

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche
Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE

Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Électromécanique

Spécialité : Électromécanique

Thème

**Commande en vitesse par mode glissant d'une
machine asynchrone triphasé**

Devant le jury composé de : Présenté par :

Président	ZINE El Bachir	MCA	- NAOUI Salah
Examineur	MOHREM Abdelkarim	MAA	- BENKADDOUR IShak
Encadreur	BEGGAT Fetch	MAB	- LEBOUZ Mohammed Tahar

2023-2024

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions Dieu et le remercions pour sa compassion

Nous voulons aussi remercier l'encadreur BEGGAT FETEH qui nous a donné des informations et qui encouragements et son soutien pendant la préparation de ce mémoire

Nous remercions tous les enseignants religieux qui nous ont enseigné tout au long de notre carrière universitaire

Mes remerciements vont également à l'ensemble du personnel de département génie mécanique pour leurs collaborations et leurs amabilités

Nous voudrions remercier toutes les personnes qui ont contribué directement ou indirectement à mon travail.

Dédicaces

La prière et la paix s'adressent à Allah et à Ses messagers.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements et mes condoléances à tous ceux qui ont contribué à la réalisation de cette mémoire et m'ont aidé à surmonter les difficultés de ma carrière scolaire.

Tout d'abord, et enfin, je remercie Dieu qui m'a donné la force, la patience et l'endurance pour accomplir ce travail.

Je remercie profondément le Professeur Directeur BEGGAT FETEH, qui ne m'a pas suivi avec ses instructions et ses conseils précieux, et qui a eu un immense plaisir à développer ce travail.

Je tiens également à remercier le comité de discussion pour leur précieux temps et leurs observations constructives qui ont contribué à améliorer la qualité de cette note.

Je remercie en particulier tous mes meilleurs professeurs de Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued qui ont été une source d'inspiration et de soutien tout au long des années d'études.

Je n'ai pas oublié d'exprimer mes profondes condoléances à ma chère famille, à mes parents et à mes frères, qui ont toujours été des supporters fondamentaux à chaque pas. Enfin, je tiens à remercier mes amis et collègues pour leur encouragement et leur soutien continu.

NAOUI SALAH

Dédicaces

Merci à Dieu qui m'a donné la foi et le courage d'arriver là où je suis maintenant.

Je dédie ce travail,

A mes très chers parents.

A mes frères et sœurs,

A tous les membres de ma famille,

A mes très chers amis,

Et à toutes les personnes qui ont contribué à ma réussite, ne serait-ce qu'avec un mot

A tous mes amis département Électromécanique,

A tous les enseignants du département génie mécanique

BENKADDOUR ISHAK

Dédicaces

*Je dédie ce travail à la mémoire de mes
grandes mères et grand père*

A mes très chers parents.

A mes frères et sœurs,

A tous les membres de ma famille,

A mes très chers amis,

A tous les étudiants de la promotion 2024,

A tous mes amis des Électromécanique,

A tous les enseignants du département génie mécanique

LEBOUZ MOHAMMED TAHAR

Résumé

Ce mémoire présente une étude par simulation de la commande par mode glissant d'une machine asynchrone (MAS), puis nous avons présenté son modèle mathématique qui a été simulé par Matlab - Simulink. Le problème de découplage entre le flux magnétique le couple électromagnétique a été également étudié à l'aide de commande vectorielle. Nous constatons que la commande par mode glissant est robuste vis-à-vis des changements paramétriques. Les résultats de simulation montrent que l'objectif de la technique proposé a été atteint. Ainsi qu'une amélioration des performances de la commande applique au MAS.

Mots clés: Moteur Asynchrone, Commande Vectorielle ,command Mode glissant.

Abstract

This thesis presents a study by simulation of the sliding mode control of an asynchronous machine (MAS), then we presented its mathematical model which was simulated by Matlab -Simulink. The problem of decoupling between the magnetic flux and the electromagnetic torque was also studied using vector control. We note that sliding mode control is robust to parametric changes. The simulation results show that the objective of the proposed technique has been achieved. As well as an improvement in the performance of the applied technic of control in MAS.

Keywords: Asynchronous machine, Vector control , sliding mode control.

الملخص

تقدم هذه الأطروحة دراسة عن طريق محاكاة التحكم في الوضع المنزلق لآلة غير متزامنة (MAS)، ثم قدمنا نموذجها الرياضي الذي تمت محاكاته بواسطة برنامج Matlab-Simulink. كما تمت دراسة مشكلة الفصل بين التدفق المغناطيسي والعزم الكهرومغناطيسي باستخدام التحكم في النواقل. نلاحظ أن التحكم في الوضع المنزلق قوي بالنسبة للتغيرات البارامترية. تظهر نتائج المحاكاة أن الهدف من التقنية المقترحة قد تم تحقيقه. وكذلك تحسين في أداء الأمر المطبق MAS.

الكلمات المفتاحية: الآلة الغير متزامنة، التحكم في النواقل، التحكم في الوضع المنزلق

TABLEAUX DE MATIERE

REMERCIEMENTS

DEDICACES

RESUME

TABLEAUX DE MATIERE

LISTE DES FIGURES

LISTE DES NOMENCLATURES

INTRODUCTION GÈNÈRALE.....9

CHAPITRE I:MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 Introduction :	4
I.2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées :	4
I-2-1 Définition :	4
I-2-2 Description :	4
I.3 Modélisation du moteur asynchrone :	4
I.3.1 Hypothèse simplificatrices :	4
I.3.2-Equations électriques :	5
I.3.3-Equations magnétiques:	6
I.3.4-Equation mécanique :	7
I.4-Transformation de Park :	7
I.4.1 Modèle de la machine :	8
I.4.2 Equation électrique:	8
I.4.3 Equations magnétique :	9
I.4.4 Equations mécaniques :	9
I.5 Simulation de la machine asynchrone :	10
I.5.1 Interprétation des résultats de simulation :	11
I-6 Conclusion :	14

CHAPITRE II :LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS

II.1.Introduction :	16
II.2.Principe de la commande vectorielle avec orientation flux rotorique :	16
II.3.Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique:	18
II.3.1.Description:	18
II.3.2.Système d'équations liées au flux rotorique :	18
II.3.3.Bloc de dé-fluxage :	19
II.4.Estimation du flux rotorique:	20
II.5.Commande vectorielle indirect avec régulateur de vitesse :	21
II.6.Le régulateur des vitesse :	21
II.7.Le régulateur des courants :	22
II.8.Le régulateur des flux :	24

Tableau de matière

II.9.Modèle Simulink de la Commande Vectorielle Directe :	25
II.10 Essai à vide et en charge :	26
II.11 Test de robustesse pour la variation de la vitesse.....	27
II.12.Conclusion :	28

CHAPITRE III : COMMANDE PAR MODE GLISSANT DE LA MAS ET COMPARAISON ENTRE LES DEUX COMMANDES

III.1 Introduction:	30
III.2 Théorie de la commande par mode glissant :	30
III.3. Conception de la commande par mode glissant :	31
III.3.1. Choix de la surface de glissement:	31
III.3.2 Conditions de convergence :	33
III.3.3. Détermination de la loi de commande :	34
III.4 Application à la machine asynchrone:	36
III.4.1 Modèle de la machine asynchrone dans le repère (α, β) :	37
III.4.2 Conception de l'observateur de courant :	37
III.4.3 Estimation du flux :	38
III.4.4 Estimation de la vitesse de rotation :	39
III.5 Simulation de la commande par mode glissement :	40
III.5.1 Essai a vide et en charge :	41
III.5.2 Test de robustesse pour la variation de la vitesse :	42
III.6 Comparaison entre les deux commandes :	43
III.6.1 Comparaison au niveau de la variation de vitesse :	43
III.6.2 Comparaison au niveau de la variation de la charge :	44
III.7 Conclusion :	46

CONCLUSION GÈNÈRALE.....45

BIBLIOGRAPHIE.....50

LISTE DES FIGURES

LISTE DE FIGURE

CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

Figure I. 1: Modèle généralisé de la machine asynchrone triphasée 5

Figure I. 2: Passage du repère triphasée au repère biphasée 7

Figure I. 3: Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension 10

Figure I. 4: Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage à vide 12

Figure I. 5: Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage en charge 13

Figure II. 1: Orientation du flux (rotorique, statorique, d'enterfer).....16

Figure II. 2: Principe de la commande découplée pour la MCC et la MAS.....18

Figure II. 3: Schéma-bloc de découplage par flux orienté.....19

Figure II. 4: Bloc de défluxage.....20

Figure II. 5: Représentation de l'estimateur.....21

Figure II. 6: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.....21

Figure II. 7: Schéma fonctionnel de la régulation du courant ***Isd***.....22

Figure II. 8: Schéma fonctionnel de la régulation du courant ***Isq***.....23

Figure II. 9: Schéma fonctionnel de régulation de flux.....24

Figure II. 10: Le schéma-bloc de la simulation est représenté.....25

Figure II. 11: Résultats de simulation de la MAS alimentée en tension lors de démarrage à vide et en charge.....26

Figure II. 12: test de robustesse pour la variation de la vitesse.....27

CHAPITRE III : COMMANDE PAR MODE GLISSANT DE LA MAS ET COMPARAISON ENTRE LES DEUX COMMANDES.:

Figure III. 1: Les modes de trajectoire dans le plan de phase.....31

Figure III. 2: Linéarisation exacte de l'écart.....32

Figure III. 3: Trajectoire d'état vis-à-vis de la surface de glissement.....33

Figure III. 4: Commande appliquée aux systèmes à structure variable.....34

Liste de figures

Figure III. 5: Valeur continue <i>ueq</i> prise par la commande lors de la commutation entre <i>nmax</i> et <i>umin</i>	35
Figure III. 6: Représentation de la fonction « sign ».....	36
Figure III. 7: Modèle Matlab/Simulink de régulateur par mode glissant de vitesse associé à la MAS	40
Figure III. 8: Résultats de simulation de mode glissant de la MAS alimentée en tension lors de démarrage à vide et en charge.....	41
Figure III. 9: Résultat de simulation de régulateur de vitesse par mode glissant	42
Figure III. 10: Réponse du système en charge pour la variation de la vitesse.....	43/44
Figure III. 11: Réponse du système en charge pour la variation de la charge.....	45

LISTE DES NOMENCLATURES

LISTE DES NOMENCLATURES

Acronymes

MAS : Machine Asynchrone

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

CV : Commande Vectorielle

CVD : Commande Vectorielle Directe

f.e.m : Force électromotrice

A, B, C : Indices des phases statorique

a, b, c : Indices des phases rotorique

s, r : Indices relatif au stator et rotor respectivement

d : Indice de l'axe direct

q : Indice de l'axe en quadrature

o : Indice de l'axe homopolaire

[Vs] : Vecteur tension statorique

[Vr] : Vecteur tension rotorique

[Is] : Vecteur courant statorique

[Ir] : Vecteur courant rotorique

[Φ_s] : Vecteur flux statorique

[Φ_r] : Vecteur flux rotorique

ω_s : Pulsation statorique

ω : Vitesse de rotation électrique

ω_{sl} : Pulsation de glissement

ω_c : La vitesse angulaire du système d'axe

(d, q) : par rapport au système d'axes triphasé (statorique)

Ω : Vitesse de rotation mécanique

θ : La position angulaire du rotor par rapport au stator

θ_{sl} : L'angle électrique entre a et d

θ_c : L'angle électrique entre A et d

L_m : Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor

L_s : Inductance cyclique propre du stator

L_r : Inductance cyclique propre du rotor

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statorique

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

Liste de nomenclatures

J : Moment d'inertie des masses tournantes

f : Coefficient de frottement visqueux

p : Nombre de paire de pôles

Rs : Résistance statorique

Rr : Résistance rotorique

Ts : Constante du temps statorique

Tr : Constante du temps rotorique

Σ : Coefficient de dispersion de Blondel

Ce : Couple électromagnétique

Cr : Couple résistant

Cr : Couplerésistant

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

Malgré la simplicité de commande de la MCC, cette dernière présente plusieurs inconvénients liés à son poids et ne peut être utilisée ni dans des applications de grande puissance ni dans des endroits explosifs. Tandis que la machine asynchrone est aujourd'hui largement utilisée grâce à son potentiel d'efficacité dans les environnements difficiles, à sa performance et à sa facilité d'entretien.

La MAS a connu différentes améliorations grâce à l'évolution du domaine électronique de puissance avec la micro-informatique. Cette amélioration est située au niveau du domaine d'entraînement électrique à vitesse variable.

En général la commande de la machine asynchrone se caractérise par une complexité en raison de son modèle de base non linéaire, d'une part, de la perturbation difficile à mesurer, et enfin des incertitudes sur les paramètres de ce système.

L'élaboration des méthodes de contrôle robuste ont été nécessaires pour résoudre cette difficulté de commande parmi ces méthodes on peut énumérer :

- a) La commande vectorielle (FOC) : elle est l'évolution du contrôle scalaire, tout en maintenant ses performances en régimes transitoires. La connaissance des paramètres de la machine est essentielle pour son efficacité. Toutefois, cette commande nécessite une amélioration de sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques internes et externes.
- b) La commande par mode glissant : Elle est conçue pour l'amélioration de la robustesse de la commande vectorielle. Cette commande est insensible aux perturbations extérieures.

L'objectif de notre travail est d'établir une comparaison entre les deux commandes citées, afin d'évaluer le niveau de robustesse de chacune d'elles.

Dans le cadre de notre travail la simulation était nécessaire, nous avons choisi comme logiciel Matlab/Simulink.

Notre mémoire s'articule autour de trois chapitres :

Chapitre I : Ce chapitre a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension triphasée sinusoïdale en utilisant la transformation triphasé-biphasé de Park. Nous avons simulé le fonctionnement de la MAS alimenté directement par le réseau et aussi alimenté par onduleur MLI.

Chapitre II : Ce chapitre traite la commande vectorielle à flux orienté sur la MAS. Il comporte un rappel sur le principe de cette commande et ses différentes méthodes (directe et indirecte). Notre étude dans ce chapitre est basée sur la commande vectorielle directe ou nous avons présenté les performances assurées par ce type de réglage après l'obtention et l'illustration de résultats de simulation.

Chapitre III : Ce chapitre est relatif à la commande par mode glissant, ou nous présentons les notions de base de cette commande, après en passe à étudier cette commande comme un régulateur de vitesse, suivies d'une simulation.

Introduction générale

Et alors on établit une comparaison entre deux régulateurs ; l'un c'est le PI et l'autre mode de glissant de vitesse en appliquant la commande vectorielle indirecte.

Ce mémoire comporte enfin une conclusion générale suggérant la commande susceptible d'être la mieux adaptée à la commande de la MAS.

Chapitre I :

**Modélisation de la machine
asynchrone**

I.1 Introduction :

La modélisation des machines électriques est d'une grande importance aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. au niveau de la conception, les équations de maxwell offrent une analyse parfaite du comportement de la machine alors qu'au niveau de la commande, Un modèle basé sur les équations électriques est suffisant pour sa synthèse [1]. Dans ce chapitre, nous allons présenter une introduction sur la machine asynchrone son intérêt dans les applications requérant de la vitesse variable.

I.2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées :

I-2-1 Définition :

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales .Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

I-2-2 Description :

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournant autour de l'axe de symétrie dite rotor. Elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de 120° .La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil [22].

I.3 Modélisation du moteur asynchrone :

I.3.1 Hypothèse simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [2] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température

I.3.2-Equations électriques :

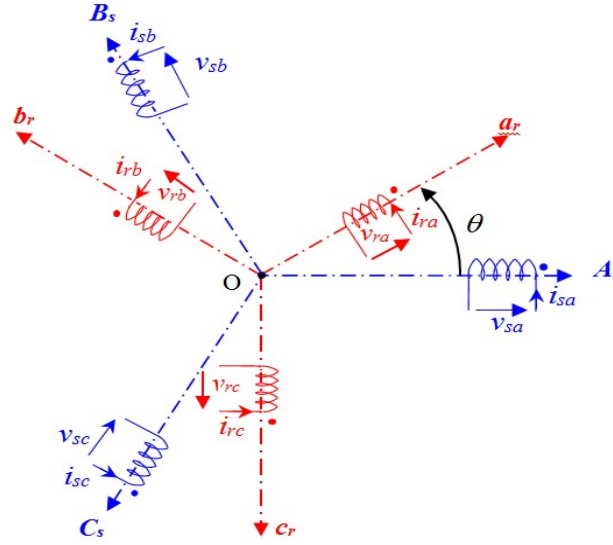


Figure I. 1: Modèle généralisé de la machine asynchrone triphasée

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

Pour l'ensemble des phases au stator :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc} \end{cases} \quad (\text{I -01})$$

L'équation (I-01) peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I -02})$$

La résistance statorique étant la même pour les trois phases, il n'y pas lieu d'écrire une matrice de résistances.

Ou :

$$[V_s] + [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (\text{I -03})$$

De même, au rotor :

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r I_{ra} + \frac{d}{dt} \varphi_{ra} \\ V_{rb} = R_r I_{rb} + \frac{d}{dt} \varphi_{rb} \\ V_{rc} = R_r I_{rc} + \frac{d}{dt} \varphi_{rc} \end{cases} \quad (\text{I -04})$$

L'équation (I-04) peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I -05})$$

$$[V_r] + [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \quad (\text{I -06})$$

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

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements statoriques .

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Les tensions appliquées aux trois phases rotoriques.

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} : Les courants qui traversent les trois phases rotoriques.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements rotoriques

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

I.3.3-Equations magnétiques :

Chaque flux inclut une relation avec ses propres flux, on obtient donc la matrice suivante :

Pour le stator:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} [L_{ss}] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} [M_{sr}] \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I -07})$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} [L_{rr}] \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} [M_{sr}]^T \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I -08})$$

Tel que:

$$[M_{sr}]^T = [M_{rs}] \quad (\text{I -09})$$

On désigne par:

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances rotoriques.

Avec

$$[L_{ss}] \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I -10})$$

$$[L_{rr}] \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I -11})$$

Avec :

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

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

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

On aura finalement :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}([L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}]) \quad (I-12)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt}([L_r][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}]) \quad (I-13)$$

I.3.4-Equation mécanique :

$$C_e - C_{st} = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega$$

C_e : Le couple électromagnétique de la machine. [Nm]

C_{st} : Le couple résistant (statique) à l'arbre de la machine. [Nm].

J : Le moment d'inertie. [Kg.m²]

Ω : La vitesse angulaire du rotor, ou la vitesse mécanique du rotor.

f : Coefficient de frottement [Nm / rad/s].

La vitesse électrique du rotor : $\omega_r = P\Omega$

P : le nombre de paires de pôles.

Donc :

$$C_e - C_{st} = \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{f}{P} \omega_r \quad (I-14)$$

I.4-Transformation de Park :

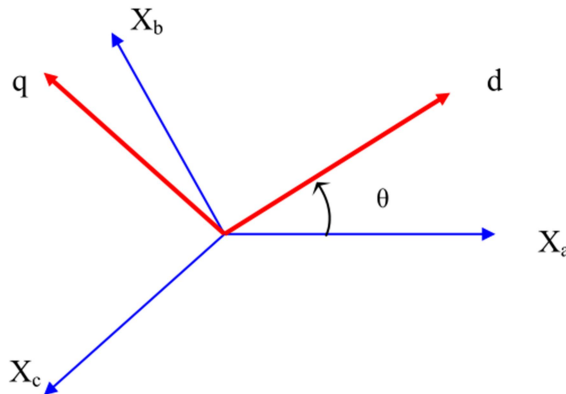


Figure I. 2: Passage du repère triphasé au repère biphasé

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axe (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d,q) créant la même force magnétomotrice .

Dans la transformation algébrique, on utilise la matrice suivante pour le passage du système triphasé au système biphasé (I -15)et pour le passage inverse on utilise((I -16)).

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

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

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[X_{dgo}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (I -17)$$

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[X_{dgo}] \quad (I -18)$$

Avec:

$[X_{abc}]$: le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré;

$[X_{dgo}]$: le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé.

I.4.1 Modèle de la machine :

I.4.2 Equation électrique :

Les équations de Park des tensions, statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I -19)$$

Dans le repère de PARK (d q) tournant à la vitesse angulaire $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ l'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \end{cases} \quad (I -20)$$

$$\begin{cases} R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} = 0 \\ R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I -21)$$

I.4.3 Equations magnétique :

Avec les flux :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \quad (I-22)$$

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (I-23)$$

Avec:

L_s : Inductance cyclique propre statorique.

L_r : Inductance cyclique propre rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

I.4.4 Equations mécaniques :

L'équation du couple et celle du mouvement s'écrivent :

$$C_e = PM [I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}] \quad (I-24)$$

Avec :

$$\frac{J d\omega}{P dt} = C_e - C_r - \frac{f}{P} \omega \quad (I-25)$$

J : Moment d'inertie du rotor.

f : Coefficient de frottement visqueux.

P : Nombre de paire de pôles.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

I.5 Simulation de la machine asynchrone :

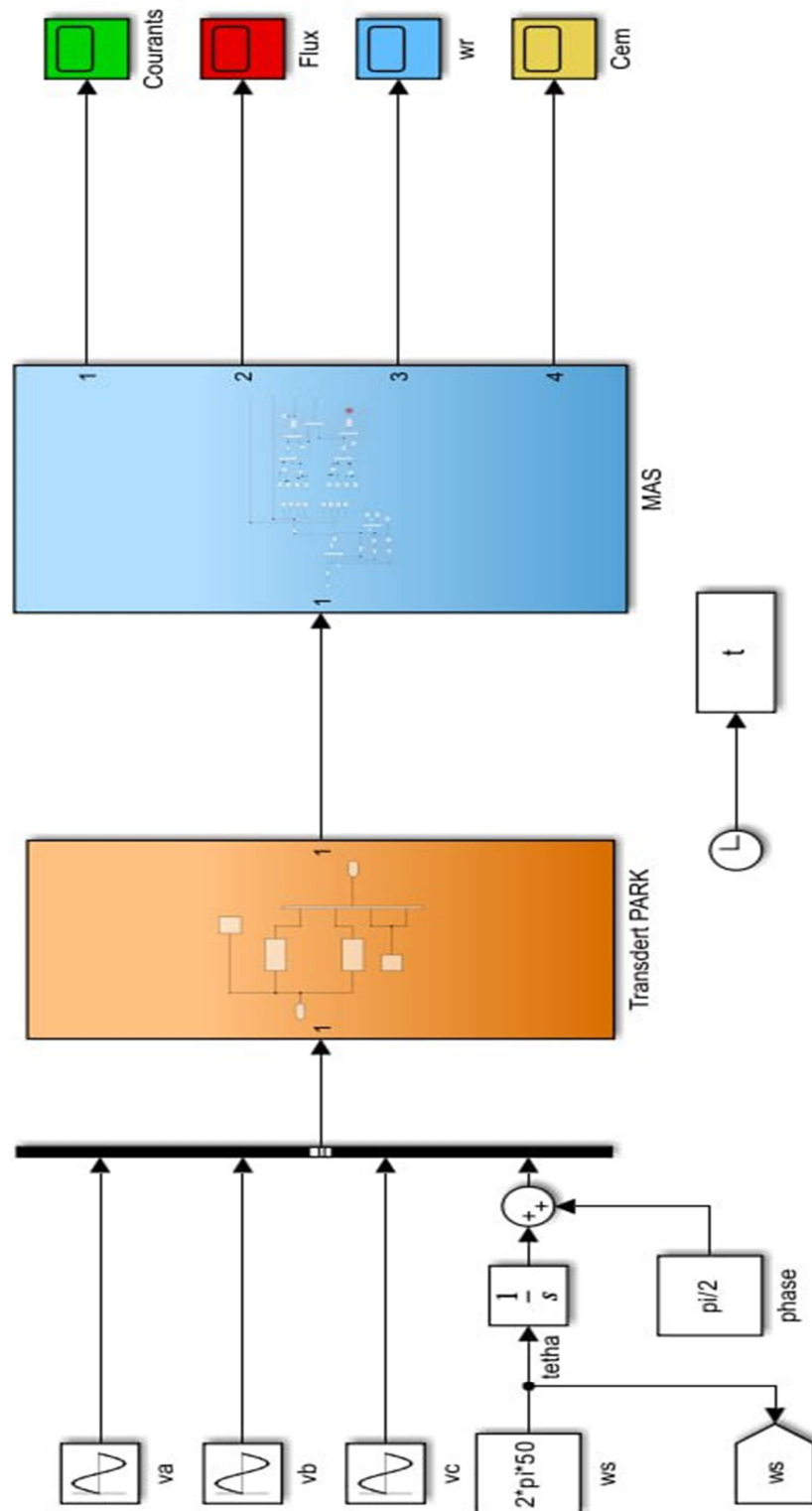


Figure I. 3: Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension

I.5.1 Interprétation des résultats de simulation :

Tout d'abord, nous allons simuler numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard 220/380V, 50Hz, sans perturbation ($C_r = 0$).

Au cours du régime transitoire, le couple présente une forte pulsation, avec des battements importants au début, suivis d'un certain nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

Dans la deuxième étape, on applique une perturbation du couple ($C_r = 5\text{N.m}$) à l'arbre du moteur à un instant précis ($t = 1.5\text{s}$) et on regroupe les résultats de simulation dans la figure (I.5) :

Au moment où la charge est appliquée, le couple électromagnétique atteint sa valeur de référence afin de compenser cette sollicitation avec une réponse presque instantanée.

Avant d'atteindre la valeur de couple résistant, on observe une diminution de la vitesse du rotor, ce qui se manifeste par un glissement très intense. En fonction de la charge appliquée à l'arbre du moteur, les courants statoriques évoluent.

Il est également observé que les flux rotoriques connaissent une baisse importante causée par le mouvement.

- Les corps en vide :

Démarrage à vide ($C_r = 0$ N.m)

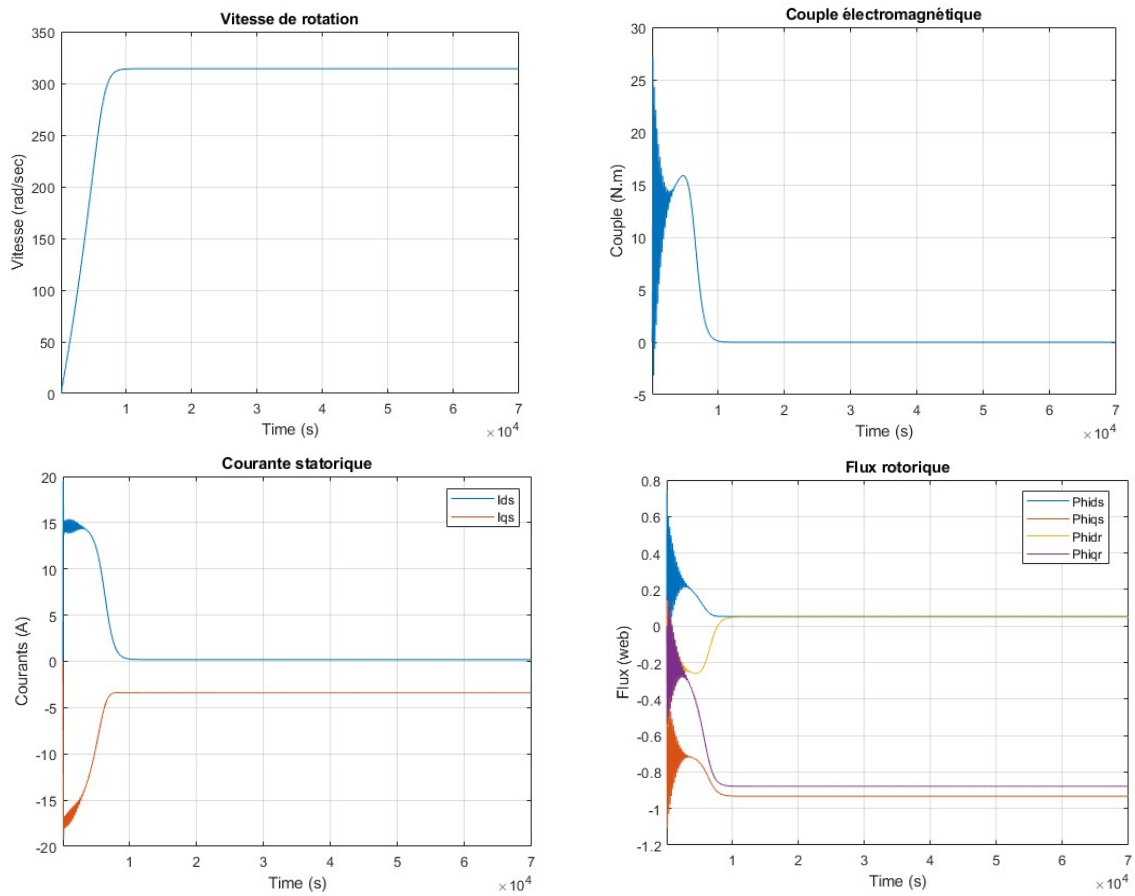


Figure I. 4: Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage à vide

- Les corps en charge :

Démarrage en charge ($C_r = 5 \text{ N.m}$)

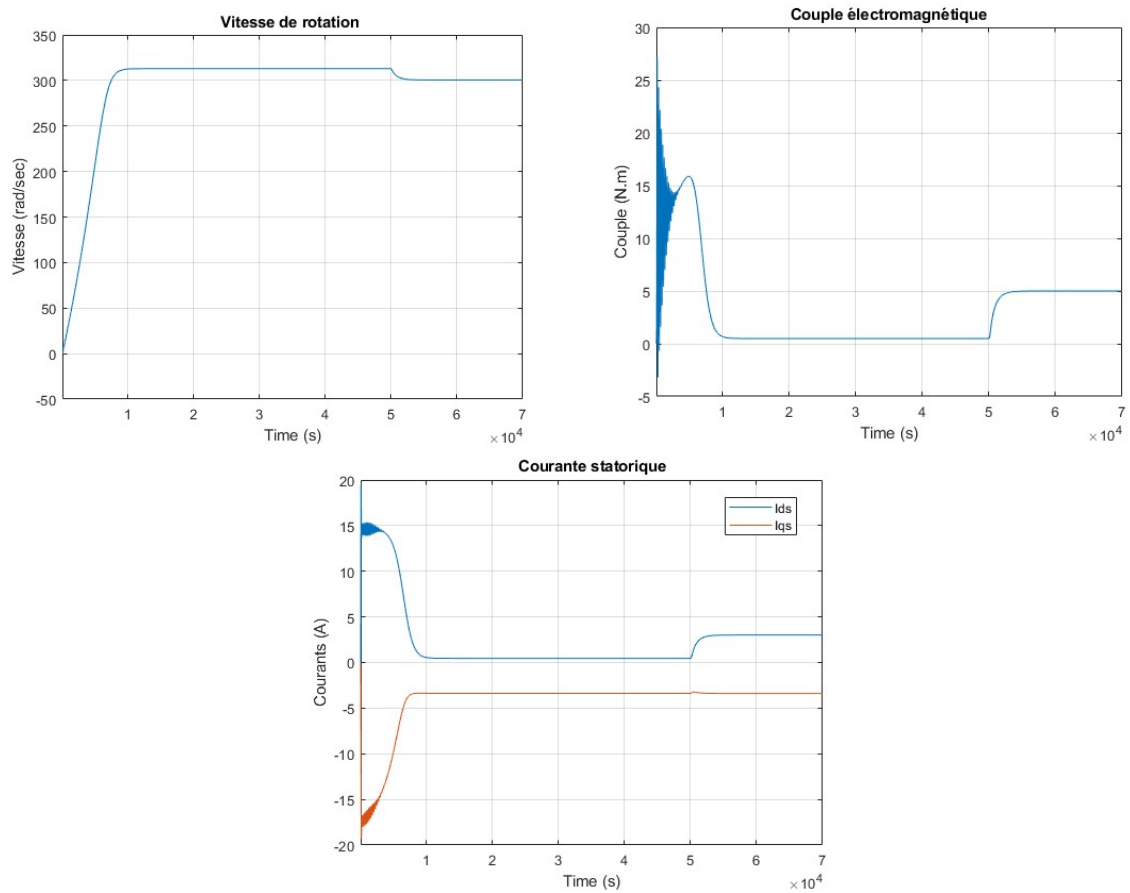


Figure I. 5: Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage en charge

I-6 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons implémenté la modélisation de machines asynchrones dans les benchmarks A, B et C. Ce modèle introduit de grandes non-linéarités et est complexe à traiter numériquement. Afin de faciliter l'implémentation numérique, nous effectuons une transformation d'axe (transformation de Park) qui simplifie le modèle machine. Nous avons simulé le démarrage d'un moteur à vide et sous charge. Le modèle de machine seul, supporté par le réseau, est jugé acceptable selon les résultats obtenus. Du point de vue de la simulation, il est clair que la charge a un effet tangible sur la machine en raison de la chute de vitesse qu'elle provoque. Pour cette raison, le prochain chapitre traitera de la régulation de la vitesse. Pour obtenir des performances élevées dans le régime dynamique, la commande vectorielle est introduite, ce qui sera abordé dans le deuxième chapitre.

Chapitre II :

La commande vectorielle de la
MAS.

II.1.Introduction :

La commande vectorielle représente une méthode sophistiquée pour gérer les machines électriques, notamment les moteurs asynchrones. Son utilisation permet d'atteindre des performances dynamiques élevées, une grande précision dans le contrôle de la vitesse et du couple, ainsi qu'une réponse rapide aux modifications des instructions. Cette méthode diffère de la commande scalaire classique, qui se contente d'un contrôle découplé de la vitesse et du couple.

Le principe de la commande vectorielle repose sur la décomposition du courant statorique en deux composantes orthogonales : une composante de flux et une composante de couple. En agissant indépendamment sur ces deux composantes, il devient possible de contrôler de manière précise et découplée le flux magnétique et le couple électromagnétique de la machine. Cela se traduit par des performances nettement supérieures en termes de dynamique, de précision et de robustesse par rapport à la commande scalaire.

II.2.Principe de la commande vectorielle avec orientation flux rotorique :

La commande avec orientation de flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante.

La commande par orientation du flux vise à séparer les grandeurs qui sont responsables de la magnétisation de la machine et de la génération de couple. En mathématiques, la loi de commande implique la mise en place de toutes les transformations nécessaires pour passer d'un système avec une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui garantit l'indépendance entre la génération du flux et la production du couple, comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [3].

Dans ce cas, le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'une référence solide au champ tournant de vitesse ω_s .

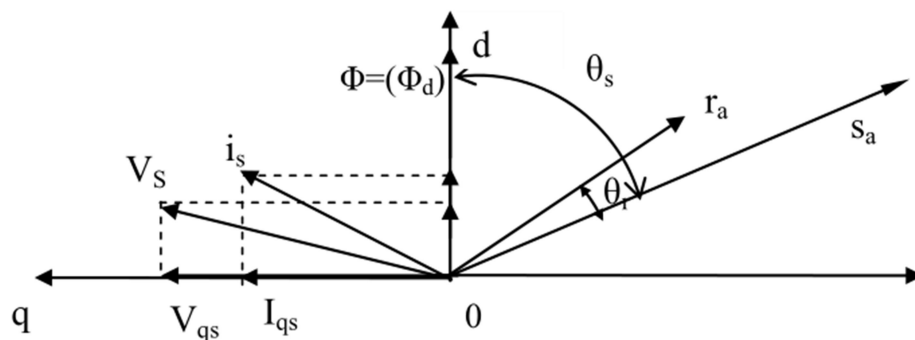


Figure II. 1: Orientation du flux (rotorique, statorique, d'enterfer).

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique nous trouvons que :

$$\begin{cases} \phi_{qr} = 0 \\ \phi_{dr} = \phi_r = cst \\ i_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

On remplace les équations (II-1) précédentes dans le système d'équation (I-16) on obtient:

$$\begin{cases} \phi_r = L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} = 0 \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (\text{II-3})$$

On remplace le système (II-1) dans l'équation (I-21) on aura :

$$C_e = \frac{3}{2} \frac{p L_m}{L_r} \phi_r i_{qs} \quad (\text{II-4})$$

le couple devient:

$$C_e = K_2 i_{ds} i_{qs} \quad (\text{II-5})$$

Avec:

$$K_2 = \frac{3}{2} \frac{p L_m^2}{L_r} \quad (\text{II-6})$$

L'expression actuelle est similaire à celle du couple d'une machine à courant continu. La figure (II.2) démontre l'équivalence entre l'expression du couple obtenue avec la commande découplée traditionnelle d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone

Il est essentiel de bien connaître la position du flux rotorique à orienter à tout moment et de le faire correspondre à l'axe direct d afin d'assurer un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement. Il y a deux méthodes pour évaluer la phase du flux rotorique [4], [5].

Dans le contexte de la machine asynchrone, le système balais-collecteur utilisé dans la machine à courant continu est substitué par un système d'autopilotage. Ce dernier facilite l'alignement harmonieux entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor.

$$\begin{cases} \omega_s = \omega + \omega_g = p\Omega + \omega_g \\ \theta_s = \int \omega_s dt \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

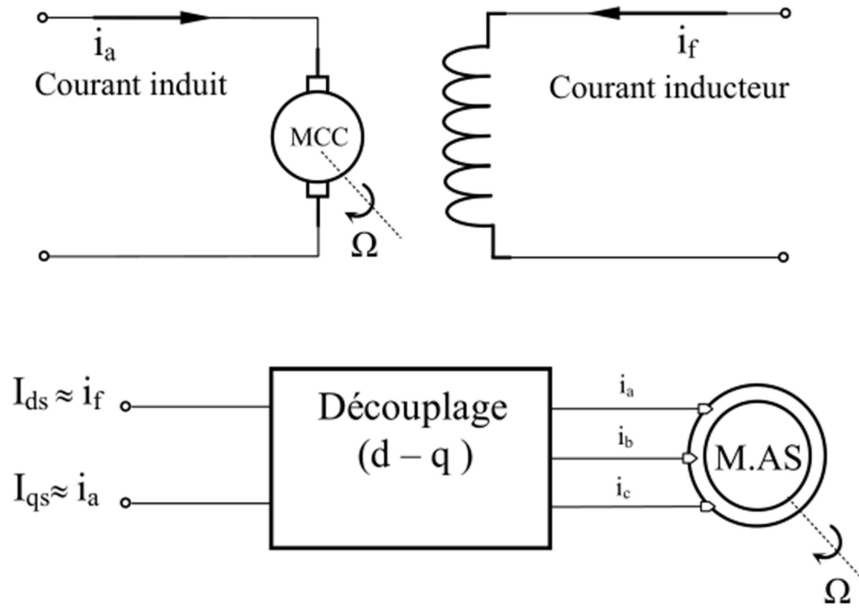


Figure II. 2: Principe de la commande découplée pour la MCC et la MAS

Dans les études portant sur ce sujet, deux méthodes principales sont couramment utilisées. La première, connue sous le nom de méthode directe, a été élaborée par F. Blaschke, tandis que la seconde, appelée méthode indirecte, a été développée par K. Hasse.

II.3. Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique:

II.3.1. Description:

Dans ce mode d'alimentation, la gestion devient plus complexe car il est nécessaire de prendre en compte à la fois la dynamique du stator et celle du rotor. Les variables de commande sont les tensions statoriques ($q_s d_s$) et la vitesse du champ tournant ω_s [06].

II.3.2. Système d'équations liées au flux rotorique :

$$V_{ds} = \left(R_s + L_s \frac{d}{dt} \right) i_{ds} + L_m \frac{di_{dr}}{dt} - L_s \omega_s i_{qs} - L_m \omega_s i_{qr} \quad (\text{II-8})$$

$$V_{qs} = \left(R_s + L_s \frac{d}{dt} \right) i_{qs} + L_m \frac{di_{qr}}{dt} - L_s \omega_s i_{ds} - L_m \omega_s i_{dr} \quad (\text{II-9})$$

$$\frac{d\phi_s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_r \quad (\text{II-10})$$

$$C_e = \frac{3}{2} \frac{p L_m}{L_r} \phi_r i_{qs} \quad (\text{II-11})$$

$$\omega_s = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\phi_r} \quad (\text{II-12})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{II-13})$$

Les équations (II-10) et (II-11) mettent en évidence respectivement le courant producteur du flux i_{ds} et le courant producteur du couple i_{qs} . Cela permet de contrôler la machine asynchrone en séparant le flux et le couple, de la même manière que dans une machine à courant continu. La structure de découplage est caractérisée par les équations (II-10), (II-11) et (II-12). Le schéma bloc de cette structure est illustré par le montage de la figure (II.3).

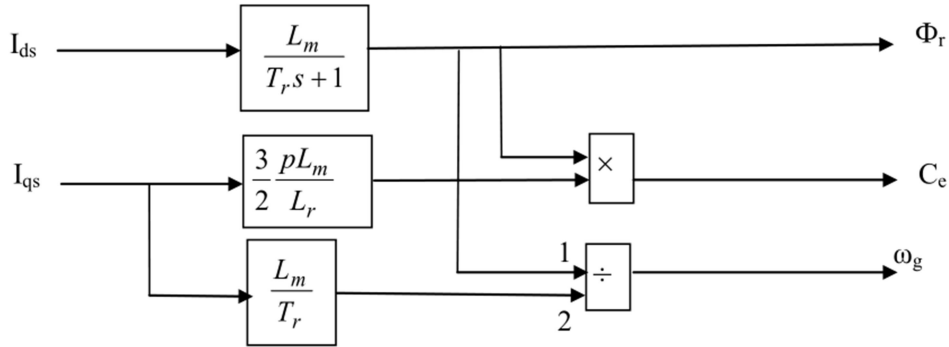


Figure II. 3: Schéma-bloc de découplage par flux orienté

II.3.3. Bloc de dé-fluxage :

Le bloc de dé-fluxage permet d'utiliser de manière optimale les capacités magnétiques de la machine. Il permet un fonctionnement à couple constant lorsque la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. En outre, ce bloc affaiblit le flux de manière inversement proportionnelle à la vitesse, ce qui permet un fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse dépasse la vitesse nominale. Sa fonction est définie par une fonction non linéaire suivante [7] :

$$\begin{cases} \Phi_r = \Phi_{rnom} & \text{pour } \Omega < \Omega_{nom} \\ \Phi_r = \frac{\Phi_{rnom}}{|\Omega|} \Omega_{nom} & \text{pour } \Omega > \Omega_{nom} \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

Avec :

Φ_{rnom} : Flux rotorique nominal.

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale

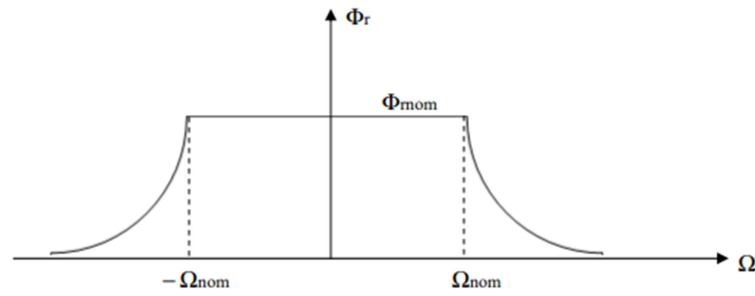


Figure II. 4: Bloc de dé-fluxage

II.4.Estimation du flux rotorique:

L'estimation du flux rotor fait référence au processus de détermination de l'amplitude et de la phase du champ magnétique généré par le rotor dans une machine asynchrone. Cette estimation est cruciale pour le contrôle de la machine et joue un rôle important dans la réalisation d'un fonctionnement précis et efficace.

Plusieurs méthodes sont mentionnées pour estimer le flux rotor. Une approche consiste à obtenir indirectement le vecteur de flux rotor à partir des courants et tensions mesurés du stator. Cette méthode repose sur les équations du circuit rotor et un repère de référence rotatif synchronisé avec le vecteur de flux rotor.

Une autre méthode mentionnée est basée sur le concept de contrôle équivalent. Cette méthode estime le flux rotor en utilisant l'approximation d'Euler pour la différenciation. Les résultats de simulation indiquent que cette méthode fournit une meilleure précision d'estimation par rapport à la première approche.

Il est important de noter que l'estimation du flux rotor est sensible aux variations des paramètres de la machine, telles que la saturation magnétique et les changements de température. Ces variations peuvent affecter la précision de l'estimation.

En résumé, l'estimation du flux rotor dans les machines asynchrones peut être réalisée par diverses méthodes, y compris l'estimation indirecte basée sur les courants et les tensions du stator, ainsi que l'utilisation de techniques de contrôle équivalentes. Ces méthodes d'estimation jouent un rôle crucial dans le contrôle et l'optimisation des performances des machines asynchrones.

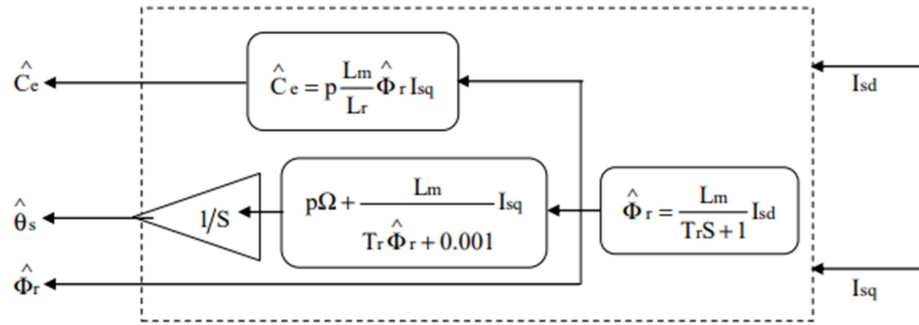


Figure II. 5: Représentation de l'estimateur

II.5. Commande vectorielle indirecte avec régulateur de vitesse :

La commande vectorielle indirecte avec régulateur de vitesse est une approche très répandue dans le domaine du contrôle des moteurs à courant alternatif. Dans cette configuration, le flux rotorique est estimé à partir des mesures de courant et de tension, sans avoir recours à des capteurs de flux dédiés. Ce type de commande offre l'avantage de ne nécessiter que la mesure de la vitesse et des courants statoriques, ce qui simplifie considérablement la mise en œuvre du système de contrôle, le régulateur de vitesse joue un rôle essentiel dans cette architecture de commande. Il permet de générer les références de couple électromagnétique et de flux rotorique nécessaires au contrôle du moteur. Grâce à ce régulateur, il est possible d'atteindre des performances dynamiques élevées tout en assurant une régulation précise de la vitesse. Cette méthode de commande indirecte présente également l'avantage d'être plus robuste aux variations des paramètres du moteur, ce qui en fait une solution très appréciée dans de nombreuses applications industrielles.

II.6. Le régulateur des vitesse :

Comme mentionné précédemment, la dynamique de la machine en termes de vitesse est décrite par l'équation mécanique. Ainsi, la régulation de la vitesse peut être visualisée à l'aide du schéma fonctionnel suivant.

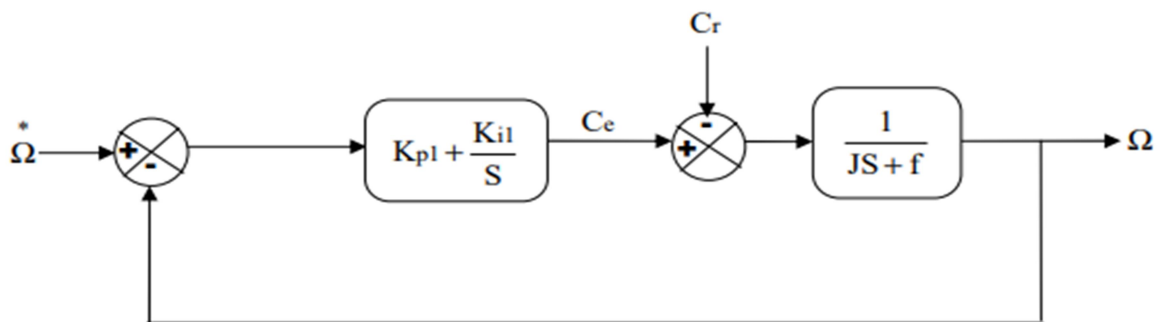


Figure II. 6: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée du schéma bloc est donnée par :

$$\frac{\Omega(S)}{\Omega^*(S)} = \frac{\left(\frac{1}{JS+f}\right)(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S})}{1 + \left(\frac{1}{JS+f}\right)(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S})} = \frac{1 + \tau_1 S}{1 + \left(\tau_1 + \frac{f}{K_{i1}}\right)S + \frac{J}{K_{i1}}S^2} \quad (\text{II-13})$$

Avec :

$$\tau_1 = \frac{K_{p1}}{K_{i1}} \quad (\text{II-14})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2^{eme} ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique, nous avons à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i1}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{2\zeta}{\omega_0} = \tau_1 + \frac{f}{K_{i1}} \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

Pour un amortissement critique $\zeta = 1$ on obtient :

$$\begin{cases} K_{p1} = \tau_1 K_{i1} \\ K_{i1} \frac{4J}{\tau_1^2} \end{cases} \quad (\text{II-16})$$

II.7. Le régulateur des courants :

La figure ci-dessous montre le schéma fonctionnel de la régulation de courant qui est active selon les deux axes "d" et "q".

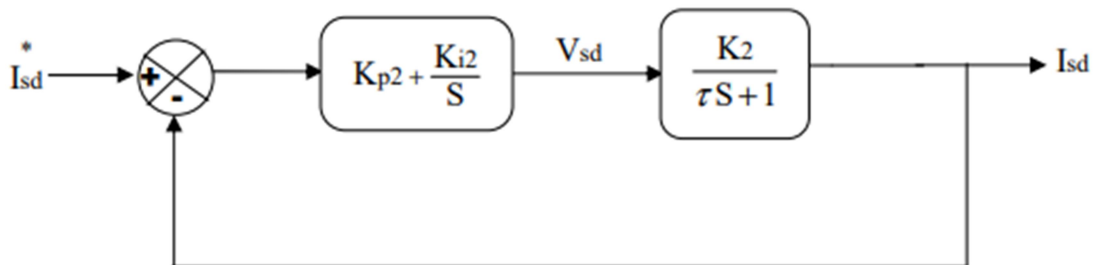


Figure II. 7: Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sd}

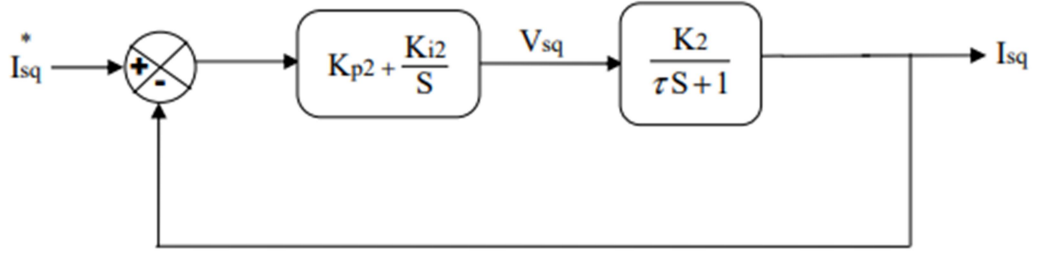


Figure II. 8: Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sq}

Avec :

$$K_2 = \frac{1}{R_s + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r} \quad (II-17)$$

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{R_s + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r} \quad (II-18)$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

$$\frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{\left(K_{p2} + \frac{K_{i2}}{S}\right) \left(\frac{K_2}{\tau S + 1}\right)}{1 + \left(K_{p2} + \frac{K_{i2}}{S}\right) \left(\frac{K_2}{\tau S + 1}\right)} = \frac{\left(\frac{K_{p2} K_2}{\tau}\right) S + \frac{K_{i2} K_2}{\tau}}{S^2 + \left(\frac{K_{p2} K_2 + 1}{\tau}\right) S + \frac{K_{i2} K_2}{\tau}} \quad (II-19)$$

D'où l'équation caractéristique en boucle fermée est de la forme suivante :

$$S^2 + 2\xi\omega_0 S + \omega_0^2 = 0 \quad (II-20)$$

L'équation terme à terme des deux équations (II.19) et (II.20) entraîne que :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_0 = \frac{K_{p2} K_2 + 1}{\tau} \\ \omega_0 = \frac{K_{i2} K_2}{\tau} \end{cases} \quad (II-21)$$

Donc, les paramètres du régulateur sont :

$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{2\xi\omega_0\tau - 1}{K_2} \\ K_{i2} = \frac{\omega_0^2\tau}{K_2} \end{cases} \quad (II-22)$$

II.8. Le régulateur des flux :

Le découplage proposé à la figure (II.5) permet d'écrire :

$$\Phi_r = \frac{K_3}{(S+\gamma)(S+\frac{1}{T_r})} V_{sd1} \quad (II-23)$$

Avec :

$$K_3 = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r} \quad (II-24)$$

Nous pouvons représenter le système par le schéma suivant :

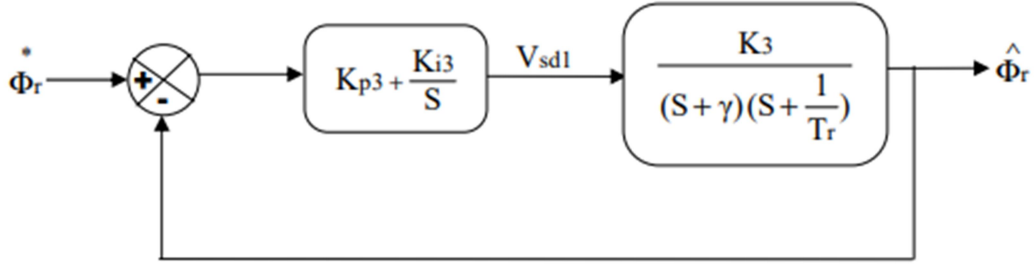


Figure II. 9: Schéma fonctionnel de régulation de flux

La compensation des pôles donne :

$$\frac{K_{i3}}{K_{p3}} = \frac{1}{T_r} \quad (II-25)$$

La fonction du transfert du système en boucle ouverte est donnée par :

$$BO(S) = \frac{K_{p3}K_3}{S(S+\gamma)} \quad (II-26)$$

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

$$\frac{1}{K_{p3}K_3} S^2 + \frac{\gamma}{K_{p3}K_3} S + 1 = 0 \quad (II-27)$$

Que nous cherchons à identifier à la forme canonique du 2eme ordre, nous avons donc à résoudre le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{1}{K_{p3}K_3} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{\gamma}{K_{p3}K_3} = \frac{2\zeta}{\omega_0} \end{cases} \quad (II-28)$$

Donc, les paramètres du régulateur du flux sont :

$$\begin{cases} K_{p3} = \frac{\gamma^2}{K_3(2\zeta)^2} \\ K_{i3} = \frac{K_{p3}}{T_r} \end{cases} \quad (II-29)$$

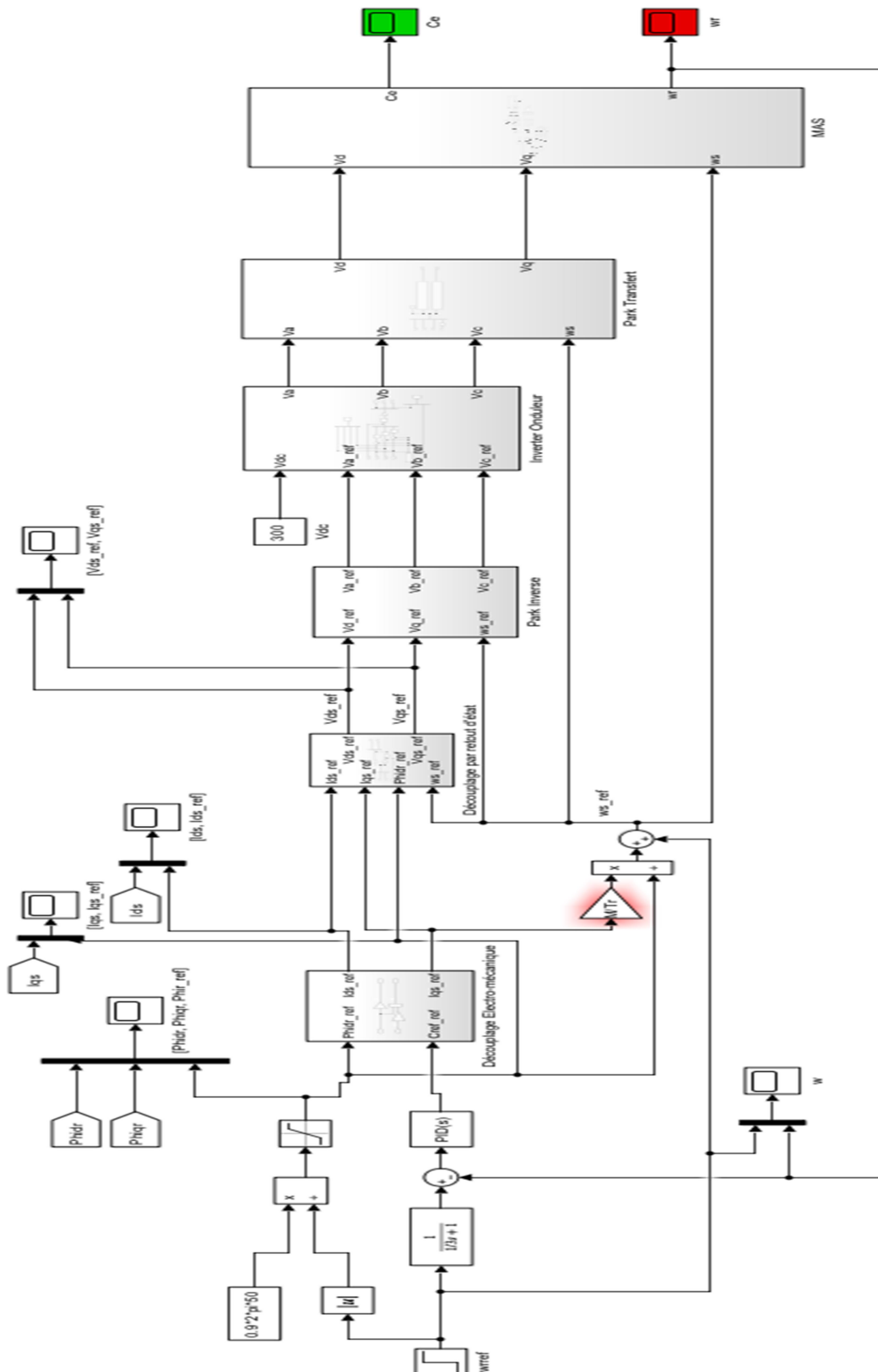


Figure II. 10: Le schéma-bloc de la simulation est représenté

II.10 Essai à vide et en charge :

Les résultats de la simulation de l'essai à vide et en charge sont illustrés dans la figure (II.11) qui montre que la vitesse est presque linéaire avant l'application de la charge, ce qui est stabilisé par la valeur de vitesse de référence. Une fois que la charge est appliquée ($C_r = 5 \text{ N.m}$ à $t = 1.5 \text{ s}$), la courbe montre une baisse de sa valeur, puis se stabilise à sa valeur de référence (100 rad/s). Le courant statorique suit la variation de la charge.

Au début du démarrage, le couple atteint son maximum, puis atteint la valeur de couple résistant avant et après l'application de charge.

Au moment de l'application de la charge, les composantes du flux rotorique connaissent une chute, puis se stabilisent à la valeur souhaitée.

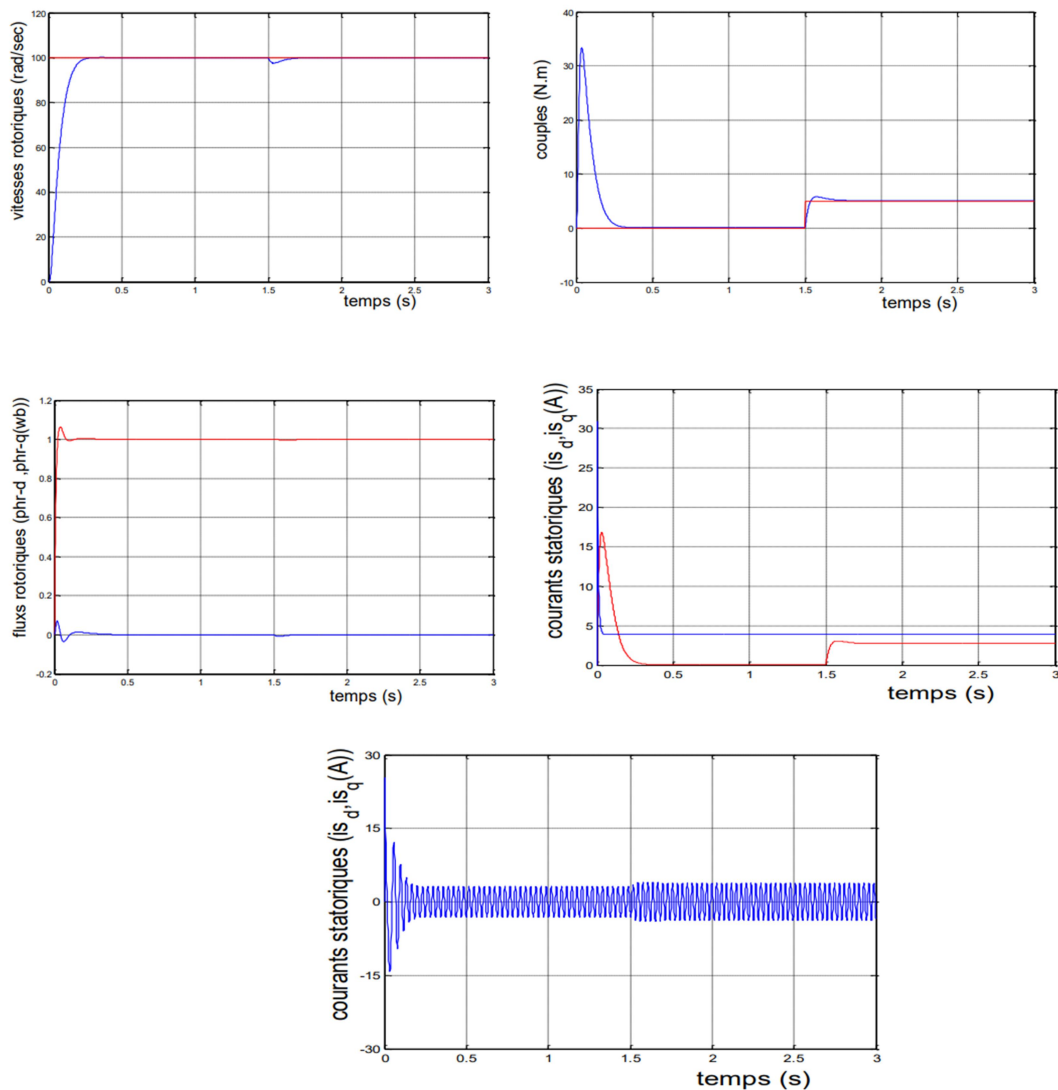


Figure II. 11: Résultats de simulation de la MAS alimentée en tension lors de démarrage à vide et en charge

II.11 Test de robustesse pour la variation de la vitesse

Les simulations effectuées pour la variation de la vitesse ($\Omega_{\text{ref}} = 100, 160$ et 100 rad/s) dans la figure (II.12) révèlent que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique, ce qui a un impact sur les courants, les flux et le couple.

Il est observé que le système répond favorablement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence, le couple connaît un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis retrouve sa valeur avec une légère erreur.

Il est également observé une variation du module des composantes du flux rotorique, avec toujours un découplage, ce qui rend la régulation solide en ce qui concerne le contrôle de vitesse, le temps de réponse est ($t=1$ s)

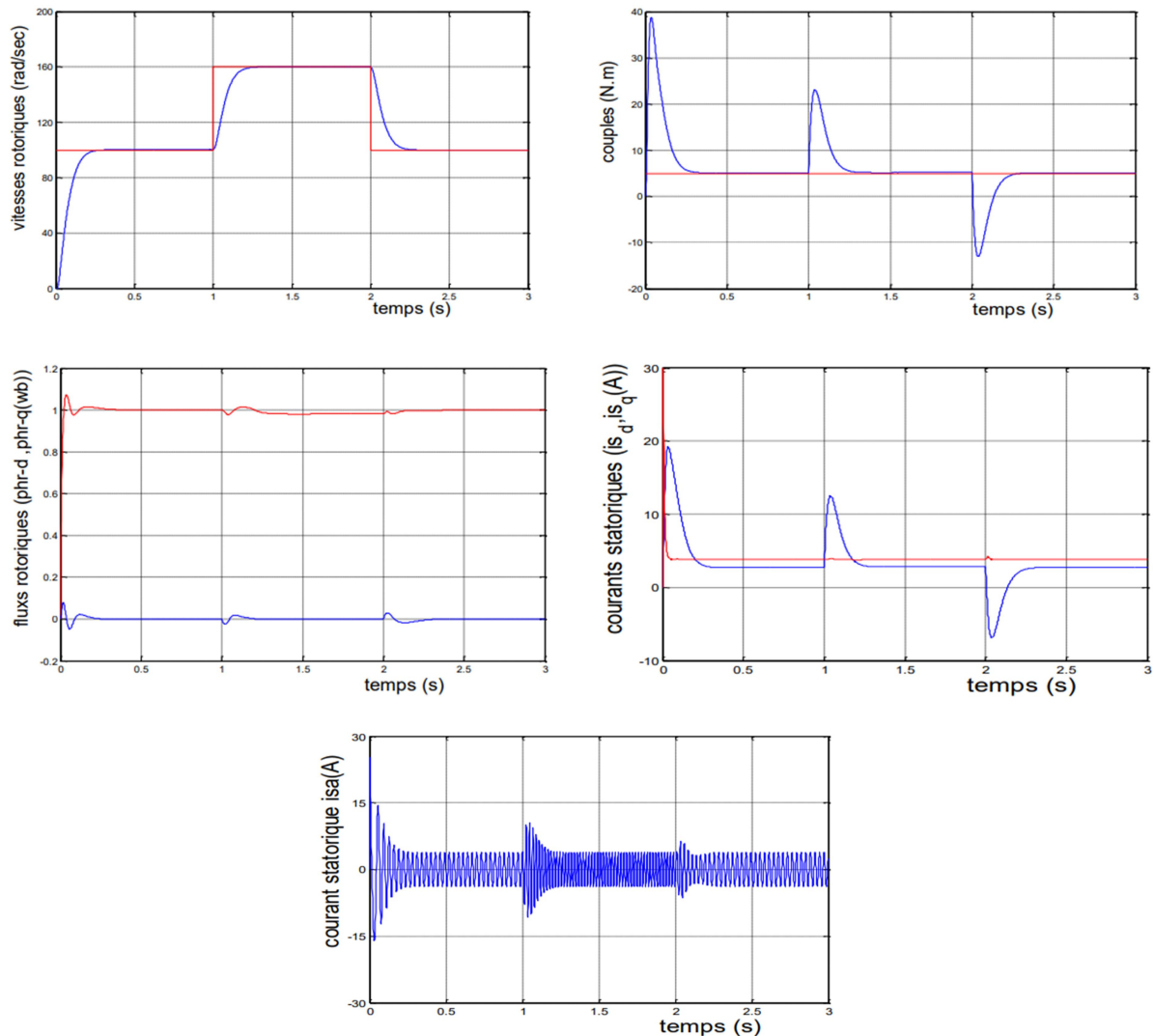


Figure II. 12: test de robustesse pour la variation de la vitesse

II.12.Conclusion :

En résumé, l'utilisation de la commande vectorielle pour les machines asynchrones constitue une avancée significative dans le contrôle de ces machines. Cette méthode offre des performances dynamiques et statiques très supérieures à celles de la commande classique scalaire en permettant un pilotage indépendant du flux et du couple. Cependant, sa mise en œuvre nécessite une expertise approfondie du modèle de la machine et une estimation précise de paramètres essentiels tels que le flux rotorique. Il est également crucial d'utiliser des régulateurs de courant, de vitesse et de flux performants afin de profiter pleinement des bénéfices de la commande vectorielle.

Outre ses utilisations dans le domaine des entraînements électriques, cette méthode de contrôle permet de plusieurs autres applications dans les systèmes électriques. Elle permet en particulier d'améliorer la gestion des machines synchrones à aimants permanents ou à réluctance variable, ainsi que celle des générateurs éoliens. Le développement de la commande vectorielle constitue donc une avancée significative dans le domaine de l'électronique de puissance et de la commande des machines électriques.

Chapitre III :

**Commande par mode
glissant de la MAS et
comparaison entre les
deux commandes**

III.1 Introduction :

La commande des machines électriques représente un domaine de recherche très actif en raison de l'importance croissante de la précision et de l'efficacité dans les applications industrielles modernes. La machine asynchrone (MAS), avec son rôle central dans de nombreux systèmes de propulsion, est souvent au cœur de ces recherches.

La commande par mode glissant des systèmes à structure variable n'a été intéressante et attrayante qu'à partir des années 80. On considère qu'elle est l'une des méthodes les plus simples pour contrôler les systèmes non linéaires et les systèmes avec un modèle imprécis [8,9] [10].

Le glissement est une méthode spécifique de fonctionnement des systèmes à structure variable. En ex-Union soviétique, la théorie de ces systèmes a été étudiée et développée, en premier lieu par le professeur Emelyanov. [11]

Dans ce chapitre, nous exposons le concept global de la gestion des systèmes à structure variable et son application à la MAS. Dans un premier temps, nous abordons les concepts généraux de la commande par glissement par la suite, nous examinons la réaction par glissement avec une surface de commutation non linéaire et quelques phénomènes associés à cette configuration. Finalement, nous exposâmes l'utilisation de cette méthode de contrôle sur la machine asynchrone.

III.2 Théorie de la commande par mode glissant :

Un système à structure flexible (system with variable structure) La structure du système VSS évolue pendant son fonctionnement. Le choix d'une fonction et d'une logique de commutation le distinguent. Grâce à cette option, le système peut passer d'une structure à une autre à tout moment. [12]

En utilisant le mode glissant pour contrôler les systèmes à structure variable, la trajectoire d'état est dirigée vers une surface. Ensuite, grâce à la loi de commutation, elle est contrainte d'y demeurer. Dans les environs de cette surface.

Le mode glissant de commande implique de ramener la trajectoire d'état d'un système à la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation adéquate jusqu'au point d'équilibre. Cette trajectoire se compose de trois parties distinctes, comme illustré dans la figure (III.1) :

-Le mode de convergence (MC) : est le comportement où la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, c'est-à-dire le déplacement de la variable à réguler à partir d'un état initial vers la surface de commutation.

-Mode glissant (MG) : correspond à la manière dont le système se déplace le long de la surface de commutation. La dynamique de ce mode est influencée par la sélection de la surface de

glissement. Il se manifeste lorsque la commande retourne l'état x sur la surface de commutation et tente de le maintenir là-bas.

- **Le mode de régime permanent (MRP)** : est indispensable pour étudier le comportement d'un système autour du point d'équilibre.

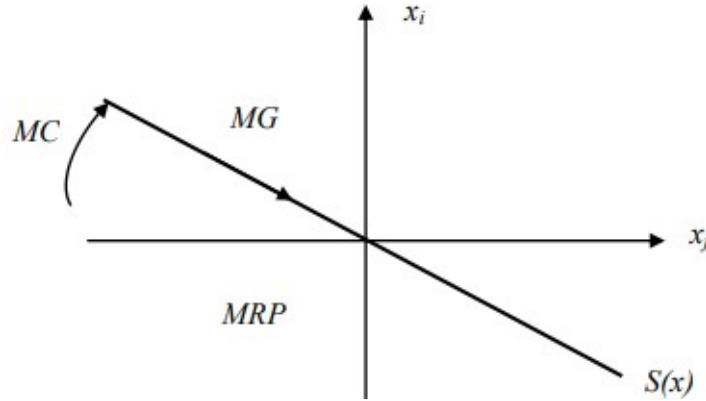


Figure III. 1: Les modes de trajectoire dans le plan de phase

III.3. Conception de la commande par mode glissant :

Les régulateurs sont conçus avec des modes glissants, ce qui permet de résoudre de manière systématique les problèmes de stabilité et des performances souhaitées. Cette méthode de commande est principalement mise en place en trois étapes :

- 1-Le choix de la surface de glissement.
- 2-L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- 3-La détermination de la loi de commande [5].

III.3.1. Choix de la surface de glissement:

Selon l'application et l'objectif visé, il est important de choisir la surface de glissement en prenant en compte non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces, mais aussi leur forme.

Pour un système défini par l'équation d'état suivante, en général [13].:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t x, y \in R^m \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

Les surfaces de glissement doivent être sélectionnées pour un vecteur y de dimension « m ».

Quant à la forme de la surface, il existe deux options, soit dans le plan de phase, soit dans l'espace d'état. Dans cette situation, la méthode appelée « loi de commutation par contre réaction d'état » est utilisée. La loi de commutation est synthétisée en utilisant les concepts du réglage par contre réaction d'état. Son principal désavantage réside dans sa lenteur de réponse transitoire et sa complexité de conception.

Si le traitement se déroule dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, comme si la variable à ajuster glisse sur cette surface afin d'atteindre l'origine du plan

Chapitre III : Commande par mode glissant de la MAS

de phase. La surface $S(x)$ correspond donc au comportement dynamique souhaité du système. L'équation générale proposée par J. J. Slotine permet de calculer la surface de glissement qui garantit la convergence d'une variable vers sa valeur souhaitée [14] :

L'équation est donnée par:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III-2})$$

$e(t)$: L'écart de la variable à régler $e(x) = x_{\text{ref}} - x$.

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$, $S(x) = e(x)$

Pour $r = 2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

Pour $r = 3$, $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$.

La solution unique de l'équation différentielle linéaire $S(x)=0$ est $e(x)$.

En d'autres mots, le problème est un problème de poursuite de trajectoire dont le but est de maintenir $S(x)$ à zéro. Il s'agit d'une approximation précise de l'écart en respectant la condition de convergence. L'objectif de la linéarisation précise de l'écart est d'imposer la dynamique de l'écart (référence - sortie) comme une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre " r ".

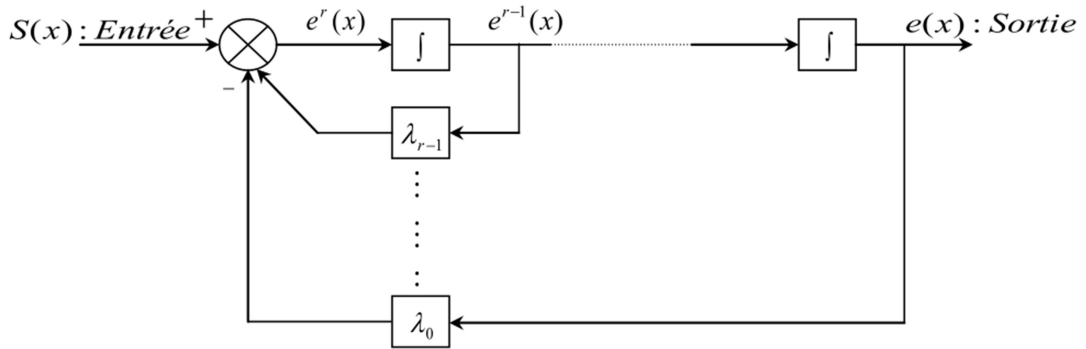


Figure III. 2: Linéarisation exacte de l'écart.

III.3.2 Conditions de convergence :

Les critères de convergence et d'existence sont essentiels pour que les différentes dynamiques du système puissent converger vers la surface de glissement et y rester indépendantes des perturbations [5]. Deux types de conditions sont proposés : [15]

III.3.2.1 Fonction directe de commutation :

Il s'agit de la condition initiale de convergence suggérée par UTKIN. Il parlait de la façon suivante :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III-3})$$

En cette situation, il est nécessaire de renseigner $S(x)$ et ses dérivées, les valeurs seulement à droite et à gauche de la surface de commutation [18].

III.3.2.2 Fonction de Lyapunov :

L'objectif est de créer une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de sélectionner la loi de commutation qui fera diminuer cette fonction ().

En général, cette fonction est employée afin d'assurer la stabilité des systèmes non linéaires.

En donnant une définition de la fonction de Lyapunov :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III-4})$$

Et sa dérivée par [18] :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III-5})$$

Selon cette équation, on observe une diminution continue du carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, ce qui oblige la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés, comme illustré dans la figure (III.3). Cette condition nécessite une alimentation glissée optimale.

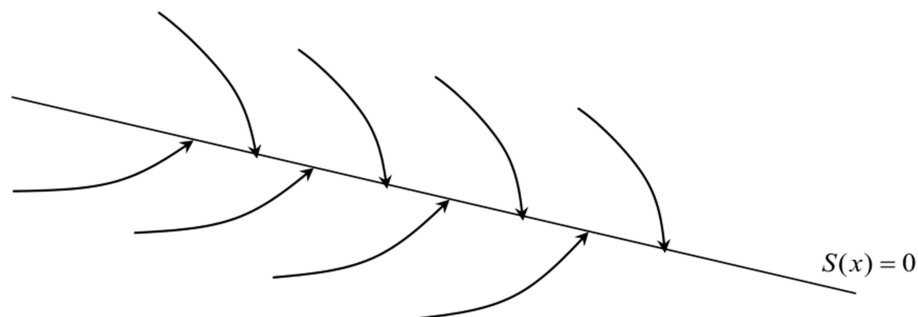


Figure III. 3: Trajectoire d'état vis-à-vis de la surface de glissement.

III.3.3. Détermination de la loi de commande :

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à régler vers la surface, ensuite vers son point d'équilibre, en maintenant la condition d'existence du mode glissant. [20]

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est d'exterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à d'exterminer la commande n'nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode glissant.

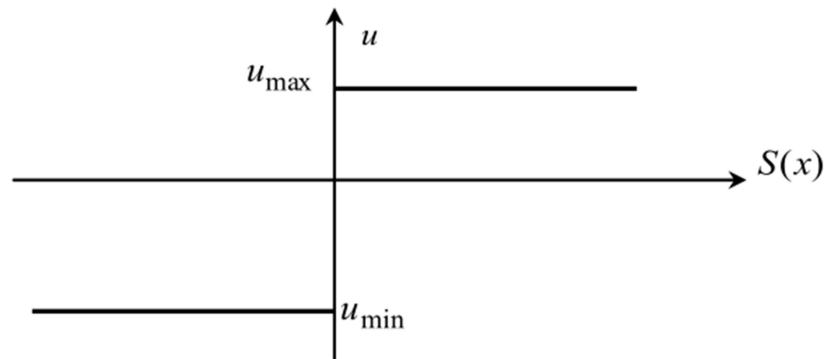


Figure III. 4: Commande appliquée aux systèmes à structure variable

III.3.3.1 Définition des grandeurs de commande :

Comme mentionné précédemment, la surface de glissement dépend du système et des performances souhaitées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant impliquerait une commande discontinue. Par conséquent, si cette commande est nécessaire, elle ne contredit en rien, au contraire, qu'une partie continue lui soit ajoutée afin de réduire l'étendue de la discontinuité.

Ainsi, le contrôleur est composé de deux parties distinctes : une première qui concerne la linéarisation précise et une deuxième qui assure la stabilité. Dans la technique de commande par modes de glissement, cette dernière revêt une grande importance, car elle est employée pour éviter les perturbations extérieures [21].

Nous posons donc : $u(t) = u_{eq}(t) + u_N$ (III-6)

$u_{eq}(t)$ Correspond à la commande équivalente proposée par filipov et utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode glissant est décrit par $\dot{S}(x) = 0$

u_N est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $S(x)\dot{S}(x) < 0$ détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc

pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par : $\dot{S}(x) = u_N$

On peut définir la commande équivalente comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre u_{max} et u_{min}

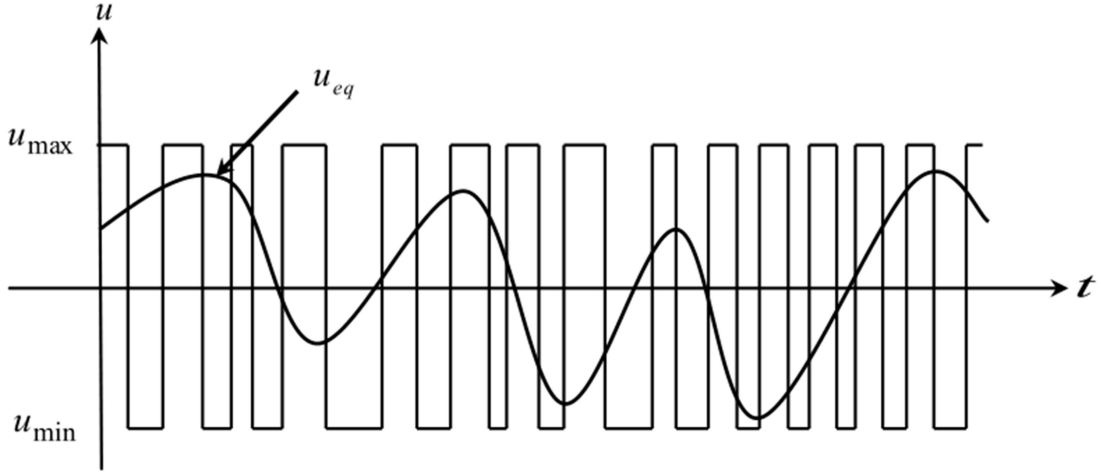


Figure III. 5: Valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min}

III.3.3.2 Expression analytique de la commande :

Le calcul de la commande équivalente et ensuite le calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III-6) sont nos objectifs.

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (III-7)$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs u_{eq} et u_N , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (III-8)$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (III-9)$$

En mode de rotation et en régime constant, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est nulle). Donc, nous avons :

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \quad u_N = 0 \quad (III-10)$$

En substituant le terme par u_{eq} valeur sa (III-9) dans l'équation (III-6), nous obtenons alors une nouvelle dérivée de la surface, à savoir :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (III-11)$$

Le souci réside dans la recherche de u_N tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} < 0 \quad (III-12)$$

La méthode la plus facile consiste à sélectionner u_N en utilisant la figure (III.6). Ainsi, la commande est rédigée de la manière suivante :

$$u_N = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (III-13)$$

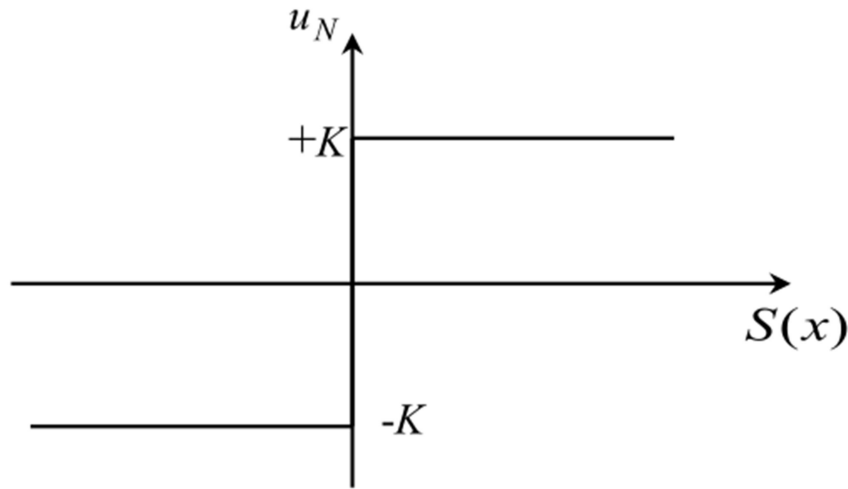


Figure III. 6: Représentation de la fonction « sign »

En substituant l'expression (III-13) à celle (III-12), on a :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)K|S(x)| < 0 \quad (III-14)$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x}(x, t)$ est toujours défavorable à la catégorie de système que nous prenons en compte. On sélectionne le gain K positif afin de répondre à la condition (III-14). Le choix de ce gain joue un rôle crucial car, s'il est extrêmement faible, le temps de réponse sera très long et, s'il est très élevé, nous aurons de fortes fluctuations au niveau de l'organe de commande. Il est possible que ces oscillations suscitent des dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même altèrent l'organe de contrôle.

III.4 Application à la machine asynchrone :

Dans la suite de cette étude, nous examinons un observateur à mode glissant afin d'évaluer le flux rotorique et la vitesse de rotation de la machine hors tension. On peut observer le flux en utilisant un observateur de courant. Une fois que le flux est convergé, il est possible de

déterminer la vitesse en utilisant un contrôle équivalent [16]. Le modèle de la machine asynchrone est donné d'abord dans un référentiel stationnaire (α, β) . La conception de l'observateur de courant à mode glissant est ensuite présentée, puis, en se basant sur la convergence de cet observateur, le flux et la vitesse seront calculés. Enfin, on vérifiera la validité du choix de l'observateur par simulation.

III.4.1 Modèle de la machine asynchrone dans le repère (α, β) :

La description de la machine dans la repère stationnaire (α, β) est adoptée pour notre étude. [17], [16] fournissent les équations électriques qui décrivent le modèle de la machine.

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha s}}{dt} = -\gamma i_{\alpha s} + \frac{K}{T_r} \phi_{\alpha r} + K\omega \phi_{\beta r} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\alpha s} \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} = -\gamma i_{\beta s} + \frac{K}{T_r} \phi_{\beta r} + K\omega \phi_{\alpha r} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\beta s} \\ \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{T_r} \phi_{\alpha r} - \omega \phi_{\beta r} \\ \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{\beta s} - \frac{1}{T_r} \phi_{\beta r} - \omega \phi_{\alpha r} \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

$$\text{Avec : } \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r L_m^2}{\sigma L_r^2 L_s} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad K = \frac{L_m}{\sigma L_r L_s}$$

L'équation mécanique associée est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r (i_{\beta s} \phi_{\alpha r} - i_{\alpha s} \phi_{\beta r})} - T_r - f_r \Omega \quad (\text{III-16})$$

III.4.2 Conception de l'observateur de courant :

Les quatre premières équations peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & -\omega \\ -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} - \gamma \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{III-17})$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} - \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{III-18})$$

En se basant sur les équations précédentes, on peut décrire les observateurs de courant et de flux selon les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{\beta s}}{dt} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} - \gamma \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha s} \\ \hat{i}_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{III-19})$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\phi}_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{d\hat{\phi}_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\hat{T}_r} & -\hat{\omega} \\ \hat{\omega} & -\frac{1}{\hat{T}_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{\alpha r} \\ \hat{\phi}_{\beta r} \end{bmatrix} - \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{III-20})$$

Avec :

$\hat{\phi}_{\alpha r}$ et $\hat{\phi}_{\beta r}$ les composantes du flux rotorique observées

$\hat{i}_{\alpha s}$ et $\hat{i}_{\beta s}$ les courants statoriques observés et utilisés pour générer le mode glissant.

$\hat{\omega}$ et $\hat{T}_r$ la vitesse électrique observée du rotor et la constante de temps rotorique observée

Les fonctions de glissement générées sont définies comme suite :

$$\psi_{\alpha r} = -\lambda_1 \text{sign}(s_1)$$

$$\psi_{\beta r} = -\lambda_2 \text{sign}(s_2)$$

Où $s_1 = \hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s}$ $s_2 = \hat{i}_{\beta s} - i_{\beta s}$ soit $s = [s_1 \ s_2]$

Les surfaces de glissement sont s_1 et s_2 , tandis que les gains λ_1 et λ_2 représentent les amplitudes des grandeurs de commande et sont calculés en fonction de la condition d'existence du mode glissant $\dot{S}(x) = 0$

Leur définition est la suivante :

$$\begin{cases} \lambda_1 < \left| \frac{\gamma}{K} s_1 + \frac{\phi_{\alpha r}}{T_r} + \omega \phi_{\beta r} \right| \\ \lambda_2 > \left| \frac{\gamma}{K} s_2 + \frac{\phi_{\beta r}}{T_r} - \omega \phi_{\alpha r} \right| \end{cases} \quad (\text{III-22})$$

En optant pour des λ_1 et λ_2 suffisamment grands, on observe un glissement et ($s=0$). En calculant $s \& = 0$ pour le mot discontinu, Le contrôle équivalent continu est obtenu. Toutefois, cette vérification dépend des réglages de la machine et est complexe à effectuer. Il est donc logique de supposer que le contrôle équivalent est proche de la composante lente du contrôle réel. On peut extraire cette composante lente en passant par un filtre passebas de structure pour filtrer la composante à haute fréquence :

$$\psi_{\alpha \beta r}^{eq} = \frac{1}{\mu s + 1} \phi_{\alpha \beta r} \quad (\text{III-23})$$

La constante de temps du filtre doit être assez petite pour maintenir la composante lente non déformée, où s est l'opérateur de Laplace. Il est également nécessaire qu'elle soit grande afin d'éliminer la composante à haute fréquence. Il est essentiel que la sortie du filtre corresponde au contrôle équivalent.

III.4.3 Estimation du flux :

En se basant sur le concept du contrôle équivalent, supposons que les courants observés $\hat{i}_{\alpha s}$ et $\hat{i}_{\beta s}$ soient équivalents aux courants réels $i_{\alpha s}$ et $i_{\beta s}$ en régime permanent. Les équations (III-17) et (III-30) [21] sont utilisées pour obtenir :

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha r}^{eq} \\ \psi_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +\frac{1}{T_r} & +\omega \\ -\omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{\alpha r} \\ \hat{\phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{III-24})$$

En utilisant les équations (III-20) et (III-24), on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\phi}_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{d\hat{\phi}_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \psi_{\alpha r}^{eq} \\ \psi_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} + \frac{M}{T_r} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{III-25})$$

La résolution de l'équation (III-25) donne les flux observés $\hat{\phi}_{\alpha r}$ et $\hat{\phi}_{\beta r}$

III.4.4 Estimation de la vitesse de rotation :

On peut réécrire l'équation (III-24) de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha r}^{eq} \\ \psi_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{\alpha r} & \hat{\phi}_{\beta r} \\ \hat{\phi}_{\beta r} & -\hat{\phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} \quad (\text{III-26}) \quad \text{Cette dernière peut se mettre sous la façon}$$

suivante

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} = \frac{1}{\hat{\phi}_{\alpha r}^2 + \hat{\phi}_{\beta r}^2} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{\alpha r} & \hat{\phi}_{\beta r} \\ \hat{\phi}_{\beta r} & -\hat{\phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha r}^{eq} \\ \psi_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} \quad (\text{III-27})$$

On en déduit finalement :

$$\hat{\omega} = \frac{1}{\hat{\phi}_{\alpha r}^2 + \hat{\phi}_{\beta r}^2} \left[\hat{\phi}_{\beta r} \psi_{\alpha r}^{eq} - \hat{\phi}_{\alpha r} \psi_{\beta r}^{eq} \right] \quad (\text{III-28})$$

III.5.1 Essai a vide et en charge :

Les résultats de la simulation de l'essai à vide et en charge sont illustrés dans la figure (III.10) qui montre que la vitesse est presque linéaire avant l'application de la charge et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très court, d'environ (0.1s). Aucune modification de l'allure de vitesse n'est observée après l'application de la charge ($C_r = 5 \text{ N.m}$).

Au démarrage, le couple connaît un pic, puis atteint rapidement la valeur de couple résistant avant et après l'application de la charge.

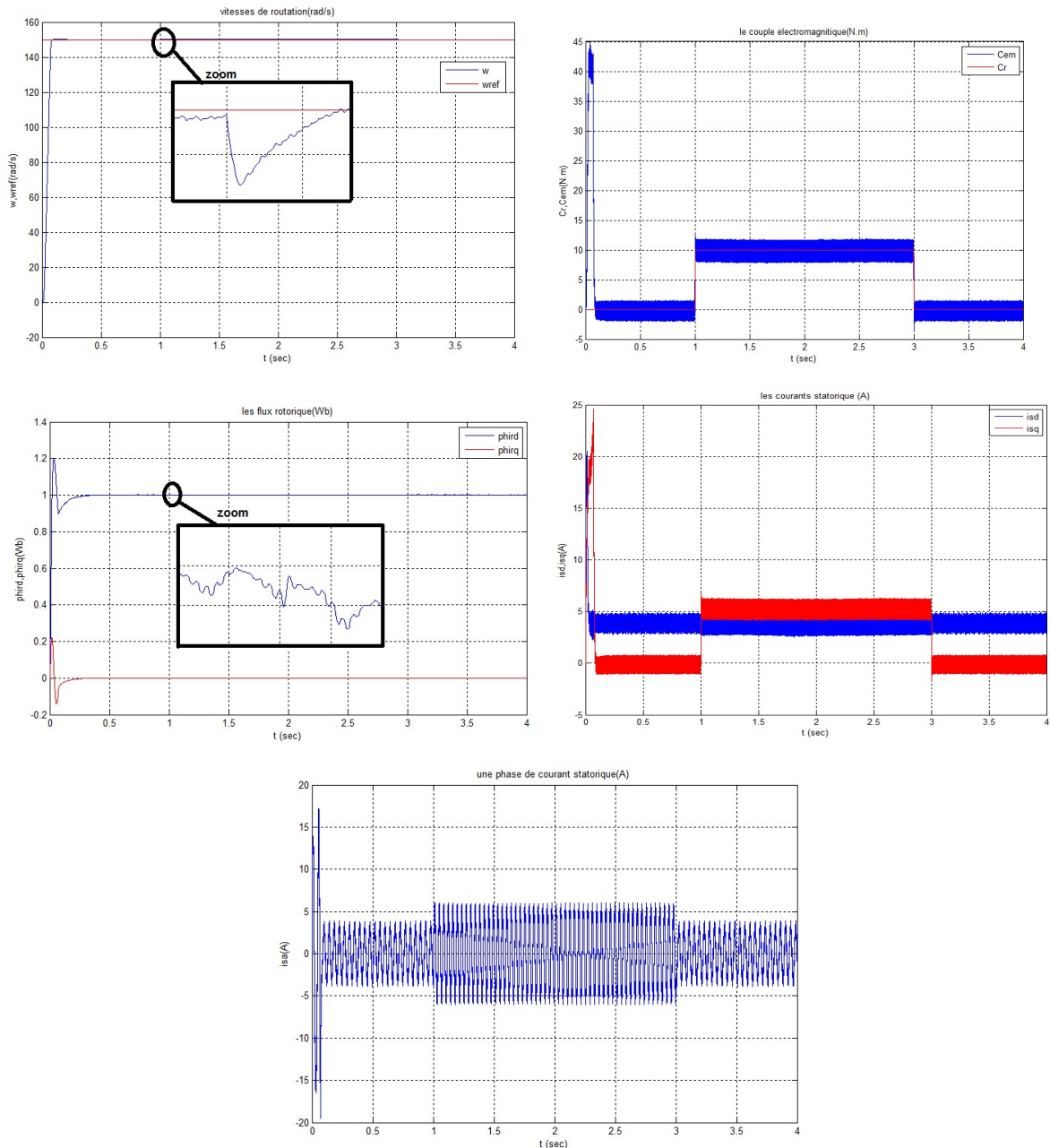


Figure III. 8: Résultats de simulation de mode glissant de la MAS alimentée en tension lors de démarrage à vide et en charge

III.5.2 Test de robustesse pour la variation de la vitesse :

Les résultats de la simulation lors de la variation de la vitesse (100rad/s, 160et100rad/s) sont illustrés dans la figure (III.9).La réponse du système à ce test est positive, la vitesse suit rapidement sa nouvelle référence, ce qui indique que la régulation est solide lorsqu'il passe d'un mode à l'autre, le couple connaît un maximum de transition, puis retrouve sa valeur sans erreur.

Il est également observé une baisse du module de la composante directe du flux lorsque la vitesse varie (mode dé-fluxé), puis elle revient à sa valeur souhaitée. Le module de la composante quadrature du flux varie légèrement

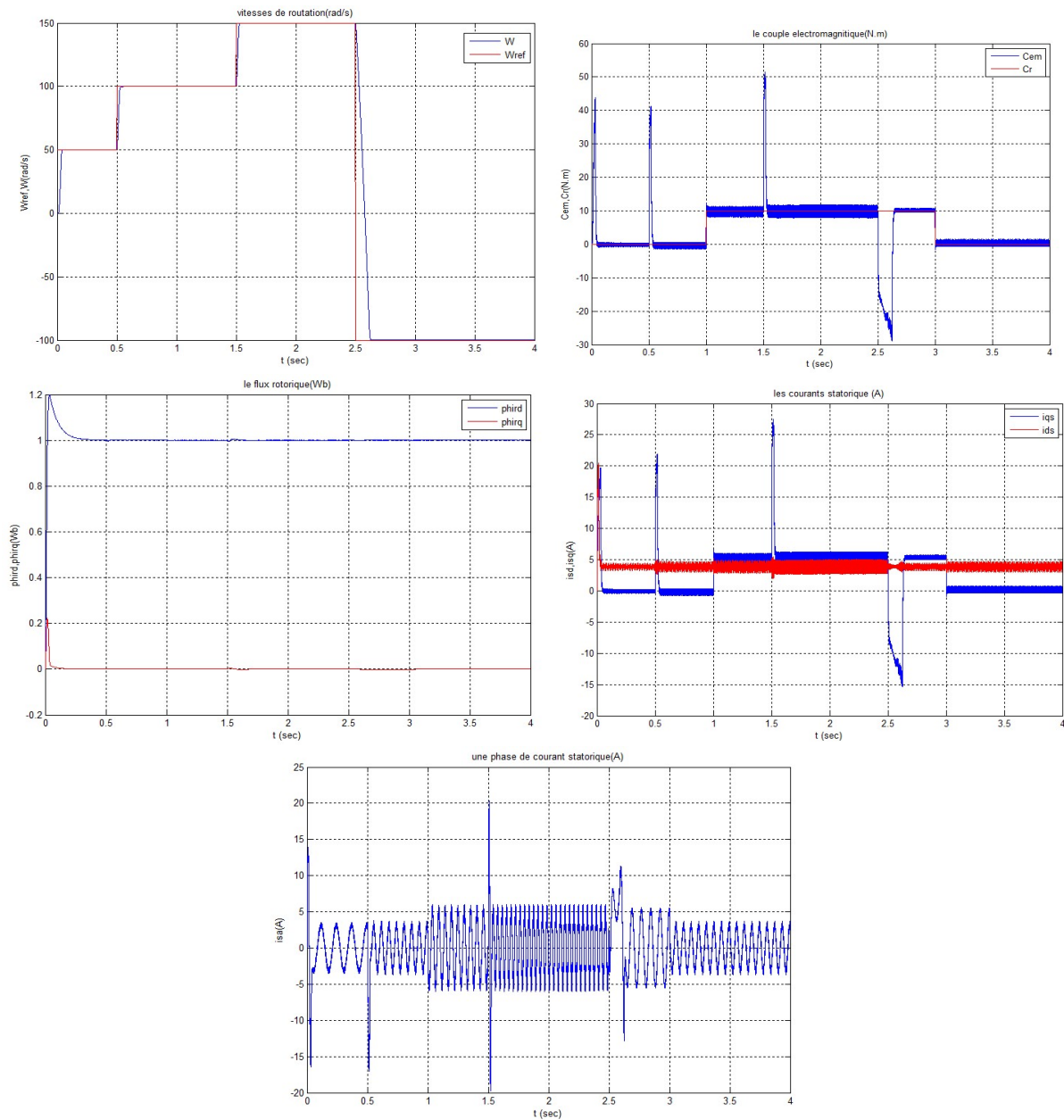


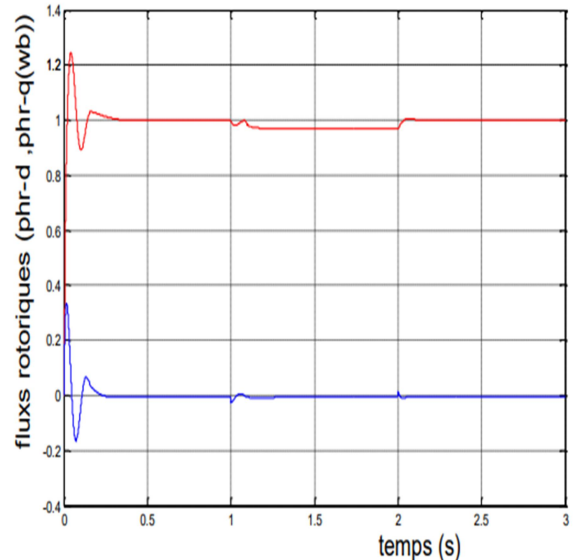
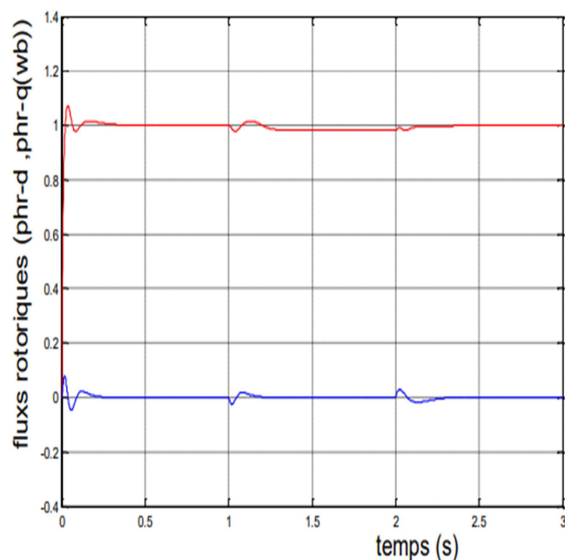
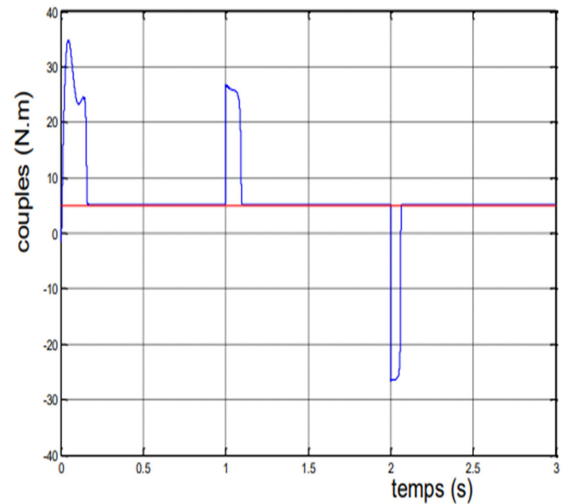
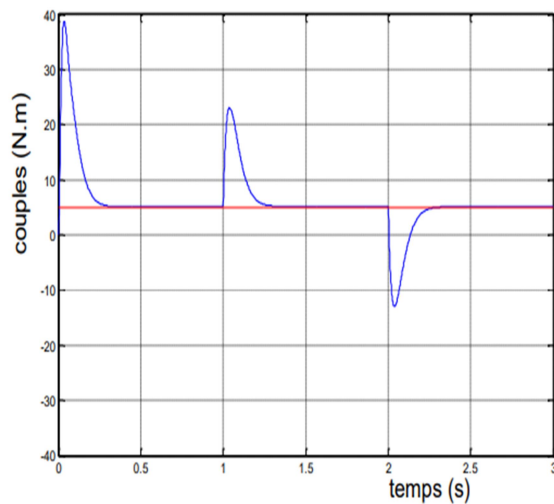
Figure III. 9: Résultat de simulation de régulateur de vitesse par mode glissant

III.6 Comparaison entre les deux commandes :

III.6.1 Comparaison au niveau de la variation de vitesse :

Résultats obtenus lors de la simulation du changement de vitesse. Selon la figure (III.10), il est observé que la vitesse suit sa nouvelle référence dans les deux types de réglage.

Cependant, la commande par mode glissant présente un temps de réponse plus court que la Commande Vectorielle. Le couple fourni par la commande par mode glissant atteint un sommet supérieur à celui fourni par la Commande Vectorielle, mais il revient rapidement à sa valeur de base. Selon les graphiques de débit, il est observé que la distinction entre le couple et le débit est conservée.



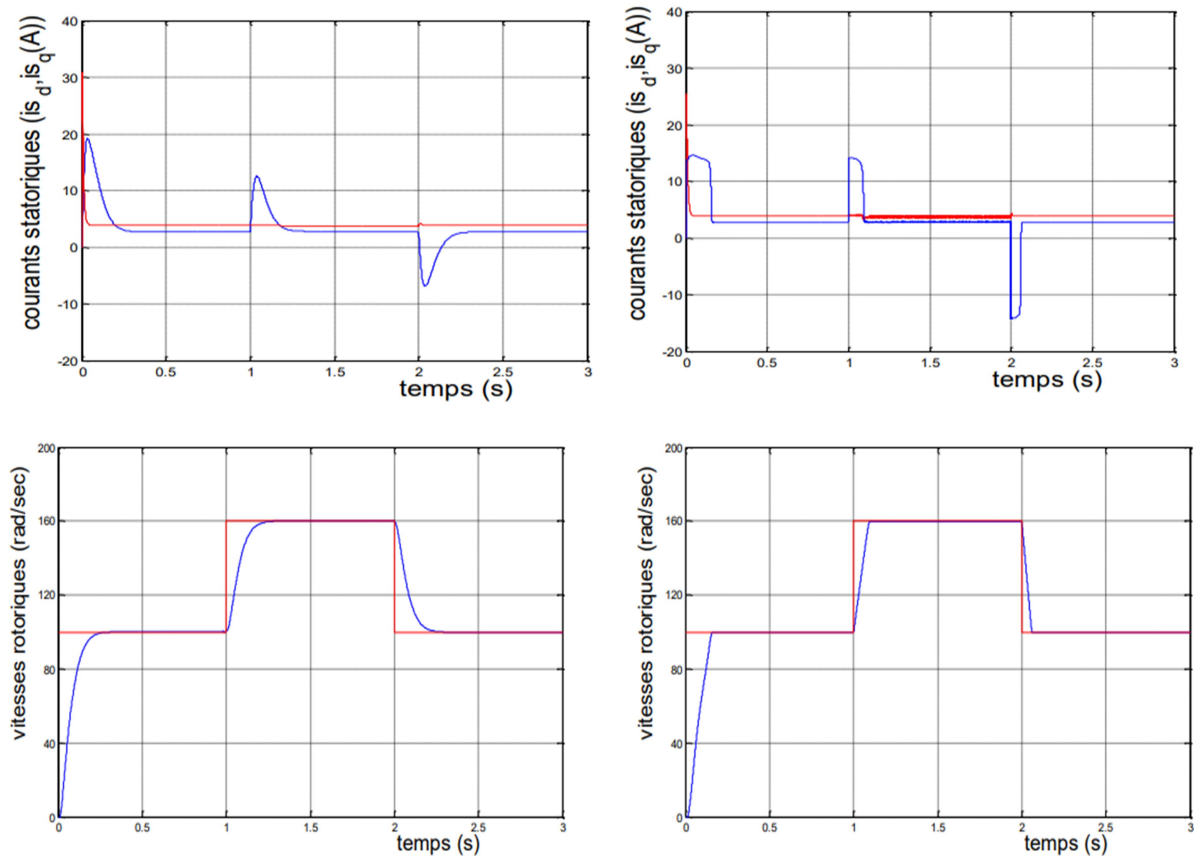


Figure III. 10: Réponse du système en charge pour la variation de la vitesse

III.6.2 Comparaison au niveau de la variation de la charge :

Le couple, la vitesse, le débit et les courants du stator sont illustrés pour une machine asynchrone à l'état de démarrage en charge ($C_r = 5\text{N.m}$) avec une vitesse de consigne $\omega_r(100\text{rad/s})$.

En appliquant un couple ($C_r=10\text{N.m}$) à l'instant , puis en rejoignant un couple de référence , on constate que le couple répond immédiatement et que la vitesse reste constante, sans dépasser sa forme, ainsi que le vôtre. Déformation du la commande par mode glissant .

Le couple électromécanique ne répond pas immédiatement lors de la régulation par la Commande Vectorielle, la vitesse atteint sa référence après avoir subi une déformation.

Ces flux sont légèrement déformés pour le réglage par la Commande Vectorielle, tandis que pour la commande par mode glissant , la séparation est parfaitement réalisée.

la Commande Vectorielle la commande par mode glissant

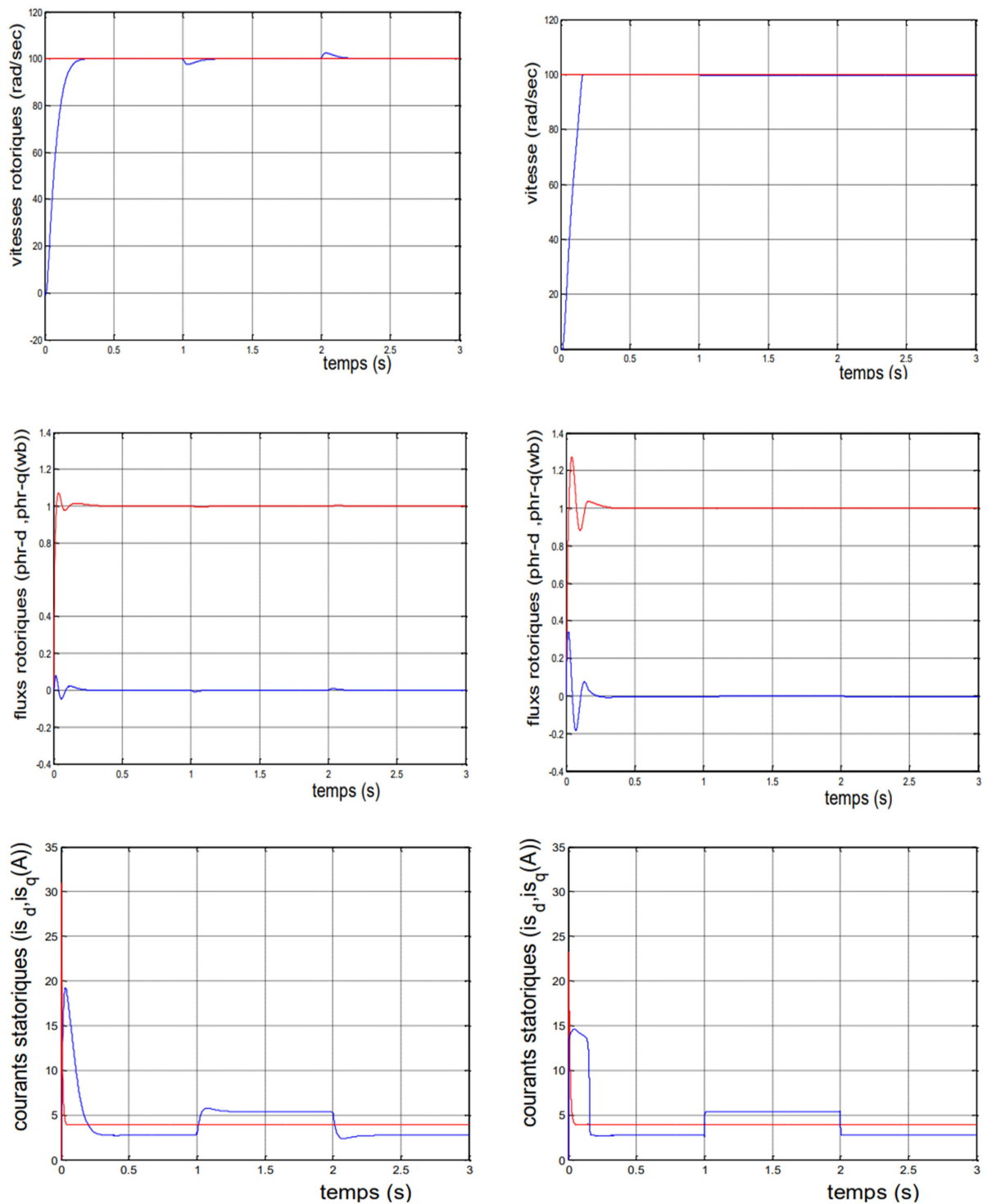


Figure III. 11: Réponse du système en charge pour la variation de la charge

III.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons brièvement exposé la théorie des modes glissants, en incluant quelques concepts sur les observateurs. L'évolution de la commande sans capteur mécanique de vitesse est en cours. L'objectif est de supprimer les capteurs avec leurs désavantages tels que leur fragilité, leur coût, leur bruit et leur encombrement, etc. Afin d'atteindre la vitesse estimée, nous avons employé deux types d'observateurs qui se basent sur la technique des modes glissants. On utilise ces méthodes pour améliorer les performances de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone triphasée, en utilisant un régulateur classique de type (PI).

Selon les résultats de la simulation, il est possible de conclure que les méthodes d'estimation étudiées sont applicables aux conditions nominales, allant jusqu'à répondre aux fonctionnements en variation de vitesse et même lorsque la machine est chargée. Par ailleurs, l'estimateur employé présente une solide résistance face à la variation de la charge, ce qui permet d'atteindre des performances fonctionnelles optimales avec une installation à faible coût et à faible volume.

CONCLUSION G ÉNÉRALE

Conclusion Générale :

Le travail concernant notre mémoire, a été axé sur l'élaboration d'un parallèle des spécificités de chacune des deux commandes : commande vectorielle et contrôle par mode glissant.

Le potentiel de chacune des deux commandes a été traité et évalué. L'étude a été structurée comme suit :

Au premier chapitre, nous avons procédé à la présentation du modèle mathématique de la MAS par l'utilisation de la transformation de Park. Cette méthode consiste à réduire la complexité du modèle en transformant la machine triphasée à une machine biphasée (deux axes). Aussi, nous avons modélisé l'onduleur de tension et sa commande à MLI.

Au deuxième chapitre, nous sommes présentés l'étude de la commande vectorielle.

Ou Nous avons, dans ce cadre, donné les principes de bases de la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique, qui permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où le flux n'est pas affecté par la variation du couple électromagnétique. En revanche, on trouve une complexité plus grande de la commande, particulièrement lorsqu'il s'agit d'une commande en tension, ce qui nécessite des boucles de régulation en plus. Les résultats obtenus par la commande vectorielle directe montrent bien un découplage parfait ; mais ce dernier est affecté par les variations des paramètres de la machine, ce qui représente un inconvénient majeur de la commande vectorielle.

Le troisième chapitre porte sur l'étude de la commande par mode glissant qui s'impose comme un régulateur de vitesse pour pallier les inconvénients de régulateur classique et gardé la performance de la commande vectorielle. Le mode glissant est une commande non linéaire, sa loi se modifie d'une manière discontinue. La surface de glissement est déterminée en fonction des performances désirées. Tandis que la loi de commande est choisie dans le but d'assurer les conditions de convergence et de glissement c'est-à-dire, l'attractivité et l'invariance des surfaces de commutation ce qui permet au système de tendre toujours vers la surface de glissement, ainsi nous proposons une étude comparative entre le régulateur classique de vitesse (PI) et le régulateur par mode glissant de vitesse avec l'application de la commande vectorielle directe. Cette comparaison nous a permis de tester la robustesse de chaque régulateur.

A partir du travail présenté dans ce mémoire nous avons déduit que la performance et la robustesse de la commande par mode glissant est préférable à celles d'une commande vectorielle. Cette technique offre les avantages suivants :

- Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système.
- Une simplicité de la mise en œuvre de la loi de commutation.

Conclusion Générale

- Temps de réponse acceptable.
- Erreur pratiquement nulle.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] S.Mebarek «Commandes non linéaires de la machine asynchrone», du diplôme de Master, université Msila12/13.
- [2]: X.KESTELYN, ''Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs machines polyphasés'', Thèse de doctorat, Université de Lille 1,France, 2003.
- [3]: '' cours et notes de cours par lotfi Baghli'', Document consultable et téléchargeable sur site Web http://www.atela.uhp-nancy.fr/baghli/cours_cmde_MAS.pdf.
- [4]: S.Khelfa, « commande vectorielle d'une machine à induction : impacts de la saturation de la machine et modulation du convertisseur », Thèse de magister, Univ de Batna, Juillet 2001.
- [5]: S.Chaouch, « Commande Vectorielle Robuste d'une Machine à Induction sans Capteur de Vitesse », Thèse de doctorat, Univ de Batna, Décembre 2005.
- [6]: C. Djamal Eddine, A. Ahmed « COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'ORDRE DEUX D'UNE MACHINE ASYNCHRONE » mémoire de master, Université ECHAHID HAMMA LAKHDAR El-Oued, juin 2018
- [7]: M. Mohammed Ikbali, C. Rachid, S. Mahmoud «Commande vectorielle avec Observateur interconnecté pour la machine asynchrone» mémoire de master, Université ECHAHID HAMMA LAKHDAR El-Oued,16 juin 2021.
- [8]. J.J. Slotine. « Sliding controller design for nonlinear systems ». I.J.C. Vol. 4. N° 2. pp 421- 434, 1984.
- [9]. M. Machmoum, F. Poitiers, «Sliding mode control of a variable speed wind energy conversion System with DFIG », EVER09, pp. 180-187, March 2009.
- [10]. G. Salloum, «Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique De Toulouse, 2007.
- [11]A. F. Filippov,"Differential equations with discontinuous right-hand side", Matematicheski Sbornik, Vol. 51, No. 01, pp. 99–128, 1960.
- [12]: Z. Yamina «Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone» mémoire de magister, Université FERHAT ABBAS DE SETIF 03/03/2010

BIBLIOGRAPHIE

- [13]: S. CHAOUCH, '' Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse'', Thèse de doctorat, Université de BATNA, Décembre 2005.
- [14] V.I.UTKIN, J. G. GULDNER, and J. J.SHI, ''Sliding Mode Control in Electromechanical Systems''. New York: Taylor & Francis, 1999
- [15]: A. Hocine «Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode glissant» mémoire de magister, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 28/05/2008
- [16]: T. Hicham «Contrôle par mode glissant: Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts» Thèse de Doctorat, Université de Mohamed Khider – Biskra 28/01/2016
- [17]: M. ABID, Y. RAMDANI, A. AISSAOUI and A. ZEBLAH, ''Sliding mode speed and Flux control of an induction machine'', Journal of Cybernetics vol. 6, pp. 39-46, 2006.
- [18]: S. Noureddine, L. Ammar «Commande par mode glissant dynamique d'une machine asynchrone» mémoire de master, Université Mohamed Seddik Benyahia – Jijel, Juin 2016.
- [19]: K. Karim, K. Djamal «Commande par mode glissant d'un hacheur Parallèle «Application à l'extraction de la puissance» maximale d'un panneau photovoltaïque» mémoire de master, Université Mouloud MAMMERI De Tizi-Ouzou 29/09/2014
- [20]: O. ASSIA « Commande par mode glissant des paramètres électriques de la machine asynchrone » mémoire de magister, Université FERHAT ABBAS DE SETIF 04/01/2011
- [21]: J.J.SLOTINE, W.Li, ''Applied nonlinear control '', Englewood Cliffs, Prentice Hall, 1991.
- [22]: K. Ishak, M. Ayoub, T. Ferhat Amine « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone » mémoire de master, Université ECHAHID HAMMA LAKHDAR El-Oued, 2020/2021

ANNEXE

Paramètres de la machine asynchrone :

Caractéristiques :

$$f_s = 50 \text{ Hz}$$

$$V_N = 220/380 \text{ V}$$

$$N_r = 1500 \text{ tr/min}$$

$$C_{rn} = 25 \text{ N.m}$$

Paramètres :

$$R_r = 3.805 \, \Omega$$

$$R_s = 4.85 \, \Omega$$

$$L_r = 0.274 \text{ H}$$

$$L_s = 0.274 \text{ H}$$

$$M = 0.258 \text{ H}$$

$$J = 0.031 \text{ Kg.m}^2$$

$$f = 0 \text{ N.m.s}^{-1} / \text{rad}$$

$$P = 2$$

Paramètres des régulateurs :

$$K_1 = 150$$

$$K_2 = 220$$

$$K_3 = 13.5$$