

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



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET DES SCIENCES DE L'INGENIORAT
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

**ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA COMMANDE PI ET CELLE PAR MODE
GLISSANT D'UN MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE**

Proposé et dirigé par :

Monsieur : SAAD BELHAMDI

Présenté par :

IHADDADENE KERIM
CHAIBI MADANI
ABDELATIF BILLAL

Année Universitaire : 2008/2009

Remerciements

Remerciements à Dieu –le tout puissant– qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.

Nous tenons à remercier notre promoteur M^{er} S. Belhamdi d'avoir accepté de nous encadrer et de nous suivre durant toute cette période.

Nos remerciements vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous fait l'honneur de participer au jury de ce travail.

Et enfin nous remercions M^{er} le chef de département et l'ensemble, enseignants et collègues de notre promotion, qui nous ont aidé à réaliser ce modeste travail.

Madani & Kerim & Billal

Dédicace

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant
de m'avoir donné le courage et la patience pour
réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.*

Je dédie ce modeste travail :

*A mes très chers parents, que dieu les garde et les protégé
pour leurs soutien moral et financier, pour leurs
encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.*

A mes frères

A mes sœurs

A tous mes amis.

A tous mes amis d'études.

A toute ma grande famille CHAIBI.

dédicace

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant
de m'avoir donné le courage et la patience pour
réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.*

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*

Mes soeurs et mes frères

Toute ma famille

Tous mes amis

Dédicace

*A mon Père et à ma Mère
A mes Sœurs, mes Frères et mes Proches,
A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir,
Et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs*

Bilal

SOMMAIRE

Introduction générale

1

CHAPITRE I : MODELISATION D'UN MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE

| | |
|---|----|
| Introduction | 4 |
| I.1. Description de la machine asynchrone triphasée | 4 |
| I.2. Modèle du moteur asynchrone triphasé | 5 |
| I.3. Hypothèses simplificatrices | 6 |
| I.4. Equation générale de la MAS triphasé | 6 |
| I.4.1. Equations électriques | 6 |
| I.4.2. Equation magnétiques | 7 |
| I.4.3. Equations mécaniques | 8 |
| I.5. Transformation de Park | 9 |
| I.5.1. Différents repères | 9 |
| I.5.2. Application de la transformés de Park au model MAS | 10 |
| I.5.2.1. Equations électriques | 11 |
| I.5.2.2. Equations magnétiques | 11 |
| I.5.2.3. Equations mécanique | 12 |
| I.6. Alimentation du moteur asynchrone | 12 |
| I.7. Représentation d'état du moteur asynchrone | 13 |
| I.8. Généralité sur les onduleurs | 14 |
| I.8.1. Onduleur de tension triphasé | 14 |
| I.8.1.1. Tensions de sortie | 16 |
| I.8.2. La commande de l'onduleur | 16 |
| I.8.2.1. Commande par modulation de large d'impulsion (MLI) | 16 |
| A-Principe de MLI sins-triangle | 17 |
| B- Caractéristique | 18 |
| I.9. Simulation du modèle d'un moteur asynchrone en tension | 18 |
| I.9.1. Résultat de simulation | 19 |
| I.9.2. Interprétation des résultats de simulation | 25 |
| Conclusion | 26 |

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE D'UNMOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE

| | |
|--|----|
| Introduction | 28 |
| II.1.Commande vectorielle classique | 28 |
| II.1.1.Méthode de Commande vectorielle de la machine asynchrone | 29 |
| II.1.2.Commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique | 31 |
| II.1.2.1.Calcul de ϕ_r | 31 |
| II.1.2.2.Calcul de ω_s, θ_s | 32 |
| II.1.3.Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique | 32 |
| II.1.3.1.Découplage | 35 |
| II.1.3.2.Régulation | 36 |
| II.1.3.2.1.Régulation des courants | 37 |
| II.1.3.2.2.Régulation de vitesse | 39 |
| II.1.3.2.3.Régulation de flux | 41 |
| III.2.Résultats de Simulation | 43 |
| III.2.1.Interprétations des Résultats de simulation de la commande vectorielle directe (CVI) | 55 |
| III.2.2.Interprétations des Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte (CVD) | 55 |
| III.2.3.Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique | 56 |
| III.3.Etude comparative entre la commande vectorielle directe et indirecte | 56 |
| Conclusion | 57 |

CHAPITRE III : COMMANDE PAR MODE GLISSANT

| | |
|---|----|
| Introduction | 59 |
| III.1.Théorie de la commande par mode glissant | 60 |
| III.1.1.Bases mathématique de la commande par mode glissant | 60 |
| III.1.2.Condition pour l'existence du mode glissant | 61 |
| III.1.3.Synthèse de la loi de commande par mode glissant | 62 |
| III.1.4.Conception de la loi de commande non linéaire par mode glissant | 62 |

| | |
|---|----|
| III.1.4.1.Choix de la surface de glissement | 62 |
| III.1.4.2.Etablissement de la condition de convergence | 63 |
| III.1.4.3.Détermination de la loi de commande | 63 |
| A-Commande équivalente | 63 |
| B-Commande discontinue de base | 64 |
| III.1.5.Structure des régulateurs | 65 |
| III.1.5.1.Sélection des surfaces de commutation. | 66 |
| III.2.Détermination des paramètres pour la loi de csv | 67 |
| III.2.1.Boucle de vitesse | 67 |
| III.2.2.Boucle de flux | 68 |
| III.2.3.Boucle de courant | 69 |
| III.3.Domaine d'application de la commande par mode glissant | 71 |
| III.4.Résultats de simulation | 72 |
| III.4.1.Interprétation des résultats de simulation de la commande par mode glissant | 75 |
| Conclusion | 76 |

CHAPITRE IV: ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE ET INDIRECTE ET LE MODE GLISSANT

| | |
|--|----|
| Introduction | 78 |
| IV.I. Teste de robustesse à l'application d'une charge | 78 |
| IV.2.Teste de robustesse a l'inversement de la vitesse | 80 |
| IV.3.Teste de robustesse a la variation de la résistance rotorique | 82 |
| Conclusion | 84 |
| Conclusion générale | 85 |
| Annexe | 87 |
| Bibliographie | 88 |

Indices

| | |
|---------------|--|
| r | Grandeur rotor ou de repère rotor (R) |
| s | Grandeur stator ou de repère stator (S) |
| | Opérateur de Laplace |
| t | Transposé de la matrice |
| α | Axe α du repère stator(S) $\equiv (\alpha, \beta)$ |
| β | Axe β du repère stator(S) $\equiv (\alpha, \beta)$ |
| d | Axe d du repère tournant(T) $\equiv (d, q)$ |
| q | Axe β du repère tournant (T) $\equiv (d, q)$ |
| n | Grandeur nominale |
| \hat{x} | Estimation de x |
| \dot{x} | $\frac{dx}{dt}$ |
| x_{ref} | Consigne x |
| v_{sd} | Tension statorique instantanée dans l'axe d |
| v_{sq} | Tension statorique instantanée dans l'axe q |
| I_{sd} | Courant statorique instantané dans l'axe d |
| I_{sq} | Courant statorique instantané dans l'axe q |
| $v_{s\alpha}$ | Tension statorique instantanée dans l'axe α |
| $v_{s\beta}$ | Tension statorique instantanée dans l'axe β |
| θ | Position du rotor |
| θ_s | Angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant(T) et le référentiel fixe (S) lié au stator, $\theta_s = \frac{1}{S} \omega_S$ |
| ζ | Coefficient d'amortissement |
| C.V | Commande vectorielle. |

| | |
|---------------------------------|--|
| C.M.G | Commande par Mode glissant. |
| MAS | Machine asynchrone |
| PI | Correcteur proportionnel-intégral |
| [A] | Matrice d'évolution d'état du système. |
| [B] | Matrice de système de commande. |
| [U] | Matrice de commande. |
| [p(θ)] | Matrice de PARK. |
| K _p , K _i | Coefficients de proportionnalité et d'intégration. |
| Ω | Vitesse de rotation mécanique |
| C _e | Couple électromagnétique |
| C _r | Couple résistant |

Principaux paramètres moteur asynchrone

| | |
|----------------|--|
| R _s | Résistance statorique |
| R _r | Résistance rotorique |
| L _s | Inductance cyclique statorique |
| L _r | Inductance cyclique rotorique |
| M | Inductance mutuelle cyclique |
| T _r | Constante du temps rotorique |
| <i>J</i> | Moment d'inertie ramené sur l'axe moteur |
| <i>f</i> | Coefficient du frottement visqueux |

Introduction générale

La machine asynchrone, de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par Nikola Tesla à la fin du siècle dernier, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés.

Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [8].

D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation de courants alternatifs de fréquence variable. L'un des principaux blocages était constitué par l'onduleur devant fonctionner en commutation forcée [8].

La machine asynchrone a donc longtemps été utilisée essentiellement à vitesse constante, faute de pouvoir maîtriser convenablement la dynamique de l'ensemble moteur-charge.

L'apparition des thyristors GTO (Gate Turn Off) et, par la suite, des transistors IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) a permis le développement d'onduleurs à modulation d'impulsion performants, fiables et proposés à un coût non prohibitif. Le problème de l'alimentation étant pratiquement réglé, Toutefois, la commande de la machine asynchrone reste complexe par les développements théoriques mis en œuvre et la difficulté à identifier certains paramètres en temps réel (observateurs en boucle fermée) [8].

La commande vectorielle a été réalisée dans les années 70 par BLASCHKE sous le nom de découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique moderne ont trouvé dans la commande des machines électriques à courant alternatif un champ d'investigation très intéressant. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances du rotor et du stator. Plutôt il est important d'utiliser des méthodes de contrôle robustes, soit linéaires ou non linéaires pour rendre la réponse du système insensible aux variations des paramètres et aux effets troubles de la charge. La commande par mode glissant qui a été développée en Union soviétique il y a plus de 30 ans, fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Elle possède des avantages incontestables pour les systèmes mal identifiés ou à paramètres variables [13].

Cependant la nature commutant (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, Les contrôleurs par mode glissant diffèrent des contrôleurs simples de relais, c'est-à-dire ils se fondent sur la commutation à grande vitesse parmi les valeurs de commande.

Les progrès effectués dans le domaine de l'électronique de puissance ont rendu l'instrument de commutation à grande vitesse pratiquement réalisable. Cette méthode associée aux systèmes à structure variable. Elle permet la commutation directe des organes de commande sans introduire des retards supplémentaires, en outre l'obtention des lois de commande robustes et performantes [13].

Dans ce travail nous nous intéressons à l'étude de comparaison entre la commande Vectorielle(directe et indirecte) et par mode de glissant d'un moteur asynchrone par la simulation sous l'environnement MATLAB / Simulink . A fin de tester ces deux techniques de commande par des tests de robustesse.

Ce travail est structure comme suit :

Le première chapitre est consacré à la modélisation et la simulation d'un moteur Asynchrone triphasé.

Le deuxième chapitre présentera l'application du principe de la commande vectorielle directe et indirecte par orientation du flux rotorique.

Le Troisième chapitre traite la théorie de la technique du réglage par mode de glissant.

Le quatrième chapitre on a étudié une comparaison entre les commandes vectorielle directe, commande vectorielle indirecte et par mode de glissant

Enfin une conclusion générale sera donnée.

Chapitre I

Modélisation d'un moteur asynchrone Triphasé

Introduction

Dans ce chapitre, il sera présenté le modèle mathématique de la machine asynchrone, en utilisant la transformation de Park, ce qui réduit la complexité du modèle, aussi la plus adaptée à l'élaboration d'algorithmes de commande puisqu'elle consiste à transformer une machine triphasée (trois axes) à une machine biphasée (deux axes) équivalente suivant l'alimentation appliquée.

Le modèle complet de la machine asynchrone en tension sera simulé en utilisant le logiciel «**MATLAB**» les paramètres de ce modèle sont donnés en annexe.

I.1 Description de la MAS triphasé

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieure de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, voir «**Fig. I-1**», et une partie mobile appelée rotor d'autre part. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier [1].

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [1].

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de Ω_r , exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme à Ω_s exprimée en radians par seconde, mais la vitesse Ω_r est généralement inférieure à Ω_s et on a :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (1.1)$$

avec :

ω_s : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator.

p : nombre de paire de pôle de la force magnétomotrice résultante.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court circuit, la vitesse de rotation du rotor est inférieure à Ω_s , et on note :

g : Glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique.

On obtient les relations de glissement g [2] :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (1.2)$$

Dans une machine asynchrone, la condition de fréquence, $\omega_s = \omega_g + \omega_r$ est constamment satisfait. Quand la pulsation mécanique ω_r est égale à la pulsation du champ tournant ω_s , le phénomène d'induction électromagnétique disparaît.

ω_g : Pulsation de glissement.

I.2 Modèle du moteur asynchrone triphasé

Le modèle du moteur à induction triphasé est illustré par le schéma de la «**Fig. I-1**» avec les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, sont trois enroulements du stator : S_A , S_B et S_C , et pour les trois enroulements rotoriques : R_a , R_b et R_c , et θ : Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

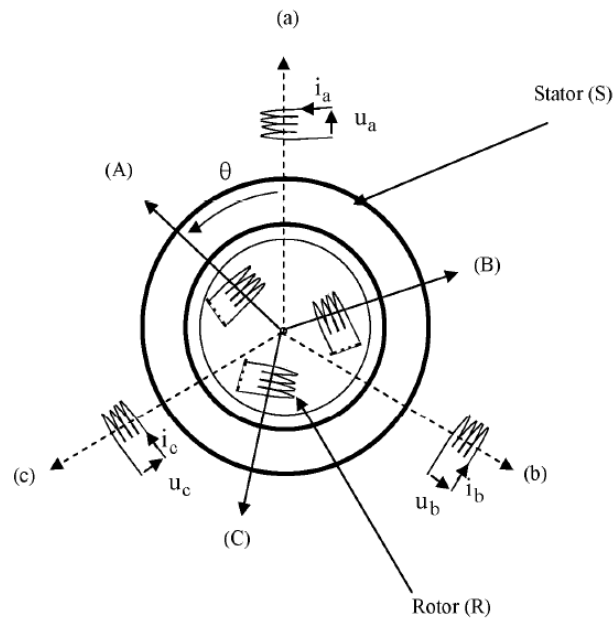


Figure I.1 Représentation schématique du moteur asynchrone triphasé

I.3 Hypothèses simplificatrices

L'étude du moteur asynchrone triphasé traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [3][8] :

- ✓ Parfaite symétrie.
- ✓ Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phase que le bobinage statorique.
- ✓ Répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer des champs magnétiques de chaque bobinage.
- ✓ Absence de saturation dans le circuit magnétique.

I.4 Equations générale de la MAS triphasé

Dans les conditions précédentes, les équations des circuits électriques statoriques et rotoriques se présentent sous forme matricielle donnée ci-après, voir «**Fig. I-1**».

I.4.1 Equations électriques

Les équations électriques du modèle du moteur asynchrone triphasé s'écrivent respectivement :

- Pour le stator :

$$[V_{s\ abc}] = [R_s][I_{s\ abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s\ abc}] \quad (1.3)$$

- Pour le rotor :

$$[V_{r\ abc}] = [R_r][I_{r\ abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{r\ abc}] \quad (1.4)$$

avec :

R_s, R_r ; Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

et :

$[V_{s\ abc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t$: vecteur de tension statorique.

$[V_{r\ abc}] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^t$: vecteur de tension rotorique.

$[I_{s\ abc}] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^t$: vecteur de courant statorique

$[I_{r\ abc}] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^t$: vecteur de courant rotorique.

Ainsi que pour les vecteurs des flux :

$$[\phi_{s \text{ abc}}] = [\phi_{sa} \quad \phi_{sb} \quad \phi_{sc}]^t : \text{vecteur de flux statorique.}$$

$$[\phi_{r \text{ abc}}] = [\phi_{ra} \quad \phi_{rb} \quad \phi_{rc}]^t : \text{vecteur de flux rotorique.}$$

I.4.2 Equations magnétiques

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

► Pour le stator :

$$[\phi_{s \text{ abc}}] = [L_s] [I_{s \text{ abc}}] + [M_{sr}] [I_{r \text{ abc}}] \quad (1.5)$$

► Pour le rotor :

$$[\phi_{r \text{ abc}}] = [L_r] [I_{r \text{ abc}}] + [M_{rs}] [I_{s \text{ abc}}] \quad (1.6)$$

où :

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

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

$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t$: Matrice des inductance mutuelles du couplage entre stator-rotor.

alors :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

ainsi :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

où :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

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

I.4.3 Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques du moteur asynchrone fait introduire du variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [4] :

$$C_{em} = p [I_{s abc}]^t \frac{d}{dt} [M_{sr}] [I_{r abc}] \quad (1.9)$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f \Omega \quad (I.10)$$

avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

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

Ω : Vitesse rotorique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

$f \Omega$: Terme de couple de frottement visqueux.

I.5. Transformation de Park

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [3].

La matrice de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrivent alors :

$$[P(\theta_{\text{abc}})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

✓ Le facteur $\left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)$: est là pour conserver la puissance électrique instantanée [2].

$$[P(\theta_{\text{abc}})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

I.5.1 Différents repères

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux :

- ❶ Référentiel immobile par rapport au stator : $(\alpha - \beta) \rightarrow \omega_{\text{obs}} = 0$.
- ❷ Référentiel immobile par rapport au rotor : $(x - y) \rightarrow \omega_{\text{obs}} = \omega_r$.
- ❸ Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $(d - q) \rightarrow \omega_{\text{obs}} = \omega_s$.

où :

ω_{obs} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

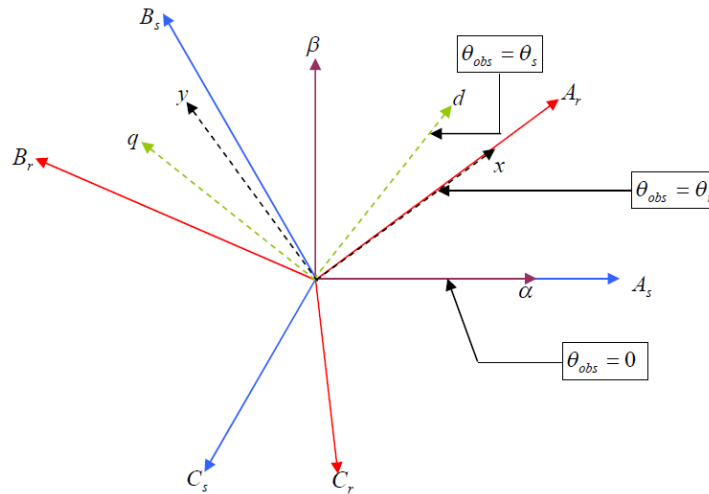


Figure I.2 Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentielle

I.5.2 Application de la transformation de Park au modèle de la MAS

On désire transformer les enroulements du MAS triphasée en des enroulements biphasé orthogonaux équivalents selon les axes (d – q) lié au champ tournant, voir (Figure I.2), ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est à dire :

- ◆ Direct selon l'axe (d).
- ◆ Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- ◆ Homopolaire (o).

où :

$\theta_{obs} = \int \omega_{obs} dt$: est une position quelconque d'observation entre les systèmes d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

Pour le passage du système triphasé vers le système biphasé, on a les équivalents suivants :

► L'équivalent de tension :

$$[V_{dq0}] = [P(\theta_{obs})] [V_{abc}] \quad (1.13)$$

► L'équivalent de courant :

$$[I_{dq0}] = [P(\theta_{obs})] [I_{abc}] \quad (1.14)$$

► L'équivalent du flux :

$$[\phi_{dq0}] = [P(\theta_{obs})] [\phi_{abc}] \quad (1.15)$$

où :

$[P(\theta_{obs})]$ est la matrice de Park.

Dans le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [V_{dq0}] \\ [I_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [I_{dq0}] \\ [\phi_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [\phi_{dq0}] \end{cases} \quad (1.16)$$

1.5.2.1 Equations électriques

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (1.3) et (1.4) permet d'obtenir les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \omega_r \phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (1.17)$$

1.5.2.2 Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels magnétiques, (1.5), (1.6), permet d'obtenir les équations suivantes:

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (1.18)$$

avec: $L_s = l_s - M$, $L_r = l_r - M$; Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

I.5.2.3 Equations mécaniques

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (1.9) devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (1.23)$$

Et l'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation (1-10).

I.6 Alimentation du moteur asynchrone

Pour un moteur asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique I_s et le flux rotorique Φ_R comme variables d'état, et la pulsation ω_s et les tensions V_{sd} , V_{sq} , comme grandeur de commande et le couple C_r comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant, Figure (I.3).

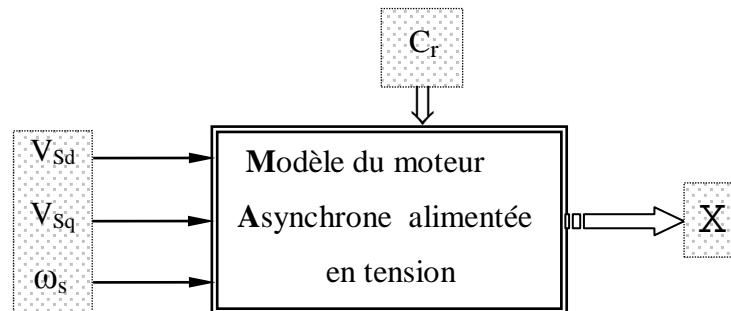


Figure I.3 Modèle du moteur alimenté en tension

Le vecteur de sortie $[X]$, peut avoir une des formes des différentes expressions :

$$[X] = [I_{sd} \ I_{sq} \ I_{rd} \ I_{rq}]^t.$$

$$\text{ou } [X] = [\phi_{sd} \ \phi_{sq} \ \phi_{rd} \ \phi_{rq}]^t.$$

$$\text{ou } [X] = [\phi_{sd} \ \phi_{sq} \ I_{rd} \ I_{rq}]^t.$$

$$\text{ou } [X] = [I_{sd} \ I_{sq} \ \phi_{rd} \ \phi_{rq}]^t.$$

Ainsi, notre choix est porté sur le vecteur $[I_{sd} \ I_{sq} \ \phi_{rd} \ \phi_{rq}]^t$.

I.7 Représentation d'état du moteur asynchrone

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \\ [Y] = [C][X] + [D][U] \end{cases} \quad (1.24)$$

avec :

$$\begin{cases} [X] = [I_{sd} \ I_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^t \\ [U] = [V_{sd} \ V_{sq}]^t \end{cases} \quad (1.25)$$

Pour le référentielle lié au champ tournant (d – q), on a :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & \omega_s & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right) \omega \\ -\omega_s & -\frac{R_t}{\sigma L_s} & -\left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right) \omega & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

et pour le référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$), la matrice [A] devient :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & 0 & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right) \omega \\ 0 & -\frac{R_t}{\sigma L_s} & -\left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right) \omega & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \quad : \text{Coefficient de dispersion total.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$R_t = \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}\right) \quad : \text{Résistance totale ramenée au stator.}$$

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système et

[B] : Matrice d'entrée.

I.8 Généralité sur les onduleurs

Un onduleur est un convertisseur statique, assurant la conversion continue – alternative. Par exemple si on dispose à l'entrée d'une tension continue et c'est grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur tantôt à l'une tantôt à l'autre borne d'entrée, on peut obtenir entre les bornes du récepteur de tension positive, ou négative.

Par une séquence adéquate de commande semi-conductrice, il est donc possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande de modulation de largeur d'impulsion.

Il existe deux types d'onduleurs[17] :

- Onduleur de tension : alimenté par une source de tension continue.
- Onduleur de courant : alimenté par une source de courant continu.

1.8.1 Onduleur de tension triphasé

On appelle onduleur de tension un onduleur alimenté par une source de tension continue c'est-à-dire par une source d'impédance interne négligeable ; sa tension U n'est pas affecter par la variation du courant I qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur est donc à sa sortie[17] [18].

On peut réaliser un onduleur de tension triphasé en groupant trois demi ponts monophasé la **Figure I.4** représente un onduleur triphasé de tension. Il se compose de trois bras à interrupteurs réversible en courant, commandé à la fermeture et à l'ouverture, réalisé à partir d'un (GTO ou IGTB) et une diode en antiparallèle[18].

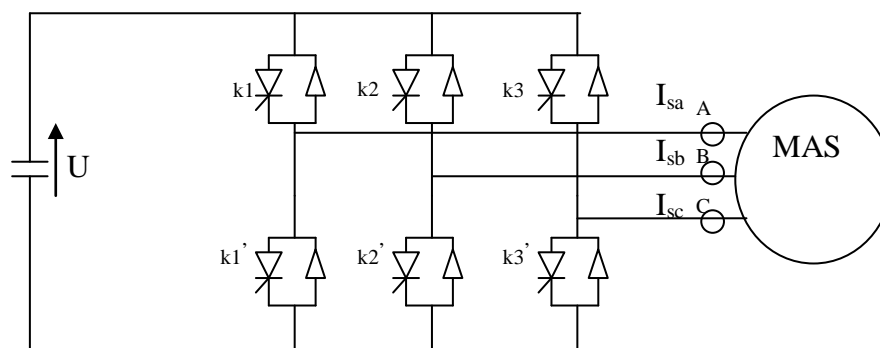


Figure I.4 représentation d'un onduleur triphasé de tension

Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatifs, I_a , I_b , I_c , les interrupteurs K_1 , K'_1 , K_2 , K'_2 et K_3 , K'_3 doivent être complémentaire deux à deux.

Pour que les tensions de sorties V_a , V_b , V_c , soient identiques a un tiers de période T de leurs fondamental prés, il faut commander chaque demi - période avec un retard de $T/3$ sur le précédent en commande pleine onde, on ferme donc[18] :

- | | |
|----------------------------------|---------------------------------------|
| - K_1 pour $\omega t = 0$ | K'_1 pour $\omega t = \pi$ |
| - K_2 pour $\omega t = 2\pi/3$ | K'_2 pour $\omega t = \pi + 2\pi/3$ |
| - K_3 pour $\omega t = 4\pi/3$ | K'_3 pour $\omega t = \pi + 4\pi/3$ |

On peut écrire les tensions de sortie comme suit :

$$\begin{cases} V'_a = \frac{2}{3}(V_a - V_0) - \frac{1}{3}(V_b - V_0) - \frac{1}{3}(V_c - V_0) \\ V'_b = \frac{1}{3}(V_a - V_0) - \frac{2}{3}(V_b - V_0) - \frac{1}{3}(V_c - V_0) \\ V'_c = \frac{1}{3}(V_a - V_0) - \frac{1}{3}(V_b - V_0) - \frac{2}{3}(V_c - V_0) \end{cases}$$

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs conduit à distinguer six intervalles au cours de la période T des grandeurs de sorties. Toute fois l'examen des deux premiers intervalles suffit, compte - tenu de l'identité $T/3$ ou $2T/3$ prés des tensions et des courants des trois phases. Pour $0 < \omega t < \pi/3$, K_1 , K'_2 et K_3 sont fermés :

$$(V_a - V_0) = \frac{U}{2}; (V_b - V_0) = \frac{U}{2}; (V_c - V_0) = \frac{U}{2}$$

$$V'_a = \frac{2U}{3}; V'_b = \frac{U}{3}; V'_c = \frac{U}{3}$$

Pour $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$, K_1 , K'_2 , et K'_3 sont fermés :

$$(V_a - V_0) = \frac{U}{2}; (V_b - V_0) = -\frac{U}{2}; (V_c - V_0) = -\frac{U}{2}$$

$$V'_a = \frac{U}{3}; V'_b = -\frac{2U}{3}; V'_c = -\frac{U}{3}$$

Ainsi pour $2\pi/3 < \omega t < \pi$, K_1 , K'_2 , et K'_3 sont fermés :

$$V'_a = \frac{U}{3}; V'_b = \frac{U}{3}; V'_c = \frac{2U}{3}$$

1.8.1.1 Tension de sortie

La tension de sortie V'_a par exemple est successivement égale à $U/3$, à $2U/3$, à $U/3$ à $-U/3$, à $-2U/3$, à $-U/3$ au cours des six intervalles de même durée formant sa période[18].

Les tensions de sorties V'_a , V'_b , V'_c ont pour valeur efficace : $V' = \frac{\sqrt{2}}{3}U$

Et la valeur efficace de la fondamentale est : $V_1' = \frac{\sqrt{2}}{\pi}U$

1.8.2 La commande de l'onduleur

Le but de la commande de l'onduleur est de permettre la meilleure reproduction des courants de références, à travers les ordres de commande appliqué aux interrupteurs de puissances.

1.8.2.1 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Pour résoudre le problème précédent nous introduirons une famille de commande de l'onduleur : la technique de commande par MLI résout le problème de maîtrise de fréquence de commutation [17].

La plus simple et la plus connu des modulations de largeur d'impulsions est sans doute la MLI à échantillonnage naturel. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice) à partir de l'écart entre la tension mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le schéma de principe est donné par la figure(I.4) [17].

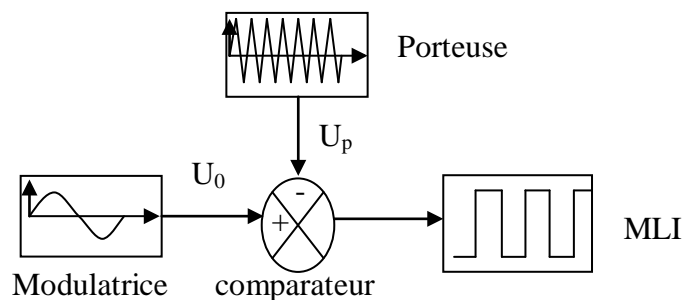


Figure I.5 principe de commande par MLI

D'autres techniques de MLI existent également dans la littérature comme la MLI à échantillonnage régulier ou on peut distinguer deux méthodes [18]:

- ✓ La MLI à échantillonnage régulier symétrique où la référence est échantillonnée à chaque période de la porteuse.
- ✓ La MLI à échantillonnage régulier symétrique où la référence est échantillonnée à la demi-période de la porteuse.

Plus récemment, nous avons vu apparaître une technique de commande, dite commande à modulation vectorielle. Cette dernière diffère des techniques présentées précédemment par le fait qu'elle ne s'appuie pas sur des modulations appliquées à chacun des interrupteurs.

Dans cet mémoire nous avons employé la technique de commande MLI à échantillonnage naturel. Cette technique représente en réalité la MLI analogique et pourra être employée dans la partie de simulation profitant de sa facilité de modélisation.

A -Principe de MLI sins-triangle

Le signal de commande des interrupteurs est généré à partir de la comparaison du signal de référence sinusoïdal, (de fréquence $f=1/T$) et du signal de modulation triangulaire ou porteuse (de fréquence $f_p=1/T_p$)

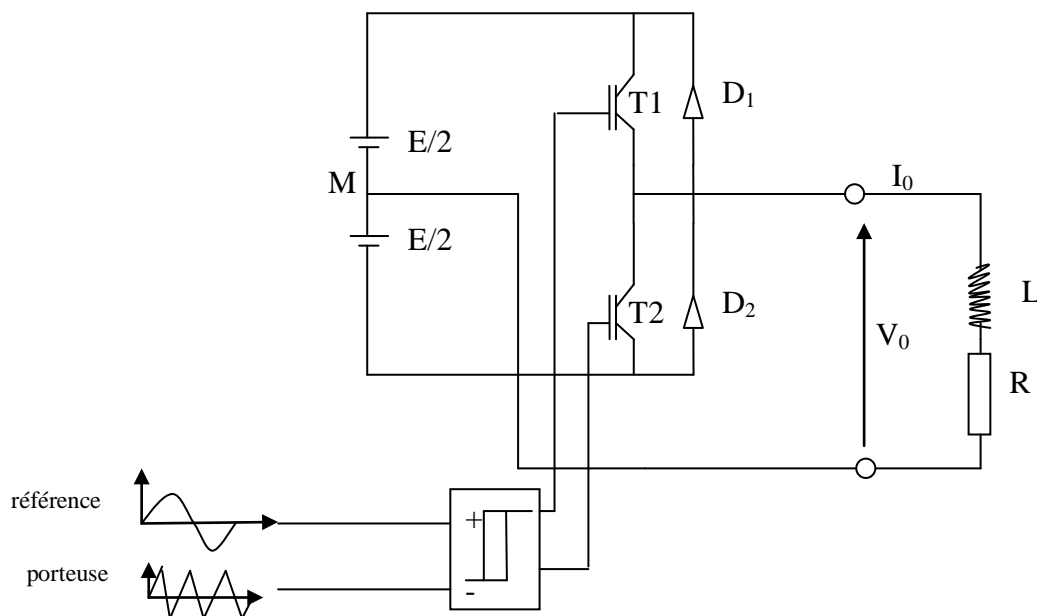


Figure I.6 schéma de principe d'ondeur monophasé commandé par MLI

B- Caractéristiques

Deux paramètres caractérisent la commande :

- L'indice de modulation : $m = f_p / f_0$ avec $m \gg 1$
- Le coefficient de réglage : $r = V_{\max} / V_{\max p}$

(Rapport des amplitudes de la référence et de la porteuse). Généralement, r est compris entre 0 et 1 (l'amplitude de la référence reste inférieure à celle de la porteuse) [17] [18].

I.9 Simulation du modèle du moteur asynchrone en tension

La simulation, bien connue de nos jours, des modèles des moteurs électriques et des entraînements, permet d'analyser les résultats des systèmes avec beaucoup de précision. Dans notre cas, toutes les simulations sont effectuées par le logiciel «**SIMULINK**» sous «**MATLAB**», il offre également plusieurs méthodes de résolution numérique des équations différentielles (la méthode d'EULER simple, d'EULER modifiée, RUNGE-KUTTA d'ordre 4... etc.), il comporte des modules qui peuvent réaliser des fonctions comme la sommation, l'intégrale, la multiplication, ...etc. [3].

Le schéma bloc de simulation du modèle du moteur asynchrone est donné par la figure «**Fig.I-6**». Les commutateurs (Switch) indiqués sur la figure permettent le passage du modèle ($\alpha-\beta$) au modèle ($d-q$), et inversement, et de l'alimentation par le réseau au l'alimentation par l'onduleur MLI.

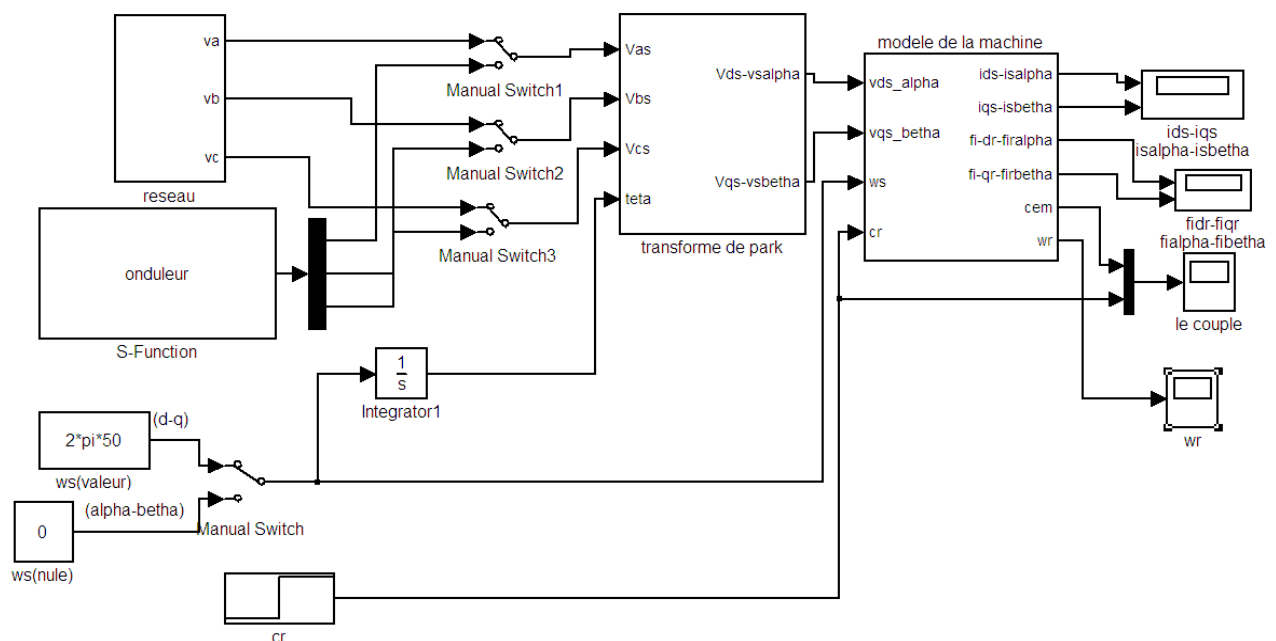


Figure I.7 modèle de la machine asynchrone

I.9.1 Résultats de simulation

Résultat de simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement par le réseau (220/380 V–50 Hz)

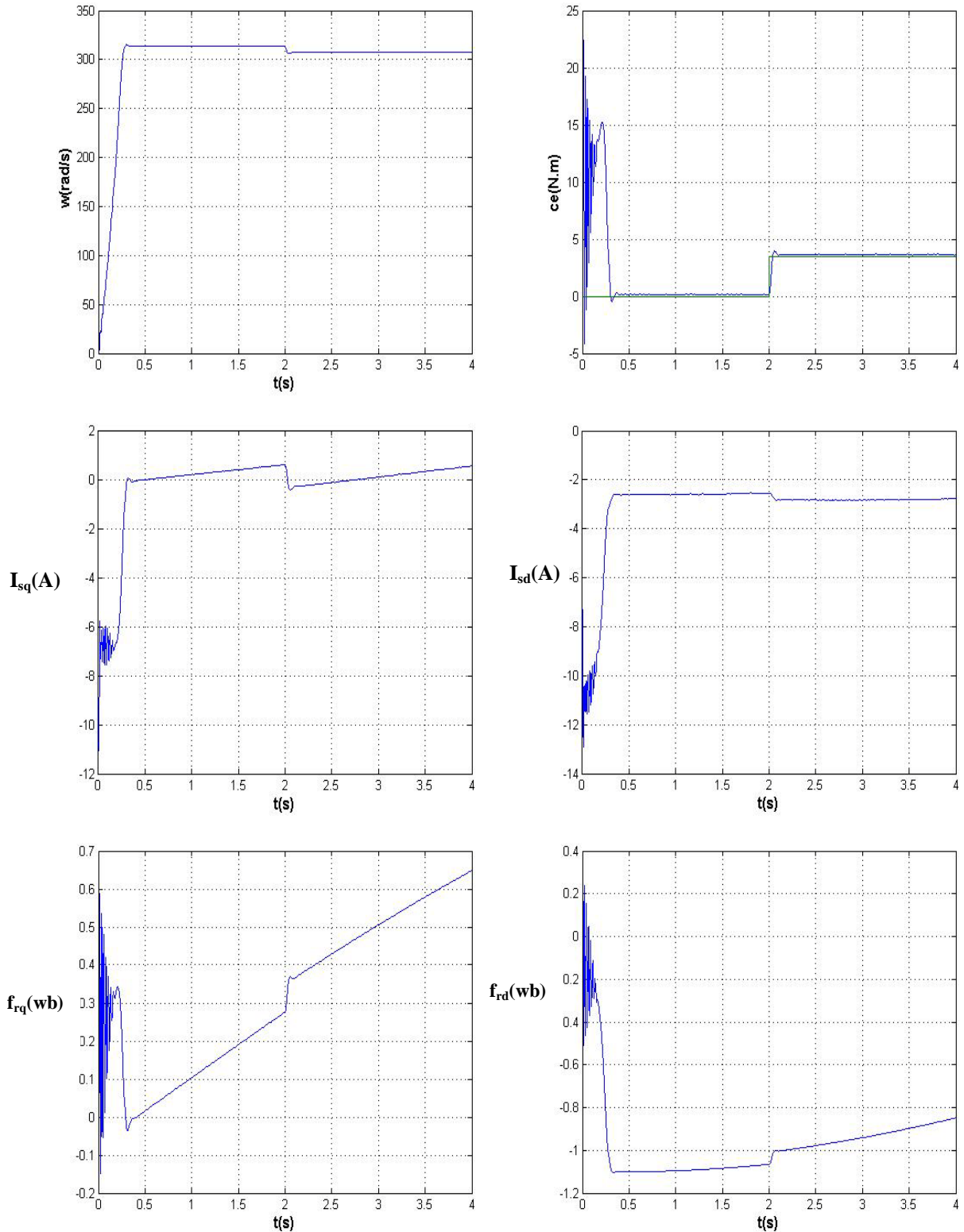


Figure I.8 Simulation dans le repère (d,q) sans onduleur en charge ($C_r=3.5$ N) à ($t=2$ s)

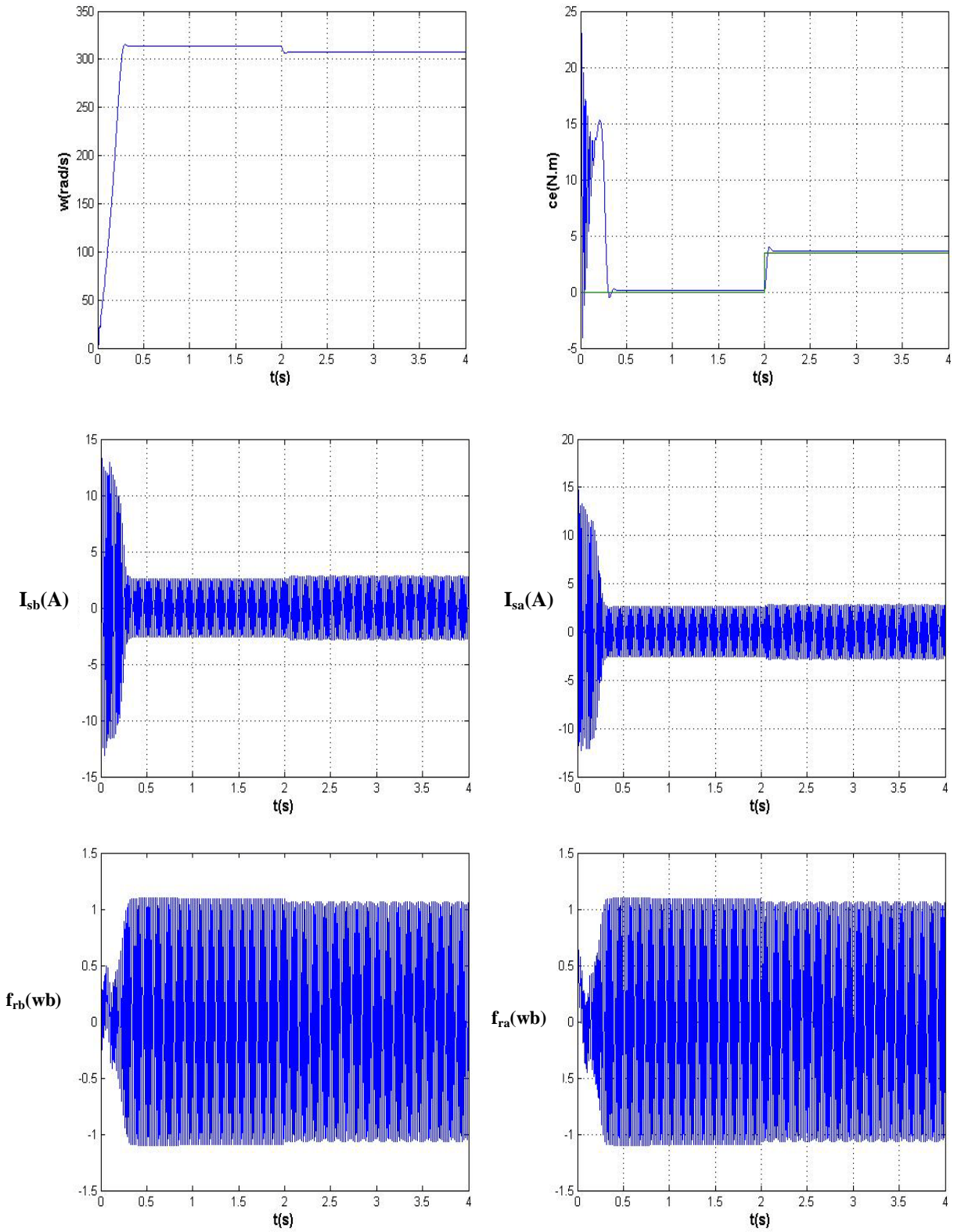


Figure I.9 Simulation dans le repère (α, β) sans onduleur en charge ($C_r=3.5$ N) à ($t=2$ s)

Résultat de simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur MLI

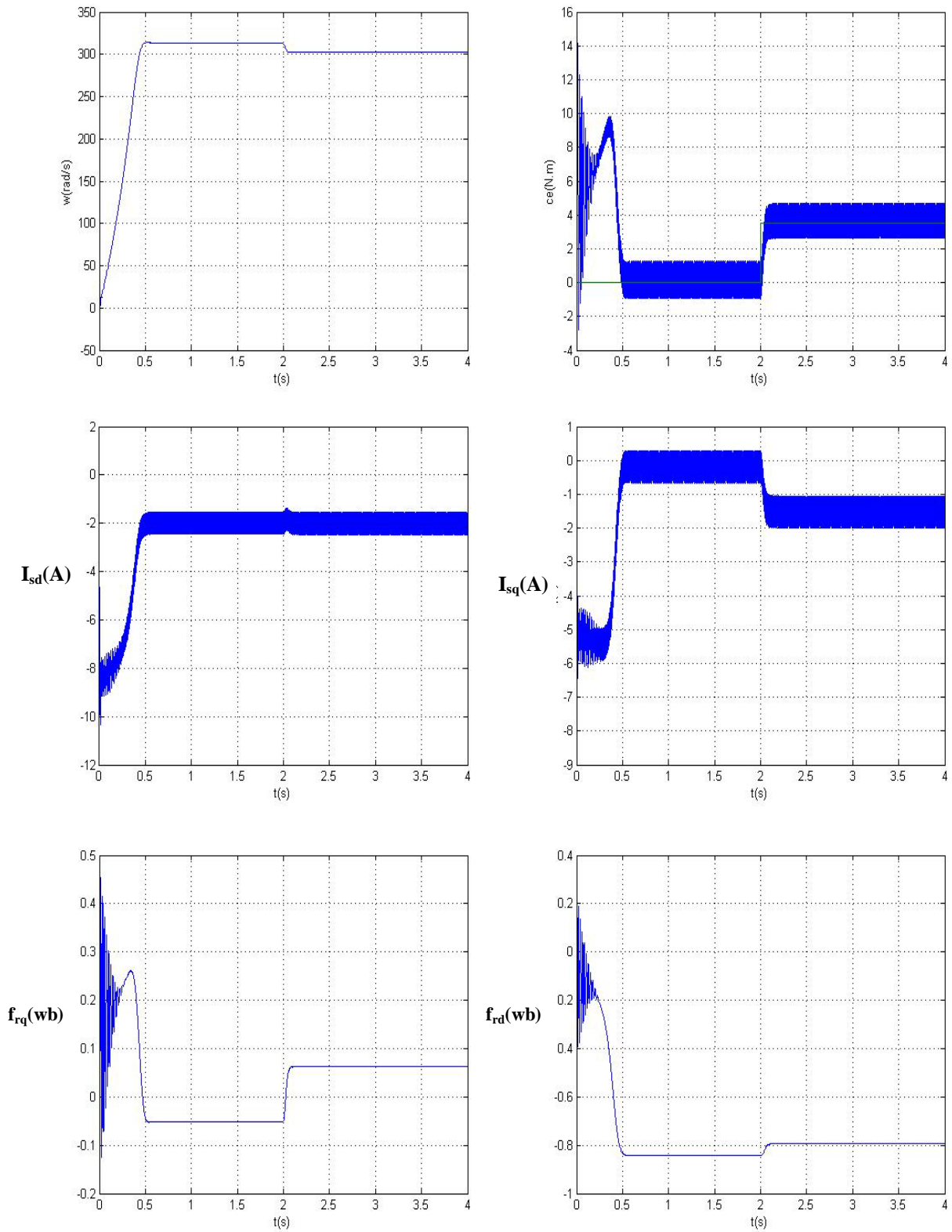


Figure I.10 Simulation dans le repère (d,q) avec onduleur MLI et ($C_r=3.5$ N) à ($t=2$ s)

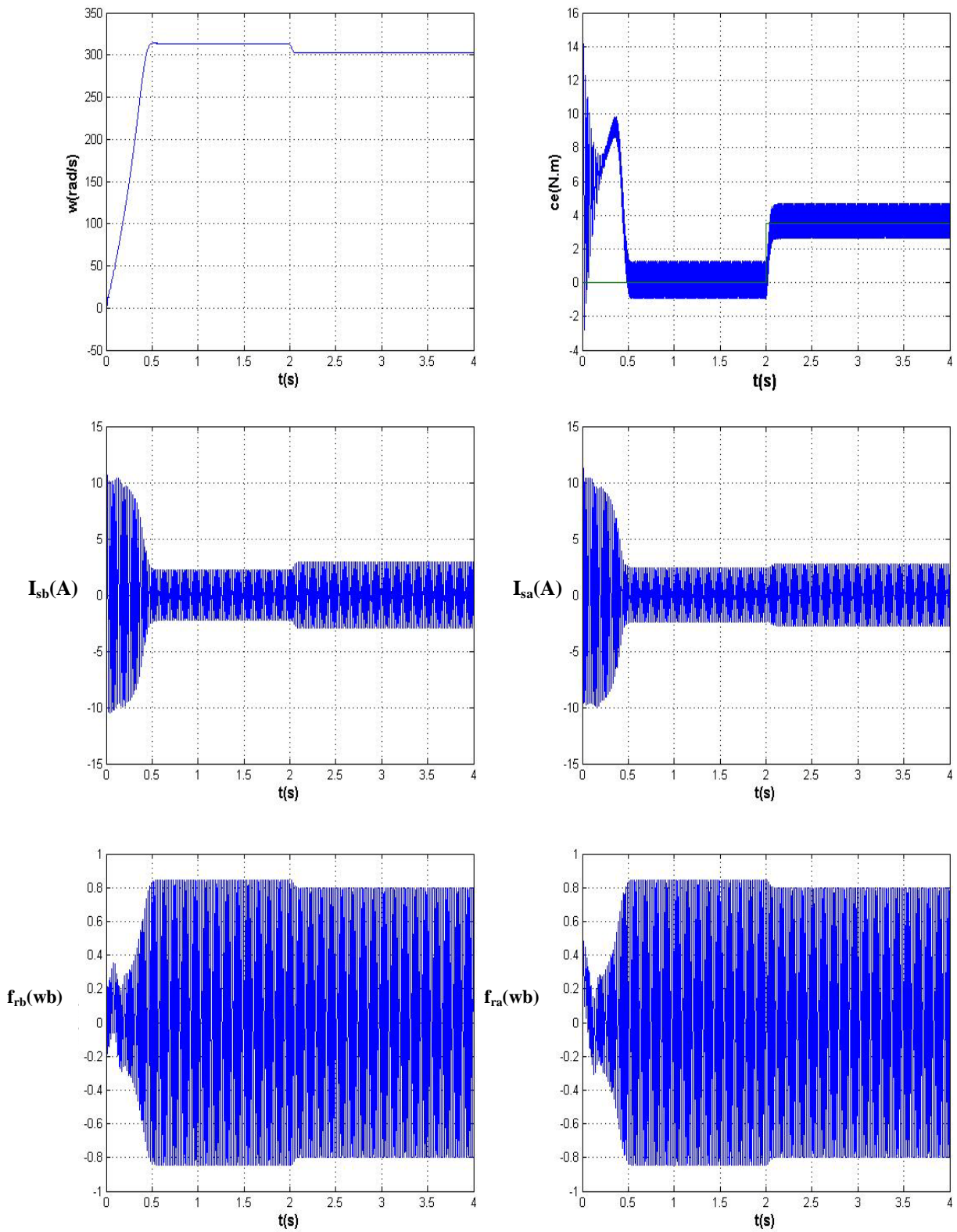


Figure I.11 Simulation dans le repère (α, β) avec onduleur et ($C_r=3.5$ N) à ($t=2$ s)

Résultat de simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur MLI avec variation de la résistance rotorique R_r .

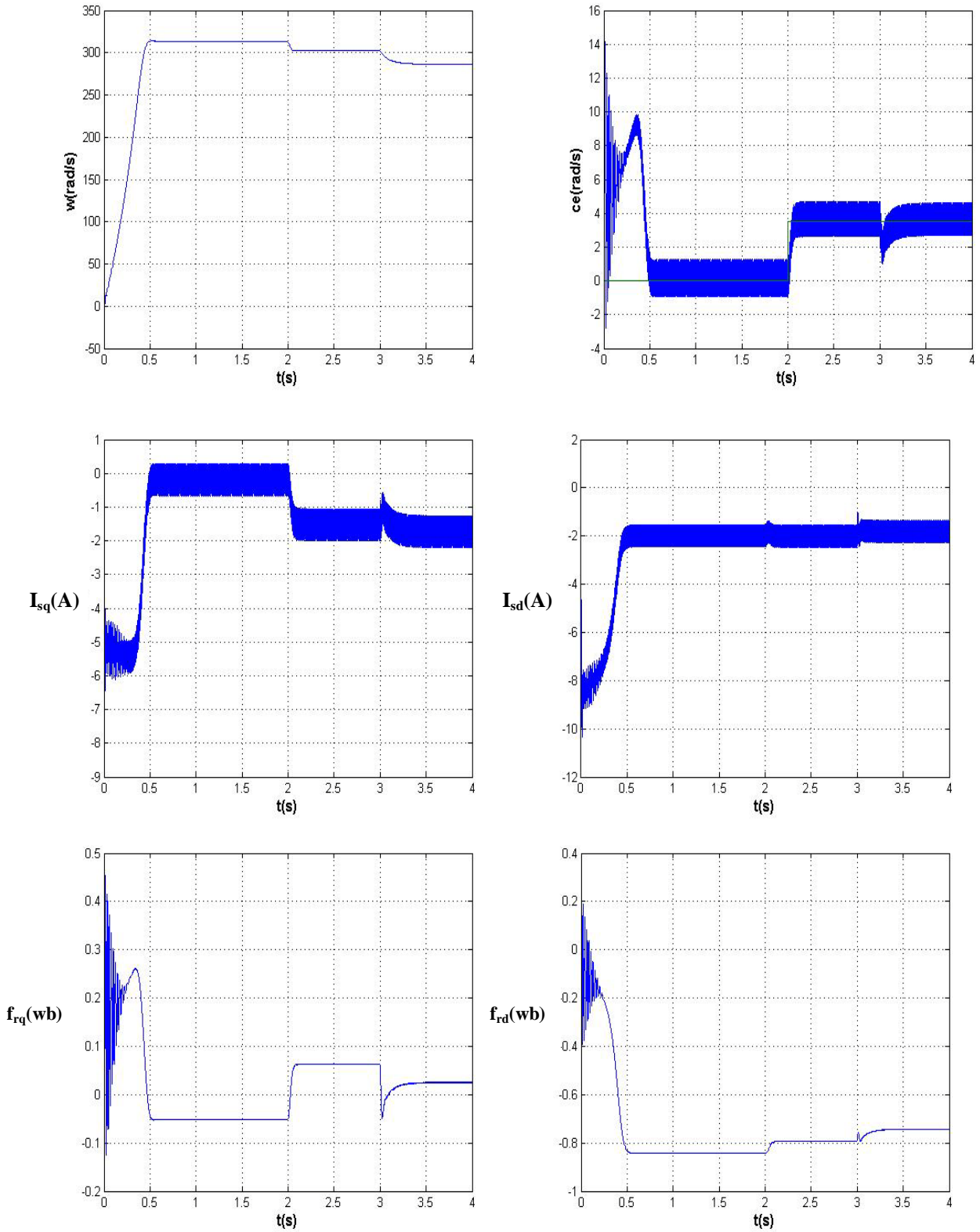


Figure I.12 Simulation dans le repère (d,q) avec onduleur MLI, ($C_r=3.5$ N à $t=2$ s),
($R_r=2 \cdot R_r$ à $t=3$ s)

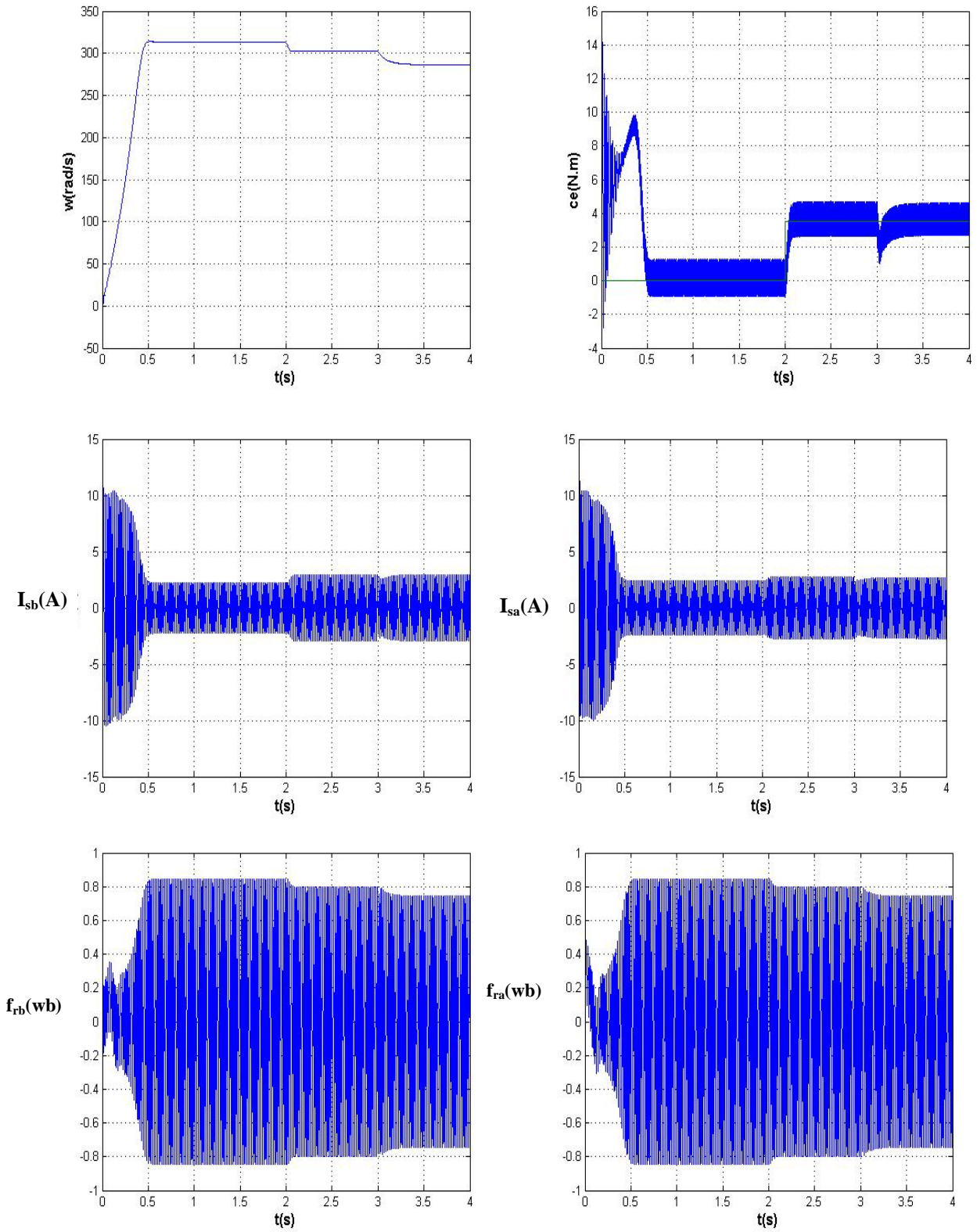


Figure I.13 Simulation dans le repère (α, β) avec onduleur MLI , ($C_r=3.5$ N à $t=2$ s) ,
 ($R_r=2 \cdot R_r$ à $t=3$ s)

I.9.2 Interprétation des résultats de simulation

L'examen des courbes montrant aux premiers instants, les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances (environs de 0.4s), ensuite le régime permanent est atteint.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants suivis d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro en régime permanent.

Après le régime transitoire les composantes du flux rotoriques prennent des formes sinusoïdales avec des valeurs maximales de 0.82 Wb.

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.5sec la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.

Le fonctionnement en charge montre que le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant ($C_r=3.5\text{N.m}$).

Le flux rotorique présente une diminution durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur et la vitesse diminue, cela revient au glissement apporté par le couple résistant.

A l'instant ($t=3\text{s}$) on fait varier la résistance rotorique R_r du moteur asynchrone triphasé en charge et on remarque sur les figures précédentes que la vitesse, le couple et les courants présentent des perturbations importantes, ce qui montre la sensibilité de ce dernier vers la variation paramétriques.

La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une alimentation directe sous pleine tension, montre que l'alimentation par onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire. mais présente des ondulations liées aux harmoniques de courant injectées par l'onduleur.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation du moteur asynchrone triphasé en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Cette modélisation est basée sur le modèle de Park, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le modèle triphasé.

Nous remarquons que ce modèle présente entre les grandeurs statoriques et rotoriques du moteur d'un fort couplage qui augmente la complexité des lois de contrôle de ce moteur.

Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande vectorielle à flux orienté. Un exposé sur la théorie de cette méthode et une simulation sous Matlab sera l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre II

Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone Triphasé

Introduction

Dans les secteurs utilisant la motorisation électrique, le moteur à induction occupe une place importante. En effet, il présente plusieurs avantages par rapport au moteur à courant continu (MCC), entre autres une maintenance minimale, une bonne robustesse, un prix d'achat relativement intéressant, etc. Cependant, la MCC présente une commande simple en offrant des bonnes réponses dynamiques. Ce résultat dû au fait que les circuits induit et inducteur sont physiquement séparés et les f.m.m des deux armatures constamment orthogonales. Le courant d'induit peut être contrôlé indépendamment du courant d'inducteur. Cela offre un découplage du couple et du flux, ce qui n'est pas le cas de la machine à induction. Pour remédier à ce problème Blaschke proposa au début des années 70 la solution rendant possible ce découplage par la commande vectorielle à flux orienté (FOC). Celle-ci est une loi de commande conduisant à une caractéristique du couple similaire à celle d'une MCC à excitation séparée. Avec cette technique de commande de flux, on améliore les performances du moteur asynchrone. En effet, on obtient un couple plus grand que le couple nominal même lorsque le moteur est à l'arrêt et le temps pour passer du couple nul au couple Maximal, correspond au temps de réponse au niveau du courant[5].

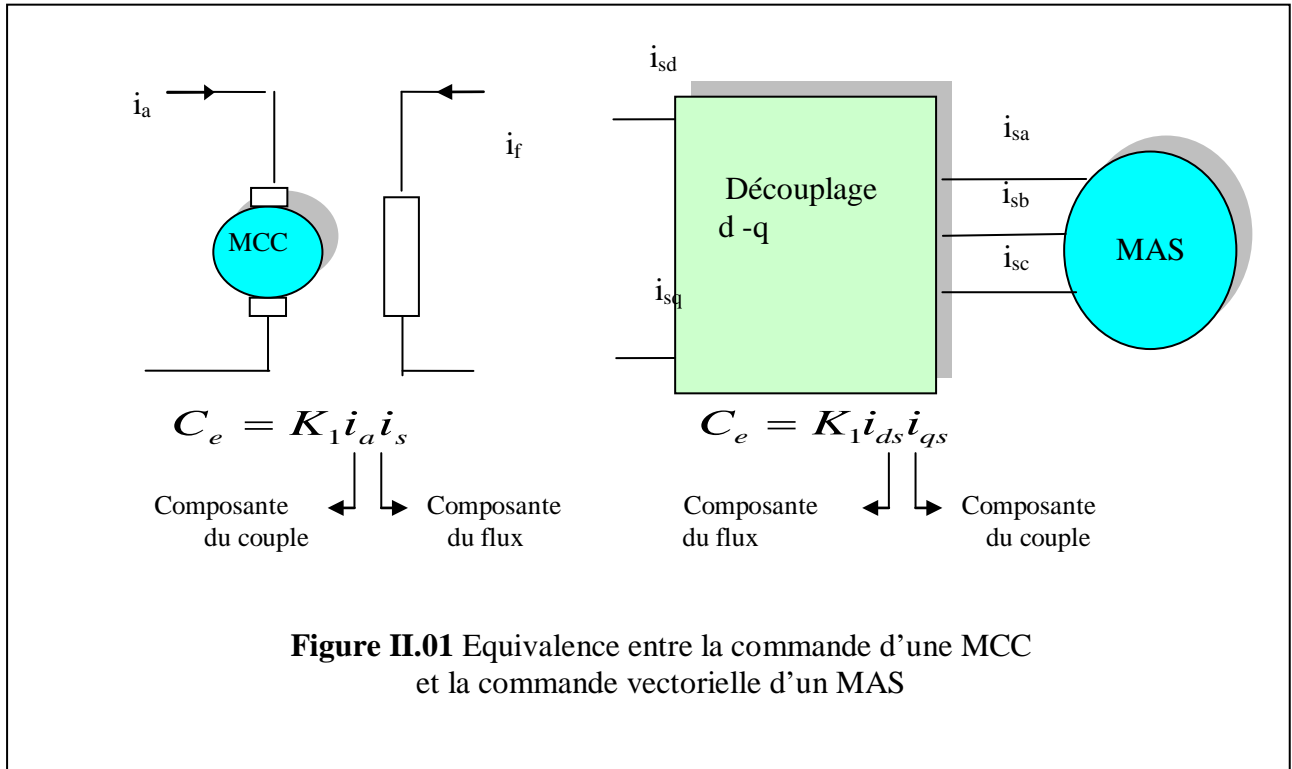
En général, deux types de commandes sont utilisés : commande directe et Commande indirecte . Dans ce chapitre, il sera sujet d'étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques.

II.1 commande vectorielle classique

La commande vectorielle est la plus ancienne méthode utilisée pour le contrôle de la machine asynchrone .la simplicité de mise en œuvre de cette méthode a fait préférer aux systèmes ne nécessitant pas de fonctionnement à très basses vitesses et fort couple ou exigeant des performances élevées. L'objectif principal de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique [6][7].

II.1.1 Méthode de commande vectorielle des machines asynchrone

Le but de La commande vectorielle est d'arriver a commander la machine asynchrone comme une machine a courant continu à excitation indépendante ou il y a un découplage naturelle entre la grandeur commandant le flux ,le courant d'excitation ,et celle liée au couple, le courant d'induit. ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple [7][6] .



En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe d-q que l'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux, c'est-à-dire:

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

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

Les équations des machines dans un référentiel lié au champ tournant deviennent:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ 0 = M I_{ds} + T_r \frac{d\phi_r}{dt} - \phi_r \\ 0 = M I_{qs} - T_r \phi_r \omega_r \\ C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \phi_r I_{qs} \end{array} \right. \quad (2.2)$$

Après le passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = (R_s + \sigma L_s S) I_{ds} + \frac{M}{L_r} S \phi_r - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + \sigma L_s S) I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ \phi_r = \frac{M}{1 + T_r S} I_{ds} \\ \omega_r = \frac{M}{T_r \phi_r} I_{qs} \\ C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \phi_r I_{qs} \end{array} \right. \quad (2.3)$$

Ainsi $\phi_r = M I_{ds}$ en régime permanent

Il existe des méthodes de commande vectorielle directe et indirecte :

Dans la commande indirecte, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation Statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r et ω .

En ce qui concerne la commande directe, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées[7][5].

La commande vectorielle est dite à boucle ouverte s'il n'y a pas de régulation du flux. Celui-ci est imposé dans ce cas par [7].

De plus la pulsation statorique peut uniquement être estimée par la relation. Dans la version boucle fermée, cette pulsation est estimée à partir de la valeur du flux rotorique ou du courant magnétisant. Dans ce cas on tient compte de la constante de temps rotorique T_r [7].

II.1.2. Commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique

Le schéma que nous proposons (figure) est une commande vectorielle de type direct : le flux rotorique est asservi à une consigne de flux. une commande indirecte ne comporterait pas de régulateur de flux [8].

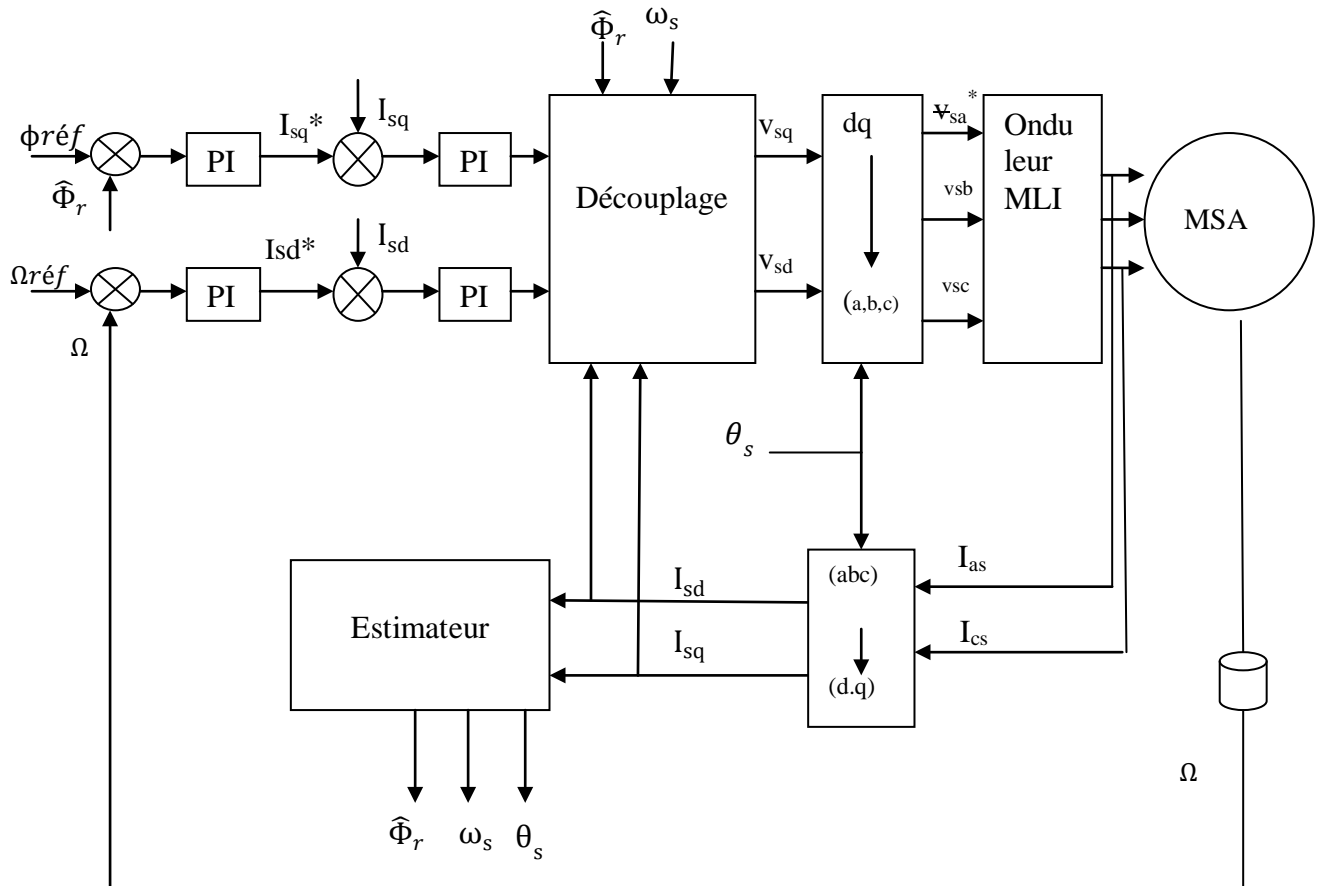


Figure II.2 bloc de régulation de vitesse par la méthode directe

II.1.2.1 Calcul de Φ_r

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessible pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de cout.

Le flux peut être reconstitué par :

- des estimateurs utilisés en boucle ouverte.
- des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées.

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme D'équation de Park définie en régime permanent (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique).ils sont obtenus par une résolution directe des équation associées à ce modèle.

L'intérêt d'une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simple et donc rapides. Toutefois, ils sont peu robustes aux variations paramétriques (résistance rotorique et statorique mutuelle, etc.),

Le système d'équations (2.3) permet d'estimer le flux $\hat{\Phi}_r$:

$$\hat{\Phi}_r = \frac{M}{1+T_r s} I_{sd} \quad (2.4)$$

II.1.2.2 Calcul de ω_s et θ_s

La pulsation rotorique s'écrit, d'après (2.3) :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{I_{sq}}{\hat{\Phi}_r} \quad (2.5)$$

L'équation n'est pas exploitable telle quelle puisque $\hat{\Phi}_r$ est nul au démarrage du moteur.

Nous utiliserons, pour l'implantation, l'équation suivante :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{I_{sq}}{\hat{\Phi}_r + \varepsilon} \quad (2.6)$$

Avec $\varepsilon = 0.01$.

Nous avons alors :

$$\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s \quad (2.7)$$

De même, l'expression exploitable est la suivante :

$$\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s \text{ mod}[2\pi] \quad (2.8)$$

II.1.3. Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique

Dans ce type de commande, l'angle utilisé pour la transformation directe et inverse est calculé à partir de la formule suivante :

$$\theta_s = \int \left(p\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{\hat{\Phi}_r} \right) \quad (2.9)$$

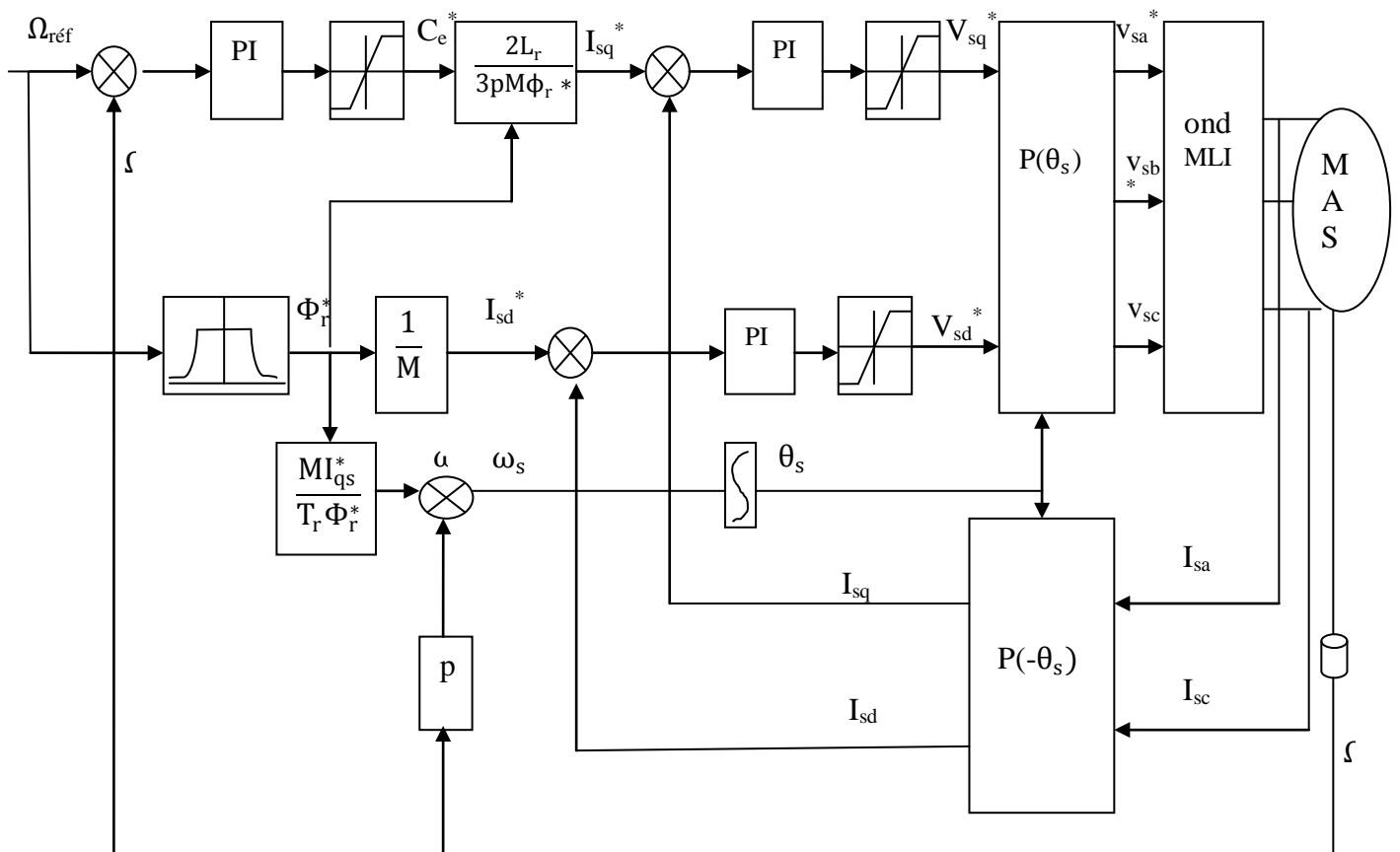


Figure II.3 Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte

La figure (II,1) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone commander par orientation flux rétorque.

Les principaux constituants dans ce type de commande sont les boucles de régulation de la vitesse celles des coucants I_{sd} et I_{sq} et le bloc de calcul de θ_s et la transformation direct et inverse.

La vitesse est réglée à travers la boucle externe du bloc La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_e^* ou le courant de référence I_{sq}^* . il est limité de manière à tenir en compte des caractéristiques des IGBT de l'onduleur et de la surcharge de la machine. I_{sq}^* est comparé à la valeur I_{sq} issue de la mesure des courants réels.

l'erreur sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{qs}^* qui à son

tour est limité à $\frac{\mp E}{2}$.

En parallèle avec cette boucle interne, en trouve une boucle de régulation I_{sd} .le courant I_{sd} de référence est calculé à partir du flux à imposer [7] [6].

ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. au delà de cette zone, on procède au "défluxage" de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses. le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible [5].

le procédé de défluxage en grande vitesse est utilisé particulier en traction électrique ou l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage de ce couple plus faible (qui sert à lutter contre les frottements) pendant la marche normale.

alors, le défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine en sous-vitesse ($\Omega < \Omega_{nom}$) et en sur-vitesse ($\Omega > \Omega_{nom}$) .[5]

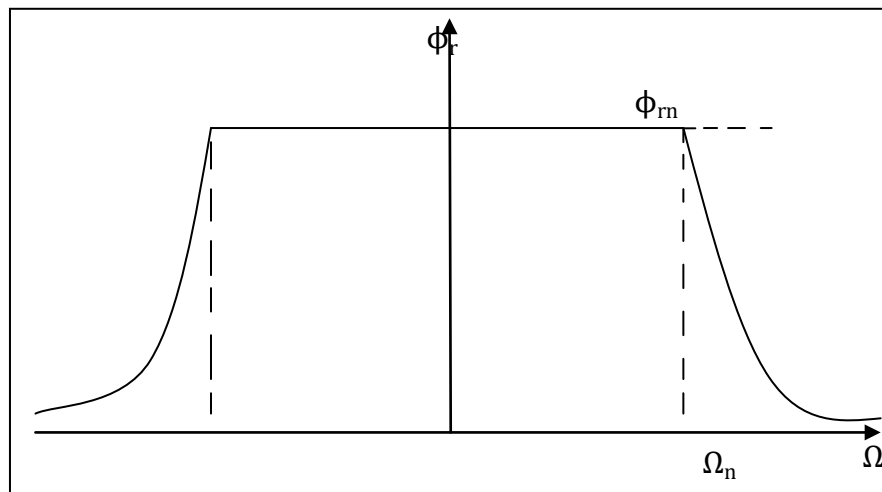


Figure II.4 Bloc de défluxage

Il est défini par la relation non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \phi_r^* = \phi_{rnom} & \text{si } \Omega < \Omega_{nom} \\ \phi_r^* = \frac{\phi_{rnom}}{\Omega} \cdot \Omega_{nom} & \text{si } \Omega > \Omega_{nom} \end{cases} \quad (2.10)$$

la sortie du régulateur de I_{sd} donne la tension de référence V_{ds}^* . les deux tension de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors transformées en grandeur statorique $V_{s\alpha}^*$ et $V_{s\beta}^*$, à l'aide d'une rotation d'angle θ_s , puis en grandeurs triphasées à l'aide d'une transformation de clarke.

En parallèle, la "pulsation statorique " puis l'angle θ_s sont calculés à partir d'une mesure de vitesse mécanique et du calcul de la "pulsation de glissement". c'est cet angle qui sera utilisé dans les transformations directe et inverse [7] [5].

II.1.4 Découplage

Les équations statoriques comprennent en effet des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. En supposant que le flux rotorique varie très lentement, les équations s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + \sigma L_s S)I_{ds} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + \sigma L_s S)I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ \phi_r = \frac{M}{1 + T_r S} I_{ds} \\ \omega_r = \frac{M}{T_r \phi_r} I_{qs} \\ C_e = p \frac{M}{L_r} \phi_r I_{qs} \end{cases} \quad (2.11)$$

nous pouvons représenter la machine par le schéma bloc suivant :

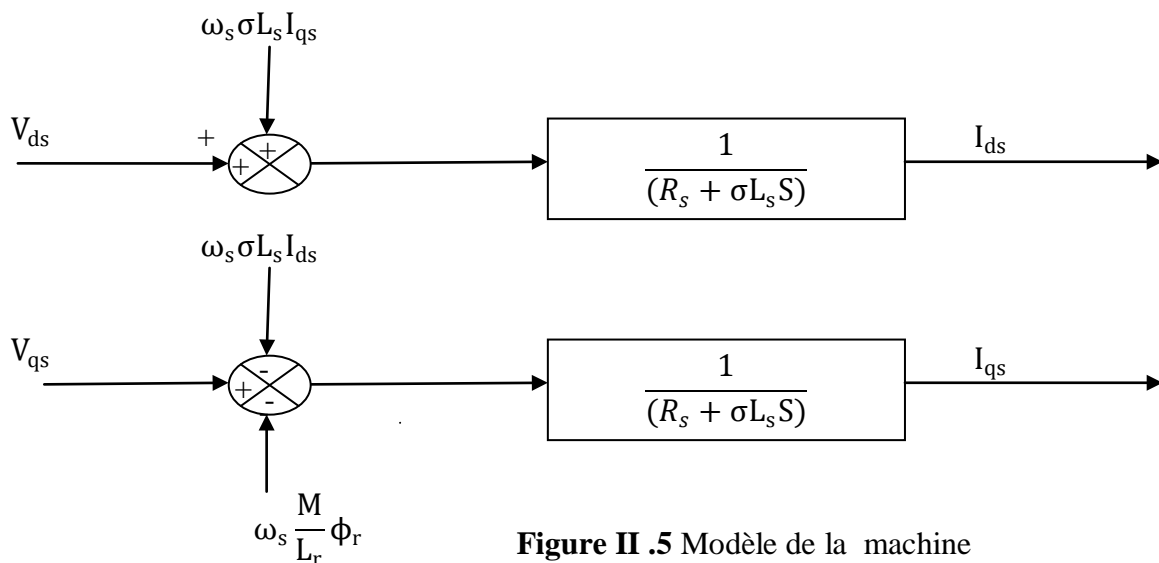


Figure II .5 Modèle de la machine

Les termes $\omega_s \sigma L_s I_{qs}$, $\omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r$, $\omega_s \sigma L_s I_{ds}$ correspondent aux termes de couplage entre axe d-q .

Une solution consiste à ajuster des tensions identiques mais de signe opposés à la sortie du

régulateurs de courant de manière à séparer de régulation d'axe d et q comme la montre la figure suivante :

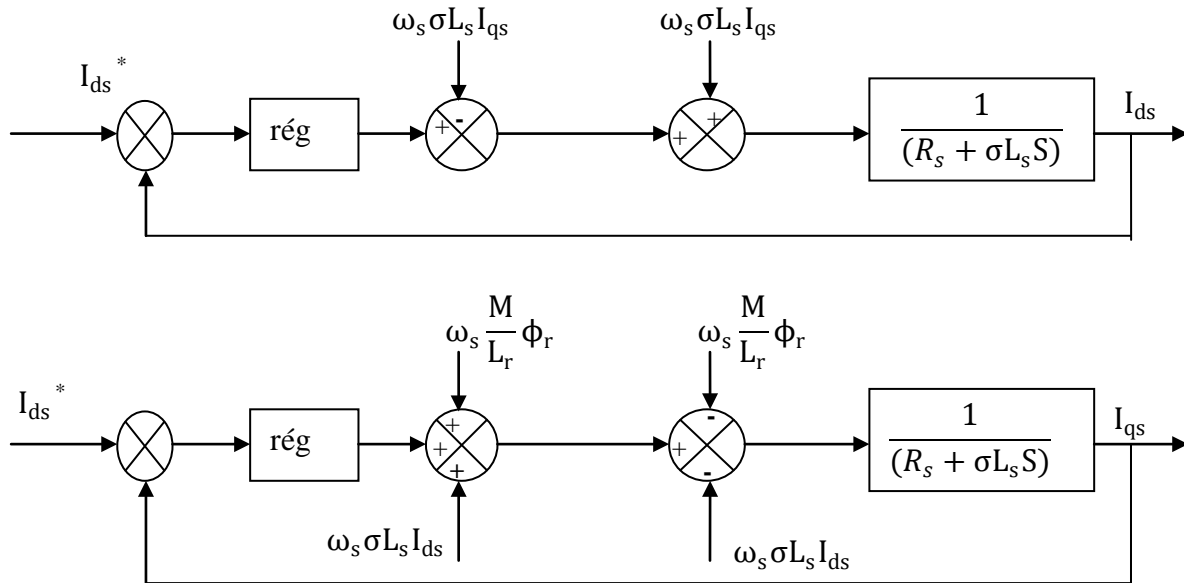


figure II.6 découplage par addition des termes de compensation

II.1 .5 Régulation

Caractéristiques des régulateurs

a – Stabilité

Un système bouclé doit être stable. Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger [10].

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité [11].

b –Précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

c- Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations [9].

Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus [10].

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle «PI» qui satis fait avec succès.

La régulation en commande vectorielle du point dévoue (stabilité, précision, rapidité).

Notons que par analogie à la régulation employée dans la machine à courant continu, deux boucles internes sont éventuellement réalisées pour le flux et le couple et une boucle externe pour la vitesse de la machine.

II.2.1. Régulation des courants

Une des approches pour le dimensionnement des régulateurs des systèmes échantillonnés consiste à conserver le régulateur en considérant le système comme continu, mais en y introduisant les retards inhérents à la régulation, puis à calculer des régulateurs équivalents rescrits.

Nous représentons les retards d'onduleur MLI par un retard pur e^{-sT_D} . T_D représente le délai sur l'axe d : $T_D = T_{MLI} + T_{reg\ id_s}$. Ce retard sera approximé par une fonction de transfert du 1^{er} ordre : $e^{-sT_D} \approx \frac{1}{1+sT_D}$. (Généralement $T_D = 300\mu s$) [7].

Pour chacune des boucles de courant, nous avons adapté classiquement un régulateur proportionnel intégral (PI), il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

Le schéma bloc devient :

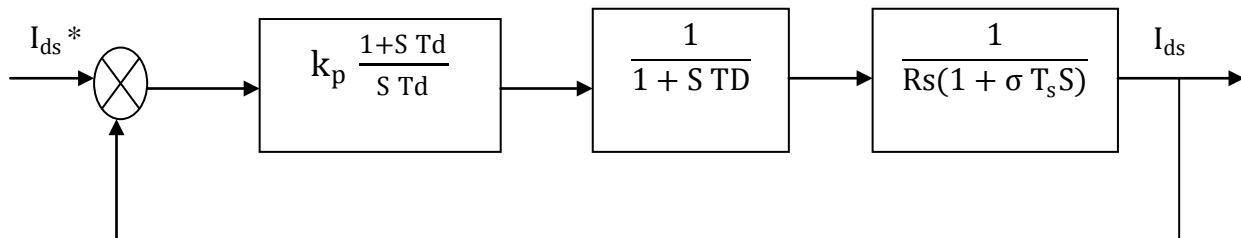


Figure II .7 boucle de régulation du courant

La fonction de transfert en boucle ouverte :

$$f_{bo}(s) = k_p \frac{1+sT_d}{sT_d} \frac{1}{1+sT_D} \frac{1}{R_s(1+\sigma S)} \quad (2.12)$$

On peut utiliser T_d pour éliminer le pôle le plus lent puis k_p selon le critère sur la réponse harmonique méplate, cela permet d'avoir un dépassement et une stabilité du système dans ce cas décrit :

$$T_d = \sigma T_s \quad (2.13)$$

Donc la fonction de transfert devient :

$$f_{bo}(s) = \frac{K_d}{R_s} \frac{1}{s \sigma T_s (1 + T_d s)} \quad (2.14)$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$f_{bf}(s) = \frac{G_{bo}(s)}{1 + G_{bo}(s)}$$

$$f_{bf}(s) = \frac{K_d}{R_s \sigma T_s T_d} \frac{1}{s^2 + 2s \frac{1}{2T_d} + \frac{k_d}{R_s \sigma T_s T_d}} \quad (2.15)$$

Elle est sous la forme standard:

$$f_{bf}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.16)$$

Avec

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_d}{R_s \sigma T_s T_d}} \quad (2.17)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \sigma T_s}{K_d T_d}}$$

Pour un amortissement $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$ lors d'un échelon sur la consigne ou un dépassement de 4.3%

D'où :

$$k_d = \frac{R_s \sigma T_s}{2 T} \quad (2.18)$$

$$T_d = \sigma T_s = \frac{\sigma L_s}{R_s}$$

L'écriture du régulateur (PI) sous la forme $G_r(s) = k_{pd} + \frac{K_{Id}}{s}$ donne :

$$\begin{cases} k_{pd} = k_d = \frac{R_s \sigma T_s}{2 T_D} \\ k_{Id} = \frac{k_d}{T_d} = \frac{R_s}{2 T_D} \end{cases} \quad (2.19)$$

On trouve la même boucle de régulation pour le courant I_{ds}

$$\begin{cases} k_{pd} = k_d = \frac{R_s \sigma T_s}{2 T_D} \\ k_{Id} = \frac{k_d}{T_d} = \frac{R_s}{2 T_D} \end{cases} \quad (2.20)$$

Les boucles de courant jouent un rôle primordial puisque tout en assurant le contrôle vectorielle, elles garantissent les protections nécessaire à l'ensemble convertisseur machine.

Aussi introduction de limitation sur les références de courant I_{sd}^* et I_{sq}^* assure la matrice des courants même s'il apparait un problème sur les boucle de régulation. [7]

II.2.2. Régulation de vitesse

Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant I_{qs} plutôt que par une action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant I_{qs})

Pour cette régulation, nous avons adopté un régulateur PI

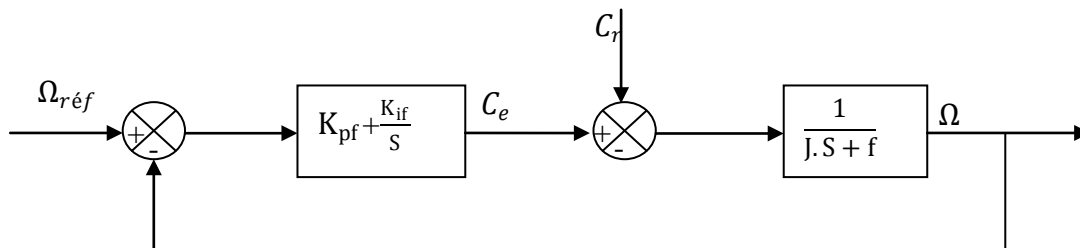


Figure II.8 boucle de régulation de la vitesse structure PI

Avec :

$$\begin{cases} C_e = K_t \cdot I_{sq} \\ K_t = \frac{2pM^2}{3L_r} I_{sq} \end{cases} \quad (2.21)$$

En considérant le couple de charge comme une perturbation, on obtient la fonction de transfert par rapport à la consigne :

$$\Omega = \frac{1}{J S + f} (C_e - C_r) \quad (2.22)$$

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

$$\Omega = \frac{1}{J S + f} \left(\frac{k_{pv} s + k_{iv}}{S} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{J S + f} C_r \quad (2.23)$$

Soit :

$$\Omega = \left(\frac{k_{pv} S + k_{iv}}{J S^2 + (k_{pv} + f) S + k_{iv}} \right) \Omega_{ref} - \left(\frac{S}{J S^2 + (k_{pv} + f) S + k_{iv}} \right) C_r \quad (2.24)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2^{od} ordre.

En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\frac{\omega_0^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2}$, nous avons à résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{iv}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{k_{pv} + f}{K_{iv}} \end{cases} \quad (2.25)$$

Pour un coefficient d'amortissement ξ de 1, nous avons $\omega_n t_{rep} \approx 4,75$.

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivant :

$$\begin{cases} K_{iv} = J \left(\frac{4,75}{t_{rep}} \right)^2 \\ K_{pv} = J \frac{9,5}{t_{rep}} - f \end{cases} \quad (2.26)$$

II.2.3 Régulateur de flux

Le schéma bloc de régulation du flux rotorique est donné par la figure (II.9)

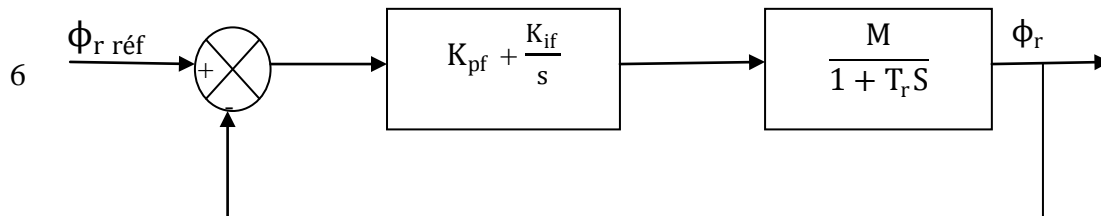


Figure II.9 boucle de régulation de flux rotorique

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

$$F_{b0}(s) = K_{pf} \cdot \frac{s + Z_f}{s} \cdot \frac{\frac{M}{T_r}}{s + \frac{1}{T_r}} \quad (2.27)$$

Avec :

$$Z_f = \frac{K_{if}}{K_{pf}} \quad (2.28)$$

On choisit le zéro du correcteur de façon à compenser le pôle du processus avant régulation, ce qui revient à poser :

$$Z_f = \frac{1}{T_r} \quad (2.29)$$

D'où F_{f0} devient :

$$F_{b0}(s) = \frac{K_{if} M}{s} \quad (2.30)$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée comme suit :

$$F_{bf}(s) = \frac{1}{1 + \tau_f s} \quad (2.31)$$

$$\text{Et : } \tau_f = \frac{T_r}{M K_{pf}} \quad (2.32)$$

τ_f est la constante de temps après régulation du flux. La dynamique du processus est choisie en fonction de ce paramètre de manière à permettre une installation du flux dans le système le plus rapidement possible (avant la boucle de la vitesse).

Une fois τ_f est fixé, le gain de l'action proportionnelle et le gain de l'action intégrale du correcteur du flux seront donnés par (II.08).

$$\begin{cases} K_{pf} = \frac{T_r}{\tau_f} \cdot \frac{1}{M} \\ K_{if} = \frac{1}{\tau_f} \cdot \frac{1}{M} \end{cases} \quad (2.33)$$

II.2.4 Résultat de simulation

➤ **Commande vectorielle indirect**

a. Sans onduleur

Résultat de simulation d'une Commande vectorielle indirecte sans onduleur $w=100\text{rad/s}$ on applique une charge $Cr=3.5$ à l'instant $t=2\text{s}$

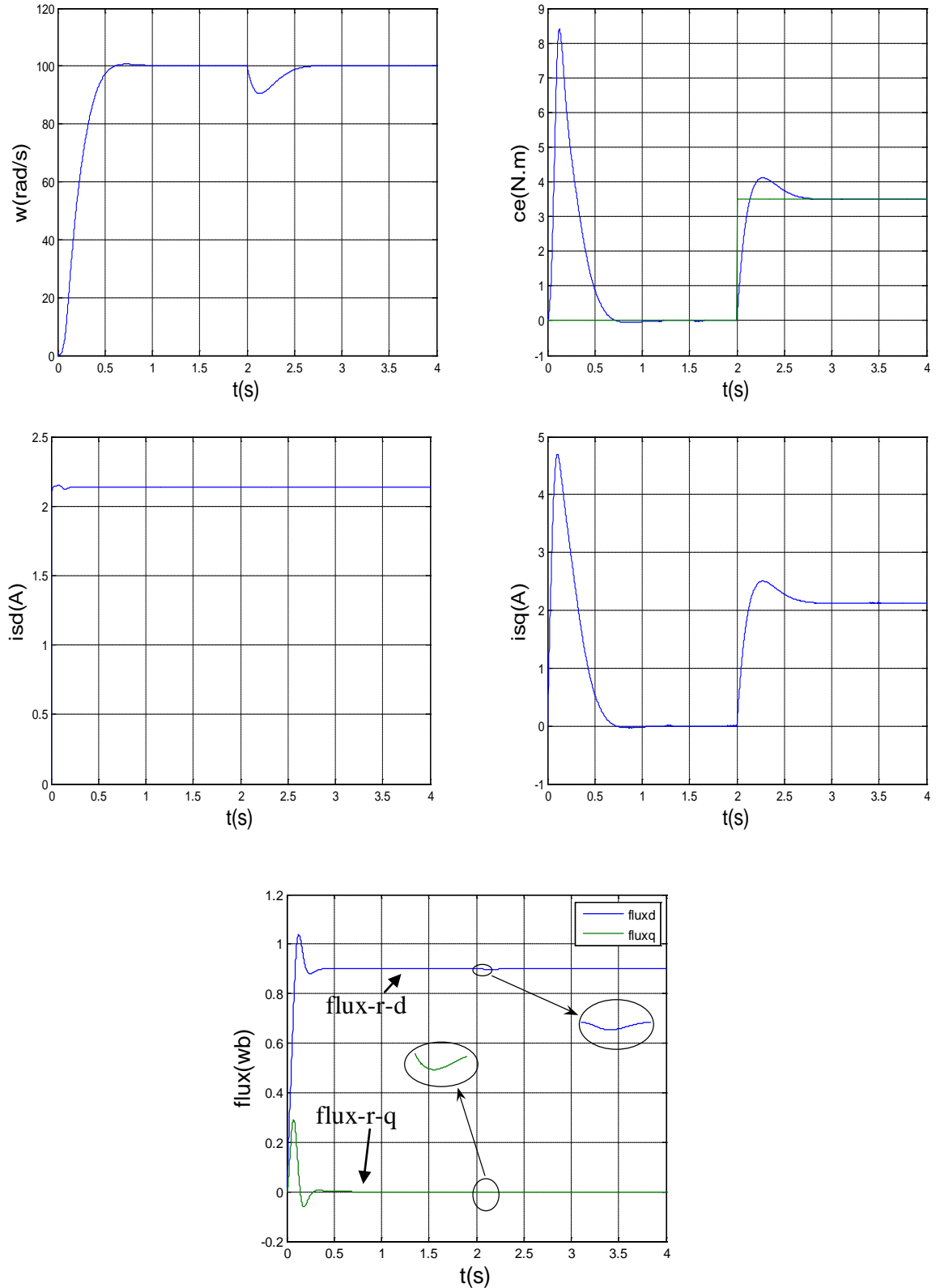


Figure II.10 Commande vectorielle indirecte sans onduleur $w=100\text{rad/s}$, $Cr=3.5$ à $t=2\text{s}$

1. Variation de la résistance rotorique

Résultat de simulation d'une Commande vectorielle indirecte sans onduleur $w=100\text{rad/s}$ on applique une charge $Cr=3.5$ à l'instant $t=2\text{s}$ et $Rr=2*Rr$ à l'instant $t=3\text{s}$

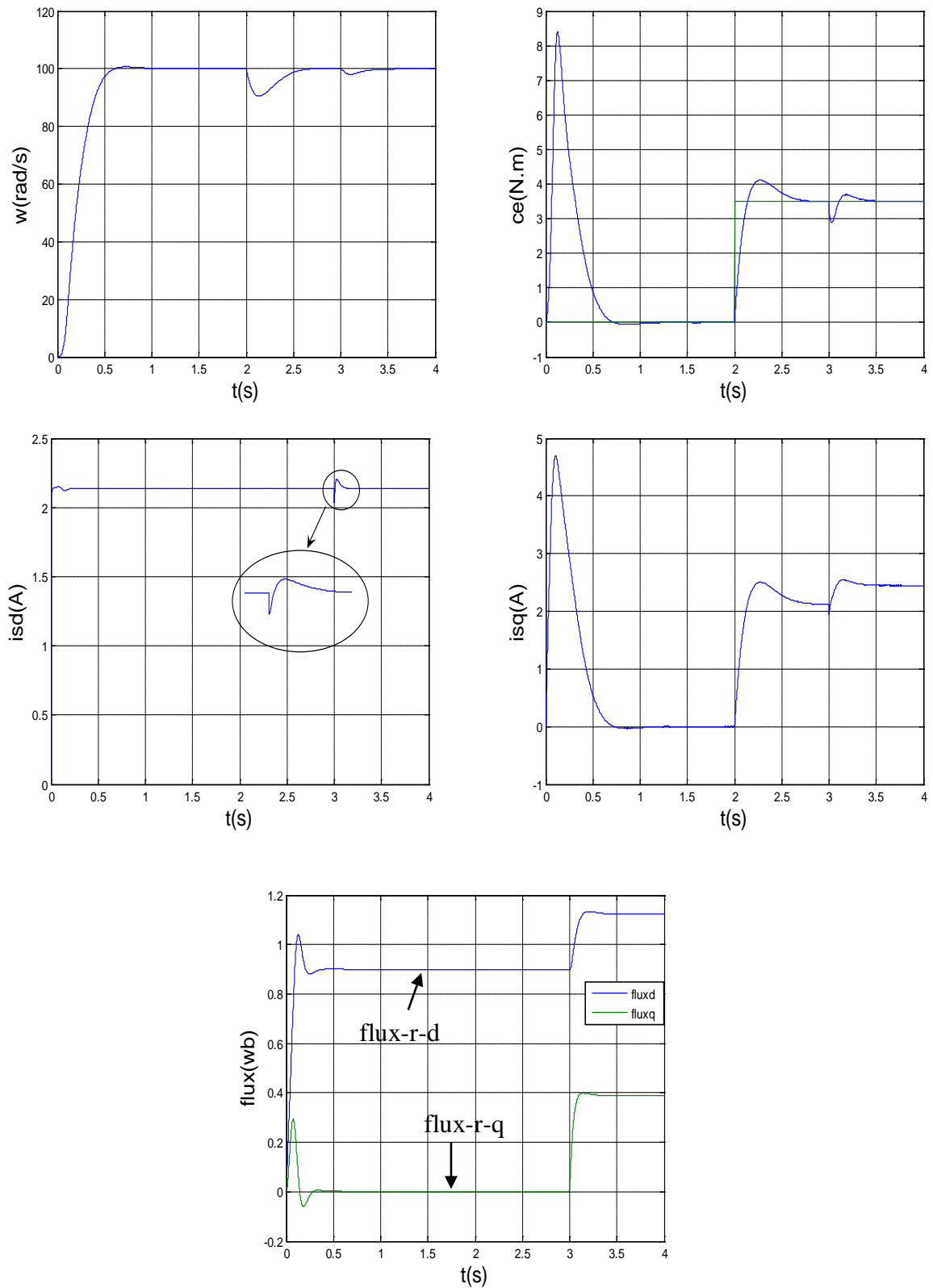


Figure II.11 Commande vectorielle indirecte sans onduleur, $w=100\text{rad/s}$, $Cr=3.5$ à $t=2\text{s}$, et $Rr=2*Rr$ à $t=3\text{s}$

2. Inversement de la Vitesse

Résultat de simulation d'une Commande vectorielle indirecte sans onduleur $w=100\text{rad/s}$ on applique une charge $Cr=3.5$ à l'instant $t=2\text{s}$ et $w=-100\text{rad/s}$ à l'instant $t=3\text{s}$

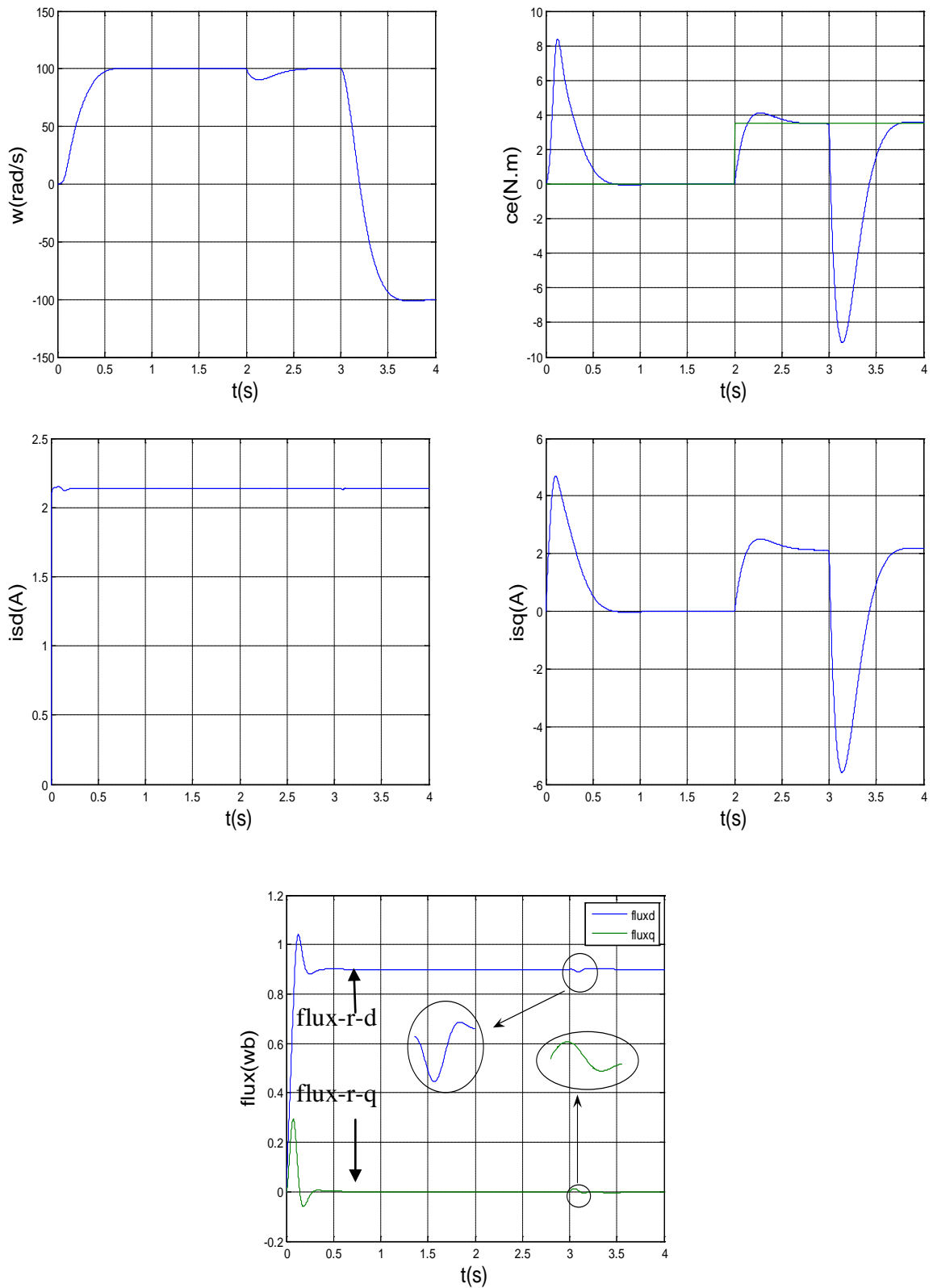


Figure II.12 Commande vectorielle indirecte sans onduleur, $w=100\text{rad/s}$, $Cr=3.5$ à $t=2\text{s}$, et $w=-100\text{rad/s}$ à $t=3\text{s}$

➤ **commande vectorielle indirect**

b.avec onduleur

Résultat de simulation d'une Commande vectorielle indirecte avec onduleur $w=100\text{rad/s}$ on applique une charge $Cr=3.5$ à l'instant $t=2\text{s}$.

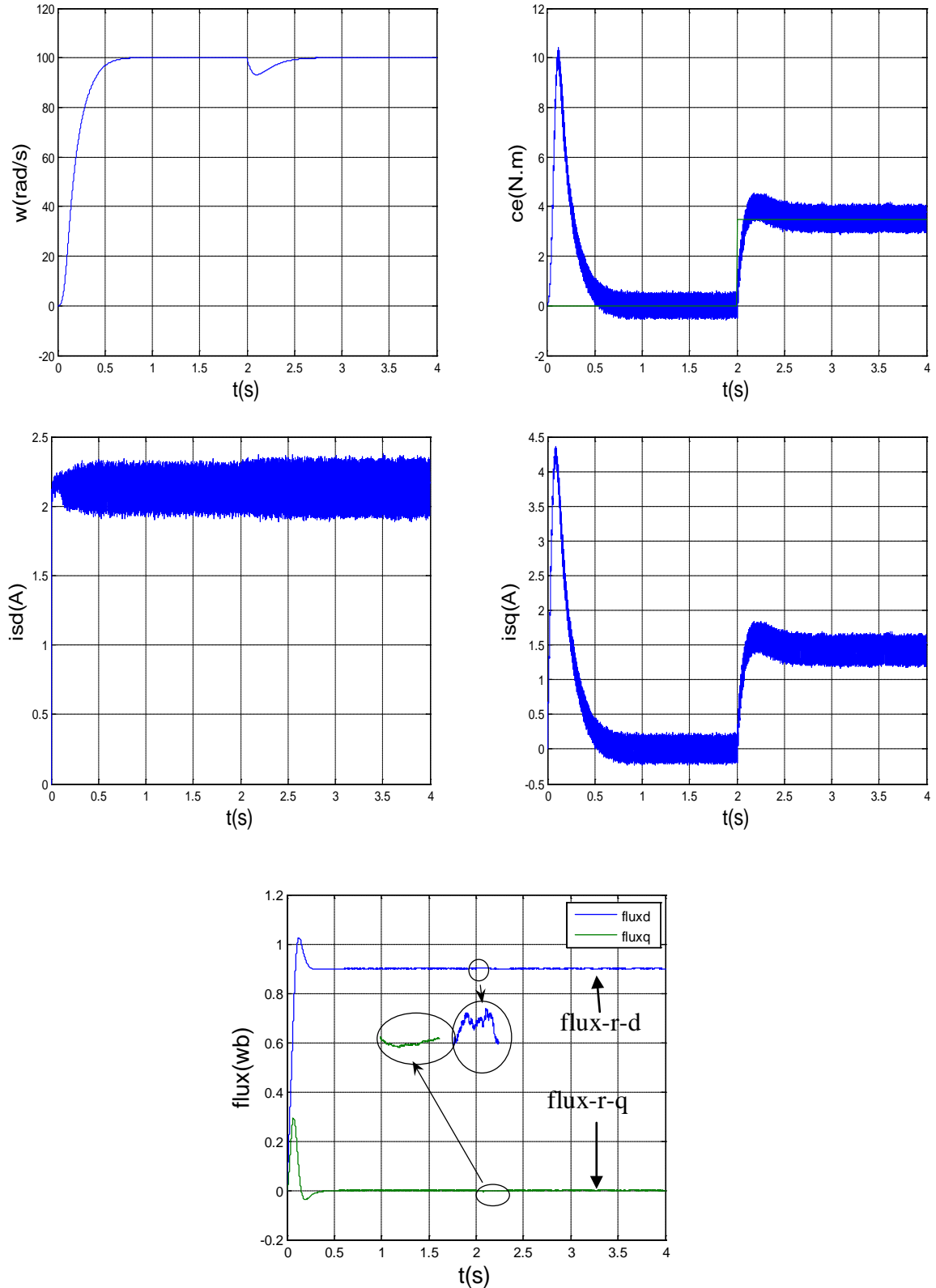


Figure II.13 Commande vectorielle indirecte avec onduleur $w=100\text{rad/s}$, $Cr=3.5$ à $t=2\text{s}$

1. Variation de la résistance rotorique

Résultat de simulation d'une Commande vectorielle indirecte avec onduleur $w=100\text{rad/s}$ on applique une charge $Cr=3.5$ à l'instant $t=2\text{s}$ et $Rr=2*Rr$ à l'instant $t=3\text{s}$.

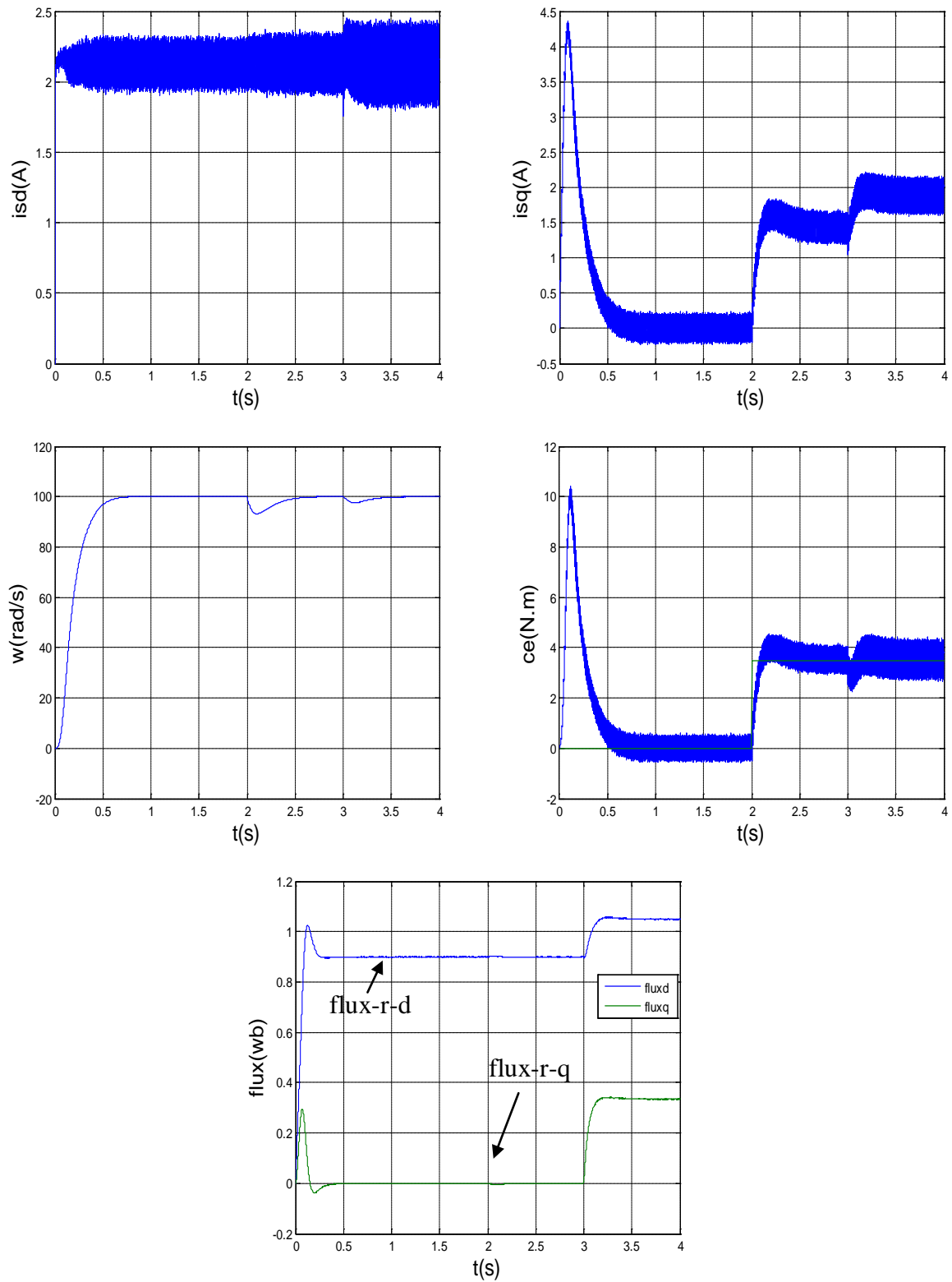


Figure II.14 Commande vectorielle indirecte avec onduleur, $w=100\text{rad/s}$, $Cr=3.5$ à $t=2\text{s}$, et $Rr=2*Rr$ à $t=3\text{s}$

2. Inversement de la vitesse

Résultat de simulation d'une Commande vectorielle indirecte avec onduleur $\omega=100\text{rad/s}$ on applique une charge $C_r=3.5$ à l'instant $t=2\text{s}$ et $\omega=-100\text{rad/s}$ à l'instant $t=3\text{s}$.

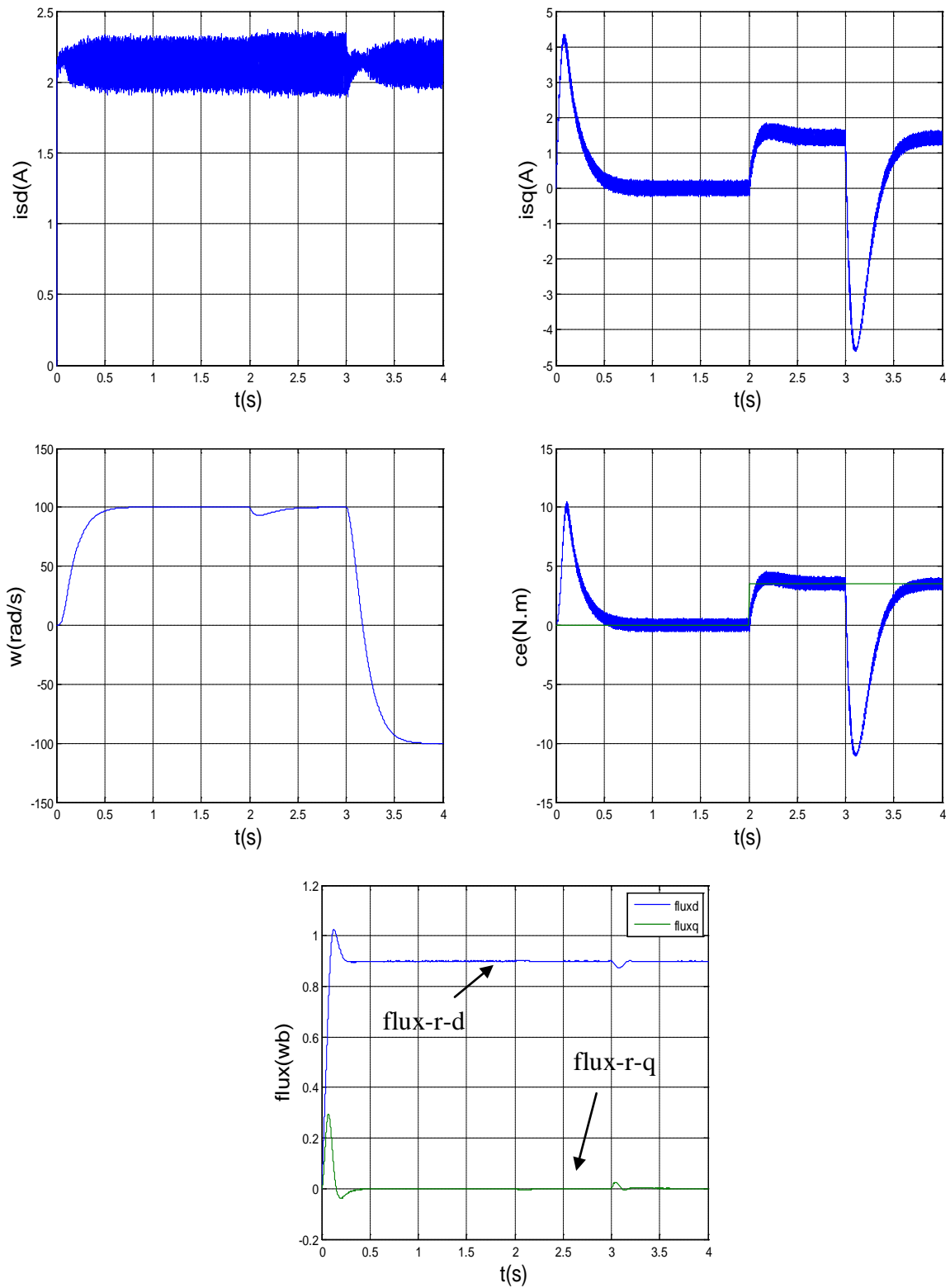
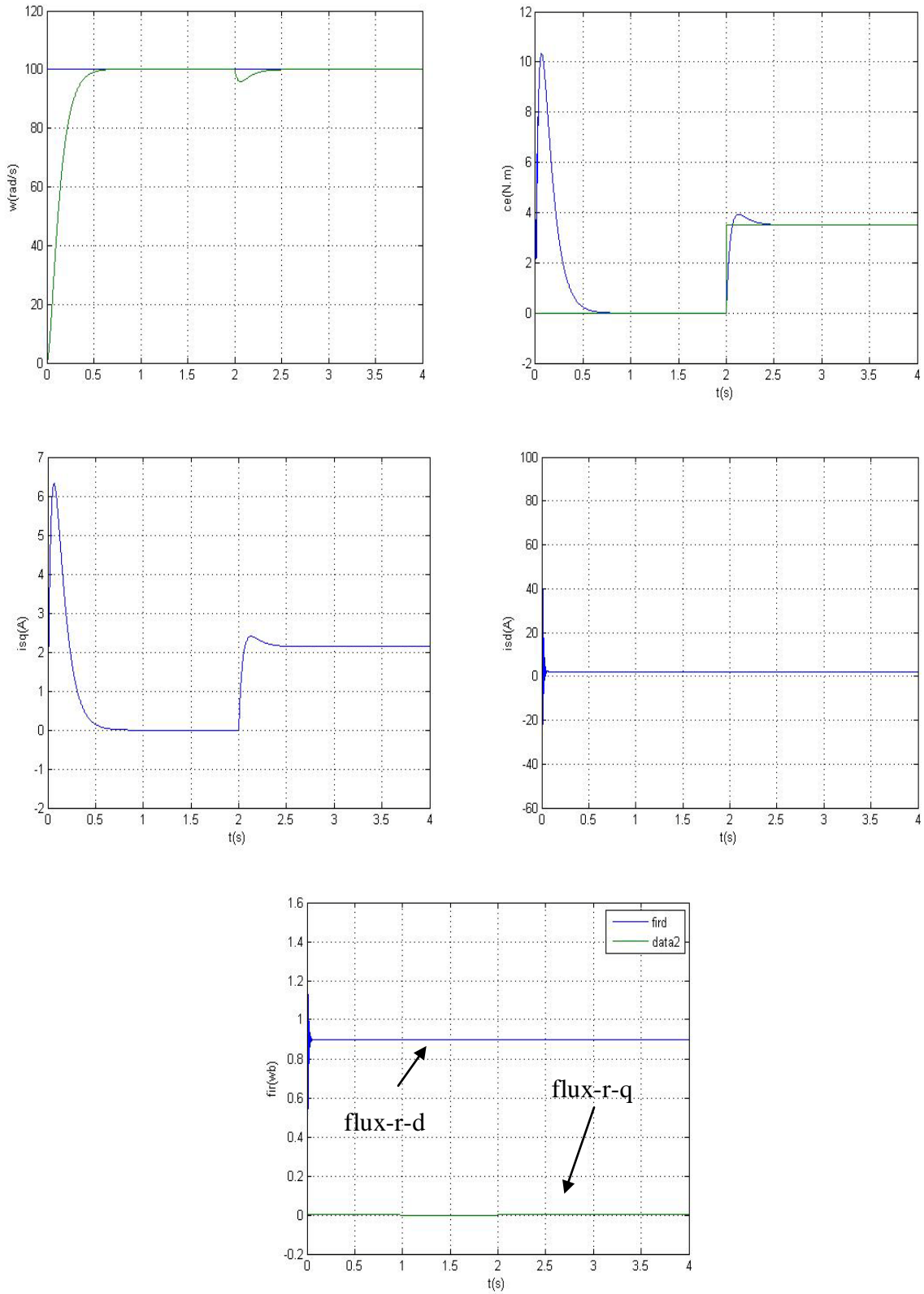


Figure II.15 Commande vectorielle indirecte avec onduleur, $\omega=100\text{rad/s}$, $C_r=3.5$ à $t=2\text{s}$, et $\omega=-100\text{rad/s}$ à $t=3\text{s}$

➤ **Commande vectorielle direct**

a. Sans ondulateur

Résultat de simulation d'une Commande vectorielle directe sans ondulateur $w=100\text{rad/s}$ on applique une charge $Cr=3.5$ à l'instant $t=2\text{s}$.



FigureII.16 Commande vectorielle directe sans ondulateur $w=100\text{rad/s}$, $Cr=3.5$ à $t=2\text{s}$

1. Variation de la résistance rotorique

Résultat de simulation d'une Commande vectorielle directe sans onduleur $\omega=100\text{rad/s}$ on applique une charge $C_r=3.5$ à l'instant $t=2\text{s}$ et $R_r=2*R_r$ à l'instant $t=3\text{s}$.

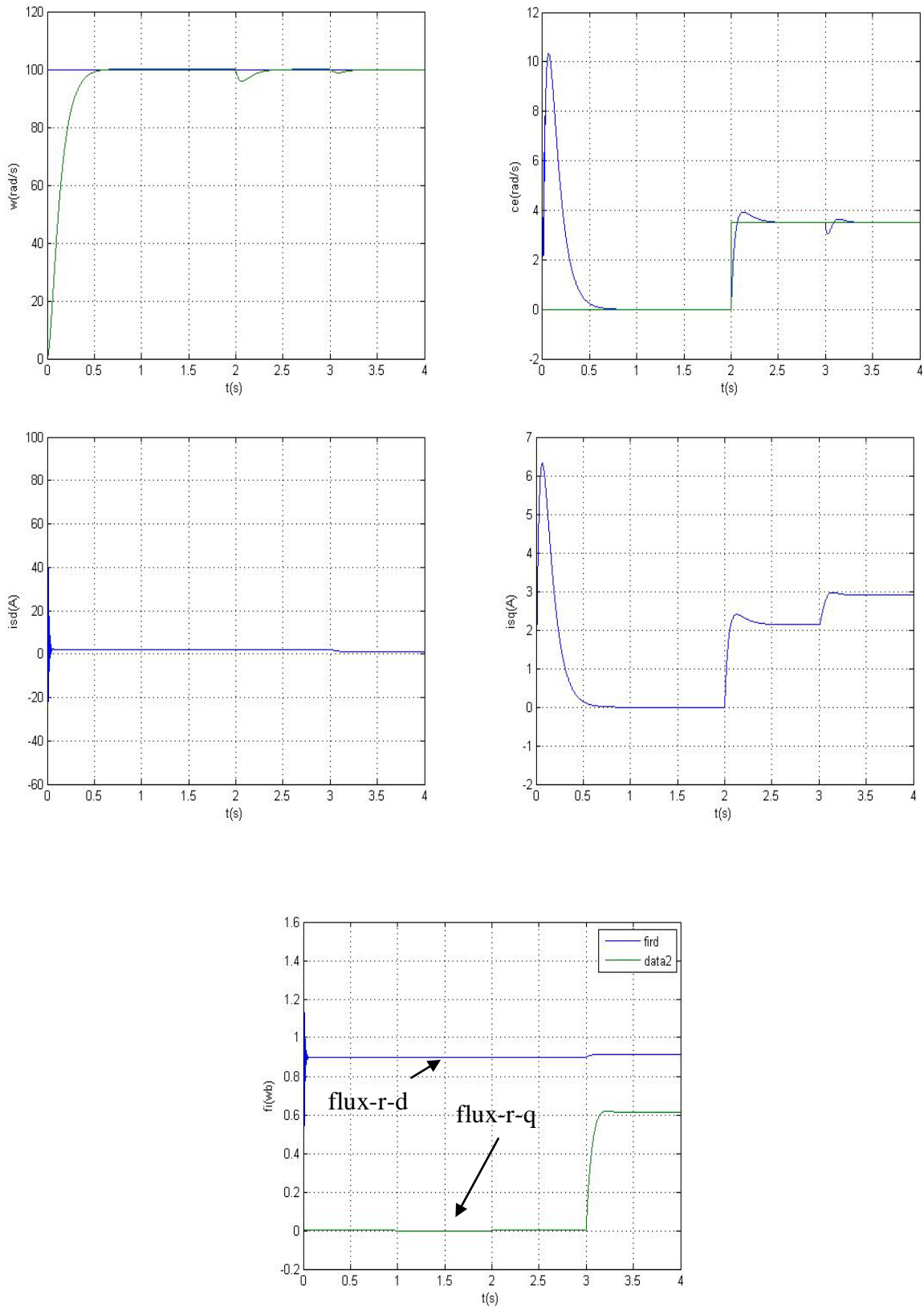


Figure II.17 Commande vectorielle directe sans onduleur, $\omega=100\text{rad/s}$, $C_r=3.5$ à $t=2\text{s}$, et $R_r=2*R_r$ à $t=3\text{s}$

2. Inversement de la vitesse

Résultat de simulation d'une Commande vectorielle directe sans onduleur $w=100\text{rad/s}$ on applique une charge $Cr=3.5$ à l'instant $t=2\text{s}$ et $w=-100\text{rad/s}$ à l'instant $t=3\text{s}$;

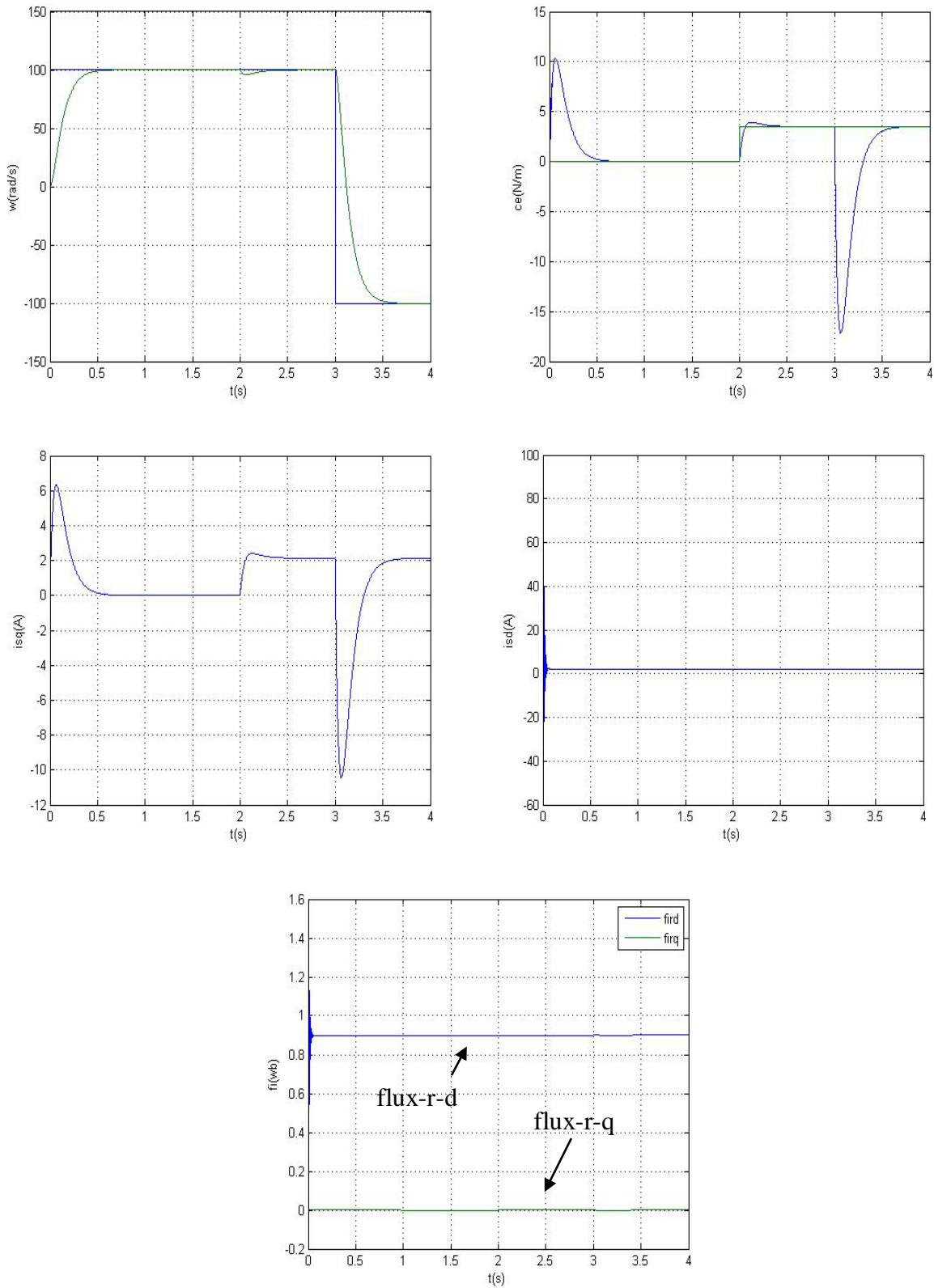


Figure II.18 Commande vectorielle directe sans onduleur, $w=100\text{rad/s}$, $Cr=3.5$ à $t=2\text{s}$, et $w=-100\text{rad/s}$ à $t=3\text{s}$

➤ **commande vectorielle direct**

b.avec onduleur

Résultat de simulation d'une Commande vectorielle directe avec onduleur $w=100\text{rad/s}$ on applique une charge $Cr=3.5$ à l'instant $t=2\text{s}$.

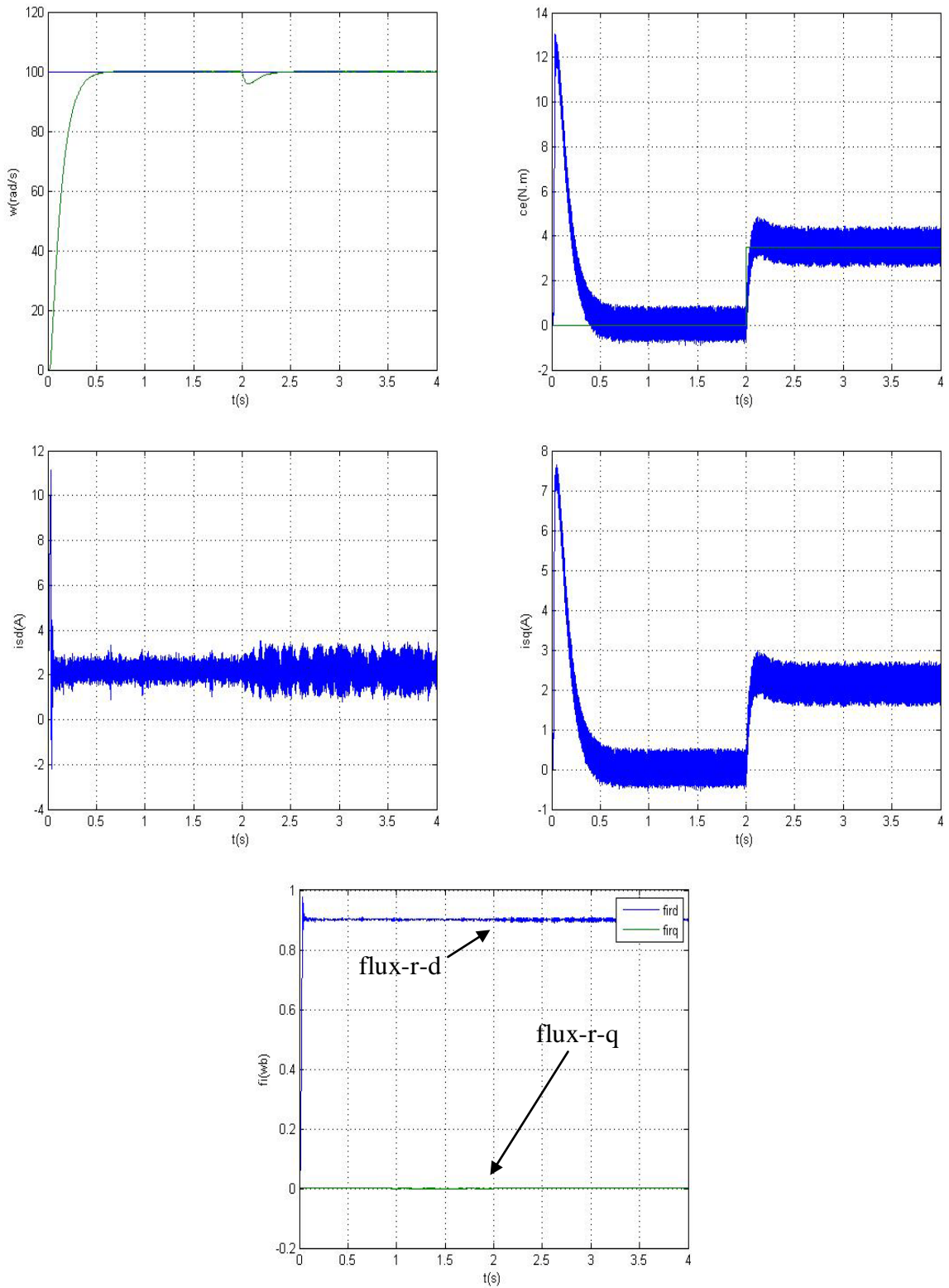


Figure II.19 Commande vectorielle directe avec onduleur MLI, $w=100\text{rad/s}$, $Cr=3.5$ à $t=2\text{s}$

1. Variation de la résistance rotorique

Résultat de simulation d'une Commande vectorielle directe avec onduleur $w=100\text{rad/s}$ on applique une charge $Cr=3.5$ à l'instant $t=2\text{s}$ et $Rr=2*Rr$ à l'instant $t=3\text{s}$

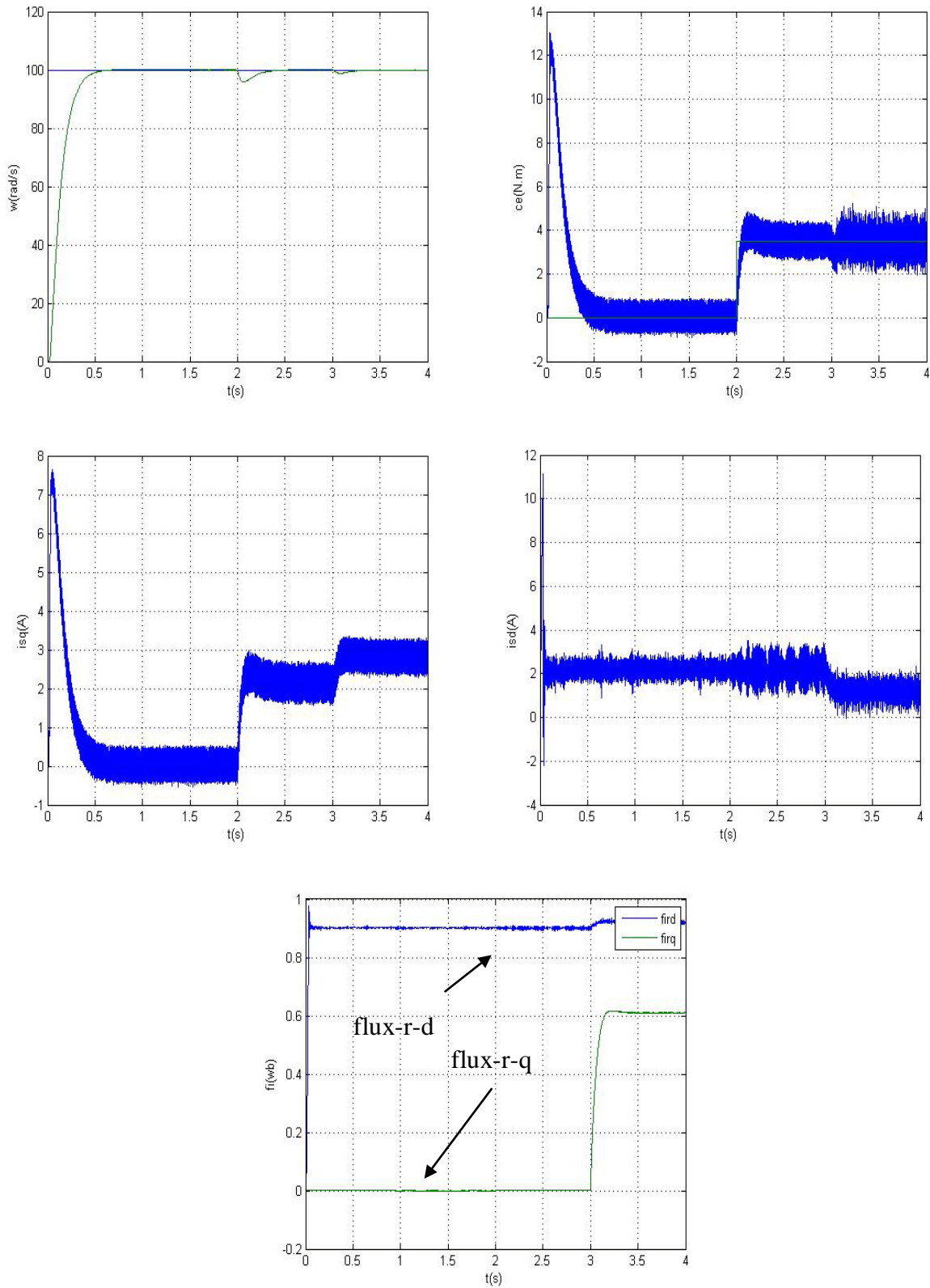


Figure II.20 Commande vectorielle directe avec onduleur MLI, $w=100\text{rad/s}$, $Cr=3.5$ à $t=2\text{s}$, et $Rr=2*Rr$ à $t=3\text{s}$

2. Inversement de la vitesse

Résultat de simulation d'une Commande vectorielle directe avec onduleur $w=100\text{rad/s}$ on applique une charge $Cr=3.5$ à l'instant $t=2\text{s}$ et $w=-100\text{rad/s}$ à l'instant $t=3\text{s}$

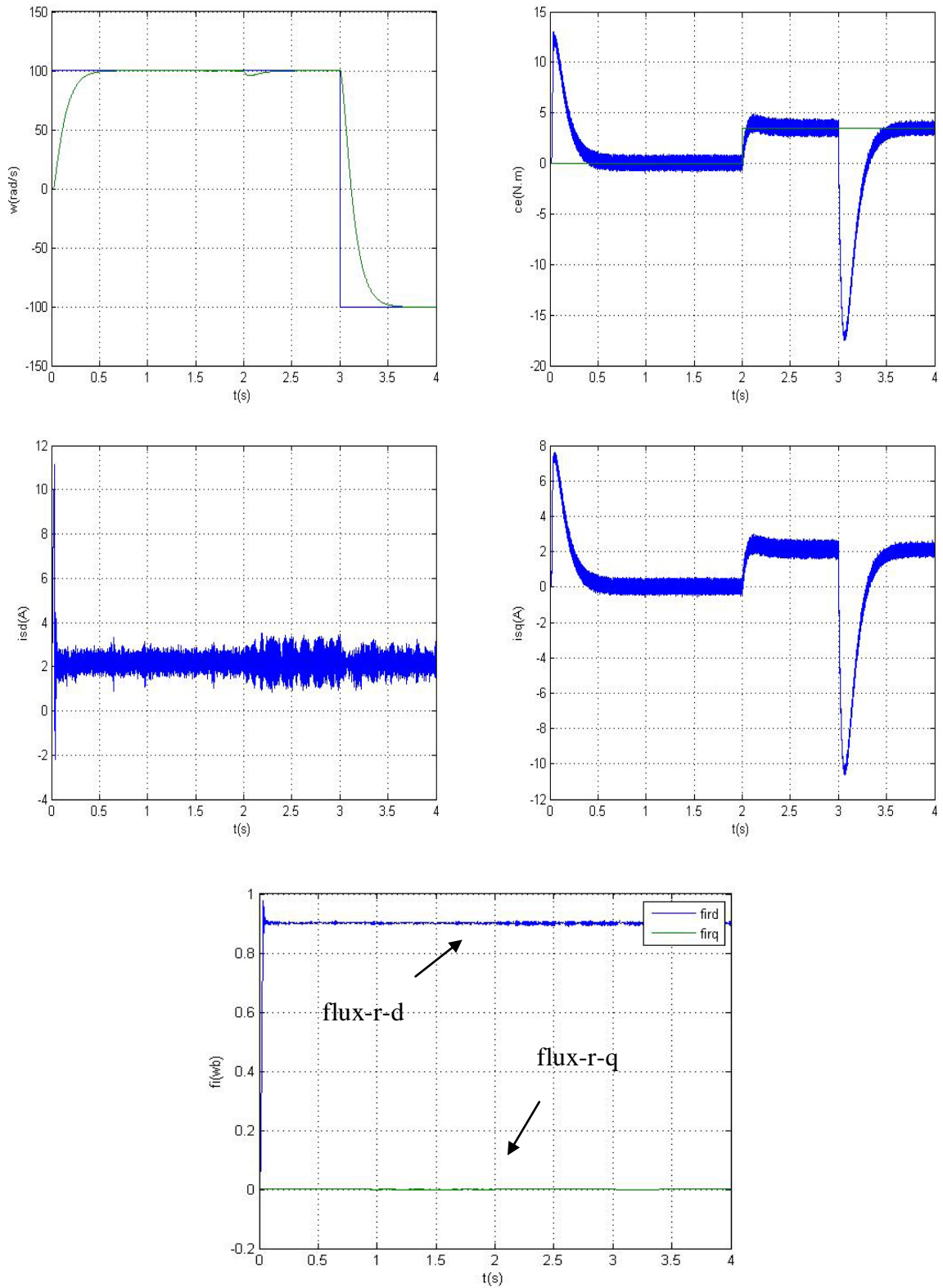


Figure II.21 Commande vectorielle directe avec onduleur MLI, $w=100\text{rad/s}$, $Cr=3.5$ à $t=2\text{s}$, et $w=-100\text{rad/s}$ à $t=3\text{s}$

III.2. Interprétations des résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur un moteur asynchrone triphasé alimenté par un onduleur de tension à MLI et piloté par une commande vectorielle indirecte. Les paramètres du moteur sont mentionnés dans l'annexe.

En régime permanent, on remarque que les résultats de simulation sont analogues. Aux régimes transitoires (démarrage, introduction de la charge, inversion de sens de rotation), les résultats sont moins performants (dépassement du flux et le courant I_s au démarrage, oscillations au moment de l'inversion de vitesse) à cause de l'absence de régulation du flux rotorique ainsi que, peut être, à la méthode d'obtention de l'angle de Park utilisée dans ce cas.

A partir de ces régimes transitoires des deux types de commande on peut constater une amélioration visible sur l'établissement du couple et, en conséquence, sur la dynamique de la vitesse garantie par la commande vectorielle directe par rapport à ce qui est obtenu avec une commande vectorielle indirecte

III.1. Interprétations des résultats de simulation de la commande vectorielle directe

Les essais de simulation effectués pour la commande vectorielle directe sont gardés les mêmes que pour la commande vectorielle indirecte.

Les simulations reportées sur les figures concernent un échelon de vitesse de 0 à 100rd/s puis l'application d'un couple de charge de 3.5Nm à $t=2s$ et enfin l'inversion du sens de rotation à -100 rd / s à $t=3 \text{ s}$.

Ces résultats montrent les performances de la régulation. on note une nette amélioration en régime dynamique. En effet, la vitesse est obtenue sans dépassement au bout d'un temps de 0.5s. Lors de l'application du couple de charge, on note une diminution de vitesse de l'ordre de 6 rd/s. L'inversion du sens de rotation du moteur de 100 rd / s à -100 rd / s a pour but de tester la robustesse de la commande vectorielle directe vis-à-vis d'une variation importante de la référence.

La caractéristique de vitesse montre que la vitesse suit sa référence avec un dépassement et une erreur statique négligeables.

Le flux rotorique est obtenu dès l'instant initial. La constante de temps du flux est très petite. On peut constater que le vecteur flux est vraiment sur l'axe d.

Le flux est légèrement perturbé lors des grandes variations de couple. La composante I_{sd} est une image du flux et la composante I_{sq} est en parfait accord avec l'évolution du couple. En régime permanent, ce couple présente des pulsations liées aux harmoniques de courant dus à l'utilisation d'un onduleur MLI.

III.3. Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique

Etude comparative entre la commande directe et indirecte

Les résultats de simulation présentés sur les figures sont donnés pour tester la robustesse de la commande vectorielle directe et indirecte vis-à-vis de la variation de la résistance de rotor R_r . Cette comparaison est faite dans les mêmes conditions de fonctionnement (consigne, charge) et dans la même configuration de simulation numérique (pas d'échantillonnage, durée de simulation).

Dans cette simulation, on applique un couple de charge au moteur égal à 3.5 Nm à $t = 2 \text{ s}$.

Le moteur tourne à une vitesse de 100 rd/s . La résistance rotorique est augmentée 100% de sa valeur nominale à $t=3 \text{ s}$. Notons que pour ces test, l'onduleur de tension n'est pas introduit.

On note d'après ces résultats de simulation obtenus pour une variation de la résistance rotorique du moteur, que la variation de cette dernière affecte la commande vectorielle directe.

En effet, son comportement reste stable et le découplage entre les deux axes d et q persiste. Par contre, le comportement statique et dynamique de la commande vectorielle indirecte est affecté. Il n'existe plus de découplage entre les axes d et q . Cela est du à la différence entre la résistance rotorique du moteur et la résistance rotorique intervenant dans la commande (bloc d'autopilotage).

Dans ce cas, l'adaptation de la résistance au niveau du bloc de commande est nécessaire; ce qui nécessite donc son estimation.

Conclusion

D'après les résultats précédents, on peut conclure que la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (directe et indirecte) est très performante et nous permet de faire fonctionner le moteur asynchrone avec des bonnes performances dynamiques et statiques.

Autrement dit, la commande vectorielle permet d'imposer au moteur asynchrone des Comportements semblables à ceux du moteur à courant continu ou à ceux de la machine synchrone dans lesquelles le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique. Cependant, l'inconvénient majeur de cette commande (particulièrement la commande vectorielle indirecte) est sa faible robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, en particulier de la variation de la température et la saturation de la résistance rotorique R_r qui intervient dans la définition de ω_r .

Afin de juger de l'efficacité de la commande proposée, des différents testes ont été effectués ou les résultats indiquent le degré de robustesse offerte par ce type de commande. Cependant cette technique de commande est moins robuste à la variations paramétriques de la machine ceci dû aux régulateurs PI qui sont dimensionné a par des paramètres initiales de la machine. Dans ce cas l'utilisation d'autres techniques de commande devienne une nécessité. Notamment la commande par mode glissant qui est l'objectif du 3ème chapitre.

Pour palier au problème de la sensibilité de la commande aux perturbations et aux incertitudes Paramétriques (telle que la résistance rotorique et statorique...) on introduit une deuxième type de commande, en l'occurrence la commande par mode glissant, ce dernier fera l'objet du chapitre qui suit.

Chapitre III

Commande par Mode Glissant

Introduction

Les algorithmes de la commande classique utilisant les régulateurs à action proportionnelle, et intégrateur, permettent de commander avec précision des processus linéaires non perturbés et à paramètres constants. Lorsque la partie commandée est soumise à des perturbations et à des variations de paramètres du système, une solution auto adaptative, qui par réajustement des paramètres des régulateurs, permet de conserver des performances fixées à l'avance en présence de perturbations et de variations de paramètres. Cette solution présente l'inconvénient de nécessiter une mise en œuvre souvent complexe. Ainsi, il est possible d'enregistrer une autre solution plus simple, faisant appel à une classe particulière de systèmes de commande, appelés « systèmes à structures variables » Ces systèmes ont fait l'objet depuis longtemps de travaux importants au Japon par H. Harachima , aux Etats Unis par Slotine et en ex-Soviétique par V. Utkin et ceci à partir des travaux théoriques du mathématicien soviétique A. F. Filipov. L'intérêt récent accordé à cette technique de commande est dû essentiellement à la disponibilité des composants électroniques plus performants et de microprocesseurs très développés [12].

La commande à structure variable (CSV) qui, par sa nature est une commande non linéaire, Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état. Utilisées pour créer une variété de (ou hyper) surfaces de glissement. Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande et qui se manifestent sur les grandeurs asservies.

Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations : augmentation de la fréquence de commutation, commande continue dans une bande autour de la variété de glissements ou décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et une composante dite continue de haute fréquence [6].

III.1 Théorie de la commande par mode de glissant

Les lois de commande classique de type PI donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque Les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes.

La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue. Ce type de commande(CSV) présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité, simplicité et temps de réponse faible. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identification des paramètres, soit à cause de simplifications sur le modèle du système [6].

III.1.1 Bases mathématiques de la commande par mode glissant

La modélisation mathématique de la commande à structure variable conduit à des équations différentielles de la forme [6] [14]:

$$X'=f(x, t) +B(x, t) V \quad (3.1)$$

avec :

X: vecteur d'état

f : vecteur de fonctions de x et t

B : matrice fonctions de x et t (une matrice n x m).

V : un vecteur commande de dimension m dont chaque composante V_i subit une discontinuité sur une surface $S_i(x)=0$.

La surface S peut s'écrire comme :

$$S(x) =0 \quad (3.2)$$

Avec

$$x=[x_1 \dots x_n]$$

$$\begin{cases} V_i^+(x, t) & \text{si } S_i(x, t) > 0 \\ V_i^-(x, t) & \text{si } S_i(x, t) < 0 \end{cases} \quad \text{pour } i=1, \dots, m \quad (3.3)$$

Dans le cas multi variables le régime glissant s'effectue sur une variété $S(x)=0$ de dimension(nxm) (intersection des m surface si $S(x)=0$).

III.1.2 Conditions pour l'existence du mode de glissement

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{\max} et U_{\min} (figure V-1), lorsque le système à régler est considéré du deuxième ordre, les grandeurs d'état sont x_{s1} et x_{s2} [15].

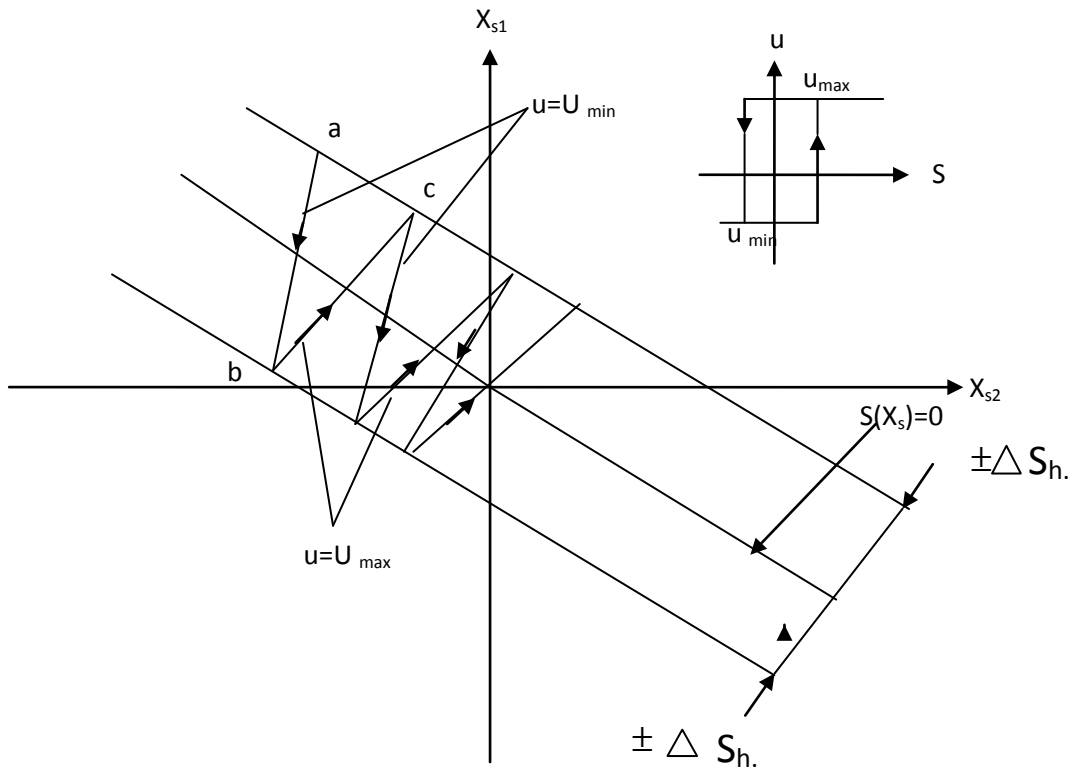


Figure III.1 Existence du mode de glissement

On admet d'abord une hystérèse sur la loi de commande $S(x_s) = 0$. Par conséquent, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta S_h$. Une trajectoire avec $U = U_{\max}$ touche au point "a" le seuil de basculement inférieur. Si avec $U = U_{\min}$, la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérèse, elle touche au point "b" le seuil de basculement où a lieu une commutation sur $U = U_{\min}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touche 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'hystérèse. Ce mouvement s'approche du régime stationnaire dans une certaine zone où des commutations continues existent. La fréquence de

commutation est finie. On suppose dans le cas idéal que l'hystérèse est infiniment petite. La loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de $S(x_s)=0$. Par conséquent, le vecteur d'état X_s suit une trajectoire qui respecte cette condition. La fréquence de commutation est donc infiniment élevée [6].

III.1.3 Synthèse de la loi de commande par mode glissant

Les systèmes asservis à retour unitaire ont pour objet de réaliser l'égalité de l'entrée et de la sortie. Les conditions d'emploi amènent à distinguer deux classes de systèmes : les systèmes régulés et les systèmes asservis. Lorsque l'entrée est constante pendant un temps suffisamment long, on parle de systèmes régulés. Lorsque la consigne varie constamment avec le temps, on parle de systèmes asservis. Pour la synthèse de la loi de commande à structure variable, on va considérer que toutes les grandeurs sont mesurables et que les caractéristiques du moteur ne varient pas ou peu ce qui constitue des hypothèses acceptables pour la mise en pratique [6].

III.1.4 Conception de la loi de commande non linéaire par mode glissant

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importantes et multiples : tel que la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité d'implantation, l'invariance...etc. et ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique de système durant le mode de glissement, et une autre discontinue représentant la dynamique de système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle. La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre [1].

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

III.1.4.1 Choix de la surface de glissement

Il est déterminé sur la base du système et des performances désirées. Dans un cas plus général, considérons le système décrit par la représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)U \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3.4)$$

La forme d'équation générale pour la surface de glissement, proposée par "J.J. Slotinie" et assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, est donnée par :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (3.5)$$

avec :

$$e(x) = x_{ref} - x$$

$e(x)$: écart de la variable à régler

λ_x : Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré

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

III.1.4.2 Etablissement de la condition de convergence

La condition de convergence ou d'attractivité permet aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement. Il s'agit de formuler une fonction scalaire de Lyapunov $V(x) > 0$ à énergie finie.

Soit la fonction de Lyapunov définie positive. Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.6)$$

Puisque la dérivée est négative, d'où la condition de convergence s'exprime par :

$$S(x) \cdot S'(x) < 0 \quad (3.7)$$

III.1.4.3 Détermination de la loi de commande

La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties. La première concerne la linéarisation exacte et la deuxième est stabilisante. Cette dernière est très importante dans le réglage par le mode glissant. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

A. Commande équivalente

Un vecteur x de la commande équivalente u_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. On suppose que les relais n'ont ni seuil, ni hystérésis, ni retard de

commutation et que le modèle mathématique de l'application n'a négligé aucune constante de temps, ce régime n'ayant lieu que sur.

$$S_i(x)=0 \quad i=1,2,3,\dots,m \quad (3.8)$$

On exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme :

$$\frac{dS_i}{dt}=S_i=0 \quad (3.9)$$

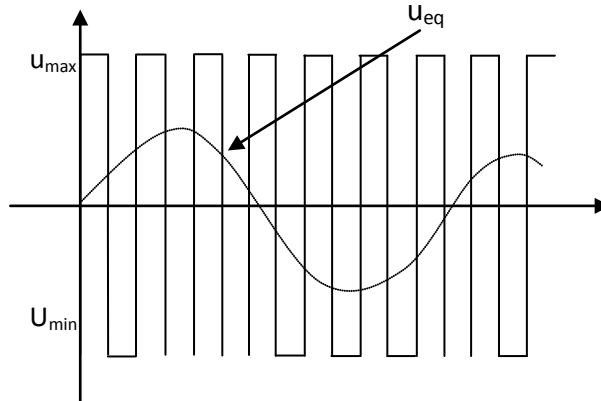


Figure III.2 Interprétation de u_{eq}

La commande effective U_i , pour $i=1, 2,3,\dots, m$ peut être constituée par une composante U_{ieq} de basse fréquence et une composante U_{in} no linéaire. On obtient ainsi :

$U_i = U_{ieq} + U_{in}$ tel que :

$$U_i = \begin{cases} U_{in}^+ & \text{si } S_i > 0 \\ U_{in}^- & \text{si } S_i < 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

Les amplitudes des oscillations sur les réponses des systèmes en régime glissant peuvent être fortement réduites en utilisant la commande décrite par l'équation (3.4), au lieu de celle représentée par l'équation (3.1) qui n'introduit pas la commande équivalente.

B. Commande discontinue de base

Plusieurs choix pour la commande discontinue (U_n) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande $U_n=[U_1,U_2,\dots,U_m]$ avec la fonction sign par rapport à $S_n=[S_1,S_2,\dots,S_m]$, tel que:

$$\text{Sign}(s) = +1 \quad \text{si } S > 0$$

$$\text{Sign}(s) = -1 \quad \text{si } S < 0$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (III-3)

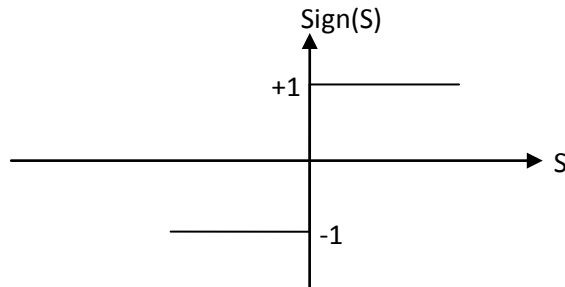


Figure III.3 Définition de la fonction sign

u s'exprime donc comme:

$$u = K \cdot \text{sign}(s)$$

où K est un gain positif.

III.1.5 Structure des régulateurs

Pour commander la machine asynchrone il faut :

- assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées,
- assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations des variations des paramètres et des charges mécaniques sur l'arbre du moteur.

On propose une structure en cascade des régulateurs à structure variable, dont le but est de contrôler la vitesse, le flux ainsi que les deux composantes du courant.

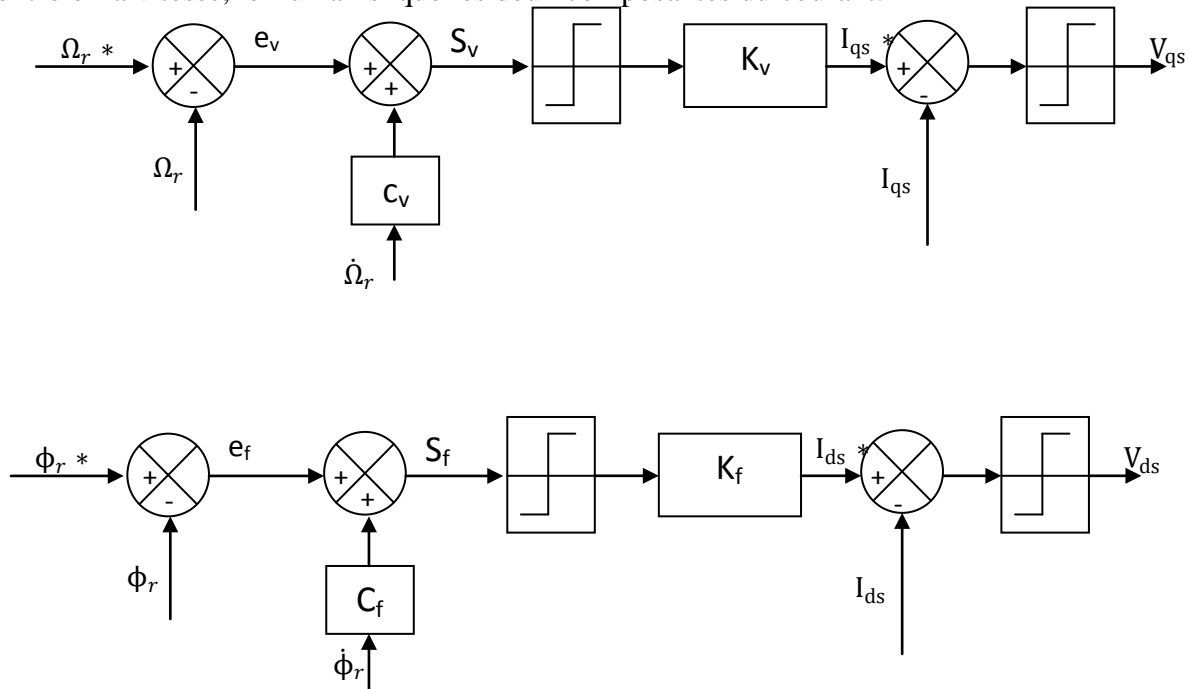


Figure III.4 Schémas bloc des régulateurs

III.1.5.1 Sélection des surfaces de commutation

Les surfaces de commutation sont choisies dans le but d'imposer un comportement désiré au moteur dans le régime transitoire. Alors, pour les boucles de vitesse et de flux, les surfaces de glissement sont choisies pour assurer un temps de réponse désiré, ainsi qu'une précision des grandeurs régulées. Ces surfaces sont données :

- pour la vitesse :

$$\begin{cases} S_v = C_v \dot{e}_v + e_v \\ e_v = \Omega_r - \Omega_r^* \end{cases} \quad \text{avec } C_v > 0 \quad (3.11)$$

- pour le flux :

$$\begin{cases} S_f = C_f \dot{e}_f + e_f \\ e_f = \Phi_r - \Phi_r^* \end{cases} \quad \text{avec } C_f > 0 \quad (3.12)$$

Pour la boucle des courants, les surfaces sont choisies pour assurer une réponse instantanée. Les composantes I_{qs} et I_{ds} sont contrôlées indépendamment. Les surfaces correspondantes sont :

- pour les courants I_{qs} et I_{ds} :

$$\begin{aligned} S_q &= I_{qs}^* + I_{qs} \\ S_d &= I_{ds}^* + I_{ds} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Les entrées du régulateurs correspondant sont données par :

$$\begin{aligned} I_{qs}^* &= K_v \text{sign}(S_v) \\ I_{ds}^* &= K_f \text{sign}(S_f) \\ V_{qs} &= K_q \text{sign}(S_q) \\ V_{ds} &= K_d \text{sign}(S_d) \end{aligned} \quad (3.14)$$

III.2 Détermination des paramètres pour la loi de CSV

Les paramètres de la commande sont à définir à partir d'une seule condition nécessaire et suffisante d'existence du régime glissant :

III.2.1 Boucle de vitesse

On utilise une régulation à structure variable de vitesse qui génère le courant de référence i_{qs}^* le contrôle direct de couple électromagnétique du moteur se fait par l'imposition des courants statoriques .

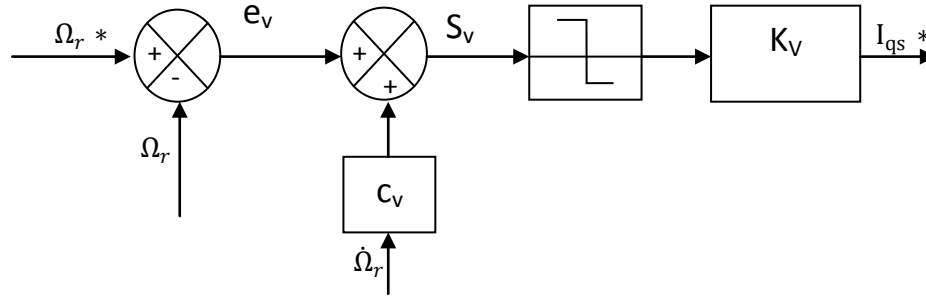


Figure III.5 Schéma bloc de la régulation de la vitesse

La synthèse de la loi de commande à structure variable pour la régulation de vitesse de la machine asynchrone est effectuée à partir de l'équation mécanique .

$$\dot{\Omega}_r = -\frac{f}{j} \Omega_r + \frac{1}{j} (C_e - C_r) \quad (3.15)$$

Le couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r I_{qs} \quad (3.16)$$

D'où pour une référence constante on a :

$$\begin{aligned} \dot{S}_v = \dot{\Omega}_r &= -\frac{f}{j} \Omega_r + \frac{1}{j} \left(\frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r I_{qs} - C_r \right) \\ \ddot{S}_v = \ddot{\Omega}_r &= -\frac{f}{j} \left(-\frac{f}{j} \Omega_r + \frac{1}{j} \left(\frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r I_{qs} - C_r \right) + \frac{1}{j} \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r I_{qs} \right) \end{aligned} \quad (3.17)$$

A partir de l'équation (3.11), on a

$$\dot{S}_v = C_v \ddot{e}_v + \dot{e}_v \quad (3.18)$$

Rapportons (3.17) dans (3.18), on a

$$\dot{S}_v = -\frac{f}{j} \Omega_r + \frac{1}{j} \left(\frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r I_{qs} - C_r \right) \quad (3.19)$$

Selon le théorème de Lyapounov, et à partir des équations (3.8),(3.9),(3.14), on a :

$$\text{Si } s_v > 0 \Rightarrow \dot{S}_v < 0 :$$

$$(3.19) \Leftrightarrow -f\Omega_r + \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r K_v - C_r < 0 \Rightarrow K_v < \frac{f\Omega_r + C_r}{\frac{3}{2} \frac{PM}{L_r} \phi_r} \quad (3.20)$$

Si $s_v < 0 \Rightarrow \dot{S}_v > 0$:

$$(3.19) \Leftrightarrow -f\Omega_r + \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r K_v - C_r > 0 \Rightarrow K_v < \frac{f\Omega_r + C_r}{\frac{3}{2} \frac{PM}{L_r} \phi_r} \quad (3.21)$$

A partir de (3.20) et (3.21) ; le gain K_v est donnée par :

$$K_v < \max C_r \Omega_r \phi_r - \left| \frac{f\Omega_r + C_r}{\frac{3}{2} \frac{PM}{L_r} \phi_r} \right| \quad (3.22)$$

III.2.2 Boucle de flux

On utilise aussi, comme pour la vitesse, une régulation à structure variable de flux qui génère

Le courant de référence I_{ds}^* .

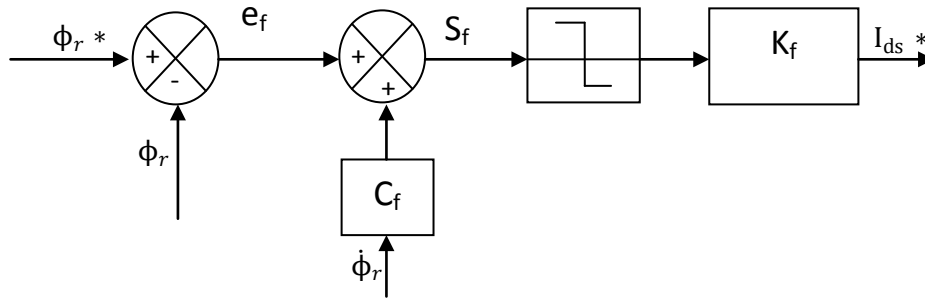


Figure III.5 Schéma bloc de la régulation du flux

La synthèse de la loi de commande à structure variable pour la régulation du flux de la machine asynchrone est effectuée à partir de l'équation (2.2).

$$\dot{\phi}_r = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{M}{T_r} I_{ds} \quad (3.23)$$

D'où ; pour une référence constante ($\phi_r^* = \text{constante}$) on à :

$$\begin{aligned} \dot{S}_v &= \dot{\phi}_r = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{M}{T_r} I_{ds} \\ \ddot{S}_v &= \ddot{\phi}_r = -\frac{1}{T} \left[-\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{M}{T_r} I_{ds} \right] + \frac{M}{T_r} I_{ds}^* \end{aligned} \quad (3.24)$$

A partir de l'équation (3.11), on à :

$$\dot{S}_f = C \ddot{e}_f + \dot{e}_f$$

Rapportons (3.24) dans (3.11), on obtient :

$$T_r^2 \dot{S}_f = -C_r \phi_r + (T_r M - C_f M) I_{ds} - T_r \quad (3.25)$$

Selon le théorème de Lyapunov, et à partir des équations (3.24), (3.25), on a :

Si $s_f > 0 \Rightarrow \dot{S}_f < 0$:

$$(3.24) \Leftrightarrow C_r \phi_r + M(T_r - C_f)K_f - T_r \phi_r < 0 \Rightarrow K_f < \frac{\phi_r}{M} \quad (3.26)$$

Si $s_f < 0 \Rightarrow \dot{S}_f > 0$:

$$(3.24) \Leftrightarrow C_r \phi_r + M(T_r - C_f)K_f - T_r \phi_r > 0 \Rightarrow K_f > \frac{\phi_r}{M} \quad (3.27)$$

À partir de (3.26) et (3.27), le gain K_f est donné par :

$$K_f < \max \phi_r - \left| \frac{\phi_r}{M} \right|$$

III.2.3 Boucles de courants

On utilise une régulation à structure variable des courants statoriques pour générer les tensions (V_{qs} et V_{ds})

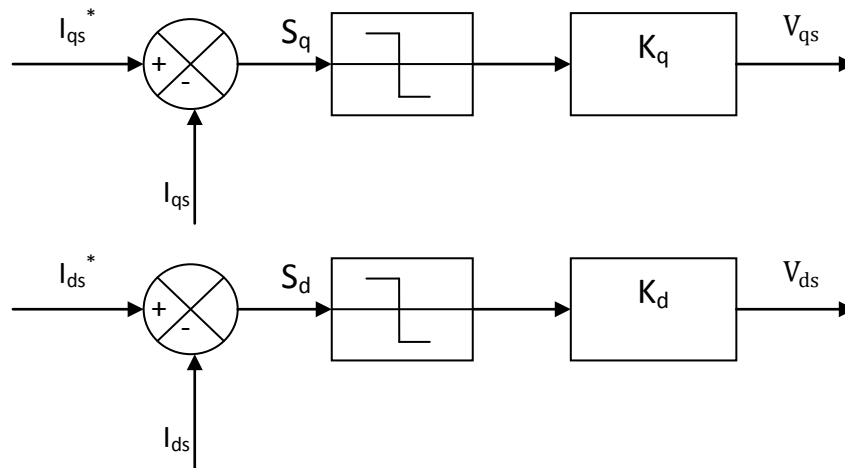


Figure III.7 Schéma bloc pour la régulation des courants

La synthèse de la loi de commande à structure variable pour la régulation des courants de la machine asynchrone est effectuée à partir des équations suivantes :

$$I_{ds}^* = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{M R_r}{L_s \sigma L_r^2} \phi_r + \frac{1}{L_s \sigma} V_{ds} \quad (3.28)$$

$$I_{qs}^* = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) I_{qs} - \omega_s I_{ds} - \frac{M R_r}{L_s \sigma L_r^2} \phi_r + \frac{1}{L_s \sigma} V_{qs}$$

À partir des équations (2.12) et (2.13), on a :

$$\dot{S}_q = -I_{qs}^* \quad (3.29)$$

$$\dot{S}_d = -I_{ds}^*$$

Rapportons (2.28) dans (2.29), on obtient:

$$L_s \sigma \dot{s}_q = \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) I_{qs} + L_s \sigma \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_r - V_{qs} \quad (3.30)$$

$$L_s \sigma \dot{s}_d = \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) I_{ds} - L_s \sigma \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r - V_{qd}$$

Selon le théorème de Lyapunov , et à partir des équation (2.8),(2.9)et(2.14) on a :

$$\text{Si } S_q > 0 \Rightarrow \dot{s}_q < 0 : (3.30) \Leftrightarrow \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) I_{qs} + L_s \sigma \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_r - K_q < 0$$

$$\Rightarrow K_q > \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) I_{qs} + L_s \sigma \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_r \quad (3.31)$$

$$\text{Si } S_q < 0 \Rightarrow \dot{s}_q > 0 : (3.30) \Leftrightarrow \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) I_{qs} + L_s \sigma \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_r - K_q < 0$$

$$\Rightarrow K_q > \left(\left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) I_{qs} + L_s \sigma \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_r \right) \quad (3.32)$$

$$\text{Si } S_d > 0 \Rightarrow \dot{s}_d < 0 : (3.30) \Leftrightarrow \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) I_{ds} - L_s \sigma \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r - K_d < 0$$

$$\Rightarrow K_d > \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) I_{ds} - L_s \sigma \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \quad (3.33)$$

$$\text{Si } S_d < 0 \Rightarrow \dot{s}_d > 0 : (3.30) \Leftrightarrow \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) I_{ds} - L_s \sigma \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r + K_d > 0$$

$$\Rightarrow K_d > \left(\left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) I_{ds} - L_s \sigma \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \right) \quad (3.34)$$

A partir de (3.31),(3.32)et(3.33),(3.34) respectivement ,les gains K_q et K_d sont donnée par :

$$K_q > \left| \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) I_{qs} + L_s \sigma \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_r \right|$$

$$K_d > \left| \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) I_{ds} - L_s \sigma \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \right|$$

III.4 Domaine d'application de la commande par Mode Glissant

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans les domaines d'entraînement à vitesse variable. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables: ou complètement ouvertes ou complètement fermées. Une autre application consiste à l'utilisation des onduleurs monophasés ou triphasés à pulsation pour l'alimentation des machines asynchrones ou synchrones [9].

Les entraînements électriques pour des machines outils ou des robots, entraînement qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur de réglage par mode glissant [9].

III.5 Résultat de simulation

Commande par mode glissant avec onduleur $\omega=100\text{rad/s}$, $C_r=3.5$ à $t=2\text{s}$

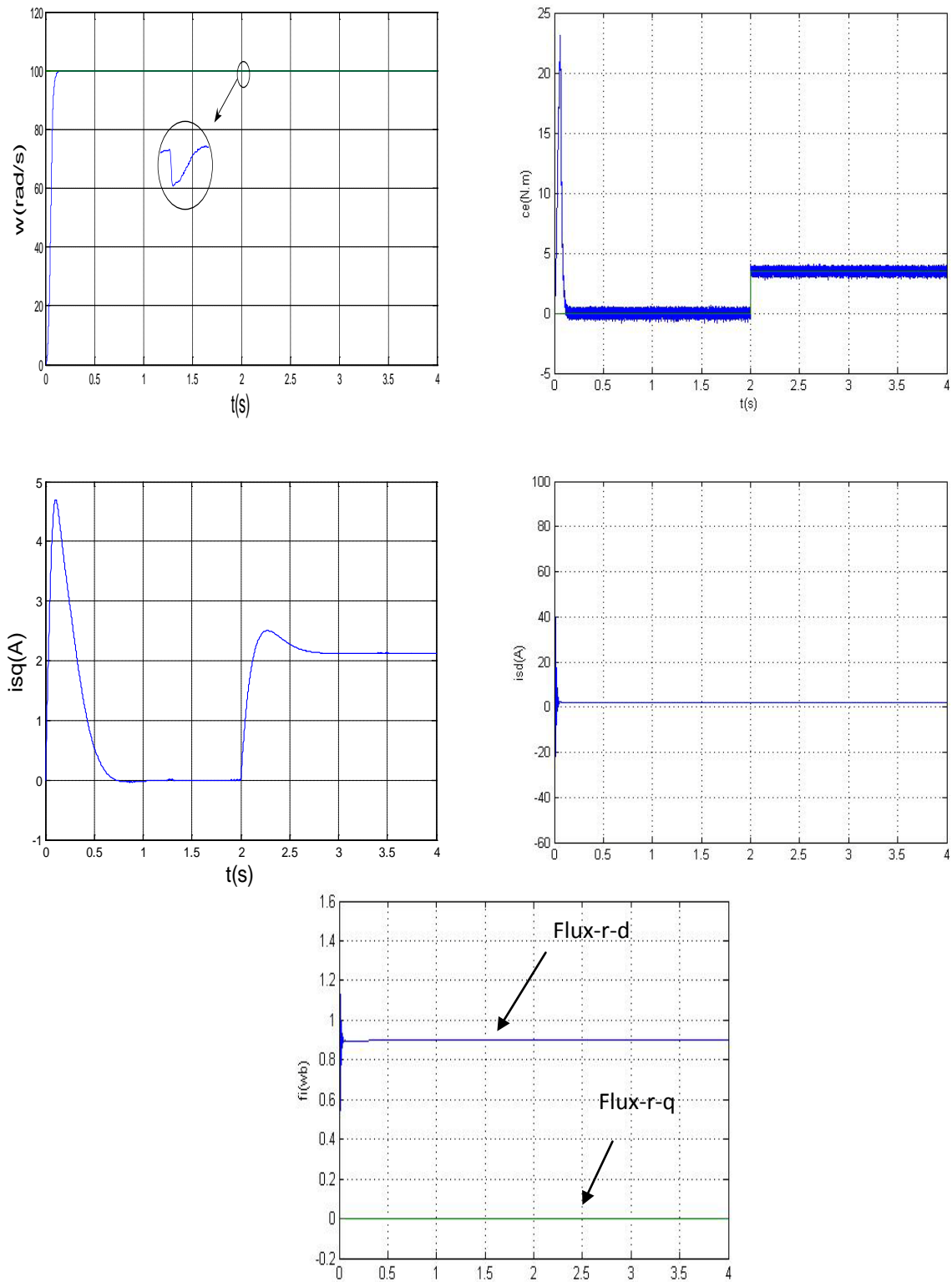


Figure III.7 Commande par mode glissant avec onduleur $\omega=100\text{rad/s}$, $C_r=3.5$ à $t=2\text{s}$

Commande par mode glissant avec onduleur, $w=100\text{rad/s}$, $C_r=3.5$ à $t=2\text{s}$, et $R_r=2*R_r$ à $t=3\text{s}$

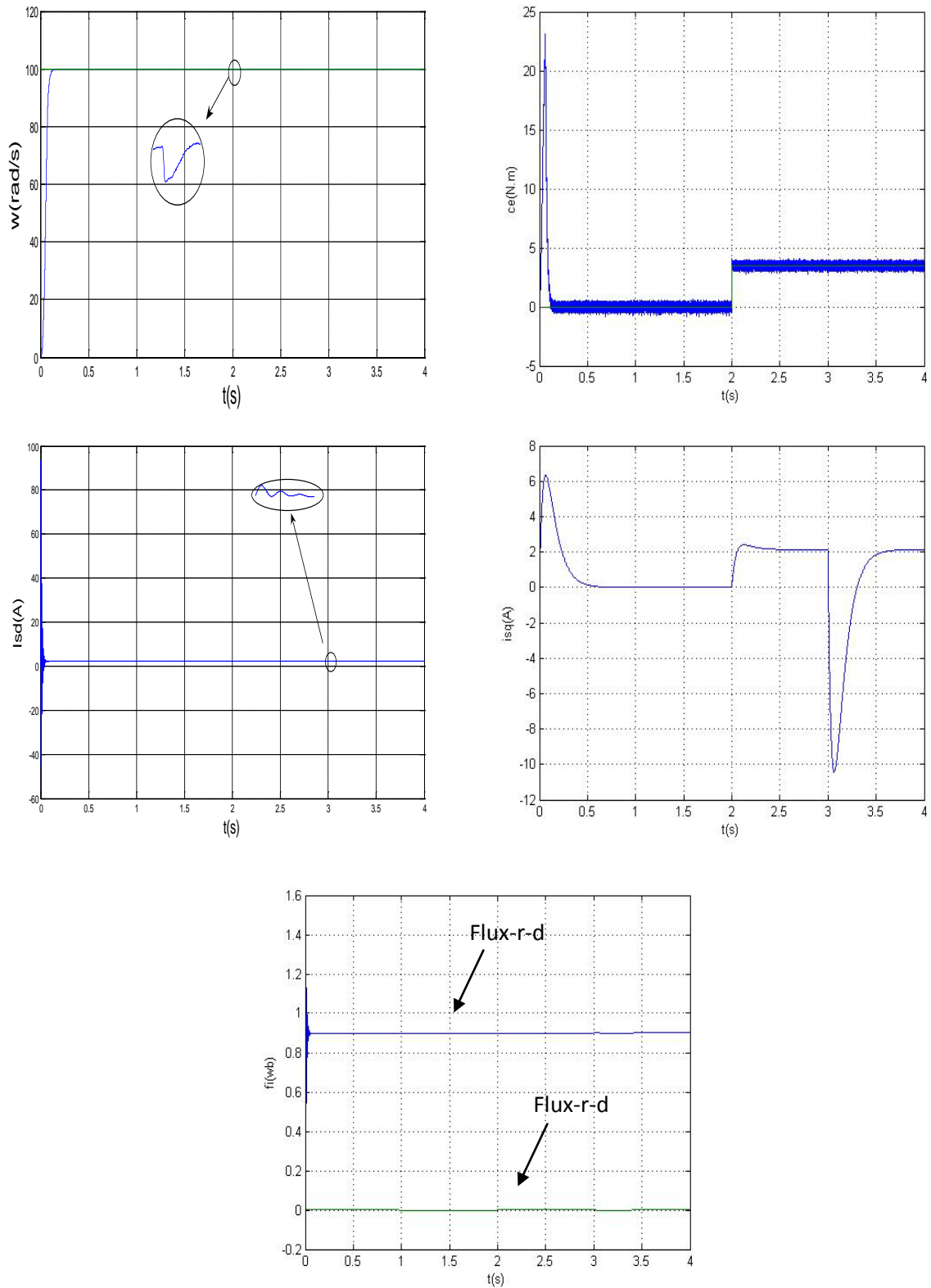


Figure III.8 Commande par mode glissant avec onduleur, $w=100\text{rad/s}$, $C_r=3.5$ à $t=2\text{s}$, et $R_r=2*R_r$ à $t=3\text{s}$

Commande par mode glissant avec onduleur, $w=100\text{rad/s}$, $C_r=3.5$ à $t=2\text{s}$, et $w=-100\text{rad/s}$ à $t=3\text{s}$

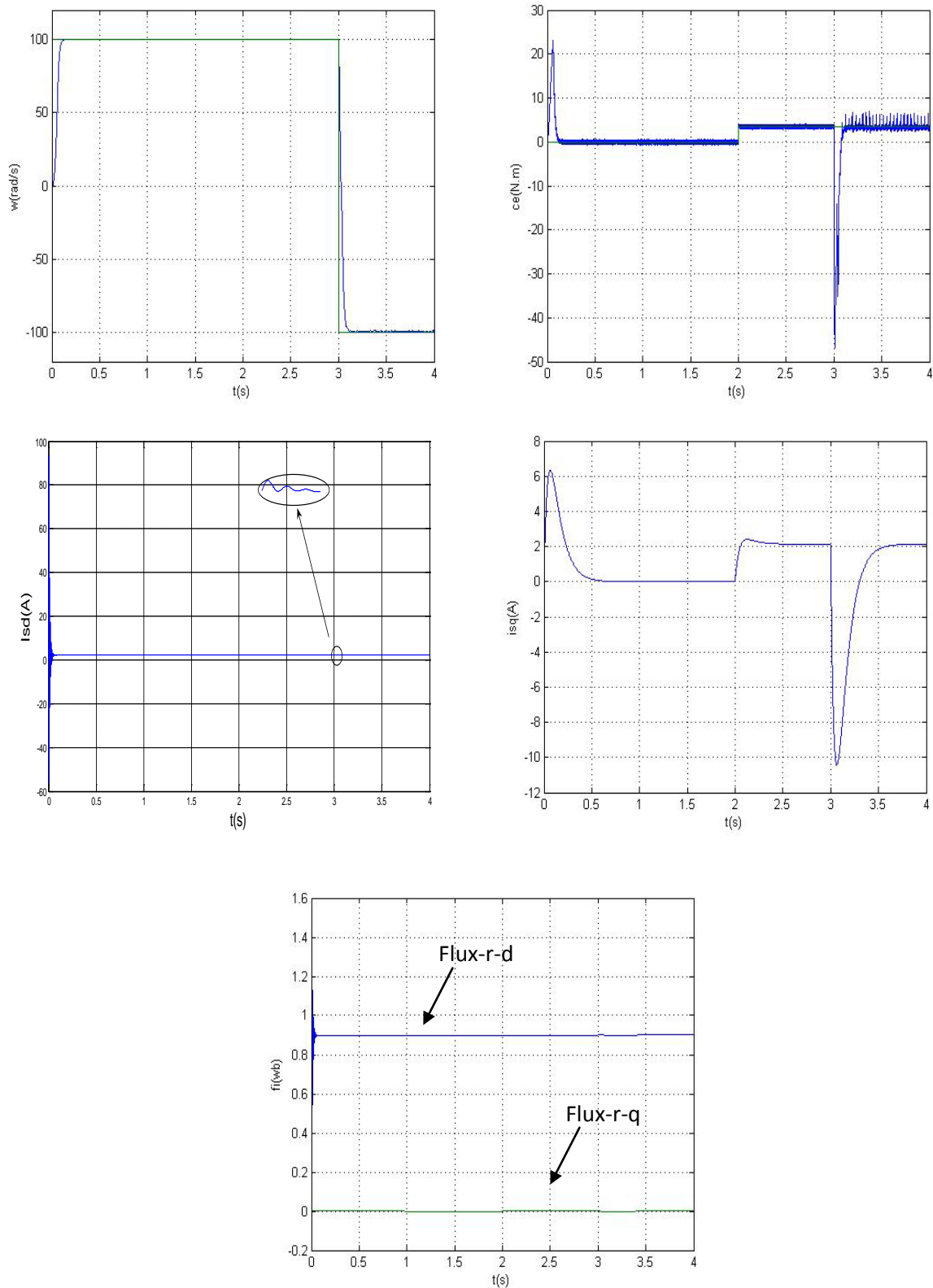


Figure III.9 Commande par mode glissant avec onduleur, $w=100\text{rad/s}$, $C_r=3.5$ à $t=2\text{s}$, et $w=-100\text{rad/s}$ à $t=3\text{s}$

III.5.1 Interprétations des résultats de simulation de la commande par mode glissant

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur un moteur asynchrone triphasé alimenté par un onduleur de tension à MLI et pilotée par une commande par mode glissant on applique une charge $C_r=3.5$ à $t=2s$

On constate également que la vitesse atteint très rapidement sa référence sans aucun dépassement. La courbe du couple électromagnétique montre le fort couple aux premiers temps de démarrage, puis suit sa consigne. Le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge. Le flux rotorique prend la valeur 0.9 et reste toujours constant quelque soit les variations appliquées.

Les résultats de simulation obtenus pour le cas de variation de la résistance rotorique de $R_r=2 \cdot R_r$ à $t = 3s$ sont présentés sur la figure (III-8). On remarque que la vitesse, le couple, le flux, et le courant statorique ne changent pas.

On constate aussi l'importance de cette commande sur le maintien de la constance du flux ce qui confirme la robustesse de la commande par mode glissant en présence de variation paramétrique. La figure (III-9) constitue les courbes pour l'inversion de la vitesse. On remarque que la vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse court. L'allure du couple électromagnétique et du courant statorique présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

Au moment de l'inversion de la vitesse on constate une variation négligeable au niveau des composantes du flux rotorique, donc on peut dire que le découplage est parfaitement réalisé.

CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre l'application de la technique de commande par mode glissant pour la commande du moteur asynchrone. nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances suite à la nature de la commande a structure variable qui s'adapte bien aux systèmes non linéaires.

La commande par mode glissant montre que les performances sont meilleures autour de point de fonctionnement, aussi bien par rapport à l'inversion de vitesse, la variation de la charge et la variation paramétrique. De plus cette commande présente la facilité d'implantation en pratique.

La commande par mode glissant était adaptée dans la commande des systèmes non linéaires où les paramètres incertains et variables ne peuvent influencer la robustesse de cette technique.

Par ailleurs, on peut choisir plusieurs formes de la surface de glissement, de même qu'on peut travailler sur plusieurs surfaces en même temps.

Finalement on peut conclure que la caractéristique essentielle de cette technique est la capacité de robustesse, cette dernière garantie une bonne insensibilité à la variation paramétrique du système à commander.

Chapitre IV

Etude Comparative Entre la Commande Vectorielle et Par mode glissant

Introduction

Dans ce chapitre on a étudié une comparaison entre la commande PI et la commande par mode glissant (CMG) d'un moteur asynchrone triphasé, dans les mêmes conditions de fonctionnement (références, charges, perturbations,...). Et dans la même configuration de simulation numérique (Le pas d'échantillonnage, temps de simulation,...). La première structure utilise un régulateur classique de type PI .D'autre part, la seconde structure, basée sur un régulateur a structure variable.

L'interprétation des résultats se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque technique de commande. Les structures sont alors simulées en mode de variateur de vitesse pour différentes perturbations sur le couple et la résistance rotorique.

Pour les taches qui vont suivre on signale que cette comparaison est réalisé pour une même vitesse de cosigne (100rad/s), un même couple de charge statique (3.5 N.m), et un même flux rotorique (0.9 Wb).

IV.1 Teste de robustesse à l'application d'une charge

La figure (IV-1) représente la vitesse, le couple, le flux et le courant statorique dans le cas d'un démarrage à vide après on applique une charge ($C_r=3.5\text{N.m}$) a l'instant ($t=2\text{s}$) pour une référence de vitesse (100rad/s).

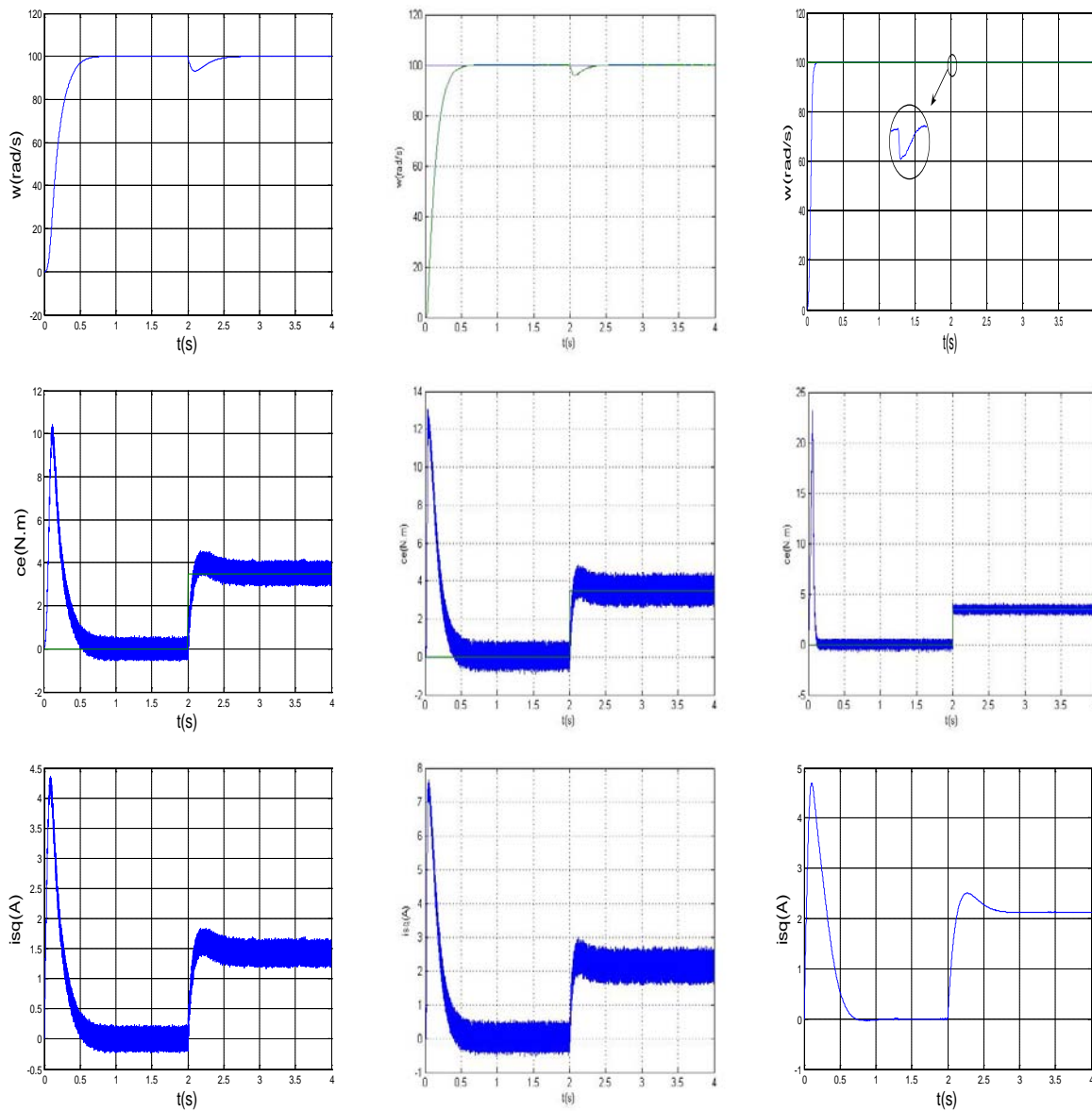
On constate également que la vitesse suit sa nouvelle référence dans les deux types de commande mais dans CMG inférieur à celui présenté dans PI, ce temps de réponse peut être expliqué par la rapidité du CMG.

Nous constatons également que Pour le réglage par PI le couple électromécanique ne répond pas instantanément, et la vitesse rejoint sa référence après une déformation.

Les deux courbes de flux prene la valeur 0.9 (wb) est reste toujours constant quelque soit les variations appliquées, Les courbes des courants présentent des oscillations lors de régime transitoire.

Résultat de simulation

Etude comparative entre la commande par PI et CSV au niveau d'application d'une charge



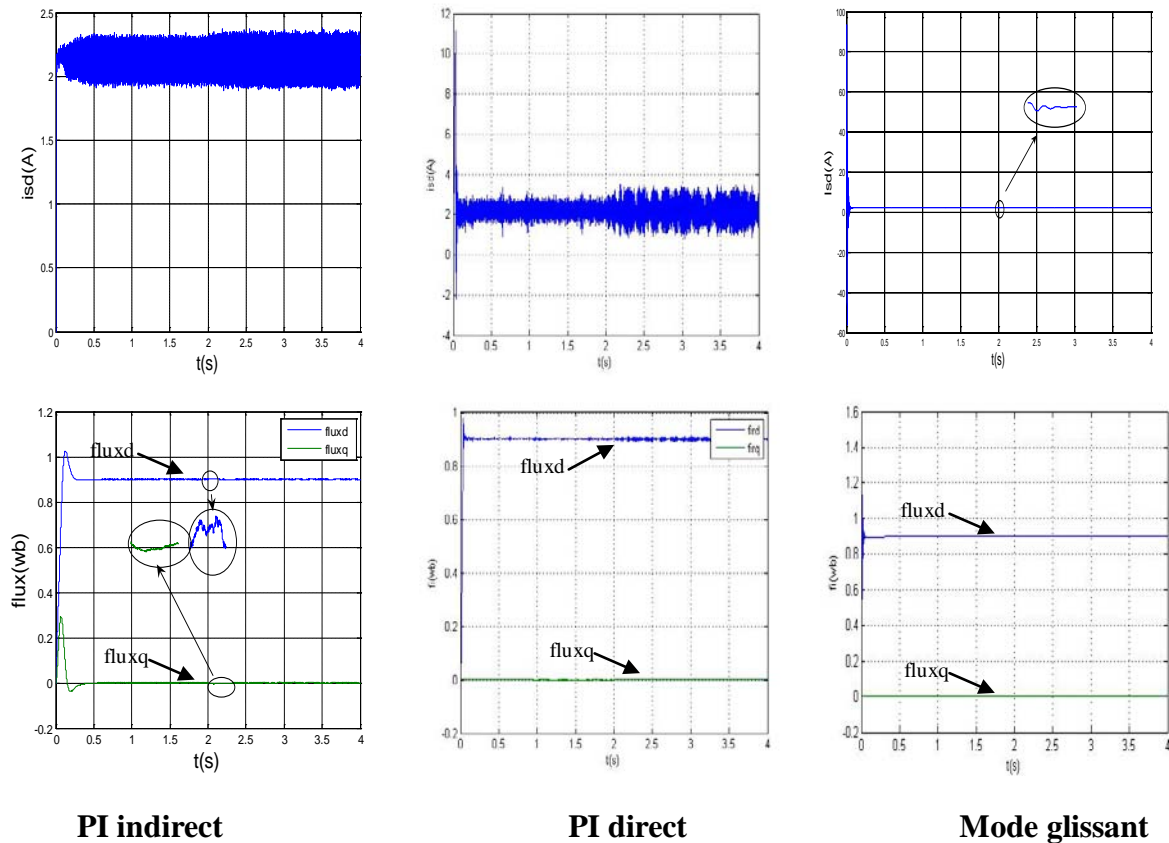


Figure IV.1 Comparaison au niveau d'application d'une charge.

IV.2 TEST DE ROBUSTESSE A L'INVERSEMENT DE LA VITESSE

La figure (IV.2) représente la vitesse, le couple, le flux et le courant du moteur asynchrone triphasé dans le cas d'un démarrage en charge ($C_r = 3.5$ N.m), pour une référence de vitesse (100rad/s), suivi à l'instant ($t = 3$ s) d'une inversion de vitesse dans les deux types de commande.

Les couples donnés par PI subit un pic de transition puis regagnent leurs valeurs de référence, alors que le couple donné par la (CMG) présente un pic plus important mais il regagne rapidement sa valeur de référence. Les deux courbes du flux montrent que le découplage entre le couple et le flux est maintenu. Les courbes de courants présentent des oscillations lors de régime transitoire.

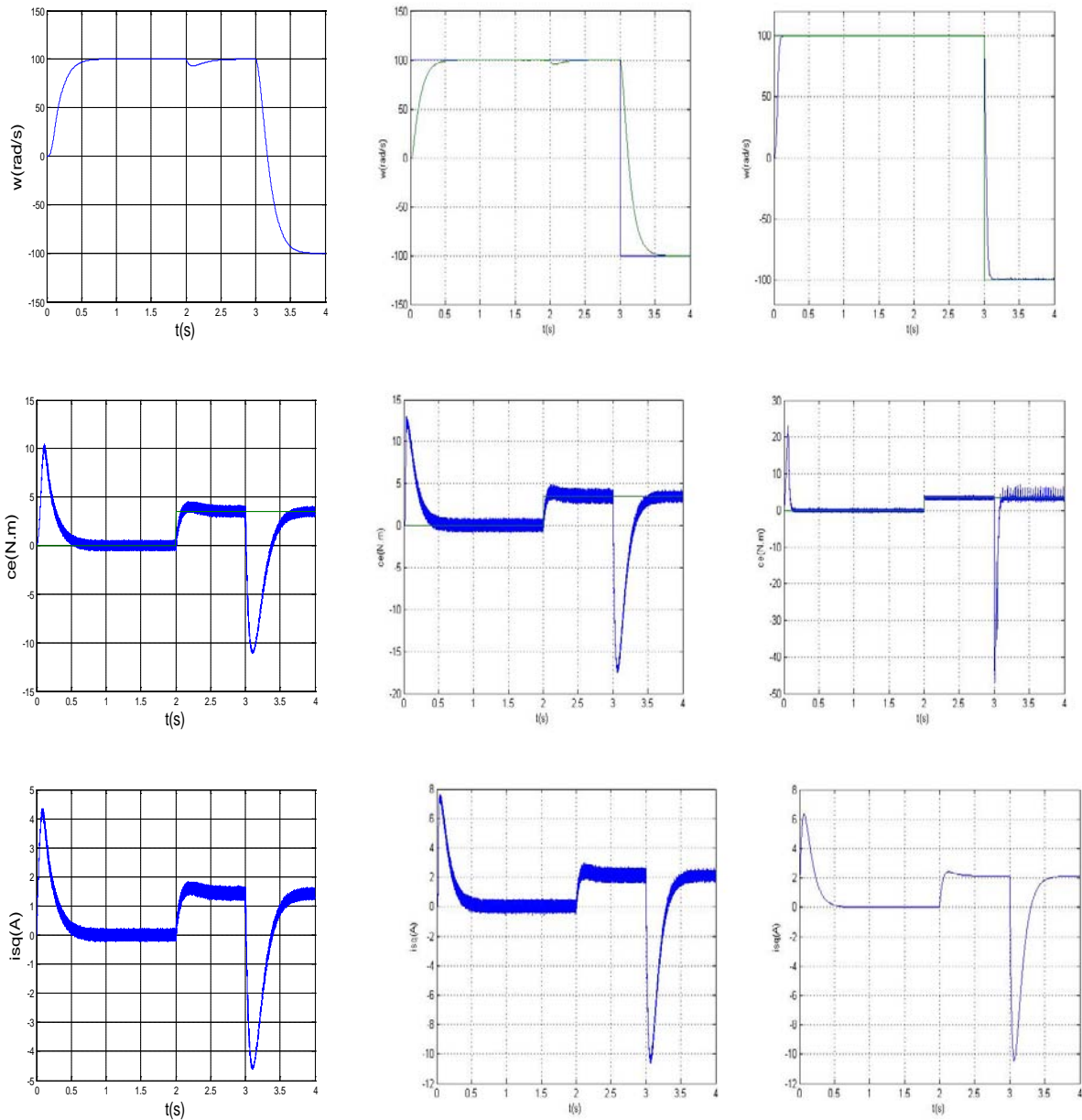
On remarque que les réponses obtenues avec les deux types de réglage montrent clairement que le système commandé avec la (CMG) est plus robuste par rapport au réglage par PI.

D'après la figure (IV.2), on remarque que le temps de réponse du (CMG) est plus rapide, que pour le PI. On constate également que le changement du sens de la vitesse influe considérablement sur la forme du flux obtenu par PI.

D'autre part, les résultats de la figure (IV.2) montrent que le couple obtenu par le (CMG) diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par le PI est retenu à sa valeur maximale plus longtemps, et surtout pour la phase de changement du sens de rotation. Dans ce fait on peut expliquer la grande rapidité de la réponse en vitesse obtenue avec le (CMG).

Résultat de simulation

Etude comparative entre la commande par PI et CSV au niveau de l'inversement de la vitesse.



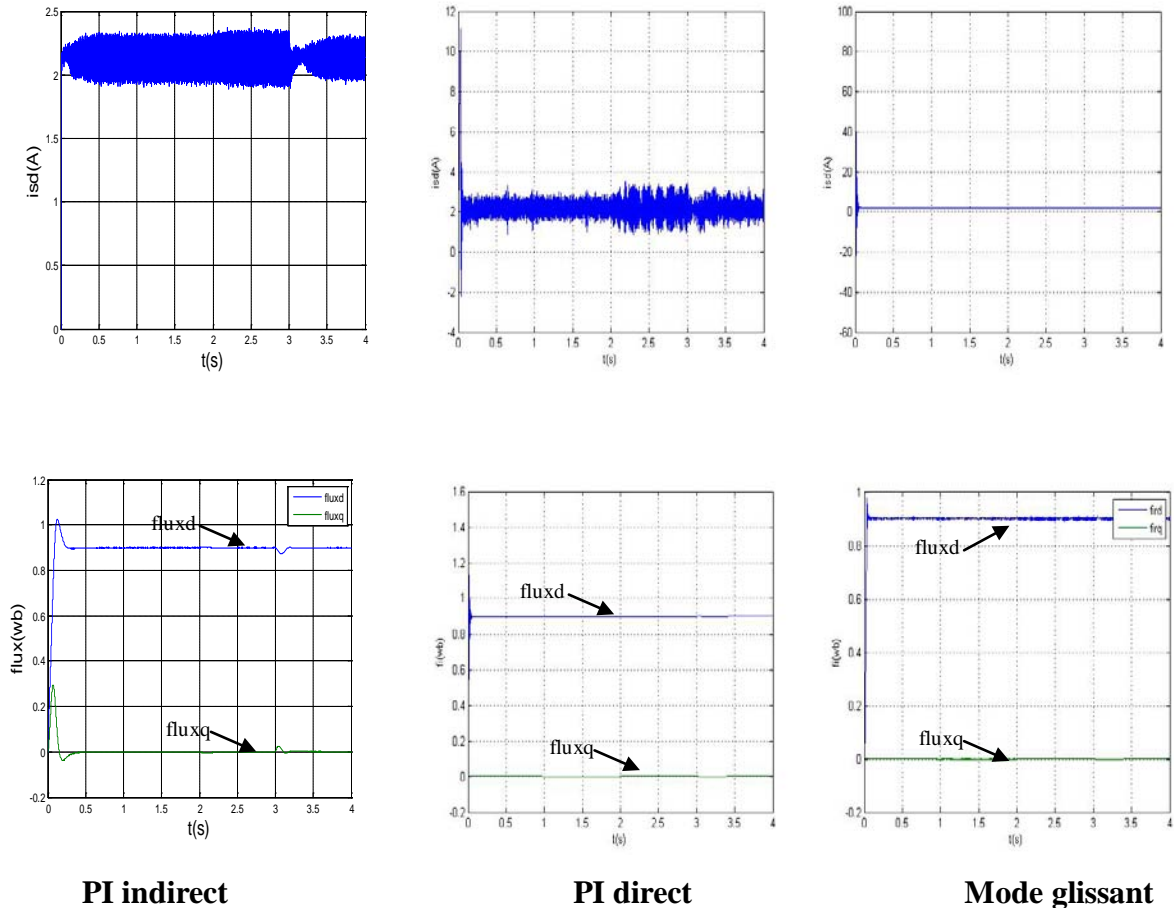


Figure VI.2 Comparaison au niveau de l'inversement de la vitesse

IV.3 TEST DE ROBUSTESSE A LA VARIATION DE LA RESISTANCE

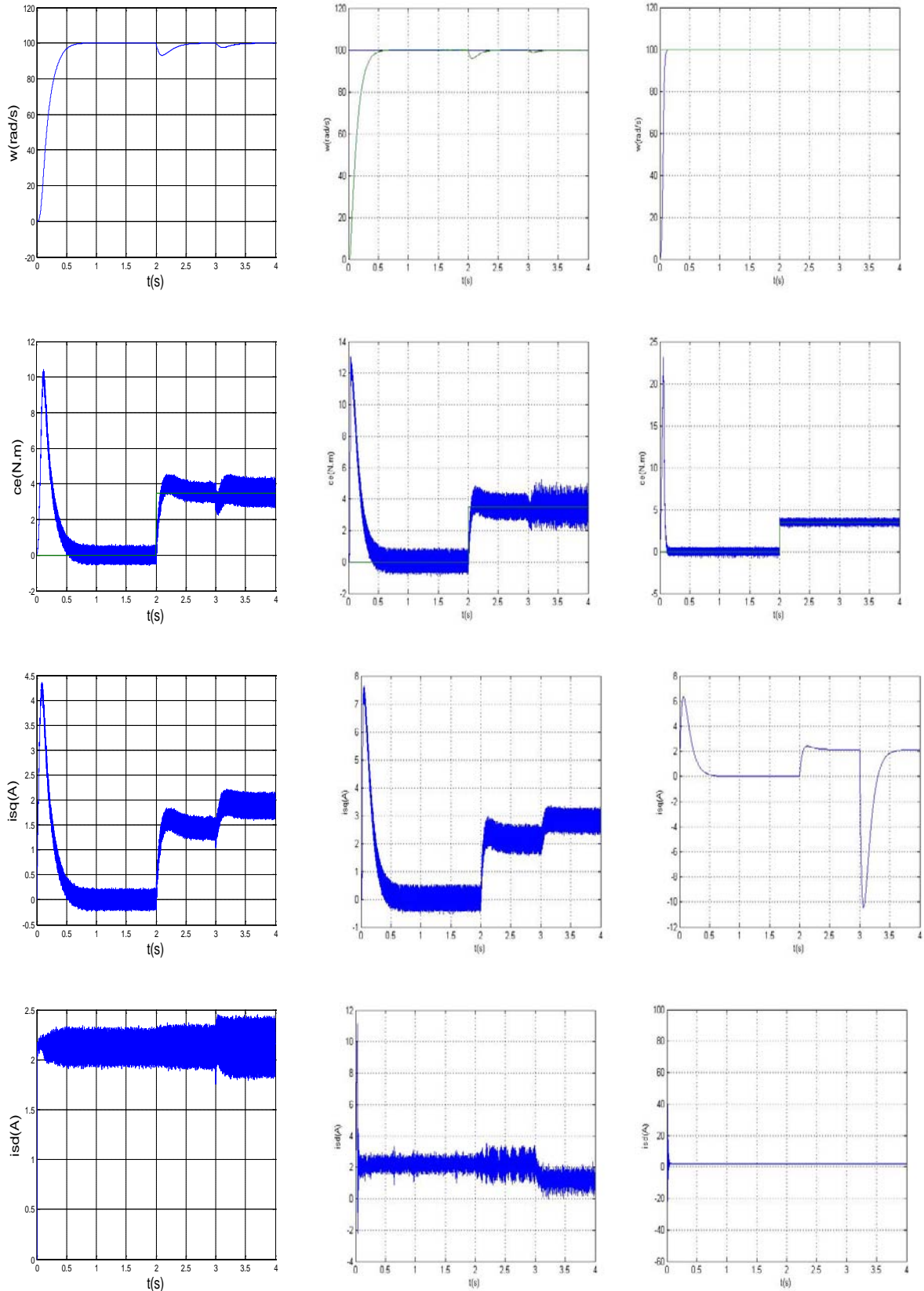
ROTORIQUE :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la résistance rotorique de 100% et de la résistance nominale est présente sur la figure (IV.3).

La vitesse et le couple dans les deux courbes suivent parfaitement leurs références par contre la (CMG) présente un temps de réponse plus faible que la PI, Les courbes des courants présentent des oscillations lors de régime transitoire. La courbe de flux diverge totalement au leur valeur désirer dans la PI par contre la courbe dans la (CMG) le flux reste toujours constant quelle que soit les variations appliquées.

Résultat de simulation

Etude comparative entre la commande par PI et CSV au niveau de variation de la résistance rotorique



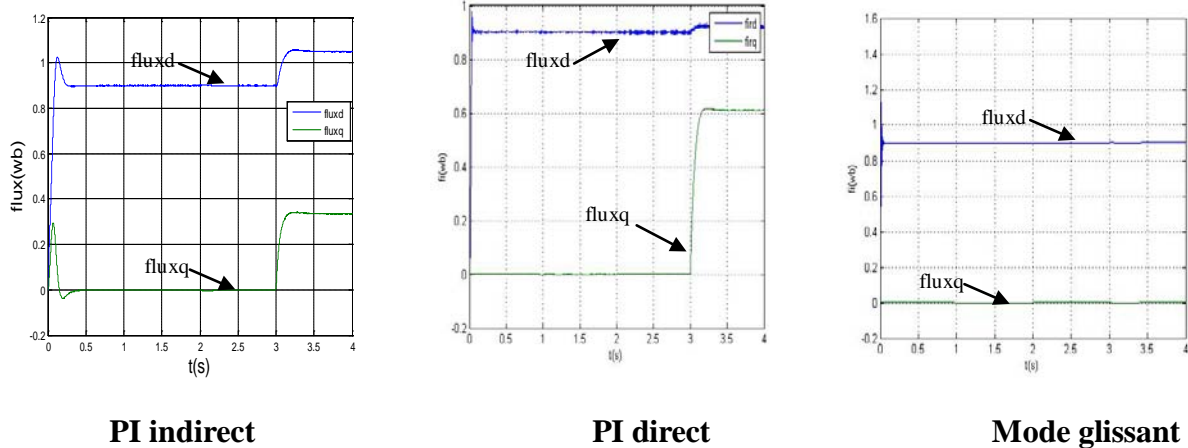


Figure VI.3 Comparaison au niveau de variation de la résistance rotorique

CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre, une étude comparative à des résultats obtenus par les deux commandes (commande vectorielle par orientation de flux rotorique et la commande par mode glissant). Ces résultats obtenus dans le cadre de cette application en simulation mettent en valeur les performances de chaque technique de commande (dépassement, robustesse, rapidité...).

On conclure d'après ce chapitre que le réglage par mode de glissant présente une meilleure robustesse que celle de la commande vectorielle, en plus des avantages inhérents à l'utilisateur du moteur asynchrone triphasé (robustesse, fiabilité), cette robustesse garante une bonne insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire traite de la modélisation du commande vectorielle (direct et indirect) et la commande par mode glissant du moteur asynchrone triphasé. Le but principal de ce mémoire est la réalisation d'une nouvelle commande robuste par mode glissant. Ce type de commande a été suffisamment discuté comparativement à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique .

Afin d'élaborer ce travail, nous avons commencé en premier lieu par la modélisation du moteur asynchrone triphasé qu'a été effectué par modèle d'état, pour reprendre aux mieux aux exigences de l'identification. Le modèle repose sur les équations différentielles décrites dans le référentiel de Park, afin de simplifier considérablement les équations de la machine asynchrone en régime transitoire. Nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasée et sa commande à MLI sinus-triangle.

Après, on a étudié la commande vectorielle de la MAS avec ces deux types, direct et indirect. Nous avons proposé des techniques simples de réglage des courants, de la vitesse et de flux, en utilisant des régulateurs PI. Nous remarquons également que le réglage classique ne contrôle pas d'une manière satisfaisante le régime transitoire de la machine lors des grandes variations des amplitudes (changement de consigne, application du couple résistant). La résistance rotorique, en particulier, est un paramètre clé qui peut affecter directement et profondément la commande vectorielle à orientation du flux rotorique dans son autopilotage et faire perdre sa linéarité en la rendant une simple commande scalaire dont les performances sont médiocres à faible vitesse. On a remarqué que la commande indirecte est plus sensible aux variations de la résistance rotorique. Avec les simplifications introduites dans la commande vectorielle à orientation du flux rotorique étudiée, cette dernière garde des performances statiques et dynamiques acceptables, et une bonne robustesse aux variations du couple résistant. En effet, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient stables.

D'où la nécessité d'une autre technique basée sur un autre contrôle. Parmi les techniques modernes les plus utilisées actuellement, le réglage par mode glissant. La commande par mode glissant est par nature une commande non linéaire, sa loi de commande se modifie d'une manière discontinue. Ce contrôle est caractérisé par sa robustesse vis à vis des perturbations externes et internes. La surface de glissement est déterminée en fonction des performances désirées. Tandis que la loi de commande est choisie dans le but d'assurer les

conditions de convergence et de glissement c'est à dire, l'attractivité et l'invariance des surfaces de commutation ce qui permet au système de tendre toujours vers la surface de glissement.

Enfin, de l'étude des deux techniques du contrôle du moteur asynchrone triphasé, on peut conclure que la technique de commande par mode glissant a conduit à des bonnes performances, dans beaucoup de cas, on obtient une meilleure qualité de réglage par rapport à la commande non linéaire, donc la commande par mode glissant offre certains avantages :

- Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système.
- Une dynamique très performant "temps de réponse acceptable et erreur stationnaire pratiquement nulle".

Les performances de cette technique dépendent d'un choix convenable des coefficients de la surface du glissement et la rapidité de la réponse dépend du couple maximal que peut donner à la machine.

Finalement, nous avons fait la comparaison des résultats obtenus avec la CSV et avec ceux obtenus avec une commande par PI . nous avons vu que cette technique est plus robuste que celle de la commande par PI.

Cette technique de commande par mode glissant nous a permis d'obtenir des hautes performances aux différents tests de robustesse par rapport à la commande PI, notamment au test de robustesse à la variation de la résistance rotorique par ce que les paramètres des régulateurs PI utilisée dans la commande vectorielle dépendent à la constante de temps rotorique et pour ça la variation de cette dernière influe directement notamment sur le découplage .Par contre les régulateurs par mode glissant sont dimensionnés à partir de critère de stabilité seulement (LYPONUV) .Dans ce cas les variation des paramètres de la machine ne présentant aucune influence sur la commande.

Nous concluons que la commande par mode glissant est plus robuste que les régulateurs PI.

Annexe

| Paramètres | Symboles | Valeurs |
|------------------------|----------------|---------------|
| Puissance nominal | P_n | 1.08 KW |
| Tension nominal | V_s | 220/380 V |
| Courant nominal | I_{sn} | 2.83A / 4.91A |
| Nombre pair de pole | P | 2 |
| Facture de puissance | $\cos \varphi$ | 0.8 |
| La vitesse de rotation | Ω_n | 1500 tr/min |

Paramètres électriques :

| | | |
|-------------------------------|-------|--------------|
| Résistance statorique | R_s | 10 Ω |
| Résistance rotorique | R_r | 6.3 Ω |
| Inductance cyclique du stator | L_s | 0.4642 H |
| Inductance cyclique du rotor | L_r | 0.4612 H |
| Inductance mutuelle | M | 0.4212 H |

Paramètres mécaniques :

| | | |
|------------------------------------|----------|------------------------|
| Moment de d'inertie du rotor | J | 0.02 Kg.m ² |
| Coefficient de frottement visqueux | f | 0.00 SI |
| Couple résistant nominal | C_{rn} | 5 N.m |

Paramètres des régulateurs

Commande Vectorielle PI

| | | |
|---------|-------------------------|----------------------|
| Flux | $K_{i_1} = 9.4967$ | $K_{p_1} = 0.6952$ |
| Courant | $K_{i_2} = 1.6667e+004$ | $K_{p_2} = 132.5513$ |
| Vitesse | $K_{i_3} = 1.8050$ | $K_{p_3} = 0.3800$ |

Commande par mode glissant

$$\begin{aligned}
 K_1 &= 150 \\
 K_2 &= 220 \\
 K_3 &= 13.5
 \end{aligned}$$

Bibliographie

- [1] **J. P. Caron et J.P. Hautier**, "Modélisation et commande de la machine asynchrone" Editions Technip, Paris, 1995.
- [2] **BOULLAGE. L, MERADI .M** ,"La commande vectorielle indirecte & directe d'une machine asynchrone alimentée en tension" Mémoire d'ingénieur. Option : Réseaux électriques. (Uni. Batna), 2001.
- [3] **C. Canudas**, "Commande des moteurs asynchrones, Modélisation Contrôle vectoriel et DTC". Vol. 1, Hermès Science publications, Paris, 2000.
- [4] **GRELLET G, CLERC G** "Actionneurs électrique, principes modèles commande " Editions eyrolles-2000.
- [5] **YAHIA Khaled** "Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé " Mémoire Magister Option Electricité industrielle(Univ.Biskra) ,2005.
- [6] **BELHAMDI SAAD** "prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur asynchrone" Mémoire Magister Option Electricité industrielle (Univ.Biskra) ,2005.
- [7] **Baghli. L**, " Contribution à la commande de la machine asynchrone utilisations de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de doctorat Université Henri Poincaré Nancy, 99
- [8]**Bûche .G**, " Commande vectorielle de la machine asynchrone environnement Temps réel Matlab/ Simulink ", Mémoire d'ingénieur de CNAM,2001
- [9]**HADDAD Salah -CHARIF Mourad** ,"Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode glissant d'un moteur asynchrone" Mémoire d'ingénieur option électromécanique (Univ. M'sila)2006.
- [10] **MERABET Elkhier et BELAYALI Abbas** ,"Commande par logique floue d'une machine Asynchrone a double stator" mémoire(Univ M'sila)2005.
- [11] **Nadji fouad et Yousfi yacine** ,"Commande vectorielle de la machine à induction avec observateur de flu" Mémoire d'ingénieur, (Univ M'sila)2005.
- [12] : **Afrique SCIENCE** 04(1) (2008) 21 – 37 ISSN 1813-548X (Abderrahmane KECHICH et Ben younes MAZARI).
- [13] **L.FADILA et G. HAKIM** "Etude comparative de la commande par mode glissant de la Commande vectorielle d'un machine asynchrone " Mémoire d'ingénieur (UnivM'sila) 2004.

- [14] **drit –theodora-zaharieva** " Théorie de la commande par mode glissement " thèse de doctorat LESIA-INSA Toulouse, 98.
- [15] **Buhler. H** , "Réglage par mode de glissement ", presse Polytechnique Romandes Lausanne, 1986.
- [16] **Boumegoura.T**, "Recherche de Signale électromagnétique des défauts dans une machines asynchrones et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic", thèse de doctorat Ecole centrale de Lyon France, 2001.
- [17] **Guy Séguier.**« Électronique de puissance ‘les fonctions de base et leurs principales application’». 7eme édition Professeur émérite de l’université des Sciences et Technologies de Lille,1999
- [18] **Azzedine AMROUCHE et Rafik GHERBI.**« Asservissement d’un redresseur MLI multi niveaux».(Univ de M’sila), 2005.