

# الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOHAMED SEDDIK BENYAHIA JIJEL

Faculté des sciences et de la technologie

Département d'Automatique

N° :...../2022

## **MEMOIRE DE MASTER**

**DOMAINE: Sciences et Technologies**

**FILIERE: Automatique**

**SPECIALITE: Automatique et systèmes**

## **Thème**

**Commande par Mode Glissant Dynamique de la Machine**

**Asynchrone à Double Alimentation –MADA**

**Présenté Par : BOUADJEL Taki eddine**

**Encadré Par : Dr.BOUNAR Naamane**

**MEKRACHE Alaa e dinne**

**Date de soutenance: 13/07/2022**

### **Jury de Soutenance**

**Président : BOUAKRIF Farah**

**Grade Professeur**

**Univ MSB jijel**

**Encadreur :BOUNAR Naamane**

**Grade MCA**

**Univ MSB jijel**

**Examineur :KEMIHA Mina**

**Grade MCB**

**Univ MSB jijel**

**Promotion : 2021 /2022**

# ***Remerciements***

*Mes remerciements vont tout premièrement, à Dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage, la patience et la force pour réaliser ce travail.*

*Je tiens, avant tout, à exprimer ma profonde gratitude à mon encadreur*

*Mr. N. BOUNAR, pour la confiance qu'il m'a prodigué pour la direction et tout l'aide qu'il m'a apporté durant toute la durée de ce travail de recherche.*

*Je tiens à remercier également les membres du jury pour avoir accepté d'examiner ce travail et leurs commentaires constructifs.*

*J'adresse aussi mes remerciements à tous mes amis et collègues surtout ceux qui m'ont apportés un soutien moral, patience, une amitié inoubliable et précieuse et son dévouement qui fut particulièrement indispensable.*

*Enfin, je tiens à remercier ma famille pour leurs encouragements et leur soutien inconditionnel.*

# ***Dédicaces***



*Je dédie ce modeste travail :  
A mes très chers parents, que Dieu les  
garde et les protège, pour leurs soutien  
moral et financier, pour leurs  
encouragements et les sacrifices qu'ils  
ont endurés.*

*A mes frères : Harroun, Mohammed et  
Achraf.*

*A toute ma famille.*

*A mes collègues de la promotion.*

*Avec un grand MERCI pour tous.*

***Alaa eddine***

# ***Dédicaces***

*Je dédie ce modeste travail :*  
*A mes très chers parents, que Dieu les*  
*garde et les protège, pour leurs soutien*  
*moral et financier, pour leurs*  
*encouragements et les sacrifices qu'ils*  
*ont endurés.*  
*A mes frères*  
*A mes sœurs*  
*A toute ma famille.*  
*A mes collègues de la promotion.*  
*Avec un grand MERCI pour tous.*

***Taki eddine***

## Table Des Matières

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

### Chapitre I : Modélisation de la MADA

I.1 Introduction.....	4
I.2 Description de la MADA.....	4
I.3 Principe de fonctionnement des machines à courant alternatif.....	5
I.4 Modes de fonctionnement de la MADA.....	6
I.5. Avantages et inconvénients de la MADA.....	7
I.5.1 Avantages de la MADA.....	8
I.5.2 inconvénients de la MADA.....	8
I.6 Configuration du système à vitesse variable avec machine asynchrone à double alimentation .....	8
I.6.1 Première configuration : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur....	8
I.6.2 Deuxième configuration : MADA alimentée par deux convertisseurs indépendants.....	9
I.7 Domaines d'application de la MADA.....	10
I.8 Modélisation de la MADA.....	10
I.8.1 Mise en équations.....	10
I.8.1.1 Equations électriques.....	10
I.8.1.2 Equations magnétiques.....	10
I.8.1.3 Equation mécanique.....	11
I.8.2 Application de la transformation de PARK à la MADA.....	12
I.8.2.1 Relation entre les flux et les courants.....	13
I.8.2.2 Choix du référentiel dq.....	14
I.8.2.2.1 Référentiel lié au stator.....	14
I.8.2.2.2 Référentiel lié au rotor.....	14
I.8.2.2.3 Référentiel lié au champ tournant.....	14
I.8.2.3 Mise sous forme d'équations d'état.....	12
I.9 Résultats de simulation.....	15
I.10 Conclusion.....	22

### Chapitre II: Commande linéaire de la MADA

II.1 Introduction.....	24
II.2 Principe de la commande vectorielle.....	24

II.2.1 Commande vectorielle directe.....	25
II.2.2 Commande vectorielle indirecte.....	25
II.2.3 Différents repères de référence .....	26
II.4 Stratégie appliquée à la MADA.....	27
II.4.1 Courants rotoriques de référence .....	30
II.4.2 Régulateur de vitesse de la MADA.....	31
II.5 Résultat de simulation.....	32
II.6 Conclusion.....	36

### **Chapitre III : Commande par modes glissants de la MADA**

III.1 Introduction.....	38
III.2 Principe de la Commande par mode glissant.....	38
III.3 Objectif de la commande par mode glissant .....	40
III.4 Choix de la Surface de glissement.....	40
III.5 La commande par mode glissant .....	41
III.6 Condition de convergence.....	42
III.7 Définition des grandeurs de commande .....	43
III.8 Expression analytique de la commande.....	44
III.9 Problème de chattering.....	45
III.10 Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement .....	46
III.11 Application à la MADA.....	46
III.12 Résultats de simulation.....	55
III.13 Résultats de simulation.....	58
III.14 Conclusion.....	61

### **Chapitre IV : Commande par mode glissants-dynamique de la MADA**

IV.1 Introduction.....	63
IV.2 Commande par mode glissant dynamique .....	63
IV.3 Surface de glissement .....	63
IV. 4 Loi de commande .....	63
IV. 5 Application de la commande par mode glissant dynamique .....	66
IV.6 Résultats de simulations.....	70
IV.7 Conclusion.....	73
Conclusion générale.....	75

Annexe.....	77
A.1 Grandeurs réelles - Grandeurs $\alpha - \beta$ .....	77
A.2 Grandeurs $\alpha - \beta$ - Grandeurs $d - q$ .....	77
A.3 Synthèse.....	77
Bibliographies.....	79

## Liste des figures

### Chapitre I

<b>Figure I.1</b> : Structure de la MADA .....	4
<b>Figure I.2</b> : Champs statorique et rotorique dans une machine à courant alternatif.....	5
<b>Figure I.3</b> : Alimentation de la MADA par un onduleur.....	9
<b>Figure I.4</b> : Alimentation de la MADA par deux convertisseurs.....	9
<b>Figure I.5</b> : transformation triphasé-biphasé de Park.....	13
<b>Figure. I.6</b> : Schéma de la commande en boucle ouverte de la MADA.....	16
<b>Figure I.7</b> : Réponses en bouclé ouverte de la MADA à vide(fr=20,vr=20).....	17
<b>Figure I.8</b> : Réponses en bouclé ouverte de la MADA à vide(fr=20,vr=40).....	18
<b>Figure I.9</b> : Réponses en bouclé ouverte de la MADA à vide(fr=20,vr=60).....	19
<b>Figure I.10</b> : Réponses en bouclé ouverte de la MADA à vide(fr=10,vr=40).....	20
<b>Figure I.11</b> : Réponses en bouclé ouverte de la MADA à vide (fr=30,vr=40).....	21

### Chapitre II

<b>Figure II.1</b> : Schéma de l'orientation du flux statorique.....	26
<b>Figure II.2</b> : Schéma de la commande vectorielle de la MADA.....	32
<b>Figure II.3</b> : La réponse de la MADA à vide.....	34
<b>Figure II.4</b> : 4 La réponse de la Mada en charge. Avec : $C_r=10 \text{ N.m}$ $t=[0.5 \ 1.5]$ , une variation sur $L_m=-30\%$ et $L_r=200\%$ .....	35

### Chapitre III

<b>Figure III.1</b> : Schéma de principe d'un système a structure variable.....	39
<b>Figure III.2</b> : Mode de glissement idéal.....	40
<b>Figure III.3</b> : Démonstration du mode de glissement.....	41
<b>Figure III.4</b> : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....	43
<b>Figure III.5</b> : Interprétation de $U_{eq}$ .....	44
<b>Figure III.6</b> : Phénomène de chattering.....	46
<b>Figure III.7</b> : Schéma de la commande par mode glissant de la MADA cas1.....	51
<b>Figure III.8</b> : Schéma de la commande par mode glissant de la MADA cas2.....	54
<b>Figure III.9</b> : Réponse de la commande par mode glissant de la MADA à vide(méthode 1).56	



<b>Figure.III.10</b> Réponses de la MADA par modes glissants avec perturbations $C_r=10$ N.m $t=[0.5, 1.5]$ , une variation de +50% des résistances à partir de $t=0.6$ s (méthode 1) .....	57
<b>Figure III.11</b> : Réponse de la commande par mode glissant de la MADA à vide (méthode 2).....	59
<b>Figure III.12</b> Réponses de la MADA par modes glissants avec perturbations $C_r=10$ N.m $t=[0.5, 1.5]$ , une variation de +50% des résistances à partir de $t=0.6$ s (méthode2).....	60

## Chapitre IV

<b>Figure. IV.1:</b> Schéma de la commande mode glissant dynamique de la MADA.....	70
<b>Figure. IV.2:</b> Réponse de la commande par mode glissant dynamique de la MADA à vide..	71
<b>Figure. IV.3:</b> Réponses de la MADA par modes glissants-dynamique avec perturbations $C_r=10$ N.m $t= [0.5, 1.5]$ , une variation de +50 % de résistances introduite à $t=0.6$ s.....	72

## **Liste Des Tableaux**

### **Chapitre I**

<b>Tableau I.1</b> : Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation.....	16
---	----

### **Chapitre II**

<b>Tableau II.1</b> : Objectifs commande.....	32
---	----

## NOTATIONS ET SYMBOLES

### Principales notations

$X$  : Matrice.

$X$  : Vecteur.

$x$  : Scalaire.

### Principaux indices et exposants

$(\cdot)_{as}, (\cdot)_{bs}, (\cdot)_{cs}$  : Composantes ( $a, b, c$ ) dans un repère triphasé lié au stator.

$(\cdot)_{ar}, (\cdot)_{br}, (\cdot)_{cr}$  : Composantes ( $a, b, c$ ) dans un repère triphasé lié au rotor.

$(\cdot)_{\alpha}, (\cdot)_{\beta}$  : Composantes ( $\alpha, \beta$ ) dans un repère diphasé.

$(\cdot)_d, (\cdot)_q$  : Composantes ( $d, q$ ) dans un repère diphasé tournant.

$(\cdot)_s, (\cdot)_r, (\cdot)_h$  : Composantes statorique, rotorique et d'entrefer.

$(\cdot)_{ref}$  : Grandeur de référence.

$(\cdot)_n$  : Grandeur nominale.

$(\cdot)^T$  : Matrice transposée.

### Principaux symboles

$R_s, (R_r)$  : Résistance par phase d'un enroulement au stator (respectivement rotor).

$l_s, (l_r)$  : Inductance propre d'un enroulement stator (respectivement rotor).

$L_s, (L_r)$  : Inductance cyclique du stator (respectivement rotor).

$M_{sr}$  : Mutuelle Inductance cyclique.

$\sigma$  : Coefficient de dispersion magnétique.

$p$  : Nombre de paire de pôles.

$f$  : Coefficient des frottements visqueux.

$f_r$  : Coefficient de frottement.

$J$  : Inertie du moteur chargé.

$V$  : Fonction de Lyapunov.

$\eta, \psi$  : Constantes strictement positives.

$\alpha, \beta, \gamma$	: Des constantes.
$k_0, k_1$	: Constantes positives.
$K_p$	: Le coefficient de proportionnalité.
$T_i$	: La constante de temps d'intégration.
$\Delta(s)$	: Matrice modélisant les incertitudes.

### Principales grandeurs

$C_{em}$	: Couple électromagnétique.
$C_r$	: Couple résistant.
$\emptyset$	: Flux magnétique.
$\theta$	: Angle entre un enroulement rotorique et son homologue statorique.
$\theta_s, (\theta_r)$	: Angle entre la phase $a$ du stator (respectivement rotor) et l'axe $d$ .
$\omega$	: Vitesse angulaire électrique.
$\omega_s, (\omega_r)$	: Pulsation des grandeurs statoriques (respectivement rotoriques).
$\Omega$	: Vitesse de rotation mécanique du rotor.
$\Omega_s$	: Vitesse de rotation du champs statorique.
$\Omega_r$	: Vitesse de rotation du champs rotorique.
$P_s$	: Puissance active statorique.
$Q_s$	: Puissance réactive statorique.

### Sigles

MADA	: Machine Asynchrone Double Alimentation.
MAS	: Machine Asynchrone Simple.
PI	: Action Proportionnelle et Intégrale.

*INTRODUCTION*  
*GENERALE*

## Introduction générale

---

A l'heure actuelle, les machines à induction ou asynchrones sont de plus en plus utilisées dans les secteurs industriels (Elles occupent plus de 80% dans le domaine de conversion électromagnétique d'énergie électrique) en raison de leur robustesse, et leur construction simple qui ne nécessite qu'un minimum d'entretien, bien que celles-ci imposent des structures internes et des stratégies de commande plus complexes [1-2]. Toutefois, Les puissances mises en jeu dans l'industrie moderne sont assez grandes et allant dans le sens de justifier l'emploi de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), notamment dans les entraînements à vitesse variable.

Les applications faisant intervenir la MADA ont constitué un sujet de recherche tout au long de la dernière décennie. En effet, l'association de la MADA à des onduleurs statiques permet de donner différentes stratégies de commande et présente un autre avantage d'utilisation de ces machines. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes d'entraînement électrique. De plus, la présence d'un convertisseur entre le stator et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau [3]. Toutefois, la commande d'une telle machine est une opération délicate vue que son modèle est non linéaire, multivariable, fortement couplé (couplage entre le flux et le couple électromagnétique) et dont les paramètres résistifs et inductifs varient aussi bien que la charge.

L'objectif principal de ce travail est la synthèse de lois de commande robustes pour la MADA en mode moteur avec un seul convertisseur du côté rotor. Cette structure de la machine est choisie à cause de son cout réduit par rapport à la structure à deux convertisseurs (stator-rotor). Le choix de la commande par mode glissant est justifié par sa simplicité de mise en œuvre ainsi que sa grande robustesse vis-à-vis les perturbations extérieures et les

incertitudes de modélisation aux quelles peut s'affronter la machine lors de son fonctionnement

Le mémoire est composé de quatre chapitres :

**Dans le premier chapitre**, nous présentons la machine asynchrone a double alimentation. Son principe de fonctionnement, ses avantages, ses inconvénients et les différents domaines d'application sont d'abord abordés. Ensuite, le modèle biphasé basé sur la transformation de Park est donné en vue de sa commande. La dernière partie de ce chapitre présente une validation de ce modèle en simulation à travers une série de tests en boucle ouverte.

**Le deuxième chapitre** présente la technique de la commande vectorielle (commande linéaire) appliquée à la MADA. Des tests de simulation sont donnés à la fin du chapitre.

**Le troisième chapitre** présente dans un premier temps des rappels de notions de base sur la théorie de la commande par mode glissant. Ensuite, cette technique de commande est appliquée à la commande en vitesse de la MADA. Des résultats de simulation sont présentés à la fin du chapitre.

**Le quatrième chapitre** traite le phénomène indésirable du chattering qui est toujours lié à l'application de la commande par mode glissant et qui peut limiter son application sur site réel. Afin de réduire l'effet de ce phénomène, le principe de commande par mode glissant dynamique est introduit. Des résultats de simulation sont présentés à la fin du chapitre.

Nous terminerons avec une conclusion générale et des perspectives.

*CHAPITRE I*

*MODELISATION*

*DE*

*LA MADA*



## Chapitre I : Modélisation de la MADA

---

### I.1.Introduction :

Dans ce chapitre nous allons présenter un bref aperçu sur la machine asynchrone à double alimentation. Dans un premier temps, on présente son principe de fonctionnement, ses deux modes d'alimentation tout en citant ses avantages et ses inconvénients. Ensuite, on donne le modèle mathématique de cette machine dans un repère biphasé tournant ( $dq$ ) en utilisant la transformation de Park. Ce dernier sera utilisé par la suite pour la synthèse de différents contrôleurs pour cette machine en mode moteur.

### I.2. Description de la MADA

Une MADA a un stator identique à celui d'une machine asynchrone à cage ou d'une machine synchrone. C'est le rotor qui diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques.

Dans la figure (I.1) les enroulements rotoriques sont connectés en étoile et les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants (balais bagues collectrices) permettant d'avoir accès aux tensions et courants du rotor [4].

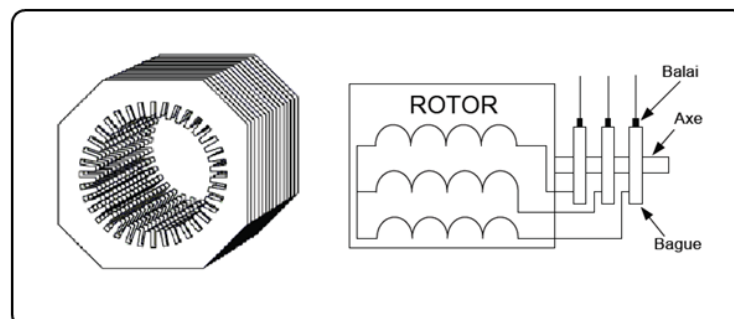


Fig. I.1 : Structure de la MADA

### I.3. Principe de fonctionnement des machines à courant alternatif

Dans les machines électriques à pôles lisses, le couple électromagnétique est dû à l'interaction de deux champs magnétiques. Dans le cas des machines à courant alternatif de type synchrone et asynchrone, il s'agit de l'interaction de deux champs tournants, le champ tournant créé par les courants qui circulent dans les enroulements du rotor et le champ tournant produit par les courants sinusoïdaux qui parcourent les enroulements du stator [5].

La figure I.2 précise les positions des vecteurs  $\underline{H}_s$  et  $\underline{H}_r$  représentant respectivement les champs tournants statorique et rotorique.

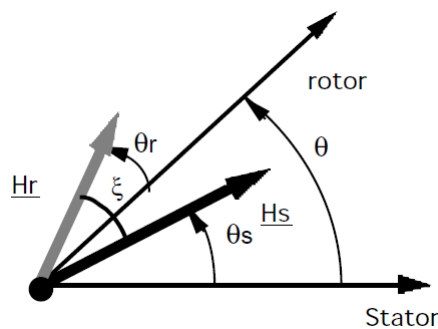


Fig.I.2 Champs statorique et rotorique dans une machine à courant alternatif

La position du rotor par rapport au stator est repérée par l'angle  $\theta$  tel que :

$$\theta = \Omega t + \alpha \quad (\text{I.1})$$

Où :

$\Omega$  : la vitesse de rotation du rotor,

$\alpha$  : une constante.

Le champ tournant statorique se déplace par rapport au stator et sa position est repérée par l'angle  $\theta_s$  :

$$\theta_s = \Omega_s t + \beta \quad (\text{I.2})$$

Où :

$\Omega_s$  : la vitesse de rotation du champs statorique (synchronisme).

$\beta$  : une constante.

Le champ produit par les enroulements du stator :

$$\underline{H}_s = H_s e^{j\theta_s} \quad (I.3)$$

Le champ tournant rotorique se déplace par rapport au rotor et sa position est repérée par l'angle  $\theta_r$ :

$$\theta_r = \Omega_r t + \gamma \quad (I.4)$$

Où :

$\Omega_r$  : la vitesse de rotation du champ rotorique.

$\gamma$  : une constante.

Le champ produit par les enroulements du rotor :

$$\underline{H}_r = H_r e^{j\theta_r} \quad (I.5)$$

Le couple électromagnétique fourni par la machine est donné par :

$$\begin{aligned} C_{em} &= k H_s H_r \sin(\theta + \theta_r - \theta_s) \\ C_{em} &= k H_s H_r \sin[(\Omega + \Omega_r - \Omega_s)t + \alpha + \gamma - \beta] \end{aligned} \quad (I.6)$$

La valeur moyenne du couple électromagnétique est non nulle si :

$$\Omega + \Omega_r - \Omega_s = 0$$

Où

$$\Omega_s = \Omega + \Omega_r \quad (I.7)$$

Cette relation permet de mettre en évidence le principe de fonctionnement des machines à courant alternatives.

#### **I.4. Modes de fonctionnement de la MADA**

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur. Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en

mode générateur. Nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement [4]

#### **I.4.1. Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone**

La puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [4].

#### **I.4.2. Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone**

La puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement [4].

#### **I.4.3 Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone**

La puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est aussi fournie par le stator. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement [4].

#### **I.4.4 Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone**

La puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor.

On peut donc remarquer que la MADA a deux principaux avantages sur la machine à cage classique : la production de puissance électrique quelle que soit sa vitesse de rotation (hypo ou hyper synchronisme) et la récupération de la puissance de glissement [4].

### **I.5. Avantages et inconvénients de la MADA**

Nous présentons dans ce paragraphe les avantages et les inconvénients de la Machine asynchrone à double alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable [6].

### **I.5.1. Avantages de la MADA**

- La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.

### **I.5.2. Inconvénients de la MADA**

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.
- Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage. Nous soulignons que des études récentes, tenant compte de la chute du prix du silicium, donnent maintenant un petit avantage à la MADA.

## **I.6. Configuration du système à vitesse variable utilisant une MADA**

### **I.6.1 Première configuration : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur**

Dans cette configuration on parle de la MADA simple. Les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé fixe tandis que le rotor est relié à son propre onduleur. Cette structure permet de contrôler la puissance active et réactive statorique à la fois en régime permanent et transitoire. La figure I.3 présente le principe de cette configuration.

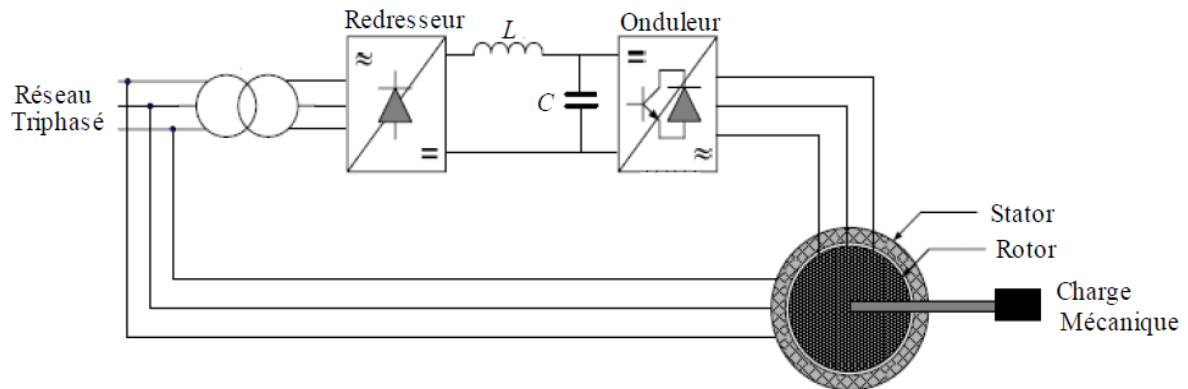


Fig.I.3 Alimentation de la MADA par un onduleur.

**Remarque 1 :** avec cette configuration la vitesse de rotation de la MADA ne peut varier que  $\pm 30\%$  de la vitesse nominale de la machine. Mais, Le cout d'une telle configuration est réduit à cause de l'absence du convertisseur entre le stator de la machine et le réseau électrique d'une part, et en plus, le convertisseur du coté rotor ne sera dimensionné que pour faire transiter 30% de la puissance nominale de la machine, d'où son cout réduit.

### I.6.2. Deuxième configuration : MADA alimentée par deux convertisseurs indépendants

Dans ce cas, la MADA est alimentée par deux convertisseurs, l'un du coté statorique et l'autre du coté rotorique. Dans ce cas la MADA est utilisée en mode moteur. La figure I.4 présente le principe de cette configuration.

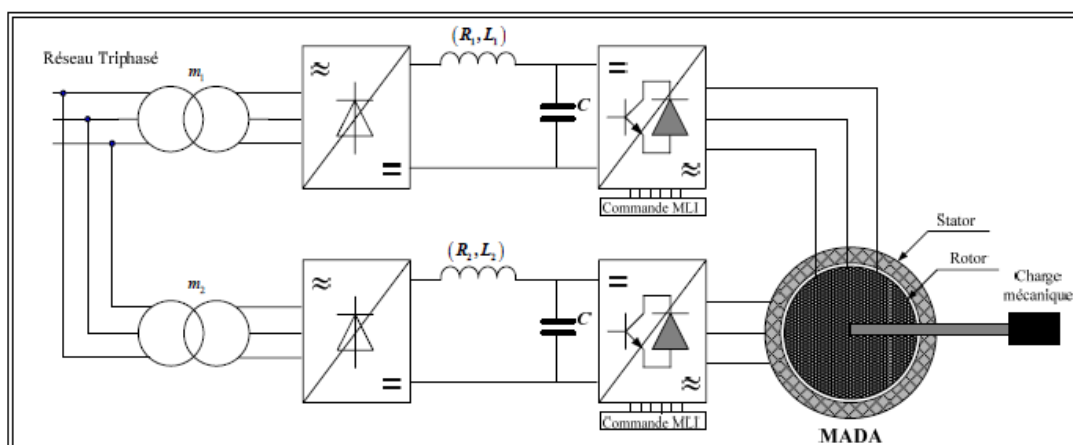


Fig.I.4 Alimentation de la MADA par deux convertisseurs.

**Remarque 2 :** avec cette configuration la vitesse de rotation de la MADA peut atteindre 6 fois la vitesse nominale de la machine [doc]. Toutefois le cout d'une telle configuration est

cher à cause de l'insertion d'un convertisseur entre le stator de la machine et le réseau électrique (ce convertisseur sera dimensionné pour faire transiter la totalité (100%) de la puissance nominale de la machine, d'où son cout élevé.

## I.7. Domaines d'applications de la MADA

La MADA peut être utilisée dans les applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telles que [7] :

- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines.
- La traction, (applications de type transport urbain ou propulsion maritime).
- Application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc.....

## I.8. Modélisation de la MADA

### I.8.1. Mise en équations

#### I.8.1.1. Equations électriques

Le modale de la MADA comporte trois équation statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] * [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r] * [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \quad (I.8)$$

$$\text{Avec : } [v_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Où  $R_s$  et  $R_r$  son respectivement les résistances statoriques et rotoriques

#### I.8.1.2. Equation magnétiques

Les équations de flux statorique et rotorique s'écrivent :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}] * [I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}] * [I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles est donnée par :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Avec  $[M_{sr}] = [M_{rs}]^t$

En remplaçant la relation (I.8) dans (I.9) on trouve :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] * [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] * [I_s]) + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] * [I_r]) \\ [V_r] = [R_r] * [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] * [I_r]) + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] * [I_s]) \end{cases}$$

$L_s, L_r$  sont respectivement les inductances principales de fuite statorique et rotoriques.

$M_s, M_r$  sont respectivement les inductances mutuelles statorique et rotoriques.

### I.8.1.3. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée comme suit

$$[C_{em}] = P[I_s]^t \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}][I_r]) \quad (\text{I.11})$$

L'équation dynamique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (\text{I.12})$$

Où :

$J$  : est le moment d'inertie du rotor de la machine en (kg.m<sup>2</sup>)

$\Omega$  : est la vitesse angulaire mécanique du rotor en (rd/s)

$W$  : est la vitesse angulaire électrique de rotation du rotor

$Fr$  : est le coefficient de frottement de rotation du rotor (H.M.S/rd)

$C_{em}$  : est le couple électromagnétique en (N.m)



$C_r$  : le couple résistant en (N.m)

Avec :  $\Omega = \frac{\omega}{p}$ ,  $p$  : le nombre de paires de pôles

### I.8.2 Application de la transformation de Park à la MADA

La transformation Park est un outil mathématique qui permet de convertir les grandeurs de stators et de rotors triphasés en grandeurs équivalentes représentées par Repères orthogonaux. Il comprend une conversion triphasée en biphasé "de référence (abc) à  $(\alpha\beta)$ " suivie de "Rotation de repère  $(\alpha\beta)$  au repère" (dq) [8].

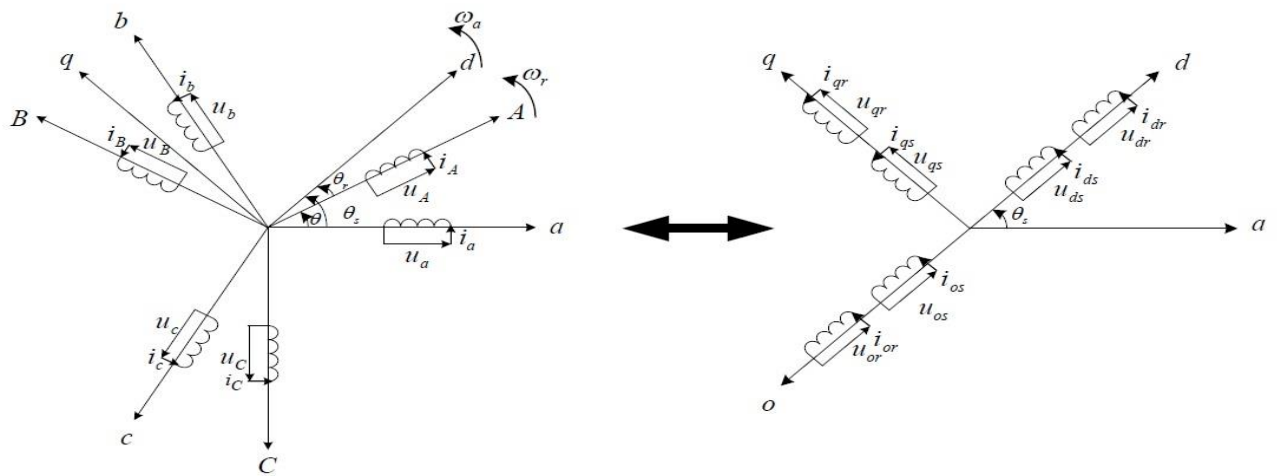


Fig. I.5 Transformation triphasé-biphasé de PARK.

Où :

$\theta$ : est l'angle entre l'axe rotorique A et l'axe statorique  $a$

$\theta_r$ : est l'angle entre l'axe statorique A et l'axe de Park  $d$

$\theta_s$ : est l'angle entre l'axe statorique  $a$  et l'axe de Park  $d$

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ : est la pulsation des grandeurs statorique (rd/s)

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ : est la pulsation des grandeurs rotorique (rd/s)

La matrice de la transformation de PARK est définie comme suit :

$$[P_\theta] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

On applique la transformation de Park sur les tensions, les courants et les flux statoriques et rotorique on obtient les équations :

$$\bullet \text{ Tensions} \quad \begin{cases} [V_{sdq}] = [p_{\theta_s}] \cdot [V_{sabc}] \\ [V_{rdq}] = [(p_{\theta_s - \theta})] \cdot [V_{rABC}] \end{cases}$$

$$\bullet \text{ Courants} \quad \begin{cases} [I_{sdq}] = [p_{\theta_s}] \cdot [I_{sabc}] \\ [I_{rdq}] = [(p_{\theta_s - \theta})] \cdot [I_{rABC}] \end{cases}$$

$$\bullet \text{ Flux} \quad \begin{cases} [\Phi_{sdq}] = [p_{\theta_s}] \cdot [\Phi_{sabc}] \\ [\Phi_{rdq}] = [(p_{\theta_s - \theta})] \cdot [\Phi_{rABC}] \end{cases}$$

### I.8.2.1. Relation entre les flux et les courants

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

$L_s = l_s - M_s$  : Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$  : Inductance cyclique rotorique.

$M = -\frac{3}{2}M_{sr} = -\frac{3}{2}M_{rs}$  : Mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Les équations des tensions statoriques et rotoriques, écrites dans le repère de PARK, sont données :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_r \cdot \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + \omega_r \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt},$$

$$\omega_r = \omega_s - \omega = \frac{d\theta_r}{dt},$$

$$\theta_s = \theta + \theta_r$$

### I.8.2.2. Choix du référentiel $dq$

Jusqu'ici, on a exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère d-q faisant un angle  $\theta_s$  avec le stator et un angle  $\theta_r$  avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est-à-dire qu'il est libre.

Il existe trois choix importants : on peut fixer le référentiel ( $dq$ ) :

- Au stator ;
- Au rotor ;
- Au champ tournant.

#### I.8.2.2.1. Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, on a :  $\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$

Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées

#### I.8.2.2.2. Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, on a :  $\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \omega$

Ce référentiel est intéressant quand on étudie des régimes transitoires où la vitesse est supposée constante.

#### I.8.2.2.3. Référentiel lié au champ tournant

En choisissant le repère lié au champ tournant ( $\omega = \omega_s$ ), puisque les grandeurs statorique et rotorique sont connues en régime permanent, Le modèle mathématique de la MADA s'écrit dans le repère de PARK :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{dr} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - C_r - k_f \Omega \end{array} \right. \quad (I.17)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \quad (I.18)$$

### I.8.2.3. Mise sous forme d'équations d'état

En choisissant un vecteur d'état  $x = (\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, \Omega)^T$ , les grandeurs  $V_{dr}$  et  $V_{qr}$  comme variables de commande, on aboutit au système suivant

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} = -\alpha_s \cdot \Phi_{ds} + \omega_s \cdot \Phi_{qs} + \alpha_s \cdot M \cdot i_{dr} + V_{ds} \\ \frac{d\Phi_{qs}}{dt} = -\alpha_s \cdot \Phi_{qs} - \omega_s \cdot \Phi_{ds} + \alpha_s \cdot M \cdot i_{qr} + V_{qs} \\ \frac{di_{dr}}{dt} = -\gamma_r \cdot i_{dr} + (\omega_s - w) \cdot i_{qr} + \alpha_s \cdot \beta \cdot \Phi_{ds} - \beta \cdot \omega \cdot \Phi_{qs} - \beta \cdot V_{ds} + \frac{1}{\sigma_r} \cdot V_{dr} \\ \frac{di_{qr}}{dt} = -\gamma_r \cdot i_{qr} - (\omega_s - w) \cdot i_{dr} + \alpha_s \cdot \beta \cdot \Phi_{qs} + \beta \cdot \omega \cdot \Phi_{ds} - \beta \cdot V_{qs} + \frac{1}{\sigma_r} \cdot V_{qr} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{JL_s} (\Phi_{qs} i_{dr} - \Phi_{ds} i_{qr}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f_r}{J} \Omega \end{array} \right. \quad (I.19)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (\Phi_{qs} i_{dr} - \Phi_{ds} i_{qr}) \quad (I.20)$$

Avec :  $\alpha_s = \frac{R_s}{L_s}$ ,  $\sigma_r = L_r (1 - \frac{M^2}{L_s L_r})$ ,  $\gamma_r = (\frac{R_r}{\sigma_r} + \frac{R_s M^2}{\sigma_r L_s^2})$  et  $\beta = \frac{M}{\sigma_r L_s}$

## I.9. Résultats de simulation

Dans cette partie, nous allons procéder à la validation (simulation en boucle ouverte) du modèle de la MADA en mode moteur en utilisant la première configuration où le stator est directement relié au réseau. Le tableau suivant résume les caractéristiques de la MADA utilisée en simulation [8] :

<i>Puissance</i>	$P_e = 1.5 \text{ kW}$
<i>Tension statorique nominale (étoile)</i>	$U_{sn} = 380 \text{ V}$
<i>Tension rotorique nominale (étoile)</i>	$V_{rn} = 225 \text{ V}$
<i>Résistance de phase statorique</i>	$R_s = 1.75 \text{ } \Omega$
<i>Résistance de phase rotorique</i>	$R_r = 1.68 \text{ } \Omega$
<i>Inductance cyclique statorique</i>	$L_s = 0.295 \text{ H}$
<i>Inductance cyclique rotorique</i>	$L_r = 0.104 \text{ H}$

<i>Inductance mutuelle</i>	$M = 0.165 \text{ H}$
<i>Nombre de paires de pôles</i>	$P = 2$
<i>Moment d'inertie</i>	$J = 0.0426 \text{ Kg.m}^2$
<i>Coefficient des frottements</i>	$f = 0.0027 \text{ N.m.s/rd}$

TAB. I.1 Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation.

Le stator étant directement alimenté par une source de tension alternative équilibrée de 220 V et 50 HZ. Le rotor est alimenté avec une tension à amplitude et fréquence variables.

La figure I.6 montre le schéma bloc de la commande en boucle ouverte de la MADA.

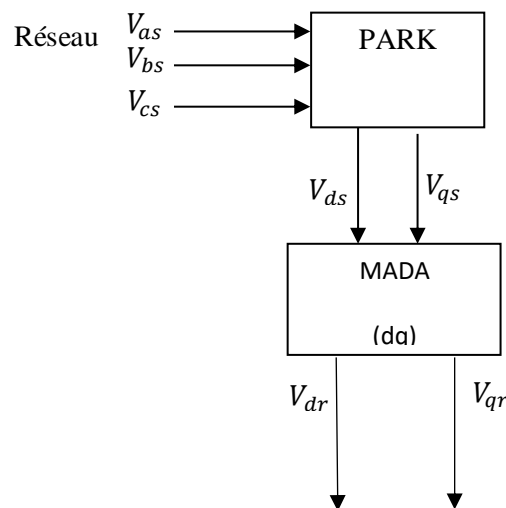


Fig. I.6 Schéma de la commande en boucle ouverte de la MADA.

**Remarque :** le mode double alimentation ne commence qu'à l'instant 1s (avant cet instant le rotor est en court-circuit, c-à-d tensions rotoriques nulles).

Les résultats de simulation montrent le caractère instable de la MADA en boucle ouverte. Ainsi on constate que l'augmentation de la tension rotorique  $V_r$  et la fréquence rotorique  $f_r$ , rend le couple électromagnétique de plus en plus pulsatoire avec des amplitudes qui augmentent proportionnellement avec  $V_r$  et  $f_r$ , ceci peut avoir des effets sur les harmoniques des courants statorique et rotorique (Fig.I.10)

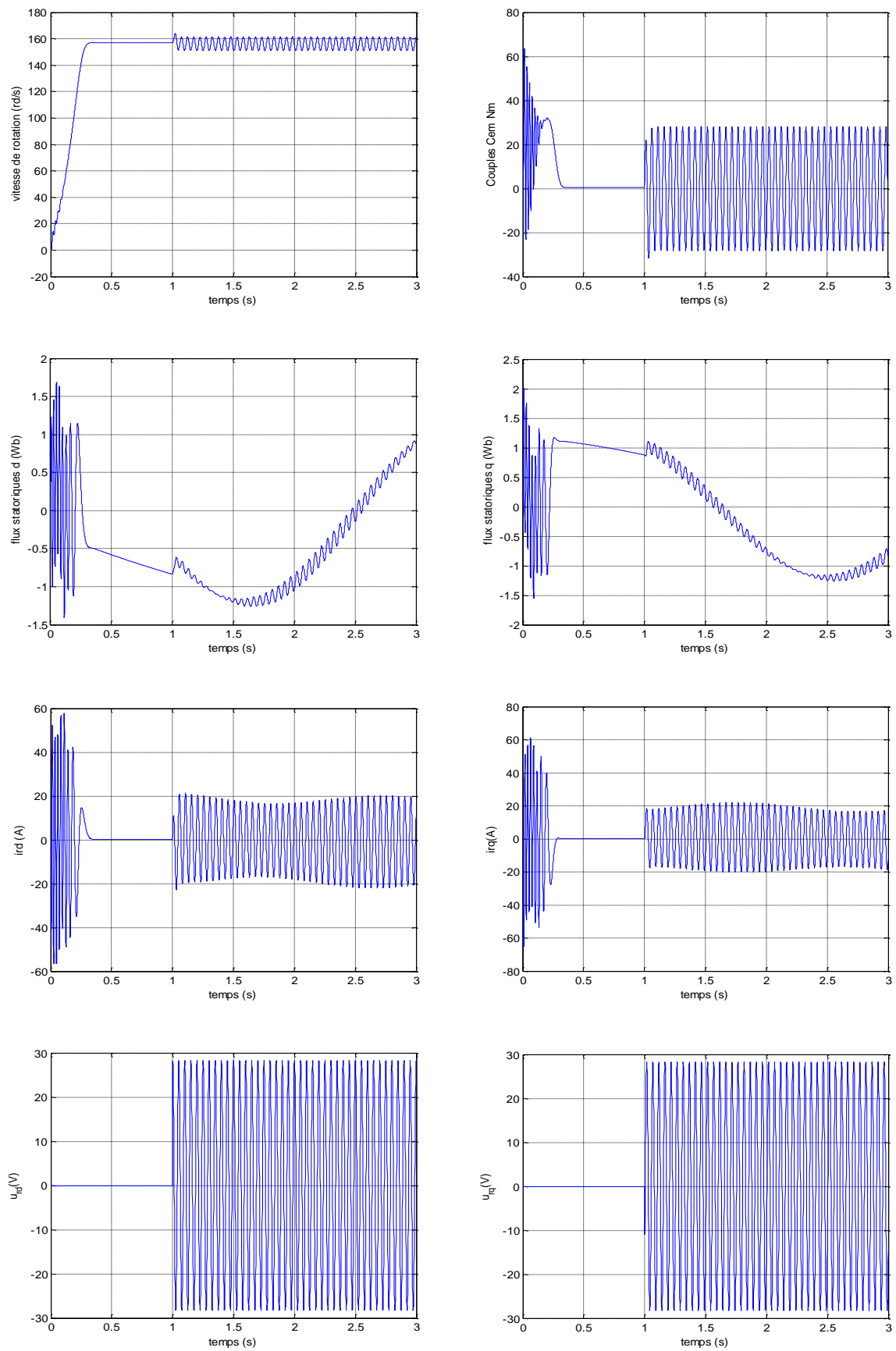


Fig. I.7 Réponses en bouclé ouverte de la MADA à vide( $f_r=20$ , $v_r=20$ )

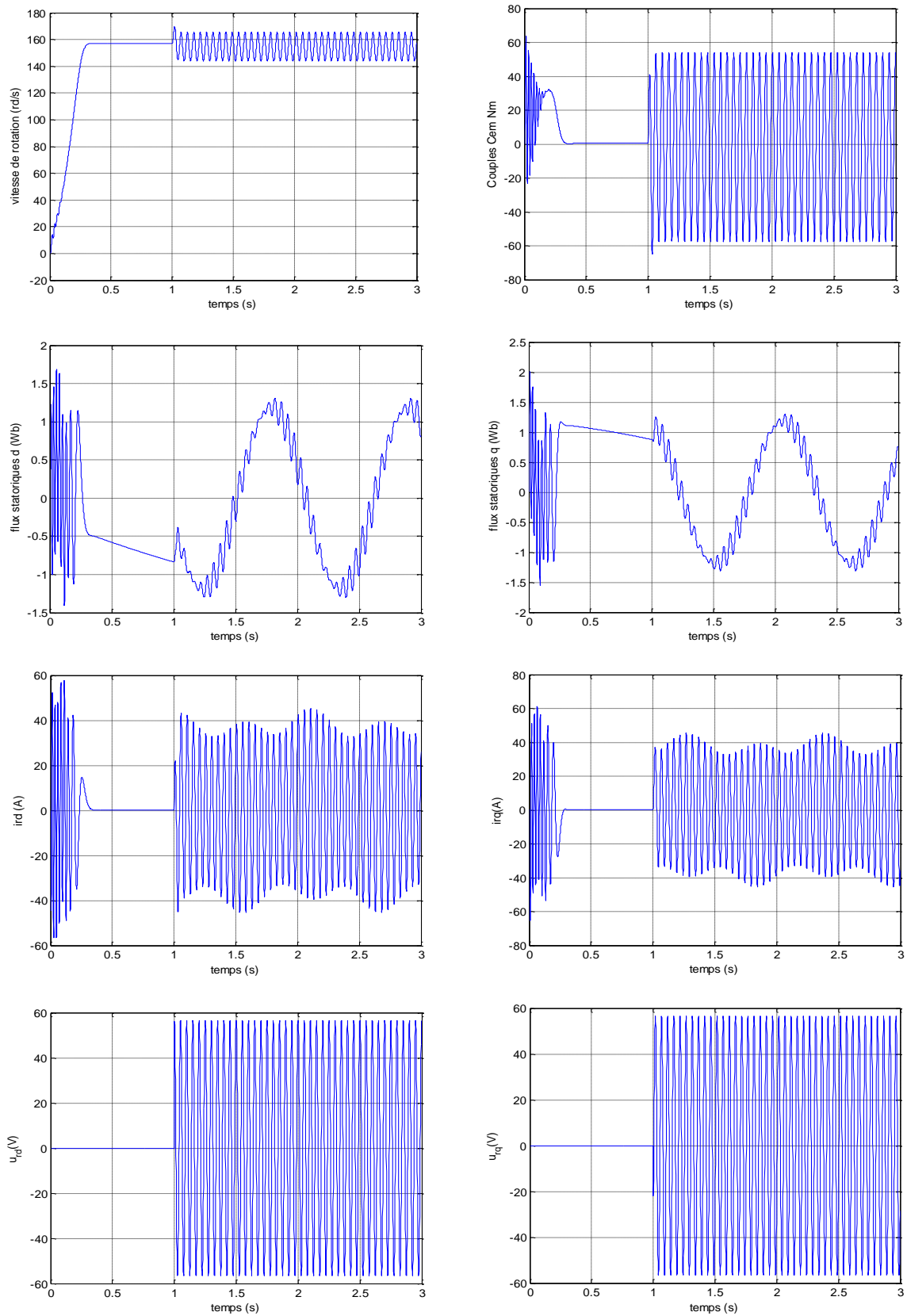


Fig I.8 Réponses en bouclé ouverte de la MADA à vide( $f_r=20, v_r=40$ )

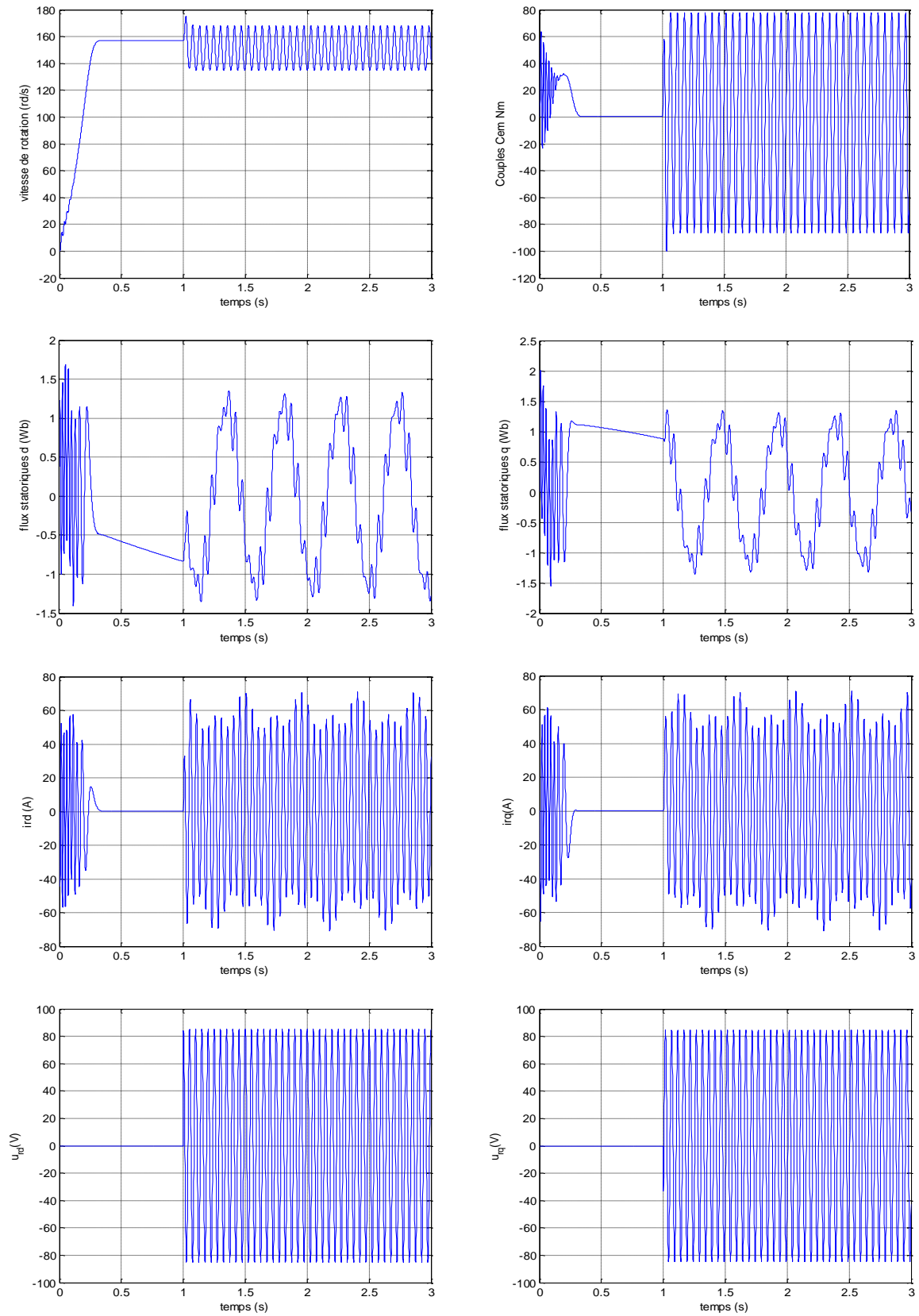


Fig I.9 Réponses en bouclé ouverte de la MADA à vide( $f_r=20, v_r=60$ )



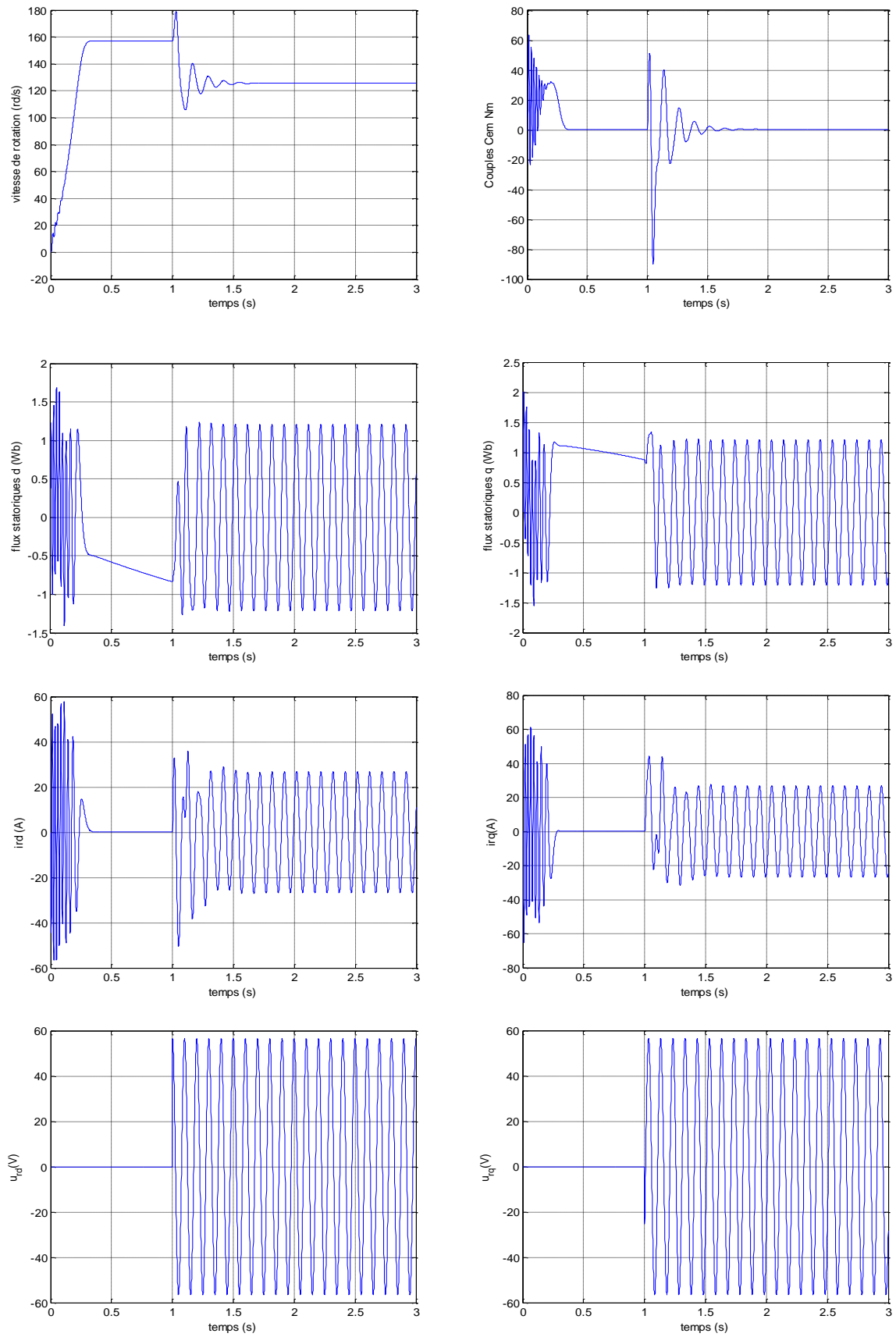


Fig I.10 Réponses en bouclé ouverte de la MADA à vide(fr=10,vr=40)

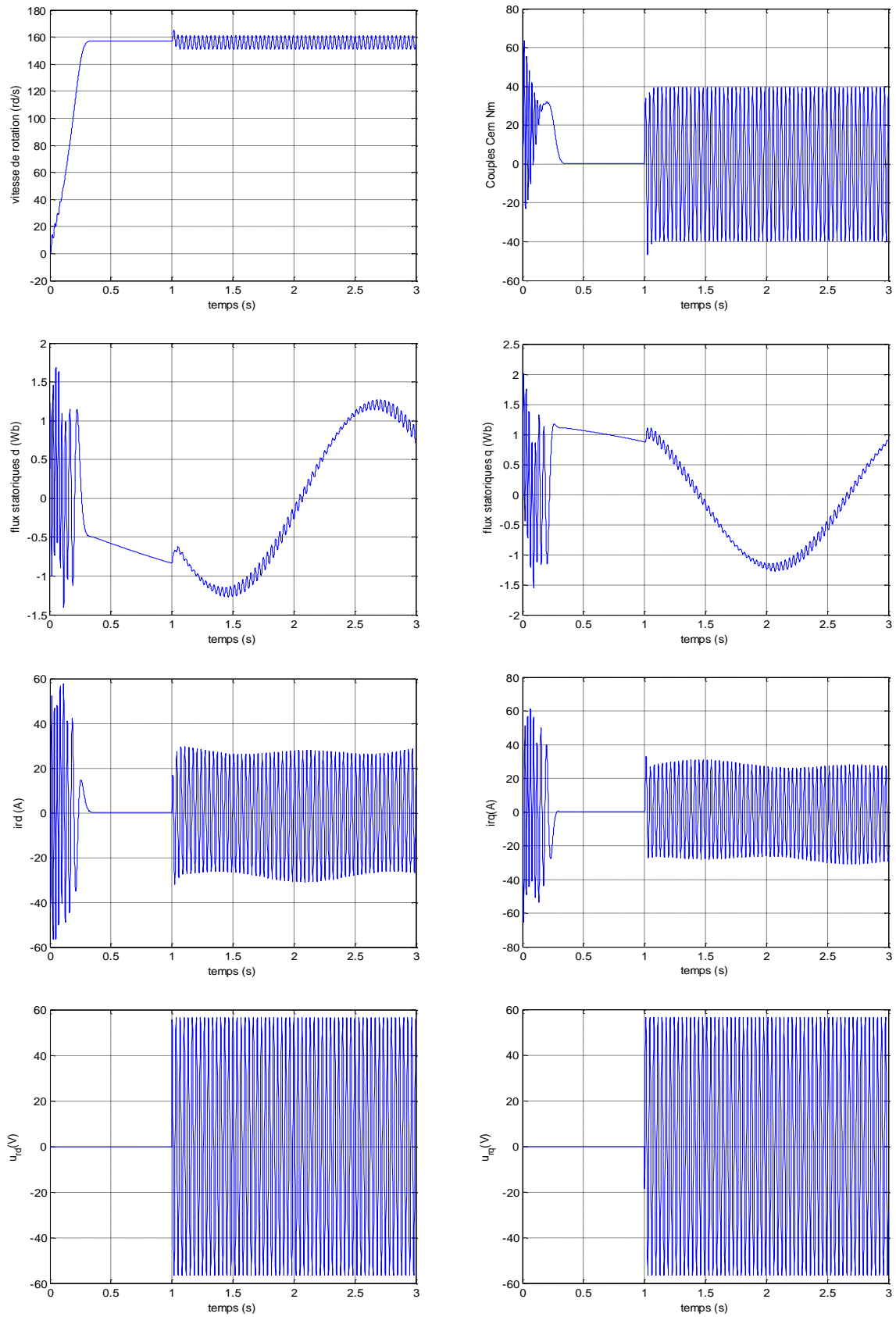


Fig I.11 Réponses en bouclé ouverte de la MADA à vide ( $f_r=30, v_r=40$ )

**I.10 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons donné une description globale de la MADA, en présentant son principe de fonctionnement. Les avantages et les inconvénients des deux modes d'alimentation de la MADA sont également abordés. On a aussi présenté brièvement le modèle réel de la machine auquel on a appliqué la transformation de PARK qui a pour but de faciliter la mise en œuvre des lois de commande qui vont être développées par la suite. Enfin, des résultats de simulation ont montré le caractère instable de la MADA en boucle ouverte.

*CHAPITRE II*

*COMMANDE*

*LINEAIRE*

*DE*

*LA MADA*

## Chapitre II : Commande linéaire de la MADA

---

### II.1. Introduction

Depuis des décennies, plusieurs recherches ont été menées pour résoudre le problème de la commande de la machine asynchrone. La difficulté de commande d'une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées et de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ; et les techniques de commandes classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles réclamant un couple important en basse vitesse (traction, positionnement). Ainsi, pour obtenir une situation similaire à celle de la machine à courant continu où le découplage est naturel entre le flux et le couple, *Blaschke* et *Hasse* ont proposé une technique de commande vectorielle ou commande par orientation de flux. Grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, plusieurs machines à courant continu sont remplacés par des machines à courant alternatif, ce qui permet un réglage de vitesse plus performant de point de vue rapidité et précision.

Notre objectif dans ce chapitre est d'appliquer la commande vectorielle à la MADA en mode moteur et avec un seul convertisseur du côté rotor. Des simulations seront présentées pour montrer les performances de cette de commande.

### II.2. Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle est une alternative permettant de découpler le flux et le couple de la machine à chaque instant et sur toute la plage de variation de la vitesse. Son principe de base consiste à orienter l'axe direct du repère tournant ( $dq$ ) sur le porteur du vecteur flux. Par conséquent, ce dernier sera proportionnel à la composante directe du vecteur courant statorique ; tandis que le couple sera proportionnel à la composante en quadrature (la machine est alors similaire à la machine à courant continu à excitation séparée) [7].

Dans ce travail, nous nous limiterons à l'utilisation de la méthode de commande vectorielle par orientation du flux statorique. Il existe, essentiellement, deux méthodes de commande à

flux orienté : la première, appelée directe et repose sur une commande de flux en boucle fermée (feedback control). La seconde, dite méthode indirecte, caractérisée par une régulation du flux en boucle ouverte (feedforward control).

Il existe trois types de commande vectorielle a flux oriente [9]

-Orientation du flux rotorique avec les conditions :  $\Phi_{dr} = \Phi_r$  et  $\Phi_{qr} = 0$

- Orientation du flux statorique avec les conditions :  $\Phi_{ds} = \Phi_s$  et  $\Phi_{qs} = 0$

- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions :  $\Phi_{dg} = \Phi_{sg}$  et  $\Phi_{qg} = 0$

Dans ce chapitre en utilise la commande vectorielle par orientation du flux statorique.

### II.2.1. 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 directe et transverse 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).

### II.2.2. Commande vectorielle indirecte

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

### II.2.3 Différents repères de référence

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence. On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine, à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer.

Pour orienter le flux statorique, il faut choisir un référentiel (dq) de telle manière que le flux statorique soit aligné avec l'axe (od). Cela permet d'obtenir une expression du couple dans laquelle les deux composantes de courant statorique ou rotorique interviennent ; la première produit le flux et l'autre produit le couple. L'orientation du flux statorique exige que

$$\phi_{ds} = \phi_s \quad \text{Et} \quad \phi_{qs} = 0 \quad (\text{II.1})$$

Le principe de ce type d'orientation de flux est illustré par la figure II.1 :

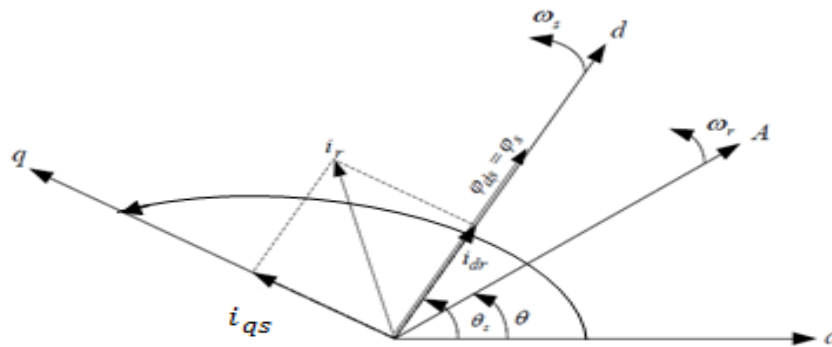


Fig.II.1 : Orientation du flux statorique

Rappelons l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_s} (i_{dr} \phi_{qs} - \phi_{ds} i_{qr}) \quad (\text{II.2})$$

Ces simplifications donnent l'expression du couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = -K(\phi_s i_{qr}) \quad (\text{II.3})$$

$$K = \frac{PM}{L_s} \quad (\text{II.4})$$

D'après l'équation (II.3) et pour  $\Phi_s$  constant, le couple électromagnétique peut être contrôlé par le courant  $i_{qr}$ . Alors, la MADA peut prendre une forme similaire à celle de la machine à courant continu.

Dans le cadre de ce mémoire, nous appliquons la commande vectorielle indirecte de la MADA en orientant l'axe ( $od$ ) du repère de PARK suivant le flux statorique.

#### II.4 Stratégie appliquée à la MADA

L'analyse du modèle (I.16) en régime permanent permet de donner les liaisons entre les variables d'action et les objectifs de commande. Nous avons défini dans cette modélisation de type flux-courant un vecteur d'état contenant les différents flux statoriques et courants rotoriques de la machine. Ainsi, orienter le repère tournant d-q suivant le flux statorique donne :

$$\Phi_s = \Phi_{ds} \quad (\text{II.5})$$

Par conséquent, la composante en quadrature du flux statorique devient nulle.

$$\Phi_{qs} = 0 \quad (\text{II.6})$$

Les composantes des flux sont ainsi directement définies à partir de nos objectifs de commande.

Dans le repère stationnaire  $abc$ , la composante  $n$  de la tension du stator s'écrit :

$$u_{ns} = R_s i_{ns} + \frac{d\phi_{ns}}{dt} \quad (\text{II.7})$$

En négligeant la résistance statorique, (II.7) peut s'écrire :

$$\Phi_{ds} = \Phi_s \Rightarrow u_{ds} = \frac{d\phi_{ds}}{dt} \quad (\text{II.8})$$

Un repère ( $dq$ ) lié au flux statorique tourne à la même vitesse angulaire que le vecteur tension  $u_s$  et qu'il est en retard de  $\frac{\pi}{2}$  sur ce même vecteur. Donc, on peut écrire:

$$u_{ds} = 0, \quad u_{qs} = u_s \quad (\text{II.9})$$

Le stator est directement relié au réseau, alors l'angle électrique  $\theta_s$  nécessaire aux transformations de PARK est calculé à partir de la mesure de la tension statorique :



$$\theta_s = \theta_1 - \frac{\pi}{2} \quad (\text{II.10})$$

Où  $\theta_1 = \text{artg}\left(\frac{u_{s\beta}}{u_{s\alpha}}\right)$  : est l'angle du vecteur tension statorique dans le repère stationnaire  $abc$  comme il est montré sur la figure II.1

Pour faire l'orientation du flux statorique, on fait appel au modèle de la machine dans le repère de PARK données dans le chapitre précédent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

On oriente le flux statorique selon l'axe  $d$  pour que la composante suivant l'axe  $q$  soit constamment nulle ( $\Phi_{qs} = 0, \Phi_s = \Phi_{ds}$ ) et le modèle de la MADA devient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Les expressions des flux statoriques (eq. I.14) deviennent :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ 0 = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

D'où, on peut exprimer les courants statoriques en fonction des courants rotoriques :

$$\begin{cases} i_{ds} = -\frac{M}{L_s} i_{dr} + \frac{\Phi_{ds}}{L_s} \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Ces courants statoriques sont remplacés dans les équations des composantes directes et quadrature des flux rotoriques (équations de I.24) :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot i_{dr} + \frac{M}{L_s} \cdot \Phi_{ds} = L_r \cdot \sigma \cdot i_{dr} + \frac{M}{L_s} \cdot \Phi_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} - \frac{M^2}{L_s} \cdot i_{qr} = L_r \cdot \sigma \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

$\sigma$ : est le coefficient de dispersion entre les enroulements  $d$  et  $q$  :

$$\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right) \quad (\text{II.16})$$

En remplace les équations des courants statoriques et des flux rotoriques dans l'ensemble (II.12), le modèle de la machine devient :

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{R_s}{L_s} \cdot \Phi_{ds} - \frac{R_s}{L_s} \cdot M \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} \\ V_{qs} = -\frac{R_s}{L_s} \cdot M \cdot i_{qr} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + L_r \cdot \sigma \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + e_d \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + L_r \cdot \sigma \cdot \frac{di_{qr}}{dt} + e_q \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Tel que :

$$\begin{aligned} e_d &= -L_r \cdot (\omega_s - \omega) \cdot \sigma \cdot i_{qr} + \frac{M}{L_s} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ e_q &= L_r \cdot (\omega_s - \omega) \cdot \sigma \cdot i_{dr} + \frac{M}{L_r} (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{ds} \end{aligned}$$

On déduit, à partir des équations des tensions rotoriques, les relations des courants rotoriques comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_{dr}}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} (V_{dr} - R_r \cdot i_{dr} - e_d) \\ \frac{di_{qr}}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} (V_{qr} - R_r \cdot i_{qr} - e_q) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

L'expression du couple est :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (\Phi_{qs} i_{dr} - \Phi_{ds} i_{qr}) \quad (\text{II.19})$$

L'orientation du flux statorique telle que  $\Phi_{qs} = 0$  donne une expression simplifiée du couple:

$$C_{em} = -p \frac{M}{L_s} (\Phi_{ds} i_{qr}) \quad (\text{II.20})$$

On remarque que le couple électromagnétique est rendu proportionnel au courant  $i_{qr}$  si le flux est maintenu constant. Le courant  $i_{qr}$  sera variable par action sur la tension  $V_{qr}$  (eq. II.18). Alors, une boucle de régulation PI du courant  $i_{qr}$  permet de calculer la tension  $V_{qr}$  à imposer à la machine.

Le flux peut être contrôlé par le réglage du courant  $i_{dr}$  (eqs. II.13 et II.14). Ce dernier est variable par action sur la tension  $V_{dr}$  (eq. II.18). Alors, une boucle de régulation PI du courant  $i_{dr}$  permet de calculer la tension  $V_{dr}$  à imposer à la machine.

Dans un repère biphasé quelconque, les puissances active et réactive statoriques de la MADA sont données par :

$$\begin{cases} P_s = V_{ds} i_{ds} + i_{qs} V_{qs} \\ Q_s = V_{qs} i_{ds} - i_{qs} V_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Avec  $V_{ds} = 0$ , et en remplaçant  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  par leurs expressions (II.14), on obtient :

$$\begin{cases} P_s = -V_{qs} \frac{M}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = \left( \frac{V_{qs} \Phi_{ds}}{L_s} - \frac{M}{L_s} V_{qs} \cdot i_{dr} \right) \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

L'hypothèse de négliger la résistance statorique, permet de simplifier l'expression de la tension statorique dans l'axe  $q$  de l'équation (II.17) comme suit :

$$V_{qs} = \omega_s \cdot \Phi_{ds} \quad (\text{II.23})$$

#### II.4.1 Courants rotoriques de référence

La connaissance du flux statorique est nécessaire à la génération des courants rotoriques de référence d'axes  $dq$ . Dans notre cas, le réseau électrique est supposé être stable et le repère  $dq$  choisi est lié au champ tournant statorique, cela conduit à un flux statorique constant  $\Phi_{ds\_ref}$  avec une variation nulle en régime établi, ce qui permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = \omega_s \phi_{ds\_ref} = U_{s\_eff} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Où  $U_{s\_eff}$  représente la valeur efficace d'une tension composée.

Une fois le flux statorique estimé, il faut générer les courants rotoriques de référence d'axes  $dq$ . Le couple électromagnétique étant proportionnel au courant rotorique d'axe  $q$  (d'après l'équation II.20), nous pouvons donc établir une relation entre le courant  $i_{qr\_ref}$  et le couple électromagnétique  $C_{em\_ref}$ , par :

$$i_{qr\_ref} = - \frac{L_s}{pM\phi_{ds\_ref}} C_{em\_ref} \quad (\text{II.25})$$

Dans notre cas, on considère la machine fonctionne avec un facteur de puissance unitaire du côté du stator (puissance réactive  $Q_s$  nulle). Ce qui va permettre à partir des équations (II.22) et (II.24) de déduire la relation suivante :

$$i_{dr\_ref} = \frac{\phi_{ds\_ref}}{M} \quad (\text{II.26})$$

#### II.4.2 Régulateur de vitesse de la MADA

La sortie du régulateur de vitesse est le couple de référence nécessaire à la génération de  $i_{qr\_ref}$  (II.25), afin de maintenir la vitesse à sa référence. En considérant l'équation mécanique de la machine (I.11), on constate qu'un régulateur de type PI classique est suffisant pour assurer le contrôle de la vitesse. La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$F_{PI}(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (\text{II.25})$$

Où :  $K_p$  est le coefficient de proportionnalité

$T_i$  : est la constante de temps d'intégration

$S$  : est l'opérateur de Laplace

Les objectifs de commande que nous nous sommes fixés et les références des variables d'action à appliquer sont résumés dans le tab.II.1.

Objectif	Référence
$Q_s = 0 \quad \cos(\varphi) = 1$	$i_{dr\_ref} = \frac{\varphi_{ds\_ref}}{M}$
$C_{em} = C_{em\_ref}$	$i_{qr\_ref} = -\frac{L_s}{pM\varphi_{ds\_ref}} C_{em\_ref}$

Tab II.1 : Objectifs de commande

La figure II.2 montre le schéma bloc de la commande vectorielle de la MADA où le stator est directement connecté au réseau électrique.

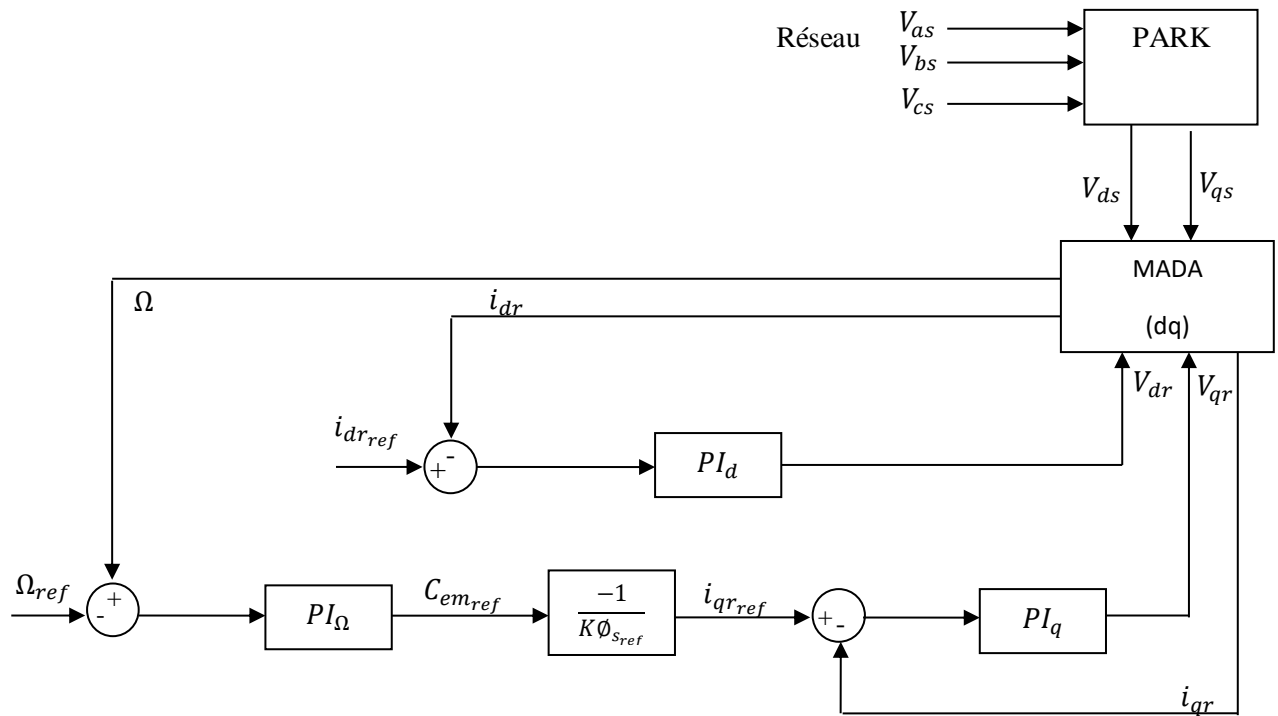


Fig. II.2 Schéma de la commande vectorielle de la MADA.

### II.5 Résultats de simulation

Nous présentons les résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à la MADA dont les paramètres sont donnés au chapitre précédent. Dans un premier temps, le comportement dynamique de la MADA est testé à vide. Ensuite, des changements paramétriques (perturbations) et l'introduction d'une charge seront opérés.

- Paramètres du régulateur  $PI_d$  :  $K_p = 50$  ,  $T_i = 0.1$
- Paramètres du régulateur  $PI_q$  :  $K_p = 50$  ,  $T_i = 0.1$
- Paramètres du régulateur  $PI_\Omega$  :  $K_p = 20$  ,  $T_i = 0.05$

## Interprétation de résultats

### Test à vide

La figure II.3 montre les réponses de la MADA à vide avec la commande vectorielle. On remarque qu'au démarrage le couple électromagnétique marque un pic, puis diminue pour équilibrer le couple des frottements en régime permanent. Le rotorique d'axe  $q$  (images du couple) fait également des pics aux premiers instants de démarrage. Ces résultats montrent également que le découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique est très satisfaisant.

### Tests de robustesse

#### Variation de l'inductance mutuelle, résistances et insertion d'une charge

La figure II.4 montre le comportement de la MADA sous la loi de commande vectorielle face à des variations paramétriques, on remarque clairement que ces variations paramétriques (inductance mutuelle et résistances introduites à partir de  $t=0.5s$ ) provoquent une dégradation des performances en termes de poursuite de vitesse, effort de commande (augmentation du couple et des courants et tensions rotoriques). On remarque également que le découplage est affecté (réponses des flux statoriques).

Quant au comportement de la MADA face à l'insertion d'une charge ( $10 Nm$ ), on remarque que, les impacts de couple de charge n'ont pratiquement pas d'influence sur la vitesse de la machine, le couple électromagnétique oscille légèrement afin d'équilibrer la charge et le couple des frottements à la fois, mais sans marquer de pics importants.

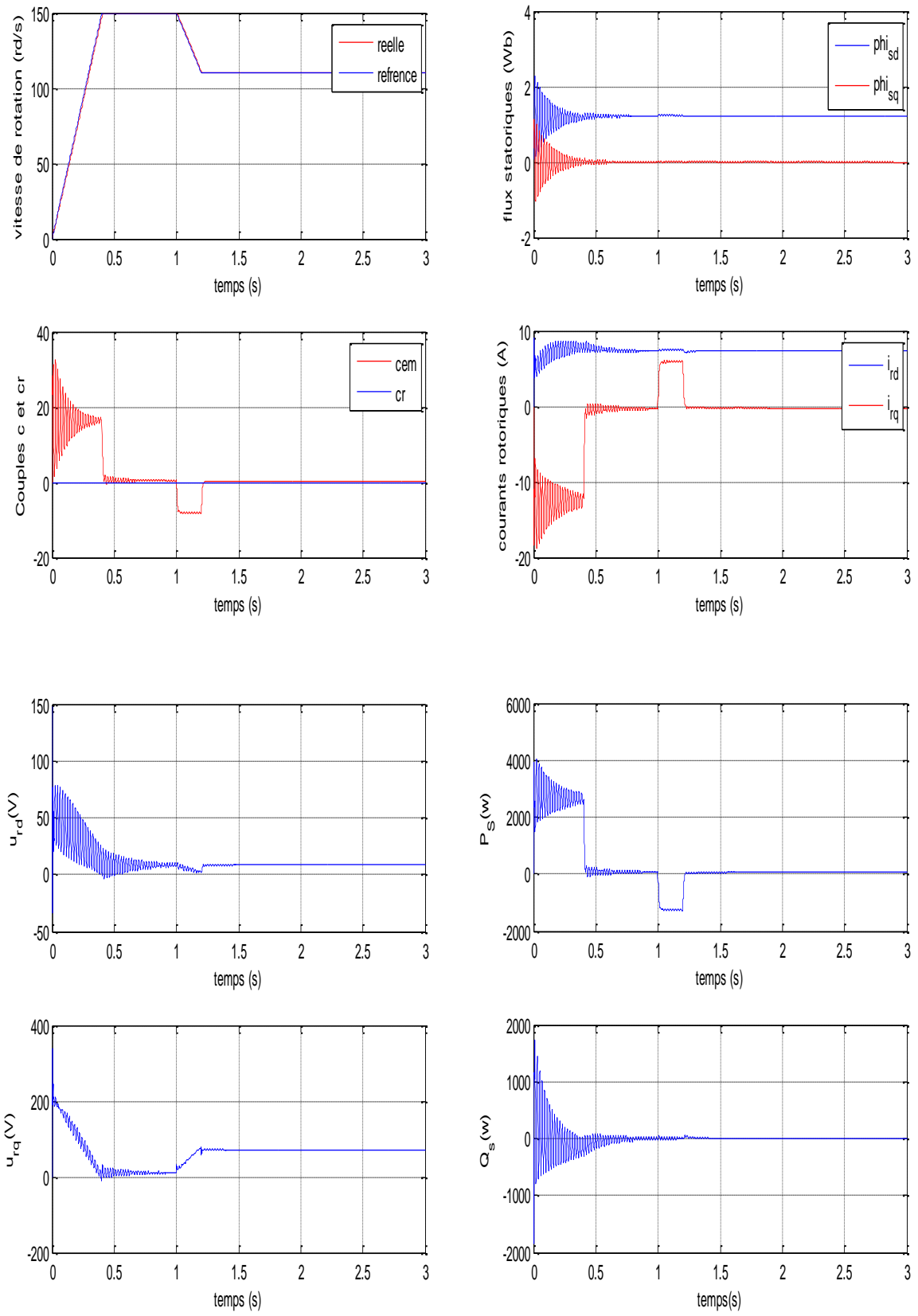


Fig.II.3 La réponse de la MADA à vide.

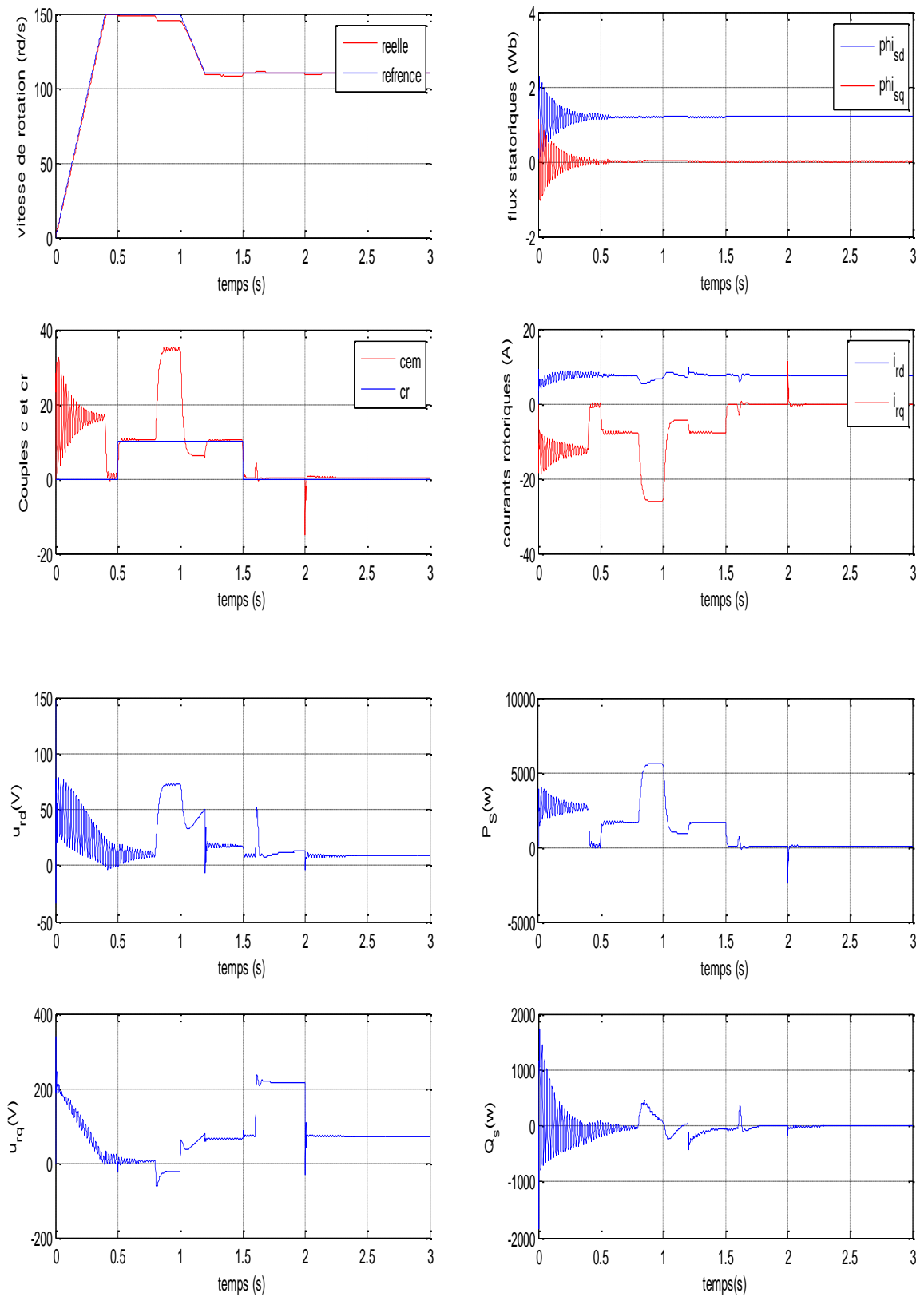


Fig.II.4 La réponse de la MADA avec :  $C_r=10$  N.m à l'instant  $t=0.5s$ , variation de -30% sur  $L_m$  et des variations de  $\pm 50\%$  sur  $R_s$  et  $R_r$  à l'instant  $t=0.5s$



## **II.6 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons abordé la commande vectorielle de la MADA en mode moteur et avec un seul convertisseur du côté rotor. La commande vectorielle choisie est de type indirect à orientation du flux statorique. D'après les résultats de simulation, cette technique présente une solution importante pour la commande de la MADA, vu qu'elle permet de rendre son fonctionnement similaire à celle de la MCC. Toutefois, cette commande a montré ses limites en présence de perturbations. En effet, la forte dynamique non linéaire de cette machine, et sa structure multivariables exigent le développement des lois de commande non linéaire plus élaborées. Ceci constitue l'objectif du reste de ce travail.

*CHAPITRE III*

*COMMANDE*

*PAR*

*MODE GLISSANT*

*DE*

*LA MADA*

## Chapitre III : Commande par mode glissant de la MADA

---

### III.1. Introduction :

La commande à structure variable (CSV) est par sa nature une commande non linéaire. Elle est basée sur la commutation des fonctions des variables d'état, utilisées pour créer une variété (ou surface) de glissement, dont le but de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de surface [10]. Quand l'état est maintenu sur cette surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et aux variations des paramètres tant que les conditions du régime glissant sont assurées [11].

Dans ce chapitre on aborde le principe de la commande par mode glissant, on détermine la commande équivalente et la loi de commutation associée à la surface de glissement ainsi que la vérification de la condition d'existence du mode de glissement. Ensuite cette commande sera appliquée pour la commande en vitesse de la MADA.

### III.2. Principe de la commande par modes glissants

Lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, la notion de système à structures variables intervient. Il en découle la définition suivante :

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure (Figure III.1).

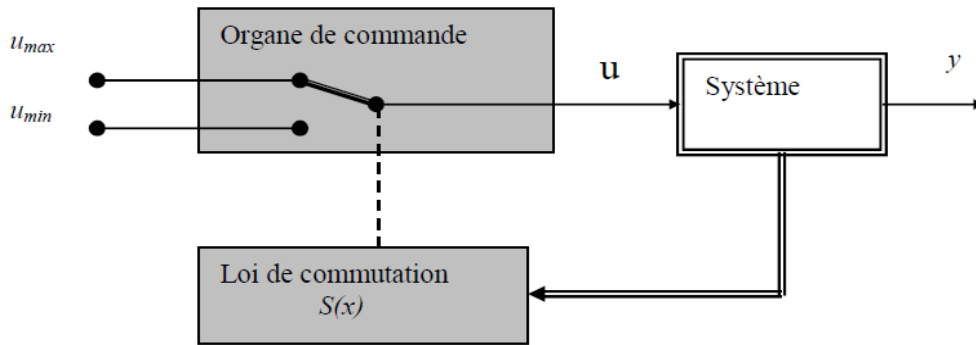


Fig. III.1 Schéma de principe d'un système à structure variable.

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode glissant, la trajectoire d'état est amenée vers une surface, puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement (Figure III.2)

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [12] :

- *Le mode de convergence (MC)* : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation  $S(x, y) = 0$ . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et de critère de convergence.
- *Le mode de glissement (MG)* : c'est le mode durant 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  $S(x, y) = 0$ .
- *Le mode de régime permanent (MRP)* : ce mode est ajouté pour l'étude de réponse du système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

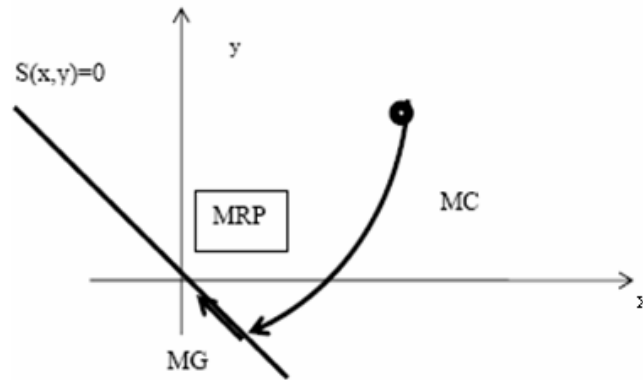


Fig. III.2 Mode de glissement idéal

### III.3. Objectif de la commande par mode glissant :

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels :

- Synthétiser une surface  $S(x, t)$  telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation)  $U(x, t)$  qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface [13].

### III.4. Choix de la surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme nécessaires. Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et de l'objectif visé. Pour un système défini par l'équation :

$$X = A(x, t) + B(x, t) U(t) \quad (\text{III.1})$$

$X \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur d'état du système

$U \in \mathbb{R}^m$  est le vecteur de commande

$A(x, t)$  et  $B(x, t)$  : Sont deux fonctions continues et incertaines supposées bornées.

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que l'erreur sur la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface représente le comportement dynamique désiré. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement, qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [14].

$$S(x) = \left\{ \frac{d}{dt} + \lambda \right\}^{n-1} e \quad (\text{III.2})$$

avec :

$\lambda$  : Coefficient positive.

$e(x) = x - x_d$  : Écart (erreur) de la variable à régler.

$x_d$  : Valeur désirée.

$n$  : ordre du système, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande.

$S(x)$  : est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse ( $e$ ) tend vers zéro pour un choix correct du gain  $\lambda$  et c'est l'objectif de la commande.

### III.5. La commande par mode glissant

La méthode des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement [14].

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre «  $U_{max}$  » et «  $U_{min}$  ». Ce phénomène est démontré à l'aide de la figure III.3 pour un système à régler du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état «  $s_1 x$  » et «  $s_2 x$  ».

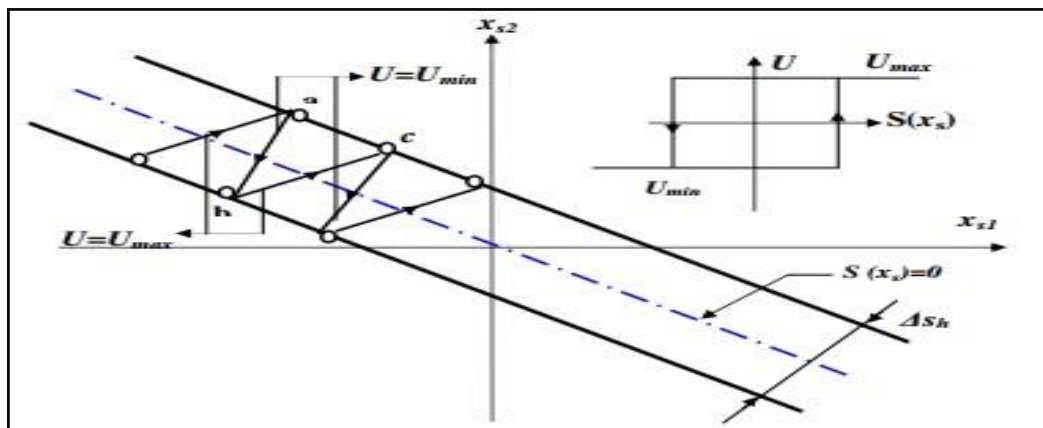


Fig. III.3 Démonstration du mode de glissement.

On considère d'abord une hystérésis sur la loi de commutation  $S(x)=0$  les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de  $\pm \Delta S$ . Une trajectoire avec  $V=V_{max}$  touche

au point "a" le seuil de basculement intérieur. Si avec  $V=V_{\min}$ , la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérésis, elle touche au point "b" le seuil de basculement supérieur où a lieu de commutation sur  $V=V_{\max}$ . Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touchera le point "c" le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y'a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérésis. Par conséquent la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de  $S(x)=0$  et le vecteur  $x$  suit une trajectoire qui respecte cette condition.

### III.6. Condition de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles qui correspondent au mode de convergence de l'état du système.

- **Fonction directe de commutation**

Cette condition de convergence proposée par *Utkin*. Elle s'exprime sous la forme :

$$S(X)\dot{S}(X) < 0 \quad (\text{III.3})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(X)$  et sa dérivée, les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation.

- **Fonction de Lyapunov**

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(S) > 0$  pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commande qui fera décroître cette fonction. Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de Lyapunov par :

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

Alors sa dérivée est :

$$\dot{V}(S) = \dot{S}(X)S(X) \quad (\text{III.5})$$

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

$$\dot{V} = S\dot{S} < 0 \quad (\text{III.6})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S^2(x)$ , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés Figure(III.4). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

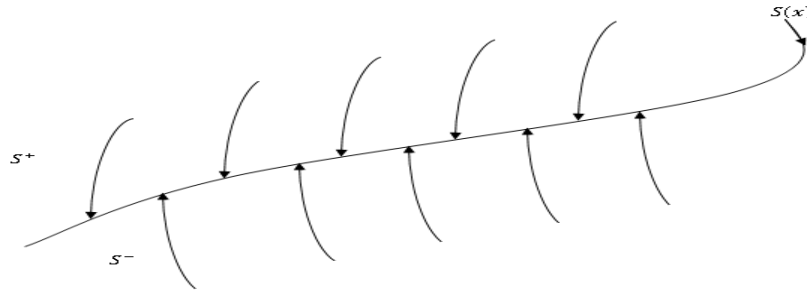


Fig. III.4 Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement

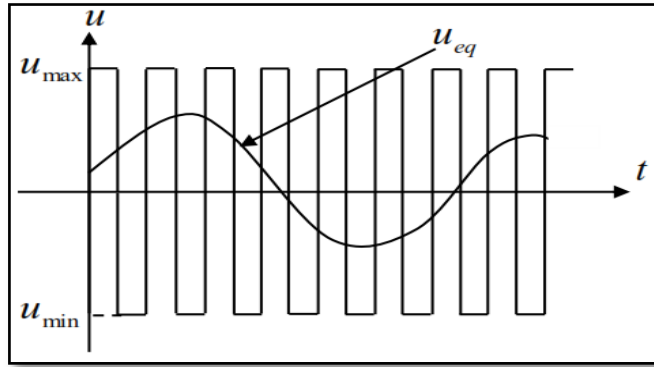
### III.7. Définition des grandeurs de commande

La structure d'une commande par mode glissant comporte deux parties : La première concerne la linéarisation exacte ( $U_{eq}$ ) et le deuxième est stabilisant ( $U_n$ ). Cette dernière est très importante dans le réglage par mode glissant. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures[15].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (III.7)$$

$U_{eq}$  Correspond à la commande proposée par PHILIPPOV. 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  $\dot{S}(x) = 0$ . Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs  $U_{max}$  et  $U_{min}$  (figure III.5).



Fig. III.5 Interprétation de  $U_{eq}$ .

### III.8. Expression analytique de la commande

Nous déterminons la commande équivalente et par la suite la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.1).

$$\dot{X} = f(x, t) + B(x, t) U \quad (III.8)$$

Le vecteur  $U$  est composé de deux grandeurs  $U_{eq}$  et  $U_n$  soit :

Nous avons :

$$\dot{S} = \frac{ds}{dt} = \frac{ds}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{ds}{dx} \{f(x, t) + B(x, t)U_{eq}\} + \frac{ds}{dx} \{B(x, t)U_n\} \quad (III.9)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car là surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{ds}{dx} B(x, t) \right\} \left\{ \frac{ds}{dt} f(x, t) \right\} \quad U_n = 0 \quad (III.10)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme par sa valeur (III.8) dans l'équation (III.9). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S} = \left\{ \frac{ds}{dx} B(x, t)U_n \right\} \quad (III.11)$$

Le problème revient à trouver  $U_n$  tel quel :

$$S(X)\dot{S}(X) = S(X) \frac{ds}{dx} \{ B(x,t)U_n \} < 0 \quad (\text{III.12})$$

La solution la plus simple est de choisir sous la forme de relais Figure (III.5). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit:

$$U_n = -k \operatorname{sign}(s) \quad (\text{III.13})$$

avec :

$$\operatorname{sign}(s) = \begin{cases} 1 & \text{si } S > 0 \\ 0 & \text{si } S = 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases}$$

$$S(X)\dot{S}(X) = \frac{ds}{dx} B(x,t) k |S(X)| < 0 \quad (\text{III.14})$$

Où le facteur  $(\frac{ds}{dx} B(x,t))$  est toujours négatif pour la classe des systèmes que nous considérons.

Le gain  $K$  est choisi positif pour satisfaire la condition. Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand, nous aurons de fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [15].

### III.9. Problème de chattering

L'utilisation de la fonction  $\operatorname{sign}$  signifie que la commande  $U_n$  commute entre deux valeurs  $k(\pm)$ . La discontinuité appliquée à cette commande peut entraîner des oscillations de haute fréquence de la trajectoire du système autour de la surface de glissement pendant le régime glissant, ce qui cause le phénomène de broutement (chattering en anglais) [16].

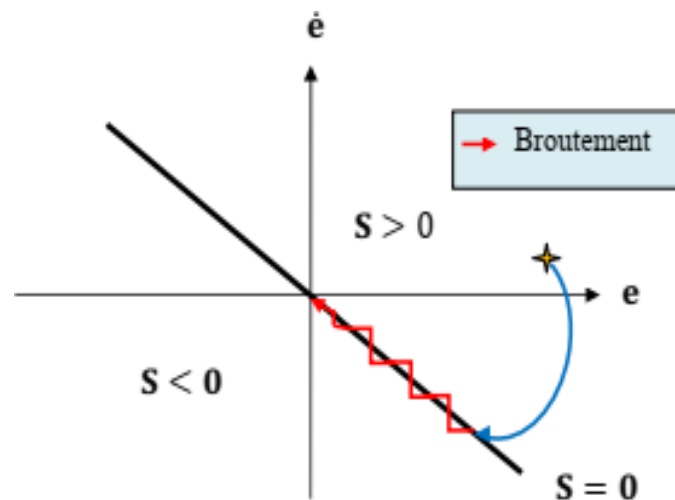


Fig. III.6 Phénomène de chattering.

### III.10. Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement

Il est reconnu que la robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle présente le point fort de la commande par mode de glissement. Contrairement à une loi de commande classique, les performances dynamiques sont maintenues quelles que soient les variations des paramètres et quelle que soit l'amplitude des perturbations appliquées au système. De plus, la réduction de l'ordre du système constitue un autre point fort de ce type de commande, il permet de simplifier la complexité du système [17].

Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients [17] :

- un phénomène de chattering où broutement provoqué par la partie discontinue de cette commande et qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs.
- le système est soumis à chaque instant à une commande élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré et ceci n'est pas souhaitable.

Parmi les solutions proposées à ces problèmes, on peut citer la commande par mode glissant à bande limite qui consiste à remplacer la fonction de commutation dans la commande par une fonction de saturation (hystérésis, arc tangente, etc.).

### III.11. Application à la MADA

Le but de ce chapitre est donc d'établir une procédure systématique par les modes glissants pour la commande des systèmes dynamique de la forme (I.20). Ainsi cette procédure comporte les étapes suivantes :

- Sélectionner une surface qui assure à la sortie de suivre asymptotiquement la trajectoire désirée.
- Synthétiser une loi de commande  $u(t)$  telle que le vecteur d'état est contraint de rester sur cette surface.
- Analyser la robustesse de la commande en présence des variations paramétriques.

Cette procédure est appliquée à la commande en vitesse d'une MADA.

L'objectif est de calculer une loi de commande pour forcer les sorties du système (la vitesse et le courant rotorique dans l'axe d) qui sont supposés mesurables, à suivre la leurs profils désirés respectifs, le système de commande génère deux commandes en tension rotorique correspondants à l'asservissement de la vitesse et du courant rotorique.

La MADA peut être modélisé par un système non linéaire du cinquième ordre, avec quatre variables électriques (flux statoriques, courants rotoriques), une variable mécanique (vitesse de rotation) et deux variables des commandes (tension rotoriques).

- **La première méthode :**

On pose :

$$x_1 = \Phi_{ds}, \quad x_2 = \Phi_{qs}, \quad x_3 = i_{dr}, \quad x_4 = i_{qr}, \quad x_5 = \Omega, \quad U_1 = v_{dr} \text{ et } U_2 = v_{qr}$$

On écrit le modèle dynamique de la machine asynchrone sous la forme :

$$\dot{x}_1 = -a_1 x_1 + w_s x_2 + a_2 x_3 + v_{ds} \quad (\text{III.15})$$

$$\dot{x}_2 = -a_1 x_2 - w_s x_1 + a_2 x_4 + v_{qs} \quad (\text{III.16})$$

$$\dot{x}_3 = -a_3 x_3 + (w_s - p x_5) x_4 + a_4 x_1 - a_5 x_2 x_5 - a_6 v_{ds} + b U_1 \quad (\text{III.17})$$

$$\dot{x}_4 = -a_3 x_4 - (w_s - p x_5) x_3 + a_4 x_2 + a_5 x_1 x_5 - a_6 v_{qs} + b U_2 \quad (\text{III.18})$$

$$\dot{x}_5 = a_7 (x_2 x_3 - x_4 x_1) - a_8 c_r - a_9 x_5 \quad (\text{III.19})$$

et :

$$\dot{x}_1 = f_1, \quad \dot{x}_2 = f_2, \quad \dot{x}_3 = f_3 + b U_1, \quad \dot{x}_4 = f_4 + b U_2, \quad \dot{x}_5 = f_5$$

avec :

$$a_1 = \alpha_s, \quad a_2 = \alpha_s M, \quad a_3 = \gamma_r, \quad a_4 = \alpha_s \beta, \quad a_5 = p \beta, \quad a_6 = \beta, \quad \alpha_7 = \frac{pM}{JL_s}, \quad a_8 = \frac{1}{J}, \quad a_9 = \frac{f_r}{J}, \quad b = \frac{1}{\sigma_r}$$

alors :

$$f_1 = -a_1 x_1 + w_s x_2 + a_2 x_3 + v_{ds} \quad (\text{III.20})$$

$$f_2 = -a_1 x_2 - w_s x_1 + a_2 x_4 + v_{qs} \quad (\text{III.21})$$

$$f_3 = -a_3 x_3 + (w_s - p x_5) x_4 + a_4 x_1 - a_5 x_2 x_5 - a_6 v_{ds} \quad (\text{III.22})$$

$$f_4 = -a_3 x_4 - (w_s - p x_5) x_3 + a_4 x_2 + a_5 x_1 x_5 - a_6 v_{qs} \quad (\text{III.23})$$

$$f_5 = a_7 (x_2 x_3 - x_4 x_1) - a_8 c_r - a_9 x_5 \quad (\text{III.24})$$

Les sorties à commander sont le courant rotorique et la vitesse :

$$y_1 = i_{dr} = x_3$$

$$y_2 = \Omega = x_5 \quad (\text{III.25})$$

D'après l'étude théorique, les surfaces choisies pour chacune des sorties sont définies :

$$S_1 = e_1$$

$$S_2 = \dot{e}_2 + q e_2 \quad (\text{III.26})$$

avec q est un entier positif et :

$$e_1 = x_3 - x_{3ref}$$

$$e_2 = x_5 - x_{5ref} \quad (\text{III.27})$$

Les dérivées des deux surfaces sont donne :

$$\dot{S}_1 = \dot{e}_1$$

$$\dot{S}_2 = \ddot{e}_2 + q \dot{e}_2 \quad (\text{III.28})$$

En remplaçant les expressions (III.27) dans (III.28) , il vient :

$$\dot{S}_1 = \dot{x}_3 - \dot{x}_{3ref} \quad (\text{III.29})$$

$$\dot{S}_2 = \ddot{x}_5 - \ddot{x}_{5ref} + q(\dot{x}_5 - \dot{x}_{5ref}) \quad (\text{III.30})$$

En utilise les expressions (III.20)-(III.24), on obtient :

$$\dot{S}_1 = \dot{x}_3 - \dot{x}_{3ref} \quad (\text{III.31})$$

$$\dot{S}_2 = a_7[(x_2\dot{x}_3 + \dot{x}_2x_3 - \dot{x}_1x_4 - \dot{x}_4x_1)] - a_8\dot{c}_r - a_9\dot{x}_5 - \ddot{x}_{5ref} + q(\dot{x}_5 - \dot{x}_{5ref}) \quad (\text{III.32})$$

En remplaçant  $\dot{x}_1, \dot{x}_2, \dot{x}_3, \dot{x}_4, \dot{x}_5$  par leurs expressions alors :

$$\dot{S}_1 = f_3 + bU_1 - \dot{x}_{3ref} + \Delta_1 \quad (\text{III.33})$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_2 = & a_7[(x_2(f_3 + bU_1) + x_3f_2) - (x_4f_1 + x_1(f_4 + bU_2))] - a_8\dot{c}_r - a_9f_5 - \ddot{x}_{5ref} + \\ & q(+q(f_5 - \dot{x}_{5ref}) + \Delta_2 \end{aligned} \quad (\text{III.34})$$

où  $\Delta_1$  et  $\Delta_2$  Sont des perturbations non mesurées et des incertitudes de modélisation. Ces incertitudes sont supposées bornées comme suit :

$$|\Delta_1| < \bar{\Delta}_1$$

$$|\Delta_2| < \bar{\Delta}_2$$

$$\dot{S}_1 = f_3 + bU_1 - \dot{x}_{3ref} + \Delta_1 \quad (\text{III.35})$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_2 = & a_7[(x_2f_3 + x_3f_2) - (x_4f_1 + x_1f_4)] - a_8\dot{c}_r - a_9f_5 + a_7b(x_2U_1 - x_1U_2) - \ddot{x}_{5ref} + \\ & q(f_5 - \dot{x}_{5ref}) + \Delta_2 \end{aligned} \quad (\text{III.36})$$

avec :

$$V_1 = -\dot{x}_{3ref} \quad (\text{III.37})$$

$$V_2 = -\ddot{x}_{5ref} + q(f_5 - \dot{x}_{5ref}) \quad (\text{III.38})$$

La surface peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\dot{S} = A(x) + V + \Delta(x) + B(x) U \quad (\text{III.39})$$

avec :

$$A_1 = f_3$$

$$A_2 = a_7[(x_2 f_3 + x_3 f_2) - (x_4 f_1 + x_1 f_4)] - a_8 \dot{c}_r - a_9 f_5$$

$$B_{11} = b, B_{21} = a_7 b x_2, B_{12} = 0, B_{22} = -a_7 b x_1$$

où :

$$S = [S_1 \ S_2]^T, U = [U_1 \ U_2]^T, V = [V_1 \ V_2]^T, A(x) = [A_1 \ A_2]^T, B(x) = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix}$$

Maintenant, il faut trouver les conditions pour garantir l'attractivité des surfaces et leur convergence vers zéro. Pour cela, on définit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} S^T S \quad (\text{III.40})$$

La dérive temporelle est alors :

$$\dot{V} = S^T \dot{S} \quad (\text{III.41})$$

En remplaçant (III.39) dans (III.41), on trouve :

$$\dot{V} = S^T (A(x) + V + \Delta(x) + B(x) U) \quad (\text{III.42})$$

avec :

$$\dot{V} = S^T (A(x) + V + B(x) U) + S_1 \Delta_1 + S_2 \Delta_2 \quad (\text{III.43})$$

Alors :

$$\dot{V} \leq S^T (A(x) + B(x) U) + |S_1| |\Delta_1| + |S_2| |\Delta_2| \quad (\text{III.44})$$

$$\dot{V} \leq S^T (A(x) + B(x) U) + |S_1| \bar{\Delta}_1 + |S_2| \bar{\Delta}_2 \quad (\text{III.45})$$

On définit La loi de commande de la forme suivante :

$$u = -B(x)^{-1} (A(x) + V + k_0 S + k_1 \text{sign}(S)) \quad (\text{III.46})$$

Avec :

$$k_0 = \text{diag}[k_{01} \ k_{02}]$$

$$k_1 = \text{diag}[k_{11} \ k_{12}]$$

$$sing(S) = [sign(S_1) \ sign(S_2)]^T$$

Pour assurer que  $S$  converge asymptotiquement vers zéro et se maintient dans son voisinage, les gains  $k_{11}$ ,  $k_{12}$ ,  $k_{01}$ ,  $k_{02}$  doivent satisfaire les inégalités suivantes :

$$k_{11} \geq \gamma_1 + \bar{\Delta}_1$$

$$k_{12} \geq \gamma_2 + \bar{\Delta}_2$$

et :  $k_{01} > 0$ ,  $k_{02} > 0$ ,  $\gamma_1, \gamma_2 > 0$ .

**Remarque :**

La détermination du vecteur de commande  $u$  dans les deux méthodes n'est possible que si et seulement si la matrice  $B(x)$  est inversible ( $\det(B(x)) \neq 0$ ).

La figure III.7 montre le schéma bloc de la commande par mode glissant de la MADA avec orientation de courant rotorique en axe d et la vitesse.

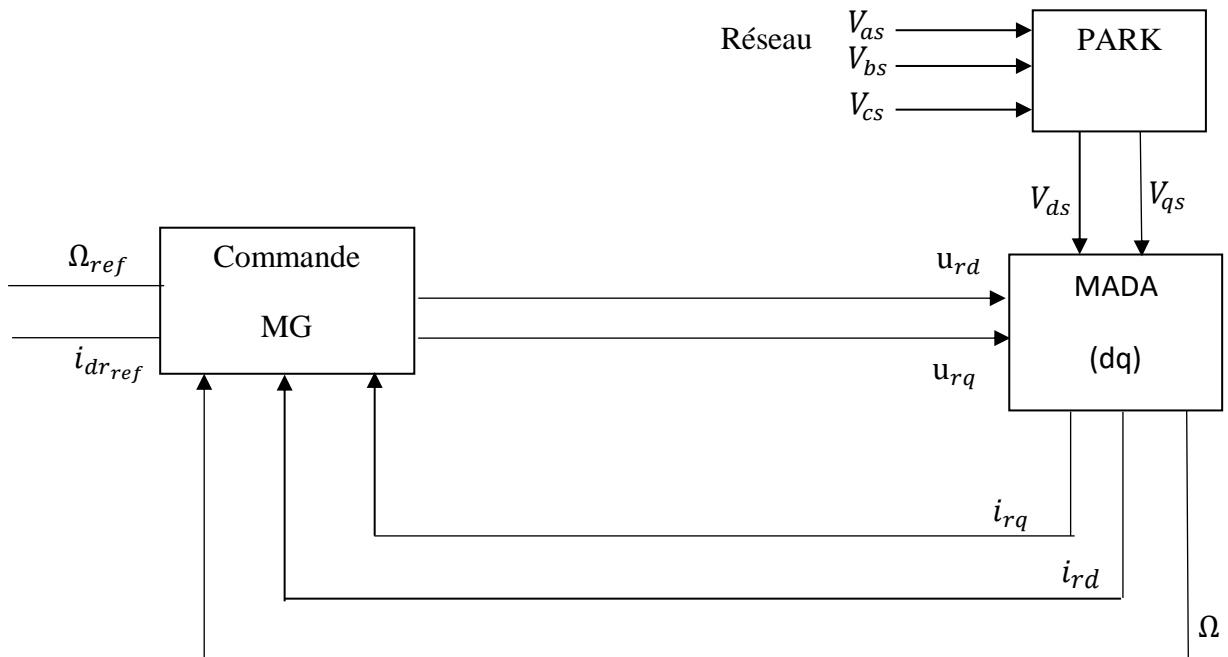


Fig. III.7 Schéma de la commande par mode glissant de la MADA (méthode 1).



**La deuxième méthode :**

On choisit comme sorties à commander par le courant rotorique et statorique et la vitesse de rotation :

$$y_1 = i_{dr} = x_3 \quad y_2 = i_{qr} = x_4 \quad y_3 = \Omega = x_5 \quad (\text{III.47})$$

D'après l'étude théorique, les surfaces choisies pour chacune des deux premières sorties sont définies :

$$\begin{aligned} S_1 &= e_1 \\ S_2 &= \dot{e}_2 \end{aligned} \quad (\text{III.48})$$

avec :

$$\begin{aligned} e_1 &= x_3 - x_{3ref} \\ e_2 &= x_4 - x_{4ref} \end{aligned} \quad (\text{III.49})$$

Les dérive des deux surfaces sont donne :

$$\begin{aligned} \dot{S}_1 &= \dot{e}_1 \\ \dot{S}_2 &= \dot{e}_2 \end{aligned} \quad (\text{III.50})$$

En remplaçant les expressions (III.49) dans (III.50), il vient :

$$\dot{S}_1 = \dot{x}_3 - \dot{x}_{3ref} \quad (\text{III.51})$$

$$\dot{S}_2 = \dot{x}_4 - \dot{x}_{4ref} \quad (\text{III.52})$$

alors :

$$\dot{S}_1 = f_3 + bU_1 - \dot{x}_{3ref} \quad (\text{III.53})$$

$$\dot{S}_2 = f_4 + bU_2 - \dot{x}_{4ref} \quad (\text{III.54})$$

donc :

$$\dot{S}_1 = f_3 + bU_1 + V_1 \quad (\text{III.56})$$

$$\dot{S}_2 = f_4 + bU_2 + V_2 \quad (\text{III.57})$$

où  $\Delta_1$  et  $\Delta_2$  Sont des perturbations non mesurables et des incertitudes de modélisation.

Ces incertitudes sont supposées bornées comme suit :

$$|\Delta_1| < \bar{\Delta}_1, |\Delta_2| < \bar{\Delta}_2$$

$$V_1 = -\dot{x}_{3 \text{ ref}} \quad (\text{III.58})$$

$$V_2 = -\dot{x}_{4 \text{ ref}} \quad (\text{III.59})$$

La surface peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\dot{S} = A(x) + V + \Delta(x) + B(x) U \quad (\text{III.60})$$

avec :

$$A_1 = f_3, A_2 = f_4, B_{11} = b, B_{21} = 0, B_{12} = 0, B_{22} = b, S = [S_1 \ S_2]^T, U = [U_1 \ U_2]^T, \\ V = [V_1 \ V_2]^T, A(x) = [A_1 \ A_2]^T, B(x) = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix}$$

Maintenant, il faut trouver les conditions pour garantir l'attractivité des surfaces et leur convergence vers zéro. Pour cela, on définit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} S^T S \quad (\text{III.61})$$

La dérive temporelle est alors :

$$\dot{V} = S^T \dot{S} \quad (\text{III.62})$$

En remplaçant (III.60) dans (III.62), on trouve :

$$\dot{V} = S^T (A(x) + V + \Delta(x) + B(x) U) \quad (\text{III.63})$$

avec :

$$\dot{V} = S^T (A(x) + V + B(x)U) + S_1 \Delta_1 + S_2 \Delta_2 \quad (\text{III.64})$$

Alors :

$$\dot{V} \leq S^T (A(x) + B(x)U) + |S_1| |\Delta_1| + |S_2| |\Delta_2| \quad (\text{III.65})$$

$$\dot{V} \leq S^T (A(x) + B(x)U) + |S_1| \bar{\Delta}_1 + |S_2| \bar{\Delta}_2 \quad (\text{III.66})$$

On définit la loi de commande de la forme suivante :

$$u = -B(x)^{-1}(A(x) + V + k_0S + k_1\text{sign}(S)) \tag{III.67}$$

avec :

$$k_0 = \text{diag}[k_{01} \ k_{02}], \ k_1 = \text{diag}[k_{11} \ k_{12}], \ \text{sing}(S) = [\text{sign}(S_1) \ \text{sign}(S_2)]^T$$

Pour assurer que  $S$  converge asymptotiquement vers zéro et se maintient dans son voisinage, les gains  $k_{11}$ ,  $k_{12}$ ,  $k_{01}$ ,  $k_{02}$  doivent satisfaire les inégalités suivantes :

$$k_{11} \geq n_1 + \bar{\Delta}_1, \ k_{12} \geq n_2 + \bar{\Delta}_2, \ k_{01} > 0, \ k_{02} > 0, \ n_1, \ n_2 > 0..$$

**Remarque :**

La détermination du vecteur de commande  $u$  dans les deux méthodes n'est possible que si et seulement si la matrice  $B(x)$  est inversible ( $\det(B(x)) \neq 0$ ).

La figure III.8 montre le schéma bloc de la commande par mode glissant de la MADA avec orientation de courant rotorique en deux axes (d et q).

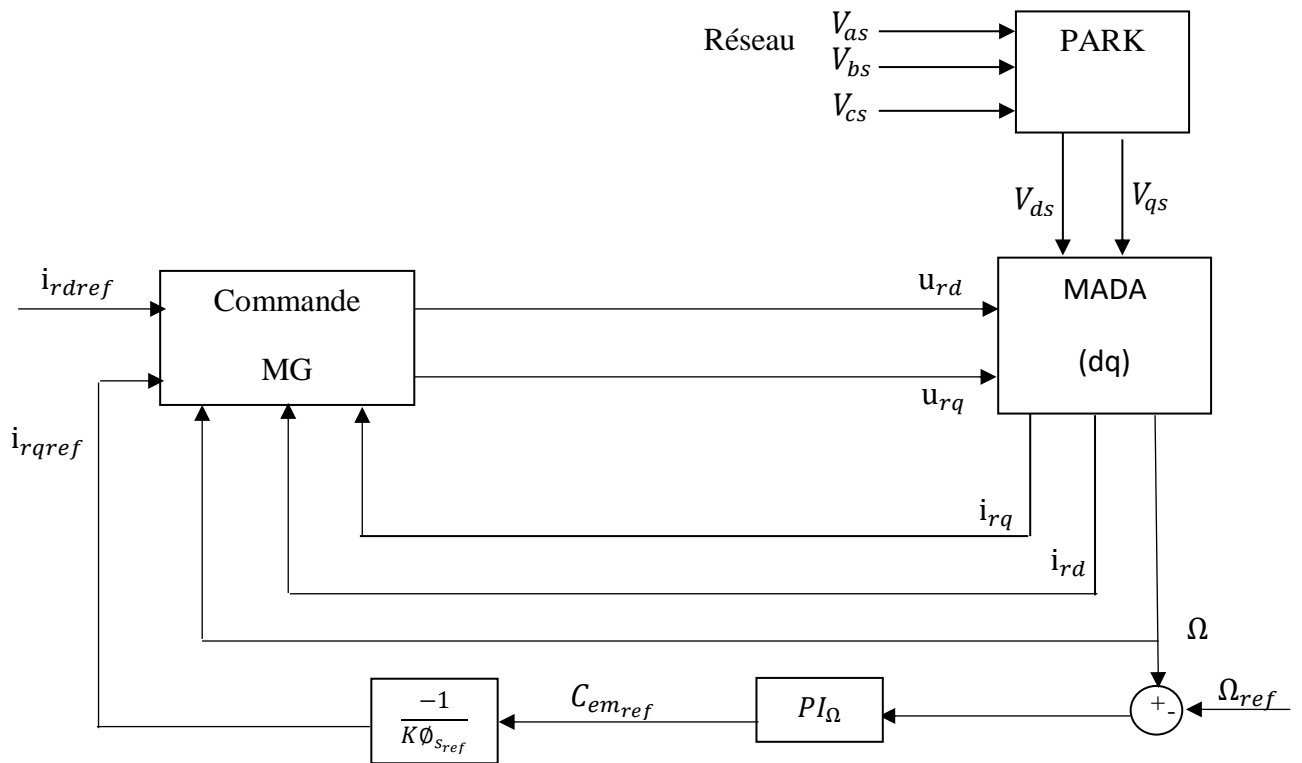


Fig. III.8 Schéma de la commande par mode glissant de la MADA (méthode 2).

### III.12. Résultats de simulation

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation de l'application des deux méthodes de la commande par modes glissants à la MADA.

- **Résultats de la première méthode**

Les paramètres de la commande qui ont été choisis sont :

$$k_{01} = 1000, k_{02} = 7000, k_{11} = 1000 \text{ et } k_{12} = 7000$$

#### **Essai à vide :**

La Figure (III.9) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et avec les paramètres nominaux de la machine.

On remarque que :

- La vitesse de rotation suit parfaitement sa référence.
- La machine répond bien mais avec présence du chattering.

#### **Essai en charge :**

La Figure (III.10) représente les résultats de simulation de l'essai en charge et avec des changements paramétriques (résistances) de la machine.

On remarque :

- La vitesse de rotation suit parfaitement sa référence.
- La commande est robuste vis-à-vis les variations paramétriques et des perturbations extérieures (couple de charge).
- La présence de phénomène de chattering.

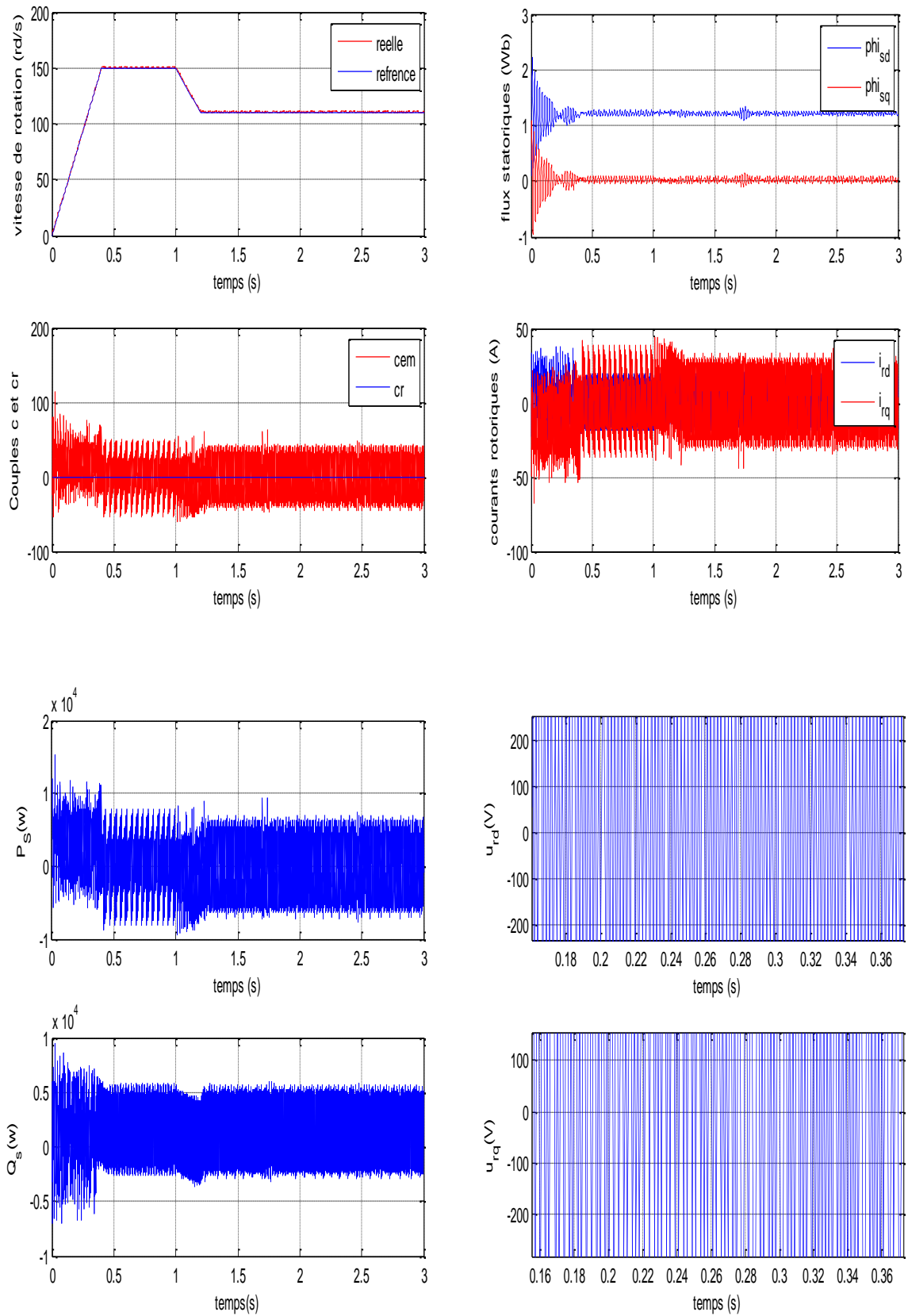


Fig.III.9 Réponse de la commande par mode glissant de la MADA à vide (méthode 1)

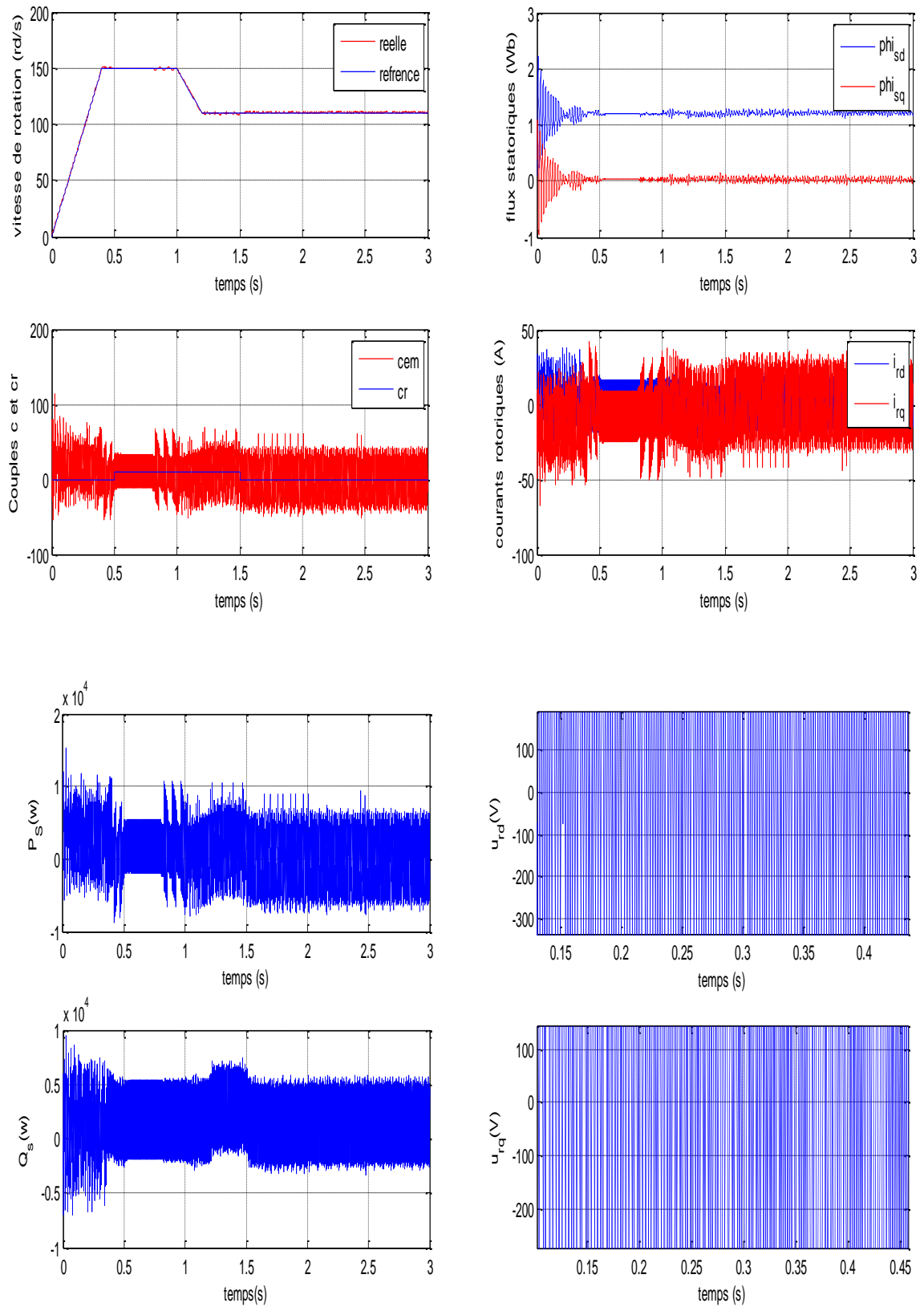


Fig.III.10 Réponses de la MADA par modes glissants avec perturbations  $Cr=10$  N.m  $t=[0.5$  1.5] , une variation de +50% des résistances à partir de  $t=0.6$ s (méthode 1)

- **Résultats de la deuxième méthode**

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation de l'application de la deuxième méthode de la commande par modes glissants à la MADA. La régulation de vitesse est assurée cette fois-ci par un simple régulateur PI (vu que la dynamique des modes mécanique est décrit par un système du premier ordre par rapport au couple électromagnétique (entrée)).

Les paramètres de la commande qui ont été choisis sont:

$$k_{01} = 1000, k_{02} = 7000, k_{11} = 1000 \text{ et } k_{12} = 7000$$

$$\text{Régulateurs } PI_{\Omega} : K_p = 10, T_i = 0.01$$

**Essai à vide :**

La Figure (III.11) montre les résultats de simulation de l'essai à vide et avec les paramètres nominaux de la machine.

On remarque :

- La vitesse de rotation suit bien sa référence.
- La machine répond bien mais avec présence du chattering.

**Essai en charge :**

La Figure (III.12) montre les résultats de simulation de l'essai en charge et avec des changements paramétriques (résistances) de la machine.

On remarque :

- La vitesse de rotation suit bien sa référence.
- Cette commande présente une bonne robustesse vis-à-vis les variations paramétriques et des perturbations extérieures (couple de charge).
- La présence de phénomène de chattering.

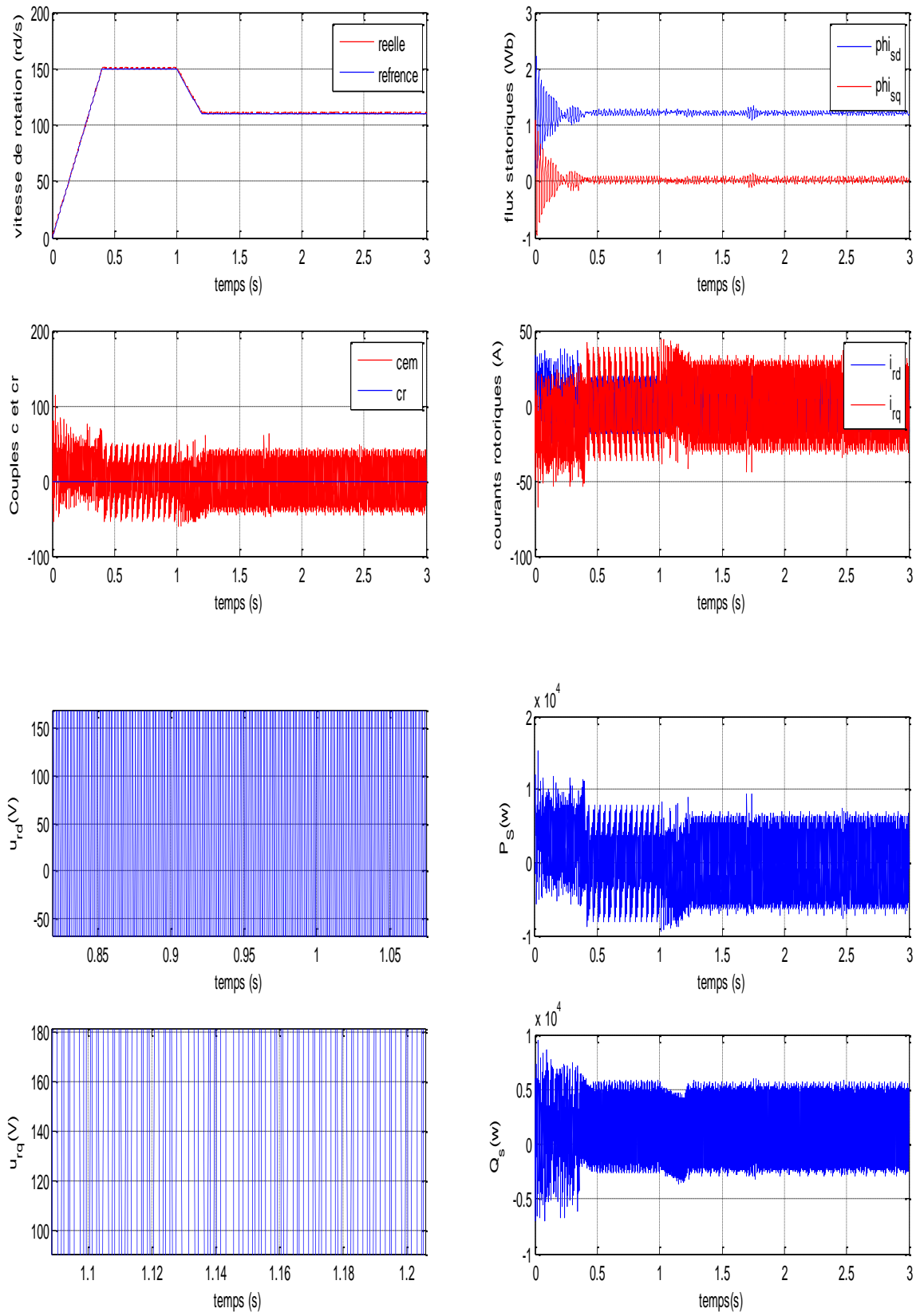


Fig III.11: Réponse de la commande par mode glissant de la MADA à vide (méthode 2)



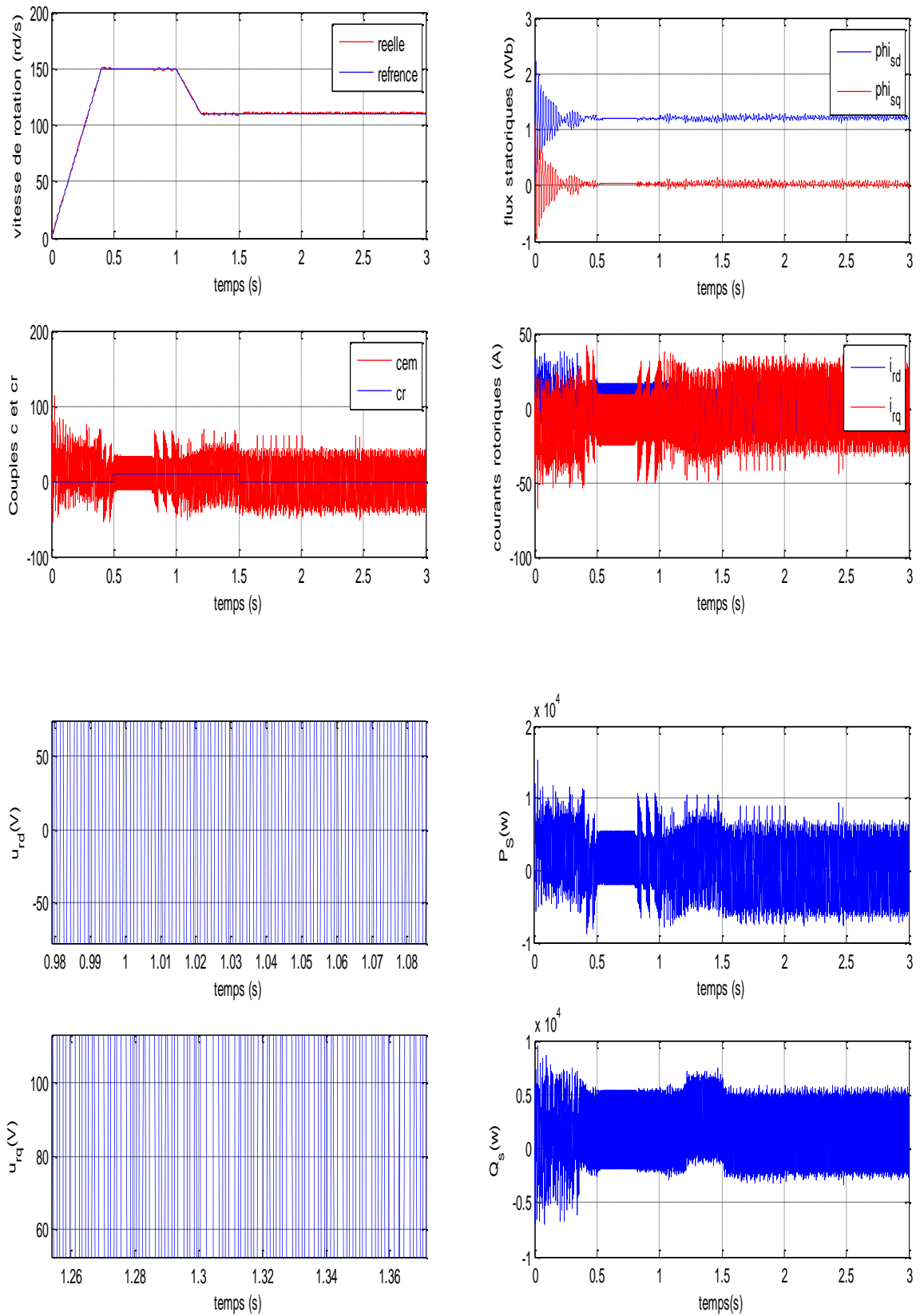


Fig. III.12 Réponses de la MADA par modes glissants avec perturbations  $C_r=10$  N.m  $t=[0.5, 1.5]$ , une variation de +50% des résistances à partir de  $t=0.6$ s (méthode 2).

### III.14. Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à la stratégie de commande par modes glissants appliqué à la commande en vitesse de la MADA. Cette méthode se fait en trois étapes :

- Choix de la surface de glissement.
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence.
- Détermination de la loi de commande.

On peut conclure que la caractéristique essentielle de cette technique est sa robustesse vis-à-vis les variations paramétriques et les perturbations extérieures pouvant affectées le système à commander. Toutefois, son inconvénient principal réside dans la présence du phénomène du chattering sur certaines gradeuses, notamment le signal de commande. Ce phénomène est en effet indésirable et peut provoquer la destruction de la machine dans une application sur site réel. Dans le reste de ce mémoire, nous allons essayer de surmonter ce problème en réduisant ce phénomène.

*CHAPITRE IV*

*COMMANDE*

*PAR*

*MODE GLISSANT*

*DYNAMIQUE*

*DE*

*LA MADA*

## Chapitre IV : Commande par mode glissant dynamique de la MADA

---

### IV.1. Introduction :

Malgré l'importance de la commande par mode glissant pour les machines électriques, cette commande souffre du problème de chattering qui limite son application lors d'une implémentation sur un site réel. Dans ce chapitre, on présente une solution pour réduire ce phénomène en introduisant le principe de la commande par mode glissant dynamique.

### IV.2. Commande par mode glissant dynamique :

Dans le but de réduire le phénomène du chattering inhérent à la commande par mode glissant, nous allons présenter une solution qui se repose sur la variation de la commande  $U$  de façon à diminuer l'effet de la fonction sign (s) origine de chattering[18].

### IV.3. Surface de glissement :

Considérons la surface  $S = [S_1 \dots S_m]^T$  decrite par :

$$S(x, t) = \left\{ \frac{d}{dt} + \lambda \right\}^{n-1} e = e^{(n-1)} + a(n-1)e^{(n-2)} + \dots + a_1 e \quad (\text{IV.1})$$

### IV.4. Loi de commande

Dans cette section on veut élaborer une loi de commande par mode glissant sans chattering. Si les incertitudes sont connues, la loi de commande idéale suivant assure les objectifs de commande :

$$U^* = -B(x)^{-1}[A(x) + V + KS + \Delta] \quad (\text{IV.2})$$

**Preuve :**

Soit la fonction de Lyapunov définie par :

$$V(S) = \frac{1}{2}S^2(X) \quad (IV.3)$$

La dérivée de cette fonction est:

$$\dot{V} = S\dot{S} \quad (IV.4)$$

avec :

$$\dot{S} = A(x) + V + B(x)U + \Delta \quad (IV.5)$$

Alors L'expression de  $\dot{V}$  est :

$$\dot{V} = S(A(x) + V + B(x)U + \Delta) \quad (IV.6)$$

Substituant l'expression de la commande (U) dans (IV.6), on trouve :

$$\dot{V} = -KS^2 \quad (IV.7)$$

Pour  $\dot{V} < 0$ ,  $\forall S \neq 0$ , il faut choisir  $K > 0$ .

Ce qui implique  $S \rightarrow 0$  quand  $t \rightarrow \infty$ .

On peut écrire la commande idéale sous la forme suivante :

$$U^* = U_0 - \Delta_1 \quad (IV.8)$$

avec :

$$U_0 = -B(x)^{-1}[A(x) + V + KS] \quad (IV.9)$$

$$\Delta_1 = -B(x)^{-1}\Delta(x) \quad (IV.10)$$

$U_0$  : représente la commande nominale dans le cas où les incertitudes sont nulles.

Dans ce cas les incertitudes sont mal connues, alors la réalisation de cette loi de commande est impossible. Pour cela, on doit approcher la partie qui contient ces incertitudes par une commande  $U_s$ . On définit la nouvelle forme de la commande comme suit :

$$U = U_0 + U_s \quad (IV.11)$$

$U_0$  : représente la commande nominale du système sans incertitudes.

$U_s$  : représente la parité de la commande a calculer de telle sorte que la commande  $U$  converge vers la commande  $U^*$ .

Le problème posé consiste a développer une procédure systématique de synthèse de la commande  $U_s$  de façon a compenser l'effet de  $\Delta_1$ . Pour ce faire, on définit une surface de glissement convenable  $S_u$ , par :

$$S_u = U - U^* \quad (IV.12)$$

De(IV. 8) et(IV. 11), (IV. 12) sera :

$$S_u = U_s + \Delta_1 \quad (IV.13)$$

Pour cette surface, nous définissons la fonction candidate de Lyapunov comme suit :

$$V(S_u) = \frac{1}{2} S_u^2 \quad (IV.14)$$

Sa dérivée temporelle est donnée par :

$$\dot{V}(S_u) = S_u \dot{S}_u \quad (IV.15)$$

La dérivée de (IV. 13) peut s'écrire sous la forme :

$$\dot{S}_u = \dot{U}_s + \dot{\Delta}_1 \quad (IV.16)$$

Avec  $\dot{\Delta}_1$  est supposé borné par :

$$|\dot{\Delta}_1| \leq \delta(X, U) \quad (IV.17)$$

Où  $\delta(X, U)$  est une fonction positive donnée.

Par conséquence, la dérivée de la fonction de Lyapunov donnée par l'expression (IV. 15) se réduit :

$$\dot{V}(S_u) = S_u \dot{S}_u = S_u (U_s + \dot{\Delta}_1) \quad (IV.18)$$

$$\dot{V}(S_u) \leq \dot{S}_u \dot{U}_s + |S_u| |\dot{\Delta}_1| \quad (IV.19)$$

$$\dot{V}(S_u) \leq S_u \dot{U}_s + |S_u| \delta(X, U) \quad (IV.20)$$

Pour garantir l'attractivité en temps fini  $U$  vers  $U^*$  , on choisit  $\dot{U}_s$  sous la forme suivante :

$$\dot{U}_s = -\Lambda \text{sign}(S_u) \quad (IV.21)$$

$\Lambda$ : Fonction strictement positive.

$$\Lambda = \delta(X, U) + \eta \quad (\text{IV.22})$$

En utilisant (IV.20), (IV.21) devient :

$$\dot{V}(S_u) \leq -\eta |S_u| \quad (\text{IV.23})$$

Ce qui implique que  $S_u \rightarrow 0$  dans un temps fini, et par conséquent,  $U$  s'approche de  $U^*$  pour  $t \rightarrow \infty$ .

En principe, chaque terme en fonction de  $U^*$  est difficile à utiliser dans la commande, c'est pourquoi, on est obligé de chercher pour  $S_u$  une nouvelle formulation indépendante de  $U^*$

Si on ajoute et on soustrait  $(B(x)U^*)$  dans (IV.5), on obtient :

$$\dot{S} = A(x) + V + B(x)U + \Delta + B(x)U^* - B(x)U^* \quad (\text{IV.24})$$

$$\dot{S} = A(x) + B(x)(U - U^*) + V + \Delta + B(x)[-B(x)^{-1}(A(x) + V + \Delta + KS)] \quad (\text{IV.25})$$

$$\dot{S} = -KS + B(x)S_u \quad (\text{IV.26})$$

$$S_u = B(x)^{-1}[\dot{S} + KS] \quad (\text{IV.27})$$

Alors (IV.21) devient :

$$\dot{U}_s = -\Lambda \text{sign}(B(x)^{-1}(\dot{S} + KS)) \quad (\text{IV.28})$$

Finalement, la commande par mode glissant dynamique peut s'écrire sous la forme :

$$U = -B(x)^{-1}[A(x) + V + KS] + U_s \quad (\text{IV.29})$$

### Remarque :

1-l'implantation de la commande  $U$  n'est possible sauf si le gain  $B(x)$  est inversible pour toutes les trajectoires de  $x$ .

2-l'effet de la fonction «  $\text{sign}$  » est réduit après l'intégration de  $U_s$ , car l'intégration se comporte comme un filtre passe bas.

### IV.5. Application de la commande par mode glissant dynamique :

On choisit comme sorties à commander par le courant rotorique et statorique et la vitesse de rotation :

$$y_1 = i_{dr} = x_3 \quad y_2 = i_{qr} = x_4 \quad y_3 = \Omega = x_5 \quad (\text{IV.30})$$

On définit les surfaces comme suit :

$$\begin{aligned} S_1 &= e_1 = y_1 - y_{1ref} \\ S_2 &= e_2 = y_2 - y_{2ref} \end{aligned} \quad (IV.31)$$

D'après le développement réalisé dans le chapitre précédent, la dynamique de la surface de glissement s'écrit comme suit :

$$\dot{S} = A(x) + V + B(x)U + \Delta \quad (IV.32)$$

La stabilité de la surface est assurée si la condition de glissement est vérifiée :

$$S^T \dot{S} < 0 \quad (IV.33)$$

$$\dot{S} = -kS \quad (IV.34)$$

Où :  $K = \text{Diag}(K_1 \ K_2)$   $K_1, K_2 < 0$

Remplaçons  $\dot{S}$  par son expression

$$\dot{S} = A(x) + V + B(x)U + \Delta \quad (IV.35)$$

On peut choisir la loi de commande

$$U^* = -B(x)^{-1}[A(x) + V + KS + \Delta] \quad (IV.36)$$

On prend :

$U_0 = -B(x)^{-1}[A(x) + V + KS]$  : commande nominale (incertitudes nulles)

$$\Delta_1 = -B(x)^{-1}\Delta$$

Cette forme de commande est appelée commande idéal ( $\Delta = 0$ ), en pratique, les incertitudes

existent et sont inconnues, donc la mise en œuvre de cette commande est impossible.

Notre objectif est de synthétiser une loi de commande qui s'approche de  $U^*$  en temps fini

$$U = U_0 + U_s \quad (IV.37)$$

avec :  $U_s$  la partie de commande à calculer, son rôle est d'approcher les incertitudes.

Soit la surface :



$$S_u = U - U^* \quad (\text{IV.38})$$

Soit la fonction de Lyapunov :

$$V(S) = \frac{1}{2} S_u^T S_u \quad (\text{IV.39})$$

Sa dérive temporelle s'écrit comme suit

$$\dot{V} = S_u^T \dot{S}_u \quad (\text{IV.40})$$

En remplace U et  $U^*$  par leur expression dans  $\dot{V}$  :

$$S_u = U_s + \Delta_1 \quad (\text{IV.41})$$

La dérive de cette surface :

$$\dot{S}_u = \dot{U}_s + \dot{\Delta}_1 \quad (\text{IV.42})$$

Avec  $\dot{\Delta}_1$  est supposée borné, où :

$$|\dot{\Delta}_{11}| \leq \alpha_1(x, U) \quad (\text{IV.43})$$

$$|\dot{\Delta}_{12}| \leq \alpha_2(x, U) \quad (\text{IV.44})$$

On remplace la dynamique de la surface dans la fonction de lyapunov, on aura :

$$\dot{V} = S_u^T (\dot{U}_s + \dot{\Delta}_1) \quad (\text{IV.45})$$

$$= S_u^T \dot{U}_s + S_u^T \dot{\Delta}_1 \quad (\text{IV.46})$$

$$\leq \dot{U}_{s1} S_{u1} + \dot{U}_{s2} S_{u2} + |S_{u1}| |\dot{\Delta}_{11}| + |S_{u2}| |\dot{\Delta}_{12}| \quad (\text{IV.47})$$

$$\leq \dot{U}_{s1} S_{u1} + \dot{U}_{s2} S_{u2} + |S_{u1}| \alpha_1 + |S_{u2}| \alpha_2 \quad (\text{IV.48})$$

Pour assure l'attractivité en temps fini, ont choisir  $\dot{U}_s$  sous la forme :

$$\dot{U}_s = - \Lambda \text{sign}(S_u) \quad (\text{IV.49})$$

avec :

$$\Lambda = \text{diag} [\Lambda_1 \Lambda_2] \quad (\text{IV.50})$$

$$\text{sign}(S_u) = [\text{sign}(S_{u1}) \text{sign}(S_{u2})] \quad (\text{IV.51})$$

Les coefficients ( $\Lambda_1$   $\Lambda_2$ ) doivent satisfaire les inégalités suivantes :

$$\Lambda_1 > n_1 + \alpha_1 \quad \Lambda_2 > n_2 + \alpha_2 \quad (\text{IV.52})$$

$$n_1, n_2 > 0 \quad (\text{IV.53})$$

D'autre part :  $S_u = U - U^*$  cette expression de  $S_u$  est mal connue, pour qu'on puisse l'utiliser dans la loi de commande ; dans il faut trouver une nouvelle relation de  $S_u$  (connue)

Où :

$$\dot{S} = A(x) + V + B(x)U + \Delta + B(x)U^* - B(x) \quad (\text{IV.54})$$

On remplace  $U^*$  par leur expression :

$$\dot{S} = A(x) + V + B(x)U + \Delta + B(x)(-B(x)^{-1}[A(x) + V + KS + \Delta]) - B(x)U^* \quad (\text{IV.55})$$

$$\dot{S} = -KS + B(x)(U - U^*) \quad (\text{IV.56})$$

$$\dot{S} = -KS + B(x)(S_u) \quad (\text{IV.57})$$

Donc  $S_u$  peut s'écrire sous la forme suivante :

$$S_u = B(x)^{-1}[\dot{S} + KS] \quad (\text{IV.58})$$

Finalement on peut écrire la loi de commande par mode glissant dynamique sous la forme :

$$U = -B(x)^{-1}[A(x) + V + KS] + U_s \quad (\text{IV.59})$$

Avec :

$$\dot{U}_s = -\Lambda \text{sign}(B(x)^{-1}(\dot{S} + KS)) \quad (\text{IV.60})$$

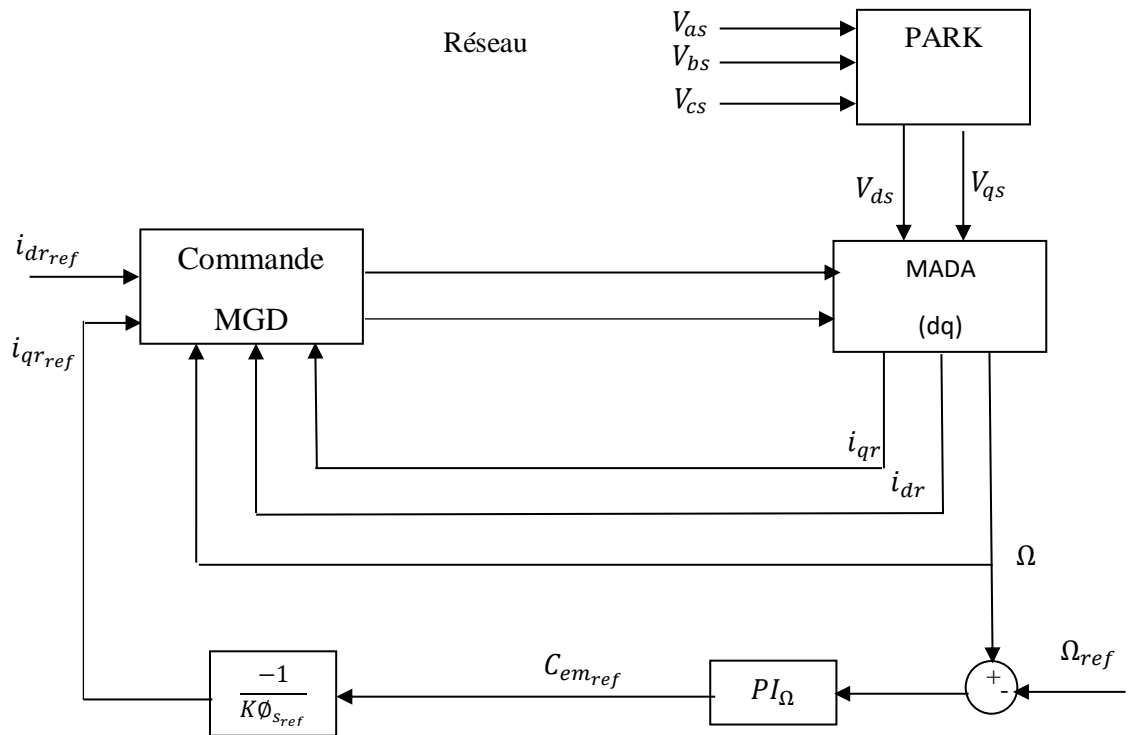


Fig. IV.1 Schéma de la commande mode glissant dynamique de la MADA.

#### IV.6. Résultats de simulation

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation de l'application de la commande par modes glissants dynamique à la MADA. La régulation de vitesse est toujours assurée par un régulateur PI.

Les paramètres de la commande qui ont été choisis sont:

$$k_{01} = 500, k_{02} = 500, k_{11} = 100 \text{ et } k_{12} = 100$$

$$\text{Régulateurs } PI_{\Omega} : K_p = 10, T_i = 0.01$$

#### **Interprétation des résultats :**

Les résultats des simulations sans perturbation et avec perturbation montrent l'efficacité de la commande par mode glissant dynamique appliquée à la MADA

Nous remarquons :

- la vitesse arrive toujours à suivre la vitesse de référence.
- la robustes vis-à-vis les perturbations et les incertitudes est toujours assurée.
- la diminution de phénomène de chattering par rapport à la commande par mode glissant.

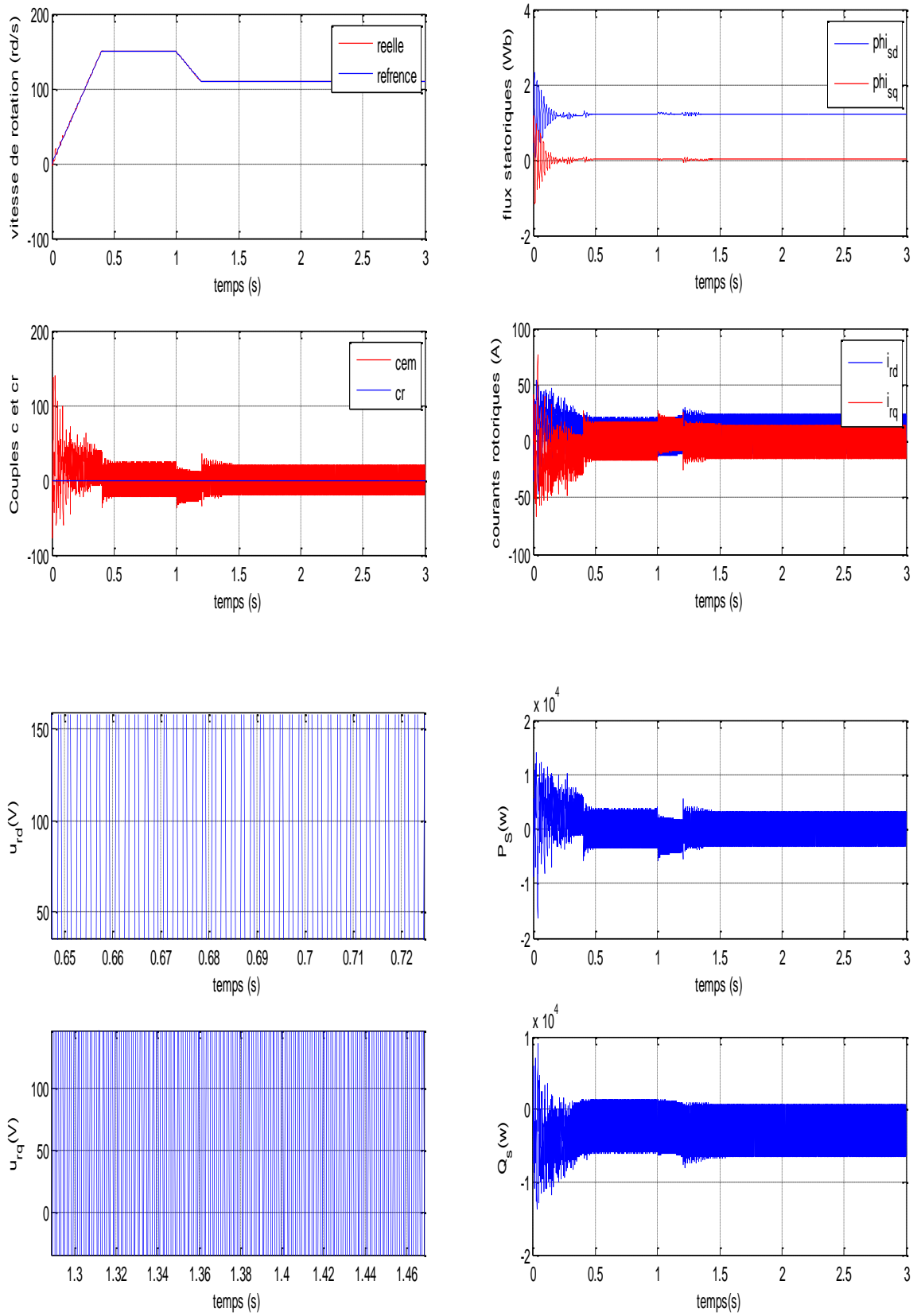


Fig.IV.2 : Réponse de la commande par mode glissant dynamique de la MADA à vide

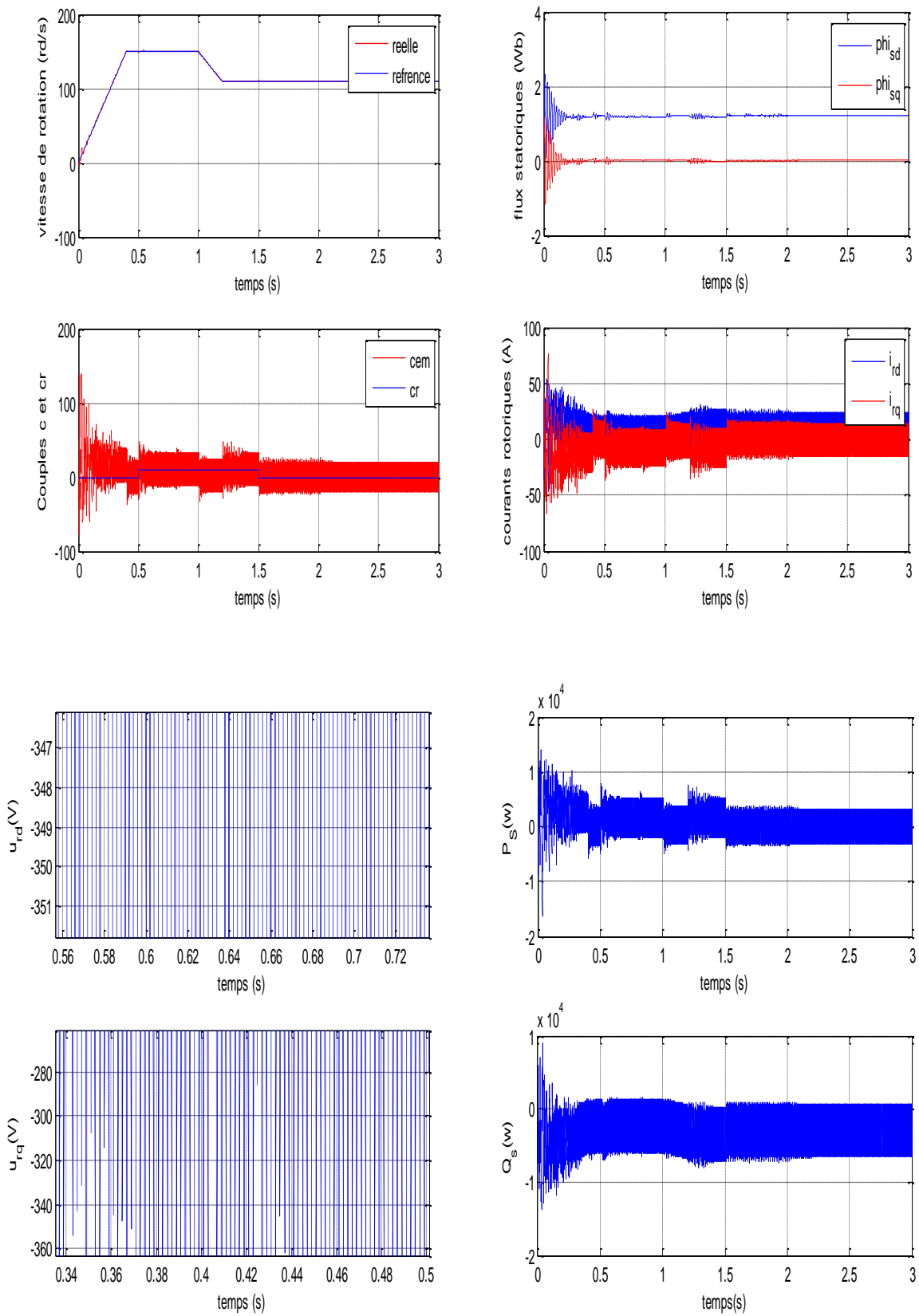


Fig.IV.3 Réponses de la MADA par modes glissants-dynamique avec perturbations  $Cr=10$  N.m  $t= [0.5 , 1.5]$ , une variation de +50 % de résistances introduite à  $t=0.6s$ .

**IV.7. Conclusion :**

Daqs ce chapitre, nous avons appliqué la commande par mode glissant dynamique à la MADA. La technique consiste en une modification sur la loi de commande par mode glissant de telle sorte que la fonction discontinue *sign* origine de chattering intervient dans la loi de commande à travers une fonction intégrale qui se comporte comme un filtre passe bas. D'après les résultats de simulations, cette technique a donné des résultats satisfaisants en termes de performances de poursuite et de robustesse vis-à-vis les perturbations et les incertitudes tout en réduisant l'ampleur du phénomène du chattering.

*CONCLUSION*  
*GENERALE*

## Conclusion générale

---

Le travail réalisé dans ce mémoire de fin d'étude consiste en la commande en vitesse de la MADA en mode moteur avec une structure à un seul convertisseur du côté rotor. Le comportement non linéaire et les différentes perturbations et incertitudes qui caractérisent le modèle de ce système, exigent des techniques de commande robustes.

Le premier chapitre a été dédié à la présentation et la modélisation de la MADA. Son modèle d'état «flux statoriques-courants rotoriques-vitesse» a été donné en utilisant la transformation triphasé-biphasé de PARK facilitant ainsi l'étude et la commande de cette machine. Une simulation en boucle ouverte de la MADA nous a confirmé son comportement instable en boucle ouverte, d'où la nécessité d'une commande en boucle fermée plus perforante.

Le deuxième chapitre a été réservé à l'application de la commande vectorielle (commande linéaire) à la MADA. Les résultats de simulations ont montré que cette loi de commande peut donner des résultats satisfaisants seulement en absence de perturbation. En effet, ses performances se dégradent en opérant des perturbations et des changements paramétriques sur la machine.

Dans le troisième chapitre, après avoir donné le principe général de la théorie de la commande par mode glissant, nous l'avons appliqué à la MADA. La méthode de Lyapunov a été utilisée pour démontrer la stabilité du système bouclé. Les résultats de simulations ont montré des performances intéressantes en termes de poursuite et de robustesse vis-à-vis les perturbations et les incertitudes. cependant, le problème de *chattering* lié à l'application de cette technique constitue un handicap lors d'une application réelle.



Dans le dernier chapitre, le principe de la commande par mode glissant dynamique a été introduit pour traiter le problème du *chattering*. Les résultats de simulation ont montré l'efficacité de cette méthode en termes de réduction du *chattering*. Notons toutefois que qu'en termes de réalisation des objectifs de commande tels que le découplage et la poursuite, les performances restent tout à fait comparables à celle de la commande par mode glissant simple.

A titre de perspectives de ce travail, nous pouvons suggérer pour des travaux ultérieurs :

- Synthèse d'une loi de commande par mode glissant de la MADA tout en réduisant d'avantage le phénomène du *chattering*
- Synthèse d'une loi de commande par modes glissants de la MADA à base d'observateur de flux.
- Synthèse d'une loi de commande par modes glissants de la MADA sans capteur de vitesse.
- Mise en œuvre pratique des techniques de commande présentées.

# Annexe

## A.1 Grandeurs réelles - Grandeurs $\alpha - \beta$

La transformation utilisée pour calculer les composantes  $\alpha - \beta$ , dans le repère fixe d'une grandeur triphasé telle que  $\underline{X} = [X_1, X_2, X_3]^T$  est :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

La transformation inverse peut donc être obtenue et s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{\sqrt{2}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

## A.2 Grandeurs $\alpha - \beta$ - Grandeurs $d - q$

La transformation des grandeurs biphasées du repère fixe  $\alpha - \beta$  vers le repère tournant  $d - q$  s'exprime par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$\theta$  est l'angle entre le repère biphasé fixe et le repère tournant  $d - q$ . La transformation inverse qui permet de passer de variables exprimées dans le repère biphasé  $d - q$  vers des variables exprimées dans le repère  $\alpha - \beta$  est :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

## A.3 Synthèse

Nous avons adopté pour ce mémoire une définition des angles et des repères illustrés sur la figure A.1.

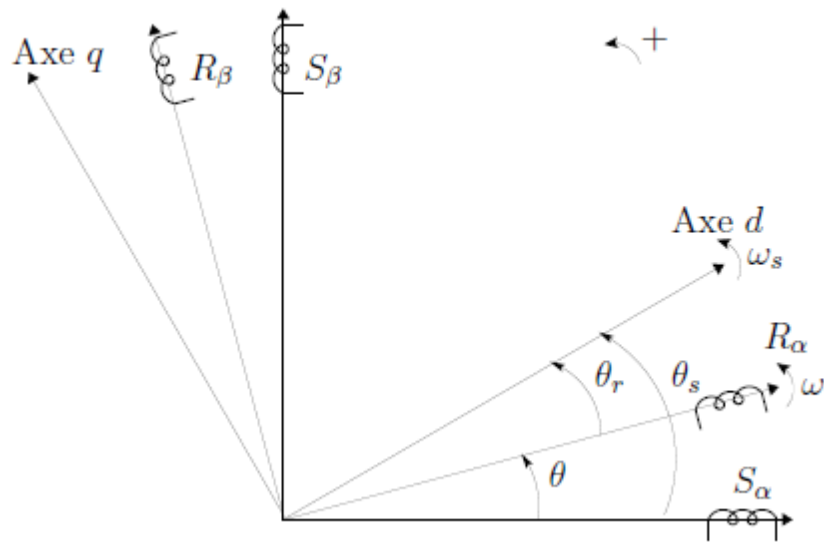


Fig.A.1 Repères de référence : statorique  $S_\alpha - S_\beta$ , rotorique  $R_\alpha - R_\beta$  et tournant  $d - q$

L'expression liant les angles  $\theta_s$ ,  $\theta_r$  et  $\theta$  entre eux est :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (\text{A.5})$$

Par conséquent, les grandeurs seront exprimées dans le repère  $d - q$  suivant :

- Pour les grandeurs statoriques :

$$\underline{X}_{dq}^s = \underline{X}_{\alpha\beta}^s e^{-j\theta_s} \quad (\text{A.6})$$

- Pour les grandeurs rotoriques :

$$\underline{X}_{dq}^r = \underline{X}_{\alpha\beta}^r e^{-j\theta_r} \quad (\text{A.7})$$

## ***Bibliographies:***

- [1] M. Vicatos & A. Tegopoulos, "A doubly-fed induction machine differential drive model for automobiles", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, no. 2, pp. 225-230, 2003.
- [2] S. Drid, "Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation : théorie et expérimentation", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 20052.
- [3] A. Touati & Z. Taminjoute, « Etude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) », Mémoire de Master, Université A/Mira de Bejaia ,2016/2017.
- [4] A. Boyette, Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne. Thèse de doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 11, France, 2006.
- [5] V. Paul-Etienne, "Commande non-Linéaire d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [6] G. Saloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation," Thèse de doctorat de l'université de Toulouse Mars 2007.
- [7] A. Khaldoun, "Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté," Thèse de Doctorat de l'université de Boumerdes, 2007.
- [8] A. Harrouche & K. boussebt, "Commande par modes glissants-floue de la machine asynchrone à double alimentation" PFE, Université de Jijel, 2013.
- [9] Z. Messaoudene & H. Zehar, "Commande vectorielle de la machine asynchrone " PFE, Université de Bordj Bou Arreridj, 2021.
- [10] V. Utkin, « Sliding mode control design Principles and application to Electric drives », IEEE Trans On in Elect, Vol 40 N1feb93.

- [11] T. Zaharieva, « Les algorithmes de commande à structure variable appliqués à un moteur synchrone autopiloté pour le contrôle en vitesse et en position ». Thèse de L'INSA De Toulouse, 1998.
- [12] Y. Zouaoui, " Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone ", Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Sétif, Algérie, 2010.
- [13] S. Zeghlache,« Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical », Thèse De Doctorat De L'université Mohammed Boudiaf De M'sila, 2014.
- [14] F. Deoum, L. Djeddou ET E. Cheriati, « Commande vectorielle d'une génératrice asynchrone à double alimentation " Gada "pour l'utilisation de l'énergie éolienne », Mémoire De D'ingénieur, Université Mohammed Boudiaf De M'sila, 2011.
- [15] C. Aribi, M. Hamlaoui" Commande par mode glissant doté à action intégrale application à la machine asynchrone à double alimentation (MADA) ", mémoire de master, L'université Mohammed Boudiaf De M'sila, 2018.
- [16] J. J. E. Slotine, *Applied Nonlinear Control*, Prentice-Hall, Inc., 1991.
- [17]A. Djerioui & F. Khelifi,"Commande et observation par mode glissant des convertisseurs multicellulaires séries ». Mémoire d'Ingénieur Université de M'SILA,2009
- [18] A. Zibra. "Commande par mode glissement d'un machine asynchrone". Mémoire fin d'étude, année 2005.

## Résumé :

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) est de plus en plus utilisée dans l'industrie vue les avantages qu'elle offre. Cependant, sa commande est délicate à cause de la complexité de son modèle mathématique (multivariable, non linéaire et couplé). Ce travail traite de la commande vectorielle, la commande par mode glissant et la commande par mode glissant-dynamique de la MADA en mode moteur. Les résultats de simulation montrent que la commande par mode glissant-dynamique est efficace en termes de robuste et la réduction du phénomène du chattering inhérent à la commande par mode glissant.

## Abstract :

The double-fed induction machine (DFIM) is increasingly used in industry given the advantages that can offer. However, its control is delicate because the complexity of its mathematical model (multivariable, nonlinear and coupled). This work deals with the vector control, the sliding mode control and the dynamic sliding mode control of the MADA in motor mode operation. The simulation results show that the dynamic sliding mode control is effective in terms of robustness and the reduction of the chattering phenomenon inherent to the sliding mode control.

تلخيص :

يتم استخدام الآلة غير المتزامنة ذات التغذية المزدوجة (MADA) بشكل متزايد في الصناعة نظراً للمزايا التي توفرها. ومع ذلك ، فإن التحكم فيها عملية صعبة بسبب تعقيد نموذجها الرياضي (متعدد المتغيرات . غير خطي). يقدم هذا العمل التحكم في القوة الموجهة والتحكم في الوضع المنزلق والتحكم في الوضع الديناميكي المنزلق لـ MADA في وضع المحرك. تظهر نتائج المحاكاة أن التحكم في الوضع الديناميكي المنزلق فعال من حيث المتانة وتقليل ظاهرة **chattering** المتأصلة في التحكم في الوضع المنزلق.