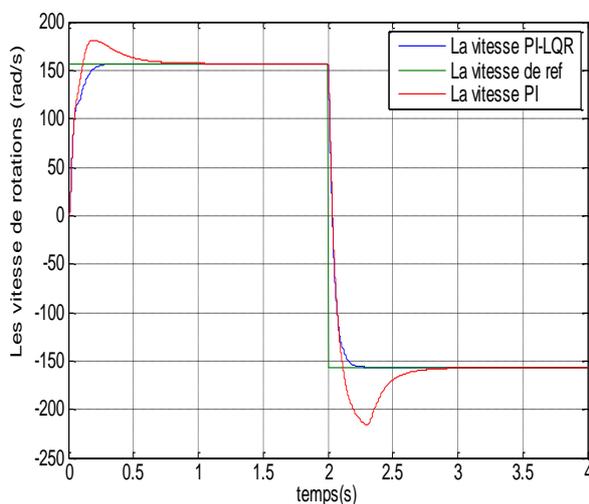


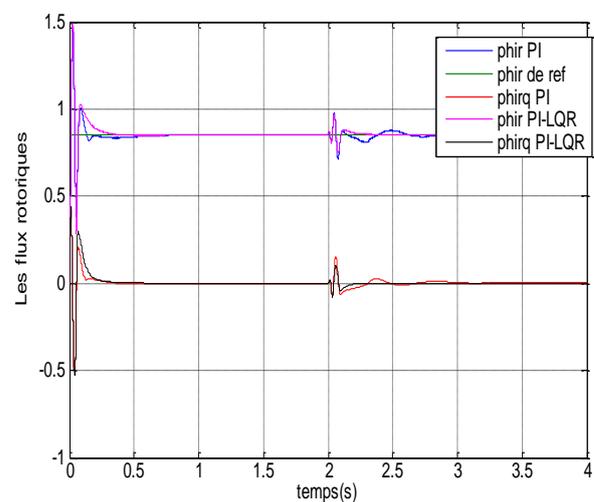
Figure (III.8) : L'allure de la commande LQR (la vitesse de référence) dans le cas d'une poursuite à vide.

- **MAS en charge :**

Dans le cas d'une simulation de la MAS en charge ($C_r = 10 \text{ Nm}$ à $t = 2\text{s}$), nous allons nous intéresser par le cas d'inversion du sens de rotation de la vitesse (poursuite) pour faire la comparaison entre les performances des deux régulateurs PI et PI-LQR. Les résultats trouvés sont représentés par la figure (III.9) :



a) La vitesse de rotation



b) Le flux rotorique

Figure (III.9) : Les résultats de comparaison d'une poursuite de vitesse entre les régulateurs PI et PI-LQR en charge.

Analyse des résultats et comparaison:

Dans les deux tableaux suivants, nous allons regrouper les performances des différents types de régulateurs:

Performances	Types de régulateurs	
	Régulateur classique PI	Régulateur PI-LQR
Dépassement	D% = 15.1716	D% = 0.0097
Temps de stabilisation	$t_{stb} = 0.6043s$	$t_{stb} = 0.2287s$
Temps de montée	$t_{monté} = 0.0768s$	$t_{monté} = 0.1264s$
Pic	180.8161	157.0809

Tableau(III.1) : Les performances des régulateurs dans le cas d'une régulation à vide.

Performances	Types de régulateurs	
	Régulateur classique PI	Régulateur PI-LQR
Dépassement	D% =15.1695	D% = 0.0514
Temps de stabilité	$t_{stb}=0.6042s$	$t_{stb} = 0.2277s$
Temps de montée	$t_{monté} = 0.0768s$	$t_{monté} = 0.1262s$
Pic	180.8161	157.0808

Tableau(III.2) : Les performances des régulateurs dans le cas d'une poursuite à vide.

Interprétations de résultats:

- La vitesse de rotation avec le régulateur PI et PI-LQR suit bien la vitesse de référence en régulation avec un temps de montée de 0.0768s et 0.1264s respectivement, et un dépassement de 15% pour le régulateur PI et sans dépassement pour le régulateur PI-LQR. Mais après un temps très court elle rejoint sa consigne avec un temps de stabilisation de 0.6043s et 0.2287s respectivement.
- La vitesse de rotation avec le régulateur PI et PI-LQR suit bien la vitesse de référence (+157rad/s et -157rad/s) (en poursuite) avec un temps de montée de 0.0768s et 0.1262s respectivement, et un dépassement de 15% pour le régulateur PI et sans dépassement

pour le régulateur PI-LQR. La vitesse rejoint sa consigne en un temps très court pour le régulateur PI-LQR.

- Nous observons aussi, une excellente orientation du flux rotorique sur les deux axes pour les deux types de régulateurs: la composante directe du flux rotorique φ_{rd} reste constante et égale à sa valeur de référence (0.85 Wb) et la composante en quadrature du flux rotorique φ_{rq} reste pratiquement égale à zéro (la condition imposée par l'orientation du flux rotorique). Donc le principe de découplage est maintenu avec les deux types de régulateurs.
- Les courbes de la figure (III.9) montrent que la présence d'une charge dans le cas d'une poursuite n'influe pas sur les performances du régulateur PI-LQR qui restent supérieures par rapport au régulateur classique.
- Les figures (III.6) et (III.8) donnent les allures des signaux de commande générés par la commande LQR et qui représentent la vitesse de référence dans le cas d'une régulation et d'une poursuite. Ces signaux sont identiques aux consignes imposés à la machine ce qui prouve l'efficacité de la commande appliquée.

III.8. CONCLUSION:

Nous avons commencé ce chapitre par des généralités sur la commande optimale. Ensuite, nous avons donné le principe de la commande linéaire quadratique à horizon fini et à horizon infini en détaillant les équations nécessaires pour le calcul du régulateur. En plus, nous avons expliqué la procédure de mettre en œuvre un régulateur PI-LQR pour la régulation de la vitesse de rotation de la machine asynchrone. Les résultats de simulation ont permis de faire une étude comparative entre les deux régulateurs (régulateur classique PI et régulateur PI-LQR) du point de vue performances,

Nous pouvons conclure que la commande par régulateur PI-LQR donne de bons résultats par rapport à la commande classique. Ce type de commande optimale a prouvé une grande efficacité pour le contrôle de vitesse de la machine.



Conclusion Générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire, apporte une contribution à l'amélioration de la commande d'une machine asynchrone, via l'utilisation d'une commande linéaire quadratique.

Nous avons commencé ce mémoire par des généralités sur la machine asynchrone et sa modélisation dans le repère triphasé et biphasé. Ce modèle a été validé par simulation sous le logiciel Matlab/Simulink en utilisant deux types d'alimentations : par une source de tension triphasée et à travers un onduleur commandé par la technique MLI.

Ensuite, nous avons fait une étude générale sur les différentes techniques de commande de la MAS (commande classique et commande avancée). Nous nous sommes intéressés surtout par le développement des équations et des schémas blocs de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté. Les régulateurs intégrés dans cette commande sont les régulateurs PI classiques. Les résultats obtenus par application de cette commande ont montrés ses performances dans les deux cas de régulation de vitesse et de poursuite. Mais la présence des régulateurs classiques présentent plusieurs inconvénients qui résident dans le régime transitoire (temps de réponse, temps de monté, dépassement, ...).

Enfin, nous avons proposé une synthèse du régulateur linéaire quadratique de la vitesse de rotation. Nous avons remplacé le régulateur PI de vitesse par un régulateur PI-LQR. Ce dernier a permet d'améliorer les performances de la commande en annulant le dépassement et en réduisant le temps de réponse.

Non proposons comme perspectives à notre travail, l'utilisation du régulateur PI-LQR pour les deux autres grandeurs couple et flux. En plus, l'optimisation du choix des matrices de pondérations par les algorithmes génétiques.

- [1] A. Merabet, "*Commande non linéaire à modèle prédictif pour un machine asynchrone*", Thèse de doctorat, Université Québec, 2007.
- [2] A. Lashab, "*Commande vectorielle de machine asynchrone sous la carte DS1104*", Mémoire de master, Université Mentouri Constantine, 2012.
- [3] M. Moussa zarbo, "*Identification des paramètres et commande vectorielle adaptative à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à cage*", Thèse de doctorat, Université Québec, 2008.
- [4] KH. Bouha et S. Bouakka, "*Régulateur linéaire quadratique de vitesse de moteur à courant continu*", Thème de master, Université Ain-Timouchent, 2021.
- [5] A. Maizi et R. Kafi, "*Commande vectorielle d'une machine asynchrone*", mémoire de master, université Larbi Tebessi – Tébessa, 2021.
- [6] M. Feddane, "*Commande optimale d'un moteur asynchrone muni d'un pilotage vectoriel*", Mémoire de magister académique, Université kasdi merbah Ourgla, 2016.
- [7] <https://www.abcclim.net/moteur-asynchrone-triphas.html>.
- [8] A. Boukhelifa, "*les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine asynchrone en vue d'un contrôle vectorielle*", presses de De l'École Nationale Polytechnique", 2007.
- [9] S. Alia, S. Guedda, "*Commande Vectorielle d'une Machine à Induction*", Thème de mémoire, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2018.
- [10] H. Tamrabet "*Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone*", Université Batna, 2006.
- [11] F. Tchiali, N. Maghraoui "*Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques*", Université U.S.T.H.B, 2004.
- [12] M. Benyahia, "*commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone*", Thèse de magister, Université de Batna, 2001.
- [13] "*Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone*". PFE, Université M'sila, 2003.
- [14] Y. Beddiaf, "*validation expérimentale d'estimateurs et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine asynchrone*", Thèse de doctorat en sciences en électrotechnique, Université Batna, 2016.
- [15] L. Youb et A. Craciunescu, "*Commande directe du couple et commande vectorielle de la machine asynchrone*", Revue Roumanie Sciences, Technologie et énergétique, Vol.53, N°1, pp.87-98, Bucarest, 2008.

- [16] Y. Bekhouch, R. Hadj arab et F. Skendroui, "*Modélisation et commande vectorielle de la Machine Asynchrone*", Mémoire de fin d'étude, Université Mouloud Mammeri Tizi ouzou, 2011.
- [17] CH. Menassel et B. Talbi, "*Etude comparative entre la commande scalaire et vectorielle d'une machine synchrone à aimant permanent*" université Larbi tébessé Tebessa, 2020.
- [18] L. Baghli "*Cours modélisation et commande de la Machine Asynchrone*", Université Aboubekr Belkaid Telemcen, 2020.
- [19] S. Rezgui, "*Synthèse d'un régulateur de vitesse a gains variables dans un structure DTC*", mémoire de master, Université mouloud maamré Tizi ouzo, 2010.
- [20] W. Benaziza "*Commande par modes glissants du suivi de trajectoires pour un robot mobile*", mémoire de magister, Université Hadji lakhdar Batna.
- [21] Drs A. Sebbagh, S. Kachida et M. Aidoud "*cour commande Avancée*", Université 08 Mai 1945 Gelma, 2019.
- [22] H. medkour et A. bouchefra, "*Commande prédictive de la machine asynchrone alimenté par onduleur triphasée a deux niveaux VSI-2L*", Support de cour, Université Larbi Ben M'hidi, Oum El Bouaghi, 2019.
- [23] A. Achour, "*Techniques de commande avancée*", Université A.Mira-Bejaia.
- [24] Dr H. Merabet Boulouiha, "*Techniques de commande avancée*", Support de cour, Université Ahmed Zabana, Rélizane, 2015.
- [25] N. Benayad et T. Tria, "*Application des techniques avancées pour la commande d'une machine asynchrone*", mémoire de master Université Larbi-tebessi, Tebessa, 2020.
- [26] O. Benkadi et M. Hattabi, "*commande vectorielle d'une machine asynchrone double alimentation (MADA) basée sur les régulateur PI et la méthode essaim de particules (PSO)*", mémoire de master Université Larbi-tebessi, Tebessa, 2020.
- [27] F. Berrezek, "*Etude des différentes techniques de commande des onduleurs à MLI associés à une machine asynchrone*", mémoire, Université Badji Mokhtar, Annaba, 2006.
- [28] N. Habani, "*Commande optimale appliquée à un entrainement à base du moteur synchrone à réluctance variable*", Thème de magister, Université Mouloud Maameri, Tizi - ouzou, 2008.
- [29] M. Mechergui, "*Commande optimale minimisant la consommation d'énergie d'un drone utilisée comme relai de communication*", Mémoire, l'école technologie supérieur, Université du QUÉBEC, 2014.

- [30] José Miguel. Ramirez, "*Contribution à la commande optimale des machines asynchrone*", Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Automatique de Grenoble, 1998.
- [31] N. Djennane, "*Résolution d'un problème de commande optimale par méthode de l'itération sur le vecteur de commande*", Mémoire de fin d'études de master académique, Université Mouloud Maameri, Tizi-ouzou.
- [32] C. Tebbiche et M. Toubouche, "*Résolution d'un problème de commande optimale en utilisant l'identité de Beltrami : Application au remplissage d'un bac de stockage*", Thème de magister, Université Mouloud Maameri, Tizi-Ouzo, 2016.
- [33] Ioan Cristian Trelea, "*Commande prédictive optimale sous contraintes des procédés discontinus non linéaire utilisés dans l'industrie alimentaire*", Thèse de l'école nationale supérieure des industries agricoles alimentaire, 1997.
- [34] Y. Beddiaf et F. Zidni, "*Robust speed sensorless indirect field-oriented control of induction motor drive using LQR controller*", 16 International conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering – STA'2015, Monastir, Tunisia, 2015.
- [35] Y. Beddiaf et F. Zidni, "*LQR-PI controller dedicated to the indirect vector control without speed sensor for an asynchronous motor* ", International Journal of Science and Technique of automatic control & computer engineering Vol.9, N°1, pp.2013-2019, 2015.



Annexes

Annexe A :

1. L'onduleur Triphasé de Tension :

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande.

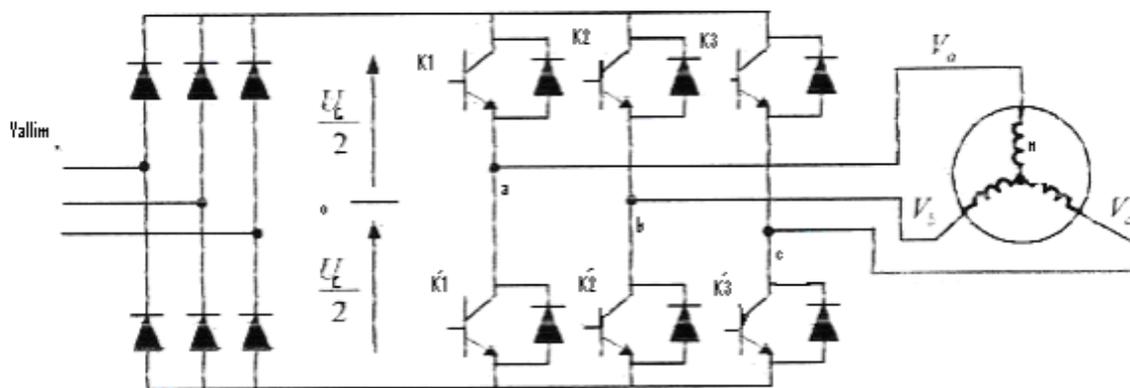


Figure (I): Onduleur de tension triphasé.

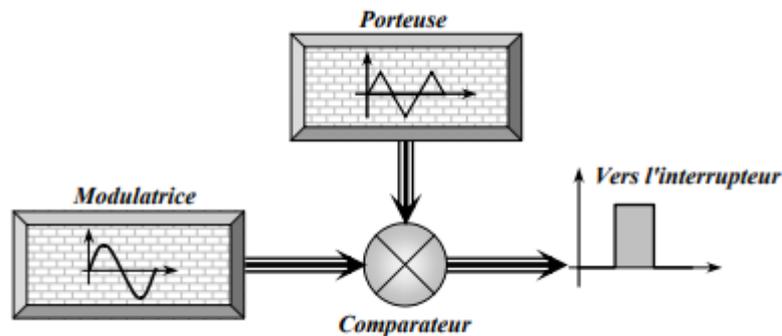
2. Commande par modulation de largeur d'impulsion :

La modulation de largeur d'impulsion (en anglo-saxon pulse width modulation) consiste à adapter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. Cette technique peut être considérée comme une extension du principe de la commande par découpage ou la durée des impulsions n'est plus régulière mais choisie de façon à supprimer le maximum d'harmoniques de rangs faibles difficiles à filtrer.

3. Principe de base de MLI :

Le principe de base de la modulation de largeur d'impulsion est sur le découpage d'une pleine onde rectangulaire. Ainsi la tension de sortie de l'onduleur est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension d'alimentation (continue) et de largeur variable. La technique la plus répandue pour la reproduction d'un signal MLI est de comparer

un signal triangulaire appelé porteuse de haute fréquence à un signal de référence appelé modulatrice et qui constitue l'énergie du signal recueil à la sortie de l'onduleur.



Figure(2) Schéma synoptique de la M.L.I

4. Commande MLI sinus - triangle :

Dans la commande MLI sinus triangle les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur sont obtenus après comparaison de la tension de référence à une onde porteuse à haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la référence. Cette technique est caractérisée aussi par deux paramètres essentiels à savoir :

- L'indice de modulation m , qui est égale au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la référence: $m = f_p/f_r$
- Le taux de modulation r , est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à la somme des amplitudes des porteuses verticales $r = V_m/(n - 1).V_p$.

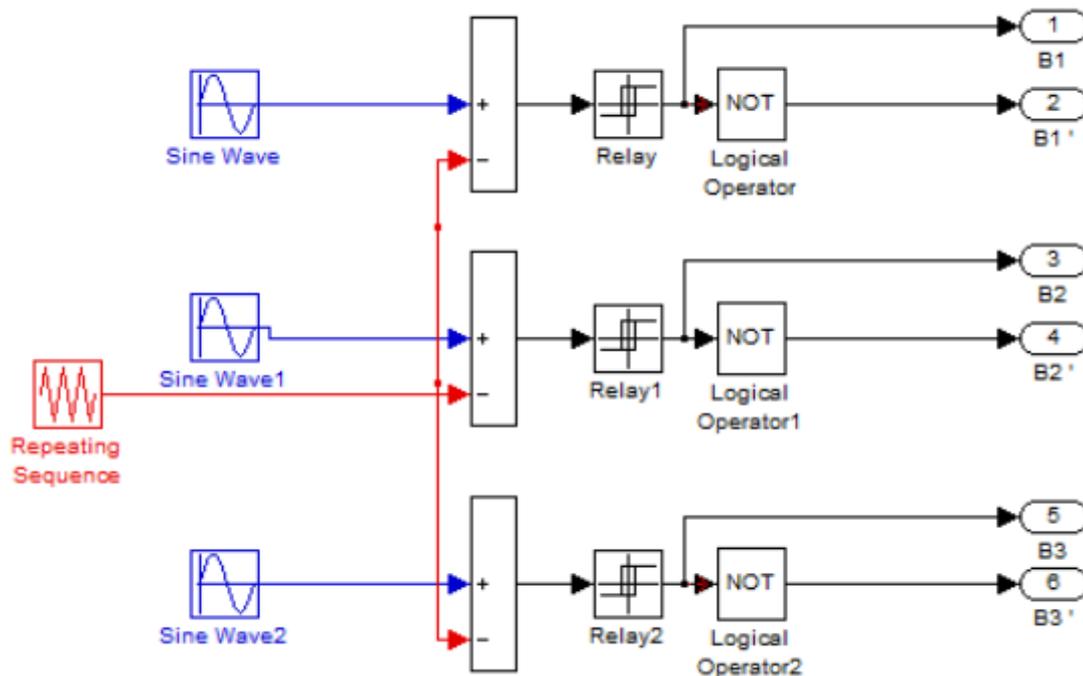


Figure (3) : Génération des signaux de commande par la stratégie MLI sinus-triangle.

Annexe B :

Les paramètres de la machine utilisés dans la simulation sont les suivants :

R_r	Résistance rotorique	1.2Ω
R_s	Résistance statorique	1.8Ω
L_s	inductances statorique	$0.1568H$
L_r	inductances rotoriques	$0.1568H$
J	Moment d'inertie des masses tournantes	$0.05Kg\,m^2$
F	Coefficient de frottement visqueux	$0.001Kg/s$
P	Nombre de paires de pôles	2
M	Inductance mutuelle	$0.15H$
φ_{ref}	Flux de référence	$0.85\,Wb$

Annexe C :

Les régulateur PI :

✚ Régulateur de couple :

La relation de découplage définie :

$$\frac{C_{em}}{V_{sq1}} = \frac{K_c}{(s+\gamma)} \quad \text{Avec} \quad K_c = \frac{PM}{\sigma L_r L_s} \varphi_r$$

$$FT_{BF}: H(P) = \frac{K_c K_p \left(p + \frac{K_i}{K_p} \right)}{p(p + \gamma) + K_c K_p \left(p + \frac{K_i}{K_p} \right)}$$

Si on suppose : $p + \frac{K_i}{K_p} = p + \gamma \quad \rightarrow \quad \gamma = \frac{K_i}{K_p}$

Donc : $H(p) = \frac{K_c K_p}{p + K_c K_p} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_c K_p} p}$ tel que: $T_{BF} = \frac{1}{K_c K_p} = \frac{t_r}{3}$

Donc les paramètres de régulateur du couple est :

$$\begin{cases} K_{pc} = \frac{3}{K_c t_r} = \frac{3\sigma L_r L_s}{PM \phi_r t_r} \\ K_{ic} = \gamma * K_{pc} \end{cases}$$

2 .Régulateur de flux :

La relation de découplage définie :

$$\frac{\phi_r}{V_{sq1}} = \frac{K_f}{(p+\gamma)\left(p+\frac{1}{T_r}\right)} \quad \text{Avec} \quad K_f = \frac{M}{\sigma L_s T_r}$$

$$FT_{BF}: H(P) = \frac{K_f K_p \left(p + \frac{K_i}{K_p} \right)}{p(p+\gamma)\left(p+\frac{1}{T_r}\right) + K_f K_p \left(p + \frac{K_i}{K_p} \right)}$$

Si on suppose : $p + \frac{K_i}{K_p} = p + \frac{1}{T_r} \quad \rightarrow \quad \frac{1}{T_r} = \frac{K_i}{K_p}$

Donc : $H(P) = \frac{K_f K_p}{p(p+\gamma) + K_f K_p} = \frac{1}{1 + \frac{\gamma}{K_f K_p} p + \frac{1}{K_c K_p} p^2}$

Donc les paramètres de régulateur du flux est :

$$\begin{cases} \frac{1}{K_f K_{pf}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{\gamma}{K_f K_{pf}} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \end{cases} \quad \begin{matrix} \text{Alors} \\ \iff \end{matrix} \quad \begin{cases} K_{pf} = \frac{\omega_n^2}{K_f} \\ K_{if} = \frac{K_{pf}}{T_r} \end{cases}$$

3. Régulateur de vitesse :

Nous avons : $J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r$

A l'aide de transformée de Laplace nous obtenons : $\Omega = \frac{1}{J*s+f} (C_{em} - C_r)$

$$\Omega = \frac{1 + \frac{K_{pv} * s}{K_{iv}}}{1 + \left(\frac{f + K_{pv}}{K_{iv}}\right) s + \frac{1}{K_{iv}} s^2} \Omega^* - \frac{s}{1 + \left(\frac{f + K_{pv}}{K_{iv}}\right) s + \frac{1}{K_{iv}} s^2} C_r$$

Donc les paramètres de régulateur du flux est :

$$\begin{cases} \frac{1}{K_f K_{pf}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{\gamma}{K_f K_{pf}} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \end{cases} \quad \begin{matrix} \text{Alors} \\ \iff \end{matrix} \quad \begin{cases} K_{pv} = 2\zeta * J * \omega_n - f \\ K_{iv} = J * \omega_n^2 \end{cases}$$

ملخص

يتعلق العمل المقدم في هذه الأطروحة بالتحكم الأمثل في المحرك اللا تزامني التي يقودها التحكم غير المباشر في المتجهات مع تدفق الدوار الموجه. نوع التحكم الأمثل المستخدم هو التحكم الخطي التربيعي (LQR). يستخدم هذا المنظم للتحكم في سرعة دوران المحرك.

يتم إجراء مقارنة بين منظم PI الكلاسيكي ومنظم PI-LQR من أجل أن تكون قادرة على الحكم على أدائها. وقد أظهر منظم (PI-LQR) كفاءة عالية للسيطرة على الجهاز غير المتزامن ولكنه يتطلب خيارا جيدا من مصفوفات الترجيح.

الكلمات الرئيسية: المحرك اللا تزامني ، التحكم غير المباشر في المتجهات مع تدفق الدوار الموجه ، التحكم الأمثل ، منظم PI الكلاسيكية ، منظم PI-LQR.

ABSTRACT

The work presented in this thesis concerns the optimal control of the asynchronous machine driven by the indirect vector control with oriented rotor flow. The optimal control type used is the quadratic linear control (LQR). This regulator is used for the control of the speed of rotation of the machine.

A comparison between the classic PI regulator and the PI-LQR regulator is carried out in order to be able to judge their performance. The regulator (PI- LQR) has shown a high efficiency for the control of the asynchronous machine but it requires a good choice of weighting matrices.

Key words: Asynchronous motor, Vector control with oriented rotor flow, Optimal control, Classical PI regulator, PI-LQR regulator.