وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPEREUR ET DE L/
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

جامعـة عبد الحميد ابن باديس مستغانم

Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem

كـلـيـة الـعـلـوم والـتـكـنـولـوجـيـا

Faculté des Sciences et de la Technologie

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

N° d'ordre : M…...../GE/2023

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

DE MASTER ACADEMIQUE

Filière : Génie Electrique

Spécialité : électrotechnique industrielle

Intitulé du sujet

Utilisation des techniques avancées pour l'observation et la commande d'une machine asynchrone

Présenté par :

- MESSAADI Hamza
- MBALA MUSANDA Fortunat

Soutenu le 02 / 07 / 2023 devant jury composé de :

Président :	Mr. M. BENYAMINA	MCA	Université de Mostaganem
Examinatrice :	Mme F. BOUTLILIS	MCA	Université de Mostaganem
Encadreur :	Mr. M.A. KOUADRIA	MCB	Université de Mostaganem

Année Universitaire 2022/2023

Remerciements

Avant de commencer la présentation de ce mémoire, nous profitons l'occasion pour remercier toute personne qui a contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

*En tout premier lieu, Nous remercions **ALLAH**, tout puissant, pour nous avoir donné la force pour survivre, ainsi que l'audace pour dépasser toutes les difficultés.*

Nous tenons à remercier nos chers parents pour leurs encouragements et leur confiance.

Nos sincères remerciements à Mr KOUADRIA Mohamed Abdeldjabbar pour nous avoir dirigé ce travail avec beaucoup d'efforts et de patience, leur soutien moral, leur compréhension et leur encouragement.

Nos remerciements aux membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et cette Mémoire.

Merci à tous ceux qui nous ont profondément soutenus tout au long de cette année et à tous ceux qui nous ont permis de progresser dans la spécialité d'électrotechnique industrielle durant nos études.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A ma chère maman qui a éclairé mon chemin, qui m'a encouragé et soutenue toute au long de mes études.

A mon cher père qui m'a soutenu durant mon cursus académique et qui m'a donné tout le bien être afin de réussir tout ce que j'ai entrepris durant tout mon parcours : primaire, secondaire et plus particulièrement universitaire.

A mes grands-parents et surtout à la mémoire de mon cher grand-père « Koko » qui a toujours souhaité ma réussite pour obtenir mon diplôme. Je prie Dieu, le tout-puissant de l'accueillir dans son vaste paradis.

A mes chères frères « Djessy, Shimeya » et ma chère sœur « Pamela » et son fils Kenaya.

A toute la famille : MBALA–NTIMA.

A tous mes amis.

A tous mes amis de la promotion ELT 2022/2023 à Mostaganem.

A tous mes enseignants et le corps de département.

A tout qui de loin ou de près nous ont aidés.

MBALA MUSANDA Fortunat

Dédicaces

Je dédie ce travail :

- ✓ *A ma chère mère et à mon cher père,*
- ✓ *A mes sœurs,*
- ✓ *Tous mes amis,*
- ✓ *A tous mes camarades de classe, promotion 2023.*

MESSAADI hamza.

Table des matières

Remerciements 2

Dédicaces 3

Chapitre I:

Modélisation De La Machine Asynchrone

I.1 Introduction : 3

I.2 Description Générale : 3

I.3 Principe de fonctionnement : 4

1.4 Transformation des systèmes triphasés : 5

I.4.1 Transformation de Park : 5

I.4.2 Transformation de Concordia : 6

I.5 Modélisation de la machine asynchrone : 7

I.5.1 Hypothèses Simplificatrices : 8

I.5.2 model de la machine asynchrone dans le repère triphasée : 9

I.6.1 Onduleur à M.L.I : 13

I.6.2 Principe de la commande triangulo-sinusoidale : 13

I.6.3 Mise on équation de l'onduleur à M.L.I : 13

I.8 Résultats de la simulation : 16

I.9 Interprétation de la simulation : 18

I.10 Conclusion : 19

Chapitre II :

Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone

II.1. Introduction : 20

II.2 Généralité sur la Commande Vectorielle : 20

II.3 Principe de la commande vectorielle : 21

II.4 Les Avantages et les Inconvénients de la Commande Vectorielle : 21

II.4.1 Les Avantages : 21

II.4.2 Les Inconvénients : 21

II.5 Les types de la commande vectorielle : 22

II.5.1 Commande vectorielle directe : 22

II.5.2 Commande vectorielle indirecte : 22

II.6 Choix d'orientation du flux : **23**
II.7. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique : **24**
II.8 Découplage entrée – sortie : **25**
II.8.1 Découplage par compensation : **25**
II.9 Caractéristiques de régulateurs : **27**
II.10 Synthèses des boucles de régulation : **27**
II.10.1 Bloc de découplage : **27**
II.10.2 Régulation des courants : **28**
II.10.2.1 Réglage du courant i_{sd} : 28
II.10.2.2 Réglage de courant i_{sq} : 29
II.10.2.3 Régulation de la vitesse : 30
II.11 Etude de simulation : **31**
II.11.1 Résultats de la simulation : **31**
II.11.2. Interprétation des résultats de simulation : **34**
II.12 Conclusion : **34**

Chapitre III :

Commande avancée de la MAS

III.I Introduction : **35**
III.1 Commande par Backstepping : **35**
III.2 Principe : **36**
III.3 Méthodes de Lyapunov : **36**
III.3.1 Première méthode de Lyapunov : **36**
III.3.2 Deuxième méthode de Lyapunov : **37**
III.4 Avantages de la commande de backstepping : **37**
III.5 Application du Backstepping a la MAS : **37**
III.5.1 Contrôle du flux et de la vitesse : **37**
III.5.2 Contrôle de courant : **39**
III.6 Résultats de la simulation : **40**
III.6.1 Interprétation des résultats : **41**
III.7 Commande du mode glissant : **42**
III.8 Principe de la commande par mode de glissement : **42**

III.8.1 La fonction de commutation : 43
III.8.2 La fonction de Lyapunov : 43
III.8.3 Calcul de la commande : 44
III.9 Application de la commande par mode glissant à la MAS : 46
III.9.1 Pour le régulateur du flux : 46
III.9.2 Pour le régulateur de vitesse : 47
III.9.3 Pour la commande de la composante directe du courant statorique : 47
III.9.4 Pour la commande de la composante en quadratique du courant statorique : 48
III.10 Résultats de simulations : 48
III.10.1 Interprétation des résultats : 51
III.11 Conclusion : 51

CHAPITRE IV :

Commande sans capteur mécanique de la MAS

IV.1 Introduction : 52
IV.2 Observateur : 52
IV.3 Principe Observateur : 52
IV.3.1 Observateur on boucle ouvert : 52
IV.3.2 Observateur on boucle ferme : 53
IV.4 Observateur adaptive kubota : 53
IV.5 Résultats de simulations : 56
IV.5.1 Interprétation des résultats : 57
IV.6 Observateur par mode glissant : 58
IV.6.1 Application de l'observateur : 59
IV.6.2 Observateur par mode glissant adaptatif du flux rotorique : 60
IV.7 Résultats de simulations : 61
IV.7.1 Interprétation des résultats : 63
IV.8 Conclusion : 63
Conclusion Générale : 65
Références Bibliographiques : 66
Annexe : 68
Résumé : 69

Liste des figures :

Chapitre I		
Figure (I.1)	Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage	4
Figure (I.2)	Représentation des axes triphasés et des axes du repère de Park	5
Figure (I.3)	Représentation des axes triphasés et des axes "αβo" (Concordia)	6
Figure (I.4)	Représentation des axes "dqo" (Park) et des axes " $\alpha\beta o$ " (Concordia	7
Figure (I.5)	Représentation des enroulements de la machine asynchrone	8
Figure (I.6)	Schéma fonctionnel d'une réalisation analogique d'une MLI	13
Figure (I.7)	Schéma de simulation de la machine asynchrone	15
Figure (I.8)	Tension de sortie d'ondulation en fonction du temps	16
Figure (I.9)	La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps	16
Figure (I.10)	La courbe de courant de l'axe d'alpha en fonction du temps	17
Figure (I.11)	La courbe de courant de l'axe beta en fonction du temps	17
Figure (I.12)	La courbe de flux de l'axe d'alpha en fonction du temps	18
Figure (I.13)	La courbe de flux de l'axe beta en fonction du temps	18
Chapitre II		
Figure (II.1)	L'analogie entre le découplage de la M.C.C.et de MAS	21
Figure (II.2)	Orientation du flux rotorique	22
Figure (II.3)	Bloc de compensation e_{sd}	26
Figure (II.4)	Bloc de compensation $\boldsymbol{e_{sq}}$	26
Figure (II.5)	Commande découplée –Expression de φ_R et C_{em}	27
Figure (II.6)	Découplage par addition des termes de compensation	28
Figure (II.7)	Le schéma fonctionnel du contrôle du courant i_{sd}	28
Figure (II.8)	Bloc de réglage de la vitesse de rotation	30
Figure (II.9)	Schéma d'une commande vectorielle directe du flux d'une MAS alimenté en tension.	31
Figure (II.10)	réglage de vitesse de la commande vectorielle	31
Figure (II.11)	La courbe du couple en fonction du temps	32
Figure (II.12)	réglage courant direct en fonction de temps	33
Figure (II.13)	Réglage flux en fonction de temps	33
Figure (II.14)	Les flux rotoriques $\boldsymbol{\phi Rq}$ et $\boldsymbol{\phi Rd}$ avec inversion de sens de rotation suivi une variation de charge	33
Figure (II.15)	Courbes de courant quadrature isq, isq* en fonction de temps	32

Chapitre III		
Figure (III.1)	principe du contrôle par Backstepping.	36
Figure (III.2)	Schéma bloc de calcul du i_{sd_ref}	38
Figure (III.3)	Schéma bloc de calcul du i_{sq_ref}	38
Figure (III.4)	Schéma bloc de calcul du V_{sd_ref}	39
Figure (III.5)	Schéma bloc de calcul du V_{sq_ref}	40
Figure (III.6)	Réglage vitesse en fonction de temps	40
Figure (III.7)	Réglage courant direct en fonction de temps	40
Figure (III.8)	Réglage courant quadrature en fonction de temps	41
Figure (III.9)	Réglage de flux en fonction de temps	41
Figure(III.10)	La courbe du couple en fonction du temps.	41
Figure(III.11)	Différents mode pour la trajectoire dans le plant de Phase	43
Figure(III.12)	Schéma bloc de calcul du i_{sd_ref}	46
Figure(III.13)	Schéma bloc de calcul du i_{sq_ref}	47
Figure(III.14)	Schéma bloc de calcul du V_{sd_ref}	48
Figure(III.15)	Schéma bloc de calcul du V_{sq_ref}	48
Figure(III.16)	réglage vitesse en fonction de temps	49
Figure(III.17)	réglage courant direct en fonction de temps	49
Figure(III.18)	réglage courant quadrature en fonction de temps	50
Figure(III.19)	Réglage de flux en fonction de temps	50
Figure(III.20)	courbes de couple électromagnétique en fonction de temps	50

Chapitre IV

Figure (IV.1)	Schéma de Principe d'un observateur	53
Figure (IV.2)	schéma bloc de l'observateur de Kubota	55
Figure (IV.3)	Réglage vitesse en fonction de temps	56
Figure (IV.4)	Réglage de courant statorique direct en fonction de temps	56
Figure (IV.5)	Réglage de courant statorique quadrature en fonction de temps	57
Figure (IV.6)	Réglage de flux direct en fonction de temps	57
Figure (IV.7)	Réglage de flux quadrature en fonction de temps	57
Figure (IV.8)	Réglage de couple électromagnétique en fonction de temps	57
Figure (IV.9)	Schéma fonctionnel de l'observateur à modes glissants	60
Figure (IV.10)	Réglage de vitesse rotation en fonction de temps	62
Figure (IV.11)	Réglage de courant statorique direct en fonction de temps	62
Figure (IV.12)	Réglage de courant statorique quadrature en fonction de temps	62
Figure (IV.13)	Réglage de flux direct en fonction de temps	63
Figure (IV.14)	Réglage de flux quadrature en fonction de temps	63
Figure (IV.15)	Réglage de couple électromagnétique (N.m) en fonction de temps.	63

SYMBOLE :

Symbol	Paramètre	Unité
MAS	Machine Asynchrone	-
FOC	Field Oriented Control	-
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion	-
PI	Proportionnel Intégral	-
CVD	Commande Vectorielle directe	-
IP	Régulateur intégral-proportionnel	-
Ref	Signe de valeur de référence	-
Ω	Vitesse de rotation mécanique du rotor	rd/s
ω	Vitesse de rotation électrique du rotor ($\omega = p\Omega$)	rd/s
S	Opérateur de Laplace	-
L_d	Inductance propre cyclique rotorique	H
L_q	Inductance propre cyclique statorique	H
R_s	Résistance statorique	Ω
C_e	Couple électromagnétique	Nm
C_r	Couple mécanique résistant (couple de charge)	Nm
F	Coefficient de frottement visqueux	SI où Nm.s/rad
$\boldsymbol{J}$	Moment d'inertie de l'entraînement	kg.m2
P	Nombre de pair de pôles	-
U_c	Tension de l'étage continu de l'onduleur	V
V_P	Amplitude de la porteuse	V
I_s	Vecteur complexe du courant statorique	-
X	Variable à régler	-
V	Fonction définie positive	-
X	Vecteur d'état	-
Y	Vecteur d'observation	-
T_r	Constante de temps rotorique	-

L_m	Inductance cyclique mutuelle stator-rotor	H
e_{sd}	Le terme de couplage à compenser sur l'axe d	-
e_{sq}	Le terme de couplage à compenser sur l'axe q	-
σ	Coefficient de dispersion	-
Cem	Couple électromagnétique	N.m
Kp	Paramètre de l'action proportionnelle	-
Ki	Paramètre de l'action intégrale	-
[P(θa)]	matrice de transformation de Park	-
V(x)	Fonction de Lyapunov	-
J	Matrice imaginaire	-
I	Matrice d'identité	-
^	Sign des grandeurs estimée	-
$\hat{x}$	Grandeur estimée	-
X*	Grandeur de reference	-
d, q	Indices pour les composantes de Park directe et quadrature	-

Introduction Générale

Introduction Générale :

La machine asynchrone MAS, également connue sous le nom de Machine à Induction, occupe une position privilégiée dans le domaine industriel en raison de ses nombreux avantages tels que la simplicité de conception, d'entretien et d'utilisation, la robustesse ainsi que son faible coût de fabrication et de maintenance, Elle est aujourd'hui l'élément essentiel dans la plupart des systèmes électriques.

Pour le contrôle de ce type de machine, la commande vectorielle par orientation du flux a été largement utilisée. Les principaux avantages de cette configuration font que cette régulation est d'un usage industriel très répandu. Malgré les qualités évoquées, il n'est pas exclu que ces systèmes (machines + onduleurs capteur) peuvent présenter quelques défaillances.

Les procédés classiques de commande pour la machine asynchrone avec et sans capteur de vitesse reposent sur un modèle à paramètres constants. Or les variations de ces derniers et les non-linéarités très prononcées intervenant peuvent éloigner, de manière notable, la machine de son fonctionnement optimal.

Dans ce contexte, plusieurs approches de commandes robustes intègrent, lors de leur élaboration, les fluctuations paramétriques et les perturbations de charge injectées dans le processus. Elles ont été le fruit de plusieurs recherches. Cependant, dans la plupart des cas, elles consistent en l'analyse de la sensibilité paramétrique en vue de la synthèse d'algorithmes adaptatifs. Pour cela on va utiliser la commande par Backstepping et la commande par mode glissant pour la commande vectorielle de la machine.

Dans plusieurs cas, on ne dispose pas de toutes les grandeurs du système intervenant dans l'expression de la commande, à cause de la non disponibilité de la grandeur elle-même ou bien à cause du manque des dispositifs de mesures. De ce fait, l'utilisation des observateurs devient nécessaire. L'observateur est un système dynamique auxiliaire qui reconstruit l'état du système. Conçu initialement pour le cas linéaire et ils sont étendus récemment au cas non-linéaire.

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation avec logiciel Matlab des performances de la commande vectorielle par l'orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone et une synthèse de deux stratégies de commande, la commande Backstepping et la commande par mode de glissement, et de les appliquer à une machine asynchrone avec l'observation du flux rotorique.

Ce mémoire est organisé en quarte chapitres :

- Le premier chapitre : est consacré à la modélisation de machines asynchrones avec des connexions machine-tension-onduleur, en utilisant les transformations de Park et Concordia pour obtenir un modèle diphasé plus simple. Une simulation en boucle ouverte dans MATLAB vous permet de voir les caractéristiques du moteur et les limites de courant et de couple.
- Le deuxième chapitre : présent les recherches sur le contrôle vectoriel des machines asynchrones par direction du flux rotorique. Cette technique de contrôle permet la linéarisation du modèle MAS. Des résultats de simulation utilisant le contrôleur classique sont présentés, avec un découplage entre le flux et le couple.
- Le troisième chapitre : rappelle sur la théorie de la commande par Backstepping et de la commande par mode glissant. Nous clarifions les principes et les théories du contrôle par deux approches, les appliquons au contrôle des moteurs asynchrones, et présentons et discutons des solutions pour réduire les phénomènes de broutage.
- Le quatrième chapitre : décrit le contrôle vectoriel direct sans capteur de vitesse par l'estimateur MRAS d'observateur adaptatif de Luenberger et observateur par mode glissant. Les performances statiques et dynamiques des deux contrôles sont démontrées par des résultats de simulation.

  Enfin, une conclusion générale et des perspectives de notre travail clôturent notre présent mémoire.

Chapitre I :

Modélisation De La Machine Asynchrone

I.1 Introduction :

Les moteurs asynchrones, également connus sous le nom de moteurs à induction, sont des composants clés dans de nombreux secteurs, tels que l'industrie, les transports et l'énergie. Pour simuler les systèmes électriques, concevoir des variateurs de vitesse et comprendre les phénomènes de démarrage, de freinage et de régulation de ces moteurs, il est nécessaire de modéliser leur comportement en utilisant des équations qui prennent en compte des paramètres tels que le couple, la vitesse, le courant et la tension. Les techniques de modélisation couramment utilisées incluent les modèles de circuits équivalents et les modèles de flux dirigés.

La modélisation des moteurs à induction est donc un domaine crucial de l'ingénierie électrique qui aide à comprendre le comportement des moteurs et à concevoir des systèmes d'alimentation plus efficaces et fiables.

Dans ce chapitre, nous présenterons respectivement le modèle mathématique triphasée puis le model biphasée de la machine asynchrone en utilisant les hypothèses simplificatrices. Une représentation d'état sera déduite en supposant la machine asynchrone alimenté en tension. Enfin, nous traiterons l'association convertisseur machine ou on présentera un modèle général associant en la machine asynchrone a son alimentation.

I.2 Description Générale :

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Il est constitué de trois enroulements identiques logés, dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator, à p pairs de pôles ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à 2Π/3.

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et à amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

La structure électrique du rotor peut être réalisée de deux façons :

- ✓ Soit par un système d'enroulements triphasés raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court-circuit pendant les régimes permanents, ceci est connu par le rotor bobiné
- ✓ Soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques appelée rotor à cage.

I.3 Principe de fonctionnement :

Le principe de fonctionnement de la machine repose sur les lois fondamentales de l'induction électromagnétique. En effet, le stator alimenté par un système de tensions triphasées équilibrées crée un champ magnétique tournant. La vitesse de rotation du champ tournant statorique Ns, appelée vitesse synchrone, est rigidement liée à la fréquence de la tension d'alimentation f (Hz) et au nombre de pair de pôles p de chacun des enroulements par :

$$Ns = \frac{f}{P}(tr/s) \qquad \text{(I.1)}$$

Ce flux balayant les bobines rotoriques y induit des forces électromotrices et des courants puisque le rotor est en court-circuit. L'action du flux sur ces courants qu'il a lui-même induits crée le couple qui a pour effet le démarrage du moteur.

Ce couple fait tourner le rotor dans le même sens que le flux tournant.

La vitesse N du rotor ne peut atteindre la vitesse synchrone car, si les bobines du rotor tournaient aussi vite que le flux tournant, elles seraient traversées par un flux constant, il n'y aurait plus ni f.é.m., ni courant induits, ni couple.

La vitesse N a pour valeur

$$N = N_s(1-g) \qquad \text{(I.2)}$$

Ces courants rotoriques par leurs effets vont s'opposer à la cause qui leur a donné naissance. Ainsi, les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifeste par un couple électromagnétique qui lance le rotor à une vitesse N en essayant d'atteindre la vitesse synchrone mais en vain. Il est évident que le couple s'annule si le rotor arrive à tourner à la vitesse synchrone. Le fonctionnement du moteur est donc caractérisé par le glissement défini ainsi :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \qquad \text{(I.3)}$$

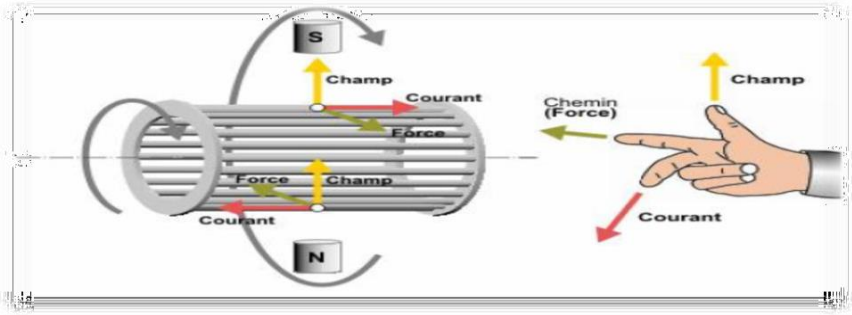


Figure (I.1) : Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage [1]

1.4 Transformation des systèmes triphasés :

La transformation de Park ou Concordia permettant d'obtenir un système équivalent formé de trois axes (enroulements) orthogonaux à partir de celui formé de trois axes (enroulements) triphasés décalés de 2π/3 dans l'espace.

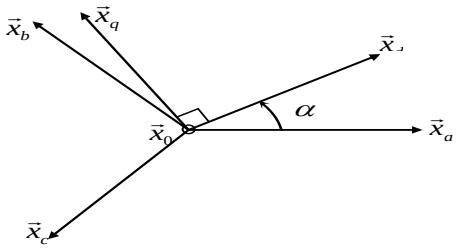


Figure (I.2) : Représentation des axes triphasés et des axes du repère de Park

Deux de ces axes sont situés dans le même plan que les axes triphasés " abc ", le troisième axe est situé dans le plan orthogonal au plan formé par les axes " abc ".

Il fait correspondre les composantes $[x_a\ x_b\ x_c]^t$ du repère triphasé " abc " à celles $[x_d\ x_q\ x_o]^t$ par l'intermédiaire d'une matrice de transformation [*T*].

Si $[x_{abc}]=\begin{bmatrix} x_a & x_b & x_c \end{bmatrix}^t$ et $[x_{dqo}]=\begin{bmatrix} x_d & x_q & x_o \end{bmatrix}^t$

On a : $$[x_{dqo}]=[T].[x_{abc}] \qquad \text{(I.4)}$$

[*T*] : est dite matrice de transformation.

Le vecteur $[x_{abc}]$peut être les vecteurs tensions, courants, flux :

$$[v_{abc}]=[v_a\ v_b\ v_c]^t,\ [i_{abc}]=[i_a\ i_b\ i_c]^t,[\phi_{abc}]=[\phi_a\ \phi_b\ \phi_c]^t$$

Il est possible de trouver les composantes du système " *abc* " (réel) à partir des composantes du système " *dqo* " (fictif) par la transformation inverse, tel que :

$$[x_{abc}]=[T]^{-1}.[x_{dqo}] \qquad \text{(I.5)}$$

La composante x_d : est appelée composante directe

La composante x_q : est appelée composante en quadrature

La composante x_o : est appelée composante homopolaire

I.4.1 Transformation de Park :

La transformation de Park est définie par la matrice [*P(α)*], avec α est l'angle entre les deux axes $(\vec{x}_a\ ,\vec{x}_d)$.Cet angle peut être soit une variable d'espace (θ), soit une variable temporelle ($\omega\ t$).

Cette transformation peut être appliquée de manière identique aux tensions, courants et aux flux.

Transformation directe

$$[v_{dqo}]=[P(\alpha)][v_{abc}] \quad \text{(I.6)}$$

Transformation inverse

$$[v_{abc}]=[P(\alpha)]^{-1}[v_{dqo}] \quad \text{(I.7)}$$

La matrice de transformation directe est la suivante :

$$[P(\alpha)]=\mathrm{K_T}\begin{bmatrix}\cos(\alpha) & \cos(\alpha-2\pi/3) & \cos(\alpha-4\pi/3)\\ -\sin(\alpha) & -\sin(\alpha-2\pi/3) & -\sin(\alpha-4\pi/3)\\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2}\end{bmatrix} \quad \text{(I.8)}$$

La matrice de transformation inverse est la suivante :

$$[P(\alpha)]^{-1}=[P(\alpha)]^{t}=\mathrm{K_T}\begin{bmatrix}\cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & 1/\sqrt{2}\\ \cos(\alpha-2\pi/3) & -\sin(\alpha-2\pi/3) & 1/\sqrt{2}\\ \cos(\alpha-4\pi/3) & -\sin(\alpha-4\pi/3) & 1/\sqrt{2}\end{bmatrix} \quad \text{(I.9)}$$

La constante K_T est le coefficient de conservation de l'amplitude ou la puissance entre les deux de repère.

Si $\mathrm{K_T}=2/3$, alors la transformation conserve l'amplitude. En revanche, si $\mathrm{K_T}=\sqrt{2/3}$, alors la transformation conserve la puissance

I.4.2 Transformation de Concordia :

Afin de développer les lois de commande basées sur le contrôle et le réglage des grandeurs statoriques de la machine, il est plus judicieux de choisir le repère diphasé (α, β) lié au stator.

Les variables de commande sont les tensions statoriques alors que les courants statoriques et les flux statoriques représentent les variables d'états.

Elle conserve la puissance mais elle ne conserve pas les amplitudes [2].

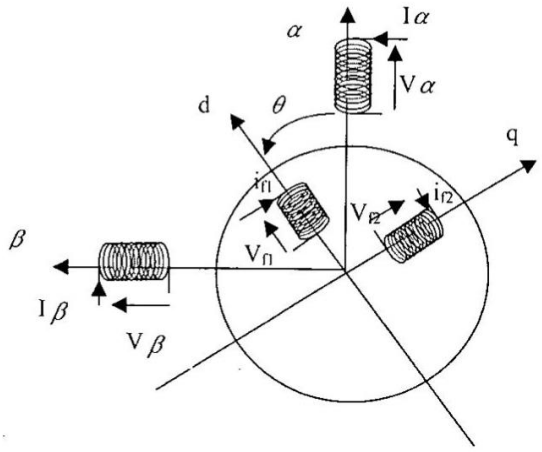


Figure (I.3) : Représentation des axes triphasés et des axes "αβo" (Concordia) **[3]**

La transformation se fait comme suit :

$$[x_{\alpha\beta o}]=[C].[x_{abc}] \tag{I.10}$$

Avec, la matrice de passage directe [C] :

$$[C]=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \tag{I.11}$$

Et la matrice de passage inverse $[C]^{-1}$:

$$[C]^{-1}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \tag{I.12}$$

Le passage des axes " $\alpha\beta o$ " au axes " abc " s'effectue tout simplement au moyen de la matrice de rotation *[R]* de sorte que :

$$[x_{dqo}]=[R][x_{\alpha\beta o}] \tag{I.13}$$

Avec :

$$[R]=\begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \sin(\alpha) & 0 \\ -\sin(\alpha) & \cos(\alpha) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{I.14}$$

Et celle de rotation inverse est :

$$[R]^{-1}=\begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & 0 \\ \sin(\alpha) & \cos(\alpha) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{I.15}$$

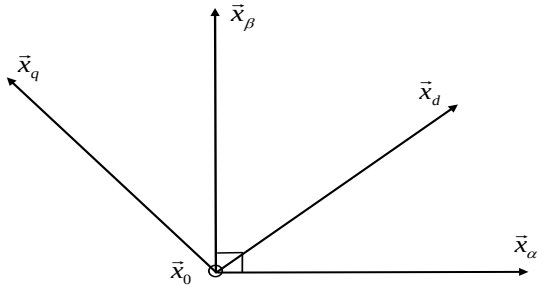


Figure (I.4) : *Représentation des axes* "dqo" (Park) *et des axes* " $\alpha\beta o$ " (Concordia)

I.5 Modélisation de la machine asynchrone :

La modélisation est la procédure de présenter un objet réel et son fonctionnement par un modèle mathématique autrement dit c'est la mise en équation mathématique d'un système réel. Elle constitue une étape fondamentale pour l'étude et l'analyse des systèmes. Cette exigence et particulièrement importante dans le cas d'une machine électrique.

La machine asynchrone triphasée peut être représentée schématiquement selon les axes magnétiques du stator et du rotor dont les phases sont repérées respectivement $\overrightarrow{S_a}, \overrightarrow{S_b}, \overrightarrow{S_c}$ et $\overrightarrow{R_a}, \overrightarrow{R_b}, \overrightarrow{R_c}$

L'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétique des phases $\overrightarrow{S_a}, \overrightarrow{R_a}$ choisis comme axes de référence

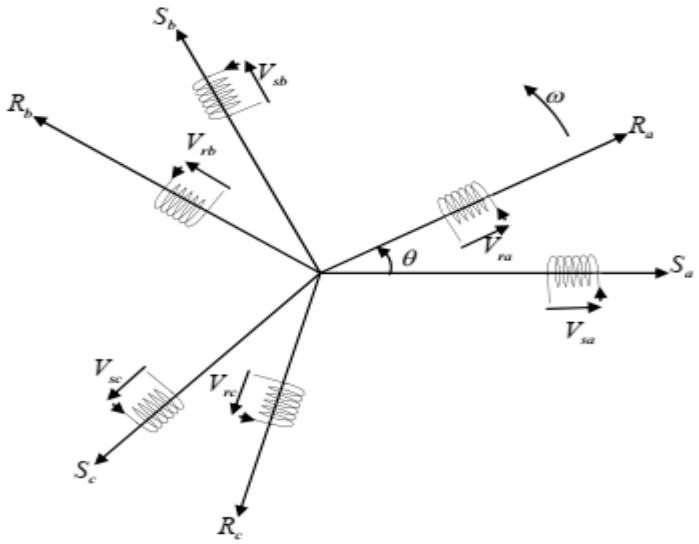


Figure (I.5) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone

I.5.1 Hypothèses Simplificatrices :

Afin de modéliser le moteur nous nous appuieront sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont le plus couramment considérées dans la littérature scientifique [4].

- Parfaite symétrie de construction.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé.
- La variation des résistances des enroulements en fonction de la température négligeable.
- L'entrefer est constant.
- Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités des courants.
- Les pertes fer et les pertes par hystérésis et par courants de Foucault sont nulles.
- La répartition dans l'entrefer de la force magnétomotrice et celle du flux sont sinusoïdales [5]

I.5.2 model de la machine asynchrone dans le repère triphasée :

On définit les vecteurs des tensions et courants statoriques par u_s et i_s ainsi que le vecteur des courants rotoriques par i_r sur les trois bobinages triphasés au stator et au rotor :

$$u_s = \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \qquad i_s = \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} \qquad i_r = \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix} \tag{I.16}$$

Les équations de tensions et de flux de la machine asynchrone s'écrivent alors :

$$u_s = [R_s]i_s + \frac{d}{dt}\phi_s \tag{I.17}$$

$$0 = [R_r]i_r + \frac{d}{dt}\phi_r \tag{I.18}$$

$$\phi_s = [L_s]i_s + [M_{sr}]i_r \tag{I.19}$$

$$\phi r = [L_r]i_r + [M_{rs}]i_s \tag{I.20}$$

Ou :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} \qquad [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix} \tag{I.21}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{psa} + L_{fsa} & -\frac{L_{sab}}{2} & -\frac{L_{sac}}{2} \\ -\frac{L_{sba}}{2} & L_{psb} + L_{fsb} & -\frac{L_{sbc}}{2} \\ -\frac{L_{sca}}{2} & -\frac{L_{scb}}{2} & L_{psc} + L_{fsc} \end{bmatrix} \tag{I.22}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{pra} + L_{fra} & -\frac{L_{rab}}{2} & -\frac{L_{rac}}{2} \\ -\frac{L_{rba}}{2} & L_{prb} + L_{frb} & -\frac{L_{rbc}}{2} \\ -\frac{L_{rca}}{2} & -\frac{L_{rcb}}{2} & L_{prc} + L_{frc} \end{bmatrix} \tag{I.23}$$

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{s_a r_a}\cos(\theta) & M_{s_a r_b}\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{s_a r_c}\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{s_b r_a}\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{s_b r_b}\cos(\theta) & M_{s_b r_c}\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{s_c r_a}\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{s_c r_b}\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{s_c r_c}\cos(\theta) \end{bmatrix} \tag{I.24}$$

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

R_{SX} (R_{ESP} . R_{RX}) : Résistance propre d'une phase statorique (resp. Rotorique)

L_{PSX} et LF_{SX} : inductance principale et inductance de fuite statorique

L_{PSX} et LF_{SX} : inductance principale et inductance de fuite rotorique

L_{SXY} (R_{ESP} . L_{RXY}) : Mutuelle inductance entre deux phases statoriques (R_{esp} . Rotoriques)

M_{SXRY} : Mutuelle inductance entre une phase statorique x et une phase rotorique y

$\theta = P * \theta_{mécanique}$, Angle électrique de la position du rotor

P : Nombre de paires de pôles

L'ensemble de ces hypothèses cité au-dessus permet d'écrire :

$R_{SX} = R$, $R_{RX} = R_R$,, $M_{SXRY} = M_R$,.

$L_{PSX} = L_{PRY} = L_{SXY} = L_P$,

On peut écrire les différentes mutuelles inductances sous forme matricielle comme suit :

$$M_{sr}(\theta) = \frac{3}{2} M_{sr} T_{32} P(\theta) T_{23} \qquad \text{(I.25)}$$

$$M_{rs}(\theta) = M_{sr}(\theta)^T = \frac{3}{2} M_{sr} T_{23} P(-\theta) T_{32} \qquad \text{(I.26)}$$

Avec :

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \qquad \text{(I.27)}$$

$$T_{32} = T_{23}^{\ T}$$

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \text{ : matrice de rotation d'angle } \theta \qquad \text{(I.28)}$$

I.5.3 model de la machine asynchrone dans le repère (α, β) lié au stator :

La transformation triphasée-biphasée aboutit à une famille de modèles de la machine asynchrone, où les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées sur deux axes en quadrature Dans notre étude et pour plus de simplicité, on établit en premier un modèle ou les grandeurs sont

dans le repère lié au stator. Ainsi, l'enroulement équivalent aux trois phases du stator est formé de deux bobinages d'axes directs α_s et en quadrature β_s. L'axe direct α_s est confondu avec l'axe de la première phase a_s statorique. De même, au rotor, on substitue deux bobinages α_r et β_r aux enroulements triphasés équivalents. On définit alors les grandeurs électriques ramenées au stator :

Grandeurs statoriques : $x_{\alpha\beta_s} = T_{23} x_s$

Grandeurs rotoriques : $x_{\alpha\beta_r} = P(\theta) T_{23} x_r$

Alors, les équations de tensions et de flux deviennent :

$$U_{\alpha\beta_s} = R_s i_{\alpha\beta_s} + \frac{d}{dt}\phi_{\alpha\beta_s} \quad \text{(I.29)}$$

$$0 = R_r i_{\alpha\beta_r} + \frac{d}{dt}\phi_{\alpha\beta_r} - \omega P(\frac{\pi}{2})\phi_{\alpha\beta_r} \quad \text{(I.30)}$$

$$\phi_{\alpha\beta_s} = L_s i_{\alpha\beta_s} + M_{sr} i_{\alpha\beta_r} \quad \text{(I.31)}$$

$$\phi_{\alpha\beta_r} = L_r i_{\alpha\beta_r} + M_{sr} i_{\alpha\beta_s} \quad \text{(I.32)}$$

I.5.4 Equation mécanique :

La vitesse est la solution de l'équation suivante :

$$J\frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_v\Omega_r \quad \text{(I.33)}$$

Avec :

$$\Omega_r = \frac{d\theta}{dt}$$

J : Représente le moment d'inertie.

f_v : Le couple de frottement visqueux.

C_r : Le couple résistant appliqué à la machine.

C_{em} : le couple électromagnétique.

L'expression du couple électromagnétique est :

$$C_{em} = \frac{pM_{sr}}{L_r}(\phi_{\alpha_r} i_{\beta_s} - \phi_{\beta_s} i_{\alpha_r}) \quad \text{(I.34)}$$

I.5.5 Modèle d'état de la machine asynchrone

Il s'agit de rendre le modèle de la machine sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + B.u \\ y = C.x + D.u \end{cases} \quad \text{(I.35)}$$

Ou :

$$x = [i_{\alpha_s} \quad i_{b_s} \quad \phi_{\alpha_r} \quad \phi_{\beta_r} \quad \omega_r]^T \text{ , } u = [V_{\alpha_s} \quad V_{\beta_s}]^T \text{ et } y = [i_{\alpha_s} \quad i_{b_s} \quad \omega_r]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma x_1 + a x_3 + K p x_4 x_5 \\ -\gamma x_2 + a x_4 - K p x_3 x_5 \\ b x_1 - c x_3 - p x_4 x_5 \\ b x_2 - c x_4 + p x_3 x_5 \\ d(x_3 x_2 - x_4 x_1) - \dfrac{C_r}{J} - \dfrac{f_v}{J} x_5 \end{bmatrix} \text{ Et}$$

$$B = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ Et } \quad D = 0 \quad \text{(I.36)}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \text{ , } \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r} \text{ , } T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ , } K = \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \text{ , } a = \frac{K}{T_r} \text{ , } b = \frac{M_{sr}}{T_r} \text{ , } c = \frac{1}{T_r}$$

$$\text{et } d = \frac{p M_{sr}}{J L_r}$$

I.6 Modélisation de l'association machine asynchrone-onduleur de tension

Pour pouvoir contrôler la vitesse de la machine asynchrone, celle-ci est reliée à un convertisseur statique capable de fournir une tension d'amplitude et de fréquence. Ajustable. Un onduleur est un convertisseur d'énergie électrique à base de transistor ou de thyristor capable de convertir un signal continu en un signal alternatif caractérisé par une amplitude et une fréquence. Il existe deux types d'onduleurs :

- **Onduleur de courant :**

  Les tensions de commande sont limitées aux basses fréquences car elles se caractérisent par leur aptitude aux inversions fonctionnelles qui entraînent des pertes excessives.

- **Onduleur de tension :**

  La caractéristique du contrôle du courant est que la vitesse de commutation est rapide, il peut donc être utilisé à des fréquences élevées et la perte n'est pas très élevée. Son inconvénient est que la réversibilité de fonction n'est pas bien adaptée. Pour ces raisons, et parce que le contrôle du courant statorique est souhaité, un onduleur de tension est utilisé.

  Il peut être commandé par des techniques conventionnelles ou de modulation de largeur d'impulsion. Dans ce travail, l'onduleur est contrôlé via la tension (MLI).

I.6.1 Onduleur à M.L.I :

Généralement, pour les onduleurs M.L.I, des transistors sont utilisés à la place des thyristors pour éliminer les circuits de commutation forcés, réduisant ainsi les pertes de commutation et permettant à l'onduleur de fonctionner à des fréquences plus élevées. Dans les onduleurs à commande adjacente, la forme de la tension introduit des harmoniques importantes qui interfèrent avec le fonctionnement du moteur.

C'est pourquoi nous avons introduit le PWM, une stratégie de contrôle à laquelle nous avons recours pour les onduleurs, qui est le contrôle par onde sinusoïdale triangulaire.

I.6.2 Principe de la commande triangulo-sinusoidale :

Le principe est basé sur la comparaison de la tension sinusoïdale à obtenir à un signal triangulaire symétrique, dont la fréquence est un multiple de la fréquence à obtenir, d'où les transistors T_1 et T_4 sont fermé lorsque le signale sinusoïdale est supérieur au signal triangulaire. (Figure (I.6))

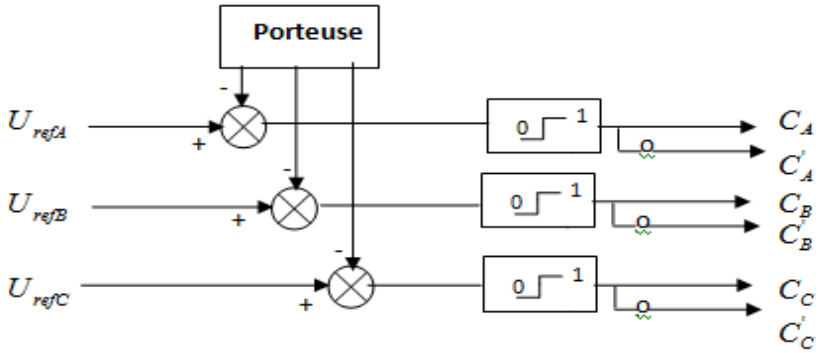


Figure (I.6) : schéma fonctionnel d'une réalisation analogique d'une MLI

I.6.3 Mise on équation de l'onduleur à M.L.I :

On définit les vecteurs de tentions triphasés et le vecteur des variables de commande que nous considérons maintenant comme des variables algébriques, valant 0 ou 1.

$$[V_{ABC}]=\begin{bmatrix}V_{AN}\\V_{BN}\\V_{CN}\end{bmatrix},[V_{3M}]=\begin{bmatrix}V_{AM}\\V_{BM}\\V_{CM}\end{bmatrix},[V_{3P}]=\begin{bmatrix}V_{AP}\\V_{BP}\\V_{CP}\end{bmatrix},[C_3]=\begin{bmatrix}C_A\\C_B\\C_C\end{bmatrix} \quad \text{(I.37)}$$

Les tentions référencées par rapport à M ou P sont directement connues, par exemple pour la première phase :

$V_{AM}=C_AE$ et $V_{AP}=(C_A-\frac{1}{2})*E$ (I.38)

Soit en triphasé :

$[V_{3M}]=[C_3]\,E$ et $[V3P]=(C3-\frac{1}{2})\,E$ (I.39)

Le problème vient de ce que l'on recherche les tentions simples sur la charge, comme $V_A=V_{AN}$

On remarque que l'on ne connaît pas les tentions simples (V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}) sur la machine on ne connaît que les tentions composées et on peut observer que celles-ci vérifient :

$$\begin{bmatrix}V_{AN}-V_{BN}\\V_{BN}-V_{CN}\\V_{CN}-V_{AN}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}V_{AM}-V_{BM}\\V_{BM}-V_{CM}\\V_{CM}-V_{AM}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}V_{AP}-V_{BP}\\V_{BP}-V_{CP}\\V_{CP}-V_{AP}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}C_A-C_B\\C_B-C_C\\C_C-C_A\end{bmatrix}E \quad \text{(I.40)}$$

A la présence d'une charge équilibrée nous avons :

$V_{AN}+V_{BN}+V_{CN}=0$ Où $V_{PN}=0$ (I.41)

On peut obtenir :

$$\begin{bmatrix}V_{AN}\\V_{BN}\\V_{CN}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}2/3&-1/3&-1/3\\1/3&2/3&-1/3\\-1/3&-1/3&2/3\end{bmatrix}\begin{bmatrix}V_{AM}\\V_{BM}\\V_{CM}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}2/3&-1/3&-1/3\\-1/3&2/3&-1/3\\-1/3&-1/3&2/3\end{bmatrix}\begin{bmatrix}C_A\\C_B\\C_c\end{bmatrix}.E \quad \text{(I.42)}$$

La technique de commande MLI permet un réglage de la fréquence et de la valeur efficace de sortie par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation : $m=\frac{f_s}{f_p}$ qui influe principalement sur le contenu d'harmonique de l'onde de sortie.
- Le rapport de réglage : $r=\frac{V_s}{V_p}$ V_s et V_p étant respectivement la valeur maximale de la référence et la crête de la porteuse

- **Equation de la porteuse**

La porteuse est caractérisée par la fréquence $f_c(T_c = \frac{1}{f_c})$ elle est donnée par les équations suivante :

- La partie ascendante de U_p est donnée par :

$$U_{pa} = -\frac{U}{2} + 2.U.\frac{t}{T} \quad \text{(I.43)}$$

- La partie ascendante de U_p est donnée par :

$$U_{pd} = \frac{3}{2}U - 2.U.\frac{t}{T} \quad \text{(I.44)}$$

Les signaux de références :

$$U_{ref} = r\sin(2\pi f - 2(j-1)\pi/3 \quad , \; J = 1;2;3..... \quad \text{(I.45)}$$

I.7 Étude de simulation :

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement à travers l'onduleur de tension commandé par modulation de la largeur d'impulsion. Nous avons utilisé le logiciel MATLAB et son outil de simulation très puissant qui est le Simulink :

Un essai de simulation en boucle ouverte du modèle proposé (Alimentation par un onduleur à MLI).

Essai en charge : Application d'une charge de 2.5 Nm à l'instant t=[1 ;5s]

Il s'agit d'une comparaison entre les réponses de la vitesse, du couple électromagnétique, et des courants statoriques.

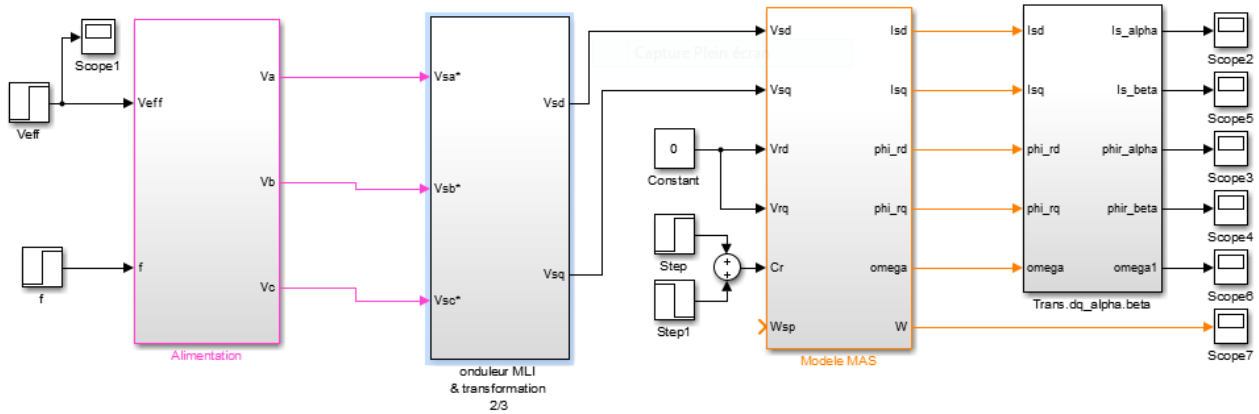


Figure (1.7) : Schéma de simulation de la machine asynchrone.

I.8 Résultats de la simulation :

Résultats de simulation de la MAS démarrage à vide de boucle ouverte :

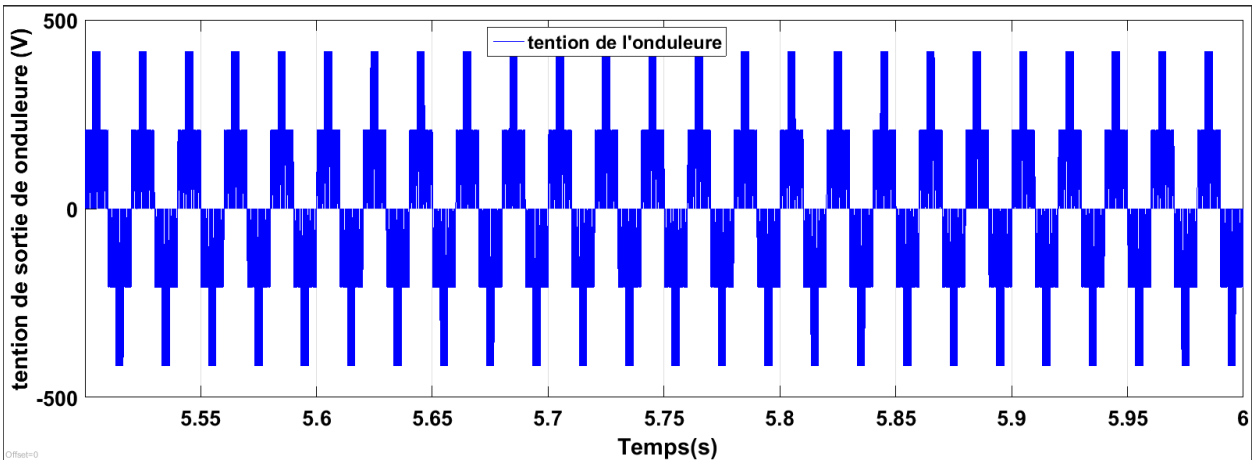


Figure (1.8) : tension de sortie d'ondulation en fonction du temps.

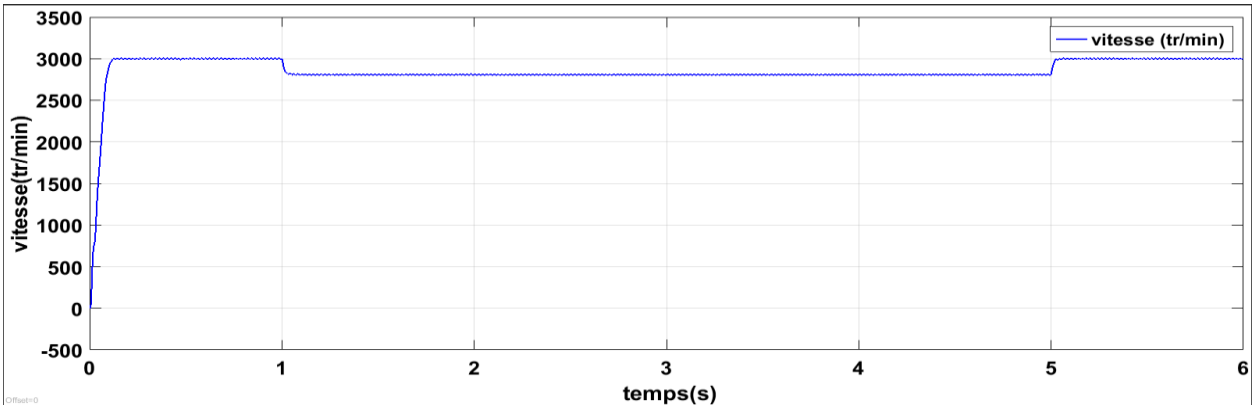
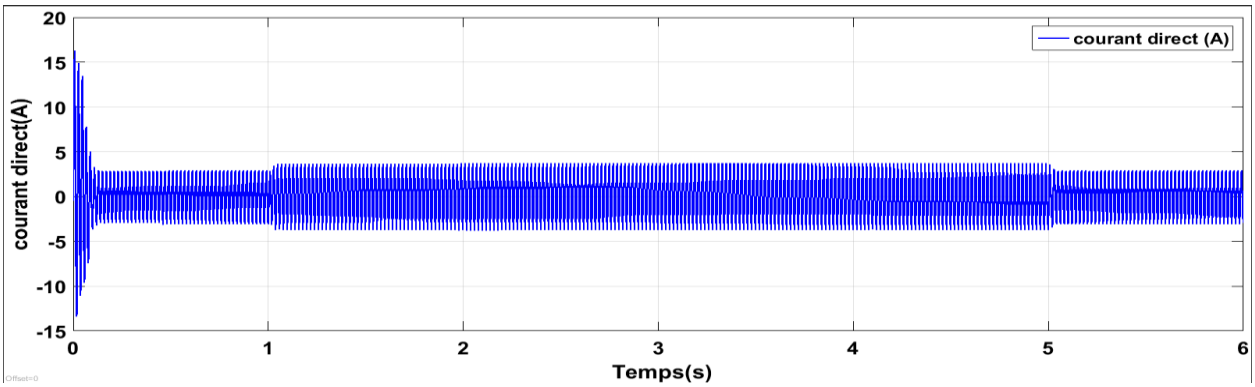


Figure (1.9) : La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps.



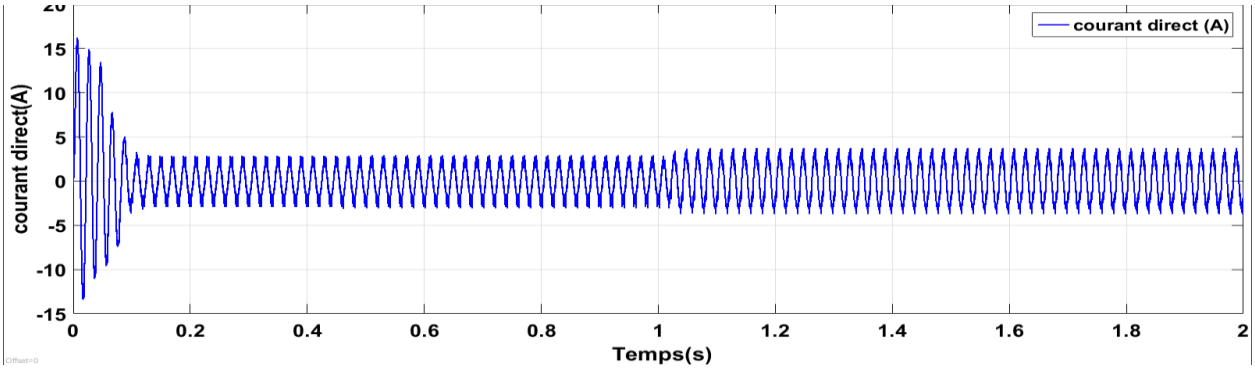
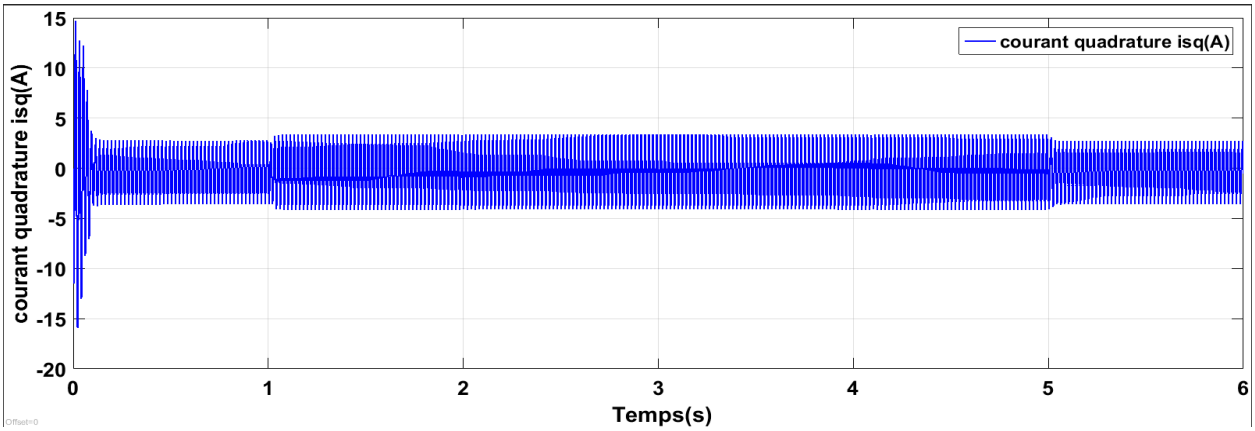


Figure (1.10) : La courbe de courant de l'axe d'alpha en fonction du temps.



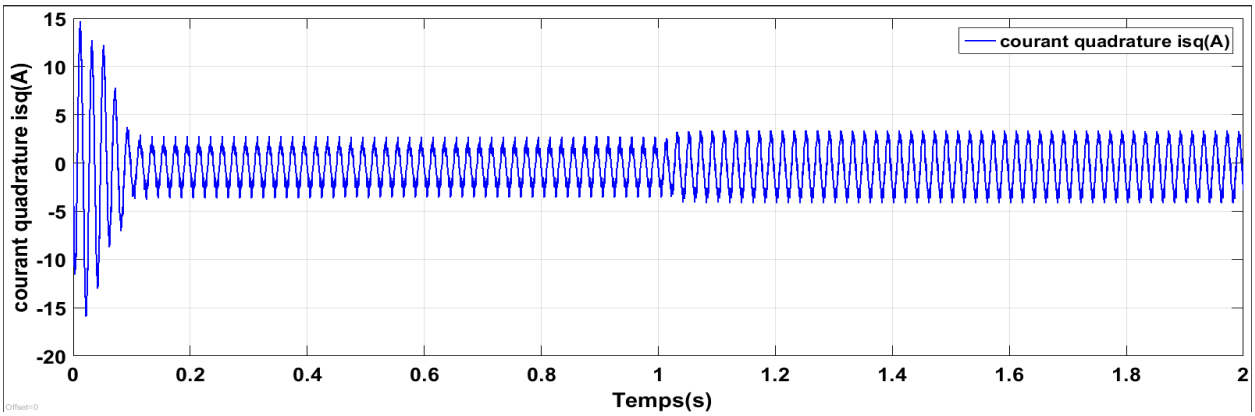
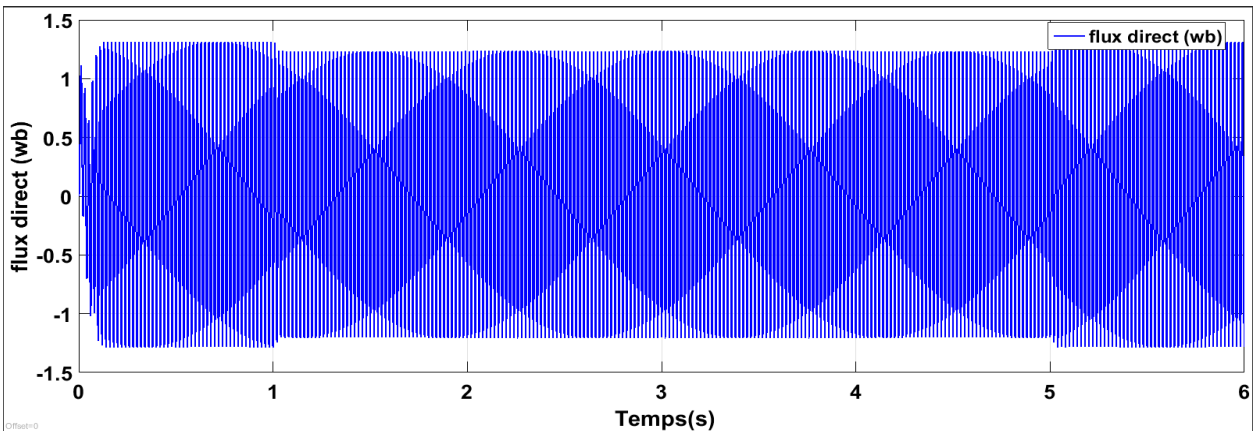


Figure (1.11) : La courbe de courant de l'axe beta en fonction du temps



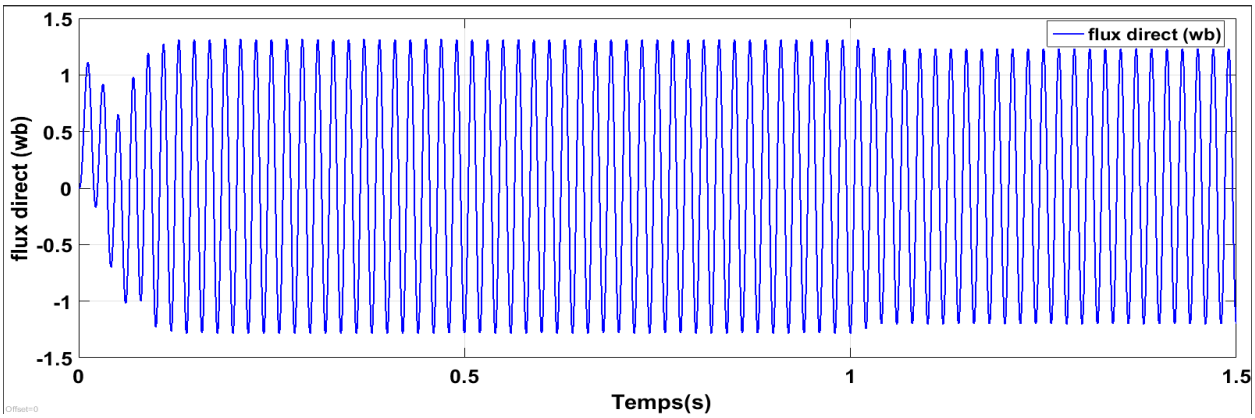


Figure (1.12) : La courbe de flux de l'axe d'alpha en fonction du temps.

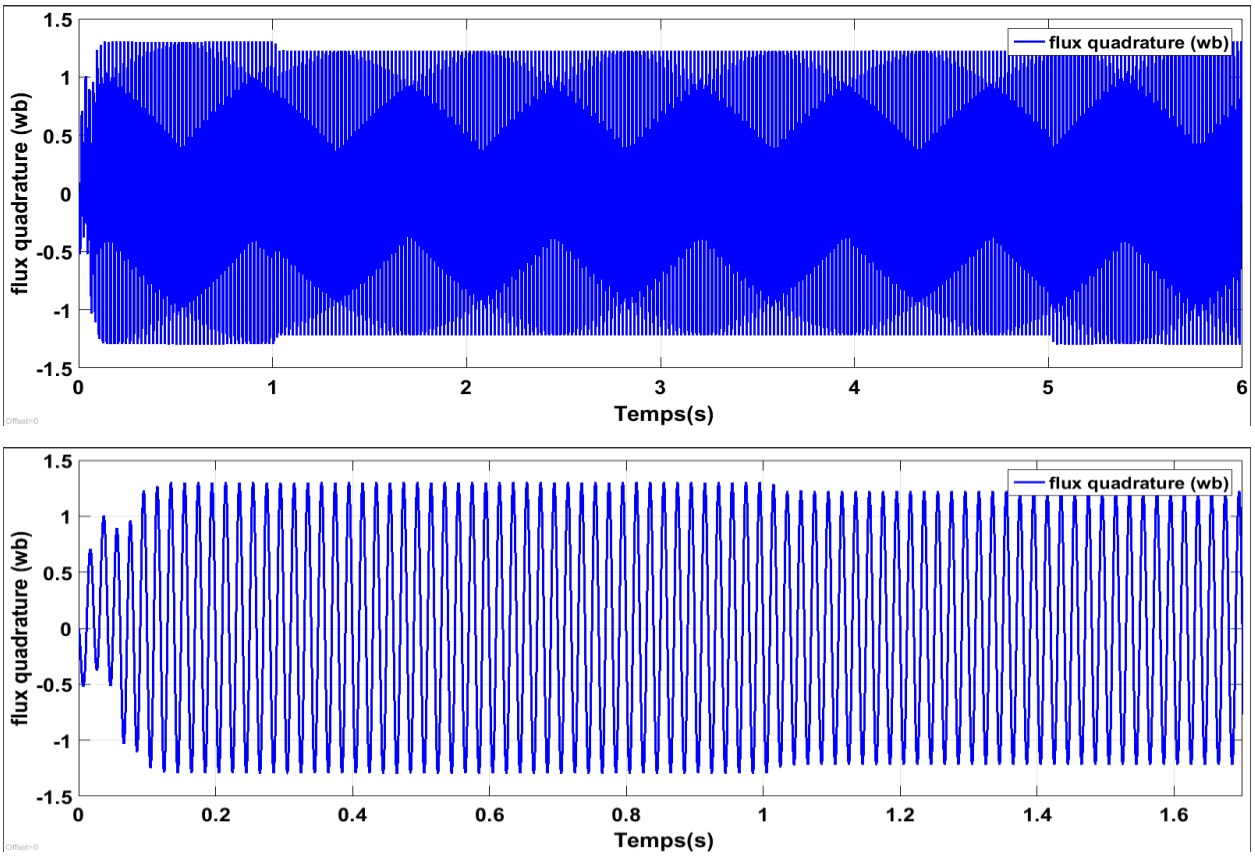


Figure (1.13) : La courbe de flux de l'axe beta en fonction du temps.

I.9 Interprétation de la simulation :

La Figure I.9 : représente l'évolution de la vitesse de rotation en fonction du temps, le moteur démarre avec un régime transitoire puis se stabilise en régime permanent (3000tr/min). Le moteur démarre à vide puis on applique à t=1s un couple de charge (Cr=2.5N.m), celui-ci provoque une diminution de vitesse puis revient à son régime nominal.

On remarque l'établissement de la vitesse à sa valeur nominale 314 rad/s. Dès l'application d'une charge à l'instant t=1s en remarque une diminution de la vitesse traduite par une augmentation de glissement de la machine, par contre une augmentation de couple, flux et courant.

Lorsque la charge est appliquée, le couple électromagnétique répond vite et la vitesse est légèrement perturbée. La commande en courant donne une réponse à fort dépassement pour le couple électromagnétique. Ces oscillations sont dues aux harmoniques de courant injectés dans les enroulements du moteur et ayant pour cause les commutations de l'onduleur.

I.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons fait la modélisation et son association avec un onduleur de tension commandé par MLI sinus triangulaire, La modélisation des moteurs asynchrones **est** une étape clé dans la conception et l'optimisation des systèmes électromécaniques modernes et est devenue un travail essentiel pour les ingénieurs et scientifiques travaillant dans les domaines de l'énergie électrique.

Les résultats obtenus permettent de valider le model de la machine utilisée, puisque les réponses obtenues sont conformes à l'évolution naturelle l'ors de démarrage direct alimenter par le réseau. Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Afin de pouvoir améliorer les performances dans le régime dynamique, des techniques de commandes telles que la commande vectorielle sont introduites. Cela fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre II :

Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone

II.1. Introduction :

La commande vectorielle connu aussi par "commande par orientation du flux" et notée FOC (Field oriented control). En 1971, BLASCKE a proposé une théorie de commande de champ orienté qui permet d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à une machine a courant continu à excitation séparée, ou la force magnétomotrice de l'induit établie un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci, quelle que soit la vitesse de rotation.[6]

La commande vectorielle trouve une large application à la suite des avancées technologiques notamment de l'électronique de puissance. La commande vectorielle est conçue en particulier pour les moteurs asynchrones afin d'assurer un découplage entre le flux et le couple électromagnétique. Le découplage entre ces deux grandeurs est traduit par une évolution du flux rotorique indépendamment de la composante en quadrature du courant statorique dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant qui nécessite des transformations mathématiques et des régulations. [7]

Il y a différentes techniques de commande des moteurs asynchrones, telles que : la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe et indirecte de flux orienté, etc.

Dans ce chapitre, nous présenterons la technique de commande vecteur (FOC) de moteurs asynchrones. Le but de la commande vectorielle est d'obtenir une commande ou un contrôle indépendant de couple et de flux magnétique en régime permanent et en régime transitoire similaire au contrôle de la machine à courant continu (M.C.C.) à excitation séparée.

II.2 Généralité sur la Commande Vectorielle :

Le contrôle ou commande vectoriel(le) des moteurs asynchrones est destiné à fournir des performances égales au contrôle des moteurs à courant continu à excitations séparées, dans lesquels, en fait, le découplage entre flux et couple est naturellement réalisé sur la figure (II.1).

Par conséquent, afin d'obtenir une situation de contrôle similaire à celle d'un moteur à courant continu, il est nécessaire de réaliser un découplage du flux et du couple par un système de contrôle externe au MAS, ce qui évitera les perturbations transitoires du flux avec ceux du couple, de nos jours cette performance est réalisé par la commande vectorielle à flux orienté (en anglais, « Field Oriented Control ou FOC »). [8]

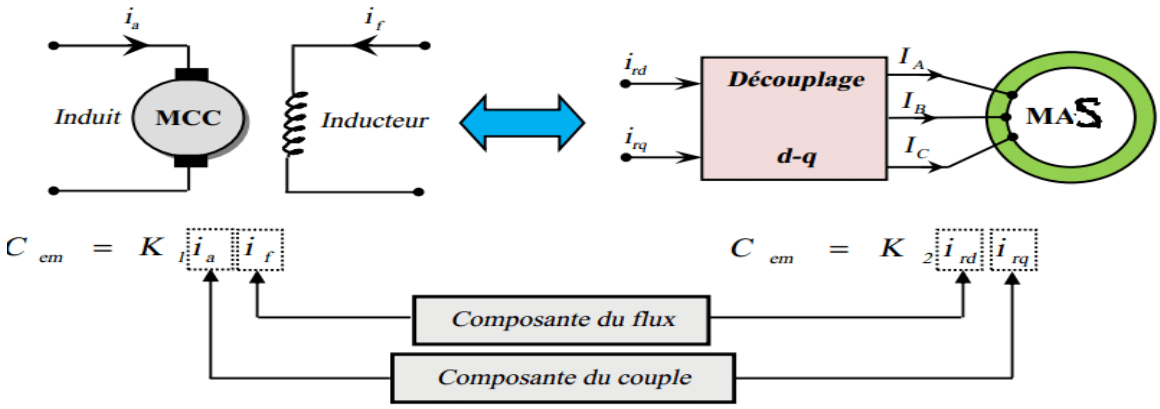


Figure (II.1) : l'analogie entre le découplage de la M.C.C.et de MAS

II.3 Principe de la commande vectorielle :

Le principe de la commande vectorielle à flux orienté est l'utilisation de la transformation de Park pour transformer les courants statoriques triphasés de la machine asynchrone en deux composantes l'une direct et l'autre en quadratique, puis on doit assurer un découplage entre ces deux composantes d'une façon où la commande de flux dépende de la composante directe et la commande du couple dépende de la composante en quadratique quand le flux est constant, de la même façon du fonctionnement de la machine à courant continu à excitation séparée.[9]

II.4 Les Avantages et les Inconvénients de la Commande Vectorielle :

II.4.1 Les Avantages :

Comme avantage nous avons :

- Basé sur le modèle transitoire (traite des systèmes transitionnels que le travail traditionnel ne pouvait pas).
- C'est précis et rapide.
- Le contrôle de couple est en place.
- Les magnitudes sont contrôlées par l'amplitude et la phase.

II.4.2 Les Inconvénients :

Comme désavantage nous avons :

- Cher (codeur incrémental ou estimateur de débit, DSP). Le processeur doit pouvoir calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes.
- Faible résistance aux variations de paramètres et surtout constante de temps rotor.

- La nécessité d'un modulateur pour contrôler strictement l'onduleur, ce qui entraîne des retards, en particulier à basse fréquence de modulation (puissance élevée). Ces retards augmentent le temps de réponse du couple, ce qui réduit la traction.
- Existence de transformations de coordonnées en fonction de l'angle estimé θs.
- La vitesse de rotation est explicitement incluse dans l'algorithme de contrôle. Si cette vitesse n'est pas mesurée (conduite sans capteur de vitesse), des erreurs dans l'estimation de cette vitesse réduiront les performances du variateur.
- Des paramètres incorrects provoquent une erreur de couple.

II.5 Les types de la commande vectorielle :

II.5.1 Commande vectorielle directe :

Le contrôle direct du flux, développé par Blaschke, est basé sur la connaissance du module du flux rotorique et de sa position. Dans les travaux de Blaschke, le flux rotorique est déduit à partir du flux dans l'entrefer et du courant statorique. Le flux d'entrefer est mesuré avec des sondes à effet Hall logées dans le bobinage statorique. Le module du flux rotorique déduit est utilisé comme retour de la boucle de flux et l'orientation permet de ramener les composantes directes et transverses du courant au repère fixe. La commande directe ne fait pas explicitement apparaître les paramètres électriques de la machine. Cependant, l'emplacement des sondes ou des bobines supplémentaires dans le bobinage statorique influe sur le coût de la machine et sur sa robustesse (nécessité de moteurs asynchrones spéciaux et la sensibilité des capteurs vis-à-vis de la température). [10]

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

- Le non fiabilité de la mesure du flux
- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la
- Température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs + filtre). **[11]**

II.5.2 Commande vectorielle indirecte :

Le contrôle indirect, proposé par HASSE, utilise un modèle inverse déduit du modèle de la machine exprimé dans le repère du flux rotorique. Dans ce cas précis et si la machine est contrôlée en courant, le découplage est obtenu par le fait que le flux et le couple moteur sont

contrôlés indépendamment par les composantes du vecteur statorique. Dans le contrôle vectoriel direct, on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, alors que dans le contrôle vectoriel indirect, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations. Dans cette méthode, le flux rotorique n'est pas régulé, donc on n'a pas besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux. La position du flux doit être connue pour effectuer les changements des coordonnées, ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor. **[10]**

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux : **[11]**

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit

II.6 Choix d'orientation du flux :

Que la M.A.S. soit alimentée en courant ou en tension, la commande vectorielle peut être réalisé par l'orientation de l'un des trois flux :

- Flux rotorique :

ϕ_{rq} = 0 ET $\phi_r = \phi_{rd}$: c'est le flux rotorique qui est orienté (II.1)

- Flux statorique :

ϕ_{sq} = 0 ET $\phi_s = \phi_{sd}$: c'est le flux statorique qui est orienté (II.2)

- Flux d'entrefer :

ϕ_{mq} = 0 ET $\phi_m = \phi_{md}$: c'est le flux d'entrefer qui est orienté (II.3)

ϕ_{mq} : Flux magnétisation de quadrature

La plus fréquemment utilisée est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, puisque dans le cas de la MAS non saturée on obtient les équations du rotor complètement découplées.

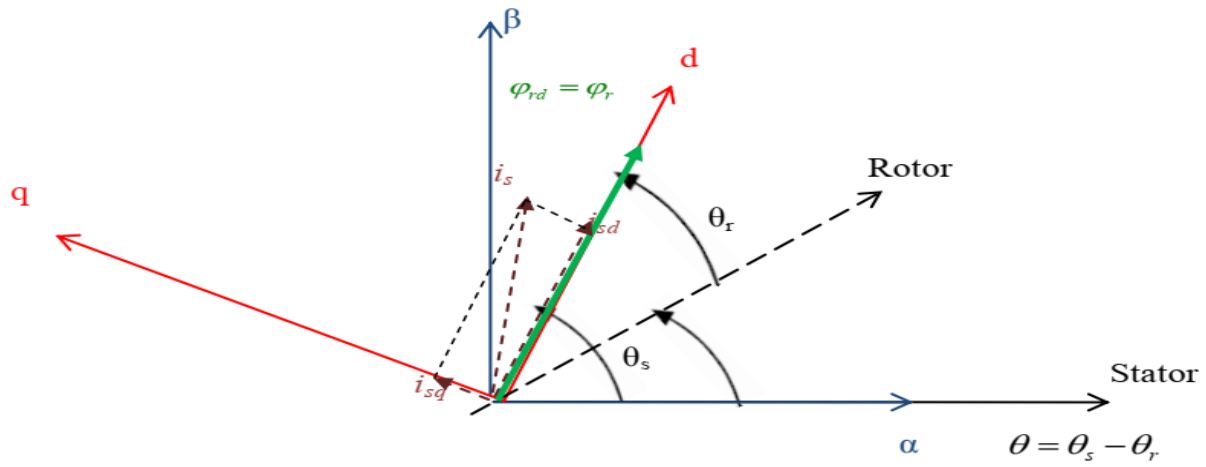


Figure (II.2) : Orientation du flux rotorique

II.7. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique :

En résumé, le principe d'orientation du flux permet à aligner l'axe d du repère (d, q) avec la direction du flux ou du courant pour simplifier la commande de la machine asynchrone et rendre son comportement similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

En effet, en orientant le flux dans la direction du courant, on peut contrôler le couple de la machine en modifiant le courant induit dans l'axe q tout en maintenant le flux constant dans l'axe d (flux est contrôlé par le courant inducteur).

Le but de cette commande est d'éliminer le couplage entre l'induit et l'inducteur, et de ramener son fonctionnement comparable à celui d'une M.C.C, en décomposant le courant statorique en deux composantes, dont l'une contrôle le flux et l'autre contrôle le couple.

En effet le modèle vectoriel de la machine asynchrone est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} Vs = R_s * i_s + \frac{d}{dt}\phi_s + j\, w_s * \phi_s & \text{(II. 4)} \\ 0 = R_r * i_r + \frac{d}{dt}\phi_r + j\, w_r * \phi_r & \text{(II. 5)} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \phi_s = L_s * i_s + M * i_r \\ \phi_r = M * i_s + L_r * i_r \end{cases} \qquad \text{Avec } i_r = \phi_r / L_r - (M * i_s)/L_r \qquad \text{(II.6)}$$

En écrivant le modèle de la M.A.S avec l'état (i_r , ϕ_r), nous réalisons les changements ci-dessous :

$$\phi_s = L_s * i_s + M * i_r \qquad \text{(II.7)}$$

$$\phi_s = L_s * i_s + M * \left(\frac{\phi_r}{L_r} - (M * i_s)\right) \qquad \text{(II.8)}$$

$$\phi_s = \sigma * L_s * i_s + \frac{M}{L_r}\phi_r \quad \text{(II.9)}$$

Remplaçons (II.9) dans l'équation de la tension statorique et aussi (II.4) dans l'équation de la tension rotorique (II.5) qui nous donne :

✓ **Equation du Modèle Electromagnétique :**

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma * L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}\right) i_{sd} - R_r \frac{M}{L_R^2}\phi_r - (w_s * \sigma * Ls * i_{sq}) \\ V_{sq} = \sigma * L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}\right) i_{sq} - w \frac{M}{L_r^2}\phi_r - (w_s * \sigma * Ls * i_{sd}) \end{cases} \quad \text{(II.10)}$$

$$T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M * i_{sd} \quad \text{(II.11)}$$

$$w_s = w + \frac{M * i_{sq}}{T_r * \phi_r} \quad \text{(II.12)}$$

Avec w = PΩ

✓ **Couple Electromagnétique :**

$$C_e = p\frac{M}{L_r}\phi_r i_{sq} \quad \text{(II.13)}$$

✓ **Equation Mécanique:**

$$j\frac{d}{dt}\Omega = Ce - Cr - f\,\Omega \quad \text{(II.14)}$$

✓ **Pour une orientation du flux rotorique** : on obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma * L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_s * i_{sd} - (w_s * \sigma * L_s * i_{sq}) + \frac{M}{L_r}\frac{d\phi_r}{dt} \\ V_{sq} = \sigma * L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_s * i_{sq} - (w_s * \sigma * L_s * i_{sd}) + w_s \frac{d\phi_r}{dt} \end{cases} \quad \text{(II.15)}$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} \quad \text{(II.16)}$$

$$w_r = \frac{M * i_{sq}}{T_r * \phi_r} \quad \text{(II.17)}$$

$$j\frac{d}{dt}\Omega = C_e - C_r - f\,\Omega \quad \text{(II.18)}$$

II.8 Découplage entrée – sortie :

Nous avons beaucoup des techniques qui utilisent un régulateur pour réaliser le découplage.

Parmi lesquelles nous avons la technique de découplage par compensation.

II.8.1 Découplage par compensation :

Elle permet de découpler la régulation du flux et celle du couple.

Tout d'abord on définit 2 nouvelles variables de commande V_{sd_ref} et V_{sq_ref}, telles que :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sdref} + e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sqref} + e_{sq} \end{cases} \quad \text{(II.19)}$$

Les termes (e_{sd}, e_{sq}) représentent la fem compensatrice qu'il faut ajouter à la sortie de chaque régulateur pour restituer le vecteur de tension modulée appliqué à la machine. Le découplage peut être contrôlé par ces champs électromagnétiques compensateurs. Selon l'équation de tension, le bloc de compensation s'exprime comme suit [12] :

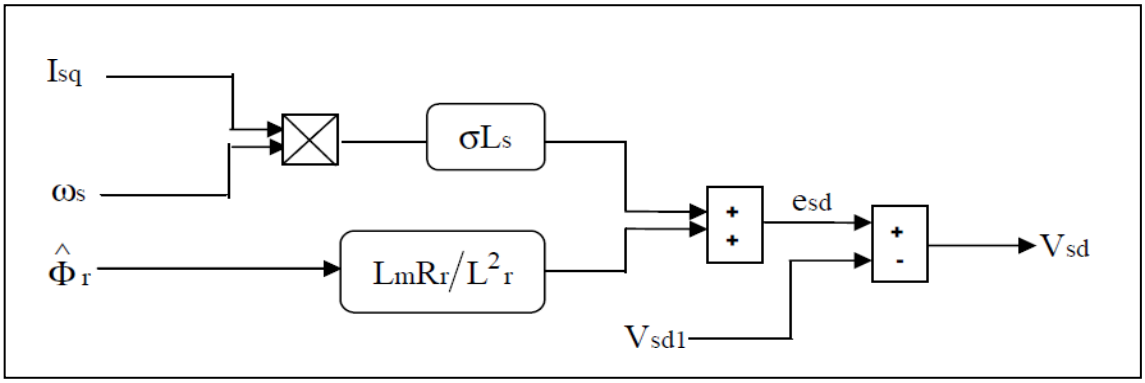


Figure (II.3) : Bloc de compensation e_{sd}.

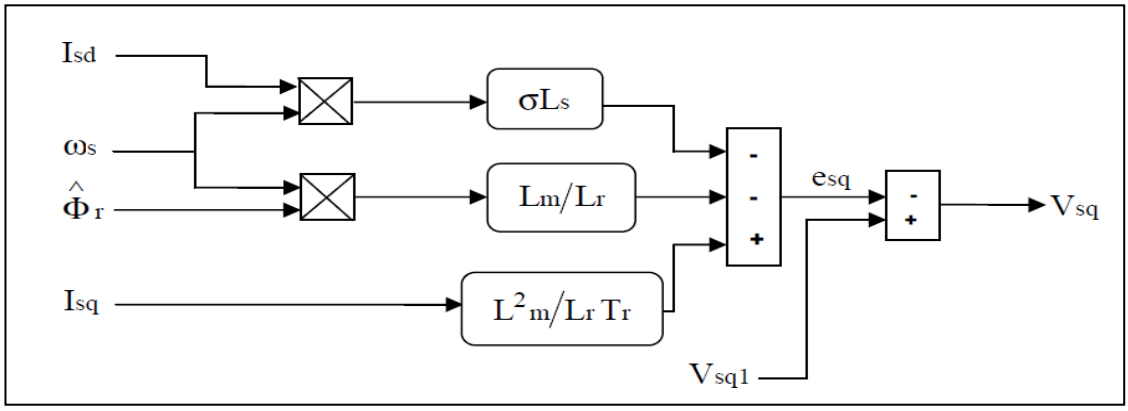


Figure (II.4) : Bloc de compensation e_{sq}.

Alors :

$$\begin{cases} e_{sd} = w_s * \sigma * L_s * i_{sq} + \frac{R_r}{L_r^2} L_m * \phi_r \\ e_{sq} = -\omega_s * \sigma * L_s * i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \phi_r + \frac{L_m^2}{T_r L_r} i_{sq} \end{cases} \quad \text{(II.20)}$$

Par la suite nous avons :

$$\begin{cases} V_{sd_ref} = \sigma * L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2}\right) I_{sd} \\ V_{sq_ref} = \sigma * L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r\right) I_{sq} R_r \end{cases} \quad \text{(II.21)}$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd_ref} et V_{sq_ref} selon la figure suivante :

$V_{sd1}=V_{sd_ref}$ $V_{sq1}=V_{sq_ref}$

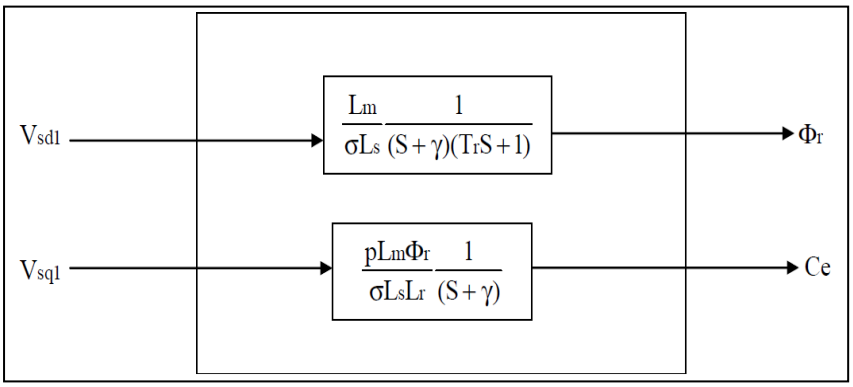


Figure (II.5) : Commande découplée –Expression de ϕ_R et C_{em}

γ : Angle de déphasage physique entre les deux bobines du stator($\gamma = \frac{Rs}{(\sigma * Ls)+\left(\frac{Rr*Lm^2}{\sigma*Ls*Lr^2}\right)}$)

T_s : Constante de temps statorique $T_S = \frac{L_S}{R_S}$

T_r : Constante de temps rotorique $T_R = \frac{L_R}{R_R}$

σ : Coefficient de dispersion $(\sigma = \frac{1-(L_M{}^2)}{(L_S * L_r)})$

II.9 Caractéristiques de régulateurs :

- Stabilité
- Précision
- Rapidité

II.10 Synthèses des boucles de régulation :

Alors que le contrôleur a pour rôle de stabiliser le circuit de contrôle, il doit assurer une plus grande précision et un meilleur temps de réponse. Les contrôleurs PI ou PID standard sont les plus couramment utilisés dans le domaine du contrôle industriel. **[13]**

II.10.1 Bloc de découplage :

Un des problèmes est le découplage entre le flux et le couple qui complique la synthèse d'un correcteur. Afin de simplifier cette étape de synthèse, on réalise un découplage des deux axes en quadrature d et q ce qui permet ainsi d'obtenir un modèle linéaire découplé.

Les équations du modèle du moteur exprimées dans le repère lié au champ tournant en appliquant la transformation de Laplace sont :

$$U_{sd} = \left(R_s + (\frac{M_{sr}}{L_r})^2 R_r + \sigma L_s.S \right) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_r \quad \text{(II.22)}$$

$$U_{sq} = \left(R_s + (\frac{M_{sr}}{L_r})^2 R_r + \sigma L_s.S \right) I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \omega_r \Phi_r \quad \text{(II.23)}$$

Les termes de découplage sont :

$$\hat{e}_d = \sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_r \quad \text{(II.24)}$$

$$\hat{e}_q = -\sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \omega_r \Phi_r \quad \textbf{(II.25)}$$

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulation d'axe *d* et *q* comme le montre la figure (II.6)

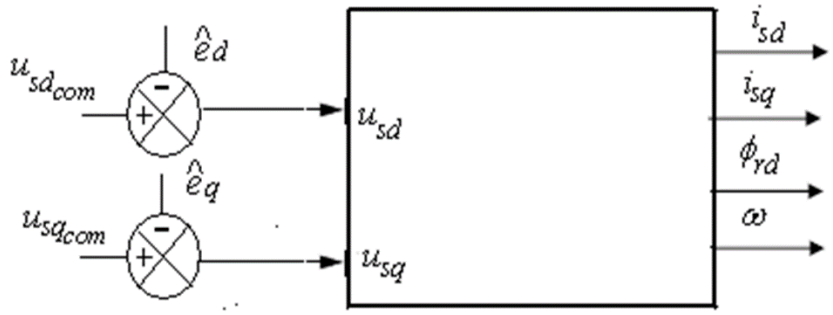


Figure (II.6) : Découplage par addition des termes de compensation

II.10.2 Régulation des courants :

II.10.2.1 Réglage du courant i_{sd} :

Le schéma fonctionnel du contrôle du courant i_{sd} est représenté par la figure (II.8)

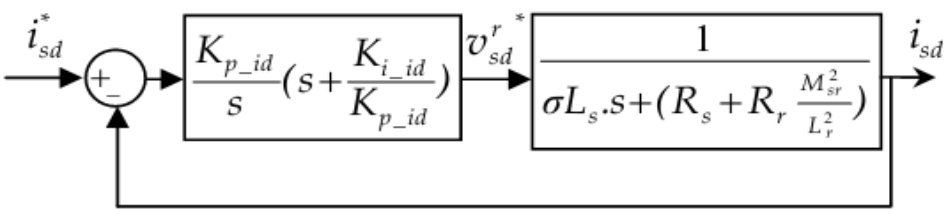


Figure (II.7) : le schéma fonctionnel du contrôle du courant i_{sd}

On peut utiliser un régulateur PI dimensionné par compensation :

$$\frac{K_{i-id}}{K_{p-id}} = a \tag{II.26}$$

La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$\frac{i_{sd}}{i_{sd}^{*}} = \frac{K_{p-id}.b}{s + K_{p-id}.b} \tag{II.27}$$

C'est une F.T. de 1er ordre de constante de temps :

$$\tau_{id_BF} = \frac{1}{K_{p_id}.b} \tag{II.28}$$

Et de temps de réponse :

$$t_{rid_BF} \approx 3\tau_{id_BF} = \frac{3}{K_{p_id}.b} \tag{II.29}$$

On l'impose généralement par rapport à celui en boucle ouverte ($t_{rid_BO} = 3\tau_{id_BO} = \frac{3}{a}$) :

$$t_{rid_BF} = t_{rid_BO} / h \tag{II.30}$$

Avec « h » coefficient supérieur à 1.

Donc, on détermine :

$$K_{p_id} = \frac{3}{t_{rid_BF}.b} \tag{II.31}$$

Le coefficient du régulateur intégrateur se détermine par :

$$K_{i_id} = a.K_{p_id} \tag{II.32}$$

Avec :

$$a = \frac{(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2})}{\sigma L_s} \tag{II.33}$$

Et $b = \frac{1}{\sigma L_s}$ (II.34)

II.10.2.2 Réglage de courant i_{sq} :

Le régulateur du courant i_{sq} est dimensionné de la même manière que le réglage du courant i_{sd} :

$$t_{riq_BF} = t_{riq_BO} / h \tag{II.35}$$

$$K_{p_iq} = \frac{3}{t_{riq_BF}.b} \tag{II.36}$$

$$K_{i_iq} = a.K_{p_iq} \tag{II.37}$$

II.10.2.3 Régulation de la vitesse :

Pour la régulation de la boucle de vitesse on a choisi d'adopter un correcteur de type intégrateur proportionnel (IP).

La figure (II.8) montre la structure de la boucle externe en utilisant ce régulateur.

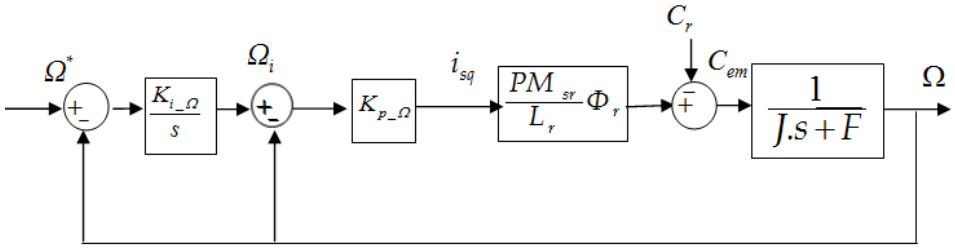


Figure (II.8) : bloc de réglage de la vitesse de rotation.

La fonction de transfert en boucle fermée est équivalente à un système 2eme ordre, et elle est égale à :

$$\frac{\Omega_{ref}}{\Omega} = \frac{K_i K_p K_{cem}}{S^2 + (K_p K_{cem} + f/J)S + K_i K_p K_{cem}} = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \tag{II.38}$$

Où

$$K_{cem} = pM_{sr}^2 I_{sd}^* / L_r \tag{II.39}$$

Par équivalence on obtient :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_n = K_p K_{cem} + f/J \\ \omega_n^2 = K_p K_i K_{cem} \end{cases} \tag{II.40}$$

Imposant ξ et ω_n on peut aisément déterminer les paramètres K_p et K_i qui sont de la forme suivante :

$$\begin{cases} K_p = (2\xi\omega_n - f/J)/K_{cem} \\ K_i = \omega_n^2/(K_p K_{cem}) \end{cases} \tag{II.41}$$

Kp **:** Composante proportionnelle du correcteur PI.

Ki **:** Composante intégrale du correcteur PI.

S : Opérateur de Laplace.

II.11 Etude de simulation :

A partir de l'étude théorique de la structure de la commande vectorielle à flux orienté, nous pouvons élaborer les différents blocs nécessaires à une simulation du procédé. Le schéma d'ensemble est donné par la figure (II.9)

Les paramètres de la machine utilisés dans la simulation sont présentés dans l'annexe.

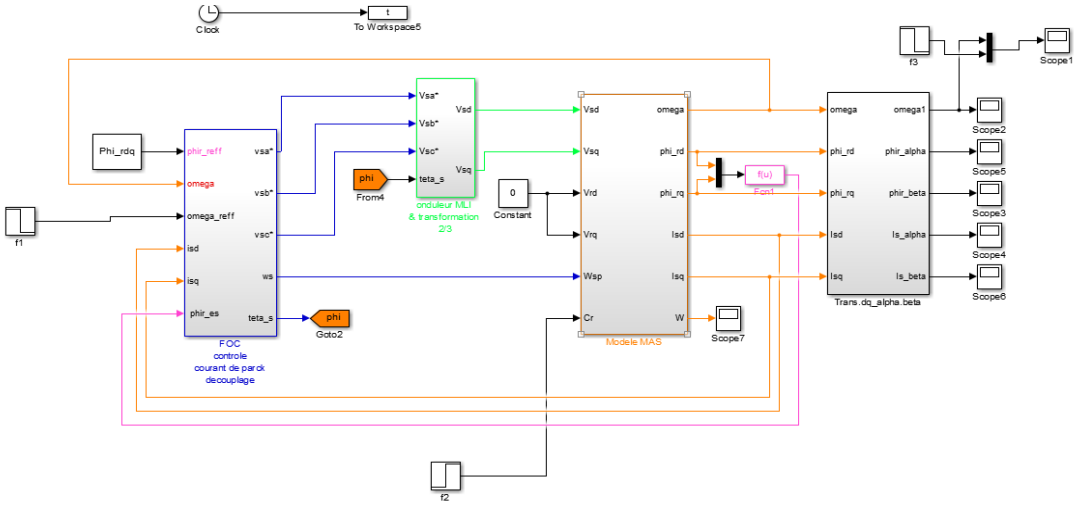


Figure (II.9) : Schéma d'une commande vectorielle directe du flux d'une MAS alimenté en tension.

II.11.1 Résultats de la simulation :

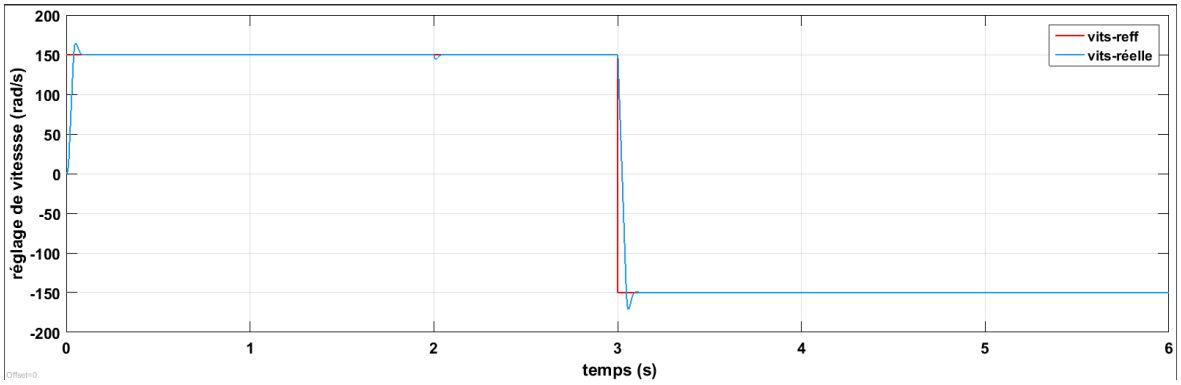


Figure (II.10) : réglage de vitesse en fonction de temps.

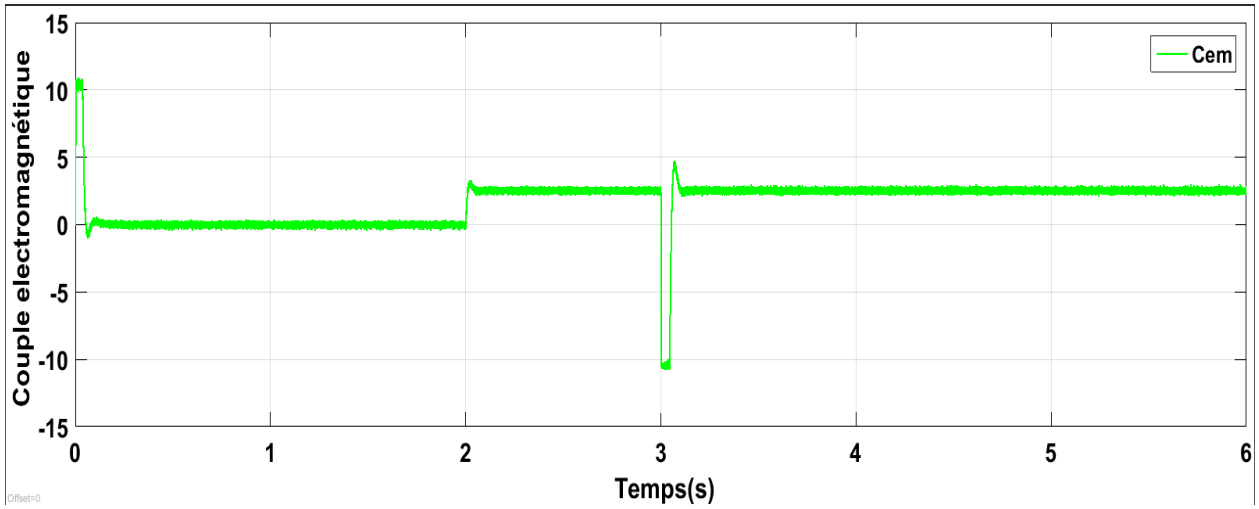


Figure (II.11) : La courbe du couple en fonction du temps.

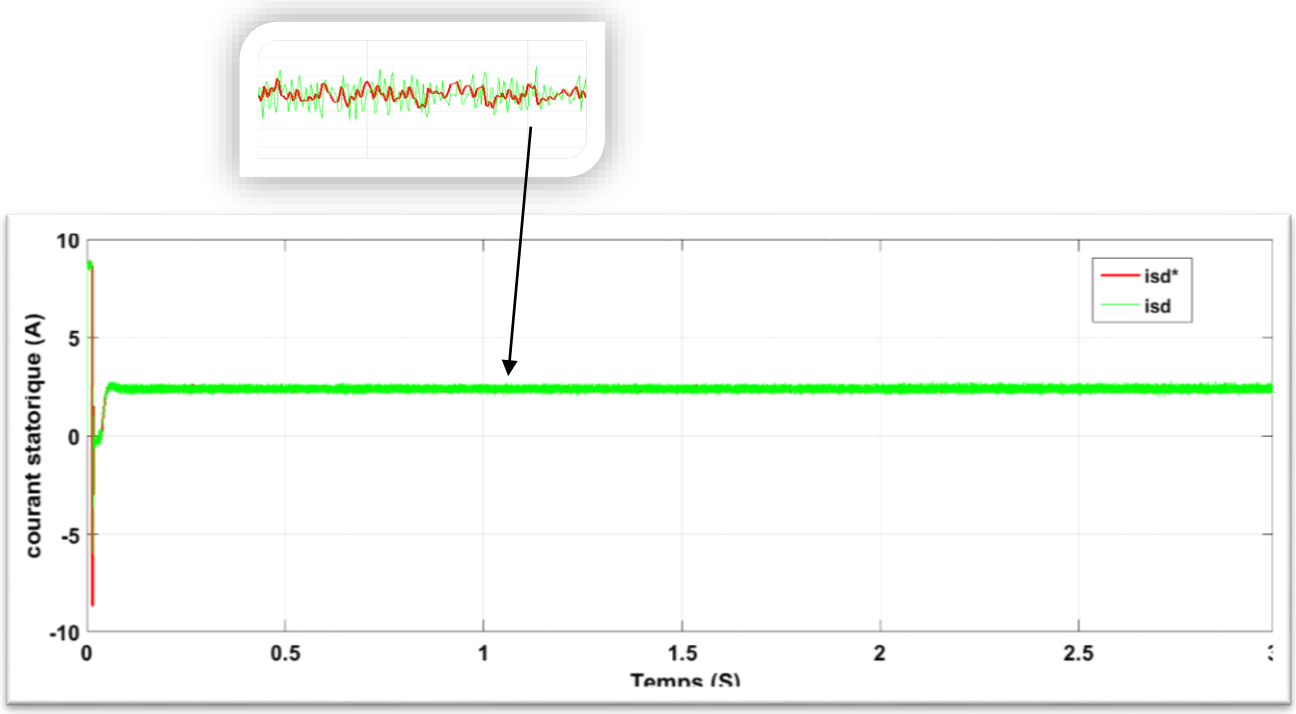


Figure (II.12) : Réglage de courant direct en fonction de temps.

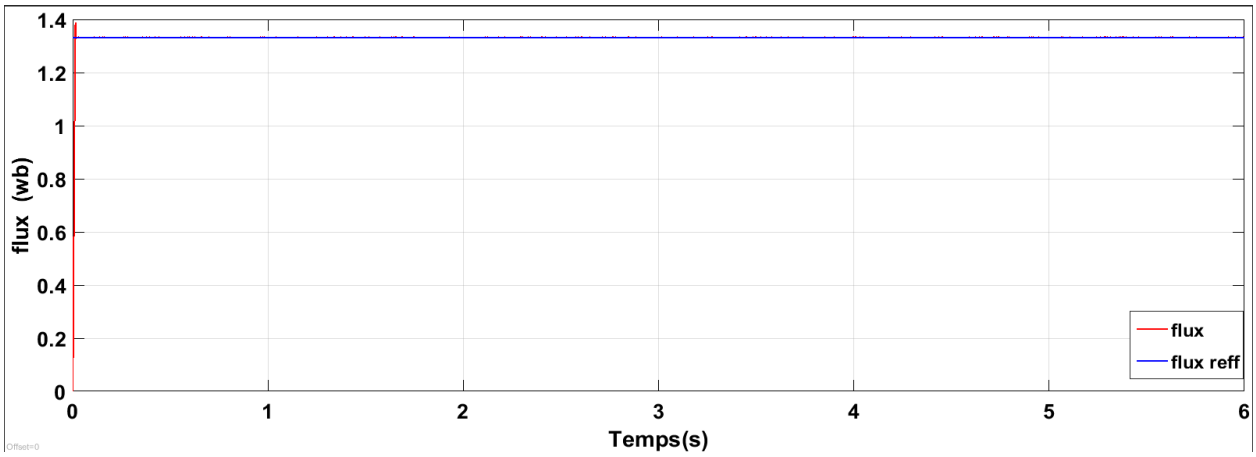


Figure (II.13) : Réglage de flux en fonction de temps

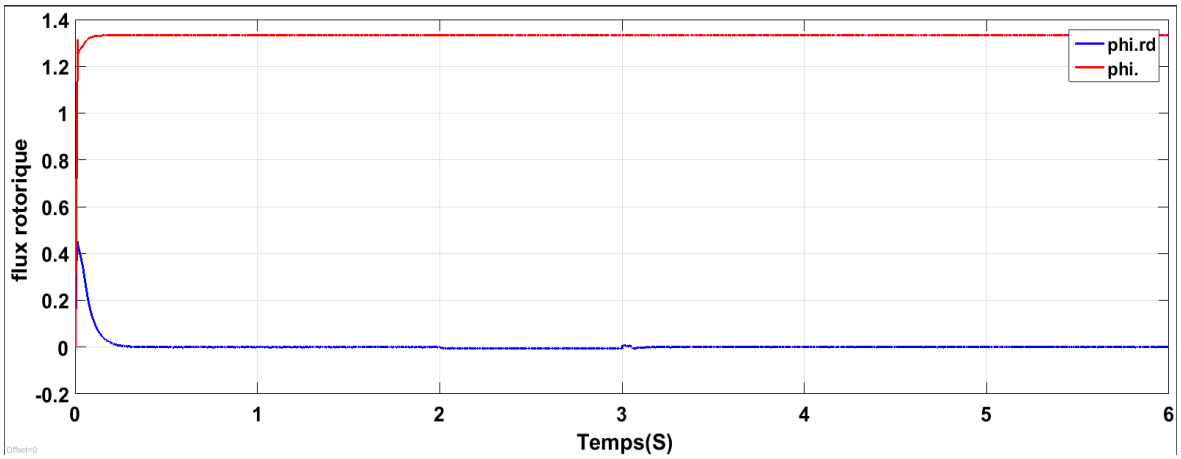


Figure (II.14) : Les flux rotoriques ϕ_{rq} et ϕ_{rd} avec inversion de sens de rotation suivi une variation de charge.

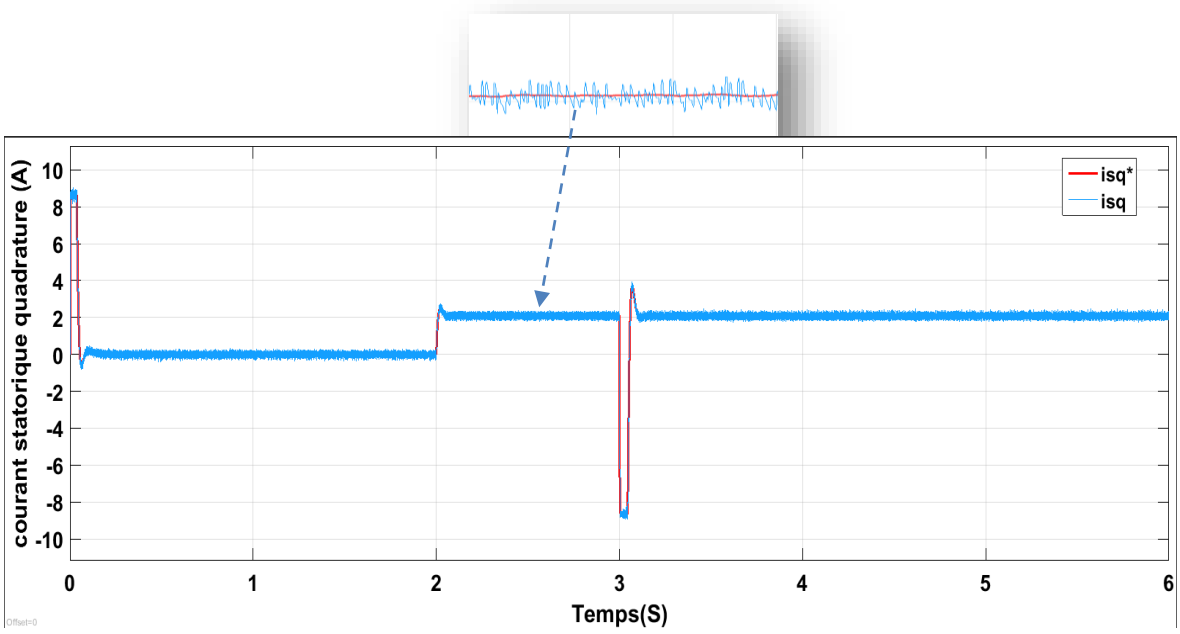


Figure (II.15) : Réglage de courant quadrature en fonction de temps

II.11.2. Interprétation des résultats de simulation :

Figure (II.10) ***:*** Pour la représentation performances de la commande vectorielle avec réglage de vitesse, nous avons effectué un essai par simulation. Nous imposons une vitesse de référence de 150 rad/sec à t=0s puis la vitesse est inversée à -150 rad/sec à t=3s, a t=2s, un couple nominal est appliqué la machine Cr=Cn.

Nous constatons bien que la vitesse de rotation ω_r suit parfaitement sa référence avec une bonne dynamique ce qui montre l'efficacité de ce régulateur.

Les courants suivent leur référence avec précision grâce à l'action de leur correcteur PI, Le flux ϕ_{rq} est nul ce qui montre que le découplage est bien réalisé.

Dès l'application de la charge, on remarque un régime transitoire puis la vitesse retrouve sa référence ce qui montre que le régulateur de vitesse a une bonne dynamique et donne des résultats acceptables.

II.12 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons établi la modélisation et la technique de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté ayant pour principe le découplage entre le couple électromagnétique et le flux. Avec cette orientation du flux, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine asynchrone et nous avons utilisé un réglage conventionnel à base des régulateurs (PI pour flux/courant et IP pour le réglage de vitesse).

Nous avons simulé cette commande en utilisant le logiciel MATLAB/ SIMULINK. Les résultats de simulation que nous avons présentée montrent clairement la réalisation du découplage.

Comme la commande vectorielle à base des régulateurs PI classique est sensible aux perturbations externes et aux variations paramétriques, ce qui affecte sa robustesse. Pour remédier à ce problème, une autre commande vectorielle avancée de la machine asynchrone sera considérée au chapitre suivant.

Les performances de ce dernier restent souvent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander (non linéarité, variation des paramètres).

Chapitre III :
Commande avancée de la MAS

III.I Introduction :

Aujourd'hui, les techniques de contrôle avancées (mode glissant et contrôle de backstepping) deviennent l'un des domaines de recherche les plus actifs. Il utilise des ordinateurs puissants et divers outils logiciels. En fait, cela a permis de synthétiser plus facilement des lois de commande avancée et de les mettre en œuvre sans en avoir besoin [14].

Les différentes techniques de contrôle utilisées sont :

- Commande par backstepping
- Commande par mode glissant

Le choix de ces différentes techniques de commande non linéaire est fait en considérant les principaux avantages qu'elles peuvent offrir. C'est-à-dire :

1. Stabilité au sens de Lyapunov.
2. Robustesse et dynamique de trajectoire souhaitables.
3. Prise en compte de toutes les non-linéarités du système. [15]

III.1 Commande par Backstepping :

La théorie de commande non linéaire a été le sujet de développements intenses pendant les deux dernières décennies. Les outils développés dans ce secteur sont appliqués à l'étape de la conception et à l'exécution des unités de commande dans les systèmes non linéaires. Comparativement aux anciens outils, actuellement ces derniers sont devenus plus structurés et mieux développés. L'un des outils les plus connus est la théorie de Backstepping. Cette méthode donne un outil pour la conception récursive de la loi de commande basée sur la théorie de Lyapunov. [17]

Les lois de commande classique donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Ces lois de commande classiques peuvent être insuffisantes et non robustes lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont exigées. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations paramétriques, aux perturbations et aux non linéarités, d'où la conception d'un contrôleur pour un tel système peut souvent s'avérer une tâche difficile voire impossible. La technique du Backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème [18].

III.2 Principe :

La technique de commande Backstepping est une méthode récursive qui permet déconstruire une loi de commande qui garantit la stabilité du système. Elle propose une méthode de synthèse systématique destinée à la classe des systèmes non linéaires ayant une forme triangulaire.

Elle est basée sur la décomposition du système entier de commande, qui est généralement multi variable (MIMO) et d'ordre élevé en une cascade de sous-systèmes de commande du premier ordre. Pour chaque sous système, une loi de commande dite virtuelle est calculée. Cette dernière servira comme référence pour le sous-système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour le système complet. Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation. La détermination des lois de commande qui découle de cette approche est basée sur l'emploi des fonctions de Lyapunov de commande (CLF). [19]

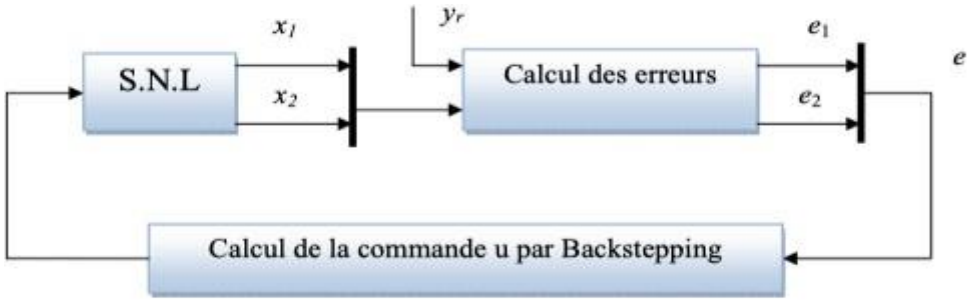


Figure (III.1) : principe du contrôle par Backstepping.

III.3 Méthodes de Lyapunov :

La commande des systèmes non linéaires s'appuie sur deux approches possibles. La première vise de linéariser le système à commander, afin de profiter des techniques consacrées aux systèmes linéaires. La deuxième approche consiste à trouver une fonction de Commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. Telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé. La technique du Backstepping permet de réduire avantageusement cette complexité. L'analyse de la stabilité dans le cadre de l'utilisation du Backstepping est basée sur les méthodes de Lyapunov qui constituent un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant. **[19]**

III.3.1 Première méthode de Lyapunov :

Le théorème de stabilité locale de Lyapunov, connu sous le nom de première méthode permet de se prononcer sur la linéarisation de la dynamique d'un système autour d'un point d'équilibre.

Cette méthode apporte une validité théorique à la technique de linéarisation. Elle mentionne que : [20]

- Si le système linéarisé est asymptotiquement stable, il y a stabilitéasymptotique.
- Si le système linéarisé est instable, il y a instabilité.

III.3.2 Deuxième méthode de Lyapunov :

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Le principe de cette méthode consiste à analyser la stabilité du système, sans même résoudre les équations différentielles non linéaires qui le régissent. La stabilité dépend uniquement de l'étude des variations (signe de la dérivée) de l'énergie, ou d'une fonction qui lui est équivalente, le long de la trajectoire du système. L'étude de la stabilité d'un système caractérisé par un vecteur d'état, consiste alors à chercher une fonction ***V(x)*** (représentative de l'énergie) de signe défini, dont la dérivée $\boldsymbol{(dV/dt)}$ est semi-définie et de signe opposé dans le même domaine. **[19]**

III.4 Avantages de la commande de backstepping :

L'avantage de la technique du backstepping est qu'elle peut être combinée avec d'autres techniques automatisées modernes visant à améliorer les performances. Il y a la commande par modes glissants non linéaires est l'une des techniques de backstepping avec procédure très simples. Un autre correctif a également été apporté pour améliorer la robustesse des commandes. Pour être en mesure d'éliminer les erreurs résiduelles, en présence des perturbations de valeur moyenne non nulle, une action intégrale est introduite dans le régulateur est réalisée par backstepping. [15]

III.5 Application du Backstepping a la MAS :

La technique de commande par Backstepping est une méthode de synthèse non Linéaire quand il est difficile d'appliquer la méthode directe de Lyapunov L'application du Backstepping à la commande de la machine est divisée en deux Etapes [16]

Etape 1 :

III.5.1 Contrôle du flux et de la vitesse :

Dans cette première étape, nous définissions les erreurs $e_1$et e_2 qui représentent respectivement l'erreur entre la vitesse réelle ω_r et la vitesse de référence

$$\begin{cases} e_1 = \phi_{dref} - \phi_d \\ e_2 = \omega_{ref} - \omega_r \end{cases} \quad \text{(III.1)}$$

La dérivée des deux erreurs est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e_1} = \phi_{dref} - \dfrac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sd} - \dfrac{L_r}{L_r} \phi_d \\ \dot{e_2} = \omega_{ref} - \dfrac{pM_{sr}}{Lr} i_{sq} \phi_{rd} + \dfrac{f}{J} \omega_r + \dfrac{p}{J} T_r \end{cases} \quad \text{(III.2)}$$

La première fonction de lyapunov est définie par :

$$V_1 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) \quad \text{(III.3)}$$

La dérivée de cette fonction est donnée par :

$$\dot{V_1} = e_1 \dot{e_1} + e_2 \dot{e_2} \quad \text{(III.4)}$$

$$= e_1 \left(\dot{\phi}_{ref} + \frac{1}{T_r}(\phi_d - M_{sr} i_{sd}) \right) + e_2 \left(\dot{\omega}_{ref} - \frac{pM_{sr}}{JL_r} \phi_d i_{sq} + \frac{F}{J} \omega + \frac{C_r}{J} \right) \quad \text{(III.5)}$$

On choisit comme commande pour ce premier sous système pour que la dérivée de la fonction de Lyapunov choisie soit définie négative :

$$\begin{cases} i_{sd}^{*} = \dfrac{T_r}{Msr} \left(\dfrac{1}{T_r} \phi_{rd} + \dot{\phi}_{rd}^{*} + k_1 e_1 \right) \\ i_{sq}^{*} = \dfrac{JL_r}{p^2 Msr \phi_{rd}} \left(\dfrac{f}{J} \omega_r + \dot{\omega}_r^{*} + \dfrac{p}{J} C_r + k_2 e_2 \right) \end{cases} \quad \text{(III.6)}$$

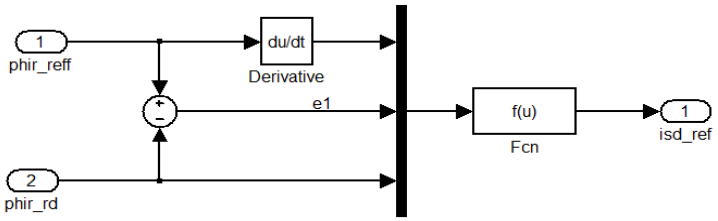


Figure (III.2) : Schéma bloc de calcul du i_{sd_ref}

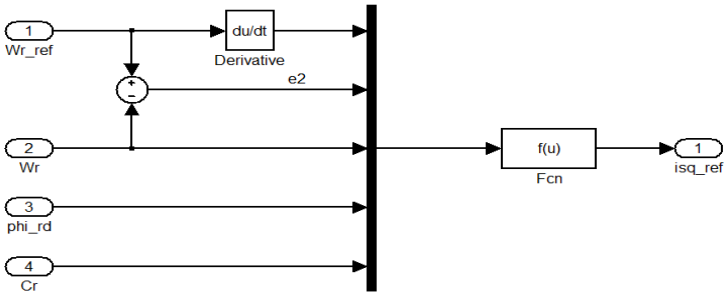


Figure (III.3) : Schéma bloc de calcul du i_{sq_ref}

K_1 et k_2 sont des constantes positives

Avec cette structure de commande calculée on assure que le premier sous système soit asymptotiquement stable

Etape 02 :

III.5.2 Contrôle de courant :

Dans cette deuxième étape, nous définissons deux nouvelles erreurs e_d et e_q qui représentent les erreurs sur les composantes du courant statorique, puis nous calculons la loi de commande pour le deuxième sous système pour assurer la convergence asymptotique vers les deux références

Donc :

$$\begin{cases} e_d = i_{sdref} - i_{sd} \\ e_q = i_{sqref} - i_{sq} \end{cases} \quad \text{(III.7)}$$

La dérivée des deux erreurs est donnée par :

$$\begin{cases} e_d = \dot{i}_{sdref} - L_s\sigma(i_{sdref} + (\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma})\dot{i}_{sd} - \omega_s i_{sq} - (\frac{1-\sigma}{T_r L_m\sigma})\phi_d - \frac{1}{L_s\sigma}V_{ds} \\ e_q = \dot{i}_{sqref} + (\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma})i_{sq} - \omega_s i_{sd} - (\frac{1-\sigma}{T_r L_m\sigma})\omega_r\phi_d - \frac{1}{L_s\sigma}V_{qs} \end{cases} \quad \text{(III.8)}$$

De même on a la deuxième fonction de lyapunov est donnée par :

$$V_2 = \frac{1}{2}(e_d^2 + e_q^2) \quad \text{(III.9)}$$

La dérivée de cette fonction est donnée par :

$$\dot{V}_2 = e_d\dot{e}_d + e_q\dot{e}_q \quad \text{(III.10)}$$

On choisit comme commande calculée on assure que le deuxième sous système soit asymptotiquement stable et par conséquent, le système entier soit asymptotiquement Stable aussi

$$V_{sd}^{*} = L_s\sigma(\dot{i}_{sdref} + (\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma})i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \left(\frac{1-\sigma}{T_r M_{sr}}\right)\phi_d + k_3 e_d \quad \text{(III.11)}$$

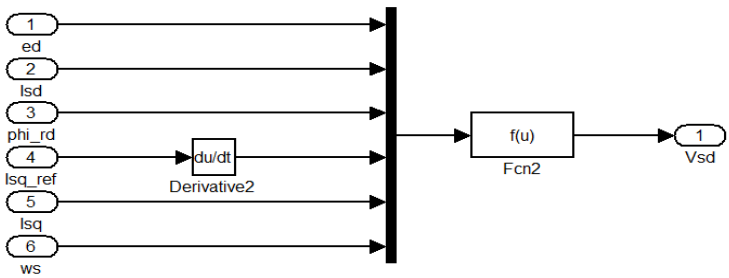


Figure (III.4) : Schéma bloc de calcul du V_{sd_ref}

$$V_{sqref} = \sigma Ls(\dot{i}_{sq\,ref} + (\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma})i_{sq} + \omega_s i_{sd} - \left(\frac{1-\sigma}{M_{sr}\sigma}\right)\omega_r\phi_d + k_4 e_q \quad \text{(III.12)}$$

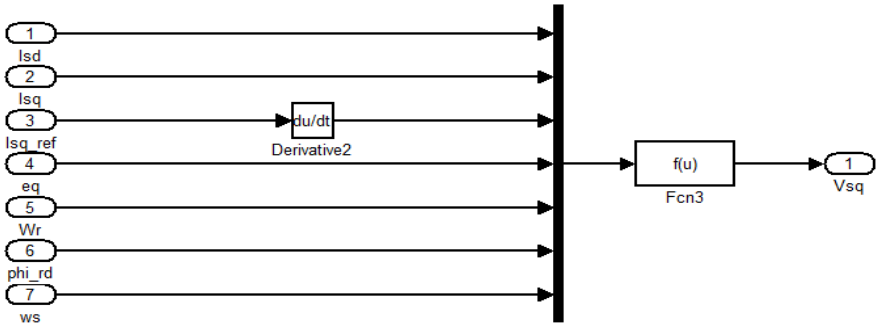


Figure (III.5) : Schéma bloc de calcul du V_{sq_ref}

III.6 Résultats de la simulation :

Nous avons effectué des tests de simulations pour cette commande avec les mêmes conditions prise lors de la commande avec les régulateurs classiques.

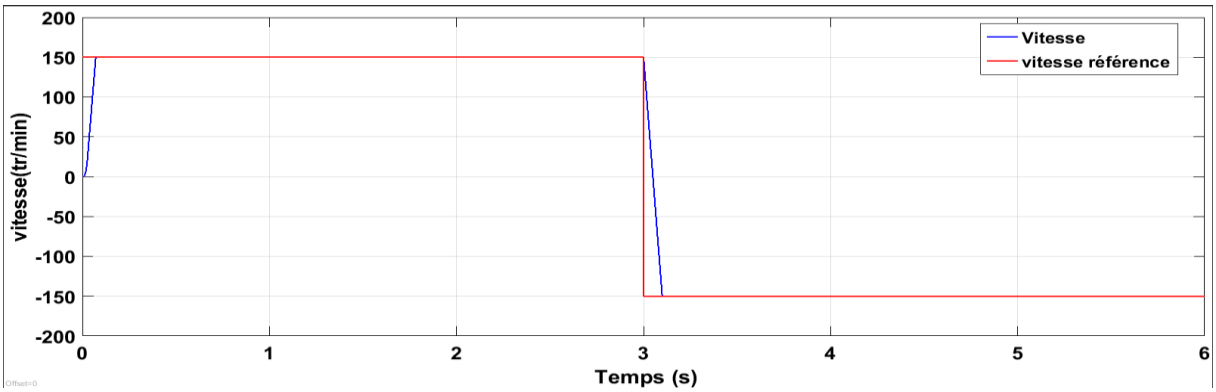


Figure (III.6) : réglage de vitesse en fonction de temps .

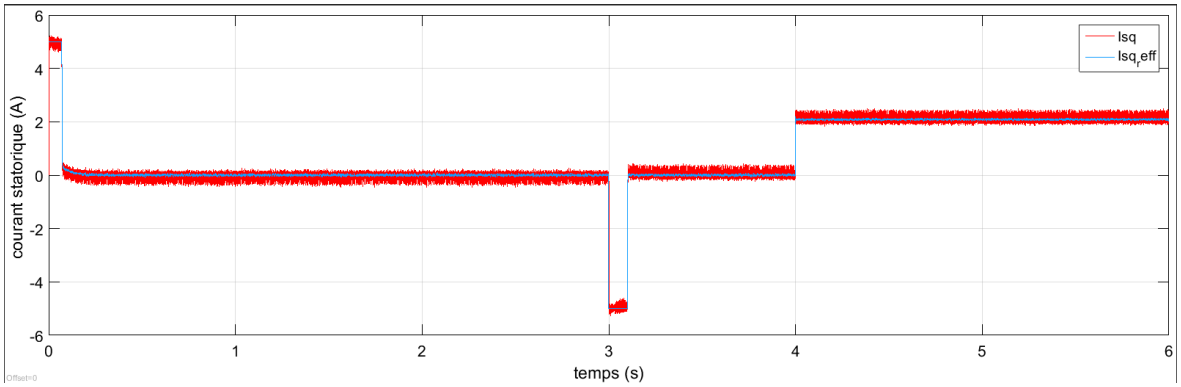


Figure (III.7) : réglage courant quadrature en fonction de temps

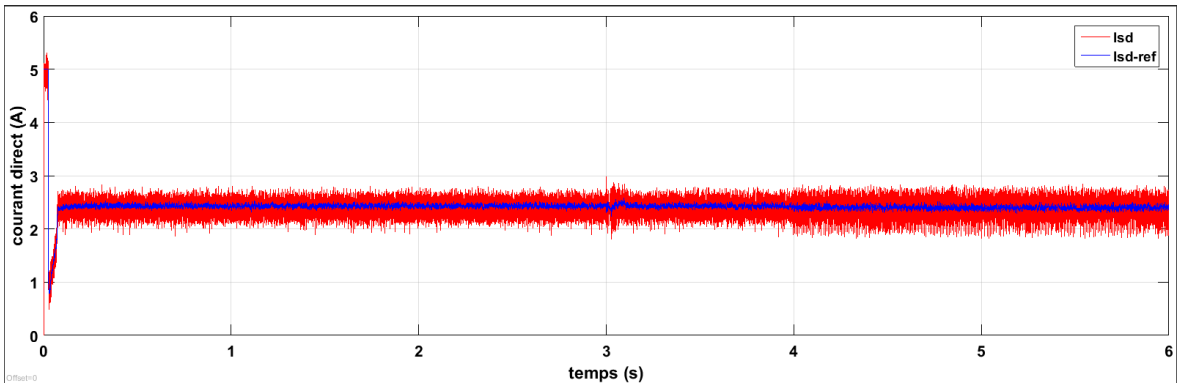


Figure (III.8) : réglage courant direct en fonction de temps.

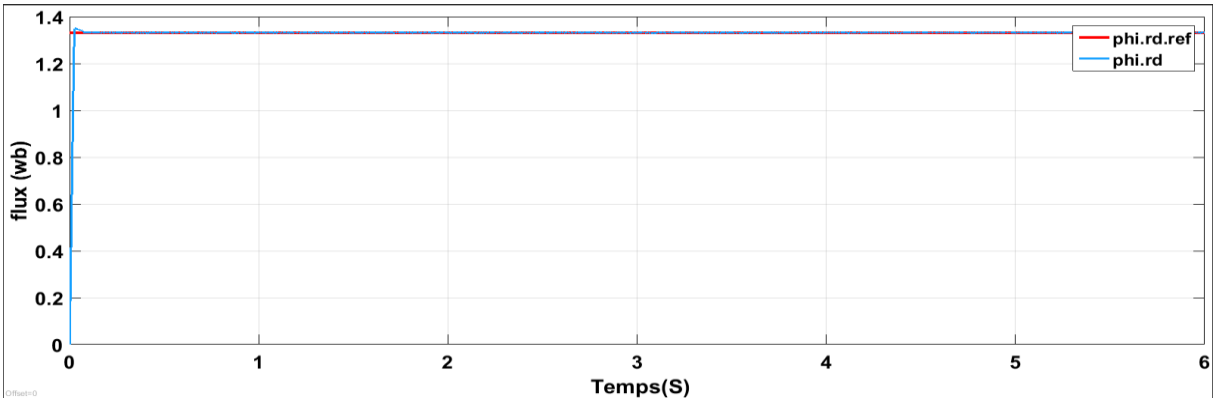


Figure (III.9) : Réglage de flux en fonction de temps

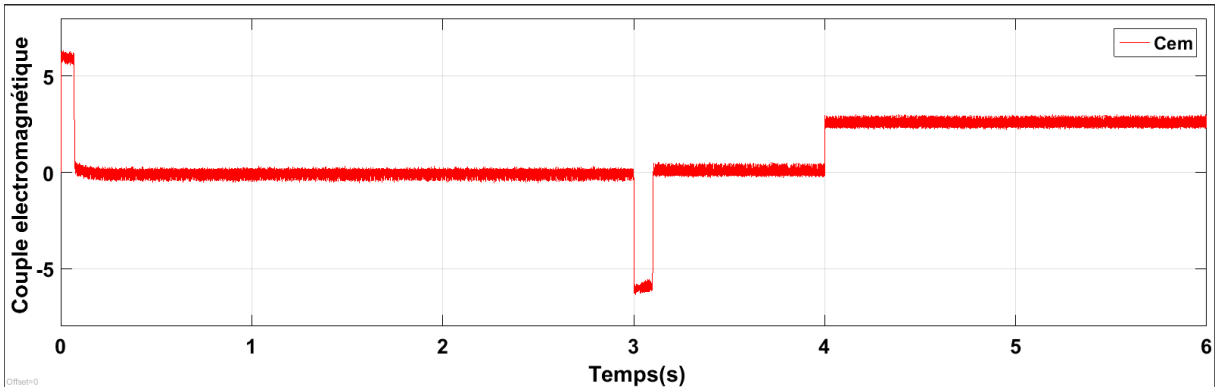


Figure (III.10) : La courbe du couple en fonction du temps.

III.6.1 Interprétation des résultats :

Nous constatons bien que la vitesse de rotation ω_r suit parfaitement sa référence avec une bonne dynamique ce qui montre l'efficacité de ce régulateur, de même pour les courants, Le flux ϕ_{rq} est nul ce qui montre que le découplage est bien réalisé, on remarque que cette commande rejette l'effet du couple de charge

III.7 Commande du mode glissant :

Les lois de commande classique donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes, surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commandes insensibles aux variations de paramètres aux perturbations et aux non linéarités. Pour cela on utilise la commande par mode de glissement. [22]

La commande par mode glissant (sliding mode) est une technique de commande non Linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. Cette commande est utilisée pour le contrôle des systèmes linéaires et non linéaires. Le mode glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. [23]

III.8 Principe de la commande par mode de glissement :

La théorie des systèmes à structures variables (modes de glissement) est une méthode de commande non linéaire et se caractérise par une discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation nommée surface de glissement. La technique du mode glissant consiste à placer la trajectoire d'état du système sur une surface de glissement et à la commuter autour d'elle vers un point d'équilibre en utilisant une commutation appropriée. Il se produit donc un phénomène de glissement. En résumé, le contrôle du régime glissant est divisé en deux parties.

- Détermination de la région de l'espace d'état dans laquelle le système existait autrefois

Dans cette région, vous obtenez le comportement souhaité.

- Définition de la loi de commande qui guide le système dans cette région de l'espace d'état. [14]

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il dispose d'une sélection de fonction et d'une logique de commutation. Cette sélection permet au système de passer d'une structure à l'autre à tout moment. De plus, de tels systèmes peuvent avoir de nouvelles propriétés qui ne sont pas présentes dans toutes les structures.

La commande en mode glissant des systèmes à structure variable ramène la trajectoire de l'état vers la surface. Et forcé d'y rester avec l'aide de méthodes de commutation. Près de cette surface.

Ce dernier est appelé surface de glissement et le mouvement qui se produit le long de celui-ci est appelé mouvement de glissement.

Une trajectoire dans le plan de phase se compose de trois parties distinctes :

- Mode de convergence -MC- :

C'est le mode dans lequel la variable à régler se déplace d'un point de départ arbitraire dans le plan de phase vers le plan de commutation S (x, y)=0 (pour le cas 2D). Ce mode est caractérisé par une loi de commande et un critère de convergence.

- Mode glissement -MG- :

C'est le mode dans lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase.

La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement S(x,y).

- Mode du régime permanent ou d'état stable -MRP- :

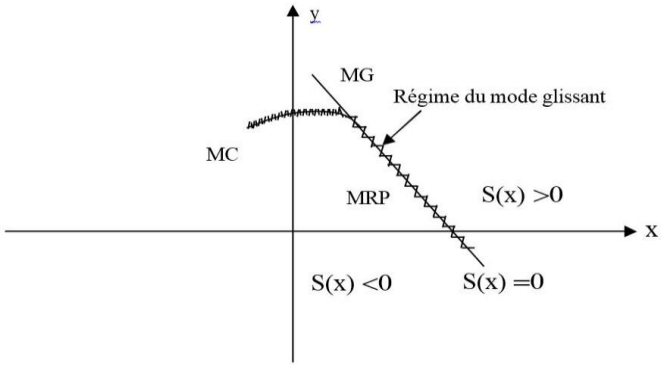


Figure (III.11) : Différents mode pour la trajectoire dans le plant de Phase

Ce mode est ajouté pour étudier la réponse du système près du point d'équilibre (origine du plan de phase) et se caractérise par la qualité et les performances de la commande.

III.8.1 La fonction de commutation :

C'est le premier critère de convergence proposé et considéré par Emilianov et Utkin, est de donner à la surface une dynamique de convergence vers zéro. Il est donné par :

$$\begin{cases} \dot{s}(x) > 0 \; si \; s(x) < 0 \\ \dot{s}(x) < 0 \; si \; s(x) > 0 \end{cases} \qquad \text{(III.13)}$$

III.8.2 La fonction de Lyapunov :

A cet effet la fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive avec V(x)>0 pour les variables d'état du système. Cette fonction doit réduire la loi de commande $\dot{v}(x)$<0.

L'idée est de choisir une fonction scalaire S(x) pour assurer une attractivité variable à contrôler et aussi de mettre en œuvre la commande u de sorte qu'elle opère vers sa valeur de référence et que le carré de la surface soit la fonction LYAPUNOV.

Par la suite, nous définissons la fonction de lyapunov ci-dessous :

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit :

$$V(x)=\frac{1}{2}S^{2}(x) \qquad \text{(III.14)}$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x)=S(x)\dot{S}(x) \qquad \text{(III.15)}$$

Pour que la fonction V(x) puisse décroître, il suffit d'assurer que la dérivée soit négative. Ceci n'est vérifié que si la condition (III.14) est vérifiée l'équation (III.15) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par $s^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie [24]

Dans ce cas la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une consent la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre stabilisante (U_n).

III.8.3 Calcul de la commande :

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre la stabilité (U_n).

$U_{eq}(t)$: correspond à la commande équivalente proposée par *Filipov* et Utkin. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x)=0$

$U_n(t)$: La commande discrète U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence $S(x)\dot{S}(x)<0$. En dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système. Afin de mettre en évidence développement précédent, on considère le système d'état On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande u. La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x)=\frac{\delta s}{\delta t}=\frac{\delta s}{\delta x}\frac{\delta x}{\delta t} \qquad \text{(III.16)}$$

$$\dot{S}(x) = \frac{\delta s}{\delta x}\{([A].[X] + [B]U_{eq})\} + \frac{\delta s}{\delta x}[B]U_n \quad \text{(III.17)}$$

Durant le mode de glissement en régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = -\{\frac{\delta s}{\delta x}[B]\}^{-1}\{\frac{\delta s}{\delta x}[A].[X]\} \quad \text{(III.18)}$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\dot{S}(x) = \frac{\delta s}{\delta x}[B]U_n \quad \text{(III.19)}$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$S(x)\frac{\delta s}{\delta x}[B]U_n \prec 0 \quad \text{(III.20)}$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de *Un* doit être opposé à celui de $S(x)\frac{\delta s}{\delta x}[B]$ La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction sign

$$U_n = K_x Sign((S(x))) \quad \text{(III.21)}$$

Le signe de K_x doit être différent de celui de $\frac{\delta s}{\delta x}[B]$

En mode de glissement, la commande discontinue commute entre deux valeurs (±k) à une fréquence théoriquement infinie. Ceci est impossible à réaliser d'une part de la présence d'un temps de retard pour le calcul de la commande. Par conséquent, ces oscillations à hautes fréquences se produisent, ce phénomène et dit phénomène de broutement (Chattering).

Pour remédier au problème du phénomène de broutement, la fonction ***sign*** est remplacée par une fonction ***adoucie*** continue définie au voisinage des limites des surfaces de glissement

$$smooth(S(x)) = \tanh(s(x)) = \frac{e^{x} - e^{-x}}{e^{x} + e^{-x}} \quad \text{(III.22)}$$

III.9 Application de la commande par mode glissant à la MAS :

On prend les surfaces suivantes :

$$\begin{aligned} S(\omega) &= \omega_{ref} - \omega \\ S(\phi_d) &= \phi_{ref} - \phi_d \\ S(i_{sd}) &= i_{sdref} - i_{sd} \\ S(i_{sq}) &= i_{sqref} - i_{sq} \end{aligned} \qquad \text{(III.23)}$$

III.9.1 Pour le régulateur du flux :

La condition nécessaire pour que les états du système suivent la trajectoire définie par les surfaces de glissement est $\dot{S} = 0$ ce qui nous ramène à définir la commande équivalente du module de flux rotorique de la façon suivante

$$\dot{S}(\phi_d) = \dot{\phi}_{ref} - \dot{\phi}_d \qquad \text{(III.24)}$$

$$= \dot{\phi}_{ref} + \frac{1}{T_r}(\phi_d - M_{sr} i_{sd}) \qquad \text{(III.25)}$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\phi_d) = 0 \Rightarrow \dot{S}(\phi_d) = 0 \qquad \text{(III.26)}$$

$$i_{sdeq} = \frac{1}{M_{sr}}\left(T_r \dot{\phi}_{ref} + \phi_d\right) \qquad \text{(III.27)}$$

Durant le mode de convergence, nous avons :

$$S(\phi_d)\dot{S}(\phi_d) \le 0 \qquad \text{(III.28)}$$

La proposition suivante donnée assure l'attractivité, soit :

$$i_{sdn} = K_f \tanh S(\phi_d) \qquad \text{(III.29)}$$

$$i_{sdref} = i_{sdeq} + i_{sdn} \qquad \text{(III.30)}$$

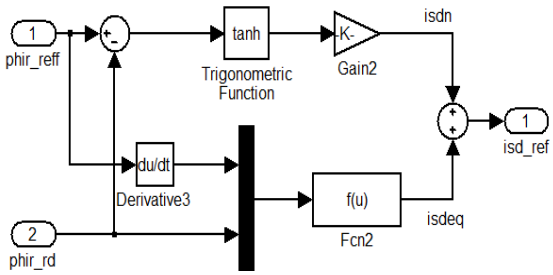


Figure (III.12) : Schéma bloc de calcul du i_{sd_ref}

III.9.2 Pour le régulateur de vitesse :

De même façon, la synthèse de la commande de la vitesse est, comme suit

$$\dot{S}(\omega) = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega} \tag{III.31}$$

$$\dot{\omega}_{ref} - \frac{pM_{sr}}{JL_r}\phi_d i_{sq} + \frac{Cr}{J} + \frac{F\omega}{J} = 0 \tag{III.32}$$

$$i_{sqeq} = \frac{L_r}{pM_{sr}\phi_d}\left(J\dot{\omega}_{ref} + C_r + F\omega\right) \tag{III.33}$$

La commande qui assure l'attractivité est

$$i_{sqn} = K_\omega \tanh S(\omega) \tag{III.34}$$

$$i_{sqref} = i_{sqeq} + i_{sqn} \tag{III.35}$$

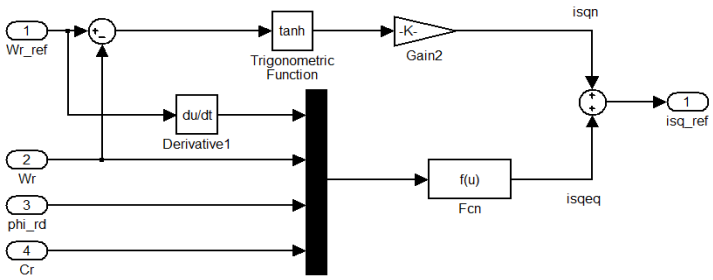


Figure (III.13) : Schéma bloc de calcul du i_{sq_ref}

III.9.3 Pour la commande de la composante directe du courant statorique :

$$\dot{S}(i_{sd}) = \dot{i}_{sdref} - \dot{isd} \tag{III.36}$$

$$\dot{i}_{sdref} + R_{sm} isd - \omega_s i_{sq} - \frac{M_{sr}}{T_r L_r}\phi_{rd} - \frac{1}{\sigma L_s} vsd = 0 \tag{III.37}$$

Donc :

$$V_{sdeq} = \sigma L_s\left(\dot{i}_{sdref} + R_{sm} i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \frac{M_{sr}}{T_r L_r}\phi_d\right) \tag{III.38}$$

$$R_{sm} = R_s + R_r\left(\frac{M_{sr}^{\,2}}{L_r^{\,2}}\right) \tag{III.39}$$

En assurant la commande d'attractivité par

$$V_{sdn} = K_d \tanh S(i_{sd}) \tag{III.40}$$

$$V_{sdref} = V_{sdeq} + V_{sdn} \tag{III.41}$$

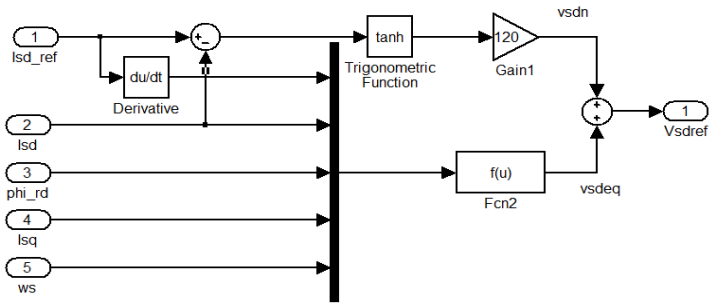


Figure (III.14) : Schéma bloc de calcul du V_{sd_ref}

III.9.4 Pour la commande de la composante en quadratique du courant statorique :

D'après la dérivée de la surface du courant i_{sq} on peut exprimer la tension du contrôle sur l'axe q

$$\dot{S}\left(i_{sq}\right)=i_{sqref}-i_{sq} \tag{III.42}$$

$$\dot{i}_{sqref}+R_{sm}i_{sq}+\omega_s i_{sq}+\frac{Msr}{Lr}\omega_r\phi_d-\frac{1}{\sigma Ls}V_{sq}=0 \tag{III.43}$$

$$V_{sqeq}=\sigma L_s\left(\dot{i}_{sqref}+R_{sm}i_{sq}+\omega_s i_{sq}+\frac{M_{sr}}{L_r}\omega_r\phi_d\right) \tag{III.44}$$

La commande d'attractivité est assurée par

$$V_{sqn}=K_q\tanh S\left(i_{sq}\right) \tag{III.45}$$

$$V_{sqref}=V_{sqeq}+V_{sqn} \tag{III.46}$$

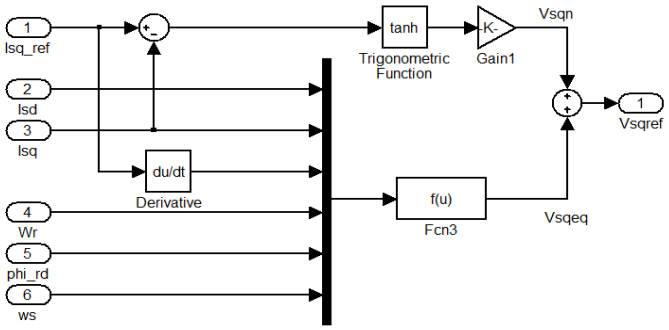


Figure (III.15) : Schéma bloc de calcul du V_{sq_ref}

III.10 Résultats de simulations :

Nous avons effectué des tests de simulations pour cette commande avec les mêmes conditions prise lors de la commande avec les régulateurs classiques et régulateur de Backstepping, un bon choix des gains peut assurer que les erreurs de poursuite de vitesse et de flux soit chasement nul

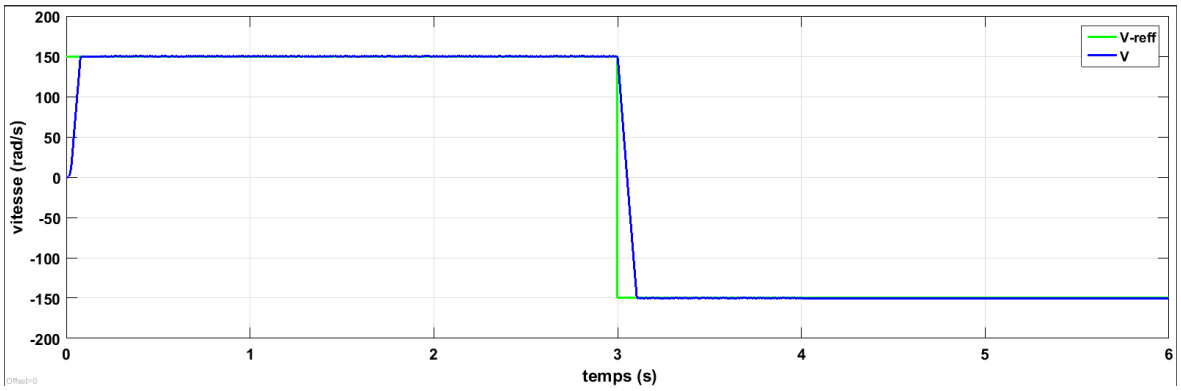


Figure (III.16) : réglage de vitesse en fonction de temps.

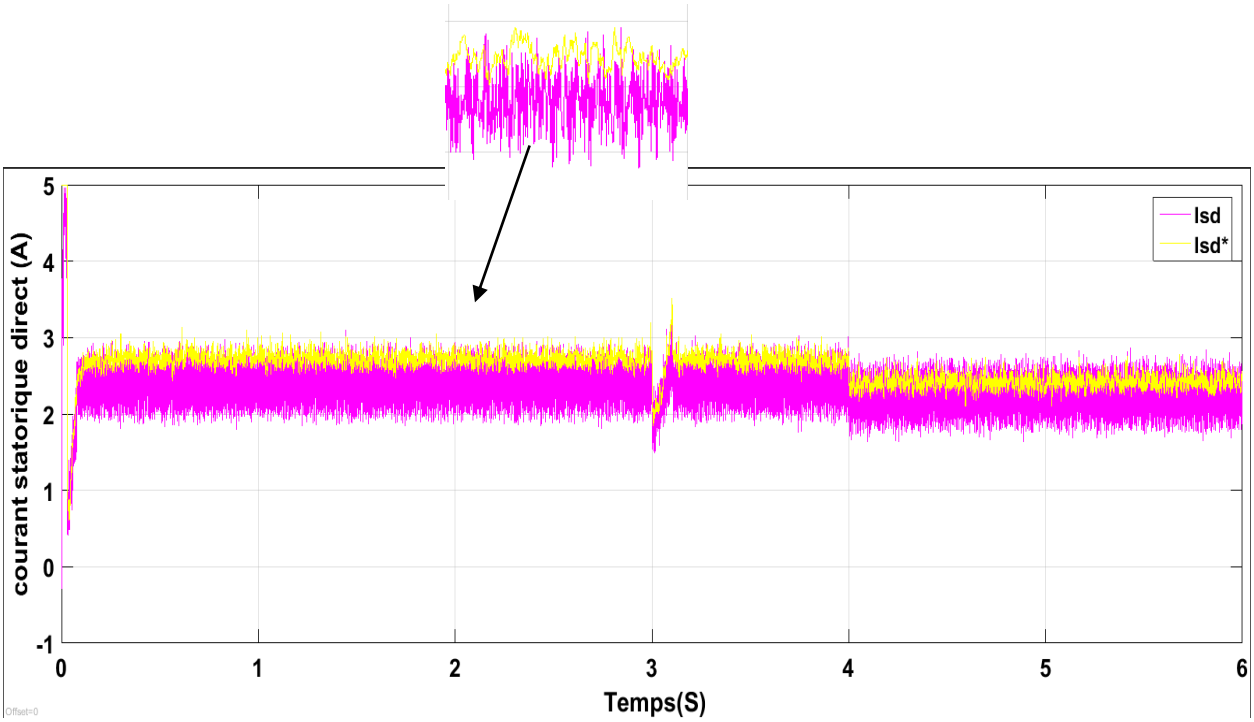


Figure (III.17) : réglage de courant direct en fonction de temps.

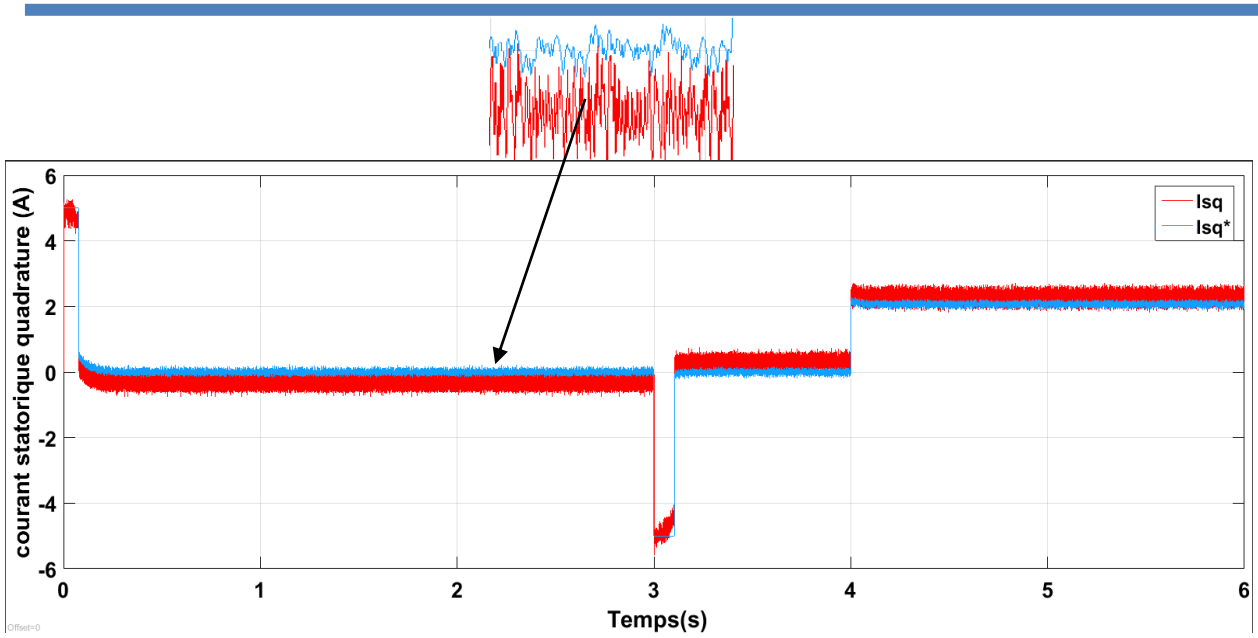


Figure (III.18) : La courbe de courant statorique quadrature en fonction du temps

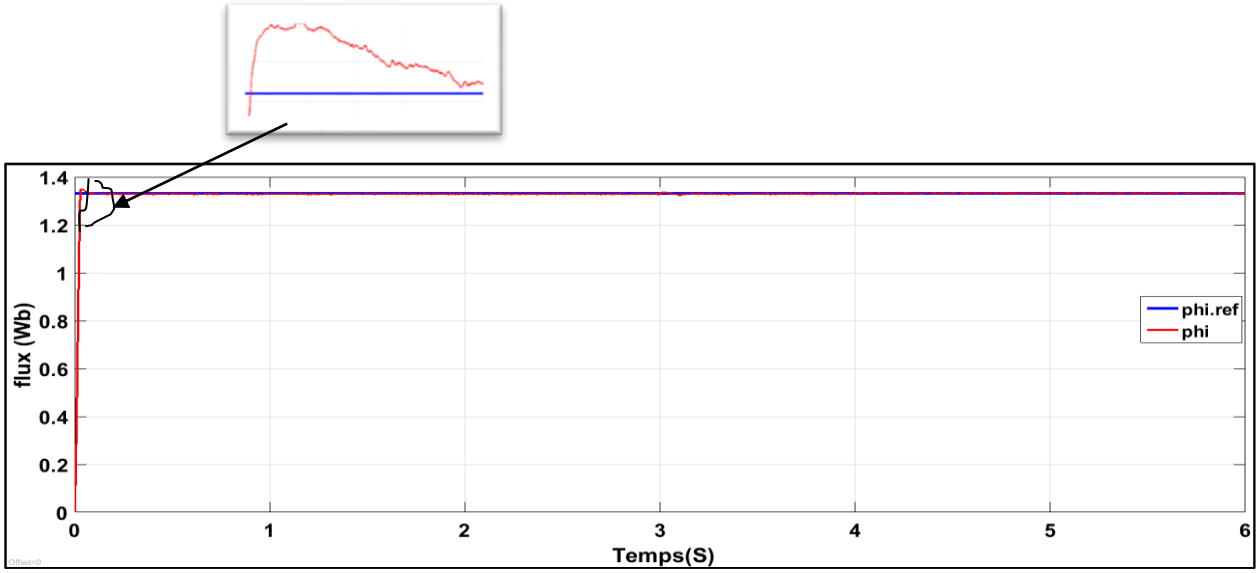


Figure (III.19) : Réglage de flux en fonction de temps

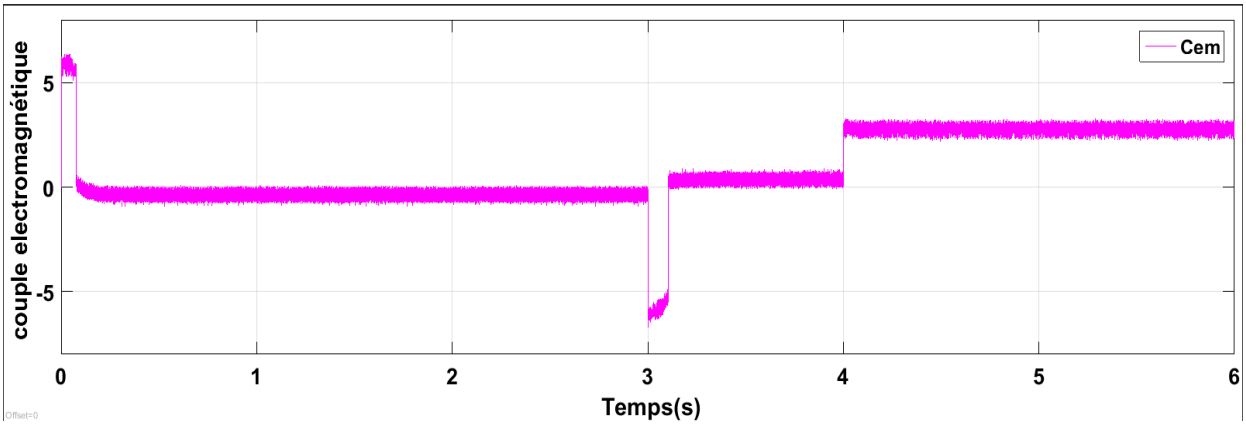


Figure (III.20) : courbes d'électromagnétique en fonction de temps

III.10.1 Interprétation des résultats :

La commande que nous avons développée assure un bon découplage et rejette l'effet du couple de charge, elle assure un temps de réponse rapide en vitesse. On remarque que les courants i_{sd} , i_{sq} suivent leurs références, mais leurs formes ne sont pas parfaitement lisses. On remarque des perturbations qui désignent le phénomène de broutement (chattering)

III.11 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux commandes appliquées à une machine asynchrone, la commande par backstepping et la commande par mode glissant, où nous avons présenté le modèle de la théorie de base de ces commandes, ensuite nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour ces commandes.

Dans la première partie la commande Backstepping est établie étape par étape tout en assurant la stabilité du moteur par un choix convenable de la fonction de Lyapunov. Cette commande D'après les résultats de simulation, on constate que la commande Backstepping du MAS est robuste vis-à vis les perturbations externes. Elle donne des bons résultats au niveau du découplage entre le flux et le couple ainsi au niveau de régulation de vitesse.

Dans la deuxième partie concerne la conception de commande par mode glissant, le choix convenable des surfaces de commutation est une étape très essentielle dans la commande, car il permet d'obtenir de hautes performances s'adaptant parfaitement aux systèmes non linéaires.

Les résultats de simulations obtenus avec la commande par mode glissant nous montrent la différence entre la commande vectorielle et la commande par mode de glissement, où ce dernier est plus robuste lors de la variation du couple de charge avec un temps très réduit. Cette commande est bien meilleure que la commande vectorielle mais son problème elle aussi réside dans le cas où on varie la résistance rotorique, ce qui cause une perturbation dans le " découplage " qui représente la base de toutes les commandes. Malgré ces multiples avantages, il reste le phénomène très important dit phénomène de broutement (chattering), c'est un ensemble de perturbations non désiré par la machine.

CHAPITRE IV :

Commande sans capteur mécanique de la MAS

IV.1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous considérons le contrôle vectoriel du MAS. Capteur mécanique. Cette technique de contrôle introduit un observateur de correction en boucle fermée. Par conséquent, nous commençons nos recherches en introduisant un observateur adaptatif en mode glissant pour l'estimation en boucle fermée des états MAS en temps continu basé sur le mécanisme du gradateur. Réglage de la vitesse. L'estimation est ensuite avancée à l'aide d'un mécanisme de réglage de la vitesse basé sur le mode glissant.

IV.2 Observateur :

Un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système.

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles du moteur asynchrone à partir des mesures accessibles et mesurables du système.

Si le système à observer est déterministe on parle d'observateur (observateur de Luenberger) et lorsque le système est stochastique on parle de filtre (filtre de Kalman).[26]

IV.3 Principe Observateur :

L'objectif d'un observateur consiste à estimer les variables d'état non accessibles ou à défaut l'utilisation d'un capteur n'est pas souhaitable. Cette estimation est réalisée par un système dynamique dont la sortie sera précisément la variable d'état estimée, notée : $\hat{X}$ et l'entrée sera constituée de l'ensemble des informations disponibles, le vecteur d'entrée U et levecteur de sortie Y [27], [28].

IV.3.1 Observateur on boucle ouvert :

Un observateur basé sur un modèle mécanique. Ce type d'observateur est construit à partir de l'équation d'état du système contrôlé. L'observateur doit représenter un modèle du système contrôlé, en supposant que les valeurs initiales des vecteurs d'état du système et de l'observateur sont identiques. [25], [28]. Cette approche de construction de l'observateur présente des inconvénients de précision àcause des contraintes suivantes [28] :

- Difficulté de garantir les mêmes conditions initiales du vecteur d'état du système et de l'observateur.
- Imprécision du modèle vu la variation des paramètres de la machine en cours de fonctionnement.
- Les actions de perturbation sur le système ne sont pas prises en compte sur le modèle, donc, on ne considère que le cas idéal.

IV.3.2 Observateur on boucle ferme :

Un observateur en boucle fermée consiste à reconstruire les grandeurs non mesurables du système à partir des entrées et des sorties mesurables. Ce type d'observateurs est constitué d'un estimateur en boucle ouverte qui porte également le nom du prédicateur et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système [27]. La sortie de l'estimateur est comparée à celle du modèle réel, ensuite, l'erreur résultante est traitée par un comparateur, quiforce cette erreur à converger vers zéro [28].

Le schéma de principe d'un observateur est donné par la figure suivante (Figure IV.1) :

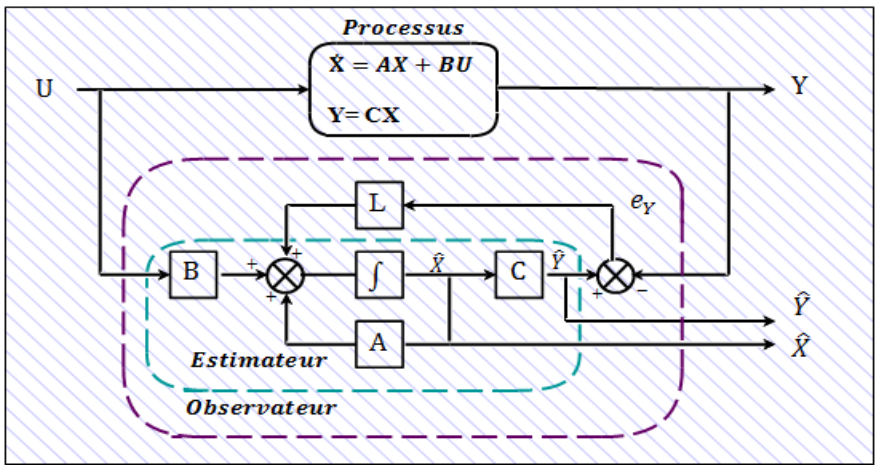


Figure (IV.1) : Schéma de Principe d'un observateur.

A partir du schéma bloc observateur représenté à la Figure **(**IV.1) tous les types d'observateurs peuvent être mis en œuvre. Leur différence réside uniquement dans la composition de la matrice de gain g. Cela détermine la dynamique et la robustesse de l'observateur. Son choix est donc important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut observer l'état [25]. Autrement dit, la matrice g, que nous pouvons choisir nous-mêmes, devrait éliminer l'erreur dans les plus brefs délais.

IV.4 Observateur adaptive Kubota :

La structure de l'observateur adaptatif de Kubota est illustrée à la (figure IV.2).

L'observateur utilise le modèle d'état de la machine à induction décrit en (IV.1) pour le référentiel statorique, et à le vecteur flux rotorique et le courant statorique comme vecteurs d'état.

$$\begin{cases} x = Ax + Bu = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} is \\ \phi_R \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} b_1 \\ 0 \end{pmatrix} Vs \\ y = is = C \begin{pmatrix} IS \\ \phi_R \end{pmatrix} \end{cases} \quad \text{(IV.1)}$$

Avec :

$$A_{11} = -\langle \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \rangle I = a_{r_{11}} \quad \text{(IV.2)}$$

$$A_{12} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\left(\frac{1}{T_r} I - W_r J\right) = a_{r_{12}} I + a_{i12} J \quad \text{(IV.3)}$$

$$A_{21} = \frac{L_m}{T_r} I = a_{r_{21}} I \quad \text{(IV.4)}$$

$$A_{22} = -\frac{1}{T_r} I + W_r J = a_{r_{22}} I + a_{i22} J \quad \text{(IV.5)}$$

$$B = \frac{1}{\sigma L_s} I = b_1 I \ , C = [I \quad 0] \quad \text{(IV.6)}$$

$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$: Matrice identité, $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$: Matrice de rotation.

Observateur :

$$\begin{cases} \dot{x} = \dot{A}\dot{x} + BU + G(I_s - \dot{I}_s) \\ \dot{y} = \dot{I}_s = C\,\dot{x} \end{cases} \quad \text{(IV.7)}$$

En posant $e = x - \dot{x}$, l'erreur d'estimation entre le modèle et son observateur.

L'équation d'état est déduite : S

$$\dot{e} = (A - GC)e - \Delta A \dot{x} \quad \text{(IV.8)}$$

Avec :

$$\Delta A = \dot{A} - A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\Delta W_r j}{c} \\ 0 & \Delta w_r j \end{bmatrix} \quad \text{(IV.9)}$$

$$c = \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} \quad \text{(IV.10)}$$

$\dot{A}$ est un estimé de A lorsque la vitesse électrique w=p est un état estimé.

G désigne la matrice (dim4 x 2) des gains g_i (i=1,2,3,4) de l'observateur est donnée comme suit :

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix} \quad \text{(IV.11)}$$

$$g1 = (k - 1)(ar11 + ar22) \quad \text{(IV.12)}$$

$$g2 = (k - 1)ai22 \quad \text{(IV.13)}$$

$$g3 = (k^2 - 1) * (c * ar11 + ar21) - c(k - 1)(ar11 + ar22) \quad \text{(IV.14)}$$

$$g4 = -c(k - 1)ai22 \quad \text{(IV.15)}$$

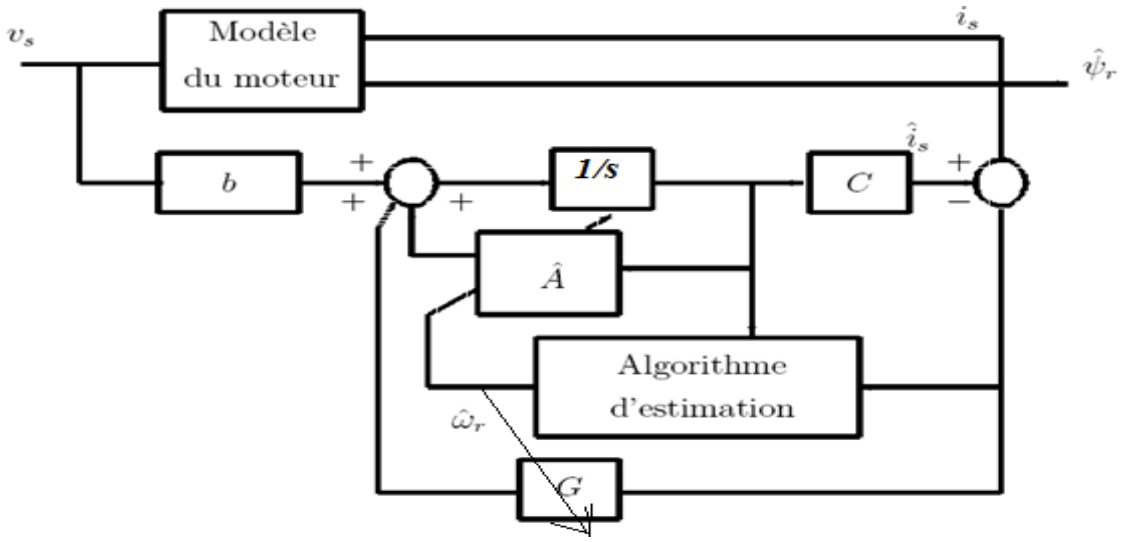


Figure (IV.2) : schéma bloc de l'observateur de Kubota

$$\hat{x} = [\hat{I}_{s\alpha}\hat{I}_{s\beta}\hat{\phi}_{s\alpha}\hat{\phi}_{s\beta}]^{T} \quad \text{(IV.16)}$$

$$\begin{cases} \hat{I}_{s\alpha} = a_1\hat{I}_{s\alpha} + a_2\hat{\phi}_{r\beta} + a_3 p\Omega(t)\hat{\phi}_{r\beta} + \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right)V_{s\alpha} + L_1(I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) - L_2(I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) \\ \hat{I}_{s\beta} = a_1\hat{I}_{s\beta} - a_3 p\Omega(t)\hat{\phi}_{r\alpha} + a_2\hat{\phi}_{r\beta} + \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right)V_{s\beta} - L_1(I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) + L_2(I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) \\ \hat{\phi}_{s\alpha} = a_4\hat{I}_{s\alpha} + a_5\hat{\phi}_{r\alpha} - p\Omega(t)\hat{\phi}_{r\beta} + L_3(I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) - L_4(I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \\ \hat{\phi}_{s\beta} = a_4\hat{I}_{s\beta} + a_5\hat{\phi}_{r\beta} - p\Omega(t)\hat{\phi}_{r\alpha} + L_4(I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) - L_4(I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \end{cases} \quad \text{(IV.17)}$$

Le mécanisme d'ajustement du taux découle de l'application du théorème de Lyapunov pour la stabilité des systèmes non linéaires. Soit V la fonction candidate de Lyapunov définie positive.

$$V = e^{-T}e^{-} + \frac{e^2 w}{\lambda} \quad \text{(IV.18)}$$

Où :

λ est donné comme un paramètre positif de REGLAGE.

Par ailleurs, la dérivée, de cette fonction par rapport au temps est :

$$\dot{v} = 2\,e^{-T}(A - GC)e^{-} - 2\frac{e_w}{\sigma L_s}\left[e_{isd}\hat{\phi}_{rq} - e_{isq}\hat{\phi}_{rd}\right] + 2\frac{e_w}{\lambda}\frac{d}{dt}\hat{w} \quad \text{(IV.19)}$$

$$\dot{\hat{w}} = \frac{\lambda}{\sigma L_s}\left[e_{isd}\hat{\phi}_{rq} - e_{isq}\hat{\phi}_{rd}\right] \quad \text{(IV.20)}$$

Cette loi d'adaptation a été établie pour une vitesse quasi constante, pour améliorer la dynamique d'observation de la vitesse, Kubota, propose d'utiliser un PI à la place d'un intégrateur pur (effet retard et statisme).

$$\hat{w} = k_p(e_{isd}\hat{\phi}_{rq} - e_{isq}\hat{\phi}_{rd}) \quad \text{(IV.21)}$$

k_p: Gain proportionnel et intégral du PI

IV.5 Résultats de simulations :

On va implémenter l'observateur de Kubota adaptatif dans l'algorithme de la commande vectorielle nous imposons une vitesse de référence de 100 rad/sec à 0.5s puis la vitesse est inversée à -100 rad/sec à 2.5s, la vitesse est 0 à 4.5s, Cr = Cn

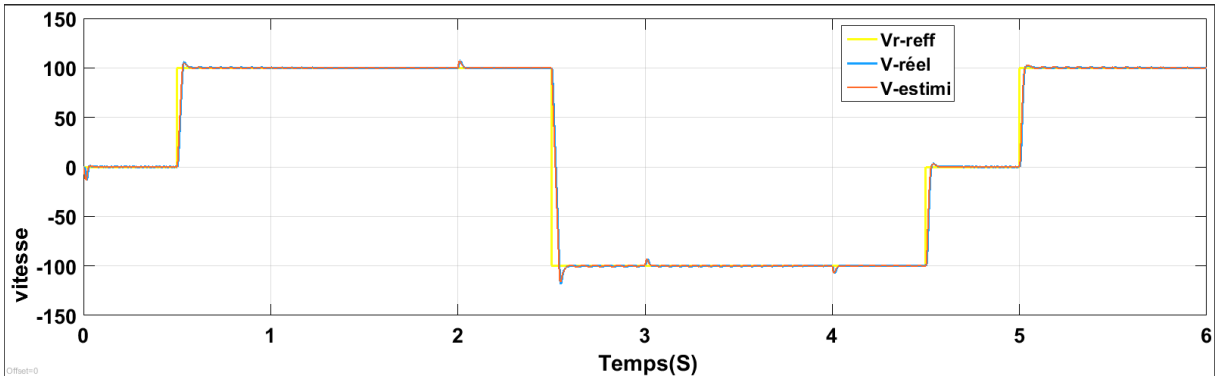


Figure (IV.3) : Réglage de vitesse rotation en fonction de temps

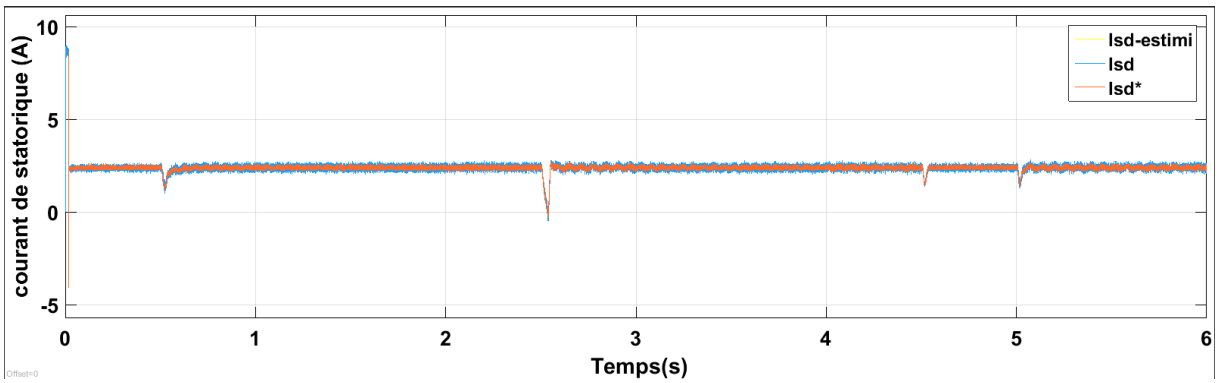


Figure (IV.4) : Réglage de courant statorique direct en fonction de temps.

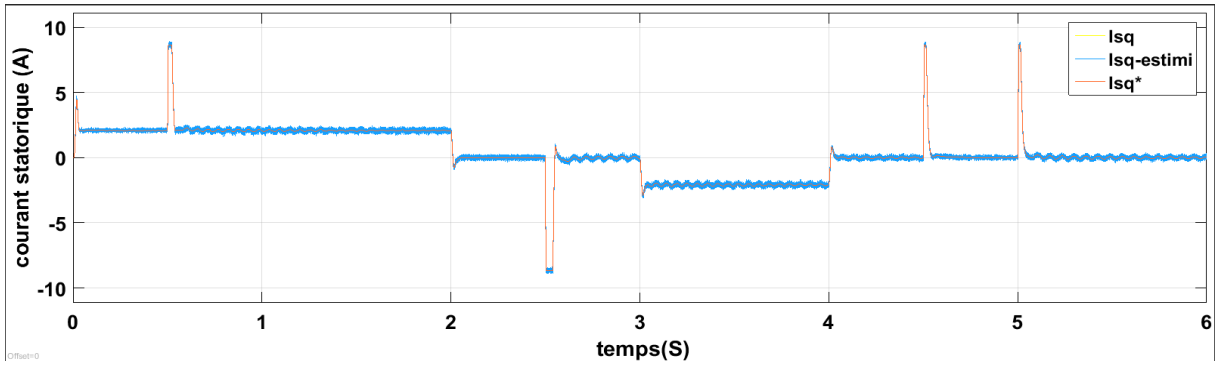


Figure (IV.5) : Réglage de courant statorique quadrature en fonction de temps.

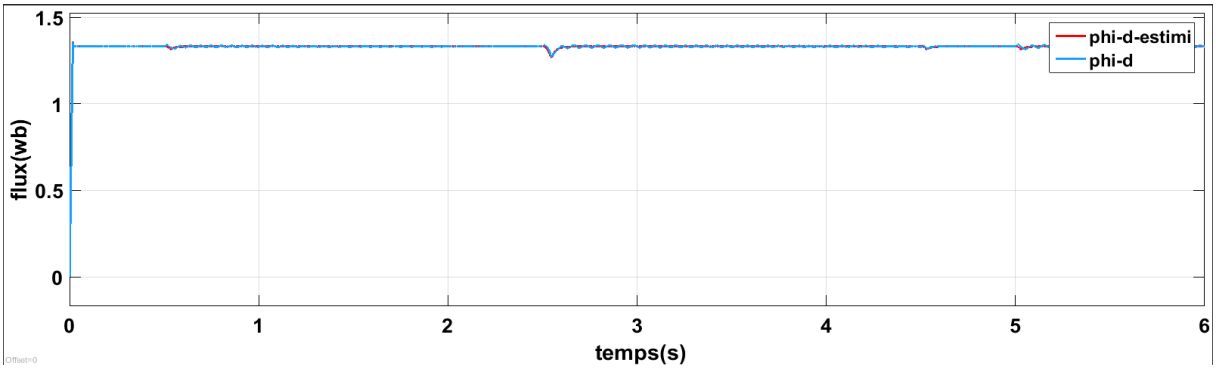


Figure (IV.6) : Réglage de flux direct en fonction de temps.

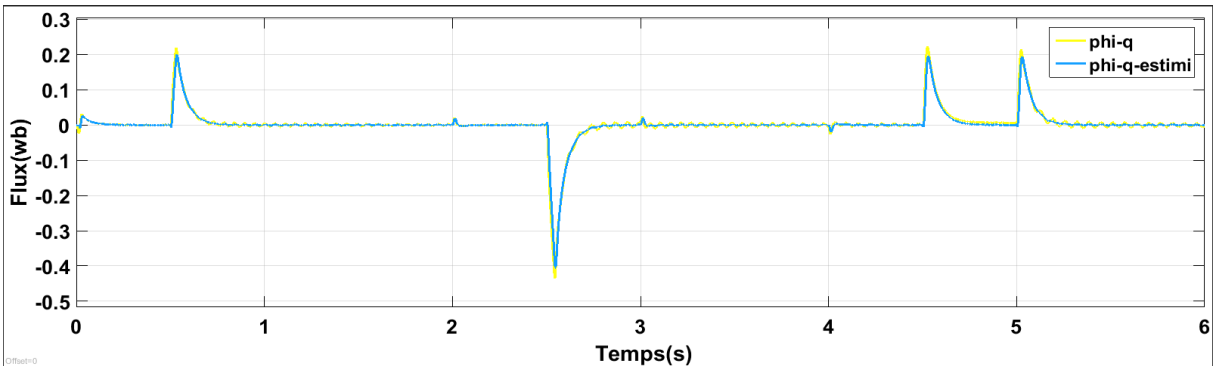


Figure (IV.7) : Réglage de flux quadrature en fonction de temps.

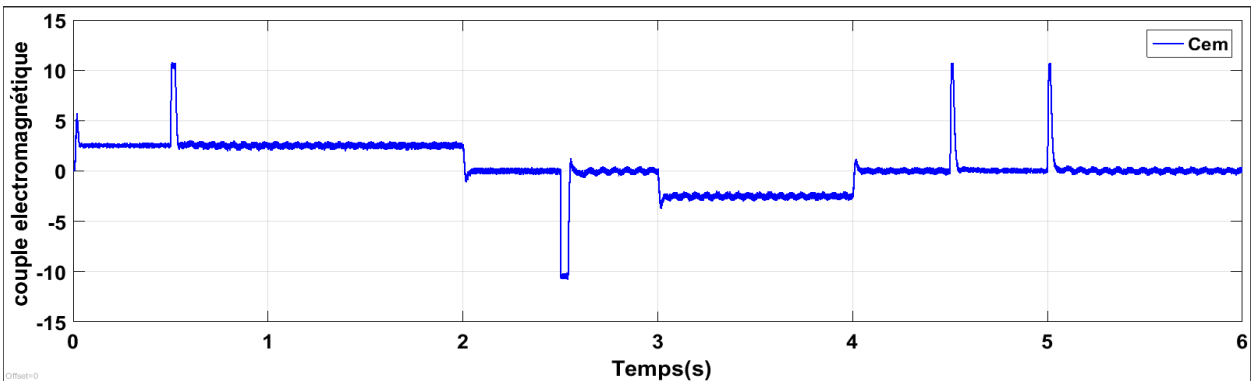


Figure (IV.8) : Courbe de couple électromagnétique en fonction de temps.

IV.5.1 Interprétation des résultats :

Nous constatons bien que la vitesse estimée $\hat{\omega}_r$ suit parfaitement la référence avec une bonne dynamique et elle est égale à la vitesse réelle avec une certaine erreur. D'autre part on voit bien sur les deux courants et les deux flux que les valeurs estimées sont égales aux valeurs réelles et suivent leur référence avec précision. Ce qui montre que le gain d'observation est bien synthétisé. On remarque aussi que le couple électromagnétique à l'image du courant I_{sq} ce qui signifie que le découplage est bien réalisé. Dès l'application de la charge on remarque un régime puis la vitesse estimée retrouve sa référence et elle est très proche de la vitesse réelle. Nous remarquons que

l'observateur a pu s'adapter lors de l'application de perturbation et il a réagi comme si c'était un capteur réel.

IV.6 Observateur par mode glissant :

La conception des observateurs pour les systèmes non linéaire a été largement étudiée et développée dans les dernières années. Les premiers travaux concernant les systèmes de commande à structure variable en mode glissant, ont été élaborés au début des années cinquante en union soviétique par Emelyanov **[29]**. En 1964 Filippov fait les premiers travaux qui donnent la notion de trajectoire. Les idées n'ont pas apparu hors de la Russie jusqu'à la moitié des années 70, quand le livre d'Iktis (1976) et les papiers d'Utkine (1977) ont été publié en Angleterre **[30]**. Néanmoins, il n'y a aucune solution générale pour le problème de stabilité globale et de linéarisation de l'erreur d'observation pour tous les systèmes non linéaires.

Cependant, les moteurs asynchrones, utilisés largement dans l'industrie, constituent un problème de contrôle stimulant, vu que le système dynamique est non linéaire, les variables électriques du rotor ne sont pas mesurables, et les paramètres physiques sont très souvent imprécisément connus.

Dans notre travail, et pour résoudre le problème lié, surtout, à l'estimation du flux rotorique on a recours à des observateurs à mode glissant, caractérisés par leur robustesse excellente et leurs propriétés de performance pour les problèmes de non linéarité. Le domaine d'application du mode glissant s'élargit avec le développement des calculateurs électriques très rapides et des assises théoriques qui se concrétisent de jour en jour par un fusionnement d'articles et d'ouvrages. On peut citer quelques applications décrites dans la littérature ; Les entraînements électriques pour les machines- outils et les robots, qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position, ainsi que le contrôle des systèmes électro-énergétiques**.** Le réglage par mode glissant trouve de nombreuses applications dans le domaine de l'aviation (hélicoptère, avion à décollage vertical,…) et dans des applications militaires comme pour les sous marins et le lancement de missiles **[29]**. Le réglage par mode glissant est appliqué aussi dans les robots mobiles autonomes, et dans les robots de soudage.

Un des principaux avantages résidants dans l'utilisation des observateurs par mode glissant est sa robustesse, car le système sera contraint à chaque instant à respecter la condition de glissement et ne dépendrait donc pas des perturbations survenant dans le système. Par contre, théoriquement l'utilisation directe d'un tel observateur, impose la nécessité d'appliquer au système un commutateur logique à vitesse infinie, bien que dans la pratique les actionneurs ne puissent pas produire la commutation à ces vitesses, celle-ci doit être suffisamment rapide, à moins que la

commutation se fasse dans les calculateurs comme dans le cas de la commande par mode glissant d'ordre élevé **[30]**.

IV.6.1 Application de l'observateur :

L'observateur peut s'écrire

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) + G\ sign(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = h(\hat{x}) \end{cases} \qquad (IV.22)$$

$\hat{x}$: État estimé, dimension n ×1 : État estimé, dimension n ×1.

G : est la matrice de gain.

U : Entrée ou commande de l'observateur.

Y et $\hat{y}$: Sorties mesurée et estimée, dimension p ×1, respectivement

G : Matrice gain de l'observateur.

F(.) : Fonction non linéaire d'évolution d'états, dimension n ×1

H(.) : Fonction non linéaire de sortie, dim. 1

N : ordre du système

P : ordres des sorties mesurables.

L'observateur à modes glissants est illustré sur la figure suivante :

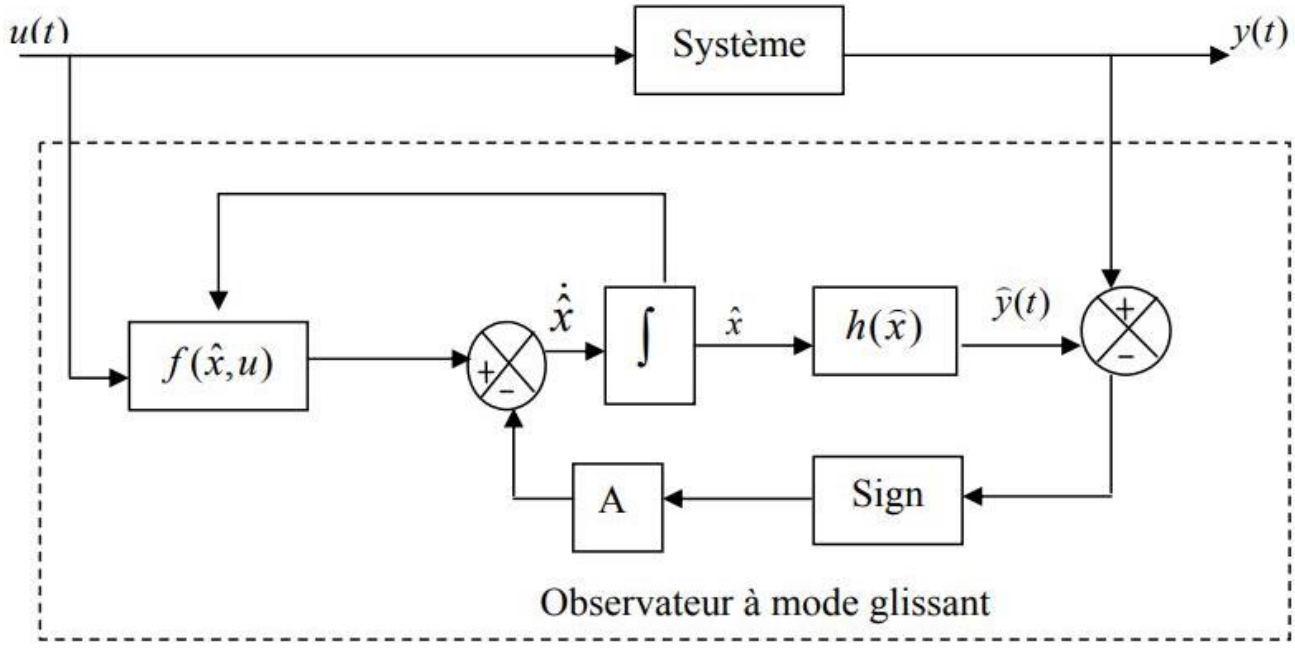


Figure (IV.9) : Schéma fonctionnel de l'observateur à modes glissants

IV.6.2 Observateur par mode glissant adaptatif du flux rotorique :

L'observation par mode glissant est réputée pour sa robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques grâce à l'utilisation de grands gains de correction. Cette technique consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système donné vers la surface de glissementchoisi et de faire commuter jusqu'au point d'équilibre.

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\imath}_{s\alpha}}{dt} = -\gamma i_{s\alpha} + K\frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\alpha} + K\omega_r\hat{\phi}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{s\alpha} \\ \frac{d\hat{\imath}_{s\beta}}{dt} = -\gamma i_{s\alpha} + K\frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\beta} - K\omega_r\hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{s\beta} \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r}i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\alpha} - \omega_r\hat{\phi}_{r\beta} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r}i_{s\beta} - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\beta} + \omega_r\hat{\phi}_{r\alpha} \end{cases} \quad \text{(IV.23)}$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad , \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad , \quad K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \quad , \quad \gamma = \frac{R_S}{\sigma L_s} + \frac{R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r} \quad \text{(IV.24)}$$

IV.6.3 Conception d'un observateur par mode glissant :

Soient $\dot{\hat{x}_1}, \dot{\hat{x}_2}, \dot{\hat{x}_3}, \dot{\hat{x}_4}$ les estimées respectives de x_1, x_2, x_3, x_4, qui sont les variables d'état $\hat{\imath}_{s\alpha}, \hat{\imath}_{s\beta}, \phi_{r\alpha}\ \phi_{r\beta}$. L'observateur n'est alors qu'une copie du système original à laquelle on ajoute des gains correcteurs avec les termes de commutation

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}_1} = -\gamma x_1 + K\frac{1}{T_r}\hat{x}_3 + K\omega_r\hat{x}_4 + \frac{1}{\sigma L_s}V_{s\alpha} + g_1 I_s \\ \dot{\hat{x}_2} = -\gamma x_2 + K\frac{1}{T_r}\hat{x}_4 - K\omega_r\hat{x}_3 + \frac{1}{\sigma L_s}V_{s\beta} + g_2 I_s \\ \dot{\hat{x}_3} = \frac{L_m}{T_r}\widehat{x_1} - \frac{1}{T_r}\hat{x}_3 - p\omega_r\hat{x}_4 + g_3 I_s \\ \dot{\hat{x}_4} = \frac{L_m}{T_r}\widehat{x_2} - \frac{1}{T_r}\hat{x}_4 + \omega_r\hat{x}_3 + g_4 I_s \end{cases} \quad \text{(IV.25)}$$

g1, g2, g3, g4 Les gains de l'observateur

Le choix de e est fait pour procurer une synthèse simple des gains d'observateur. On site que :

$$\begin{cases} e_1 = i_{s\alpha} - \hat{\imath}_{s\alpha} \\ e_2 = i_{s\beta} - \hat{\imath}_{s\beta} \\ e_3 = \phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha} \\ e_4 = \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \end{cases} \quad \text{(IV.26)}$$

Les dynamiques des erreurs d'estimation sont données par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \frac{K}{T_r} e_3 + pK\omega_r e_4 - g_1 I_s \\ \dot{e}_2 = \frac{K}{T_r} e_4 - pK\omega_r e_3 - g_2 I_s \\ \dot{e}_3 = -\frac{1}{T_r} e_3 - pK\omega_r e_4 - g_3 I_s \\ \dot{e}_4 = -\frac{1}{T_r} e_4 + pK\omega_r e_3 - g_4 I_s \end{cases} \quad \text{(IV.27)}$$

Estimation adaptative de la vitesse :

On définit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = e^T e + (\hat{\omega} - \omega)^2 / \lambda \quad \text{(IV.28)}$$

L'équation de la vitesse devient :

$$\hat{\omega}_r = K_p(U_{2\beta}\,\tilde{\lambda}_{r\alpha} - U_{2\alpha}\tilde{\lambda}_{r\beta}) + K_I \int (U_{2\beta}\,\tilde{\lambda}r\alpha - U_{2\alpha}\tilde{\lambda}_{r\beta}) \quad \text{(IV.29)}$$

Où : kp et ki des constante positive.

IV.7 Résultats de simulations :

On va implémenter l'observateur mode glissant dans l'algorithme de la commande vectorielle avec les mêmes teste effectuer précédemment.

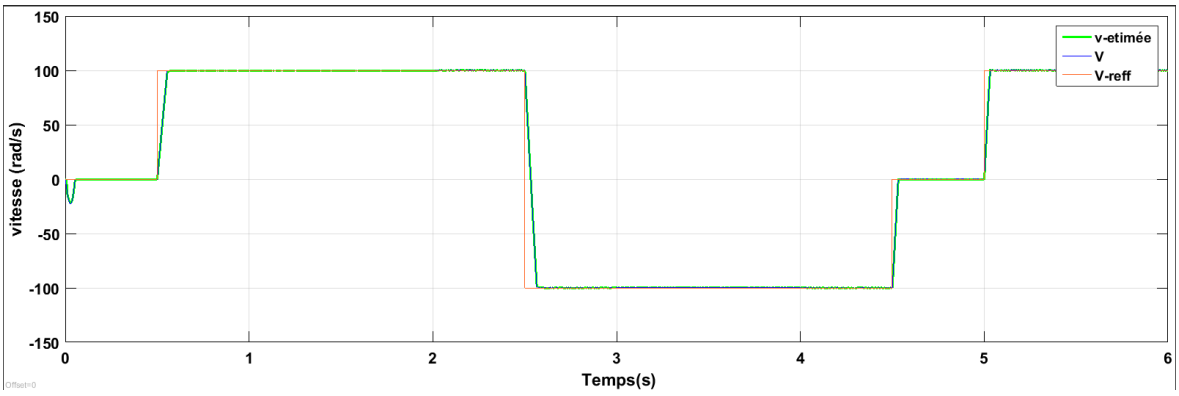


Figure (IV.10) : Réglage de vitesse rotation en fonction de temps.

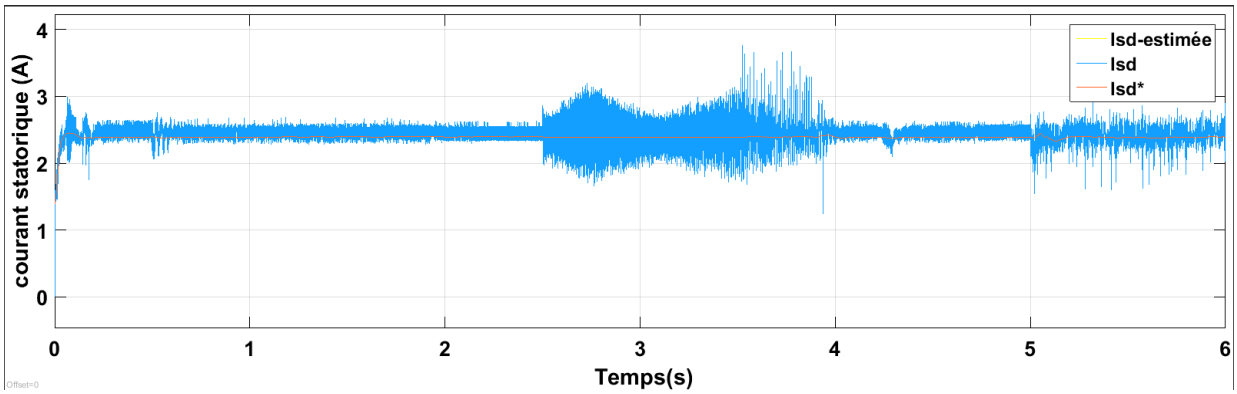


Figure (IV.11) : Réglage de courant statorique direct en fonction de temps.

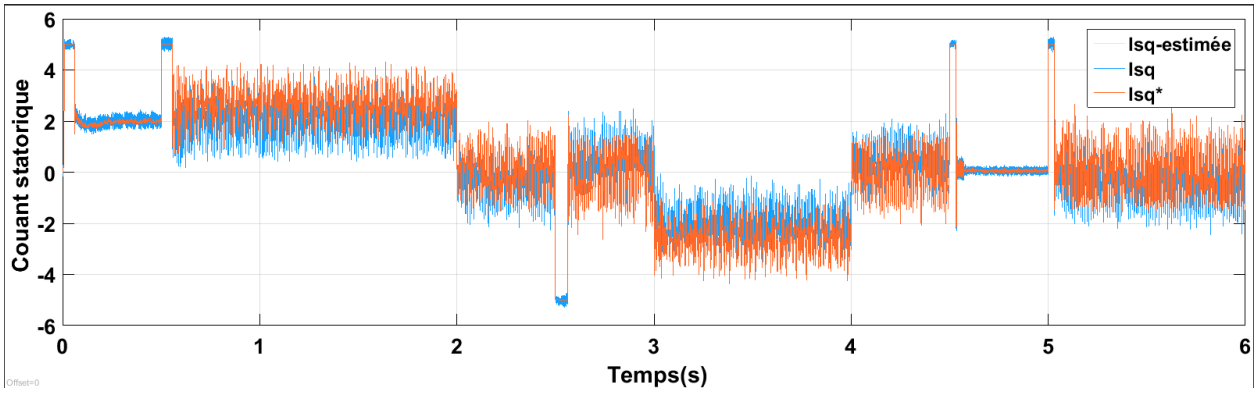


Figure (IV.12) : Réglage de courant statorique quadrature en fonction de temps.

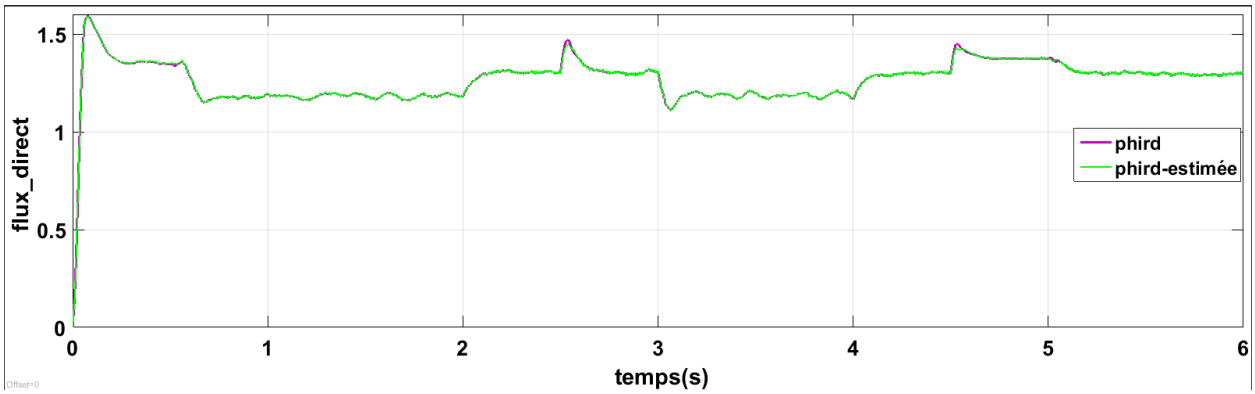


Figure (IV.13) : Réglage de flux direct en fonction de temps.

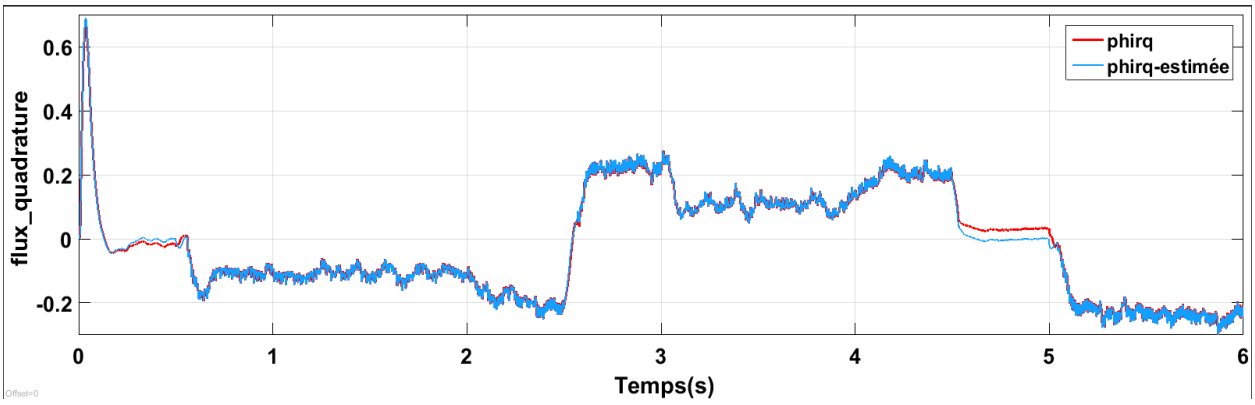


Figure (IV.14) : Réglage de flux quadrature en fonction de temps.

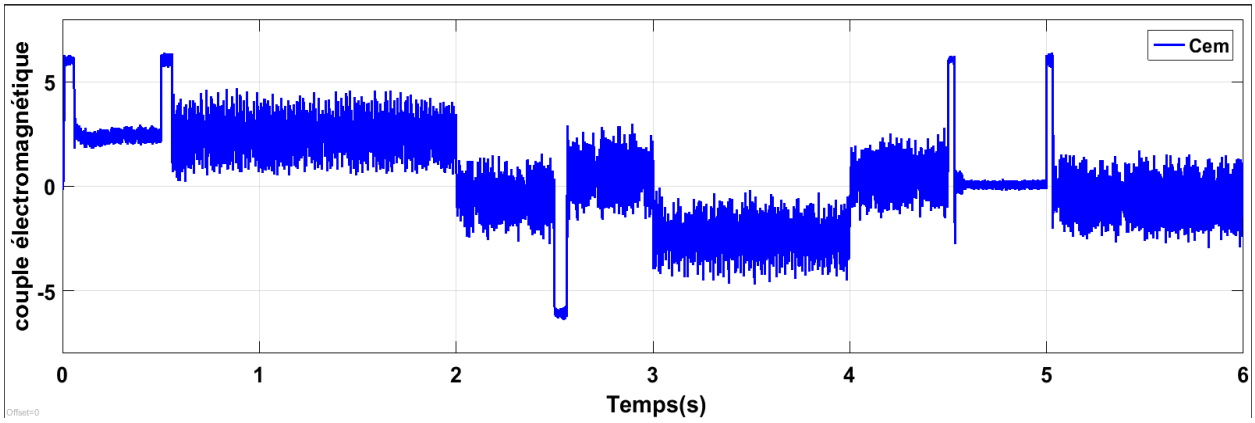


Figure (IV.15) : Courbe de couple électromagnétique (N.m) en fonction de temps.

IV.7.1 Interprétation des résultats :

Nous constatons dans le Figure (IV.10) que la vitesse de rotation estimée $\hat{\omega}_r$ suit parfaitement sa référence avec une dynamique souhaitable et elle égale à vitesse réelle avec une certaine erreur pendant le régime transitoire. Comme le montre l'erreur entre la vitesse estimée et la vitesse mesurée (ou réelle).

On voit bien sur les courbes des courants statoriques et des flux rotoriques observés qu'ils sont égales aux valeurs réelles (simulées) ce qui montre que l'observateur fait son rôle d'observation de ces grandeurs.

Dès l'application de la charge on remarque un régime puis la vitesse estimée retrouve sa référence et elle est très proche de la vitesse réelle.

Nous remarquons que l'observateur a pu s'adapter lors de l'application de perturbation et il a réagi comme si c'était un capteur réel.

IV.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté, La commande vectorielle sans capteur de vitesse où nous avons présenté les structures des observateurs utilisés pour mettre en œuvre cette commande.

Le principe de l'observateur Kubota a été traité, cette technique est exploitée dans une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse. Les résultats de la simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse sont satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement global. Il est très difficile d'estimer le flux du rotor avec la méthode ci-dessus. Compte tenu de ce problème, l'estimateur devrait être remplacé par un observateur chargé de fournir

la meilleure estimation et de minimiser l'erreur d'estimation. Les schémas correspondants sont l'observateur à mode glissant et l'observateur à gain élevé.

La validité de ces observateurs a été montrée par simulation

Conclusion Générale

Conclusion Générale :

Le travail présenté est une contribution à la commande vectorielle de la machine à induction sans capteurs de vitesse, avec des techniques modernes du contrôle utilisant des observateurs et des régulateurs robustes. Avec une alimentation de la machine effectuée à travers un onduleur de tension.

L'objectif principal de cette étude est d'évaluer les performances du contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique du moteur à induction, ainsi que les performances du contrôle par backstepping et du contrôle par mode glissant par simulation.

Le premier chapitre dédié à la modélisation des moteurs à induction, utilisant les transformations de Park et Concordia pour obtenir un modèle d'état plus simple. La simulation en boucle ouverte est utilisée pour analyser les caractéristiques du moteur et les limites de courant et le flux.

Dans le deuxième chapitre nous avons exposé par une étude détaillée le principe de la commande vectorielle de moteurs asynchrone à travers l'orientation du flux rotorique. Des résultats de simulation sont donnés pour le découplage entre le flux et le couple à l'aide d'un contrôleur classique.

Dans le troisième chapitre, nous avons développé une loi de commande par backstepping et par mode glissant. Les principes et théories de ces deux méthodes sont décrits en détail, et ils sont appliqués au contrôle des moteurs asynchrones a permis, une régulation de flux et de vitesse assez satisfaisante au détriment d'une activation assez importante provoquant un phénomène appelé (chattering)

Le quatrième chapitre décrit le contrôle vectoriel direct sans capteur de vitesse à l'aide de l'estimateur MRAS d'observateur adaptatif de Kubota et par mode glissant. Les performances statiques et dynamiques des deux commandes ont été démontrées à l'aide de résultats de simulation.

Le phénomène de "Chattering" constitue un inconvénient majeur de cette structure, mais, à titre de comparaison, nous avons remarqué toutefois que cette commande à structure variable, utilisant le régulateur glissant, donne des résultats formidables par rapport au régulateur adaptatif de Kubota, et surtout avec la commande à MRAS.

En conclusion, ce travail permet d'étudier différentes techniques de contrôle des moteurs à induction et d'évaluer leurs performances par simulation.

Les résultats obtenus montrent l'efficacité du contrôle vectoriel de direction du flux du rotor, ainsi que les méthodes de contrôle par recul et par mode glissant.

Ces techniques offrent des possibilités intéressantes pour améliorer la précision et la stabilité de la commande des moteurs à induction.

Dans le cadre de mes observations et avis, il serait intéressant d'approfondir les recherches en menant des expérimentations réelles sur des systèmes moteurs asynchrones pour vérifier les performances des différentes techniques de commande étudiées.

De plus, l'utilisation de méthodes d'optimisation avancées peut être explorée pour améliorer encore les performances du contrôle des moteurs à induction.

Enfin, il est également important d'étudier l'application de ces techniques de contrôle à d'autres types de contrôle.

Parmi les points soulevés par ce travail, il semble intéressant de développer les suivants :

- Validation des résultats de simulation obtenus par des réalisations expérimentaux.
- L'utilisation d'observateurs en mode glissant d'ordre élevé a obtenu de bons résultats, en particulier en résolvant le problème du Chattering.
- L'implémentation de l'algorithme de commande sur des machines de plus fortes puissances pour valider l'application de l'onduleur multi niveaux sur des variateurs de forte puissance.

Références Bibliographiques :

[1] S.CHIKIROU N.HAMAS, "Modélisation numérique d'une machine Asynchrone en régime dégradé". Université de TIZI-OUZOU 2018.

[2] S.Gdaim, "Command direct du couple d'un moteur asynchrone à base de technique intelligent". Thèse de doctorat en Electrotechnique informatique temps réel de l'école nationale d'ingénieurs de Monastir-tunis2013

[3]M.F. hadj Miloud, "Commande par backstepping avec observateur de la machine synchrone a Aiment permanant», Ecole nationale polytechnique 2001.

[4] L.Baghli ;"Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone "- IUFM de Lorraine - UHP 2004

[5] M.A.Nechma, "Modélisation, Commande et simulation d'un Moteur Asynchrone a cage ".Université de ANNABA 2019.

[6] I.Hadouche R.oubiri, "la Commande vectorielle par mode glissant d'un moteur synchrone a aiment permanant «MSAP» ". Université de BISKRA 2021.

[7] R.Meziane N.Ouerdi, "Etude et commande de la machine asynchrone". Université TIZI-OUZOU 2008.

[8] B.SELMA O.Mekherbeche, "étude comparative sur la commande électrique de la machine asynchrone application véhicule électrique ".Université de Mostaganem 2020

[9] H.wail D.aymen, "optimisation de la machine asynchrone en régime dynamique sous contrôle vectoriel ". Université de BISKRA 2020

[10] M.baghli O.M.Boudia, "commande d'un moteur asynchrone triphasé base sur l'approche des modes glissant avec observateur de flux et de vitesse». Université TELMCEN 2013

[11] Benhamdi-bouamrane A.bouredji : "commande robuste d'un moteur asynchrone». Université Mostaganem 2020.

[12] MESBAHI NADHIR, « Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone », Université De Annaba, 2007.

[13] I.Hedouache et R.Oubiri , « La Commande Vectorielle Par Mode Glissant d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents « MSAP » », Mémoirede Master, Université de Biskra, 2021.

[14], BAHI Hamza et CHAOULI Ramy, « Etude et synthèse d'une commande par retour D'état », Université d'ANNABA, 2018

[15] TITRAOUI Radhwane, « Commande par mode glissant d'un appareil à vol et atterrissage Vertical », Université de M'SILA, 2016

[16] : G. Abdelmadjid, « Diagnostic à base d'observateurs et commande tolérante aux défauts : expérimentation sur des systèmes électriques », Thèse de Doctorat : Automatique : Alger, École Nationale Polytechnique : 2015

[17] Fahed Eshbair**,** « Modélisation Et Commande D'un Système Multimoteur Par La Technique De Commande Backstepping », Université duQuébec, 2005

[18] MADAT Younes et CHIBANI Reda, « Etude comparative entre la commande vectorielle indirecte et la commande backstepping d'un Moteur Asynchrone à cage d'écureuil », Université de Bouira, 2017.

[19] Benmiçia Abderrahime et Houas Omar, « Commande par Backstepping adaptative d'un système de suspension active avec saturation à l'entrée », Mémoire de Master, Université de Jijel, 2019.

[20] MADAT Younes et CHIBANI Reda, « Etude comparative entre la commande vectorielle indirecte et la commande backstepping d'un Moteur Asynchrone à cage d'écureuil », Université de Bouira, 2017.

[21] Dif Newel, « Commande par Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse », Mémoire de Master, Université de Oum El Bouaghi, 2016.

[22] ABDERREZEK Hadjer, « Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires », Université de SETIF, 2014

[23] BADDOU SALIM et CHANNOUFE AMJED, « Commande par mode glissant de la machine asynchrone à double cage », Université de OUARGLA, 2022

[24] HADJI ABD ELMELEK et AMIRAT BOUDJEMAA, « Commande des systèmes non linéaires par mode glissant », Université de OUARGLA, 2020

[25] Ana M. LLOR, « Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteur synchrones a aimants Permanents », Thèse doctorat, Université Carlos III de Madrid

[26]H. TAMRABET, «Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale Machine Asynchrone. » Thèse de magister, université de Batna 2006.

[27] F. BOUAZZA, « Commande Sans Capteur De Vitesse D'une MRV. » Thèse de magister, université de Batna 2012.

[28] C. CANADUS DE WIT « Commande des Moteurs Asynchrones, V2 Optimisation Discrétisation et Observateurs. » HERMES Science Publications, 2000, Paris.

[29] Soltani.Kh & Khaouni.S « Etude de la stabilité dynamique de la MAS par mode glissant » Mémoire d'ingéniorat de l'université de Sétif ; 2004.

[30] L.Hamadouch & B.Souici, « Contrôle d'un système électro-énergétique par mode glissant et floue », Mémoire d'ingéniorat de l'université de Sétif ; 2005.

Annexe :

Paramètres de la MAS utilisés :

Symboles	*Description*	*Valeurs*	*Unités*
R_s	*Résistance statorique*	11.3085	Ω
R_r	*Résistance Rotorique*	11.8	Ω
L_s	*Inductance statorique*	0.5578	H
L_r	*Inductance rotorique*	0.6152	H
L_m	*Inductance Mutuelle*	0.5578	H
J	*Inertie du moteur*	0.0700	$KG.M^2$
F	*Coefficient de frottement*	0.000312	N.m/rad/sec
p	*Nombre de paires de pôles*	1	
P_n	*Puissance nominale*	750	kW
Ω_n	*Vitesse nominale*	1440	Rad/sec
C_n	*Couple de charge nominale*	2.52	N.m
I_{sn}	*Courant nominale*	2.5	A
V	*Tension*	220	V
f	*Fréquence*	50	Hz

Résumé :

Ce travail de recherche s'intéresse à l'application de la commande sans capteur pour une machine à induction avec l'association de la commande vectorielle, le fait de supprimer un capteur de vitesse mécanique est également économiquement avantageux et plus fiable en fonctionnement.

La première étape traite la modélisation de la machine avec association d'un onduleur. La deuxième étape concerne la commande vectorielle de MAS sans capteur de vitesse, et l'application des techniques d'estimation de la vitesse par deux types d'observateurs (observateur de Luenberger, observateur à modes glissants) qui sont exploités dans la commande vectorielle afin d'améliorer les performances de cette commande.

Mots-clés : Machine asynchrone, commande par backstepping, commande par mode glissant, Observateur de Kubota, Observateur par Mode glissant.

Abstract:

This research work focuses on the application of sensorless control for an induction machine with the association of vector control; the fact of removing a mechanical speed sensor is also economically advantageous and more reliable in operation.

The first step deals with the modeling of the machine with association of an inverter. The second step concerns the vector control of induction machine without speed sensor, and the application of speed estimation techniques by two types of observers (Luenberger observer, sliding mode observer) which are exploited in the vector control in order to improve the performance of this control.

Keywords: Induction Machine, Backstepping control, sliding mode control, Kubota observer, Sliding mode observer.

ملخص:

يهتم هذا العمل البحثي على تطبيق التحكم غير المستشعر على الآلة اللامتزامنة المرتبطة بالتحكم الشعاعي ، كما أن إزالة مستشعر السرعة الميكانيكي مفيد اقتصاديًا وأكثر موثوقية في التشغيل.

تتعامل المرحلة الأولى مع نمذجة الآلة مع ارتباط العاكس . تتعلق المرحلة الثانية بالتحكم الشعاعي للآلة اللامتزامنة بدون مستشعر السرعة ، وتطبيق تقنيات لتقدير السرعة بواسطة نوعين من المراقبين(مراقب ليونبارغ ' مراقب مع أوضاع انزلاقية) يتم استغلالها في التحكم الشعاعي من أجل تحسين أداء هذا التحكم.

الكلمات المفتاحية: آلة غير متزامنة، تحكم Backstepping ، التحكم في وضع الانزلاق ، مراقب كيبوتا ' مراقب مع أوضاع انزلاقية