

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
UNIVERSITE DE BATNA
FACULTE DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction Electromagnétiques
LSP-IE Batna

MEMOIRE

Pour l'obtention du diplôme de **Magister**

Option : **Machines Electriques & Commande des systèmes**

Présenté Par

Ilyes AIT MOHAMED SAID

(Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, Université de Batna)

Thème

Commande Plate de la Machine Asynchrone

Soutenu le: 14/12/2013

Devant le jury composé de :

Président	Mohamed said NAIT SAID	Professeur	Univ. Batna
Rapporteur	Abdessalam MAKOUF	Professeur	Univ. Batna
Examineur	Said DRID	Professeur	Univ. Batna
Examineur	Souad CHAOUCH	Maître de Conférences	Univ. Batna
Examineur	Amar GOLEA	Professeur	Univ. Biskra

Dédicace

Je dédie ce modeste travail:

*À l'âme de ma très **chère mère**.*

*À mon très **cher père**, qui je ne saurai jamais remercier.*

À mes chers frères et sœurs.

À mes proches et tous mes amis.

*À tous les membres de la famille **AIT MOHAMED SAID***

À Tous ceux qui me sont chers.

Remerciements

Ce travail a été préparé au sein du laboratoire des systèmes propulsion à induction électromagnétique LSP-IE de l'université de Batna.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur MAKOUF Abdessalam, Professeur à l'université de Batna, pour avoir accepté de diriger ce travail et pour ses conseils judicieux.

Mes vifs remerciements à Monsieur NAIT SAID Mohamed Saïd, Professeur à l'université de Batna, de m'avoir honoré pour présider le jury de soutenance de ce mémoire de magister. Je le remercie sincèrement pour les conseils et les encouragements qu'il m'a prodigués tout au long de ma formation.

Je tiens à remercier également les membres de jury :

Monsieur DRID Saïd, Professeur à l'université de Batna.

Madame CHAOUCH Souad, Maître de conférences à l'université de M'sila.

Monsieur GOLEA Amar, Professeur à l'université de Biskra.

A cette occasion, je témoigne ma reconnaissance à toute personne m'ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Sommaire

Notations et symboles	
Introduction Générale.....	1
Généralités	1
Structure du mémoire.....	2

Chapitre I : Modélisation et simulation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction.....	4
I.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone	4
I.2.1 Hypothèses de travail.....	5
I.2.2 Equations électriques	5
I.2.3 Equations magnétiques	6
I.2.4 Equation mécanique.....	7
I.3 Transformation de Park	7
I.3.1 Choix du référentiel	10
I.3.2 Modèle vectoriel de la machine asynchrone	11
I.3.3 Relation de passage entre référentiels	11
I.4 Modèle tension et flux de la machine asynchrone	11
I.5 Représentation d'état.....	13
I.5.2 Résultats de simulation	14
I.5.3 Discussion des résultats.....	16
I.6 Conclusion	17

Chapitre II : Commande vectorielle de la Machine Asynchrone

II.1 Introduction	18
II.2 Modélisation de l'onduleur de tension	18
II.2.1 Commande par MLI sinus-triangle	20
II.3 Principe de la commande vectorielle à flux orienté.....	21

II.3.1 Orientation du flux rotorique	23
II.3.2 Découplage par compensation.....	25
II.3.3 Détermination de Φ_r et ω_s	26
II.3.4 Schéma de principe	27
II.4 Régulation.....	28
II.4.1 régulation des courants	28
II.4.2 Régulation de la vitesse	29
II.4.2 Régulation du flux	31
II.5 Contraintes liées à l'utilisation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté	32
II.5.1 Le moment d'inertie.....	32
II.5.2 La constante de temps rotorique	32
II.5.3 Fonctionnement à flux constant	32
II.5.4 Sensibilité due à la présence du capteur de vitesse.....	33
II.6 Résultats et interprétations	33
II.8 Conclusion	36

Chapitre III : Théorie de platitude, application pour la commande d'une Machine Asynchrone.

III.1 Introduction	37
III.2. Définition de la platitude d'un système non linéaire:	37
III.3 Exemple d'un système plat	38
III.4 Planification de trajectoire	39
III.5 Synthèse de loi de commande pour les systèmes plats	40
III.5.1 Méthodologie de synthèse	40
III.5.2 Synthèse du générateur de référence à partir du concept de platitude.....	40
III.5.3 Stratégie de stabilisation autour des trajectoires de référence	41
III.6 Platitude du modèle de la machine asynchrone	41
III.7 Application de la platitude pour la commande de la machine asynchrone	44
III.7.1 Objectifs de la commande	44
III.7.2 Stratégie de la commande en boucle ouverte	44
III.7.3 Expression littérale de la (C.P.R.N.L.T).....	46
III.7.5 Planification des trajectoires.....	48
III.7.6 Stratégie de stabilisation autour des trajectoires planifiées	53
IV.7.7 Calcul du régulateur (PI) pour la vitesse	54

IV.7.8 Résultats de simulation.....	56
III.8 Conclusion.....	60

Chapitre IV : Commande plate à structure cascade de la machine asynchrone.

IV.1 Introduction	61
IV.2 Principe de la commande plate à structure cascade	62
IV.3 Commande plate à structure cascade de la machine asynchrone.....	63
IV.3.1 Platitude du modèle dans le référentiel (dq).....	63
IV.3.2 Objectifs de la commande	64
IV.3.3 Planification des trajectoires	64
IV.3.4 Stratégie et expressions littérales des commandes	65
IV.3.5 Régulation des courants statorique.....	66
IV.3.6 Régulation de la vitesse et flux.....	66
IV.3.7 Résultats de simulation.....	67
IV.4 Sensibilité de la commande à la nature du filtre	71
IV.5 Comparaison des résultats.....	72
IV.5.1 Robustesse vis-à-vis des variations de la charge.....	72
IV.5.2 Robustesse vis-à-vis de l'inversion du sens de rotation avec variation de la charge	74
IV.5.3 Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques	75
IV.6 Conclusion	79
Conclusion Générale	81
Perspectives	82

Annexe

Références Bibliographiques

NOTATIONS ET SYMBOLES

MAS	Moteur Asynchrone ou Machine Asynchrone
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
CV	Commande Vectorielle
C.P.R.N.L.T	Commande Plate à Référence Non Linéaire en Tension
f.m.m	Force magnétomotrice
f.e.m	Force électromotrice
f.c.e.m	Force contre électromotrice
PI	Régulateur Proportionnel et Intégral
S,R	Indice Stator et Rotor, respectivement
α, β	Composantes α, β (repère diphasé fixe lié au stator)
d,q	Indices pour les composantes de Park directe et en quadrature
$\Im m$	Partie imaginaire
\bar{V}_s	Vecteur tension statorique
V_{ds}, V_{qs}	Composantes du vecteur tension statorique dans le référentiel (d,q)
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Composantes du vecteurs tension statorique dans le référentiel du stator
\bar{V}_r	Vecteur tension rotorique
V_{dr}, V_{qr}	Composantes du vecteur tension rotorique dans le référentiel (d,q)
\bar{I}_s	Vecteur courant statorique
I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	Composantes du vecteurs courant statorique dans le référentiel du stator
I_{ds}, I_{qs}	Composantes du vecteur courant statorique dans le référentiel (d,q)
\bar{I}_r	Vecteur courant rotorique
I_{dr}, I_{qr}	Composantes du vecteur courant rotorique dans le référentiel (d,q)

$\bar{\Phi}_s$	Vecteur flux statorique
Φ_{ds}, Φ_{qs}	Composantes du flux statorique dans le référentiel (d,q)
$\bar{\Phi}_r$	Vecteur flux rotorique
Φ_{dr}, Φ_{qr}	Composantes du flux rotorique dans le référentiel (d,q)
ω_s	Pulsation statorique
ω	Pulsation rotorique
ω_r	Pulsation de glissement
Ω	Vitesse mécanique du rotor
C_e	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
J	Inertie mécanique
f	Coefficient de frottement visqueux
$R_s(R_r)$	Résistance du stator (rotor)
$L_s(L_r)$	Inductance propre cyclique du stator (rotor).
M	Inductance mutuelle stator-rotor.
σ	Coefficient de dispersion totale
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	Constante de temps statorique
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	Constante de temps rotorique
s	Opérateur de Laplace
ε	Erreur
ρ	Module du flux rotorique

- D'autres notations spécifiques peuvent être définies dans les chapitres, s'il y'a lieu.

Introduction générale

1- Généralités

La machine asynchrone, de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par Nikola Tesla.

Cette simplicité s'accompagne toute fois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

Ce moteur présente des difficultés au niveau de la commande à cause des non linéarités et du couplage présent entre les variables principales de son modèle dynamique.

Cette complexité et non linéarité du modèle dynamique exige une commande complexe. Pour atteindre un haut degré de performance et de robustesse.

La théorie de contrôle fournit des outils d'analyse et de synthèse parfaitement adaptés aux systèmes linéaires. Cependant en pratique, ces méthodes ne s'avèrent pas applicables sur les systèmes non linéaires.

Il existe de nouvelles méthodes pour le traitement des systèmes non linéaires et qui prennent en compte leurs caractéristiques particulières.

La théorie de platitude différentielle des systèmes non linéaires est un concept relativement nouveau, il a été introduit par [Fliess] en 1992. Cette notion peut fournir des solutions efficaces au problème de contrôle des systèmes non linéaires.

L'objectif du présent travail est de traiter un sujet d'automatique 'commande basée sur la théorie de platitude différentielle des systèmes non linéaires' dans un contexte électrotechnique lié à la commande d'une machine asynchrone.

2- Structure du mémoire

Les différentes parties concernant le présent mémoire font l'objet de quatre chapitres structurés comme suit :

- Le premier chapitre sera consacré à la modélisation vectorielle de la machine asynchrone en s'appuyant sur la transformation de Park, puis une représentation d'état du modèle dynamique qui fera l'objet d'une simulation par le logiciel *MATLAB/simulink*, dans le but de valider cette approche.
- Le second chapitre s'attachera à la présentation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone, le principe de base de la technique de commande, les différents développements permettant le calcul des régulateurs (*PI*) classiques. Différentes simulations seront effectuées sous *MATLAB/simulink* afin de permettre une comparaison des performances avec les deux techniques de commande que nous développerons au chapitre III et chapitre VI.
- Le troisième chapitre s'intéressera à présenter le principe du concept de platitude différentielle ainsi que la méthodologie de synthèse de loi de commande pour les systèmes non linéaires. Une première application du concept 'commande plate à référence non linéaire en tension' sera présentée pour la commande d'une machine asynchrone. Nous allons voir à cet égard que le problème de formulation de la commande correspond à une démarche inverse ; c'est-à-dire qu'à partir des sorties plates, on remonte à la commande via les états du système exprimés en fonction des sorties plates et d'un nombre fini de leurs dérivées. Les résultats de simulation obtenus en termes de poursuite et rejet de perturbations seront présentés à la fin de ce chapitre.
- Le quatrième et dernier chapitre fera l'objet d'une deuxième application de la notion de platitude différentielle. Par analogie avec la commande vectorielle à flux rotorique orienté, une commande plate à structure cascade sera développée pour la commande de la machine

asynchrone. Cette commande est composée principalement de deux composantes : commande plate directe appelée aussi '*flatness feedforward*' permettant d'imposer le comportement désiré en conduisant le système aux sorties désirées en l'absence de perturbations, et une boucle de rétroaction '*feedback*' permettant la stabilisation et l'élimination des écarts causés par les perturbations. Les résultats de simulation de l'application de la commande sur la machine asynchrone seront présentés. La dernière partie de ce chapitre sera consacrée à la comparaison des performances par les résultats de simulations des trois techniques de commandes étudiées au cours de ce travail (commande vectorielle à flux rotorique orienté, commande plate à référence non linéaire en tension et la commande plate à structure cascade).

Enfin, nous clôturons ce travail par une conclusion générale pour résumer les principaux résultats auxquels nous avons aboutit, et des perspectives nous apparaissant importantes pour la continuité de ce travail.

Chapitre I

Modélisation et simulation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction

La machine asynchrone, de par sa construction, fait l'objet d'un intérêt accru dans le domaine de l'industrie et occupe une large plage d'applications au détriment des machines synchrones et à courant continu, mais présente un modèle dynamique non linéaire. Par conséquent, pour sa commande, cela nécessite la disponibilité d'un modèle simple représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électriques, électromagnétiques et mécanique [1].

La progression technologique de la microélectronique et l'électronique de puissance a rendu possible l'implantation de commandes très performantes permettant à cette machine de devenir un concurrent redoutable dans le secteur de la vitesse variable et le contrôle rapide du couple [2].

La simulation est un moyen efficace et économique, utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes.

Ce chapitre présentera le modèle et sa validation de la machine asynchrone sous forme d'état par une simulation numérique sous *MATLAB/simulink*.

I.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone

Le modèle dynamique de la machine asynchrone doit représenter toutes les dynamiques rencontrées durant les régimes permanent ou transitoire. Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes. Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine.

I.2.1 Hypothèses de travail

Afin de faciliter l'étude de la machine asynchrone et ça mise en équation, les hypothèses généralement admises sont [3]:

- ✓ Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. (force magnétomotrice) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- ✓ Régime non saturé, le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault en plus l'effet de peau sont négligés.
- ✓ Le régime homopolaire est nul.

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor figure (I.1). Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- L'équation mécanique.

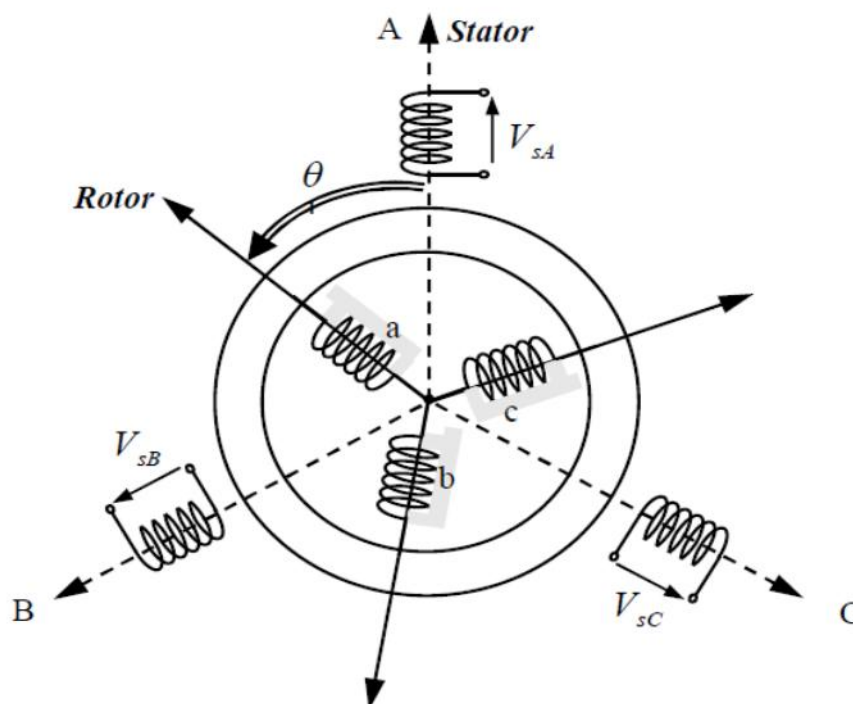


Figure (I.1) : Modèle triphasé de la machine asynchrone.

I.2.2 Equations électriques

Les enroulements des trois phases statoriques et également rotoriques sont décalés dans l'espace d'un angle de $(2\pi/3)$ pouvant être représentés comme indiquée sur la figure (I.1). Les phases rotoriques sont court circuitées sur elle mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase (A)

statorique et la phase (a) rotorique. En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase du stator (respectivement rotor), on aura les équations de tension suivantes [4].

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \end{cases} \quad (I.1)$$

Où :

$[X_{s,r}] = [X_a \ X_b \ X_c]^T$: Vecteur des tensions, courants ou flux statorique (respectivement rotorique).

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$[R_s]$: matrice des résistances statorique.

R_s : résistance d'une phase du stator.

$[R_r]$: matrice des résistances rotorique.

R_r : résistance d'une phase du rotor.

I.2.3 Equations magnétiques

Les hypothèses, présentées précédemment, conduisent à une matrice des inductances qui établit les relations linéaires entre les flux totalisés et les courants :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{cases} \quad (I.2)$$

Tel que :

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

$$\text{et } [L_{ss}] = \begin{bmatrix} I_s & m_s & m_s \\ m_s & I_s & m_s \\ m_s & m_s & I_s \end{bmatrix}, [L_{rr}] = \begin{bmatrix} I_r & m_r & m_r \\ m_r & I_r & m_r \\ m_r & m_r & I_r \end{bmatrix}$$

Avec :

$[M_0]$: représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$[L_{ss}]$: matrice d'inductances statorique.

$[L_{rr}]$: matrice d'inductances rotorique.

$[M_{sr}]$, $[M_{rs}]$: matrice des inductances mutuelles (stator-rotor).

l_s : inductance propre d'une phase statorique.

l_r : inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_r : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : l'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

I.2.4 Equation mécanique

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation du mouvement suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (I.3)$$

Avec :

J : moment d'inertie de la partie tournante.

Ω : vitesse mécanique du moteur.

f : coefficient de frottement visqueux.

C_e : couple électromagnétique.

C_r : couple de charge.

Le stator et le rotor de la machine asynchrone présentent une isotropie électrique et magnétique, ce qui implique que seule la matrice inductance mutuelle $[M_{sr}]$ est fonction de la position θ . Les coefficients des équations (I.1) et (I.2) sont donc variables, la résolution analytique du système devient pratiquement difficile d'où l'adaptation d'un changement de base sur les grandeurs physiques (tension, courant et flux) indépendant de la position θ , ce passage est appelé transformation de Park [5].

I.3 Transformation de Park

Elle permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques disposés sur trois axes (a, b, c) en des enroulements équivalents du point de vue électriques et magnétiques disposés sur deux axes.

Elle est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (abc) vers le repère ($\alpha\beta$) puis vers le repère (dq). Le repère ($\alpha\beta$) est toujours fixe par rapport au repère (abc), par contre le repère (dq) est mobile. Il forme avec le repère fixe ($\alpha\beta$) l'angle, dit angle de transformation de Park.

En effet, si l'on note par θ_{obs} (resp. θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques). La relation liant les angles θ_{obs} et θ_r est donnée par:

$$\theta + \theta_r = \theta_{obs} \quad (I.4)$$

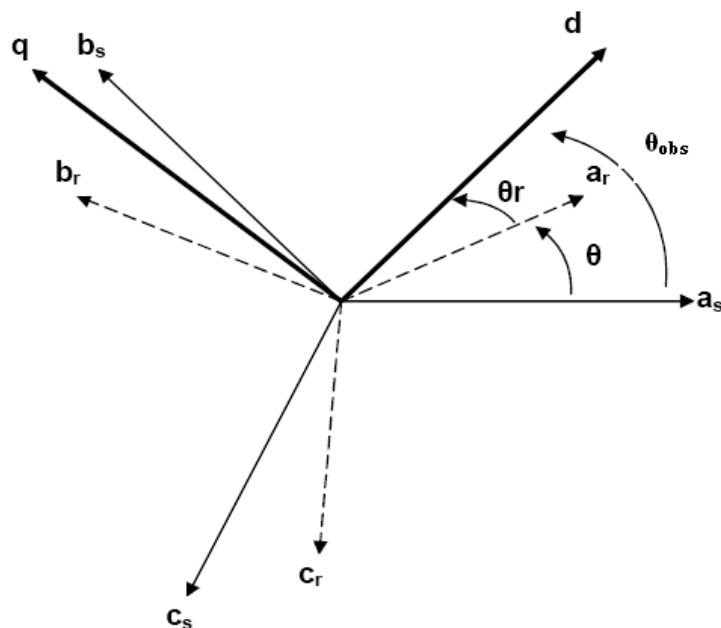


Figure (I.2): Représentation des axes de la machine.

Les équivalences pour les grandeurs : directe (d) et en quadrature (q) avec les grandeurs par phase sont données comme suit

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} &= k \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \\ &= [P(\theta_{obs})] \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I.5)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} &= k \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} \\ &= [P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I.6)$$

Où k est une constante qui peut prendre soit les valeurs $2/3$ (transformation de Clark) conservant l'amplitude, soit la valeur $\sqrt{2/3}$ (transformation de Concordia) pour une conservation de puissance. Dans notre cas, nous prendrons: $k = \sqrt{2/3}$.

Application de la transformation de Park aux équations de tensions

Appliquons la transformation de Park donnée par (I.5) et (I.6) à l'expression de tensions (I.1) :

$$[P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [V_{sdq}] = [R_s] \cdot [P^{-1}(\theta_{obs})] [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} ([P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [\Phi_{sdq}]) \quad (I.7)$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_{obs})]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sdq}] + [P(\theta_{obs})] \frac{d}{dt} [P(\theta_{obs})^{-1}] \cdot [\Phi_{sdq}] \quad (I.8)$$

Or:

$$\frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_{obs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{obs}) & -\cos(\theta_{obs}) & 0 \\ -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Donc, après un calcul, nous trouvons:

$$[P(\theta_{obs})] \frac{d}{dt} [P(\theta_{obs})^{-1}] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Et l'expression (I.8) devient alors :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_{obs}}{dt} \\ \frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot [\Phi_{sdq}] \quad (I.11)$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_{obs}}{dt} \\ \frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Application de la transformation de Park aux équations de flux

Appliquons la transformation de Park donnée par (I.5) et (I.6) à l'expression de flux (I.2) :

$$[P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [\Phi_{sdq}] = [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_{obs})] [I_{sdq}] + ([M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}]) \quad (I.14)$$

Soit:

$$[\Phi_{sdq}] = [P(\theta_{obs})] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [I_{sdq}] + [P(\theta_{obs})] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] [I_{rdq}] \quad (I.15)$$

Un calcul simple nous donne :

$$[P(\theta_{obs})]. [L_{ss}]. [P^{-1}(\theta_{obs})] = \begin{bmatrix} l_s - m_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - m_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2m_s \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$$[P(\theta_{obs})]. [M_{sr}]. [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2}.M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Or, d'après l'égalité (I.4), nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_{obs})]. [M_{sr}]. [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2}.M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

En introduisant les inductances cycliques:

$L_s = l_s - m_s$: Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = l_r - m_r$: Inductance propre cyclique du rotor.

$M = 3/2.m_0$: La mutuelle inductance cyclique stator-rotor.

L'expression (I.15) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

I.3.1 Choix du référentiel

Le choix du référentiel se fait selon la commodité de l'application [5], il existe principalement trois cas :

- ✓ référentiel commun lié au stator, $(T_{obs}) \equiv (S)$: $\omega_{obs} = 0$.
- ✓ référentiel commun lié au rotor, $(T_{obs}) \equiv (R)$: $\omega_{obs} = \omega = p \cdot \Omega$
- ✓ référentiel commun lié au synchronisme (champ tournant), $(T_{obs}) \equiv (T)$:
 $\omega_{obs} = \omega$ et $\omega_r = \omega_s - \omega$

Avec :

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

ω_s : Pulsation électrique statorique.

ω_r : Pulsation de glissement ($\omega_r = \omega_s - \omega$).

ω : Vitesse électrique du rotor.

p : Le nombre de paire de pole.

Ω : Vitesse mécanique du rotor.

I.3.2 Modèle vectoriel de la machine asynchrone

L'interaction des champs magnétiques pulsatoires génèrent un champ magnétique tournant [5].

Tout vecteur peut être représenté par un vecteur tournant de la forme :

$$x = K(x_a + x_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_c e^{-j\frac{2\pi}{3}}) \quad (I.20)$$

Compte tenu des relations entre différentes grandeurs, il est possible d'étendre la notion de vecteur tournant à tout ensemble de grandeurs triphasés $[I_s], [V_s], [\Phi_s], [\Phi_r]$ [3],[2].

I.3.3 Relation de passage entre référentiels

Sachant que la norme de \bar{x} définie par x est invariante quelques soient les repères en rotations, on a :

- ✓ Dans le stator (S): $\bar{x}^{(S)} = x \cdot e^{j\theta_s}$
- ✓ Dans le rotor (R): $\bar{x}^{(R)} = x \cdot e^{j\theta_R}$
- ✓ Dans le référentiel tournant (T): $\bar{x}^{(T)} = x \cdot e^{j\theta_{obs}}$

Passage (*stator – rotor*) et réciproquement :

$$\bar{x}^{(S)} = \bar{x}^{(R)} e^{j\theta} \quad \text{ou} \quad \bar{x}^{(R)} = \bar{x}^{(S)} e^{-j\theta}$$

Passage (*stator – T_{obs}*) et réciproquement :

$$\bar{x}^{(S)} = \bar{x}^{(T)} e^{j\theta_{obs}} \quad \text{ou} \quad \bar{x}^{(T)} = \bar{x}^{(S)} e^{-j\theta_{obs}}$$

Passage (*rotor – T_{obs}*) et réciproquement :

$$\bar{x}^{(R)} = \bar{x}^{(T)} e^{j(\theta_{obs} - \theta)} \quad \text{ou} \quad \bar{x}^{(T)} = \bar{x}^{(R)} e^{-j(\theta_{obs} - \theta)}$$

I.4 Modèle tension et flux de la machine asynchrone

Par application de la notion du vecteur tournant au système d'équation (I.1) et (I.2) on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \bar{v}_s^{(S)} = R_s \bar{i}_s^{(S)} + \frac{d\bar{\Phi}_s^{(S)}}{dt} \\ \bar{v}_r^{(R)} = R_r \bar{i}_r^{(R)} + \frac{d\bar{\Phi}_r^{(R)}}{dt} \end{cases} \quad (I.21)$$

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s^{(S)} = L_s \bar{i}_s^{(S)} + M \bar{i}_r^{(S)} \\ \bar{\Phi}_r^{(R)} = L_r \bar{i}_r^{(R)} + M \bar{i}_s^{(R)} \end{cases} \quad (I.22)$$

L'exposant $^{(S)}$ (resp $^{(R)}$) dans les systèmes d'équation (I.5) et (I.6) signifie que les variables sont prises dans le référentiel stationnaire, tandis que l'indice $_{(s)}$ (resp $_{(r)}$), signifie qu'il s'agit des variables du stator (resp. du rotor). \vec{v}, \vec{i} et $\vec{\Phi}$: Sont respectivement les vecteurs de tension, de courant et de flux.

En utilisant les relations de passage, on ramène toutes les grandeurs au référentiel commun (T_{obs}).

$$\begin{cases} \vec{v}_s^{(T)} e^{j\theta_{obs}} = R_s \vec{i}_s^{(T)} e^{j\theta_{obs}} + \frac{d(\vec{\Phi}_s^{(T)} e^{j\theta_{obs}})}{dt} \\ \vec{v}_r^{(T)} e^{j(\theta_{obs}-\theta)} = R_r \vec{i}_r^{(T)} e^{j(\theta_{obs}-\theta)} + \frac{d(\vec{\Phi}_r^{(T)} e^{j(\theta_{obs}-\theta)})}{dt} \end{cases} \quad (I.23)$$

Après simplification on aura le système d'équation vectorielle de tension qui représente le modèle de la machine dans le référentiel du champ tournant.

$$\begin{cases} \vec{v}_s^{(S)} = R_s \vec{i}_s^{(S)} + \frac{d\vec{\Phi}_s^{(S)}}{dt} + j\omega_{obs} \vec{\Phi}_s^{(S)} \\ \vec{v}_r^{(R)} = R_r \vec{i}_r^{(R)} + \frac{d\vec{\Phi}_r^{(R)}}{dt} + j(\omega_{obs} - \omega_r) \vec{\Phi}_r^{(R)} \end{cases} \quad (I.24)$$

De même pour le modèle du flux :

$$\begin{cases} \vec{\Phi}_s^{(S)} = L_s \vec{i}_s^{(S)} + M \vec{i}_r^{(S)} \\ \vec{\Phi}_r^{(R)} = L_r \vec{i}_r^{(R)} + M \vec{i}_s^{(R)} \end{cases} \quad (I.25)$$

Le couple électromagnétique :

$$C_e = p \Im m [\vec{i}_s \vec{\Phi}_s^*] \quad (I.26)$$

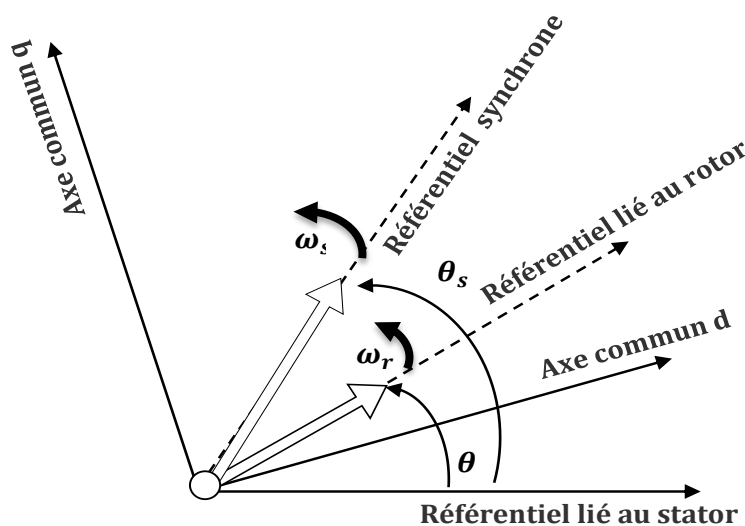


Figure (I.3) : Choix du référentiel dans un système d'axes commun

Pour le cas du référentiel synchronisme, qui semble le plus utilisé nous obtenons le modèle, après séparation des parties réelles et imaginaires [5], avec : ($\omega_{obs} = \omega_s$ la vitesse synchronisme) suivant :

Equations de tensions

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.27)$$

Equations de flux :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (I.28)$$

Le couple électromagnétique peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expressions toutes égales :

$$C_e = p(\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (I.29)$$

$$C_e = p(\Phi_{qr} I_{dr} - \Phi_{dr} I_{qr}) \quad (I.30)$$

$$C_e = pM(I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (I.31)$$

$$C_e = \frac{pM}{L_r}(\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (I.32)$$

I.5 Représentation d'état

L'avantage d'utiliser le référentiel synchrone (fixé au champ tournant) (dq), est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors aisé d'en faire la régulation [1],[6].

Le système d'équation différentielle d'ordre 4 et le système d'équation des flux donnés par (I.27) et (I.28) décrivent d'une manière générale le fonctionnement de la machine [1],[6]. Ils permettent de concevoir une représentation d'état pour le processus de contrôle en choisissant deux variables d'état parmi quatre (I_s , I_r , Φ_s , Φ_r). Les variables d'états utilisés sont ceux données au moins par une mesure d'état (I_s) tel que (I_s , I_r), (I_s , Φ_s) et (I_s , Φ_r).

Le modèle de la machine dans le repère (dq) lié au champ tournant pour un vecteur d'état $[x] = [I_{ds} \ I_{qs} \ \Phi_{dr} \ \Phi_{qr}]^t$ et de tension de commande $[V] = [V_{ds} \ V_{qs}]$ est donné sous forme condensé comme suit :

$$[\dot{x}] = A.[x] + B.[u]$$

Tel que:

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & \omega_s & \frac{1}{MT_r} \frac{1-\sigma}{MT_r \sigma} & \frac{1-\sigma}{M\sigma} p\Omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & -\frac{1-\sigma}{M\sigma} p\Omega & \frac{1-\sigma}{MT_r \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - p\Omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - p\Omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

$$Et [U] = [V_{ds} V_{qs}]$$

Avec :

$\omega = p \cdot \Omega$: la pulsation mécanique.

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$: Coefficient de dispersion de la machine.

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps des courants statoriques.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps des courants rotoriques.

L'équation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - f \Omega - C_r) \quad (I.34)$$

Modéliser la machine de cette manière permet de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin de connaître pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine [1], [6]. En effet, seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine.

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{M\sigma} p\Omega \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{M T_r \sigma} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - p\Omega) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (I.35)$$

I.5.2 Résultats de simulation

Pour la résolution du système (I.34) et (I.35), on a recours aux méthodes numériques suffisamment précises pour les phénomènes évoluant avec des constantes de temps de l'ordre de celles existant dans les systèmes électromagnétiques; telles que les machines électriques [7].

Pour la simulation du modèle suscitée, nous avons développé un programme sous *MATLAB/simulink*, la résolution numérique des équations différentielles est effectuée par la méthode de Runge Kutta.

Le moteur asynchrone est en premier lieu directement alimenté à partir du réseaux d'alimentation triphasé équilibré de fréquence $f_s=50Hz$, et tensions simples V_a, V_b, V_c où :

$$V_a = V_{max} \sin(\omega_s t)$$

$$V_b = V_{max} \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3})$$

$$V_c = V_{max} \sin(\omega_s t - \frac{4\pi}{3})$$

Avec :

$$\omega_s = 2\pi f_s$$

$$V_{max} = 220\sqrt{2}$$

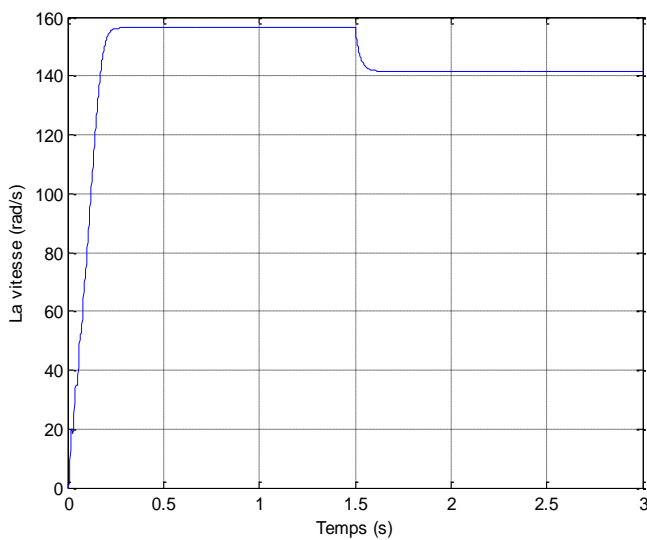


Figure (I.4) : La vitesse mécanique.

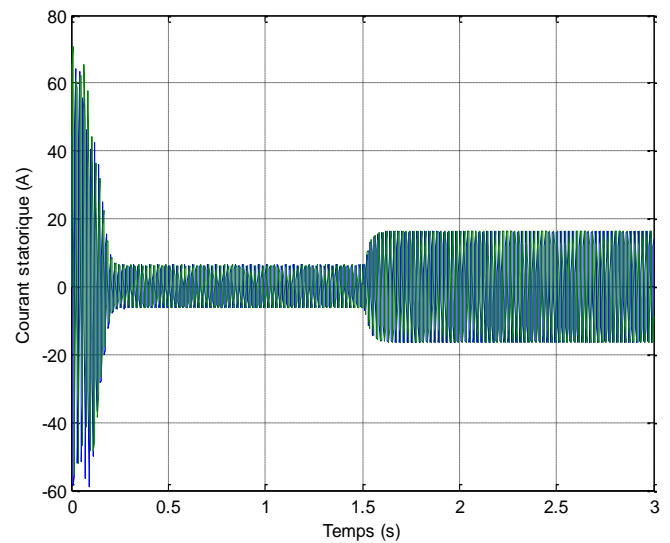


Figure (I.5) : Le courant statorique.

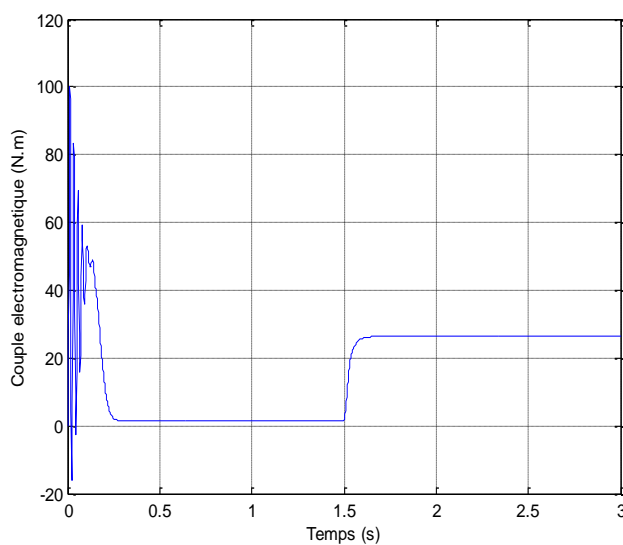


Figure (I.6) : Le couple électromagnétique.

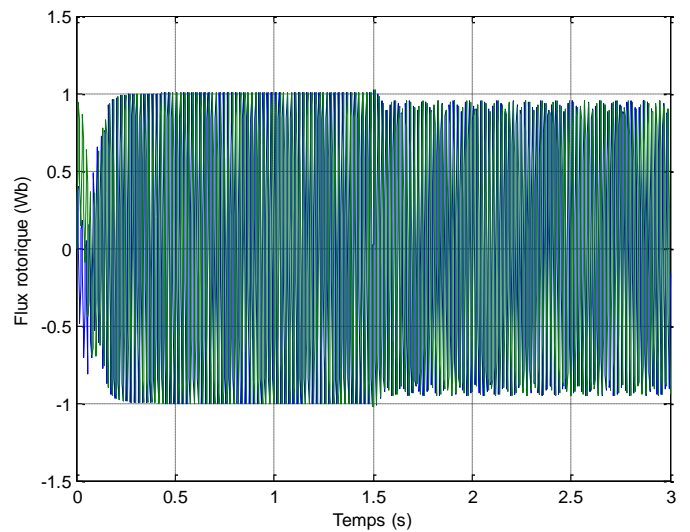


Figure (I.7) : Le flux rotorique.

I.5.3 Discussion des résultats

Pour une machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé (220/380 V) nous visualisons la vitesse mécanique, le couple électromagnétique le flux rotorique ainsi que le courant statorique. Lors d'un démarrage de la machine, suivi d'une augmentation de la charge au couple nominale ($C_r = 25N.m$) appliqué à l'instant ($t=1.5 s$). Les résultats de simulation sont représentés par les figures ci-dessus.

✓ Evolution de la vitesse

La vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme, ($1500tr/mn \cong 157rd/s$) au bout de ($0.25s$); avec un glissement quasiment nul et une allure d'accroissement presque linéaire. À l'application de la charge nominale, on constate une chute de la vitesse qui se traduit par un glissement supplémentaire

✓ Evolution du couple électromagnétique

Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatif. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de 3 fois le couple nominale, et après disparition du régime transitoire, il tend vers la valeur correspondante à la charge nulle. Lorsqu'on applique un couple résistant on remarque une augmentation du couple électromagnétique jusqu'à la valeur de la charge associée.

✓ Evolution des flux rotoriques

Au démarrage, la machine se magnétise. Après le régime transitoire le flux rotorique prend la forme sinusoïdale à une valeur maximale de ($1Wb$). À l'application de la charge nominale on constate la diminution du flux.

✓ Evolution des courants statoriques

On reconnaît le classique appel de courant au démarrage, au moment où le moteur joue un rôle de transformateur, le courant statorique présente des dépassements excessifs de phase (faible "f.c.é.m." et faible vitesse) mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques pulsations pour donner lieu à une forme sinusoïdale qui correspond au comportement inductif du moteur avec une amplitude constante. Lorsqu'on applique une charge (perturbation), on remarque naturellement une demande (augmentation) du courant ce qui implique un échauffement des enroulements du moteur surtout lorsque le couple résistant devient plus grand que celui du nominal.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, il a été présenté la modélisation vectorielle et la représentation par un modèle d'état de la machine asynchrone. Les résultats de simulation obtenus démontrent la validité du modèle choisi.

La machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînements à vitesse variable. Afin d'avoir de hautes performances dans les régimes dynamiques, on a recours aux techniques de commande, telle que la commande vectorielle qui sera l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre II

Commande vectorielle de la Machine Asynchrone

II.1 Introduction

Une véritable mutation de l'industrie mondiale imposée par la robotisation de plus en plus intense fait appel à des machines à courant alternatif en particulier asynchrone pilotées par des variateurs de vitesse [8].

Récemment, des recherches universitaires et industrielles continuent d'être effectuées afin d'aboutir à un contrôle du variateur asynchrone équivalent à celui d'un moteur à courant continu. Dans ce contrôle, le flux et le couple, qui sont deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment. Cette idée mise en œuvre par BLASCHKE en 1971 sous le nom de « commande vectorielle », a connue un développement spectaculaire grâce à la micro-informatique et à l'électronique de puissance [7].

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à découpler orthogonalement le flux et le couple, d'une manière astucieuse, non au niveau de la machine mais au niveau de sa commande.

Dans ce chapitre nous aborderons le processus de la commande vectorielle de la machine à induction avec une introduction au convertisseur statique dit « onduleur » et à la Commande par *MLI*. Le tout fera l'objet d'une simulation afin de déterminer les performances attendues.

II.2 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors *GTO* pour les grandes puissances [2]. Il permet d'imposer à la machine des ondes à amplitudes et fréquence variables à partir d'un réseau standard 220/380-50Hz [9].

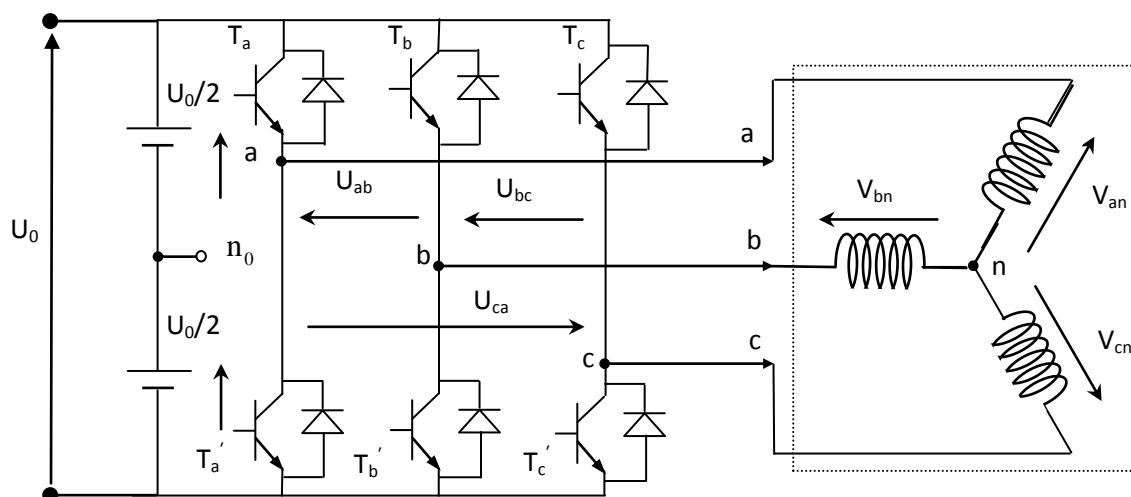


Figure (II.1) : Schéma de l'onduleur triphasé de tension.

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur de tension figure (II.1), on considère :

- L'alimentation de l'onduleur comme source parfaite, supposée constituée de deux générateurs de f.e.m égale à $(U_0/2)$ connectés par un point noté n_0 .
- La commutation des interrupteurs instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs négligeable.
- La charge équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé.

On note T_a, T_b, T_c les interrupteurs du haut, et T'_a, T'_b, T'_c les interrupteurs du bas. Les commandes des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires est effectuée à partir de grandeurs logiques $C_i ; \{i = a, b, c\}$, tel que :

- Si $C_i = 1$, alors T_i est fermé et T'_i est ouvert.
- Si $C_i = 0$, alors T_i est ouvert et T'_i est fermé.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur comme suit :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (II.1)$$

Avec :

V_{an}, V_{bn} et V_{cn} : les tensions simples de la machine asynchrone.

Comme les tensions simples des phases de la machine ont une somme nulle, on peut obtenir les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = 1/3[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = 1/3[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = 1/3[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (II.2)$$

En introduisant la tension du neutre de la machine par rapport au point de référence 0, on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} + V_{n0} = V_{a0} \\ V_{bn} + V_{n0} = V_{b0} \\ V_{cn} + V_{n0} = V_{c0} \end{cases} \quad (II.3)$$

On en déduit donc :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (II.4)$$

Pour une commutation idéale, on obtient :

$$V_{i0} = C_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (II.5)$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{a0} = (C_a - 0.5)U_0 \\ V_{b0} = (C_b - 0.5)U_0 \\ V_{c0} = (C_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (II.6)$$

En remplaçant (II.4) dans (II.3), on obtient:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (II.7)$$

En remplaçant (II.6) dans (II.7), on déduit:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

La technique de commande en tension MLI (sinus-triangle) permettant de définir les instants de commande des interrupteurs sera présentée dans le cadre de ce travail.

II.2.1 Commande par MLI sinus-triangle

Une onde modulatrice U_m (référence), de fréquence f_m est comparée à une onde triangulaire (porteuse) U_p de fréquence f_p très élevée. La sortie du comparateur permet, par l'intermédiaire de transistors de puissance, le pilotage d'une phase de la machine. Les autres phases sont pilotées par des ensembles identiques, déphasés de 120° . Le principe de cette commande est illustré sur la figure (II.2) [13].

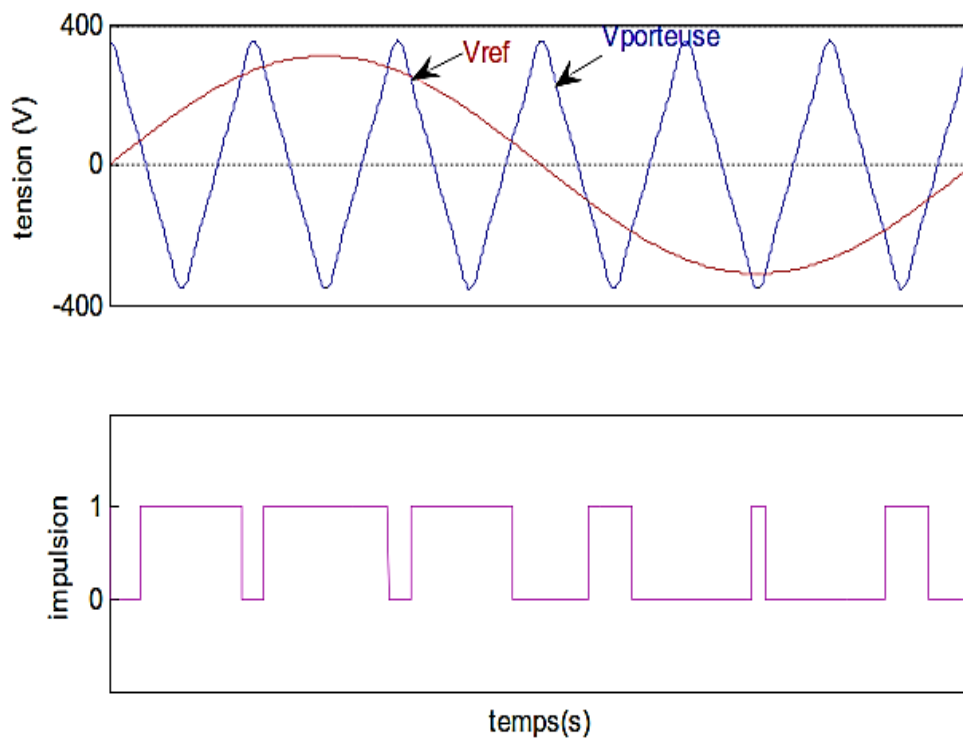


Figure (II.2) : Signaux d'une phase pour MLI sinus-triangulaire

Cette stratégie de commande est caractérisée en général par deux paramètres [10], [11]:

- ✓ Le coefficient de modulation m (rapport entre la fréquence de porteuse f_p et celle du signal de référence).
- ✓ Le coefficient de réglage de tension r ; égale au rapport du signal de référence à la valeur crête ($U_{dc}/2$) de la porteuse.

Dans cette technique la fréquence de commutation est fixe, le réglage s'effectue par variation du rapport cyclique des signaux de commande [10].

II.3 Principe de la commande vectorielle à flux orienté

Le principe du contrôle du couple électromagnétique par la méthode du flux orienté est basé sur la connaissance du modèle dynamique (modèle de Park) de la machine. Le contrôle vectoriel du flux permet d'imposer à la machine asynchrone un mode de fonctionnement analogue à une machine à courant continu pour lequel le couple électromagnétique est proportionnel à deux grandeurs indépendantes (le flux inducteur et le courant d'induit) [1].

Les équations de tensions et flux de la machine asynchrone dans le référentiel (dq) sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (II.9)$$

Avec:

$\omega_s - \omega = \omega_r$: pulsation de glissement.

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (II.10)$$

L'expression du couple électromagnétique de la machine est donnée par:

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (II.11)$$

Le but est d'obtenir une expression du couple électromagnétique C_e telle que: $C_e = K \cdot I_{ds} \cdot I_{qs}$. La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu donnée par :

$$C_{e,MCC} = k_\phi I = k i_a i_f \quad (II.12)$$

Cette analogie est illustrée ci-dessous dans la figure (II.3).

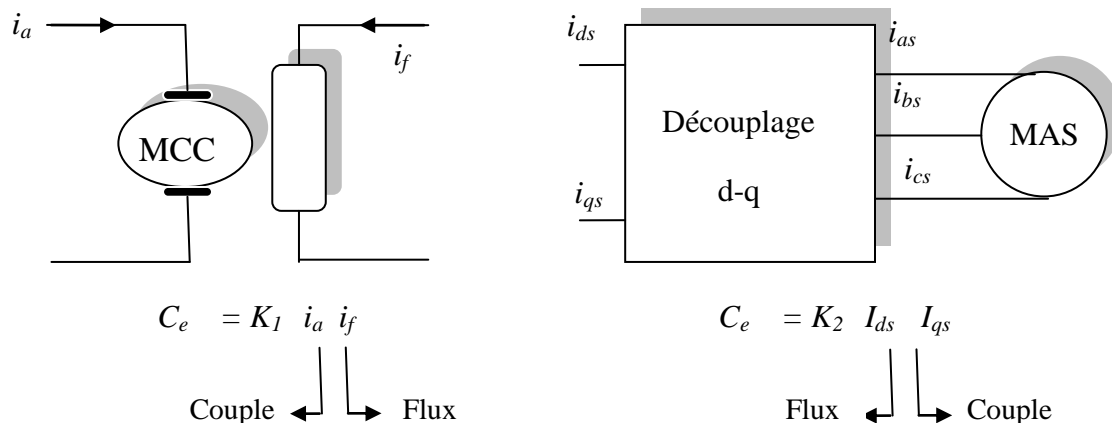


Figure (II.3) : Analogie entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'une MAS

Plusieurs stratégies sont envisageables en fonction de la nature du flux dans la machine : le flux statorique, le flux d'entrefer et le flux rotorique.

Ainsi, trois stratégies de commande vectorielle peuvent être adoptées [15], [16]:

- ✓ Commande vectorielle par orientation du flux rotorique.
- ✓ Commande vectorielle par orientation du flux statorique.

- ✓ Commande vectorielle par orientation du flux d'entrefer (flux magnétisant).

Dans ce qui suit, on s'intéresse à la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique.

II.3.1 Orientation du flux rotorique

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée, car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donne de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [1],[6], [9].

Cette commande est réalisée en orientant le flux rotorique suivant l'axe direct d du repère tournant, tels que:

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \text{ (constant).} \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases}$$

La figure (II.4) montre le flux rotorique orienté sur l'axe d .

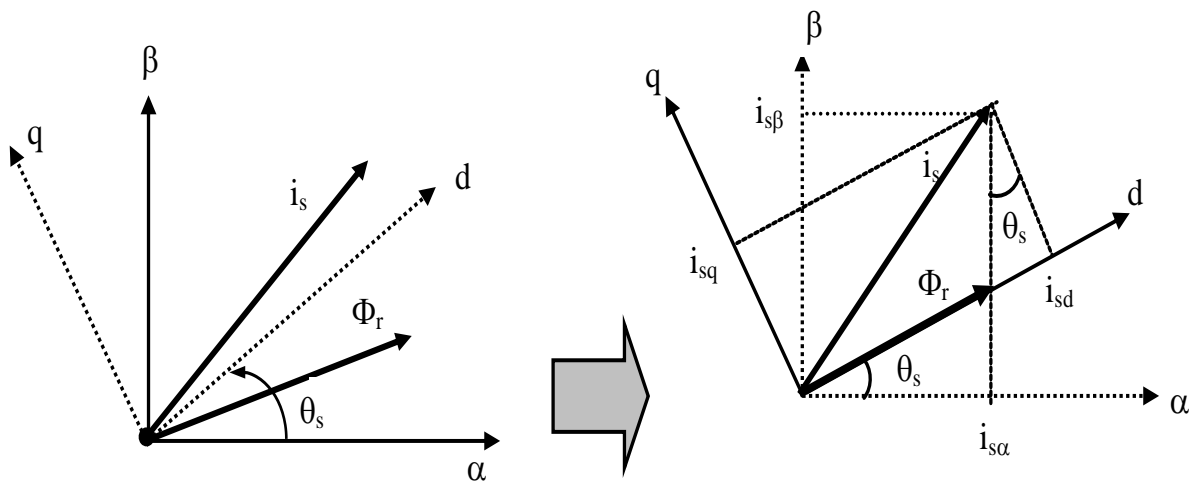


Figure (II.4) : Orientation du flux rotorique sur l'axe d .

Pour que le couple électromagnétique dépende du produit ($I_{ds} I_{qs}$) il faut que I_{qr} soit proportionnel à I_{qs} et que I_{dr} soit nul.

Dans le cas d'une orientation du flux rotorique selon l'axe d , il résulte les propriétés suivantes :

- L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.
- La composante transversale du flux rotorique est nulle.
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

D'après les propriétés de l'orientation du flux rotorique, on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = Cst \\ \Phi_{qr} = 0 \\ I_{dr} = 0 \end{cases} \quad (II.13)$$

En remplaçant (II.13) dans (II.10), on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = MI_{ds} \\ 0 = L_r I_{qr} + MI_{qs} \end{cases} \quad (II.14)$$

En régime permanent, le flux Φ_{dr} est constant et imposé par la composante I_{ds} du courant statorique comme suit : $\Phi_{dr} = MI_{ds}$.

À partir de (II.14), on a :

$$I_{qr} = -\frac{M}{L_r} I_{qs} \quad (II.15)$$

En remplaçant dans l'équation du couple (II.11) on obtient:

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} I_{qs} \quad (II.16)$$

Ou encore :

$$C_e = p \frac{M^2}{L_r} I_{ds} I_{qs} \quad (II.17)$$

Les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

Pour le stator :

$$V_{ds} = (R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}) I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} - \frac{M}{L_s T_r} \Phi_r - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \quad (II.18)$$

$$V_{qs} = (R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}) I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{M}{L_r} \omega \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \quad (II.19)$$

Pour le rotor :

$$T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = MI_{ds} \quad (II.20)$$

$$\omega_r = \omega_s - \omega = \frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}}{\Phi_r} \quad (II.21)$$

Le couple électromagnétique se réduira à :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{qs} \quad (II.22)$$

Ces expressions peuvent être exploitées pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension, mais V_{qs} et V_{ds} influent à la fois sur I_{ds} et I_{qs} donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage permettant de contrôler, de manière indépendante, le couple par la composante I_{qs} et le flux rotorique par la composante I_{ds} .

II.3.2 Découplage par compensation

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. Nous présentons le dernier type de découplage.

Définissons deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1} telle que V_{ds1} réagisse que sur I_{ds} et V_{qs1} sur I_{qs} telle que

$$V_{ds} = V_{ds1} - E_d \quad \text{et} \quad V_{qs} = V_{qs1} - E_q \tag{II.23}$$

Avec :

$$E_d = \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{M}{L_r T_r} \Phi_r \tag{II.24}$$

$$E_q = -\omega_s \sigma L_s I_{ds} - \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_r \tag{II.25}$$

Les tensions V_{ds} et V_{qs} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds1} et V_{qs1} (figure (II.5))

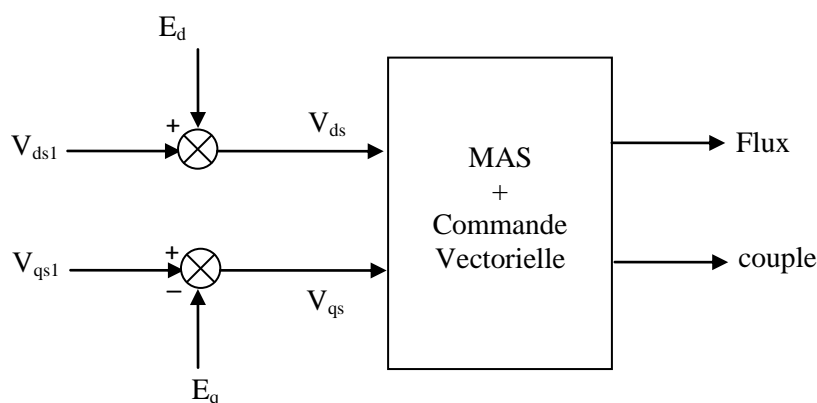


Figure (II.5) Reconstitution des tensions V_{ds} et V_{qs}

Nous définissons ainsi un nouveau système (Figure (II.6)) pour lequel :

$$\begin{cases} V_{ds1} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) I_{ds} \\ V_{qs1} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) I_{qs} \end{cases} \tag{II.26}$$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

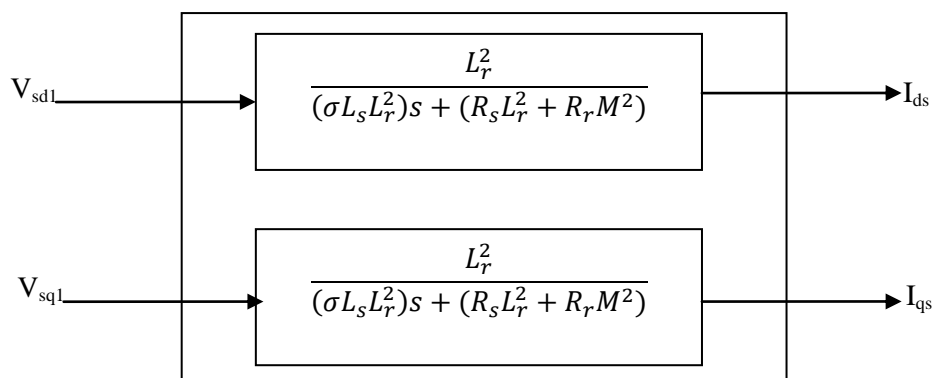


Figure (II.6) Commande découplée – Expression de I_{ds} et I_{qs}

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons :

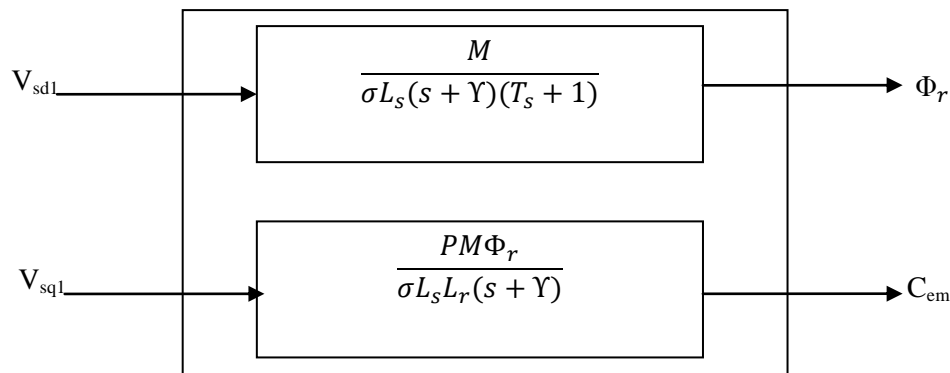


Figure (II.7) Commande découplée – Expression de Φ_r et C_{em}

Avec :

$$\gamma = \frac{R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}}{\sigma L_s} \quad (II.27)$$

II.3.3 Détermination de Φ_r et ω_s

Calcul de Φ_r :

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

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 de Park définie en régime permanent (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique). Ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle.

L'équation (II.20) permet d'estimer le flux $\hat{\Phi}_r$, tel que :

$$\hat{\Phi}_r = \frac{M I_{ds}}{T_r s + 1} \quad (II.28)$$

Calcul de θ_s :

La position θ_s est mesurée par la méthode indirecte.

La pulsation statorique s'écrit :

$$\omega_s = \omega + \frac{M I_{qs}}{T_r \Phi_r} \quad (II.29)$$

Nous avons alors :

$$\theta_s = \frac{\omega_s}{s} \tag{II.30}$$

II.3.4 Schéma de principe

Le schéma de principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté sur l'axe d est donné par la (Figure (II.8)).

La position θ_s de l'axe d par rapport au stator est obtenue par intégration de la pulsation statorique ω_s . Le flux rotorique est asservi à une consigne de flux.

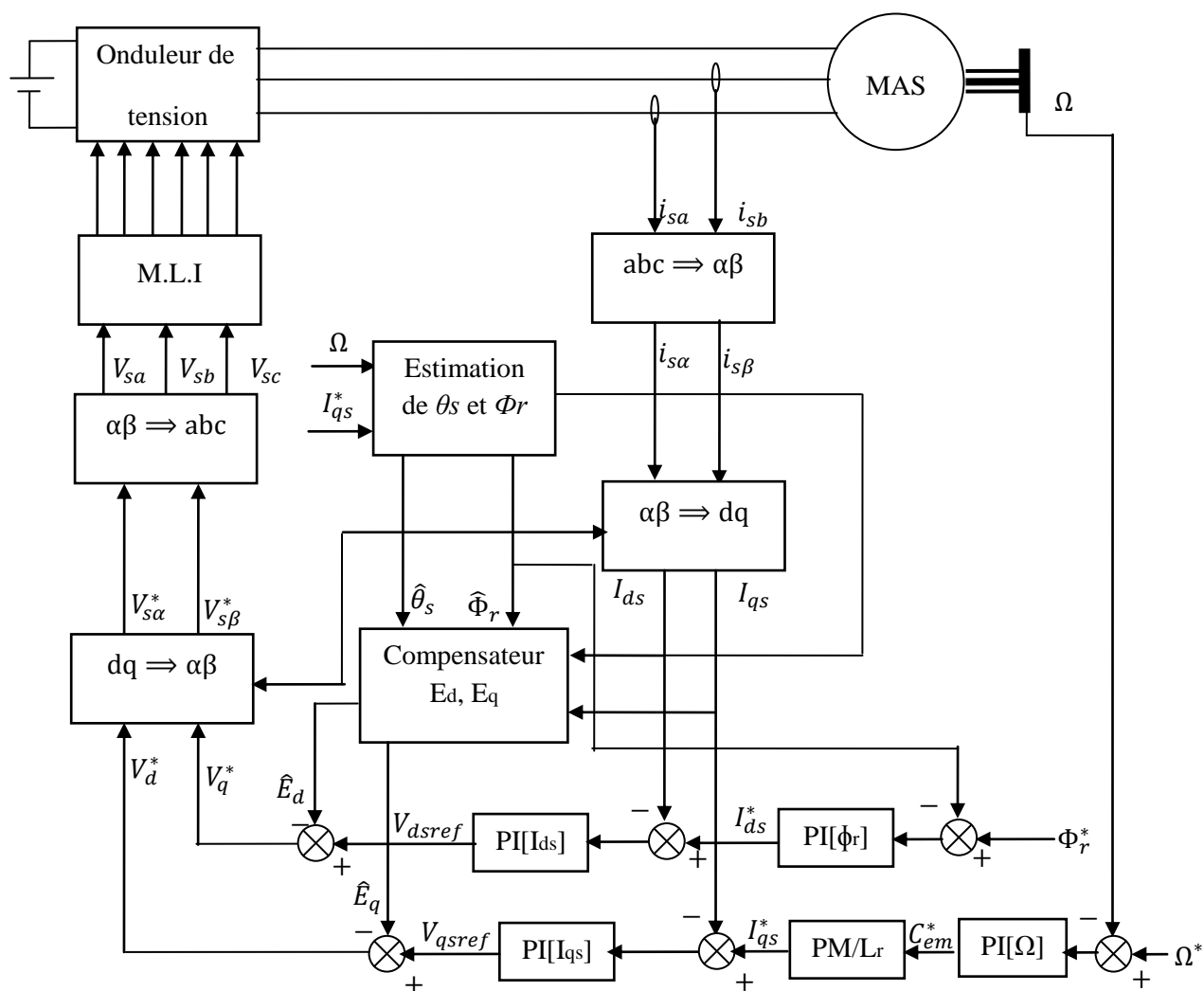


Figure (II.8) Commande vectorielle directe de flux d'une machine alimentée en tension

Les principaux constituants dans ce type de commande sont les boucles de régulation de la vitesse, du flux et des courants I_{ds} et I_{qs} , les blocs de calcul de θ_s et Φ_r , les blocs de compensation et des transformations directe et inverse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{emref} ou le courant de référence I_{qs_ref} qui est comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{qs_ref} qui subit une compensation avant la transformation au triphasé et à travers un onduleur de tension la machine asynchrone est alimentée.

En parallèle, on trouve la boucle de régulation du flux. La sortie du régulateur est le courant I_{ds_ref} qui est comparé à I_{ds} . L'erreur sollicite l'entrée du régulateur du courant I_{ds} dont la sortie est la tension V_{ds_ref} .

Les deux tensions de référence V_{ds_ref} et V_{qs_ref} sont alors transformées en grandeurs statoriques, à l'aide d'une transformation triphasée-biphasée.

L'onduleur à MLI applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux tensions de référence V_{as_ref} , V_{bs_ref} , V_{cs_ref} .

II.4 Régulation

L'objectif de la commande, en général, est d'avoir un système de hautes performances.

II.4.1 régulation des courants

Du découplage proposé à la figure (II.3), on aboutit au schéma bloc de régulation des courants simple et identique pour les deux axes d et q :

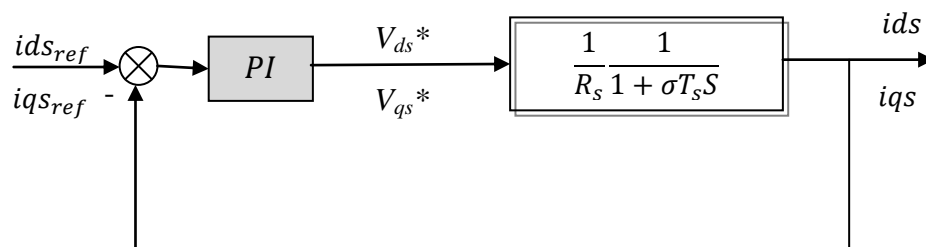


Figure (II.9) : Boucle des courants après découplage

Chaque boucle de courant est dotée d'un régulateur proportionnel intégral (PI) classique, 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 sa propre consigne.

Le régulateur (*PI*) (action proportionnelle-intégrale) est une combinaison d'un régulateur *P* et d'un régulateur *I*. La fonction du régulateur (*PI*) en continue est :

$$c(t) = k_p \left(\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau \right) \quad (II.31)$$

La fonction de transfert en *S*: est :

$$C(S) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i S} \right) = k_p + \frac{k_i}{S} \quad (II.32)$$

Avec :

k_p : constante de proportionnalité.

$k_i = \frac{k_p}{T_i}$: Constante d'intégration, T_i : constante de temps d'intégration, elle est choisie d'une manière à satisfaire un compromis stabilité-rapidité.

On calcul la fonction de transfert en boucle ouverte, de la figure (II.9) :

$$G_0(S) = \left(k_p + \frac{k_i}{S} \right) \cdot \left(\frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \sigma T_s S} \right) \quad (II.33)$$

Par compensation on aura : $\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s}$,

$$G_0(S) = k_p \left(s + \frac{k_i}{k_p} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{s + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad (II.34)$$

Calcul de la fonction de transfert en boucle fermée :

$$F(S) = \frac{G_0(S)}{1 + G_0(S)} = \frac{\frac{k_p \cdot 1}{\sigma L_s S}}{1 + \frac{k_p \cdot 1}{\sigma L_s S}} \quad (II.35)$$

Après calcul et développement on trouve :

$$F(S) = \frac{1}{\tau_i S + 1} \quad (II.36)$$

Avec: $\tau_i = \frac{\sigma L_s}{k_p}$

τ_i : Constante de temps des courants dans les deux boucles.

On choisit la dynamique de la boucle de courant qui est rapide par rapport à celle de la vitesse. On déduit k_p et enfin k_i .

Remarque :

Les mêmes valeurs de coefficients sont adoptées pour les deux boucles de courant.

II.4.2 Régulation de la vitesse

Le schéma de régulation de la vitesse avec un régulateur (*PI*) est donné par la figure (II.10) :

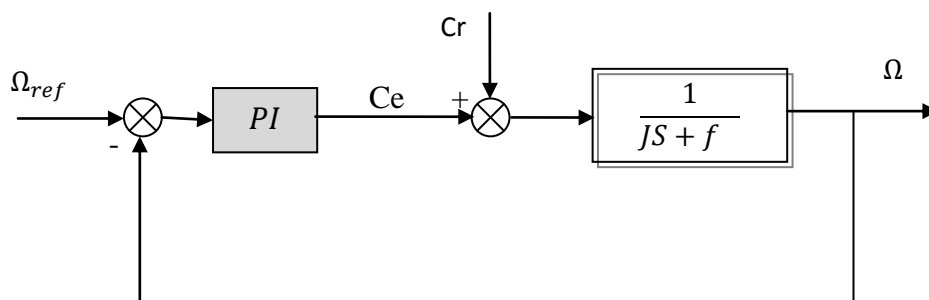


Figure (II.10) : Boucle de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert du régulateur (*PI*) de la vitesse est donnée par :

$$C_{\Omega}(s) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \quad (II.37)$$

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (II.38)$$

En introduisant l'opérateur de Laplace (*s*), on obtient :

$$\Omega = \frac{1}{f+J.s} (C_e - C_r) \quad (II.39)$$

Ou encore:

$$\Omega = \frac{1}{f+J.s} \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{f+J.s} C_r \quad (II.40)$$

Soit:

$$\Omega = \frac{K_{p\Omega}s + K_{i\Omega}}{Js^2 + (K_{p\Omega} + f)s + K_{i\Omega}} \Omega^* - \frac{s}{Js^2 + (K_{p\Omega} + f)s + K_{i\Omega}} C_r \quad (II.41)$$

En considérant le couple de charge nul $C_r = 0$:

$$\Omega = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}}s + 1}{\frac{J}{K_{i\Omega}}s^2 + \left(\frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}}\right)s + 1} \Omega^* \quad (II.42)$$

Le dénominateur de (II.42) a la forme canonique suivante :

$$D(s) = \frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right) s + 1 \quad (II.43)$$

Par identification, on trouve :

$$\frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (II.44)$$

$$\frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad (II.45)$$

Les gains sont déterminés pour un coefficient d'amortissement ($\xi = 0.7$), et un temps de réponse du système $t_r = 0.2s$.

II.4.2 Régulation du flux

Le découplage proposé dans le paragraphe II.3.2 permet d'écrire :

$$\frac{\Phi_r}{I_{ds}} = \frac{M}{T_r S + 1} \quad (II.46)$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type premier ordre.

Le schéma de régulation du flux avec un régulateur (*PI*) est donné par la figure (II.11) :

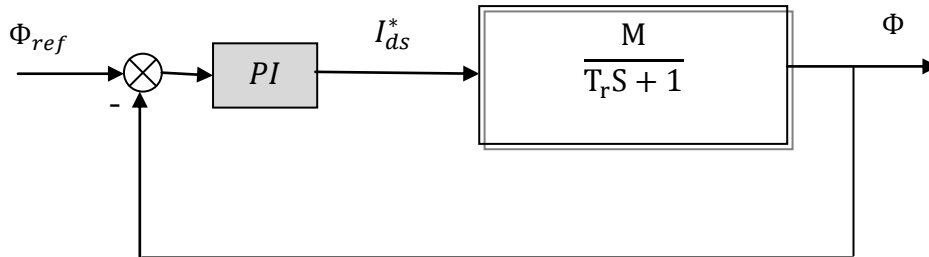


Figure (II.11) : Boucle de régulation du flux.

La fonction de transfert du régulateur (*PI*) du flux est donnée par :

$$C_{\Phi}(s) = K_{p\Phi} + \frac{K_{i\Phi}}{s} \quad (II.47)$$

Par compensation de pôle par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur.

Soit :

$$\frac{K_{p\Phi}}{K_{i\Phi}} = T_r \quad (II.48)$$

En boucle ouverte la fonction de transfert s'écrit :

$$G_0(S) = \frac{1}{\frac{M}{K_{i\Phi}} S} \quad (II.49)$$

En boucle fermée la fonction de transfert s'écrit :

$$F(S) = \frac{1}{\frac{M}{K_{i\Phi}} S + 1} \quad (II.50)$$

Donc :

$$\tau_{\Phi} = \frac{1}{MK_{i\Phi}} \quad (II.51)$$

Les paramètres du régulateur sont alors donnés par :

$$\begin{cases} K_{i\Phi} = \frac{1}{M\tau_{\Phi}} \\ K_{p\Phi} = \frac{T_r}{M\tau_{\Phi}} \end{cases} \quad (II.52)$$

On choisit τ_ϕ correspondant à la dynamique du flux pour déduire les valeurs numériques des gains du correcteur.

Remarque :

Les valeurs numériques des gains des différents correcteurs sont données dans l'annexe 'paramètres des régulateurs'.

II.5 Contraintes liées à l'utilisation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

II.5.1 Le moment d'inertie

L'accouplement de la machine avec le mécanisme entraîné provoque la variation du moment d'inertie du système entraîné (moment d'inertie du rotor de la MAS plus celui du mécanisme entraîné). En effet, le moment d'inertie total varie lorsque le système fonctionne à vitesse variable. Étant donné que les paramètres du régulateur de vitesse sont fonctions du moment d'inertie, par conséquent, le changement de ce dernier affecte les performances de ce régulateur. Cette altération se manifeste en terme de dépassement dans les machines à induction ou de temps de réponse [2],[14],[15].

II.5.2 La constante de temps rotorique

La variation de la constante de temps rotorique (variation de la résistance ou de l'inductance d'une phase rotorique) affecte directement le découplage entre le flux et le couple de la machine, le temps de réponse de vitesse et le rapport couple courant statorique. En effet, le paramètre le plus important est la constante de temps rotorique; sa connaissance exacte est indispensable pour avoir le découplage idéal de la machine à induction. Ceci s'explique par sa présence dans l'expression de l'autopilotage. [1],[6],[9].

II.5.3 Fonctionnement à flux constant

Le principe de la commande à flux orienté est basé sur le maintien du niveau de flux à sa valeur nominal et sur le contrôle du couple indépendamment. Cette stratégie, permet effectivement d'avoir un couple maximal disponible pour tous les régimes de fonctionnement. Cependant, étant donné que le variateur entraîne une charge variable, par conséquent, le moteur développe un couple maximal inutilement, chose qui se traduit par la consommation inutile du courant statorique, par conséquent, le moteur s'écarte de son point de fonctionnement optimal. Donc pour améliorer la robustesse du variateur piloté par moteur à induction, il faut à tout instant, d'une part, maintenir le découplage flux-couple et, d'autre part, rechercher la valeur du flux

rotorique optimal pour laquelle, les pertes du moteur sont minimales, autrement dit l'optimisation de l'énergie[2]

II.5.4 Sensibilité due à la présence du capteur de vitesse

Certaines applications nécessitent un coût très élevé d'exploitation. Chose qui se traduit par la présence du capteur de vitesse. En raison de sa sensibilité et la dégradation de ces performances, le contrôle devient moins performant [16].

II.6 Résultats et interprétations

Afin d'illustrer le comportement, statique et dynamique, de la machine pour une commande vectorielle directe imposée, on effectue les tests suivants sous *MATLAB/ simulink* :

À ($t=0s$) on démarre la machine à vide, pour une consigne de vitesse de référence ($\Omega_{ref}=157rad/s$).

À ($t=0.5s$) une charge ($Cr=25Nm$) est appliquée puis à ($t=1s$) on décharge la machine ($Cr=0Nm$).

À ($t = 1,25s$) on inverse la consigne de vitesse avec ($\Omega_{ref}=-157rad/s$) et également le couple de charge ($Cr=-25Nm$) appliqué à ($t=1.5s$) pour rester toujours dans le mode fonctionnement moteur ($Ce.\Omega>0$).

Les figures (II.12) à (II.25) illustrent les résultats obtenus

La vitesse atteint la valeur de consigne sans dépassement et avec une erreur de position parfaitement nulle et se stabilise (régime permanent).

Le couple admet une forte valeur avec une oscillation (fort appel de courant au démarrage, bref mais important) et suit parfaitement sa référence puis se rétablit, atteint sa valeur finale de charge ($Ce=25Nm$). On remarque que le couple électromagnétique admet un pic important au moment de l'inversion du sens de rotation.

Les composantes du courant (I_{ds} , I_{qs}) suivent leurs références. On remarque que le courant I_{qs} est l'image du couple électromagnétique.

Enfin, le découplage est bien illustré sur la l'allure des flux rotoriques

Dans les figures ci-dessous, on a présenté les résultats obtenus avec et sans l'onduleur de tension

Remarque :

- ‘*’ : Onduleur de tension associé à la machine asynchrone.

Sans onduleur

Avec onduleur

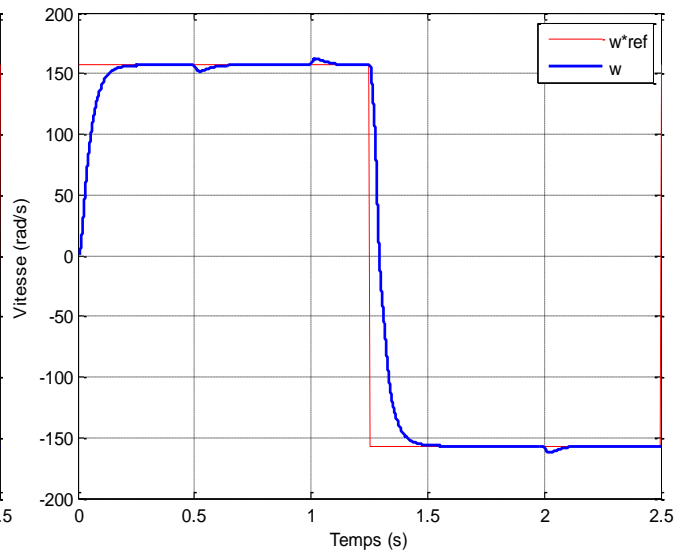
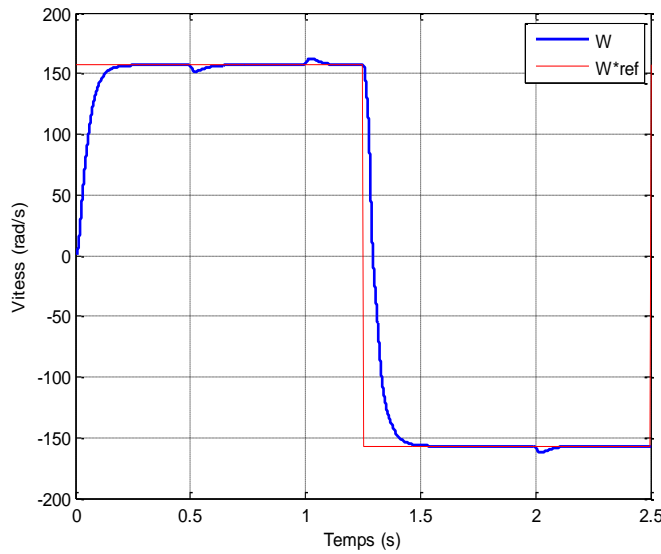


Figure (II.12) : La vitesse mécanique.

Figure (II.13) : La vitesse mécanique*.

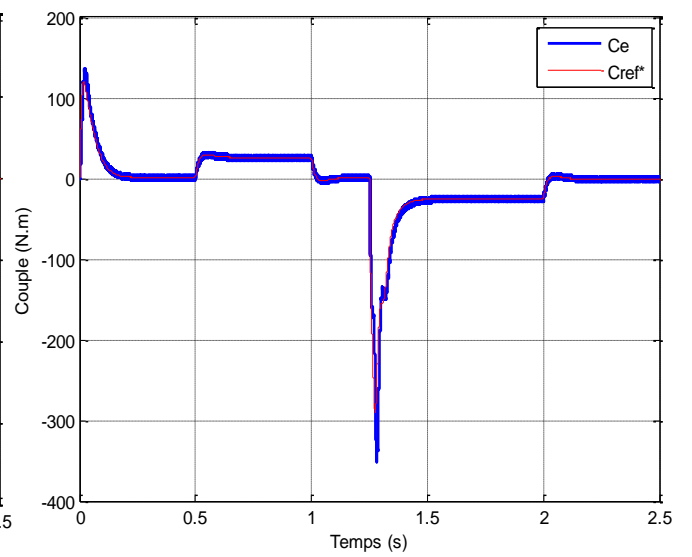
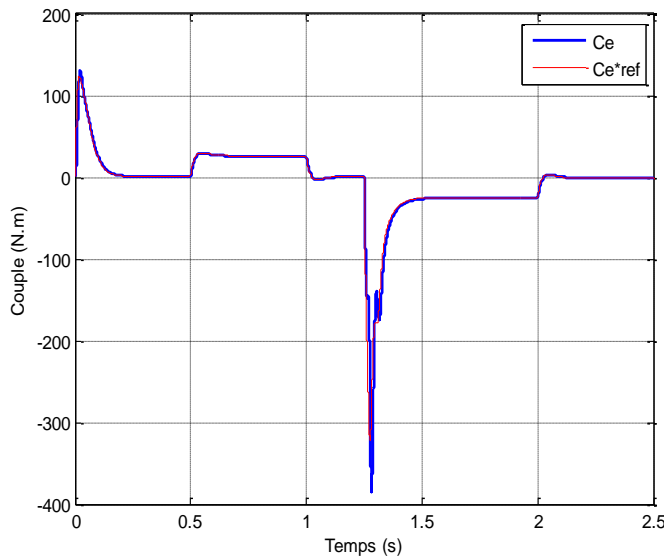


Figure (II.14) : Le couple électromagnétique.

Figure (II.15) : Le couple électromagnétique*.

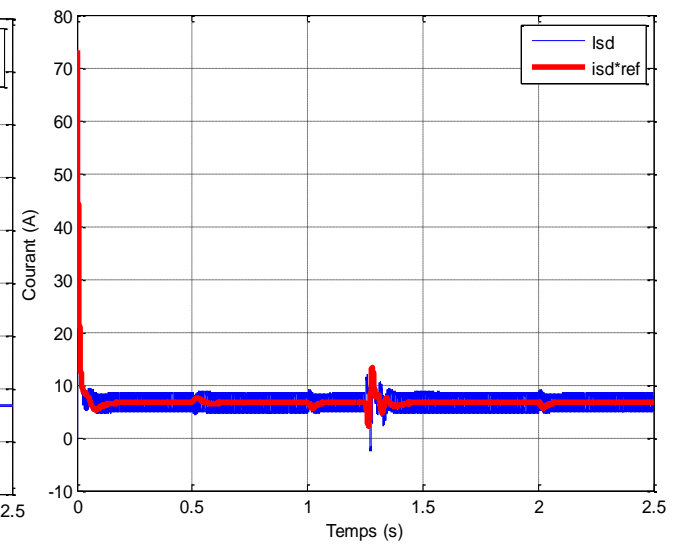
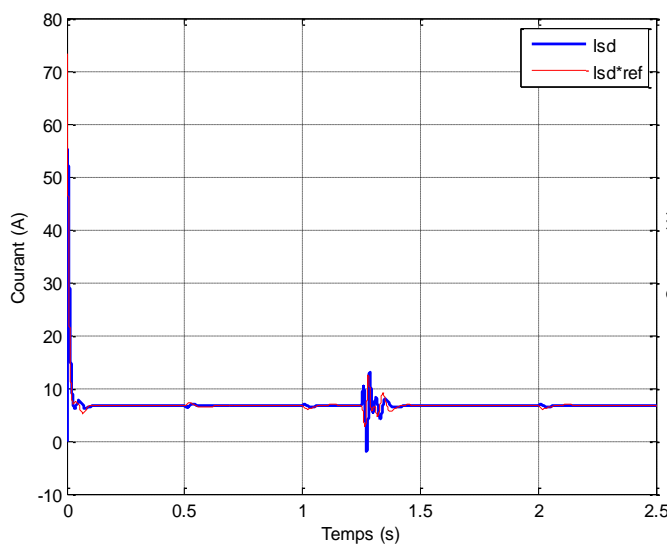


Figure (II.16) : Le courant statorique (i_{ds}).

Figure (II.17) : Le courant statorique (i_{ds})*.

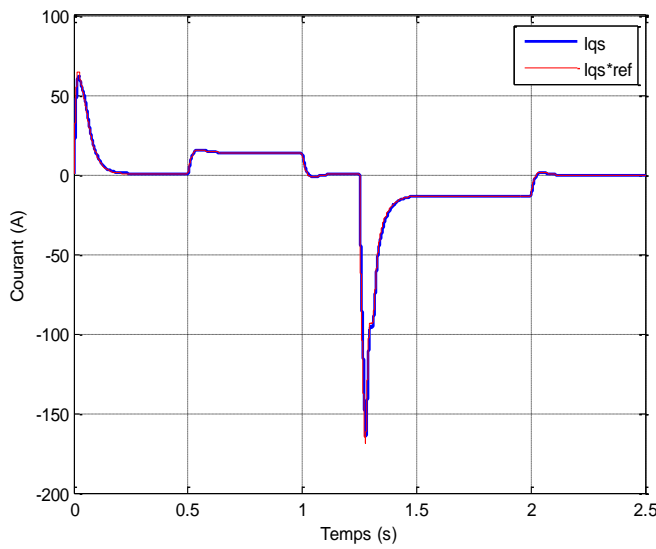


Figure (II.18) : Le courant statorique (i_{qs}).

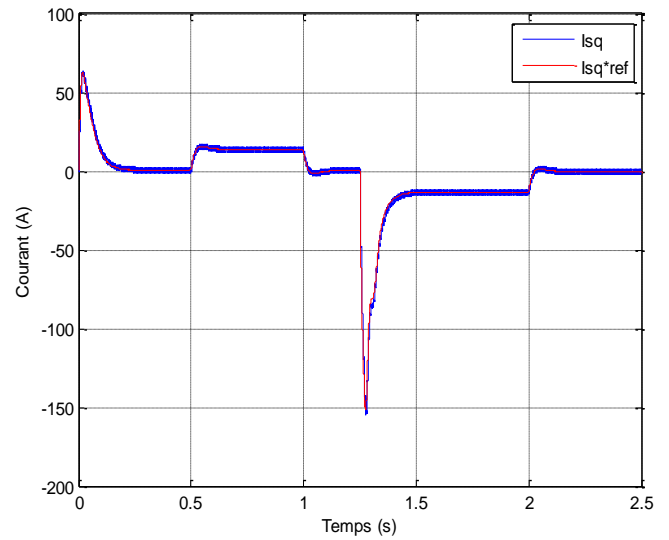


Figure (II.19) : Le courant statorique (i_{qs}^*).

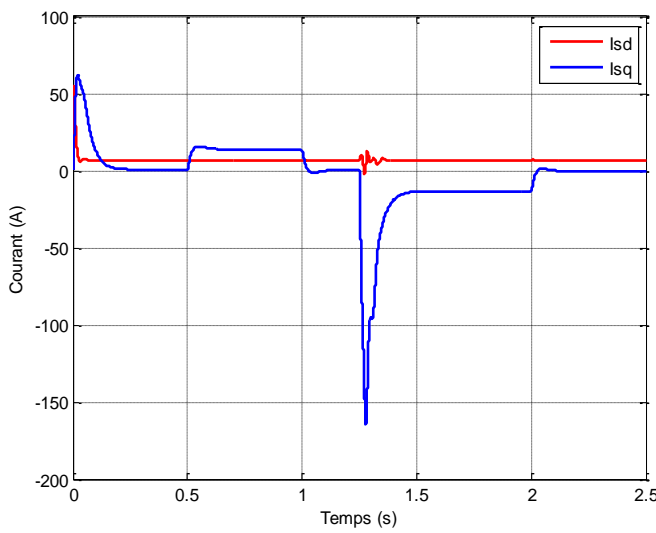


Figure (II.20) : Les courants statorique(i_{ds}, i_{qs}).

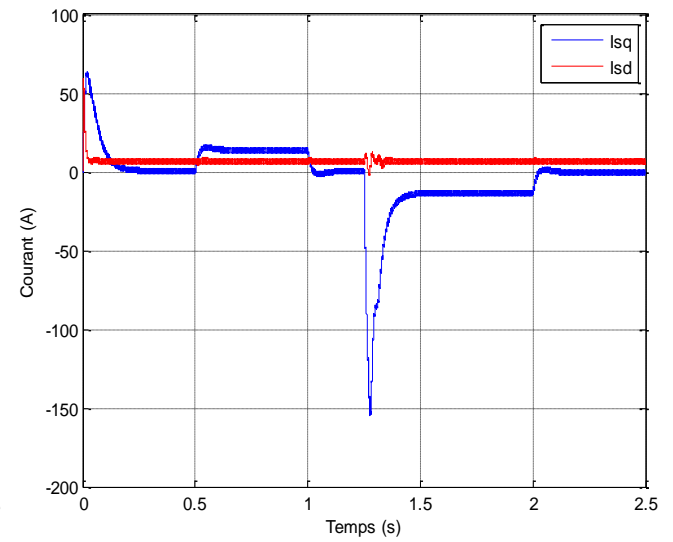


Figure (II.21) : Les courants statorique(i_{ds}, i_{qs}^*).

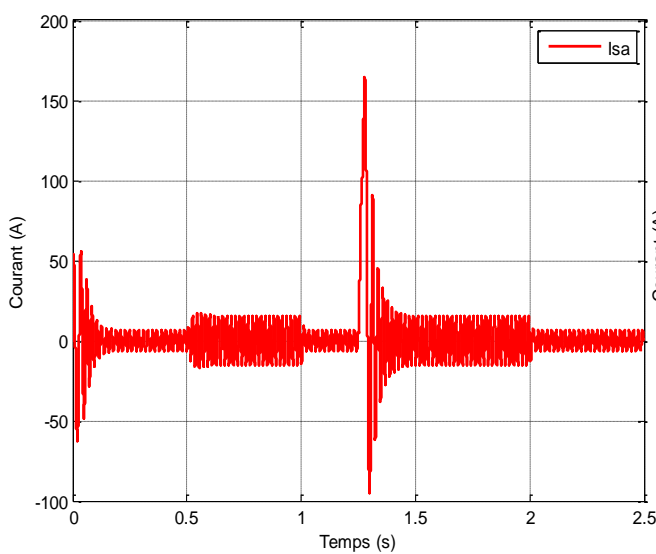


Figure (II.22) : Le courant de phase statorique(i_{sa}).

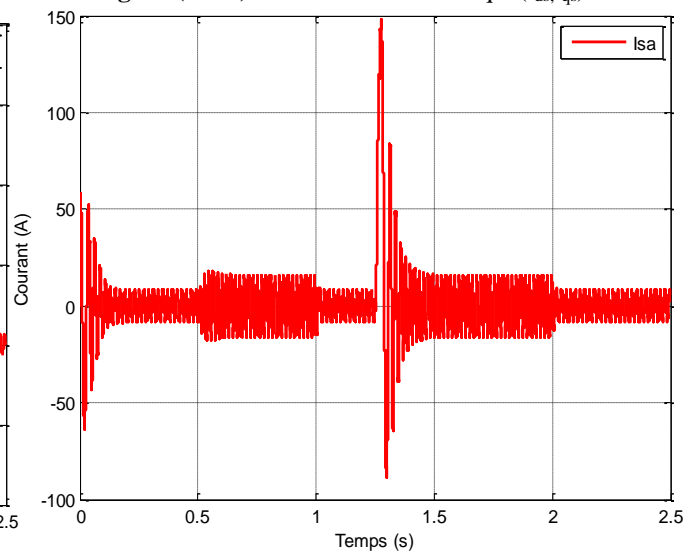


Figure (II.23) : Le courant de phase statorique(i_{sa}^*).

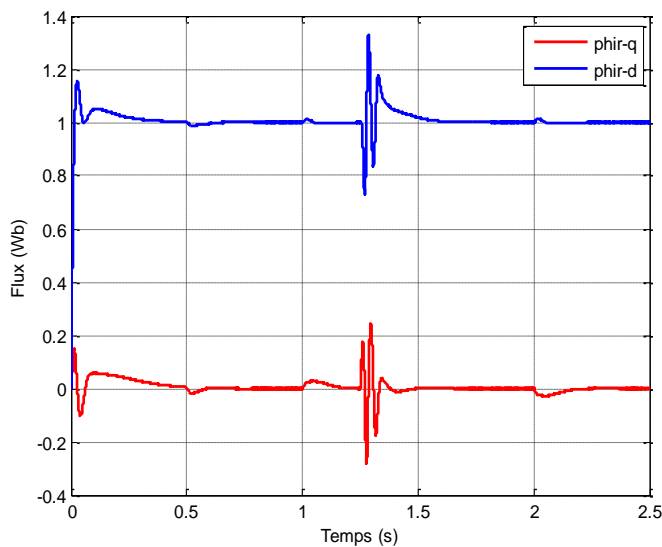


Figure (II.24) : Flux rotorique.

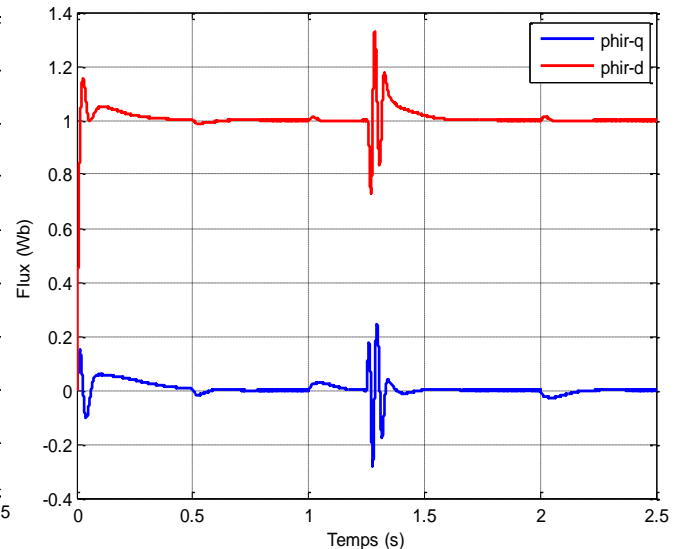


Figure (II.25) : Flux rotorique*.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, il a été présenté en premier lieu, l'onduleur de tension commandé par la technique MLI (sinus-triangle).

En second lieu, une introduction au contrôle vectoriel est présentée, dans le but de commander la machine asynchrone selon un modèle bien spécifique, au régime transitoire, avec un découplage entre le flux et le couple qui est basé sur des termes de compensations. Ces derniers sont calculés à partir du flux consigne ou du flux estimé.

La synthèse des régulateurs (*PI*) classiques porte sur des systèmes linéaires dont les coefficients (proportionnel (k_p), intégral (k_i)) sont calculés selon les paramètres de la machine pour une dynamique bien précise.

Dans le troisième chapitre, une application de la notion de platitude différentielle pour la synthèse d'une loi de commande pour la machine asynchrone sera présentée.

Chapitre III

Théorie de platitude, application pour la commande d'une Machine Asynchrone

III.1 Introduction

La notion de la commande basée sur la théorie de platitude différentielle des systèmes est un concept relativement nouveau, il a été introduit par : [M. Fliess], [J. Lévine], [Ph. Martin] et [P. Rouchon] en 1992. Ce concept est basé sur le choix des sorties plates du système qui apporte une notion d'équivalence entre un système linéaire commandable et un système non linéaire.

Cependant, il n'existe pas actuellement de méthode constructive permettant de déterminer la platitude d'un système et d'en donner les sorties plates. La détermination des sorties candidates reste liée à une certaine pratique de la méthode, Toutefois, la connaissance de certains critères de platitude peut aider au choix des sorties plates [19].

L'objectif de ce chapitre est de présenter le principe de la théorie de platitude ainsi que la démarche à suivre pour la synthèse d'une loi de commande plate pour les systèmes non linéaires. Une application sera présentée pour la commande de la machine asynchrone, permettant de réaliser un suivi de trajectoires de références en boucle ouverte, ensuite un rejet de perturbations en boucle fermée est effectué à l'aide d'une stratégie de stabilisation au tour des trajectoires planifiées.

Dans ce chapitre nous exposons en détail les calculs permettant de remonter à l'expression de la commande plate. À cet effet, il faut exprimer toutes les composantes de l'état en fonction des sorties plates pour arriver à définir cette commande de référence non linéaire en tension. L'application de cette commande sur la machine asynchrone et les résultats obtenus en termes de poursuite en boucle ouverte et rejet de perturbations en boucle fermée à l'aide de la synthèse des correcteurs (*P.I*) sont illustrés à travers les résultats de simulation obtenus sous *MATLAB/ simulink*.

III.2. Définition de la platitude d'un système non linéaire:

Considérons le système non linéaire (ΣI) donné sous forme d'état suivant:

$$\dot{x} = f(x, u) \text{ avec; } x = (x_1, \dots, x_n) \in R^n, u = (u_1, \dots, u_m) \in R^m \quad (III.1)$$

On dit que le système (ΣI) est différentiellement plat s'il existe un vecteur y appelé sortie plate composé de m sorties fictives (y_1, \dots, y_m) telles que:

- ✓ L'état x et la commande u s'expriment en fonction de y et d'un nombre fini de ses dérivées.
- ✓ La sortie plate y s'exprime en fonction de l'état x , de la commande u , et d'un nombre fini des dérivées de u .

Il existe alors trois fonctions à valeur vectorielle $A=(A_1, \dots, A_n)$, $B=(B_1, \dots, B_m)$ et $C=(C_1, \dots, C_m)$ telles que:

$$x = A(y, \dot{y}, \dots, y^{(\alpha)}) \quad (III.2)$$

$$u = B(y, \dot{y}, \dots, y^{(\alpha+1)}) \quad (III.3)$$

$$y = C(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(\gamma)}) \quad (III.4)$$

Où $y^{(\alpha)}$ représente la dérivée α -ième de y par rapport au temps. On peut remarquer qu'avec cette définition les composantes du vecteur de sortie y sont différentiellement indépendantes, car il n'existe pas de relation différentielle entre les composantes (y_1, \dots, y_m) qui soit indépendante de u [19].

III.3 Exemple d'un système plat

Considérons un système fait de deux solides de masse respectives m_1 et m_2 , accrochés à deux ressorts de raideurs respectives k_1 et k_2 , pouvant se déplacer selon l'axe Ox (voir la figure III.1).

Les abscisses respectives des centres de gravité G_1 et G_2 des deux solides sont notées : l_1+x_1 et l_2+x_2 où l_1 et l_2 sont les positions au repos de G_1 et G_2 . On suppose que les deux masses sont soumises à des frottements visqueux $\gamma_1(\dot{x}_1)$ et $\gamma_2(\dot{x}_2)$ respectivement. Les fonctions γ_1 et γ_2 sont supposées non négatives, deux fois continument dérivables et $\gamma_1(0) = \gamma_2(0) = 0$. Enfin, on exerce une force u sur G_2 [20].

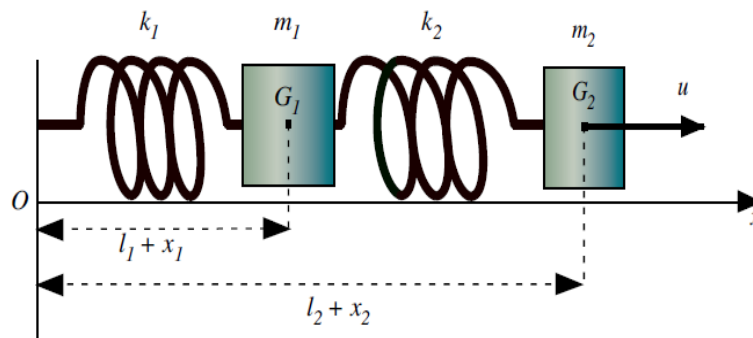


Figure (III.1) : Système masses-ressorts

Les équations de la mécanique s'écrivent immédiatement :

$$\begin{cases} m_1 \ddot{x}_1 + k_1 x_1 + \gamma_1(\dot{x}_1) = k_2(x_2 - x_1) \\ m_2 \ddot{x}_2 + k_2(x_2 - x_1) + \gamma_2(\dot{x}_2) = u. \end{cases} \quad (III.5)$$

Pour mettre (III.5) sous forme implicite, il suffit d'éliminer la dernière équation, soit :

$$m_1 \ddot{x}_1 + k_1 x_1 + \gamma_1(\dot{x}_1) - k_2(x_2 - x_1) = 0 \quad (III.6)$$

Montrons qu'on peut exprimer x_2 et u en fonction de x_1 . De la première équation de (III.5), on tire :

$$x_2 = \frac{m_1}{k_2} \ddot{x}_1 + \frac{1}{k_2} ((k_1 + k_2)x_1 + \gamma_1(\dot{x}_1)) \quad (III.7)$$

Et, en dérivant, notant γ'_1 la dérivée de la fonction γ_1

$$\dot{x}_2 = \frac{m_1}{k_2} x_1^{(3)} + \frac{1}{k_2} ((k_1 + k_2)\dot{x}_1 + \gamma'_1(\dot{x}_1)\dot{x}_1) \quad (III.8)$$

Puis de la seconde équation de (III.5), utilisant les expressions de x_2 et \dot{x}_2 ci-dessus :

$$\begin{aligned} u = & \frac{m_1 m_2}{k_2} x_1^{(4)} + \left(\frac{m_2 k_1}{k_2} + m_2 + m_1 \right) \ddot{x}_1 + k_1 x_1 + \gamma_1(\dot{x}_1) \\ & + \frac{m_2}{k_2} (\gamma''_1(\dot{x}_1)(\dot{x}_1)^2 + \gamma'_1(\dot{x}_1)x_1^{(3)} + \gamma_2 \left(\frac{m_1}{k_2} x_1^{(3)} + \frac{1}{k_2} ((k_1 + k_2)\dot{x}_1 + \gamma'_1(\dot{x}_1)\dot{x}_1) \right) \end{aligned} \quad (III.9)$$

Ce qui montre que x_2 et u , s'expriment en fonction de x_1 et d'un nombre fini de ses dérivées et donc que le système de (III-5) est plat avec x_1 comme sortie plate [20].

III.4 Planification de trajectoire

L'objectif de la planification de trajectoire consiste à déterminer le vecteur de commande $u(t)$ sur un horizon temporel fini (T) pour permettre de faire évoluer le système dans l'espace d'état du point initial $x(0)$ au point final $x(T)$ voulu [19].

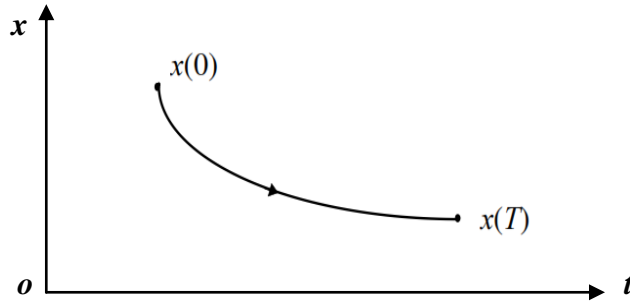


Figure (III.2) : Planification de trajectoire.

Pour les systèmes plats, le calcul d'une trajectoire du système (III.1) s'obtient à partir du vecteur de sortie sans intégrer d'équations différentielles. Il suffit de trouver une courbe dans l'espace $(y, \dots, y^{(\infty)})$ vérifiant les conditions initiale et finale de la trajectoire. Soit:

$$x(0) = A(y(0), \dots, y^{(\infty)}(0)) \quad (III.10)$$

$$x(T) = A(y(T), \dots, y^{(\infty)}(T)) \quad (III.11)$$

Il existe alors plusieurs types de courbes possibles, comme les courbes polynomiales par exemple. Cependant, il est préférable de prendre en compte la structure et la physique du système pour obtenir une courbe adaptée au problème [20].

La commande en boucle ouverte u qui amène le système de l'état $x(0)$ à l'état $x(T)$ est alors obtenue à partir de l'expression (III.3) que nous rappelons ici:

$$u(t) = B(y(t), \dots, y^{(\alpha+1)}(t)) \quad (\text{III.12})$$

III.5 Synthèse de loi de commande pour les systèmes plats

III.5.1 Méthodologie de synthèse

Dans le cadre de la synthèse d'une loi de commande pour un système plat nous proposons d'utiliser la démarche suivante:

- ✓ Génération des trajectoires de la sortie plate de référence y_{ref} possibles.
- ✓ Génération des trajectoires de l'entrée de référence u_{ref} correspondantes (commandes).
- ✓ Synthèse d'une stratégie de stabilisation de la commande autour des trajectoires de références planifiées.

III.5.2 Synthèse du générateur de référence à partir du concept de platitude

Le concept de platitude a permis de clarifier le lien entre les dérivées à considérer et le modèle nominal. En effet se fixer une trajectoire de sortie revient à faire évoluer l'état suivant une trajectoire de référence définie par le point initial $x(0)$ et le point final $x(T)$. Or pour un système plat, l'état peut s'exprimer en fonction de la sortie plate y et d'un nombre fini de ses dérivées. Il est donc possible de trouver la trajectoire de la sortie plate $y_{ref}(t)$ vérifiant ces conditions. De là, on en déduit aisément la commande $u_{ref}(t)$ à générer pour qu'en l'absence de toute perturbation la sortie plate suive la sortie de référence [21].

La solution consiste donc à déterminer une fonction temporelle $y_{ref}(t)$ qui vérifie les conditions initiales et finales. La trajectoire déterminée n'est valable que dans l'intervalle de temps $[0 T]$, car le polynôme en t diverge lorsque le temps tend vers l'infini. Il est alors nécessaire, au-delà de l'instant T , de générer une nouvelle trajectoire y_{ref} et une nouvelle commande u_{ref} . Le but alors est de générer la trajectoire de référence nominale y_{ref} et la commande (entrée) de référence nominale u_{ref} . Ces deux références sont fournies au bloc de régulation, de manière à ce qu'en l'absence de toute perturbation (modèle, sorties, état) la sortie du système réel se déplace sur la trajectoire de référence, la sortie du bloc de régulation est alors égale à l'entrée de référence u_{ref} .

III.5.3 Stratégie de stabilisation autour des trajectoires de références

Nous avons vu que la commande u_{ref} développée à partir du concept de platitude est établie et définie pour une poursuite de trajectoire en boucle ouverte. La poursuite parfaite est assurée lorsque le système n'est pas perturbé. Or les systèmes physiques non linéaires sont soumis d'une part à des perturbations inhérentes à leurs contexte de travail, et d'autre part à des incertitudes sur les paramètres. Il est donc nécessaire d'apporter une solution pour stabiliser le système autour des trajectoires si celles-ci sont perturbées [18].

La figure (III.3) illustre le principe de la stratégie de stabilisation de la commande.

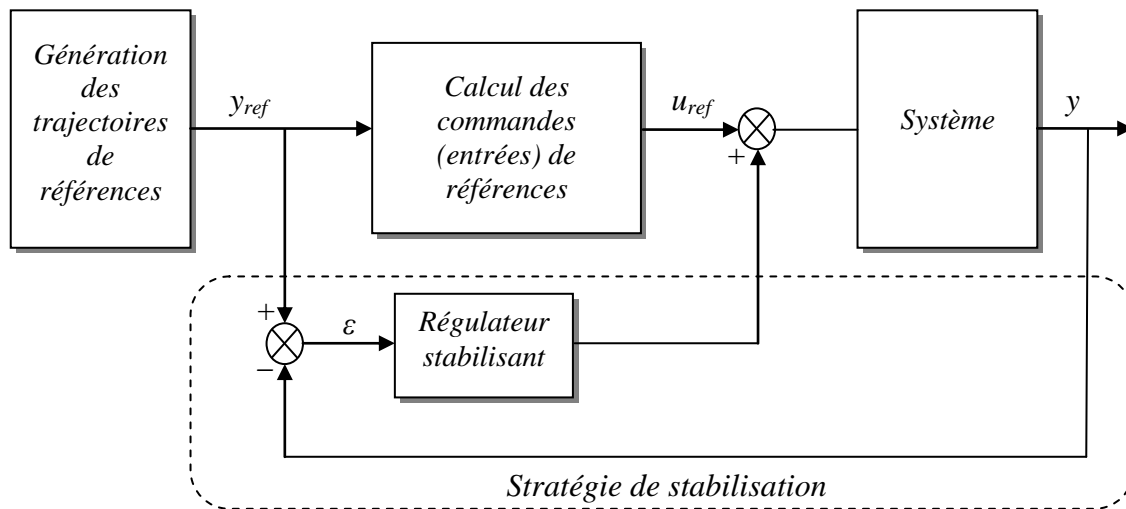


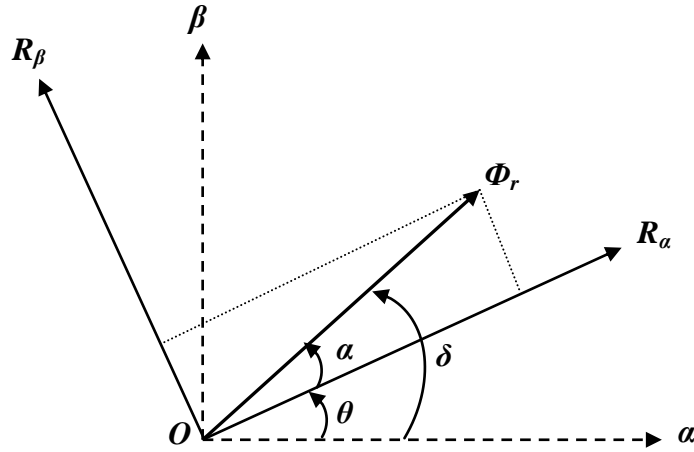
Figure (III.3): Principe de la stratégie de stabilisation autour des trajectoires de référence.

Une stratégie de stabilisation par une boucle de rétroaction *'feedback'* est proposée dans le cadre de notre commande. La synthèse des correcteurs à l'aide des *(P.I)* sur les dynamiques d'erreurs est effectuée pour répondre à l'objectif de rejet de perturbations.

III.6 Platitude du modèle de la machine asynchrone

Dans l'objectif de simplifier la synthèse d'une loi de commande de la machine asynchrone, il faut démontrer tout d'abord que le modèle de cette dernière est un système différentiellement plat.

À partir de la modélisation de la machine asynchrone, on peut montrer que l'angle électrique α (correspondant à la phase du flux rotorique total Φ_r dans le référentiel rotorique), et l'angle θ (représentant la position du référentiel rotorique dans le référentiel statorique), constituent des sorties plates pour le modèle algébro-différentiel de la machine (voir la figure III.4).



α, β : repère d'axes fixe lié au stator - R_α, R_β : repère d'axes lié au rotor

Figure (III.4): définition des angles.

On note que les variables données avec la notation *tilde* : ' \tilde{x} ' sont considérées dans le référentiel rotorique. La modélisation de la machine permettant de démontrer la platitude est donnée par les équations des tensions et flux suivantes :

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \quad (III.13)$$

$$0 = R_r \tilde{i}_r + \frac{d\tilde{\Phi}_r}{dt} \quad (III.14)$$

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \tilde{i}_r e^{jp\theta} \quad (III.15)$$

$$\tilde{\Phi}_r = L_r \tilde{i}_r + M \bar{i}_s e^{-jp\theta} \quad (III.16)$$

L'intérêt d'utiliser la notation complexe est de réduire le nombre d'équations d'une part et simplifier le passage entre les repères de la machine d'autre part.

$$\bar{\Phi}_r = \tilde{\Phi}_r e^{jp\theta} \quad \bar{\Phi}_s = \tilde{\Phi}_s e^{jp\theta}, \quad \bar{i}_r = \tilde{i}_r e^{jp\theta}, \quad \bar{i}_s = \tilde{i}_s e^{jp\theta}$$

Le couple électromagnétique est régi par l'équation suivante :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \Im m[\bar{i}_s \cdot \bar{\Phi}_r^*] \quad (III.17)$$

Remarque

On note la partie imaginaire et le conjugué de (x) respectivement par : $\Im m(x)$ et x^* .

L'équation mécanique devenant alors :

$$j \frac{d^2\theta}{dt^2} = p \frac{M}{L_r} \Im m[\bar{i}_s \cdot \bar{\Phi}_r^*] - C_r - f\dot{\theta} \quad (III.18)$$

Pour démontrer la platitude du modèle, on adopte la notation ρ : pour le module du flux rotorique et δ : comme étant la position du flux rotorique dans le référentiel fixe $(\alpha\beta)$ tel que : $\bar{\Phi}_r = \rho e^{j\delta}$.

On note par α la phase du flux rotorique total dans le référentiel rotorique tel que : $\alpha = \delta - p\theta$;
avec : $\dot{\alpha} = \dot{\delta} - p\omega$ est la vitesse de glissement.

$$\tilde{\Phi}_r = \bar{\Phi}_r e^{-jp\theta} = \rho e^{j\delta} \cdot e^{-jp\theta} = \rho e^{j(\delta-p\theta)} = \rho e^{j\alpha} \quad (III.19)$$

À partir de (II.14) et (II.16) on obtient :

$$\tilde{i}_s = \frac{1}{M} \left(\tilde{\Phi}_r + \frac{L_r}{R_r} \frac{d}{dt} (\tilde{\Phi}_r) \right) \quad (III.20)$$

Donc : Tapez une équation ici.

$$\bar{i}_s \cdot \bar{\Phi}_r^* = \tilde{i}_s \tilde{\Phi}_r^* = \frac{1}{M} \left(\tilde{\Phi}_r^2 + \frac{L_r}{R_r} \frac{d}{dt} (\tilde{\Phi}_r) (\tilde{\Phi}_r)^* \right) \quad (III.21)$$

Finalement, à partir des équations (III.18) et (III.21), le couple produit peut s'écrire :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Im m[\bar{i}_s \cdot \bar{\Phi}_r^*] = \frac{p}{R_r} \rho^2 \dot{\alpha} \quad (III.22)$$

L'équation mécanique de la machine devient alors :

$$\frac{d^2\theta}{dt^2} = \frac{p}{R_r J} \rho^2 \dot{\alpha} - \frac{C_r}{J} - \frac{f\dot{\theta}}{J} \quad (III.23)$$

Sous l'hypothèse que le couple de charge C_r ne dépend que de la vitesse du rotor, de sa position, et du temps, on peut exprimer le module ρ du flux rotorique Φ_r en fonction des sorties plates α et θ et d'un nombre fini de leurs dérivées.

L'amplitude du flux rotorique ρ peut se mettre sous la forme :

$$\rho = \sqrt{\frac{R_r(J\dot{\theta} + f\theta + C_r)}{p\dot{\alpha}}} = a(\dot{\theta}, \ddot{\theta}, \dot{\alpha}, C_r) = a(y, \dot{y}, \ddot{y}) \quad (III.24)$$

D'où :

$$\tilde{\Phi}_r = \rho e^{j\alpha} = b(\dot{\theta}, \ddot{\theta}, \dot{\alpha}, C_r) = b(y, \dot{y}, \ddot{y}) \quad (III.25)$$

En utilisant les équations (III.15) et (III.16), on obtient:

$$\tilde{i}_r = -\frac{1}{R_r} \frac{d\tilde{\Phi}_r}{dt} = c(\ddot{\theta}, \theta^{(3)}, \dot{\alpha}, \ddot{\alpha}, C_r, \dot{C}_r) = c(y, \dot{y}, \ddot{y}, y^{(3)}) \quad (III.26)$$

En injectant les équations (III.25) et (III.26) dans l'équation (III.16), on obtient :

$$\bar{i}_s = \frac{1}{M} (\tilde{\Phi}_r - L_r \tilde{i}_r) e^{jp\theta} = d(\theta, \dots, \theta^{(3)}, \alpha, \dots, \ddot{\alpha}, C_r, \dot{C}_r) = d(y, \dot{y}, \ddot{y}, y^{(3)}) \quad (III.27)$$

D'autre part, en injectant les équations (III.26) et (III.27) dans l'équation (III.15), on obtient :

$$\bar{\Phi}_s = L_s \dot{i}_s + M e^{jp\theta} \tilde{i}_r = e(\theta, \dots, \theta^{(3)}, \alpha, \dots, \ddot{\alpha}, C_r, \dot{C}_r) = e(y, \dot{y}, \ddot{y}, y^{(3)}) \quad (III.28)$$

Finalement, en injectant les équations (III.27) et (III.28) dans l'équation (III.13), on obtient :

$$u_s = u_{sa} + j u_{sb} = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} = f(\theta, \dots, \theta^{(4)}, \alpha, \dots, \alpha^{(3)}, C_r, \dots, \dot{C}_r) = f(y, \dot{y}, \ddot{y}, y^{(4)}) \quad (III.29)$$

Toutes les variables décrivant le modèle de la machine asynchrone ainsi que les entrées (dont le nombre est égal au nombre de sorties, ici égale à deux) sont complètement décrites par la position du rotor et de l'angle du flux rotorique. Le système est donc plat.

III.7 Application de la platitude pour la commande de la machine asynchrone

À partir de la modélisation deux phases de la machine asynchrone, nous mettons en évidence la possibilité de remonter à des commandes non linéaires qui sont fonctions uniquement des sorties à contrôler par analogie avec le concept de la théorie de platitude différentielle des systèmes. La commande présentée est la commande plate à référence non linéaire en tension que nous allons noter *(C.P.R.N.L.T)* pour le reste du travail. L'entrée de la machine correspond aux deux composantes en tension ($u_{s\alpha}$ et $u_{s\beta}$) du modèle biphasé.

III.7.1 Objectifs de la commande

L'objectif fixé est de réaliser un suivi de trajectoire en vitesse avec maintien du flux dans le rotor. Nous verrons par la suite que nous pourrions étendre cet objectif à un rejet de perturbations en boucle fermée à l'aide d'une stratégie de stabilisation autour des trajectoires de référence planifiées.

- ✓ **L'objectif 1** : suivi d'un profil de vitesse rotorique à flux constant en boucle ouverte en l'absence des perturbations. Le vecteur de sorties plates est donné par :

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ \rho \end{bmatrix} \quad (III.30)$$

- ✓ **L'objectif 2** : suivi d'un profil de vitesse rotorique à flux constant et rejet des perturbations en boucle fermée.

III.7.2 Stratégie de la commande en boucle ouverte

Le but est d'exploiter les équations générales de la représentation deux phases de la machine asynchrone pour développer une commande en boucle ouverte s'écrivant à partir des sorties vitesse et flux (III.30). Pour ce faire, nous considérons le modèle mathématique deux phases présenté dans le paragraphe III.4.

L'équation mécanique s'écrit:

$$j \frac{d\Omega}{dt} = p \Im m[i_r^* \cdot \Phi_r] - C_r - f\Omega \quad (III.31)$$

Nous avons vu que si le flux rotorique dans le référentiel (α, β) s'écrit sous sa forme complexe:

$$\Phi_r = \rho e^{j\alpha} \quad (III.32)$$

Avec : ρ : l'amplitude du flux rotorique et α : la position du flux rotorique. L'équation mécanique

est à tout instant régie par :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{p}{R_r J} \rho^2 \dot{\alpha} - \frac{C_r}{J} - \frac{f\Omega}{J} \quad (III.33)$$

À partir de cette équation, nous pouvons en déduire l'angle α uniquement en fonction des sorties désirées:

$$\alpha = \frac{R_r}{p} \int_0^t \left(\frac{J\dot{\Omega}}{\rho^2} + \frac{C_r}{\rho^2} + \frac{f\Omega}{\rho^2} \right) dt \quad (III.34)$$

Avec la notation donnée dans (III.30) :

$$\alpha = \frac{R_r}{p} \int_0^t \left(\frac{J\dot{y}_1}{y_2^2} + \frac{C_r}{y_2^2} + \frac{f y_1}{y_2^2} \right) dt \quad (III.35)$$

Le flux rotorique Φ_r pourra être complètement déterminé si le couple de charge C_r est considéré nul pour le calcul de la commande. Le couple de charge total est donc défini par :

$$C_{rt} = C_r + \frac{f\Omega}{p} = \frac{f\Omega}{p} \quad (III.36)$$

En effet, pour la stratégie en boucle ouverte, étant donné que la trajectoire de vitesse est planifiée, un couple correspondant au couple de frottement visqueux peut être obtenu ($f\Omega/p$). Ainsi pour la suite de la commande en tension, C_{rt} correspondra uniquement au terme ($f\Omega/p$). Ceci permet de déterminer une expression du flux rotorique pouvant être entièrement calculable numériquement :

$$\Phi_r = \rho e^{j\alpha} = y_2 \exp \left\{ j \left(\frac{R_r}{p} \int_0^t \left(\frac{J\dot{y}_1}{y_2^2} + \frac{f y_1}{y_2^2} \right) dt \right) \right\}$$

$$\Phi_r = \xi(y_2, \int(y_1, y_2), \int(\dot{y}_1, y_2)) \quad (III.37)$$

A partir de l'équation (III.37) et de l'équation électrique du rotor (III.14):

$$R_r i_r + \frac{d\Phi_r}{dt} = 0 \quad (III.38)$$

$$i_r = -\frac{1}{R_r} \frac{d\Phi_r}{dt}$$

$$i_r = -\frac{1}{R_r} \left(\dot{y}_2 + j \frac{R_r}{p} \left(\frac{J\dot{y}_1}{y_2^2} + \frac{f y_1}{y_2^2} \right) \right) e^{j\alpha}$$

$$i_r = -\frac{1}{R_r} \xi(\dot{y}, \dot{y}, \int(y_1, y_2), \int(\dot{y}_1, y_2)) \quad (III.39)$$

À partir des équations (III.37), (III.39) et de l'équation régissant le flux rotorique (III.16):

$$\Phi_r = M i_s e^{-jp\theta} + L_r i_r \quad (III.40)$$

$$i_s = \frac{1}{M} (\Phi_r - L_r i_r) e^{jp\theta}$$

$$i_s = \frac{1}{M} e^{jp\theta} \left(y_2 e^{j\alpha} + \frac{L_r}{R_r} \left(\dot{y}_2 + j \frac{R_r}{p} \left(\frac{J\dot{y}_1}{y_2^2} + \frac{f y_1}{y_2^2} \right) \right) e^{j\alpha} \right)$$

$$i_s = \frac{1}{M} e^{j(p\theta+\alpha)} (y_2 + T_r K_1)$$

Avec :

$$K_1 = \left(\dot{y}_2 + j \frac{R_r}{p} \left(\frac{J\dot{y}_1}{y_2^2} + \frac{f y_1}{y_2^2} \right) \right) = A(y_1, \dot{y}_1, y_2, \dot{y}_2)$$

$$i_s = \varepsilon(y, \dot{y}, \int(y_1, y_2), \int(\dot{y}_1, y_2)) \quad (III.41)$$

À partir des équations (III.39), (III.41) et de l'équation régissant le flux statorique (III.15):

$$\Phi_s = L_s i_s + M i_r e^{jp\theta} \quad (III.42)$$

$$\Phi_s = \frac{L_s}{M} e^{j(p\theta+\alpha)} (y_2 + T_r K_1) - \frac{M}{R_r} K_1 e^{j(p\theta+\alpha)}$$

$$\Phi_s = e^{j(p\theta+\alpha)} \left\{ \frac{L_s}{M} y_2 + \frac{L_s T_r K_1}{M} - \frac{M K_1}{R_r} \right\}$$

$$\Phi_s = \mu(y, \dot{y}, \int(y_1, y_2), \int(\dot{y}_1, y_2)) \quad (III.43)$$

À partir des équations (III.41), (III.43) et de l'équation électrique du stator (III.13):

$$u_s = u_{s\alpha} + j u_{s\beta} = R_s i_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (III.44)$$

$$u_s = \frac{R_s}{M} e^{j(p\theta+\alpha)} (y_2 + T_r K_1) + \frac{d}{dt} \left\{ e^{j(p\theta+\alpha)} \left\{ \frac{L_s}{M} y_2 + \frac{L_s T_r K_1}{M} - \frac{M K_1}{R_r} \right\} \right\}$$

$$u_s = u_{s\alpha} + j u_{s\beta} = F(y, \dot{y}, \ddot{y}, \int(y_1, y_2), \int(\dot{y}_1, y_2)) \quad (III.45)$$

Finalement, toutes les composantes de l'état et l'entrée en tension du stator u_s sont entièrement exprimées dans la formulation désirée [18].

III.7.3 Expression littérale de la (C.P.R.N.L.T)

À partir de l'expression (III.45), on fait apparaître la pulsation de la commande en posant :

$$e^{j(p\theta+\alpha)} = e^{j\delta} = (\cos \delta + j \sin \delta) \quad (III.46)$$

En remplaçant (III.46) dans l'équation (III.45), en regroupant les termes de la partie réelle dans $u_{s\alpha}$ et les termes de la partie imaginaire dans $u_{s\beta}$, il en résulte les expressions suivantes pour la commande de référence non linéaire en tension :

$$\begin{aligned}
u_{s\alpha} &= \frac{R_s}{M} (\cos \delta y_2 + \cos \delta T_r \dot{y}_2 - \sin \delta T_r y_2 \dot{\alpha}) \\
&\quad + \frac{L_s}{M} \dot{y}_2 \cos \delta + \ddot{y}_2 \left(\frac{T_r L_s}{M} - \frac{M}{R_r} \right) \cos \delta \\
-y_2 \dot{\alpha} \left(\frac{T_r L_s}{M} - \frac{M}{R_r} \right) \delta \cos \delta - y_2 \left(\frac{T_r L_s}{M} - \frac{M}{R_r} \right) \ddot{\alpha} \sin \delta \\
&\quad - \frac{L_s y_2}{M} \dot{\delta} \sin \delta + \dot{y}_2 \left(\frac{T_r L_s}{M} - \frac{M}{R_r} \right) \dot{\delta} \sin \delta
\end{aligned} \tag{III.47}$$

$$\begin{aligned}
u_{s\beta} &= \frac{R_s}{M} (\sin \delta y_2 + \sin \delta T_r \dot{y}_2 + \cos \delta T_r y_2 \dot{\alpha}) \\
&\quad + \frac{L_s}{M} \dot{y}_2 \sin \delta + \ddot{y}_2 \left(\frac{T_r L_s}{M} - \frac{M}{R_r} \right) \sin \delta \\
-y_2 \dot{\alpha} \left(\frac{T_r L_s}{M} - \frac{M}{R_r} \right) \delta \sin \delta + y_2 \left(\frac{T_r L_s}{M} - \frac{M}{R_r} \right) \ddot{\alpha} \cos \delta \\
&\quad + \frac{L_s y_2}{M} \dot{\delta} \cos \delta + \dot{y}_2 \left(\frac{T_r L_s}{M} - \frac{M}{R_r} \right) \dot{\delta} \cos \delta
\end{aligned} \tag{III.48}$$

Si l'on remplace les sorties respectives y_1 et y_2 par les trajectoires de référence désirées y_{1ref} et y_{2ref} , et si celles-ci admettent des dérivées jusqu'à l'ordre deux ;(le plus haut degré de dérivation apparaissant dans les composantes en tension $u_{s\alpha}$ et $u_{s\beta}$), alors (III.47) et (III.48) seront entièrement calculables numériquement.

Notons les composantes non linéaires de la commande plate à référence en tension de la façon suivante :

$$u_s = u_{s\alpha refBO} + j u_{s\beta refBO} = f_{NL1} + j f_{NL2} \tag{III.49}$$

En boucle ouverte, la commande en tension est obtenue à partir de l'équation (III.35) qui peut s'écrire :

$$\dot{\alpha}_{BO} = \frac{Rr}{p} \cdot \frac{1}{y_{2ref}^2} [J \dot{y}_{1ref} + f y_{1ref}] = \frac{Rr}{p} \cdot \frac{1}{y_{2ref}^2} \cdot C_{emRefBO} \tag{III.50}$$

Avec :

$$C_{emRefBO} = J \dot{y}_{1ref}, \text{ si on néglige le terme } f y_{1ref} \text{ lié aux frottements.}$$

L'équation (III.50) correspond à l'argument planifié du flux rotorique complexe.

$T_c \cdot \dot{\alpha} = (Rr / P \cdot y_{2ref}^2)$; terme de transformation de l'équation (III.50) pour le passage du couple $C_{emRefBO}$ en $[N.m]$ au terme de $\dot{\alpha}_{BO}$ en $[rad/s]$.

Notons que $\dot{\alpha}_{BO}$ est le terme correspondant à la vitesse de glissement.

Schématiquement, la commande plate à référence non linéaire en tension est obtenue par la figure (III.5) ci-dessous :

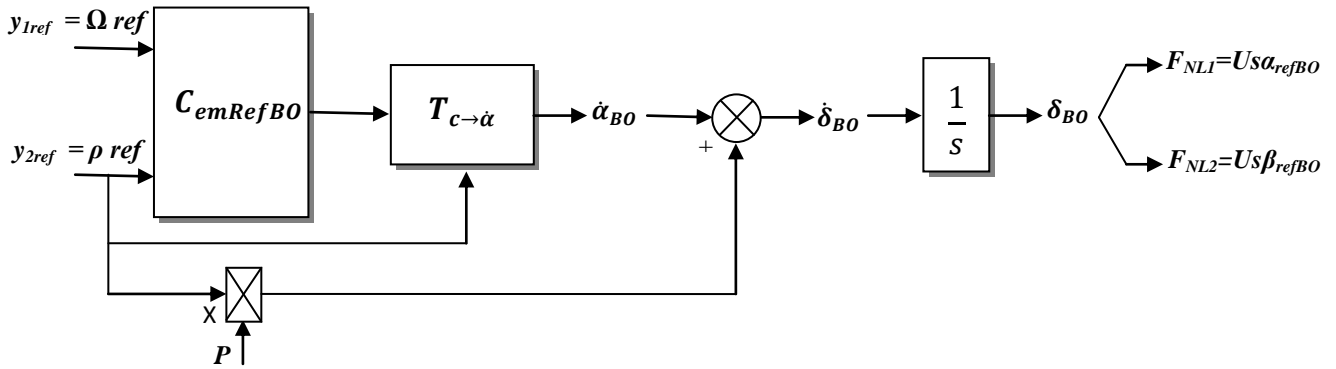


Figure (III.5) : Schéma général du calcul de la (C.P.R.N.L.T).

III.7.5 Planification des trajectoires

Comme nous l'avons vu, la (C.P.R.N.L.T) fait apparaître pour la vitesse y_1 et le flux y_2 des dérivées jusqu'à l'ordre deux. Les trajectoires de référence doivent donc répondre à deux conditions fondamentales :

- ✓ Respecter les contraintes électromécaniques de la machine.
- ✓ Garantir l'existence de dérivées bornées jusqu'à l'ordre deux.

De manière générale, la méthodologie choisie est d'appliquer aux consignes de vitesse et de flux un filtre du second ordre distinct, permettant d'obtenir les trajectoires de référence finales qui soient dérivables deux fois, voir la figure (III.6).

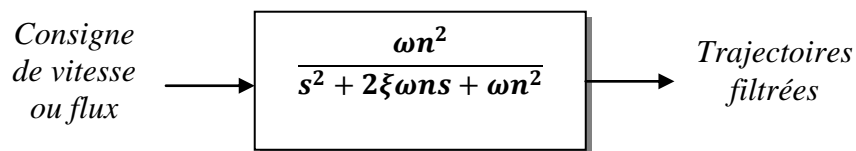


Figure (III.6) : filtrage des consignes

Ces filtres nécessitent donc un choix du coefficient ζ d'amortissement et de la pulsation propre ω_n . Un filtre du second ordre avec un coefficient d'amortissement : $\zeta = 1$ et pulsation : $\omega_n = 33.2$ (rad/s) (adapté à la dynamique de la machine) est alors appliqué aux consignes pour obtenir la trajectoire de référence.

Pour la trajectoire de la vitesse y_{1ref} , nous considérons une référence trapézoïdale dont l'amplitude varie entre $(-\Omega_{nom}$ et $+\Omega_{nom})$ vitesse nominale de la machine.

Pour la norme du flux rotorique nous prenons une trajectoire de référence constante de $(I\omega_b)$ correspondant au niveau de flux moyen désiré dans la machine.

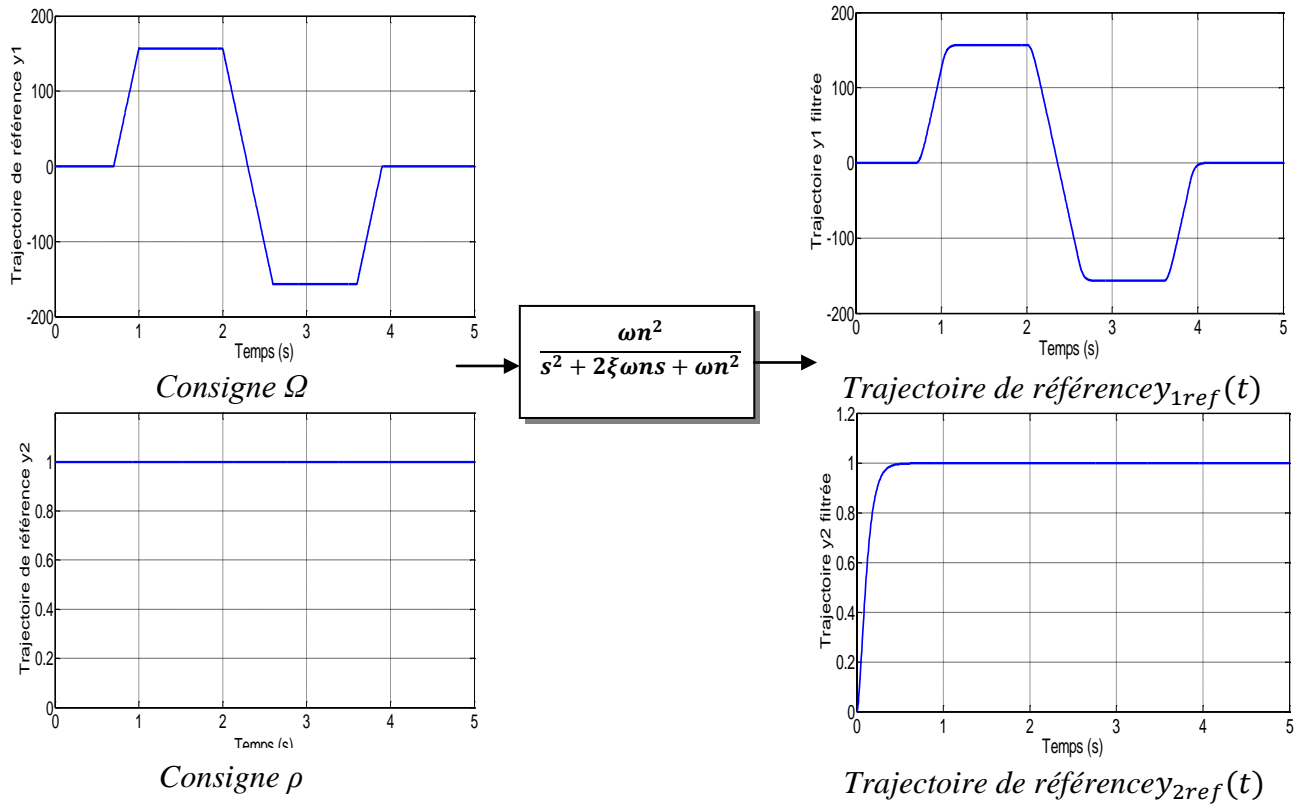


Figure (III.7) : Trajectoire de référence de la vitesse et du flux.

Nous avons vu que l'expression de la commande plate à référence non linéaire en tension fait apparaître pour la vitesse et le module du flux rotorique des dérivées d'ordre deux.

À partir des trajectoires filtrées (y_{1ref} et y_{2ref}), on déduit les dérivées première et seconde illustrées sur les figures (III.8) et (III.9).

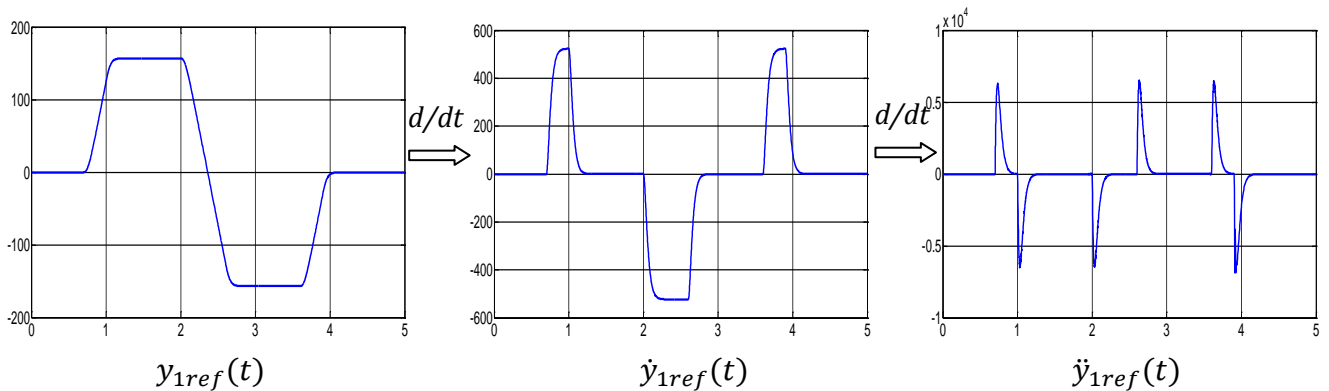


Figure (III.8) : Trajectoires de référence $y_{1ref}(t)$, $\dot{y}_{1ref}(t)$ et $\ddot{y}_{1ref}(t)$.

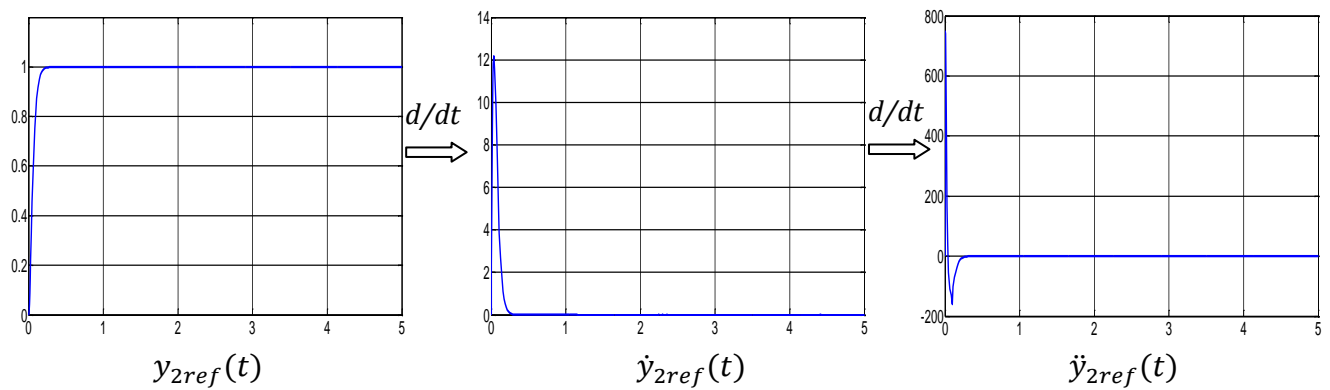


Figure (III.9) : Trajectoires de référence $y_{2ref}(t)$, $\dot{y}_{2ref}(t)$ et $\ddot{y}_{2ref}(t)$.

À partir des trajectoires planifiées, on applique la (C.P.R.N.L.T) au modèle de la machine asynchrone présenté au chapitre I. Comme nous le montre la figure ci-dessous, la (C.P.R.N.L.T) est calculée à partir d'une vitesse de glissement planifiée permettant de définir l'angle δ , qui lui même est utilisé pour le calcul des composantes de commandes données par les expressions (III.47) et (III.48).

Le schéma de commande en boucle ouverte est donné par la figure (III.10). Notons que toute la partie gauche de la figure est obtenue en boucle ouverte, à partir des trajectoires de référence planifiées.

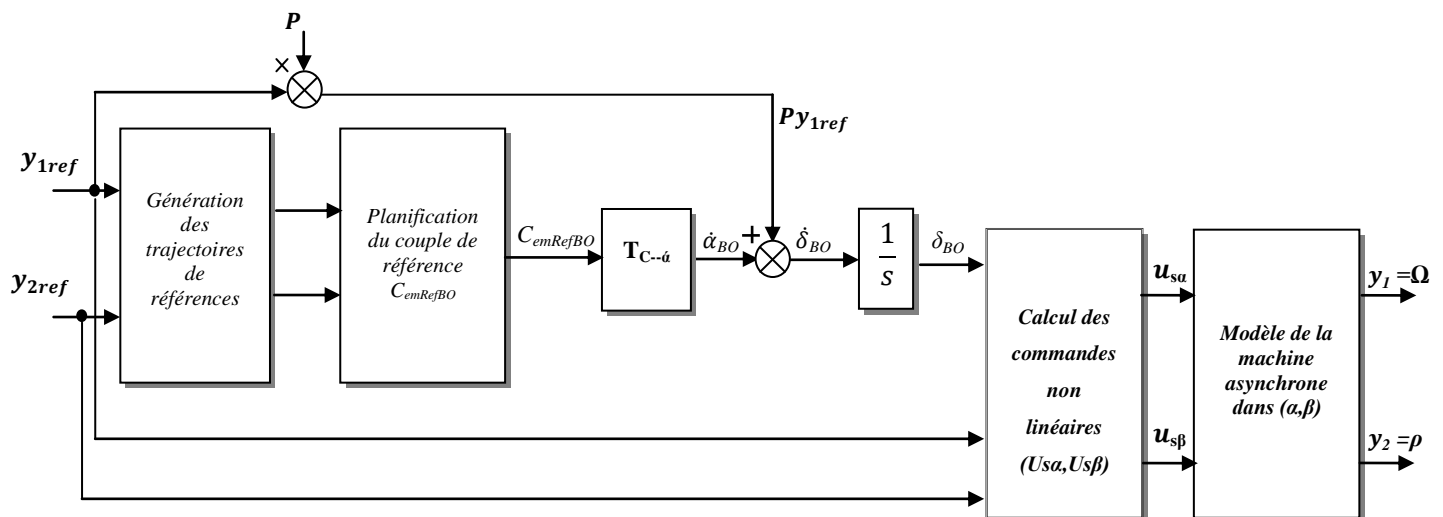
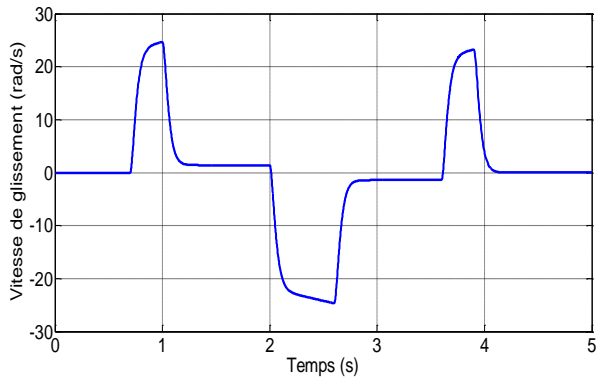
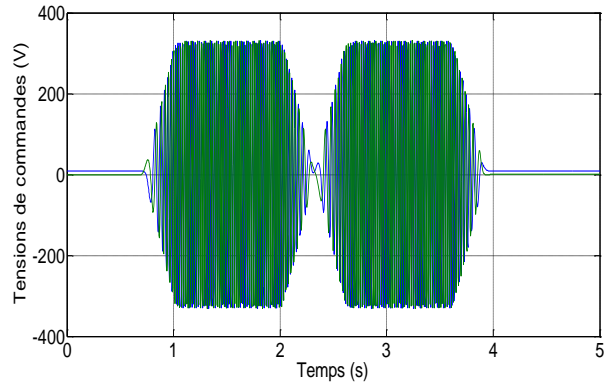


Figure (III.10): Commande en boucle ouverte: (C.P.R.N.L.T). +Machine Asynchrone.

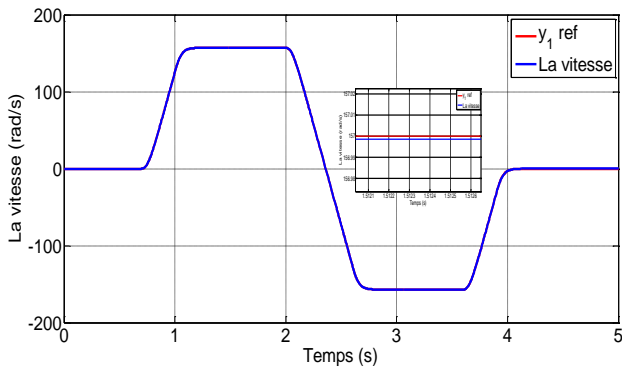
Dans ce qui suit, nous présentons les résultats de simulation obtenus sous *MATLAB/Simulink*.. Ces résultats ont pour but de vérifier l'objectif1 : poursuite parfaite en boucle ouverte pour lequel elle a été conçue. Les résultats de simulation sont donnés par les figures (III.11) à (III.18).



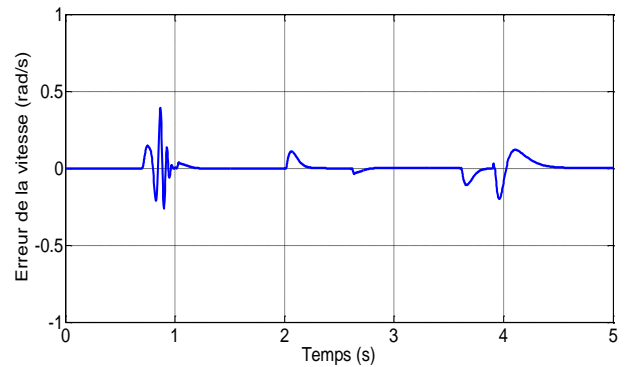
Figure(III.11) : La vitesse de glissement.



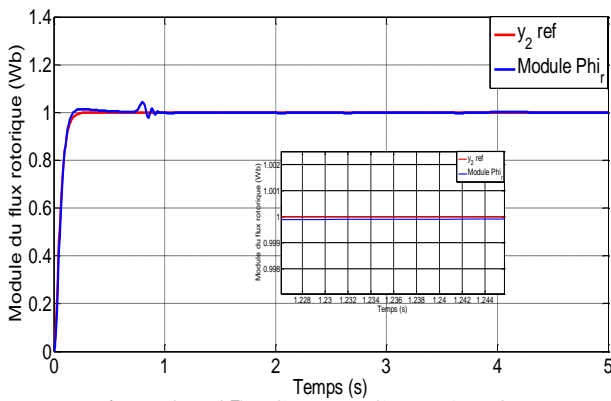
Figure(III.12) : Tensions de commandes ($u_{s\alpha}, u_{s\beta}$).



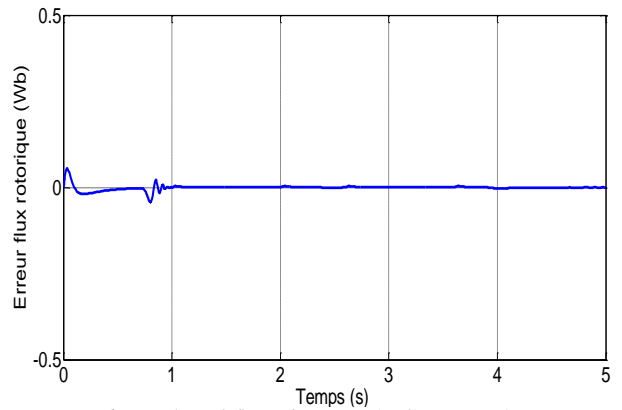
Figure(III.13) : La vitesse & vitesse de référence.



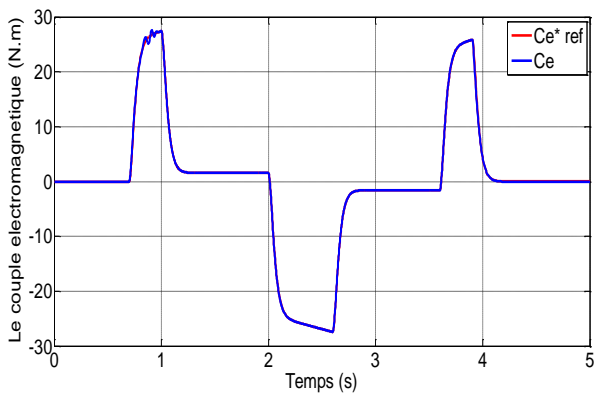
Figure(III.14) : L'erreur de la vitesse.



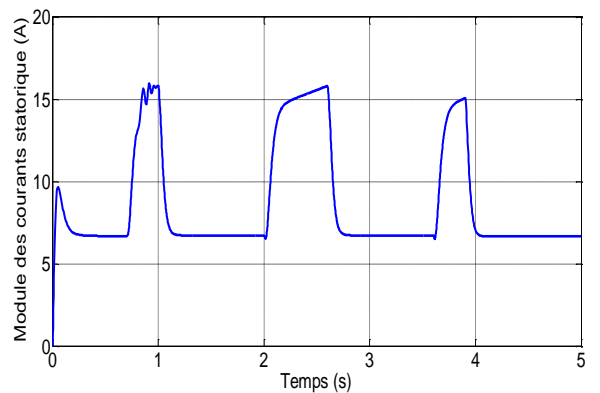
Figure(III.15): flux_r & flux_r de référence.



Figure(III.16) : L'erreur du flux rotorique.



Figure(III.17) : Couple & couple de référence.



Figure(III.18) : Module des courants statoriques.

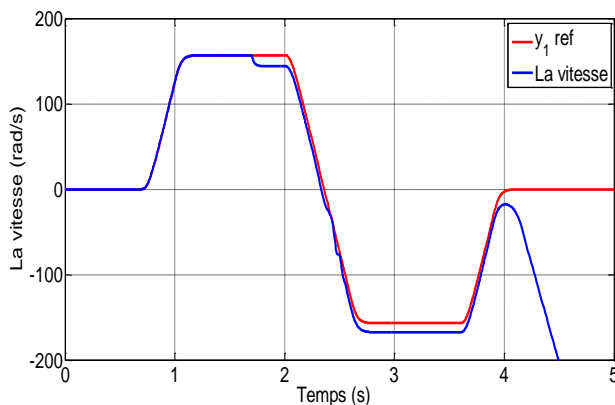
Les principales caractéristiques et paramètres de la machine à base desquels on a obtenu ces résultats, sont données dans l'annexe 'paramètres de la machine asynchrone'.

On observe de façon claire à travers la figure (III.12) que la $(C.P.R.N.L.T)$ est fonction uniquement des sorties à contrôler car l'enveloppe de la tension est un trapèze correspondant à la dynamique spatiale du signal $y_{1ref}(t)$ avec $y_{2ref}(t) = cste$.

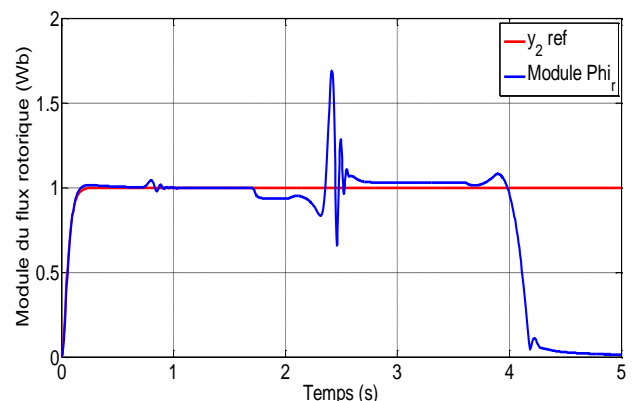
On note également que l'on retrouve bien la dynamique du couple de référence $C_{emRefBO}$ sur la figure (III.17) correspondant au couple électromagnétique développé par la machine.

On observe aussi que la dynamique du courant est directement liée à celle du $C_{emRefBO}$. En effet, la démarche d'écrire tout l'état en fonction des sorties planifiées permet de résumer le comportement du système par le profil des trajectoires de référence.

La $(C.P.R.N.L.T)$ est établie en boucle ouverte en l'absence des perturbations. Ce qui n'est pas le cas lors du fonctionnement de la machine, puisqu'elle est soumise à des perturbations de type (variation de charge) et/ ou (variations paramétriques). Pour montrer l'effet de ces perturbations sur la $(C.P.R.N.L.T)$ en boucle ouverte on applique une charge ($Cr = 25 N.m$) correspondant au couple nominal à la machine. Les résultats de simulation sont donnés par les figures (III.19) et (III.20).



Figure(III.19) : La vitesse & vitesse de référence.



Figure(III.20) : flux_r & flux_r de référence.

On voit clairement la présence d'une erreur statique dans les figures (III.19) et (III.20). On constate que la $(C.P.R.N.L.T)$ en boucle ouverte ne peut pas réaliser un suivi de trajectoires en présence des perturbations. Il est donc nécessaire d'apporter une solution pour stabiliser la commande autour des trajectoires si celles-ci sont perturbées. Une stratégie de stabilisation par bouclage à rétroaction 'feedback' est proposée pour compenser les écarts causés par la présence des perturbations.

III.7.6 Stratégie de stabilisation autour des trajectoires planifiées

Nous avons vu que la commande plate à référence non linéaire en tension est entièrement calculée à partir de la connaissance du couple de référence $C_{emRefBO}$ en boucle ouverte, lui même défini sur la base des trajectoires planifiées. En boucle ouverte, la commande en tension est obtenue schématiquement par la figure (III.5). Nous avons vu que le couple s'écrivait:

$$C_{emRefBO} = [J \dot{y}_{1ref} + f y_{1ref}] \quad (III.51)$$

La question qui se pose, dès lors, pour ajouter le correcteur à la boucle ouverte est la suivante : Quel est le signal v_l (nouvelle entrée) en boucle fermée qui soit la somme d'un signal de référence (en boucle ouverte) et du signal issu du correcteur permettant d'être le plus proche du couple de référence $C_{emRefBO}$?. Cela peut se traduire, dans le cadre de la commande en tension, par le schéma de la figure (III.21) où l'on met en évidence les signaux de référence et celui du régulateur.

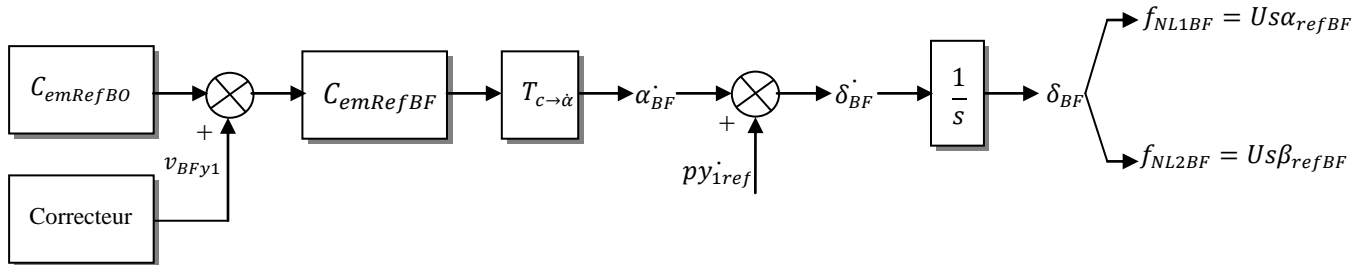


Figure (III.21): Stratégie de bouclage de la (C.P.R.N.L.T).

La réponse à la question ci-dessus est donnée par l'équation suivante permettant de construire la stratégie de la boucle fermée :

$$C_{emRefBF} = C_{emRefBO} + v_{BFy1} \quad (III.52)$$

Où v_{BFy1} , est la sortie du régulateur (*P.I*) de la vitesse, homogène à un couple, le terme prédominant étant $J \dot{y}_{1ref}$. On observe clairement, sur cette équation, que l'on vient de superposer un terme de correction sur le signal couple de référence. Si la dynamique d'erreur est nulle (terme $v_{BFy1} = 0$), on retombe sur $C_{emRefBF} = C_{emRefBO}$, c'est à dire la boucle ouverte.

En effet, la démarche d'écrire tout l'état en fonction des sorties plates permet de résumer le comportement du système comme dans le cas de la boucle ouverte. En boucle fermée, la (C.P.R.N.L.T) est entièrement calculée à partir de la somme d'un signal de référence en boucle ouverte ($C_{emRefBO}$) et d'un signal issu du correcteur de vitesse [18].

On note que le couple de référence en boucle ouverte est calculé à partir de la trajectoire y_{1ref} et de sa dérivée \dot{y}_{1ref} , ainsi que le signal issu du correcteur de vitesse qui agit sur la dynamique de l'erreur de la vitesse, donc il est calculé à partir de l'erreur sur la trajectoire y_{1ref} . En conséquent, le couple

de référence en boucle fermée ($C_{emRefBF}$) dépend uniquement de la trajectoire y_{1ref} et de sa dérivé \dot{y}_{1ref} . Cela permet de satisfaire le deuxième objectif de la commande 'rejet de perturbations' à l'aide d'un seul correcteur (PI) sur la trajectoire y_{1ref} .

Remarque :

On note que dans le cadre de la ($C.P.R.N.L.T$) en boucle fermée, on n'a pas besoin d'estimer le flux rotorique et ce grâce à la propriété du couple de référence ($C_{emRefBF}$) qui s'exprime seulement en fonction de la trajectoire y_{1ref} et de sa dérivée \dot{y}_{1ref} .

IV.7.7 Calcul du régulateur (PI) pour la vitesse

Le schéma de régulation de la vitesse avec un régulateur (PI) est le suivant :

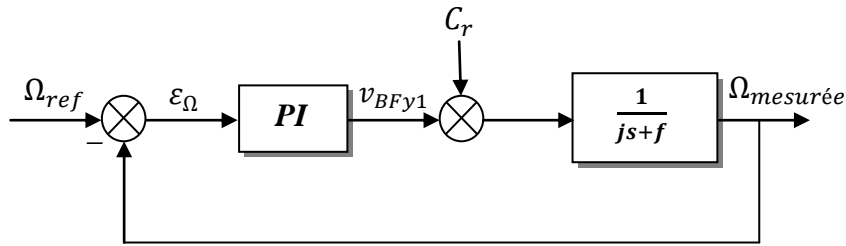


Figure (III.22): Schéma de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert en S (opérateur de Laplace) du régulateur (PI) est donnée par :

$$C(s) = JK_p + \frac{JK_i}{s} \quad (III.53)$$

La sortie du régulateur (PI) s'écrit :

$$v_{BFy1} = JK_p \varepsilon_\Omega + \frac{JK_i}{s} \varepsilon_\Omega \quad (III.54)$$

Avec :

$$\varepsilon_\Omega = \Omega_{ref} - \Omega_{mesurée} = y_{1ref} - y_{1mesurée} \quad (III.55)$$

C'est-à-dire :

$$v_{BFy1} = JK_p \varepsilon_\Omega + JK_i \int_0^t \varepsilon_\Omega dt \quad (III.56)$$

Pour déterminer les gains K_p et K_i du régulateur (PI), on considère l'équation mécanique de la machine :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (III.57)$$

C_{em} : est le couple électromagnétique de la machine. En utilisant les termes correctifs de (III.56), l'équation (III.57) devient :

$$C_{em}^*(FB) = C_{emRefBO} + v_{BFy1} = J\dot{y}_{1ref} + f y_{1ref} + v_{BFy1} \quad (III.58)$$

$$C_{em(FB)}^* = J\dot{y}_{1ref} + fy_{1ref} + JK_p \varepsilon_\Omega + JK_i \int_0^t \varepsilon_\Omega dt \quad (III.59)$$

En dérivant l'équation (III.57) et (III.59) par rapport au temps, on obtient :

$$\dot{C}_r = \dot{C}_{em} - J\ddot{\Omega} - f\dot{\Omega} \quad (III.60)$$

$$\dot{C}_{em(FB)}^* = J\ddot{y}_{1ref} + f\dot{y}_{1ref} + JK_p \dot{\varepsilon}_\Omega + JK_i \varepsilon_\Omega \quad (III.61)$$

En injectant l'équation (III.61) dans (III.60), et dans le cas du bon fonctionnement de la (C.P.R.N.L.T) : $C_{em} = C_{em(FB)}^*$ on obtient l'équation d'erreur suivante :

$$\ddot{\varepsilon}_\Omega + \left(\frac{f+K_p}{J}\right)\dot{\varepsilon}_\Omega + \frac{K_i}{J}\varepsilon_\Omega = \frac{1}{J}\dot{C}_r \quad (III.62)$$

L'équation dynamique de l'erreur (III.62) est donc du second ordre de la forme standard suivante :

$$\ddot{\varepsilon}_\Omega + 2\xi\omega_0\dot{\varepsilon}_\Omega + \omega_0^2\varepsilon_\Omega \quad (III.63)$$

On en déduit ainsi les paramètres :

$$K_p = 2\xi\omega_0 - f/J \quad (III.64)$$

$$K_i = \omega_0^2 \quad (III.65)$$

Si on considère t_r le temps de réponse à 95% de la valeur finale, d'un système du second ordre comme le montre la figure (III.23) ci-dessous :

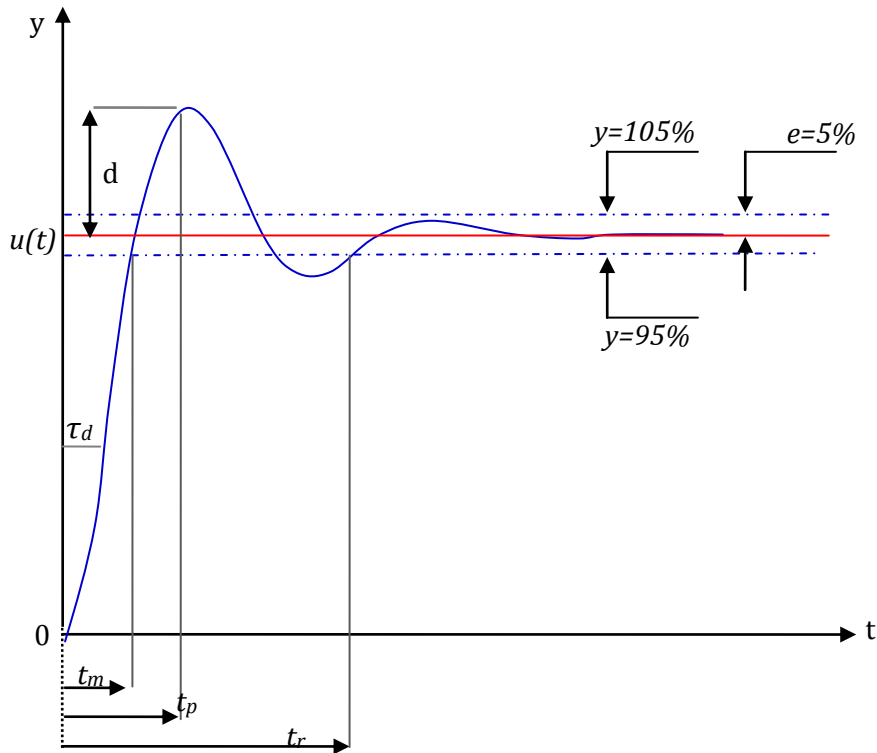


Figure (III.23): Caractéristiques de la réponse d'un système du second ordre.

Le temps de réponse t_r est défini par :

$$t_r \cong 5\tau_0 = 5/\omega_0 \quad (III.66)$$

Il vient avec un coefficient d'amortissement égal à l'unité $\xi = 1$:

$$K_p = 2\xi\omega_0 - \frac{f}{J} = 2\xi/\tau_0 - f/J \quad (III.67)$$

$$K_i = \omega_0^2 = 1/\tau_0^2 \quad (III.68)$$

Les valeurs numériques des paramètres sont données dans l'annexe 'paramètres des régulateurs'.

La loi de commande globale incluant le correcteur (PI) de la vitesse et la (C.P.R.N.L.T) est résumée dans le schéma de la figure (III.24) ci-dessous :

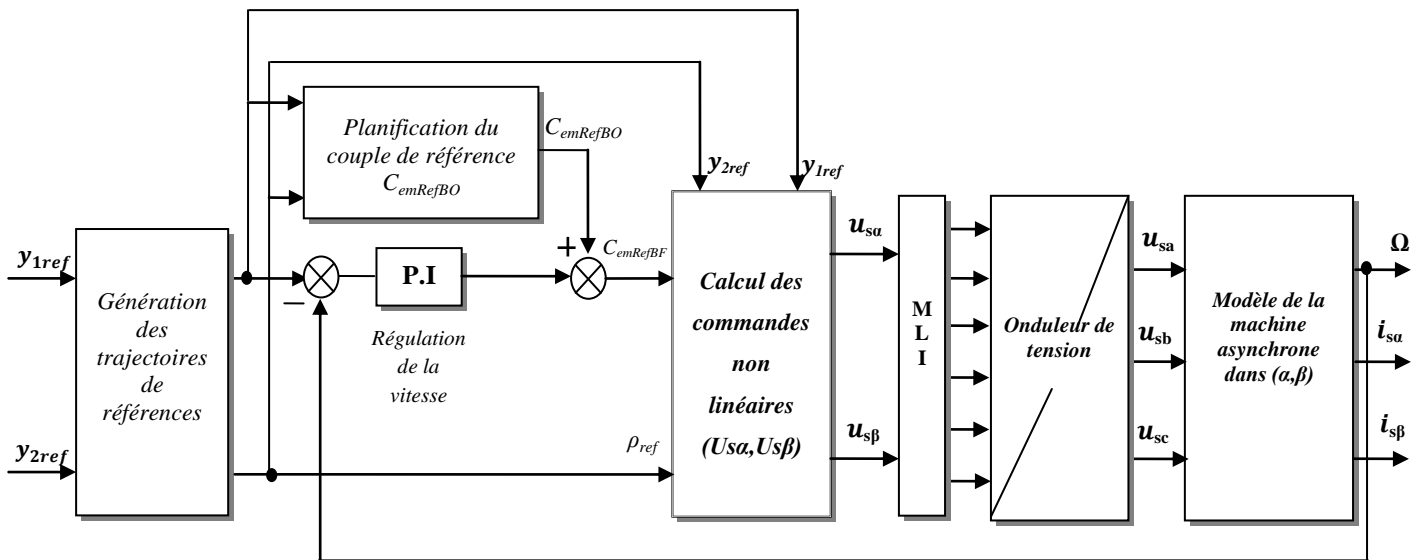


Figure (III.24): Schéma bloc de (C.P.R.N.L.T) en boucle fermée

IV.7.8 Résultats de simulation

Les figures (III.25) à (III.38) illustrent les résultats de simulation obtenus sous *MATLAB/simulink* lors d'un démarrage à vide, pour les mêmes consignes de vitesse et de flux rotorique en boucle ouverte (trapèze de $(157\text{rad/s}, -157\text{rad/s})$ pour la référence de la vitesse et une constante de (1Wb) pour la référence du flux), avec une application d'une charge nominale ($Cr = 25 \text{ (N.m)}$) à l'instant ($t = 1.5\text{s}$) puis une décharge à ($t=1.8\text{s}$). On applique une charge ($Cr = -25 \text{ (N.m)}$) à ($t = 3\text{s}$) puis une décharge à ($t= 3.3\text{s}$) pour rester dans le mode de fonctionnement moteur ($Ce.\Omega > 0$).

Remarque :

- ‘*’ : Résultats de simulation obtenus avec l'onduleur de tension.

Sans onduleur

Avec onduleur*

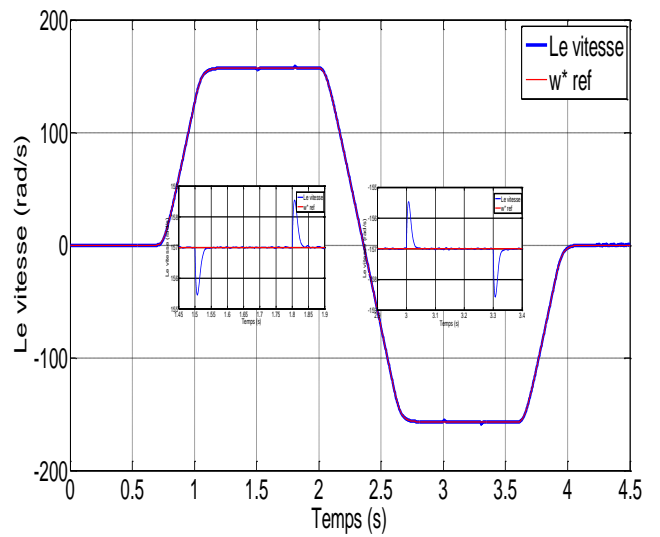
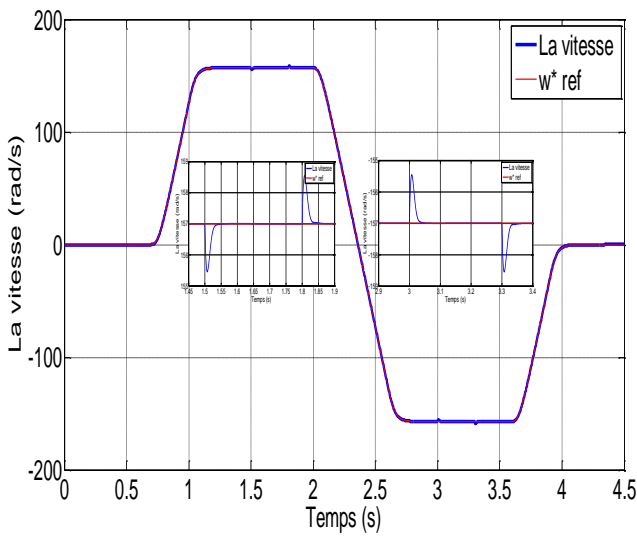


Figure (III.25) : La vitesse mécanique.

Figure (III.26) : La vitesse mécanique*.

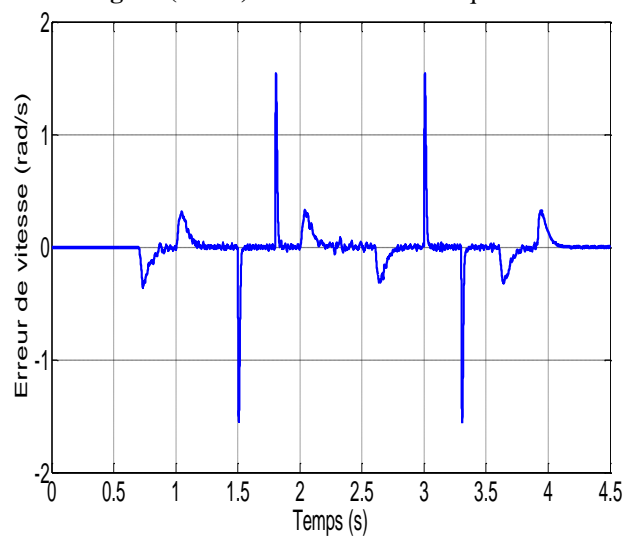
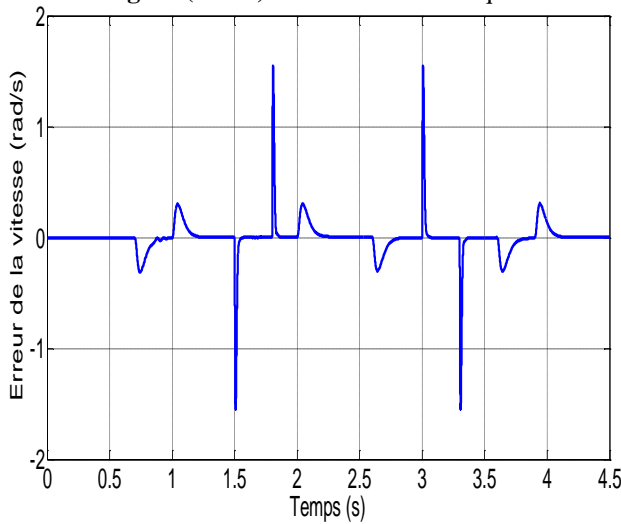


Figure (III.27) : Erreur de la vitesse.

Figure (III.28) : Erreur de la vitesse*.

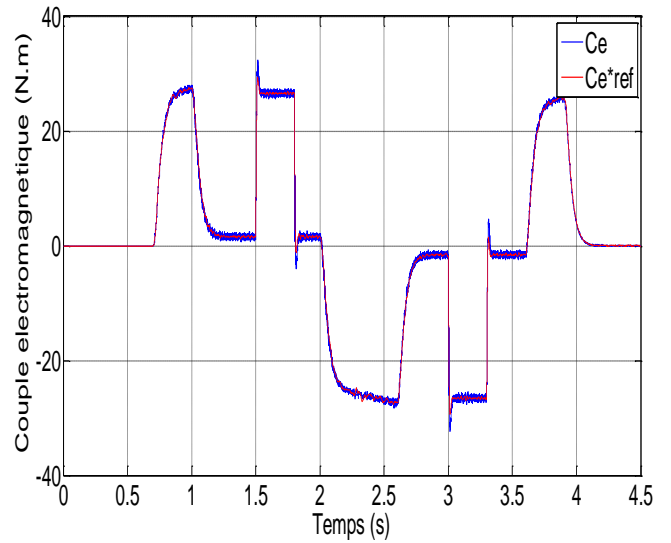
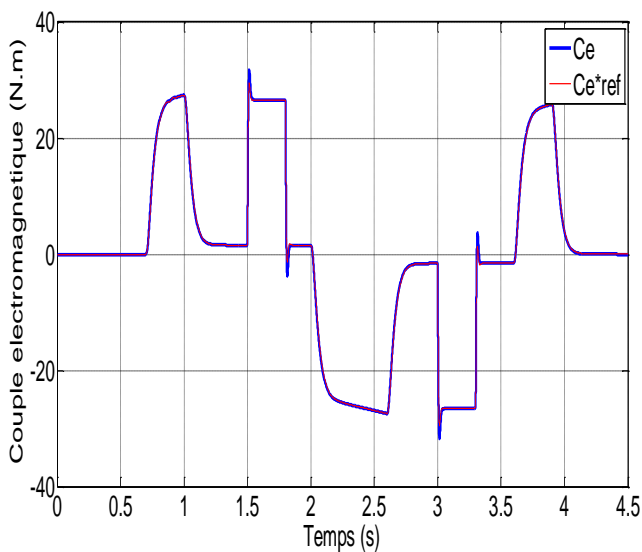


Figure (III.29) : Le couple électromagnétique.

Figure (III.30) : Le couple électromagnétique*.

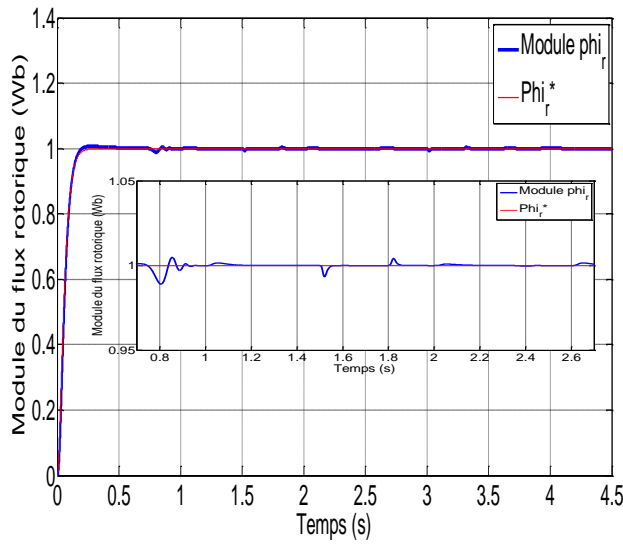


Figure (III.31) : Le module du flux rotorique.

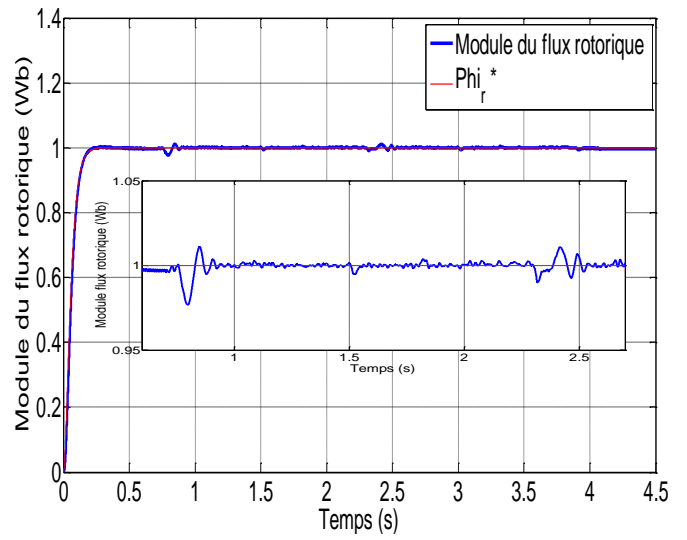


Figure (III.32) : Le module du flux rotorique*.

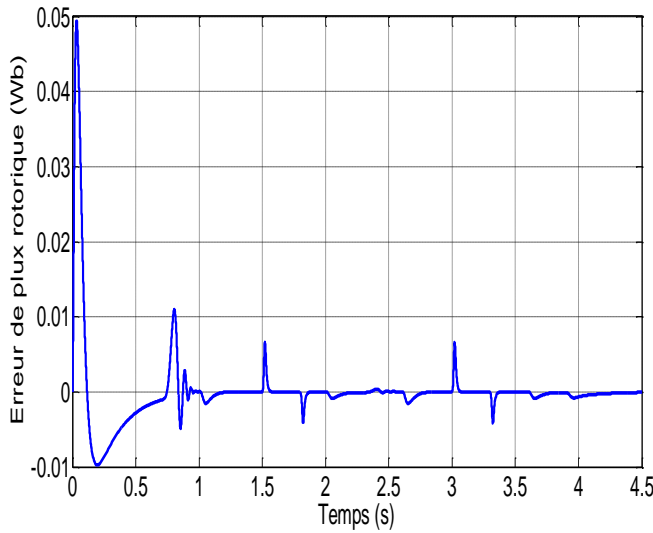


Figure (III.33) : Erreur du module du flux rotorique.

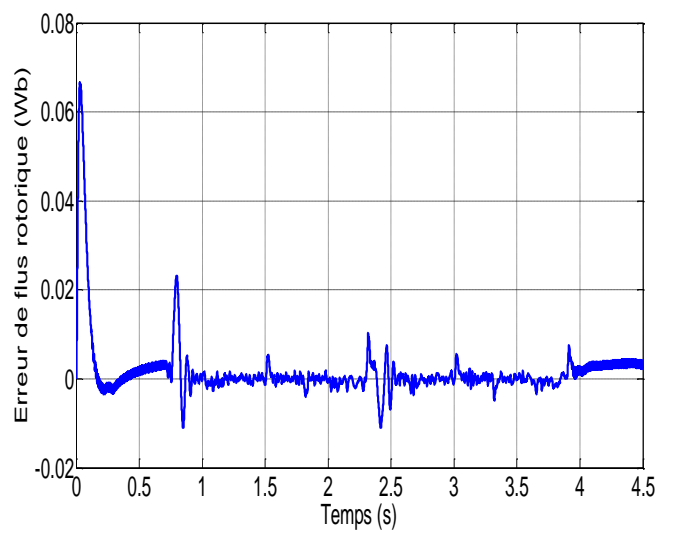


Figure (III.34) : Erreur du module du flux rotorique*.

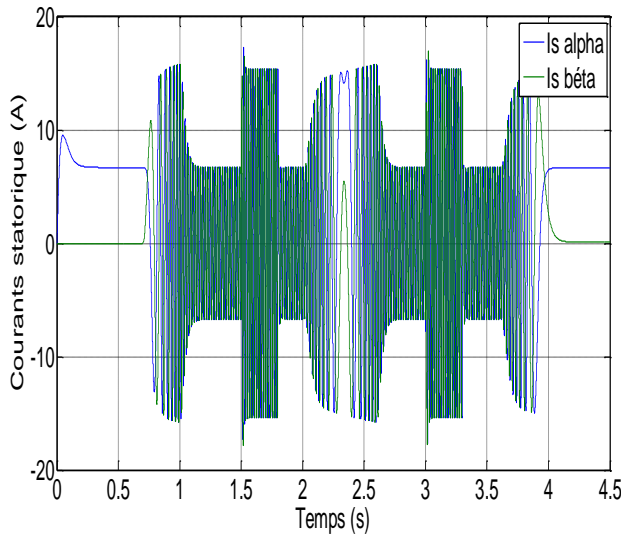


Figure (III.35) : Courants statorique ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$).

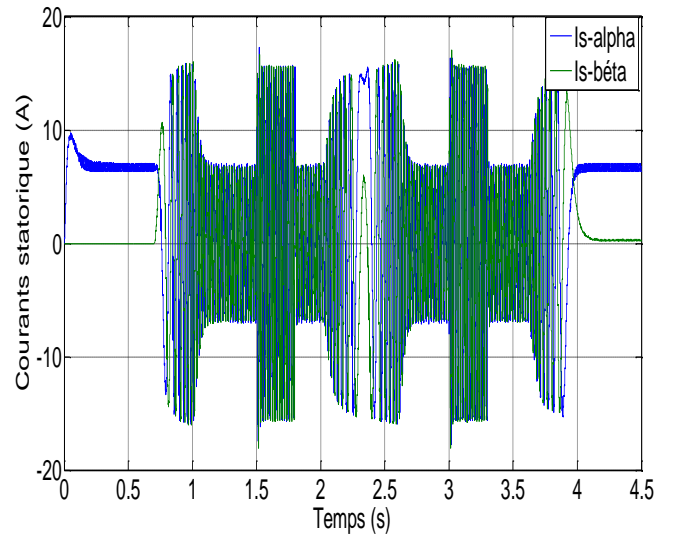


Figure (III.36) : Courants statorique ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$)*.

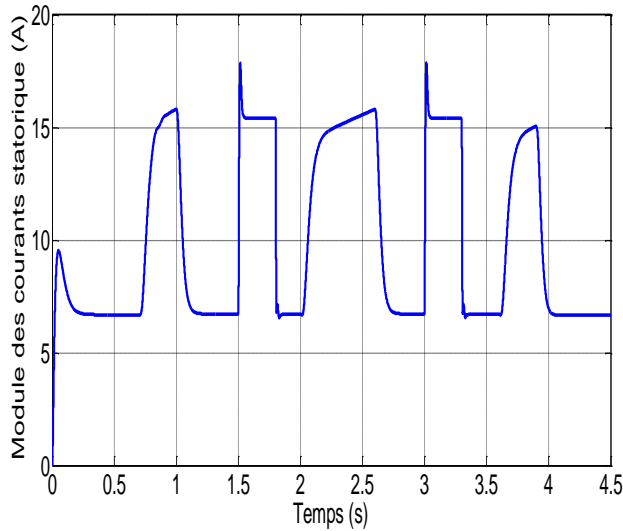


Figure (III.37) : Module des courants statorique.

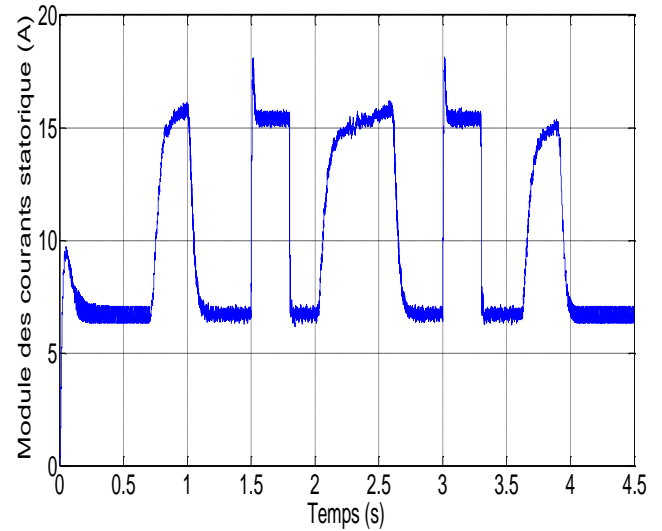


Figure (III.38) : Module des courants statorique *.

On observe que la vitesse suit la référence sans dépassement au régime transitoire et avec une erreur statique nulle. Le couple électromagnétique également suit la référence avec une présence d'un pic lors du démarrage et aux régimes transitoires de la vitesse. Le flux rotorique suit parfaitement la référence imposée avec une erreur statique quasiment nulle.

On remarque que l'ajout du correcteur (PI) a permis d'annuler l'erreur statique présente en boucle ouverte sur la vitesse et le flux. On peut observer la robustesse de la loi de commande par rapport à l'inversion du sens de rotation ainsi qu'à la variation de la charge appliquée, les figures (III.29) et (III.30) font apparaître le bon comportement du correcteur (PI) vis-à-vis des transitions du couple de charge ($25N.m, 0N.m, -25N.m, 0N.m$) respectivement à ($t_1=1.5s, t_2=1.8s, t_3=3s, t_4=3.3s$).

On observe aussi sur les figures (III.37) et (III.38) que la dynamique du courant statorique est directement liée à celle du couple de référence $C_{emRefBF}$, cela s'explique par le fait que tout l'état est exprimé en fonction des sorties plates, en conséquence, la commande est calculée à partir du $C_{emRefBF}$ planifié ce qui permet de résumer le comportement du système par le profil des trajectoires de référence.

À partir des résultats de simulation obtenus, nous pouvons constater que le problème de stabilisation de la commande autour des trajectoires planifiées est résolu.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le concept de platitude des systèmes non linéaires avec une méthodologie de synthèse de loi de commande dans le cas des systèmes plats. Nous avons pu voir la mise au point de la commande plate à référence non linéaire en tension. En utilisant les équations deux phases du modèle algèbro-différentiel complexe. L'entrée en tension est déterminée uniquement en fonction des sorties choisies.

Nous avons vu que le problème de formulation de la commande plate correspond à une démarche inverse ; c'est-à-dire qu'à partir des sorties plates, on remonte à la commande via les états du système exprimés en fonction des sorties plates et d'un nombre fini de leurs dérivées, et non plus par la synthèse de correcteurs. Cette démarche nous a permis de découpler nettement le problème de suivie de trajectoire et celui de rejet de perturbations.

La *(C.P.R.N.L.T)* en boucle ouverte permet de répondre au premier objectif de poursuite parfaite de trajectoires en l'absence des perturbations. En présence de perturbations, nous avons proposé une stratégie de stabilisation par bouclage '*feedback*', la synthèse d'un correcteur *(PI)* a permis de satisfaire le deuxième objectif de la commande en éliminant les écarts causés par les perturbations.

Dans le chapitre suivant, une deuxième application du concept de platitude sera présentée. Une analogie avec la commande vectorielle à flux rotorique orienté sera faite pour le développement d'une commande plate à structure cascade de la machine asynchrone.

Chapitre IV

Commande plate à structure cascade de la Machine Asynchrone

IV.1 Introduction

Une deuxième application de la notion de platitude sera présentée dans ce chapitre. Il s'agit de la commande plate à structure cascade développée sur la base du modèle de la machine asynchrone à flux rotorique orienté dans le référentiel stationnaire par analogie avec la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

Nous mettrons en évidence la possibilité de remonter à des commandes plates à actions directes '*flatness feedforward*' et ce en montrant que le modèle choisi est plat avec : $([i_{ds}, i_{qs}]$, sorties plates pour la boucle interne des courants statorique et $[\theta, \Phi_{dr}]$ sorties plates pour la boucle externe de la vitesse et du flux).

Comme dans le cas de la (C.P.R.N.L.T), la commande plate à action directe '*flatness feedforward*' est calculée en boucle ouverte en l'absence de perturbations. Ce qui n'est pas le lors du fonctionnement de la machine asynchrone. Une solution sera par conséquent présentée pour stabiliser la commande en présence de perturbations en boucle fermée. C'est la stratégie de bouclage à rétroaction '*feedback*' à l'aide d'un correcteur (PI). Cette dernière boucle sert à compenser les écarts causés par les perturbations.

Ce Chapitre est organisé en deux parties :

La première partie s'attache à présenter le principe de la commande plate à structure cascade en mettant l'accent sur les développements permettant de calculer les deux principales composantes de la commande ; la boucle de commande plate à action directe '*flatness feedforward*' sert à imposer le comportement désiré à travers les trajectoires de références planifiées et la boucle de rétroaction '*feedback*' permet la stabilisation autour des trajectoires de références en éliminant les écarts causés par les perturbations. L'application de la commande sur la machine asynchrone à flux

rotorique orienté et les résultats obtenus en termes de poursuite et rejet de perturbations en boucle fermée sont illustrés à travers les résultats de simulation obtenus sous *MATLAB/simulink*.

La deuxième et dernière partie, sera consacrée à illustrer par des résultats de simulation la sensibilité de la commande plate à la nature des filtres appliqués aux trajectoires de référence d'une part, et d'autre part à la comparaison des résultats de simulations obtenus par les deux techniques de commande développées au cours de ce travail (la *C.P.R.N.L.T* et la commande plate à structure cascade) avec ceux de la commande vectorielle à flux rotorique orienté présentée au chapitre II.

IV.2 Principe de la commande plate à structure cascade

La commande dite '*flatness feedforward*' ou commande directe basée sur la platitude des systèmes est un concept relativement nouveau. Il a été introduit par [Fliess] en 1992. La technique de commande plate à structure cascade est une combinaison d'une commande à action directe basée sur le concept de platitude '*flatness feedforward*' et une boucle de rétroaction '*feedback*'. L'action directe permet de conduire le système à la sortie désirée en imposant des commandes calculées à partir des trajectoires de références planifiées. La boucle de rétroaction permet de compenser les écarts causés par les perturbations et stabiliser le système autour des trajectoires de référence. L'avantage de cette approche est la séparation des objectifs de poursuite et de rejet de perturbations réalisés respectivement par la commande plate par action directe '*flatness feedforward*' et la boucle de rétroaction '*feedback*'. Notons que les deux commandes peuvent être conçues séparément.

La figure (IV.1) illustre le principe de la commande plate à structure cascade.

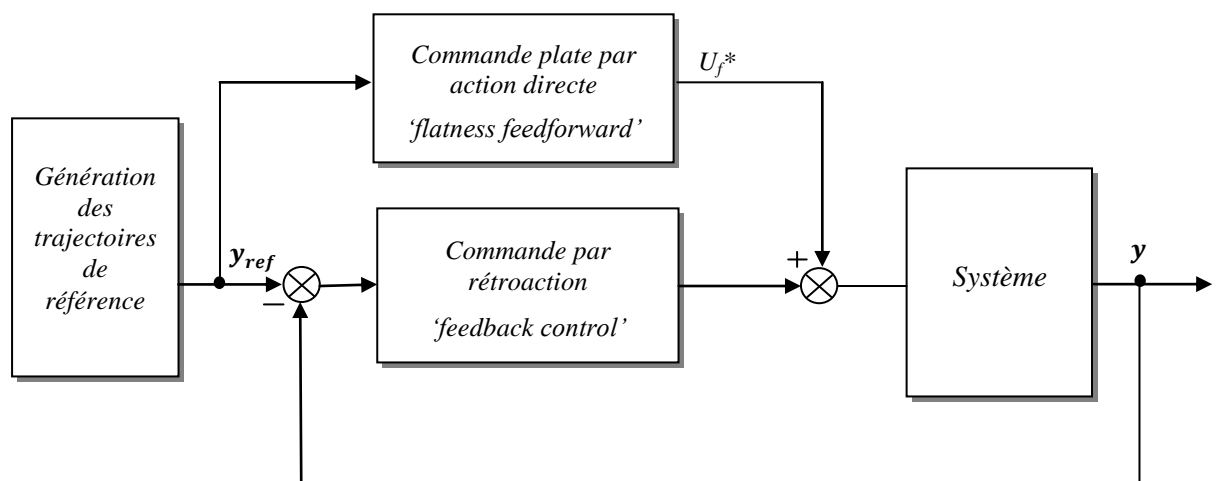


Figure (IV.1): Principe de la commande plate à structure cascade.

Soit le système est donné par :

$$\dot{x} = f(x, u) \text{ avec; } x = (x_1, \dots, x_n) \in R^n, u = (u_1, \dots, u_m) \in R^m \quad (IV.1)$$

Le système est plat s'il existe un vecteur de sorties $y = (y_1, \dots, y_m)$ tel que :

$$x = A(y, \dot{y}, \dots, y^{(\alpha)}) \quad (IV.2)$$

$$y = C(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(\gamma)}) \quad (IV.3)$$

La commande plate 'flatness feedforward' est obtenue à partir des sorties plates y et de leurs dérivées comme suit :

$$u_{f*} = B(y, \dot{y}, \dots, y^{(\alpha+1)}) \quad (IV.4)$$

Où : $y^{(\alpha)}$ représente la dérivée α -ième de y par rapport au temps.

Pour la boucle de rétroaction 'feedback', des correcteurs proportionnel intégral (P.I) sont utilisés pour le rejet de perturbations en boucle fermée.

IV.3 Commande plate à structure cascade de la machine asynchrone

IV.3.1 Platitude du modèle

Dans un référentiel appelé (dq) , où le flux rotorique est orienté selon l'axe d comme le montre la figure ci-dessous :

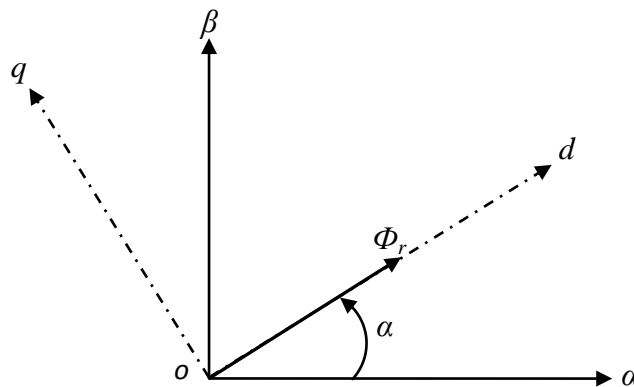


Figure (IV.2): Principe d'orientation du flux rotorique.

Le flux rotorique sous la forme complexe est donné par :

$$\Phi_r = \Phi_{dr} + j0 = \Phi_r e^{-j\alpha} \quad (IV.5)$$

Avec : α est l'angle du flux rotorique dans le référentiel stationnaire. Utilisons les équations de tensions et flux du modèle de la machine asynchrone, en introduisant :

$$\sigma = (1 - (M^2/L_s L_r)), \gamma = (M^2 R_r / \sigma L_s L_r^2), T_r = (R_r / L_r), \beta = (M / \sigma R_s L_r), \mu = (pM / L_r J), \text{ on obtient :}$$

$$\frac{d}{dt}\Phi_{dr} = -T_r(\Phi_{dr} - Mi_{ds}) \quad (IV.6)$$

$$\frac{d}{dt}\alpha = p\omega + \frac{T_r Mi_s}{\Phi_{rd} q_s} \quad (IV.7)$$

$$\frac{d}{dt}i_{ds} = -\gamma i_{ds} + T_r \beta \Phi_{dr} + p\omega i_{qs} + \frac{T_r Mi_{qs}^2}{\Phi_{dr}} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \quad (IV.8)$$

$$\frac{d}{dt}i_{qs} = -\gamma i_{qs} - \beta p\omega \Phi_{dr} - p\omega i_{ds} - \frac{T_r Mi_{qs} i_{ds}}{\Phi_{dr}} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \quad (IV.9)$$

$$\frac{d}{dt}\omega = \mu \Phi_{dr} i_{qs} - \frac{c_r}{J} - f \frac{\Omega}{J} \quad (IV.10)$$

$$\frac{d}{dt}\theta = \omega \quad (IV.11)$$

Les équations (IV.6) à (IV.11) permettent de décrire complètement la dynamique de la machine asynchrone. Nous avons vu que dans le système plat, toutes les variables de l'état s'expriment en fonction des sorties plates et de leurs dérivées. En d'autres termes, la trajectoire du vecteur planifiée par les sorties plates détermine la trajectoire de tout l'état du système et donc, il détermine le comportement du système.

La dynamique des courants statorique étant beaucoup plus rapide que celle de la vitesse et du flux. Une boucle interne de régulation des courants peut être conçue à partir des équations (IV.8) et (IV.9) en supposant que la vitesse et flux constants. Les sorties plates considérées donc pour la régulation des courants statorique sont : $\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}$.

Pour la boucle de régulation externe de la vitesse et du flux, les courants statorique sont considérés comme des nouvelles entrées de commandes, le comportement du système est décrit par les équations (IV.6), (IV.7) et (IV.10). Ce système est aussi plat avec : $\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta \\ \Phi_{dr} \end{bmatrix}$ sorties plates.

IV.3.2 Objectifs de la commande

L'objectif fixé à travers cette commande est de réaliser un suivi du profil de la vitesse rotorique avec maintien du flux constant dans la machine et rejet de perturbations en boucle fermée.

IV.3.3 Planification des trajectoires de référence

Dans ce cadre, on considère une référence constante d'amplitude ($+\Omega_{nom} = 157 \text{rad/s}$) pour la trajectoire de référence y_{1ref} . On fixe la valeur correspondante au niveau de flux moyen désiré dans la machine à (1Wb). La présence des dérivateurs nécessite l'application de filtres aux consignes y_{1ref} et y_{2ref} . Dans notre cas, on utilise des filtres de premier ordre permettant d'obtenir les trajectoires de référence finales, voir la figure (IV.3) ci-dessous :

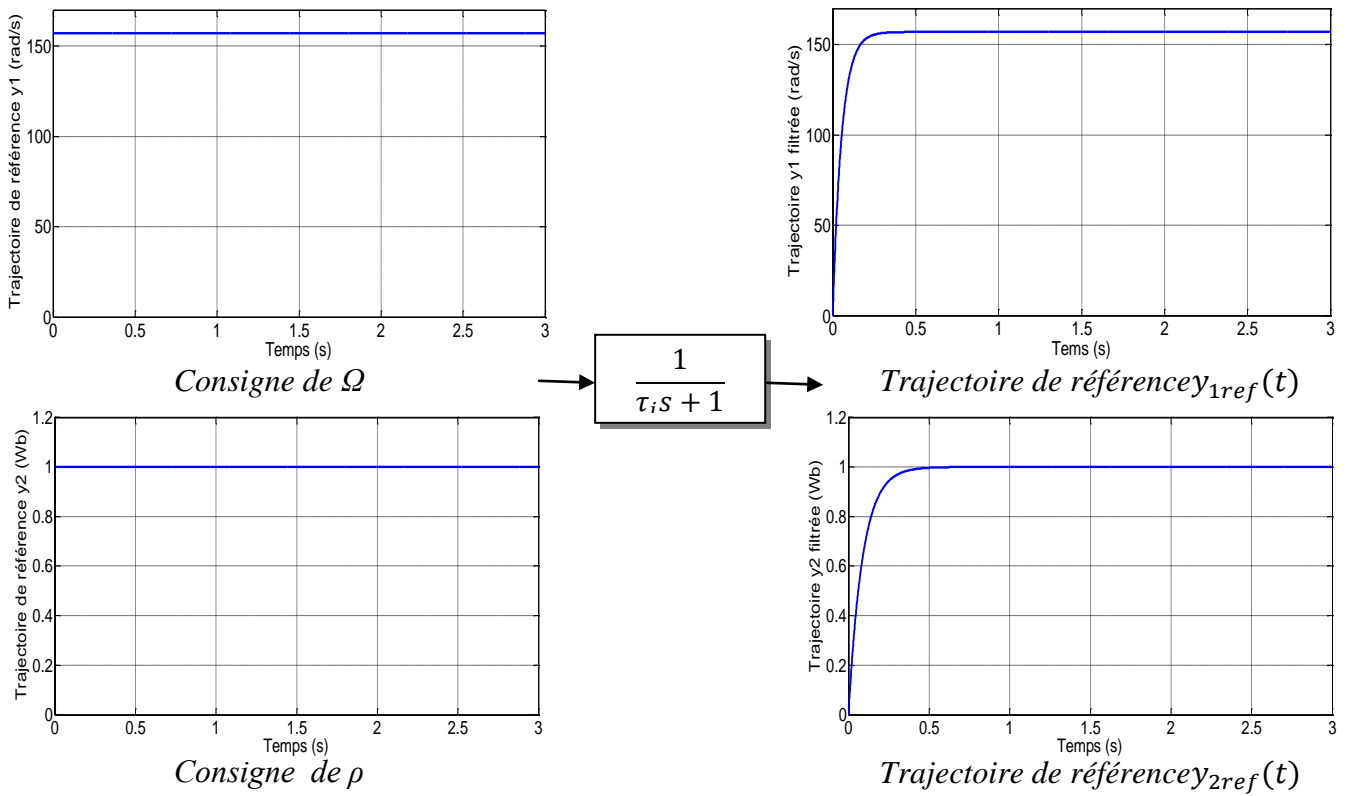


Figure (IV.3) : Trajectoire de référence de la vitesse et du flux

IV.3.4 Stratégie et expressions littérales des commandes

La structure de commande en cascade est choisie pour sa simplicité et sa comparabilité avec la commande vectorielle. Elle est donnée par la figure (IV.4) ci-dessous:

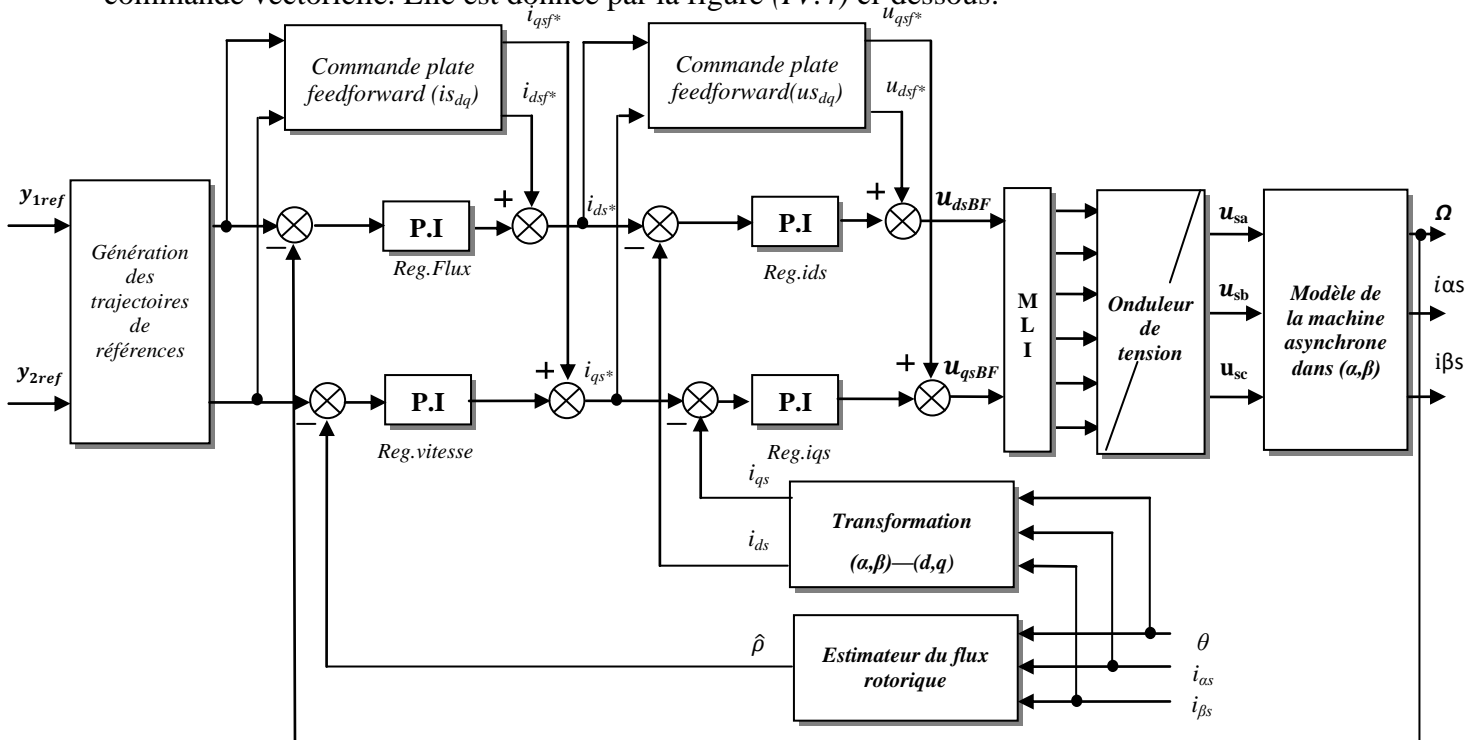


Figure (IV.4): Schéma bloc de la loi de commande plate à structure cascade.

IV.3.5 Régulation des courants statorique

Comme l'illustre la figure (IV.4), la régulation des courants statorique se compose d'une commande plate directe '*flatness feedforward*' et d'une boucle de rétroaction '*feedback*'.

Hypothèse :

Pour la boucle interne des courants statorique, on considère que la vitesse et le flux sont constants ;

$$\omega = \omega^* \text{ et } \Phi_{dr} = \Phi_{dr}^*$$

Avec:

$$\Delta\omega = \omega - \omega^* = 0$$

$$\Delta\Phi_{dr} = \Phi_{dr} - \Phi_{dr}^* = 0$$

La première commande plate est obtenue à partir des équations (IV.8) et (IV.9) :

$$v_{ds,f}^* = \sigma L_s \left(\frac{di_{ds}^*}{dt} + \gamma i_{ds}^* - T_r \beta \Phi_{dr}^* - p \omega^* i_{qs}^* - T_r M \frac{i_{qs}^{*2}}{\Phi_{dr}^*} \right) \quad (IV.12)$$

$$v_{qs,f}^* = \sigma L_s \left(\frac{di_{qs}^*}{dt} + \gamma i_{qs}^* + p \omega^* [\beta \Phi_{dr}^* + i_{ds}^*] + T_r M \frac{i_{qs}^* i_{ds}^*}{\Phi_{dr}^*} \right) \quad (IV.13)$$

En combinant (IV.12) avec (IV.8) et (IV.13) avec (IV.9), l'erreur qui en résulte est donnée par :

$$\Delta i_{ds} = (i_{ds} - i_{ds}^*) \quad (IV.14)$$

$$\Delta i_{qs} = (i_{qs} - i_{qs}^*) \quad (IV.15)$$

$$\frac{d\Delta i_{ds}}{dt} = -\gamma \Delta i_{ds} + \frac{v_{ds,c}}{\sigma L_s} \quad (IV.16)$$

$$\frac{d\Delta i_{qs}}{dt} = -(\gamma + T_r) \Delta i_{qs} + \frac{v_{qs,c}}{\sigma L_s} \quad (IV.17)$$

L'erreur dynamique résultante est compensée par la boucle de rétroaction '*feedback*' à l'aide des correcteurs (PI) :

$$v_{ds,c}^* = K_{p_d} (i_{ds} - i_{ds}^*) + K_{I_d} \int (i_{ds} - i_{ds}^*) dt \quad (IV.18)$$

$$v_{qs,c}^* = K_{p_q} (i_{qs} - i_{qs}^*) + k_{I_q} \int (i_{qs} - i_{qs}^*) dt \quad (IV.19)$$

Le même calcul des régulateurs (PI) dans la commande vectoriel est suivi pour la détermination des paramètres K_{p_d} , K_{I_d} , K_{p_q} et k_{I_q} . Pour les détails voir calcul des régulateurs des courants chapitre II.

IV.3.6 Régulation de la vitesse et flux

Pour la régulation de la boucle externe, les courants statorique sont considérés comme des nouvelles entrées de commande. À partir des équations (IV.6) et (IV.10), la deuxième commande plate est donnée par l'expression :

$$i_{ds,f}^* = \frac{1}{M} \left(\frac{1}{T_r} \frac{d\Phi_{dr}^*}{dt} + \Phi_{dr}^* \right) \quad (IV.20)$$

$$i_{qs,f}^* = \frac{1}{\mu\Phi_{dr}^*} \frac{d\omega^*}{dt} \quad (IV.21)$$

En négligeant les retards causés par la boucle interne des courants, et combinant (IV.6) avec (IV.20) et (IV.10) avec (IV.21), l'erreur qui en résulte est donnée par :

$$\Delta\omega = (\omega - \omega^*)$$

$$\Delta\Phi_{dr} = (\Phi_{dr} - \Phi_{dr}^*)$$

$$\frac{d\Delta\Phi_{dr}}{dt} = -T_r\Delta\Phi_{dr} + T_r M i_{ds,c}^* \quad (IV.21)$$

$$\frac{d\Delta\omega}{dt} = -\frac{c_r}{J} + \mu\Phi_{dr}^* i_{qs,c}^* \quad (IV.22)$$

L'erreur dynamique résultante est compensée par la boucle de rétroaction 'feedback' à l'aide des correcteurs (PI)

$$i_{ds,c}^* = K_{p\Phi}(\Phi_{dr} - \Phi_{dr}^*) + K_{I\Phi} \int (\Phi_{dr} - \Phi_{dr}^*) dt \quad (IV.23)$$

$$i_{qs,c}^* = K_{p\omega} (\omega - \omega^*) + K_{I\omega} \int (\omega - \omega^*) dt \quad (IV.24)$$

Pour la détermination des paramètres $K_{p\Phi}$, $K_{I\Phi}$, $K_{p\omega}$ et $K_{I\omega}$ voir le calcul des régulateurs de la vitesse et du flux chapitre II.

Remarque :

Pour la synthèse des correcteurs (PI) de la boucle de stabilisation au tour des trajectoires de référence, nous avons procédé aux mêmes calculs des correcteurs que dans la commande vectorielle au chapitre II.

IV.3.5 Résultats de simulation

Les figures (IV.5) à (IV.16) illustrent les résultats de simulation (avec et sans onduleur) de la commande plate à structure cascade obtenus sous *MATLAB/simulink* lors d'un démarrage à vide, suivi de l'application d'un couple de charge ($C_r = 25 \text{ (N.m)}$) correspondant au couple nominal de la machine à l'instant ($t = 1s$) :

Sans onduleur

Avec onduleur*

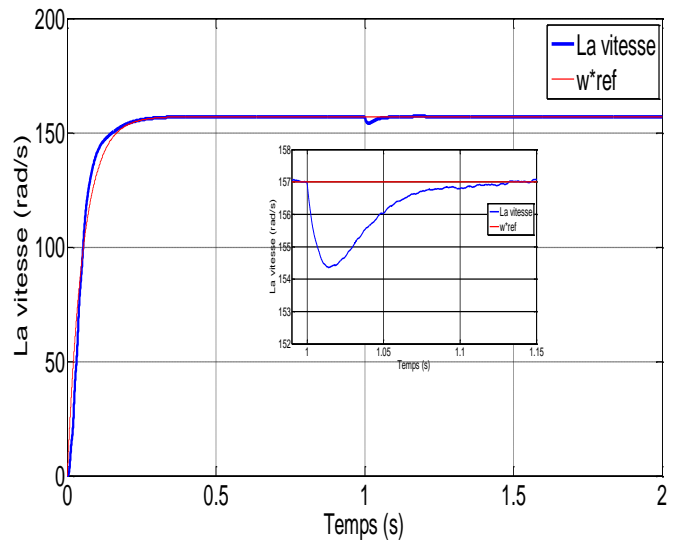
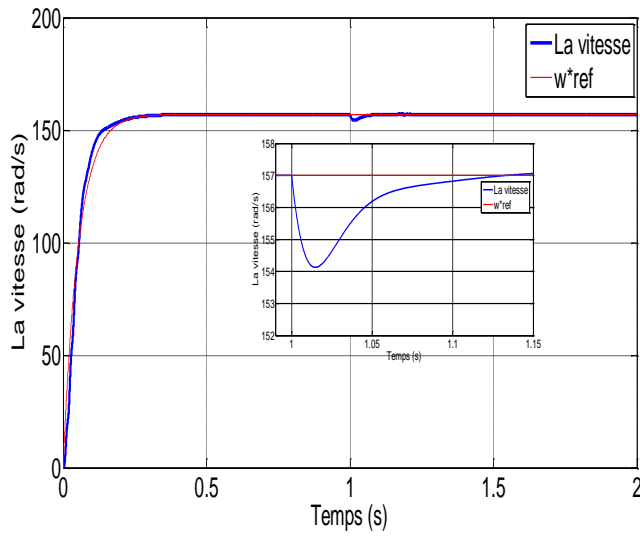


Figure (IV.5) : La vitesse mécanique.

Figure (IV.6) : La vitesse mécanique*.

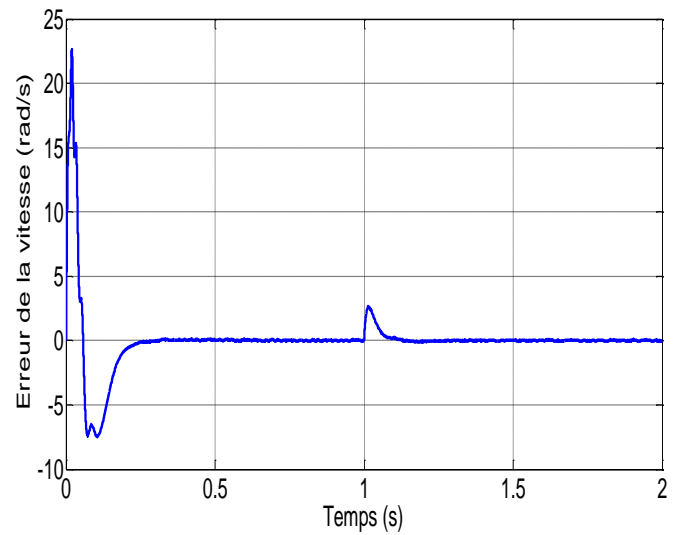
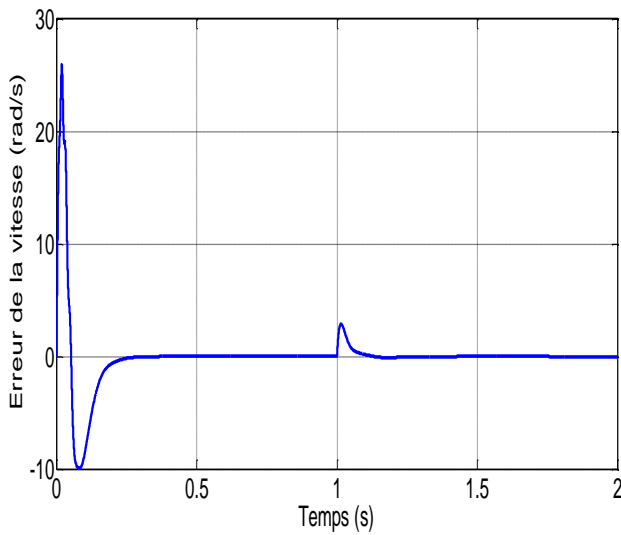


Figure (IV.7) : Erreur de la vitesse.

Figure (IV.8) : Erreur de la vitesse*.

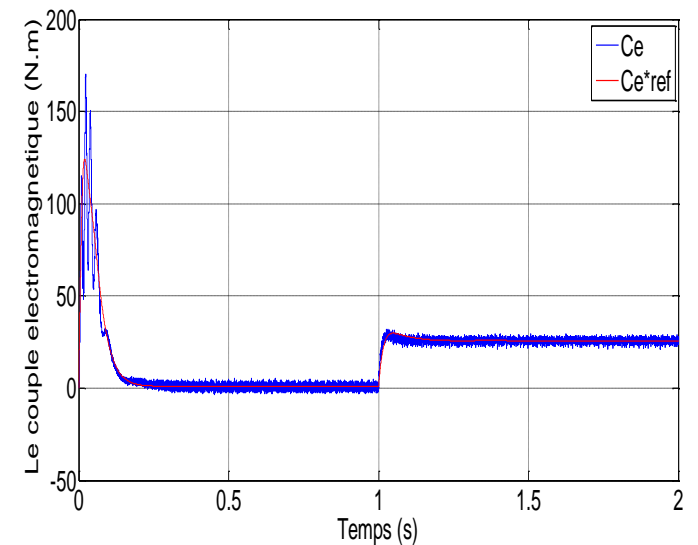
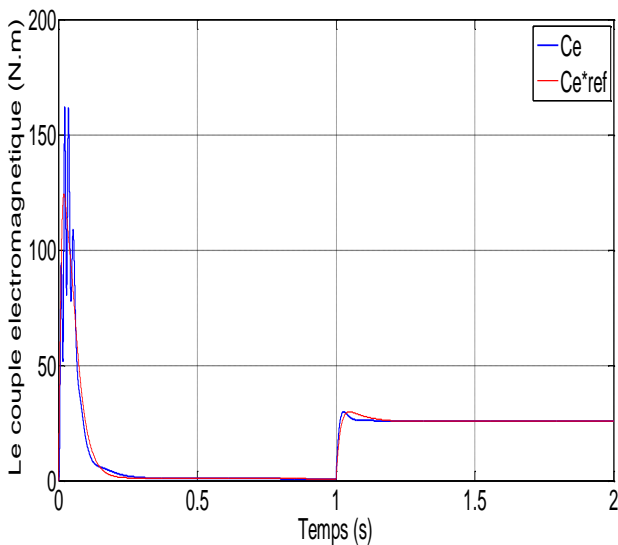


Figure (IV.9) : Le couple électromagnétique.

Figure (IV.10) : Le couple électromagnétique*.

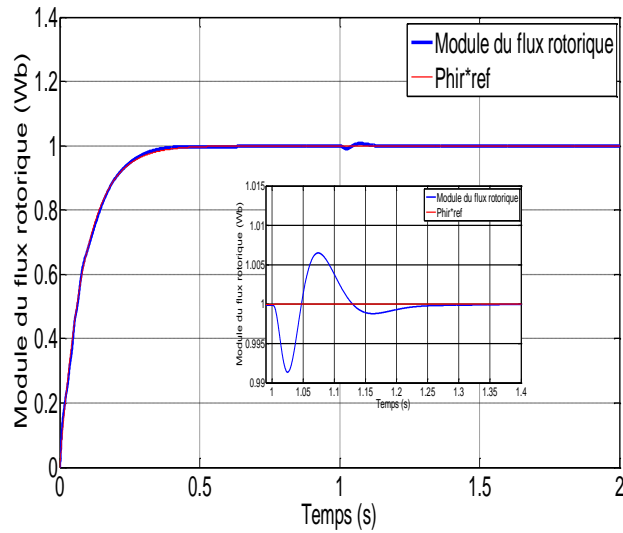


Figure (IV.11) : Le module du flux rotorique.

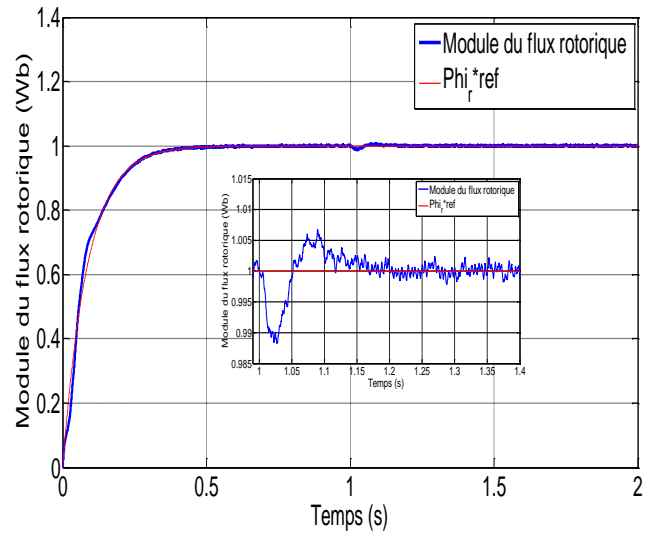


Figure (IV.12) : Le module du flux rotorique*.

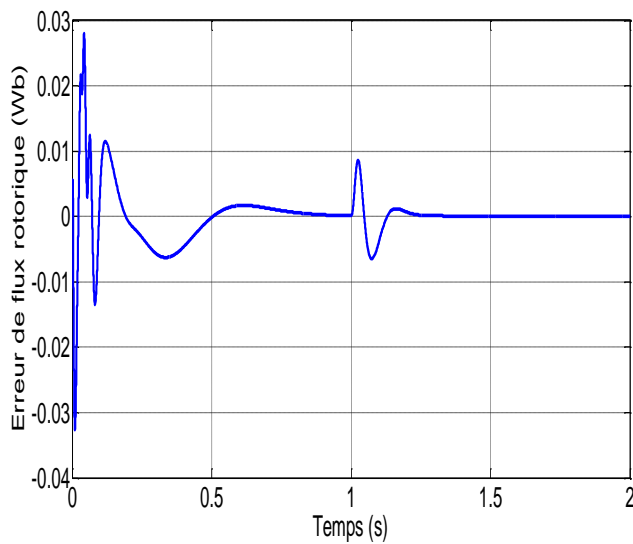


Figure (IV.13) : Erreur du flux rotorique.

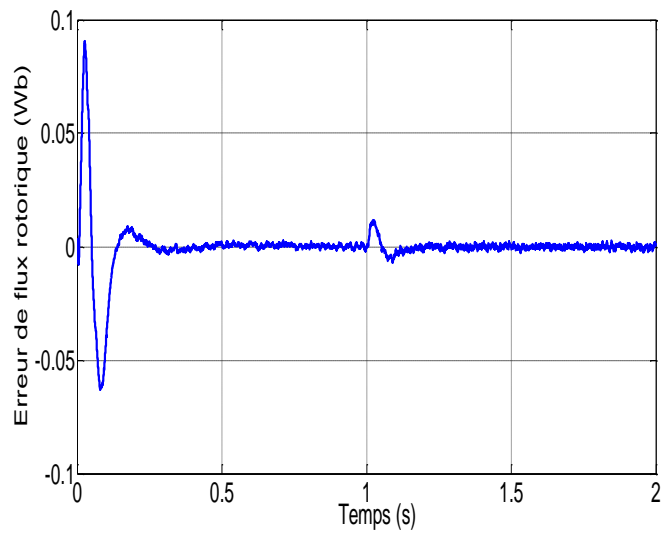


Figure (IV.14) : Erreur du flux rotorique*.

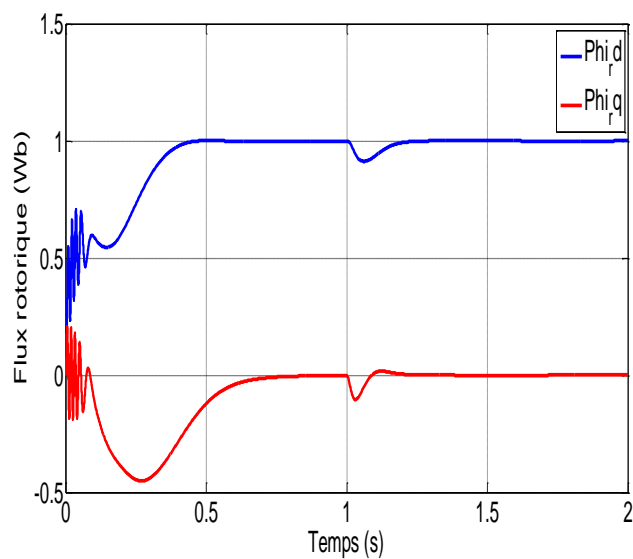


Figure (IV.15) : Le flux rotorique (Φ_{dr}, Φ_{qr}).

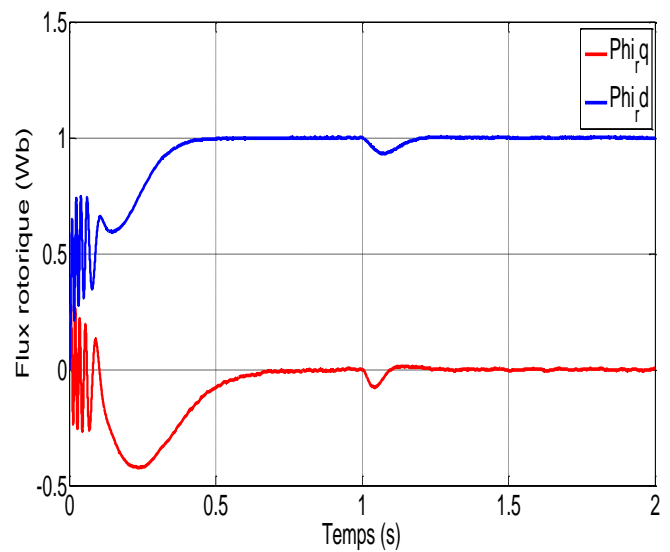


Figure (IV.16) : Le flux rotorique (Φ_{dr}, Φ_{qr})*.

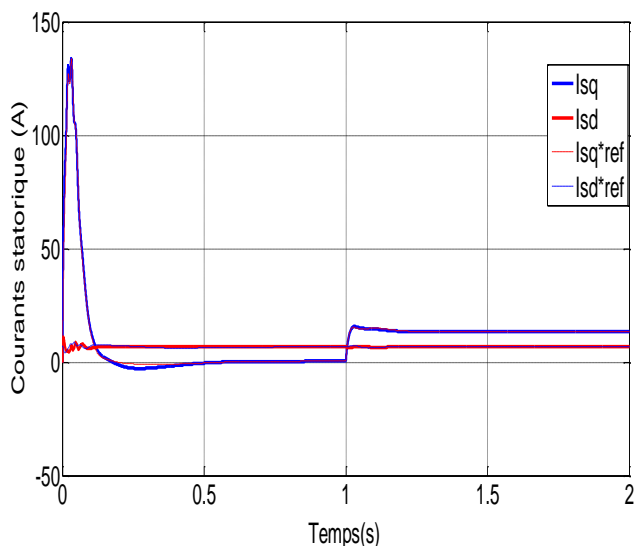


Figure (IV.17) : Les courants statorique (i_{ds} , i_{qs}).

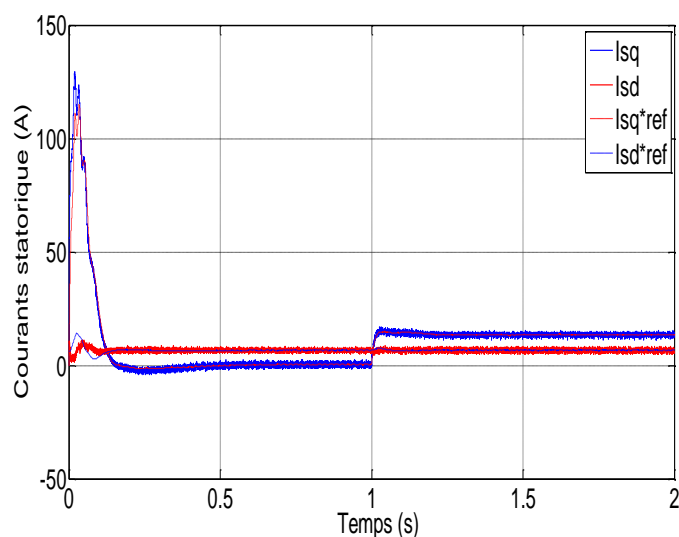


Figure (IV.18) : Les courants statorique (i_{ds} , i_{qs})*.

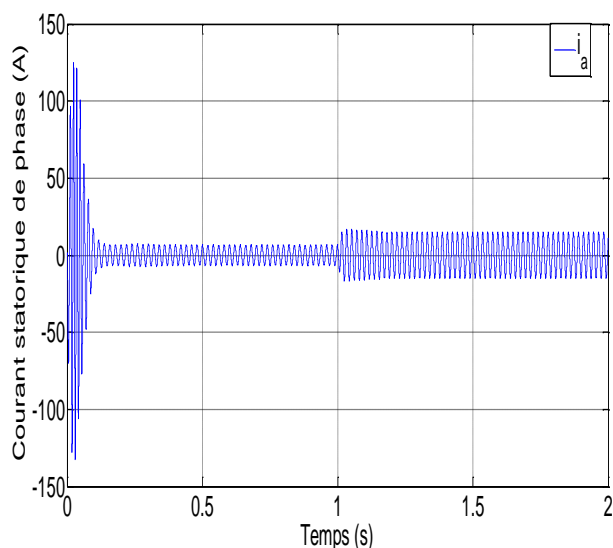


Figure (IV.19) : Courant statorique de phase (i_a).

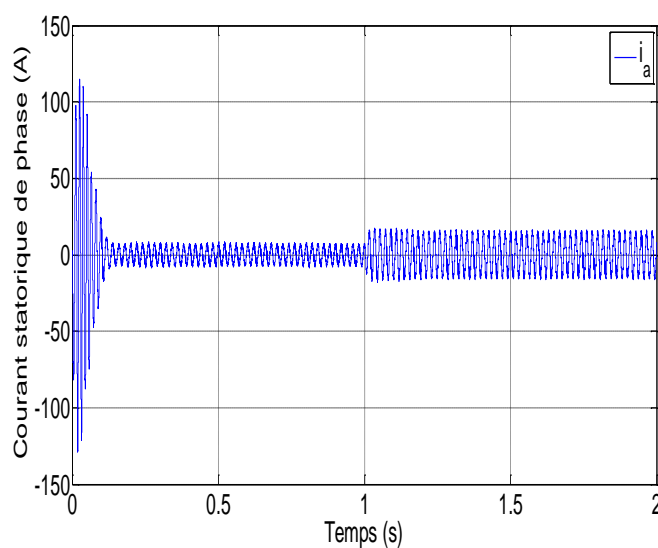


Figure (IV.20) Courant statorique de phase (i_a)*.

On observe que la vitesse suit la référence sans dépassement au régime transitoire. Le couple électromagnétique également suit la valeur de la charge avec une présence d'un pic lors du démarrage au régime transitoire. Le flux rotorique a un régime transitoire lent, mais au régime permanent il suit parfaitement la référence imposée. Le découplage est bien illustré sur la l'allure des flux rotoriques (Φ_{dr} , Φ_{qr}).

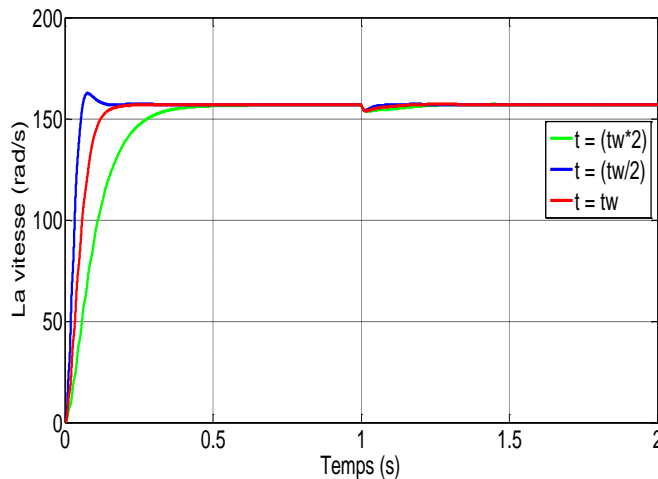
Le rejet de perturbations est effectué à l'aide des correcteurs (PI) au niveau de la vitesse et du flux rotorique.

On observe aussi que la dynamique du courant statorique (i_{qs}) est directement liée à celle du couple électromagnétique.

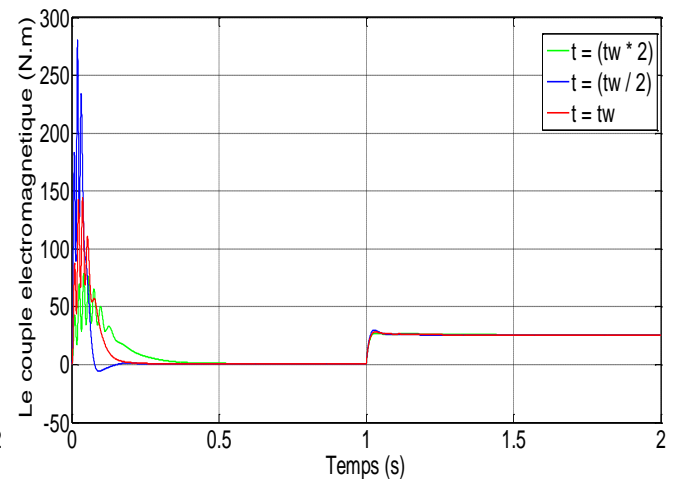
Le courant de phase statorique possède une forme sinusoïdale au régime permanent comme le montrent les figures (IV.19) et (IV.20).

IV.4 Sensibilité de la commande à la nature du filtre

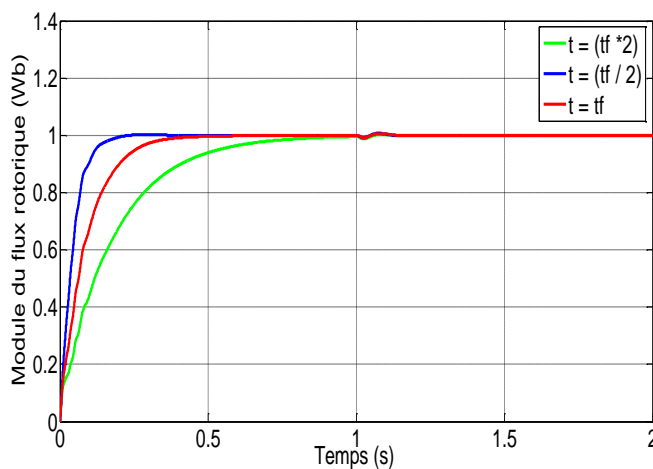
Etant donné, la commande plate est calculée à partir des trajectoires de référence planifiées. La présence des dérivées au niveau des calculs nécessite l'utilisation des filtres sur les trajectoires de référence. Pour montrer la sensibilité de ses filtres sur la commande, nous avons utilisé différents filtre de premier ordre avec des constantes de temps différentes. Les résultats de simulation obtenus sous *MATLAB/simulink* sont donnés par les figures (IV.21) et (IV.22) pour un changement au niveau du filtre appliqué à la vitesse de référence et figures (IV.23) et (IV.24) pour un changement sur le filtre appliqué à la référence du flux rotorique. On remarque que pour différents constantes de temps des filtres, on obtient des résultats différents.



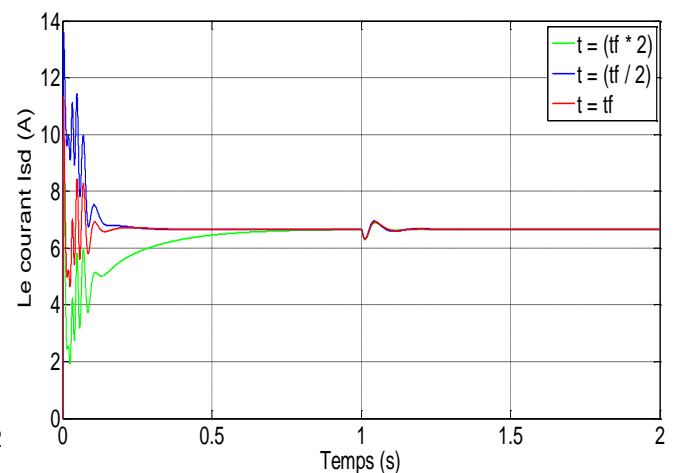
Figure(IV.21) : La vitesse mécanique.



Figure(IV.22) : Le couple électromagnétique.



Figure(IV.23) : Le module du flux rotorique.



Figure(IV.24) : Courants statoriques (i_{ds}).

IV.5 Comparaison des résultats

Les résultats de simulation obtenus sous *MATLAB/simulink* nous permettent d'effectuer une comparaison entre les trois techniques de commande étudiées au cours de ce travail (commande vectorielle à flux rotorique orienté, commande plate à référence non linéaire en tension (*C.P.R.N.L.T*), et la commande plate à structure cascade). Nous effectuons alors par simulation les tests suivants :

- ✓ Test de variation de la charge
- ✓ Test d'inversion du sens de rotation avec variation de la charge
- ✓ Test de variation des paramètres R_s et R_r .

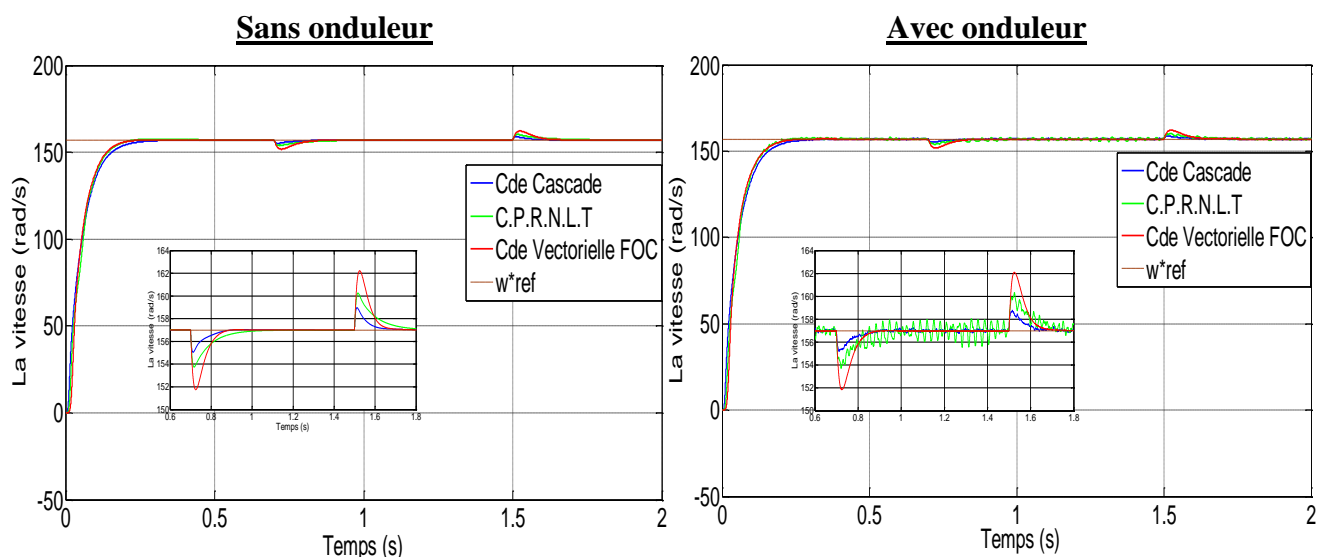
Pour cette tâche, nous considérons les mêmes consignes pour les trois techniques de commande ; (vitesse de consigne : (157 rad/s) et flux de référence : (1 Wb)).

IV.5.1 Robustesse vis-à-vis des variations de la charge

Les figures (IV.25) à (IV.32) présentent les résultats obtenus pour un test de variation de la charge.

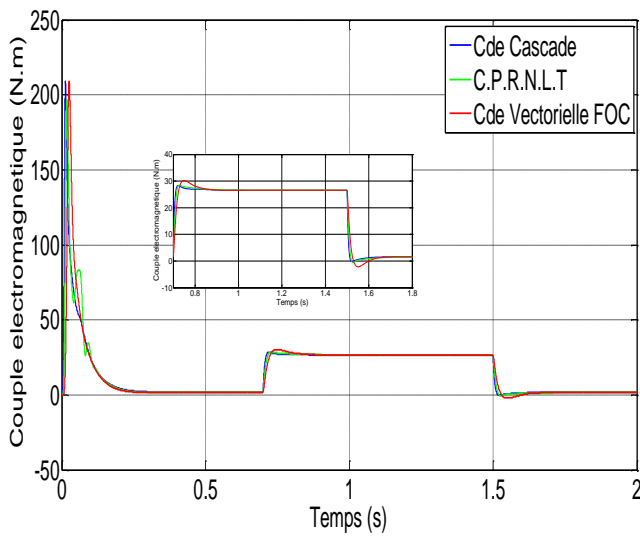
On applique une charge ($C_r = 25 \text{ N.m}$) à l'instant $t = 0.7 \text{ s}$, puis on décharge ($C_r = 0 \text{ N.m}$) à $t = 1.5 \text{ s}$.

On peut observer la robustesse des trois techniques de commande par rapport la variation de la charge appliquée. Les figures font apparaître le bon comportement des correcteurs (*PI*) vis-à-vis des transitions du couple de charge. Les figures (IV.29) et (IV.30) montrent que le découplage est maintenu dans le cas de la commande plate à structure cascade ainsi que la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

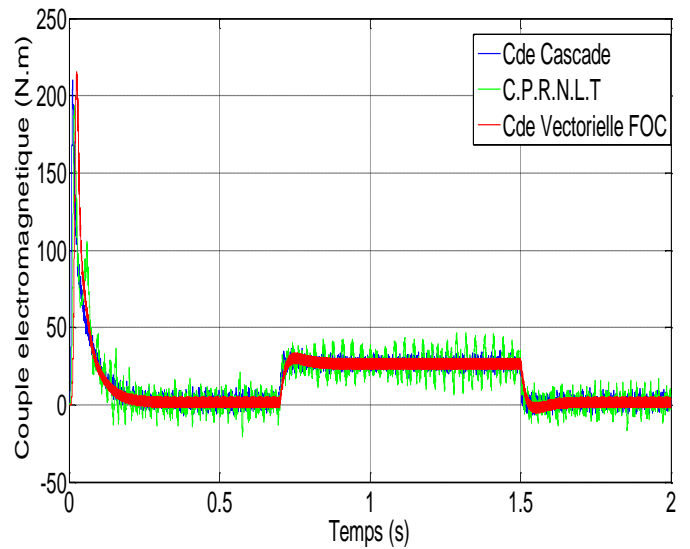


Figure(IV.25) : La vitesse mécanique.

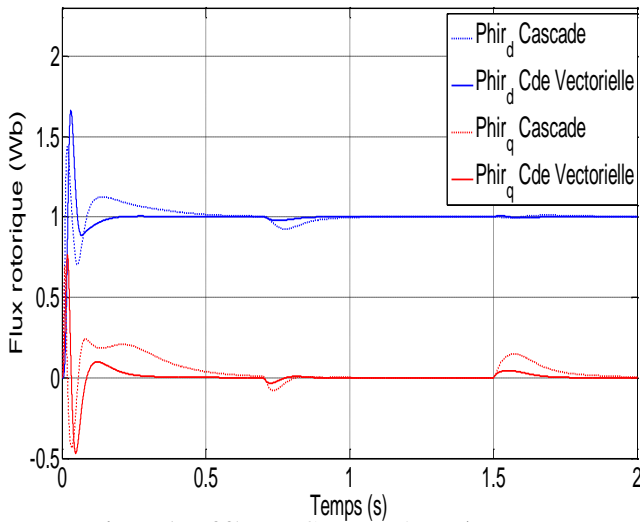
Figure(IV.26) : La vitesse mécanique *.



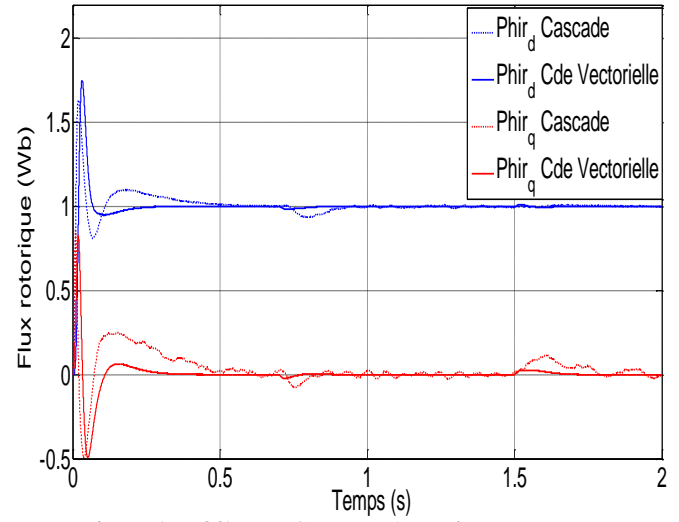
Figure(IV.27) : Le couple électromagnétique.



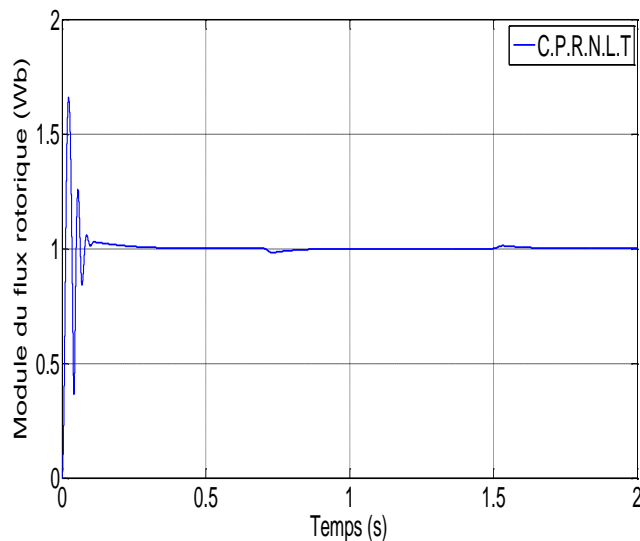
Figure(IV.28) : Le couple électromagnétique*.



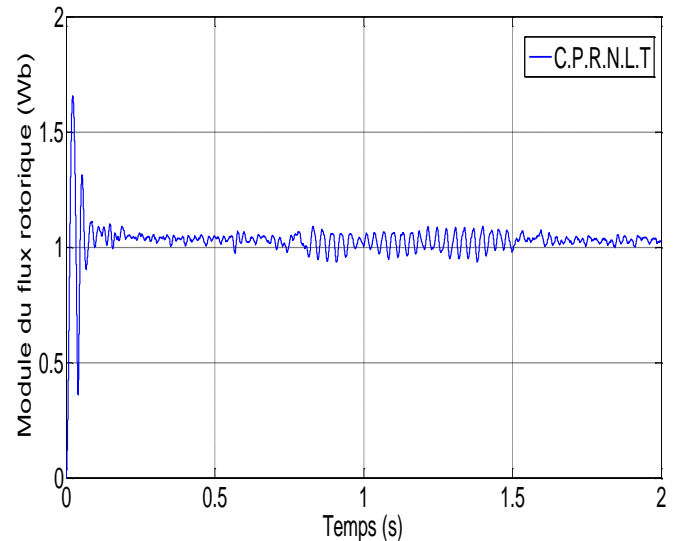
Figure(IV.29) : Le flux rotorique (Φ_{dr} , Φ_{qr}).



Figure(IV.30) : Le flux rotorique (Φ_{dr} , Φ_{qr})*.



Figure(IV.31) : Le module du flux rotorique.

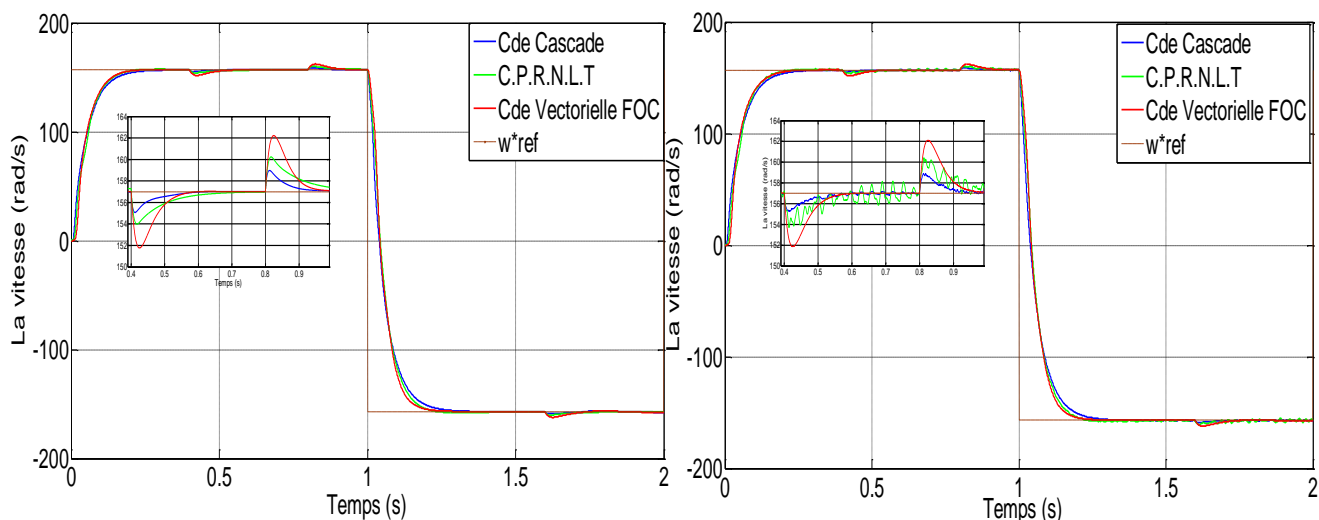


Figure(IV.32) : Le module du flux rotorique*.

IV.5.2 Robustesse vis-à-vis de l'inversion du sens de rotation avec variation de la charge

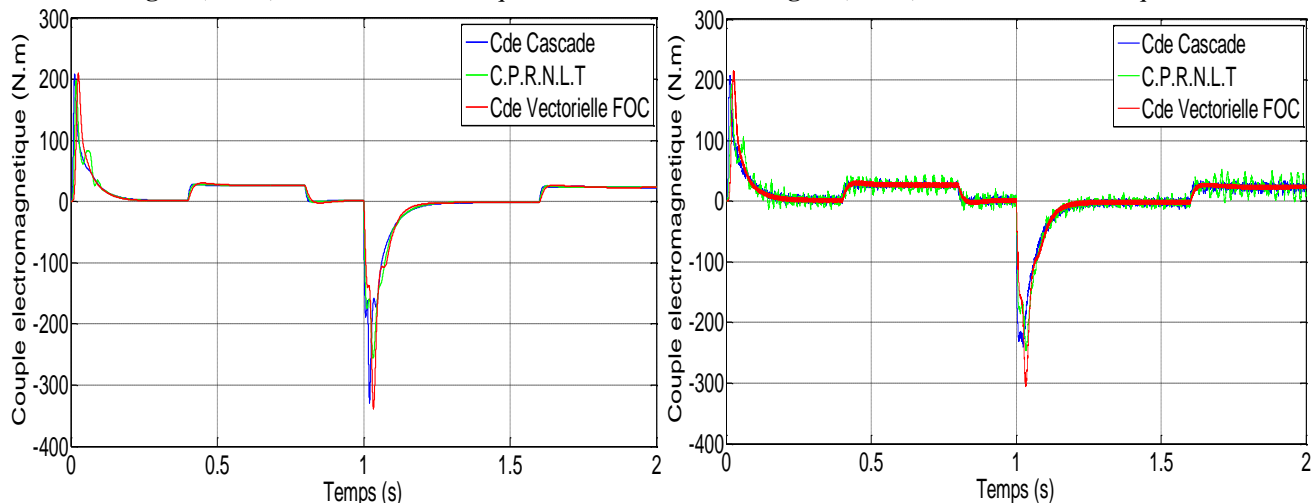
Les figures (IV.33) à (IV.39) présentent les résultats du test d'inversion du sens de rotation avec variations de la charge. Les résultats sont obtenus pour un démarrage à vide suivi d'une inversion du sens de rotation à l'instant $t=1s$. On applique une charge ($Cr=25 N.m$) à $t=0.4s$, à $t=0.8s$ on décharge la machine, puis on recharge avec un couple de charge ($Cr=-25 N.m$) à $t=1.6s$ pour garder le fonctionnement moteur de la machine asynchrone.

Les résultats obtenus montrent que la vitesse suit sa référence sans dépassement dans le cas des trois techniques de commande. Le couple admet un pic important à l'instant de l'inversion de la vitesse. Le découplage dans le cas de la commande vectorielle et la commande plate à structure cascade est maintenu. Enfin le module du flux rotorique suit la référence avec une oscillation lors de l'inversion du sens de rotation.



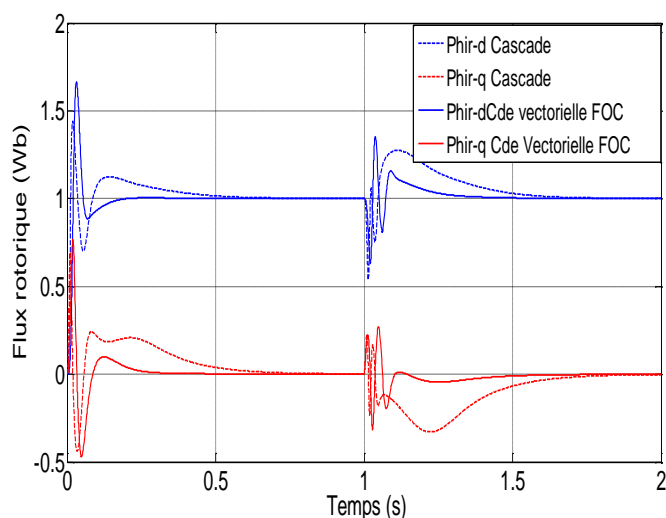
Figure(IV.33) : La vitesse mécanique.

Figure(IV.34) : La vitesse mécanique*.

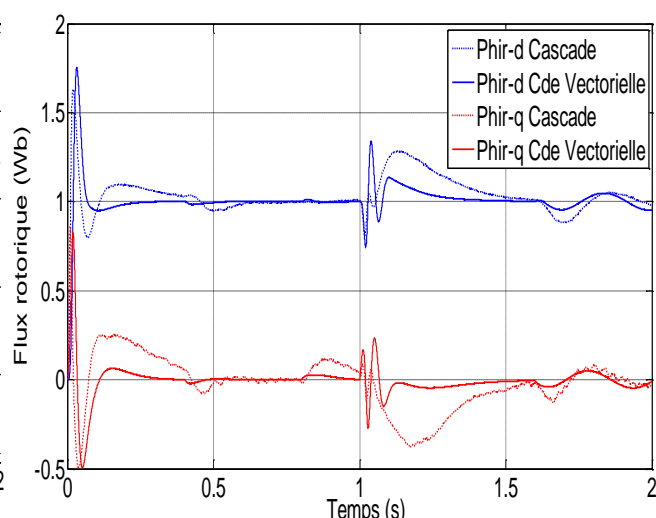


Figure(IV.35) : Le couple électromagnétique.

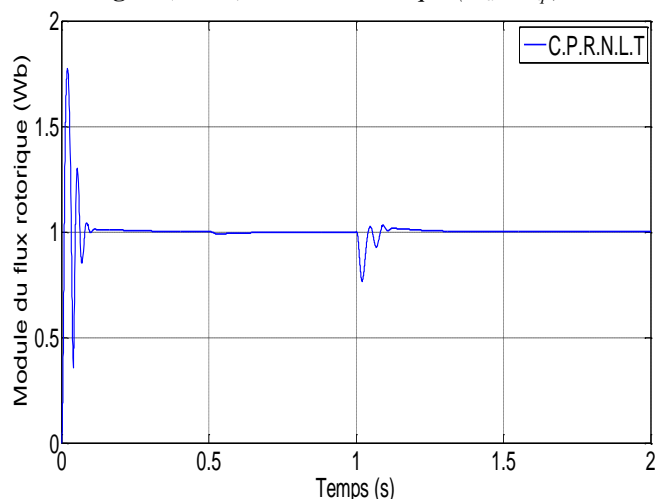
Figure(IV.36) : Le couple électromagnétique*.



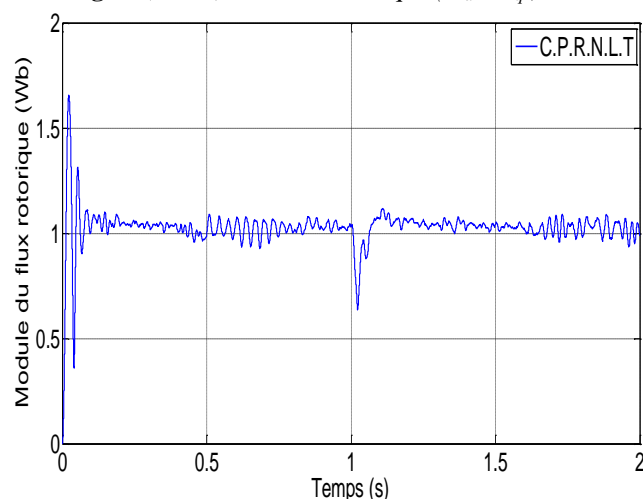
Figure(IV.36) : Le flux rotorique (Φ_{dr} , Φ_{qr}).



Figure(IV.37) : Le flux rotorique (Φ_{dr} , Φ_{qr})*.



Figure(IV.38) : Le module du flux rotorique.



Figure(IV.39) : Le module du flux rotorique *.

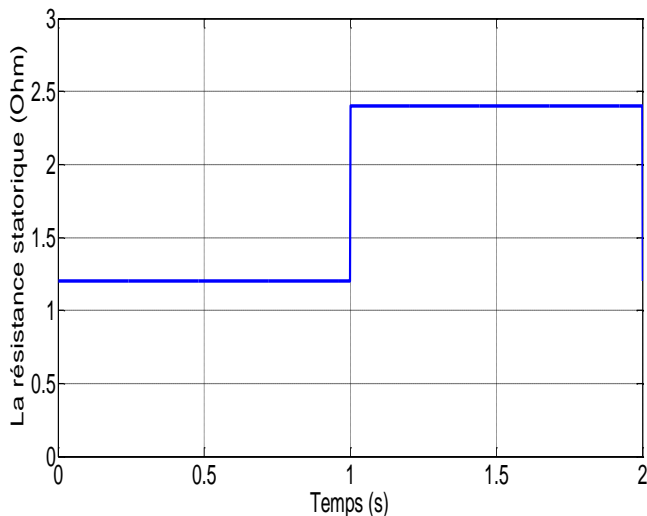
IV.5.3 Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques

Pour tester la robustesse des commandes vis-à-vis des variations paramétriques, on effectue des variations brusques sur les valeurs de la résistance statorique R_s et rotorique R_r , tel que :

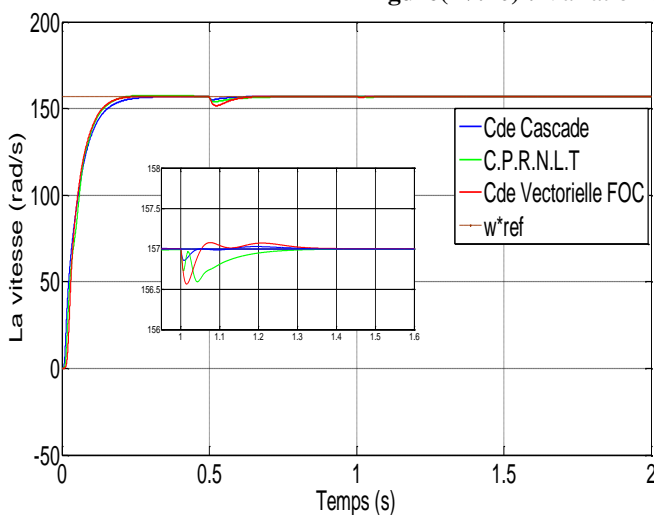
- ✓ Pour voir l'effet de la variation de la résistance des enroulements statorique, on applique une charge ($C_r = 25N.m$) à l'instant $t = 0.5s$, puis on augmente la résistance statorique R_s de 100% à $t = 1s$.

Les résultats présentés ci-dessous montrent que la variation de la résistance statorique n'influe pas sur les profils des courbes de la vitesse et le couple électromagnétique. On peut constater que la résistance statorique a très peu d'influence sur le découplage dans le cas de la commande plate à structure cascade ainsi que la commande vectorielle. Les figures (IV.47) et (IV.48) montrent que la

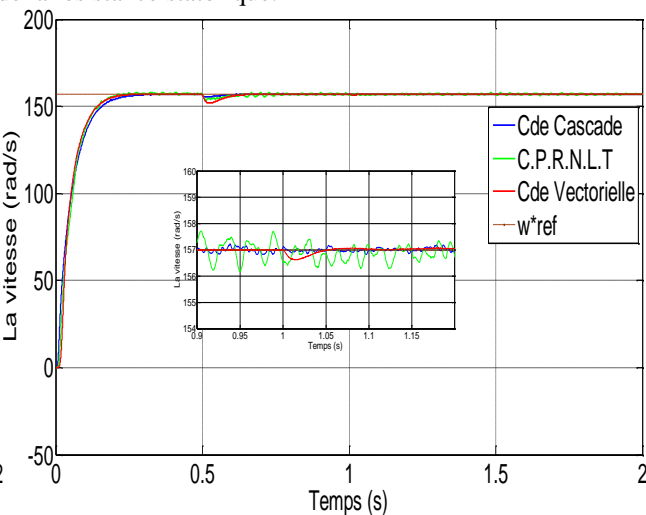
variation sur la résistance statorique entraine une erreur statique au niveau du module du flux rotorique dans le cas de la (C.P.R.N.L.T).



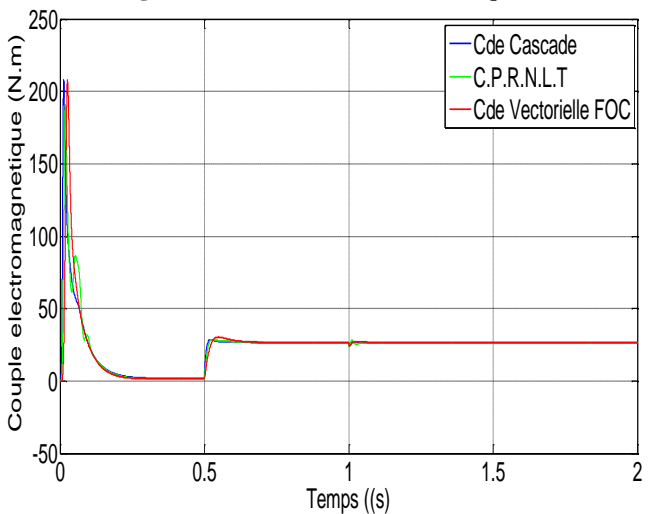
Figure(IV.40) : Variation de la résistance statorique.



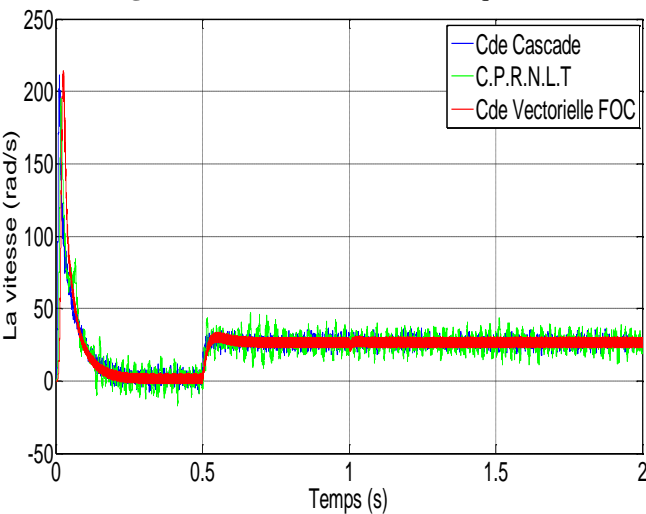
Figure(IV.41) : La vitesse mécanique.



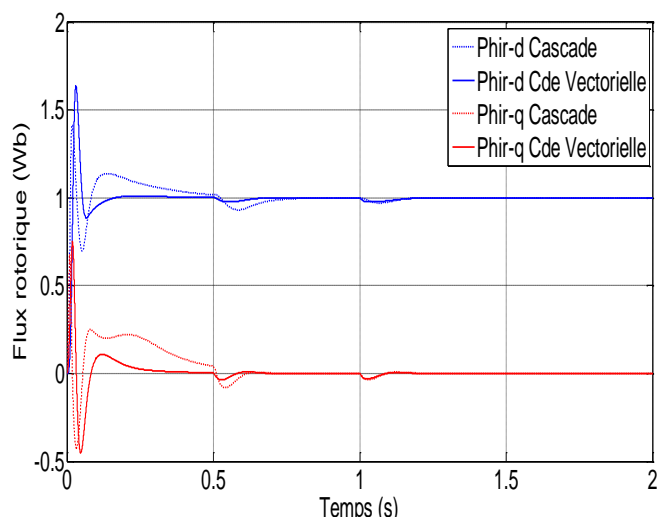
Figure(IV.42) : La vitesse mécanique*.



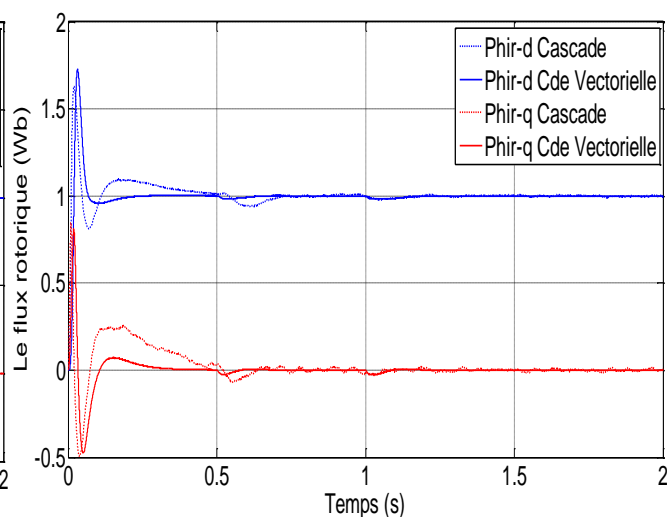
Figure(IV.43) : Le couple électromagnétique.



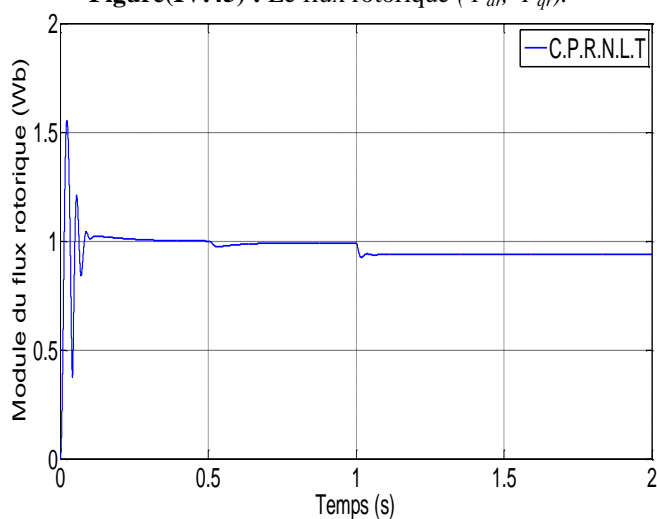
Figure(IV.44) : Le couple électromagnétique*.



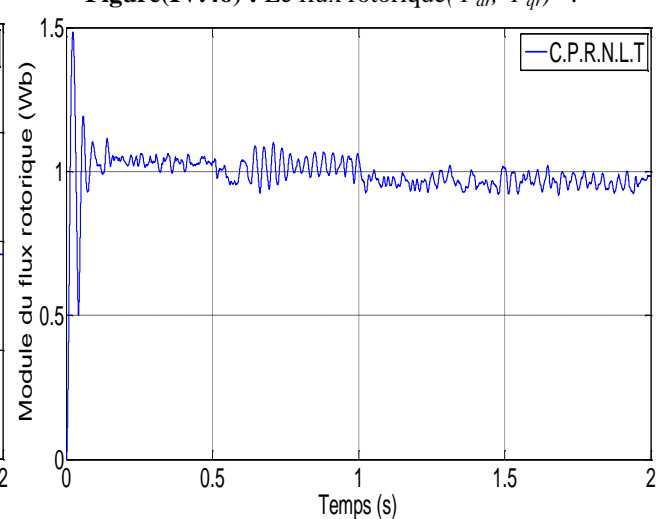
Figure(IV.45) : Le flux rotorique (Φ_{dr} , Φ_{qr}).



Figure(IV.46) : Le flux rotorique(Φ_{dr} , Φ_{qr}) *.



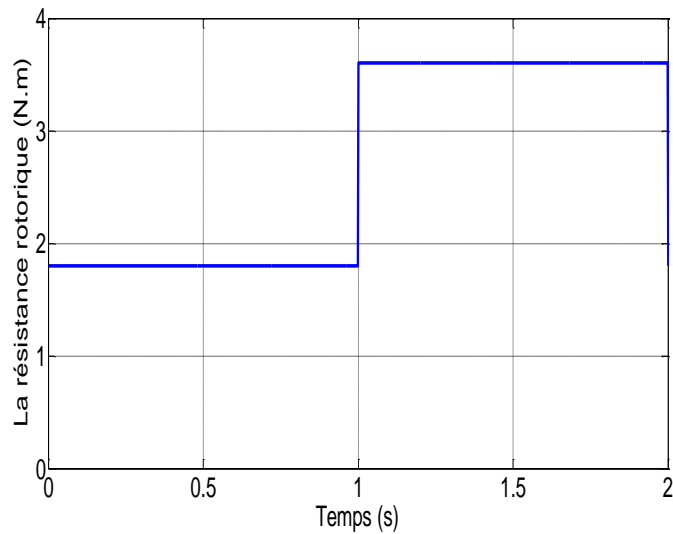
Figure(IV.47) : Le module du flux rotorique.



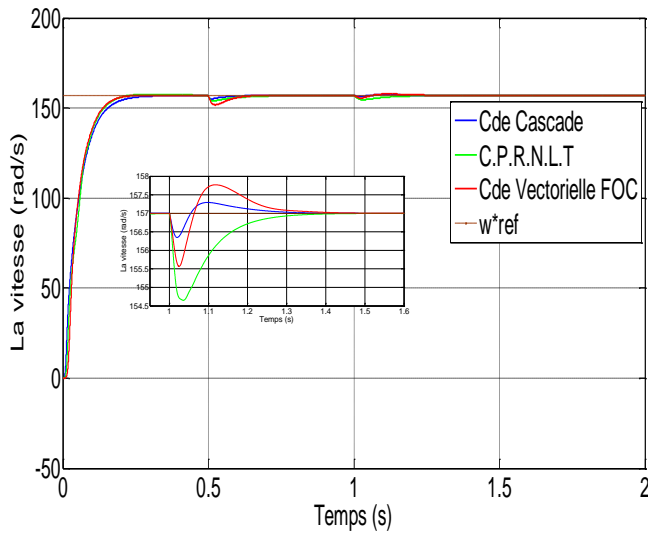
Figure(IV.48) : Le module du flux rotorique*.

- ✓ Pour voir l'effet de la variation de la résistance des enroulements rotorique, on applique une charge ($C_r = 25N.m$) à l'instant $t = 0.5s$, puis, on augmente la résistance rotorique R_r de 100% à $t = 1s$.

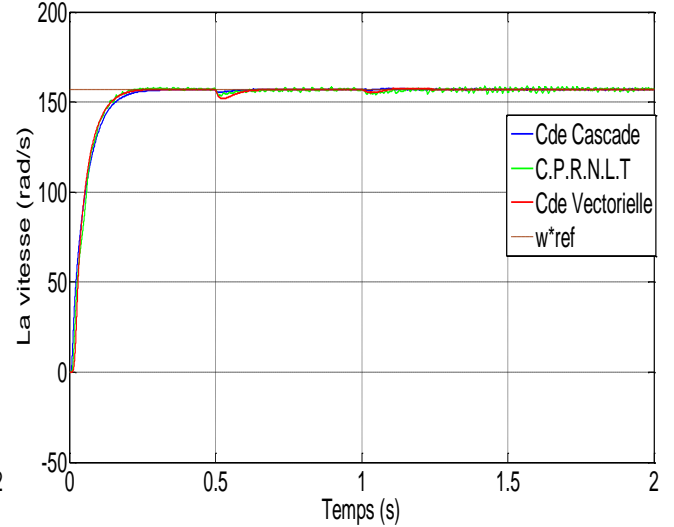
Les résultats de simulation représentés ci-dessous montrent la grande sensibilité des trois techniques de commandes par rapport à la variation de la résistance rotorique. On peut voir clairement que la variation de la résistance rotorique n'a pas une grande influence sur les profils des courbes de la vitesse et du couple électromagnétique. Par contre, le flux rotorique n'est pas vraiment orienté sur l'axe d (perte de découplage entre le flux et le couple) dans le cas de la commande plate à structure cascade ainsi que la commande vectorielle. Dans le cas de la (C.P.R.N.L.T), la variation de la résistance rotorique entraîne une erreur statique au niveau du module du flux rotorique, ce qui influe sur la poursuite de la trajectoire du module du flux rotorique planifiée.



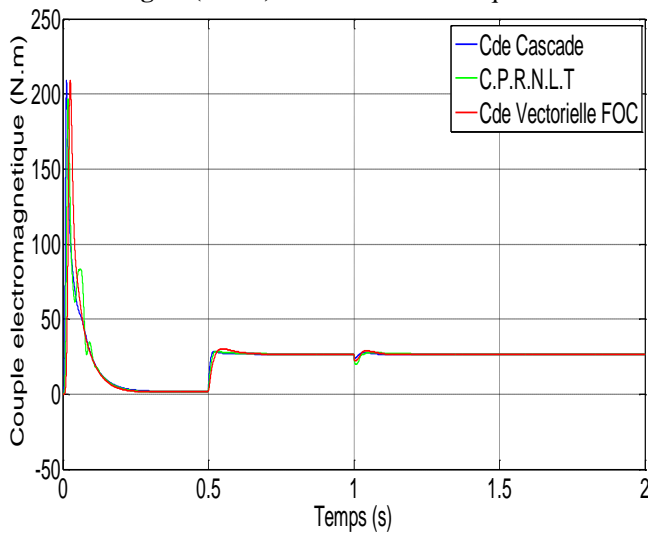
Figure(IV.49) : Variation de la résistance rotorique.



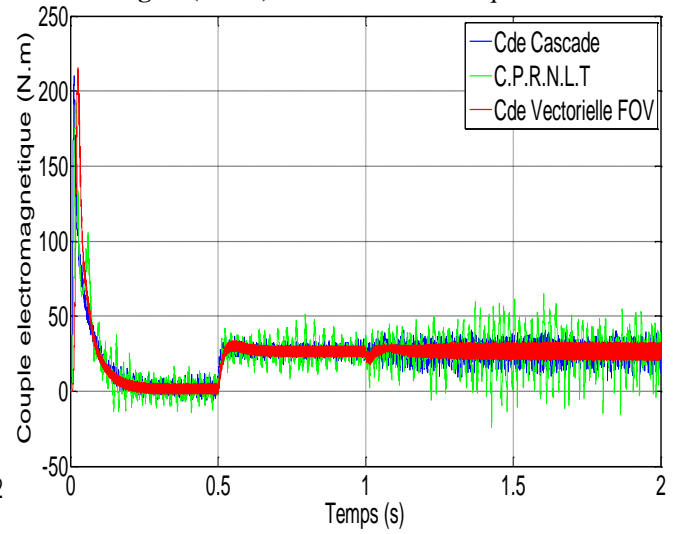
Figure(IV.50) : La vitesse mécanique.



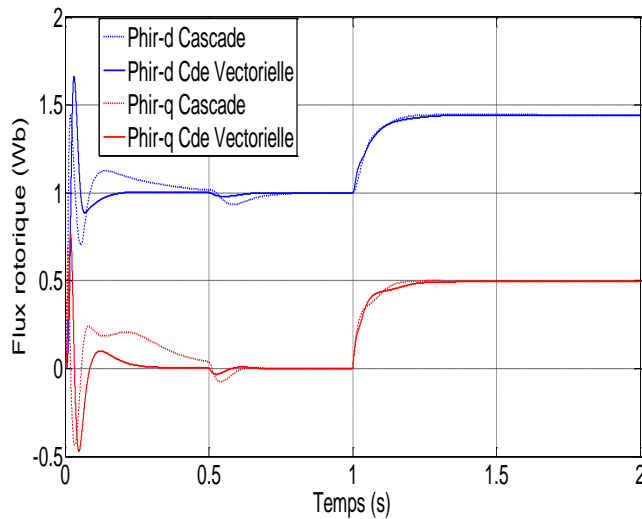
Figure(IV.51) : La vitesse mécanique*.



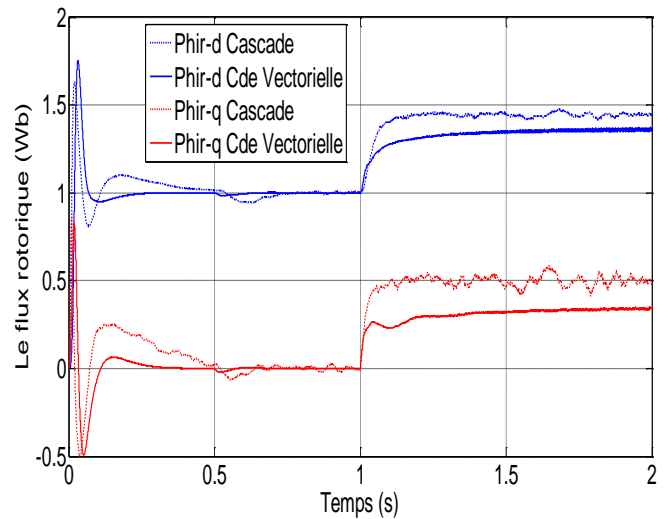
Figure(IV.52) : Le couple électromagnétique.



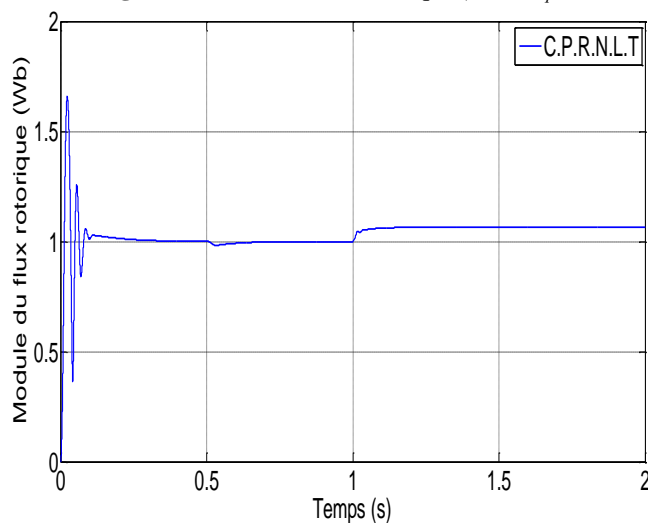
Figure(IV.53) : Le couple électromagnétique*.



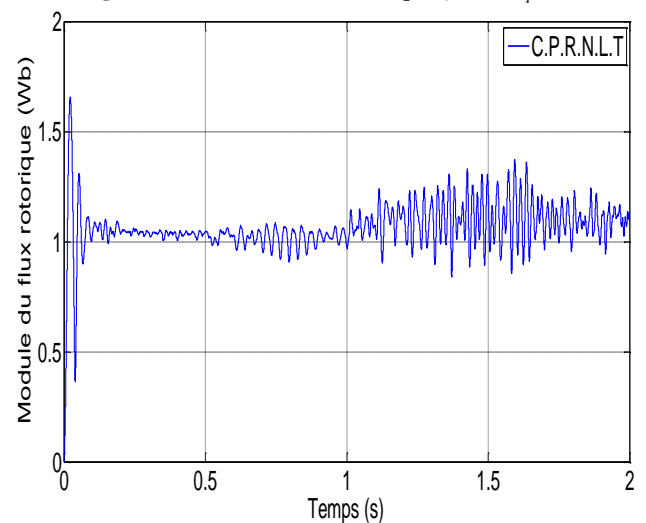
Figure(IV.53) : Le flux rotorique (Φ_{dr} , Φ_{qr}).



Figure(IV.54) : Le flux rotorique (Φ_{dr} , Φ_{qr})*.



Figure(IV.55) : Le module du flux rotorique.



Figure(IV.56) : Le module du flux rotorique*.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une deuxième application du concept de platitude des systèmes pour la synthèse de loi de commande de la machine asynchrone. Nous avons pu voir la mise au point de la commande plate dont la structure cascade se compose d'une action directe '*flatness feedforward*' basée sur la platitude du système qui permet de conduire le système à la sortie désirée en imposant des commandes calculées à partir des trajectoires de références planifiées, et d'une boucle de rétroaction '*feedback*' permettant de compenser les écarts causés par les perturbations et stabiliser le système autour des trajectoires de référence à l'aide de la synthèse de correcteurs (*PI*). Nous avons pu voir par des résultats de simulation la sensibilité de cette approche aux filtres appliqués sur les trajectoires de références.

Nous avons conclu que l'avantage de cette approche est la séparation des objectifs de poursuite et de rejet de perturbations réalisés respectivement par la commande plate par action directe '*flatness*

feedforward' et la boucle de rétroaction *feedback*' sachant que les deux commandes peuvent être conçues séparément.

Afin de juger l'efficacité des techniques de commandes étudiées au cours de ce travail, différents tests ont été effectués sous *MATLAB/simulink*. La comparaison des résultats obtenus indique le degré de robustesse offert par chacune des techniques. Cependant, ces techniques de commande sont moins robustes aux variations paramétriques, notamment à la variation de la résistance des enroulements rotorique, ce qui est dû aux régulateurs (*PI*) qui sont dimensionnés par les paramètres nominaux de la machine.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur le traitement d'un sujet d'automatique 'commande basée sur la théorie de platitude différentielle des systèmes non linéaires' dans un contexte électrotechnique lié à la commande d'une machine asynchrone.

L'objectif principal de ce mémoire été de synthétiser des lois de commande basées sur le concept de platitude différentielle pour la commande de la machine asynchrone. Deux commandes ont été développées à cet égard: la commande plate à référence non linéaire en tension et la commande plate à structure cascade.

Nous avons étudié au cours de ce travail les axes suivant :

- Au premier chapitre de ce mémoire, on a présenté la modélisation vectorielle de la machine asynchrone dans un formalisme d'état selon le repère de *Park*. Une simulation du modèle a été présentée grâce au logiciel *MATLAB/simulink* dans le but de valider cette approche.
- Dans le deuxième chapitre, une modélisation de l'onduleur de tension commandé par la technique *MLI (sinus-triangle)* a été introduite. Le principe du contrôle vectoriel avec orientation du flux rotorique a été présenté avec un calcul des différents régulateurs (*PI*) classiques utilisés dans la commande. On a présenté les résultats de simulation de l'association (commande vectorielle à flux rotorique orienté, onduleur de tension à *MLI* et moteur asynchrone).
- Le troisième chapitre a été réservé à introduire le principe de la théorie de platitude différentielle et à la méthodologie de la synthèse de loi de commande pour les systèmes non

linéaires. On a vu que le problème de formulation de la commande correspond à une démarche inverse ; c'est-à-dire qu'à partir des sorties plates, on remonte à la commande via les états du système exprimés en fonction des sorties plates et d'un nombre fini de leurs dérivées, et non plus par la synthèse de correcteurs. Cette démarche nous a permis de développer la commande plate à référence non linéaire en tension comme une première application de la théorie de platitude pour la commande de la machine asynchrone. Une simulation a fait l'objet d'une validation numérique sous *MATLAB/simulink* de cette approche.

- Une deuxième application de la notion de platitude à été présentée au chapitre IV pour la synthèse d'une loi de commande dont la structure cascade à permis la séparation des objectifs de poursuite et de rejet de perturbations réalisés respectivement par la commande plate à action directe '*flatness feedforward*' ; en imposant le comportement désiré par la planification des trajectoires de référence, et la boucle de rétroaction '*feedback*' ; permettant de stabiliser le système en éliminant les écarts causés par les perturbations . La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à la comparaison des performances des différentes techniques de commandes étudiées au cours de ce travail, en effectuant différents tests de robustesse sous l'environnement numérique *MATLAB/similink*.

Les résultats obtenus ont montrés la robustesse des trois techniques de commande vis-à-vis des variations de la charge ainsi qu'à l'inversion du sens de rotation. On a pu constater la sensibilité des commandes aux variations paramétriques, ce qui est du au type des régulateurs (*PI*) classiques utilisés qui sont calculés à partir des paramètres la machine selon une dynamique bien précise. Cependant, une dérive sur ces paramètres influe directement sur la stabilité de l'ensemble (commande-machine).

Perspectives

Comme perspectives à la poursuite de notre travail, on propose :

- ✓ Réaliser expérimentalement un banc d'essai pour valider les commandes : (C.P.R.N.L.T et la commande plate à structure cascade).

- ✓ Introduire un correcteur du flux à la structure de la *(C.P.R.N.L.T)* pour augmenter ses performances en terme de rejet de perturbations.
- ✓ Utiliser des régulateurs robustes au lieu des régulateurs *(PI)* classiques pour augmenter les performances des commandes notamment la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

Annexe

I.PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 PARAMETRES ELECTRIQUES

$R_s = 1.2 \Omega$	Résistance du stator
$R_r = 1.8 \Omega$	Résistance du rotor
$L_s = 0.1568 \text{ H}$	Inductance du stator
$L_r = 0.1568 \text{ H}$	Inductance du rotor
$M = 0.15 \text{ H}$	Inductance mutuelle
$P = 4 \text{ KW}$	Puissance utile
$V_s = 220/380 \text{ V}$	Tension au stator

I.2 PARAMETRES MECANIQUES

$J = 0.005 \text{ Kgm}^2$	Moment d'inertie
$f = 0.001 \text{ SI}$	Coefficient de frottement

I.3 PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

$C_e = 25 \text{ N.m}$	Couple électromagnétique nominal
$P = 2$	Nombre de paire de pôles

II.PARAMETRES DES REGULATEURS

II.1 COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTE

Commande Vectorielle	Régulateurs des courants	$K_p = 6.7200$
		$K_i = 606.0833$
	Régulateur de vitesse	$K_{p\Omega} = 3.7024$
		$K_{i\Omega} = 68.7228$
	Régulateur de flux	$K_{p\phi} = 73.3286$
		$K_{i\phi} = 841.7823$

II.2 COMMANDE PLATE À REFERENCE NON LINEAIRE EN TENSION

C.P.R.N.L.T	Régulateur de vitesse	$K_{p\Omega} = 4.66$
		$K_{i\Omega} = 78.72$

II.3 COMMANDE PLATE À STRUCTURE CASCADE

Commande plate à structure cascade	Régulateurs des courants	$K_p = 6.7200$
		$K_i = 606.0833$
	Régulateur de vitesse	$K_{p\Omega} = 3.7024$
		$K_{i\Omega} = 68.7228$
	Régulateur de flux	$K_{p\phi} = 73.3286$
		$K_{i\phi} = 841.7823$

Références bibliographiques

- [1]: BAGHLI Lotfi: Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques. Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université Henri Poincaré, Nancy I, en génie électrique - 1999.
- [2]: KHELDOUN Aissa, Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté. Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université de Boumerdes – 2007.
- [3]: CHATELAIN Jean, Traité d'électricité Tome 1, Presse polytechniques Romandes – 1983.
- [4]: Caron J. P., Hautier J.P., Modélisation et commande de la machine asynchrone, Edition Technicpub- 1995.
- [5]: M.S. NAIT SAID & N. NAIT SAID Modélisation vectorielle d'une machine à courant alternatif triphasé & symétrique. Cours destiné aux ingénieurs en électrotechnique des années avancées et en Post-Graduation. Université de Batna - 2004.
- [6]: CHAOUCH Souad, Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse, Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat en science à l'université de Batna – 2005.
- [7]: BAZI Smail, Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension, mémoire ingénieur d'état, Université de Batna -1995.
- [8]: A. ESSADKI, A.OUKASSI, M.MAAROUFI & M.CHERKAOUI, Orientation de flux d'une machine asynchrone à cage alimentée en courant « estimation du flux rotorique », IEEE-2000.
- [9]: TARBOUCHI Mohamed, Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone, régime défluxé. Thèse présentée pour l'obtention du grade de (P.Hd) à l'université de Laval. Québec – 1997.
- [10]: DAMKHI Sihem, Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la SFG (Signal Flow Graphs) de Holtz, Thèse de magister, Université de Batna – 2007.
- [11]: SORIN Gusia, Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI Application aux actionnements électriques, Université catholique de Louvain, Thèse de doctorat – 2005.

- [12]: TAMRABET Hanane, Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone, Thèse de magister, Université de Batna – 2006.
- [13]: HAMADOUCHE Sonia, Contribution à l'amélioration des structures de régulation des courants des machines à courant alternatif, Thèse de magister, Université de Batna – 2007.
- [14]: MERABET Adel, Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université du Québec– 2007.
- [15]: AGUGLIA David, Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle. Mémoire présenté pour l'obtention du grade de Maître en Sciences, Université Laval - Québec – 2004.
- [16]: C. Canudas De Wit, commande des moteurs synchrones 2, modélisation control vectoriel et DTC, édition Hermes science europe 2000.
- [17]: G. Grellet and G. Clerc, "Actionneurs électriques-Principes Modèles Commande," Edition Eyrolles, Paris 1997.
- [18]: MAAZIZ Malhoud, Commande robuste des systèmes plats, application à la commande d'une machine synchrone. Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université PARIS XI– 2000.
- [19]: CAZAURANG Franck, Commande prédictive des systèmes non linéaires, application à la commande de machines asynchrones. Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université de BORDEAUX I– 1997.
- [20]: JEAN Levine, Analyse et commande des systèmes non linéaires. Cours destiné aux ingénieurs en automatique. Ecole des mines PARIS -Mars 2004.
- [21]: LAVIGNE Loic, Outils d'analyse et de synthèse des lois de commande robustes des systèmes dynamiques plats. Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université de BORDEAUX I– 2003.
- [22]: JORGE Dannehl and Friedrich W. Fuchs, Flatness based control of an induction machine fed via voltage source inverter-concept, control design and performance analysis. Article IEEE Industrial Electronics, IECON 2006.
- [23]: DELALEAU Emanuel, LOUIS Jean Paul, ORTEGA Romeo. Modeling and control of induction motors Int. J. Appl. Math. Comput. Sci, 2001.
- [24]: GERASIMOS Rigatos & PIERLUIGI Siano, Sensorless control of electric motors with Kalman filters : Applications to robotic and industrial systems. INTECH International Journal of Advanced Robotic Systems. Dec-2011.

- [25]: Gabriel Buches. Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/simulink. Mémoire d'ingénieur. Conservatoire national des arts et métiers centre régional associé de Grenoble (C.U.E.F.A). Mars-2001.
- [26]: Benhamimid Radhouane, Brahimi nadjib. Commande vectorielle d'un système mono-onduleur bi-machine asynchrone. Mémoire d'ingénieur. Université de M'sila. Mars-2006.