



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



Université de Batna

Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electrotechnique

Mémoire

En vue de l'obtention de diplôme de Magister en Electrotechnique

Option : Electricité industrielle

Présenté par :

M. BAZI Smail

Ingénieur d'État en Électrotechnique de l'Université de Batna

Thème

***Contribution à la Commande Robuste d'une Machine
Asynchrone par la Technique PSO
« Particle Swarm Optimization »***

Soutenu le : 07/05/2009

Devant Le Jury Composé De

K. SRAIRI	Professeur	Université de Biskra	Président
MS. NAIT SAID	Professeur	Université de Batna	Rapporteur
R. BENZID	Maître de Conférences	Université de M'Sila	Co- Rapporteur
B. ABDELHADI	Maître de Conférences	Université de Batna	Examineur
N. NAIT SAID	Professeur	Université de Batna	Examineur
A. MAKOUF	Prof. Directeur de laboratoire	Université de Batna	Invité

إهداء

إلى روح والدي الطاهرة ...

إلى أمي الغالية أدام الله ظلها الوارف ...

إلى زوجتي الحبيبة ...

إلى ريحانتي محمد علي و هبة الرحمن ...

إلى كل الأحرار...

أهدي هذا العمل المتواضع

REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé 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 NAIT SAID Mohamed Saïd, Professeur à l'université de Batna, pour avoir accepté de diriger ce travail et pour ses conseils judicieux.

J'exprime ma reconnaissance à Monsieur BENZID Redha, Maître de Conférences à l'université de M'sila, d'avoir également dirigé ce travail.

Mes vifs remerciements à Monsieur SRAIRI Kamel, Professeur à l'université de Biskra, de m'avoir honoré pour présider le jury de soutenance de ce mémoire de magister.

Je tiens à remercier également les membres de jury :

Monsieur NAIT SAID Nasreddine, Professeur à l'université de Batna.

Monsieur ABDELHADI Bachir, Maître de Conférences à l'université de Batna.

Je remercie Monsieur MAKOUF Abdessalem, Professeur à l'université de Batna et Directeur de laboratoire LSP-IE, de m'avoir honoré par sa présence.

SOMMAIRE

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

Chapitre I : Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone

I. Introduction	4
II.1. Description	5
II.2. Hypothèses de travail.....	5
II.3. Equations Electriques	6
II.4. Equations Magnétiques.....	6
II.5. Equation Mécanique	7
III.1. Transformation de PARK:	7
III.2.Choix du référentiel	9
IV.1 Modèle vectoriel de la machine asynchrone	9
IV.2 Relation de passage entre référentiels	9
IV.3 Model tension et flux	10
V. Model d'état de la Machine Asynchrone.....	11
V.1 Model d'état	12
V.2 Simulation du modèle présenté	13
VI. Discussion des résultats	14
VII. Conclusion	15

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine asynchrone

II.1. Introduction	16
II.2 Modélisation de l'onduleur de tension	17
II.2.1 Commande par MLI sinus-triangle	18
II.2.2 Commande par MLI à hystérésis.....	19
II.3. Principe du Contrôle par flux orienté	20
II.3.1 Orientation du flux rotorique.....	21
II.3.2 Découplage par compensation	22

II.3.3 Méthode directe	24
II.3.4 Méthode indirecte	25
II.4 Régulation	27
II.4.1 Régulation de courant	28
II.4.2 Régulation de vitesse	29
II.5 Mode défluxé	30
II.6 Contraintes liées à l'utilisation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté.....	31
II.6.1 Le moment d'inertie.....	31
II.6.2 La constante de temps rotorique.....	31
II.6.3 Fonctionnement à flux constant.....	31
II.6.4 Sensibilité due à la présence du capteur de vitesse.....	32
II.7 Synthèse d'une commande vectorielle	32
II.8 Résultats et interprétations	32
II.9 Conclusion	41

Chapitre III : Algorithmes génétiques & Particle Swarm Optimization

III.1 Introduction.....	42
III.2 Algorithmes génétiques (AGs)	43
III.2.1 Définition	43
III.2.2 Principe de fonctionnement	43
III.3 L'intelligence collective	45
III.4 Optimisation d'essaim de particules (Particle Swarm Optimization).....	45
III.4.1 Principe de base d'un PSO.....	47
III.4.2 Formulation mathématique du PSO	48
III.5 Exemple d'application	51
III.5. Conclusion	53

Chapitre IV : Optimisation des gains du PI par la technique PSO

IV.1 Introduction	54
IV.2 Indices de performance d'un PI.....	55
IV.2.1 Pourcentage de dépassement « d »	55
IV.2.2 Intégrales faisant intervenir l'erreur	55
IV.3 Simulation et Résultats.....	58
Application N° 01	58

Application N° 02	60
Application N° 03	63
Application N° 04	65
Application N° 05	67
IV.4 Comparaison des performances obtenues par CV_Classqie et CV_PSO	75
IV.5 Conclusion	76
Conclusion Générale	77
Annexes	
Références Bibliographiques	

NOTATIONS ET SYMBOLES

CV	Commande vectorielle
MAS	Machine Asynchrone
MRAS	Model Reference Adaptative System
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Régulateur Proportionnel et Intégral
PSO	Particle Swarm Optimization
AGs	Algorithmes génétiques
\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	Vitesse électrique du rotor
Ω	Vitesse mécanique du rotor
C_e	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
J	Inertie mécanique
f_v	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.
Im	Partie imaginaire du nombre complexe
\sim	Symbole des valeurs mesurées.
\wedge	Symbole des valeurs estimées.

INTRODUCTION GENERALE

0.1 GENERALITES

La machine asynchrone, de par sa construction et sa robustesse, assure une large plage d'application au domaine de l'industrie. Son exploitation pour fournir de l'énergie mécanique est excellente. Par contre, son utilisation comme variateur de vitesse, telles que les machines à courant continu, a été tardive à cause de sa complexité en commande.

L'évolution de l'électronique de puissance, la micro-électronique et la micro-informatique ont permis de surmonter le problème de la non linéarité de la machine et de réaliser des algorithmes de commande pouvant faire de la machine asynchrone un redoutable concurrent de vitesse variable.

Ainsi, des différentes commandes ont été développées, pour en faire de cette machine un véritable variateur de vitesse, à savoir la commande vectorielle par orientation du flux, la commande directe du couple, la commande non linéaire et la commande par mode glissant[1].

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique indirect, fait l'intérêt du présent sujet, est simple à mettre en œuvre et offre un contrôle linéaire du couple de la machine. Toutefois, lorsque la machine est soumise à cette commande, elle est exposée à des contraintes qui peuvent affecter potentiellement ses performances. Autrement dit, si la constante de temps rotorique change cela provoquera la perte du découplage, car cette dernière intervient directement dans l'expression analytique de l'autopilotage. Pour pallier à ce problème et d'autres, de multiples études ont été menées par les chercheurs dans les

laboratoires, cela en témoigne, le nombre sans cesse de publications qui traitent le sujet jusqu'à présent.

Il est évidemment impossible de cerner toutes les techniques qui traitent la commande et ses contraintes. Alors, on examine plus précisément la régulation ainsi que son optimisation. On s'intéresse exceptionnellement aux coefficients des régulateurs (PI) utilisés au sein de la commande vectorielle, où ils sont directement calculés à partir des paramètres de la machine. Lors des dérives de ces derniers provoquent une altération de la commande de la machine. De multiples recherches dans ce contexte sont présentées, tout en remplaçant le régulateur classique par un régulateur flou ou un régulateur neuronal, avec identification des paramètres de la machine par les algorithmes génétiques, dont l'objectif de commander la machine avec de hautes performances [2].

Plus récemment, une autre méthode d'optimisation nommée « optimisation par particule d'essaim », soit en anglais « Particle Swarm Optimization » (PSO), inspirée de l'intelligence d'essaim a attiré les chercheurs et faite exploiter dans différents domaines d'optimisation.

Cette méthode est devenue de plus en plus populaire. Elle est caractérisée par une façon décentralisée de travail qui imite le comportement des essaims d'insectes sociaux, les masses d'oiseaux, ou les écoles de poisson. L'avantage de ces approches sur les techniques traditionnelles est la robustesse et la flexibilité [3].

0.3 PROBLEMATIQUE

Dans le cadre de ce travail, nous cherchons à déterminer les coefficients des régulateurs (PI) utilisés pour la commande vectorielle de la machine asynchrone sans le recours aux méthodes analytiques classiques pour le calcul de ces derniers. Pour ceux-ci nous essayons de développer un algorithme par PSO tout en visualisant notre fonction objective dont on cherche à minimiser l'erreur dans un système asservi entre le signal d'entrée et le signal de sortie.

0.3 STRUCTURE DU MEMOIRE

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 s'articulant sur la fameuse transformation de Park. La machine sera représentée par un modèle d'état et qui fera l'objet d'une simulation par le logiciel (MATLAB, m.file), dans le but de valider cette approche.

- ✓ Le second chapitre présentera la commande vectorielle de la machine asynchrone, historique et principe de base de cette commande, avec le calcul des coefficients des régulateurs PI classique selon les placements des pôles. Différentes simulations sont effectuées afin de tester la robustesse de cette commande et voir l'effet des dérives paramétrique sur cette commande.
- ✓ Le troisième chapitre exposera, brièvement les algorithmes génétiques, la nouvelle technique d'optimisation PSO, fondée sur la notion de coopération entre particules qui peuvent être vus comme des « animaux » aux capacités assez limitées (peu de mémoire et de facultés de raisonnement). L'échange d'information entre eux fait que, globalement, ils arrivent néanmoins à résoudre des problèmes difficiles. Un exemple d'optimisation sera traité par les deux méthodes avec une comparaison des résultats.
- ✓ Le quatrième chapitre fera l'objet d'implantation de la technique PSO, dans le but d'optimiser les gains du régulateur PI, afin d'avoir une commande robuste de la machine asynchrone commandée par orientation du flux rotorique et voir également l'effet du mécanisme d'adaptation de la constante de temps rotorique basé sur MRAS tout en optimisant les gains de son PI par PSO, différentes applications sont données avec discussion des résultats.

Enfin, nous clôturons ce travail par une conclusion générale qui portera des perspectives pour la continuité de ce travail dans le futur.

Chapitre I

Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone

I. 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. Elle présente un système dynamique non linéaire. Par conséquent, sa commande nécessite la disponibilité d'un modèle 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'implémentation des commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs 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 la modélisation linéarisée de la machine asynchrone en la mettant sous forme d'état afin de valider cette modélisation par une simulation implantée sous le logiciel MATLAB.

II.1. DESCRIPTION

La machine asynchrone se compose :

D'un primaire, généralement le stator fixe, portant un bobinage le plus souvent triphasé, logé dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator et relié à la source d'alimentation.

D'un secondaire, généralement le rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine, qui peut être soit bobiné et fermé sur lui-même, soit à cage d'écureuil.

II.2. HYPOTHESES DE TRAVAIL

Afin de faciliter l'étude de la machine asynchrone et la mise en équation, les hypothèses généralement admises sont [4]:

- Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. 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 homoplaire 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.

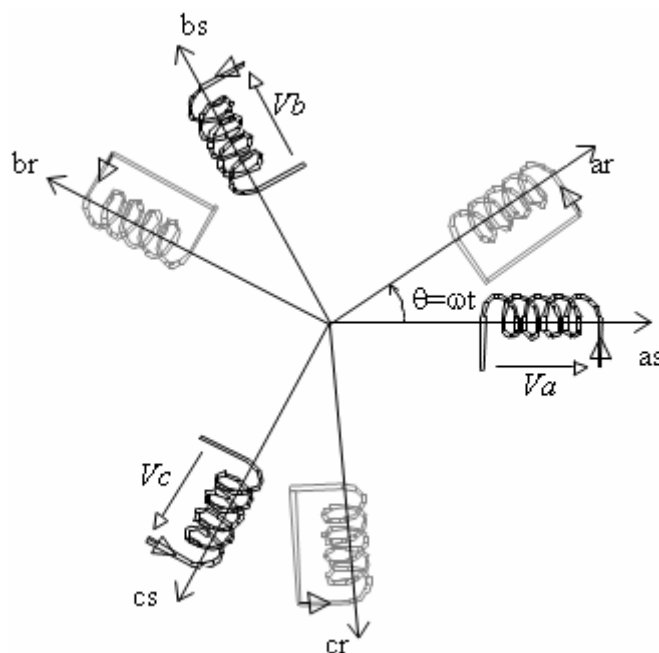


Figure (I.1) : Model triphasé de la machine asynchrone.

II.3. EQUATIONS ELECTRIQUES

Les enroulements des trois phases statoriques sont décalés dans l'espace d'un angle de $2\pi/3$ et également ceux du rotor et peuvent être représentés comme indiquée en figure (I.1). Les phases rotoriques sont court circuitées sur elle mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase (as) statorique et la phase (ar) rotorique. En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase du stator (respectivement rotor), on aura les équations de tension suivantes [5].

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

où :

$[X_{s,r}] = [X_a \ X_b \ X_c]^T$: Vecteur d'élément tension ou courant ou flux statorique (respectivement rotorique).

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

$[R_s]$: 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.

II.4. EQUATIONS MAGNETIQUES

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

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

$$\text{tel que : } [M_{rs}] = [M_{sr}]^T \quad \text{et :} \quad [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

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

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

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

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

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

$[M_{sr}]$: matrice des inductances mutuelle stator-rotor.

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

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

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

II.5. EQUATION MECANIQUE

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

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

J : moment d'inertie de la partie tournante.

Ω : vitesse mécanique du moteur

f_v : 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 [6].

III.1. 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 (d,q) ou ($\alpha\beta$).

Elle est constituée d'une transformation triphasé-diphase 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.

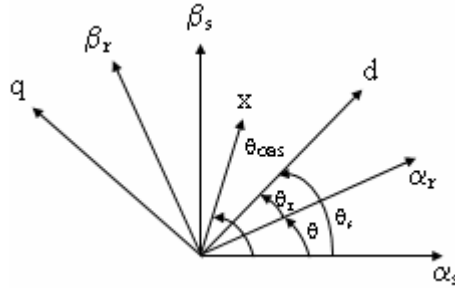


Figure (I.2) : Transformation de PARK

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

θ_s : angle de rotation de (dq) par rapport au stator.

θ_r : angle de rotation de (dq) par rapport au rotor.

Les angles sont liés par la relation : $\theta_s = \theta + \theta_r$

La transformation triphasé-diphase est donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad C_{32} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$k = \sqrt{\frac{2}{3}}$; utilisé pour les transformations conservant la puissance (Concordia).

$k = \frac{2}{3}$; utilisé pour les transformations conservant l'amplitude (Clark).

Afin de mieux visualiser l'échange d'énergie entre armatures, il est plus commode de ramener leurs équations à un référentiel commun d'observation [6]. D'où l'utilisation de la matrice de rotation $\mathbf{P}(\theta_{\text{OBS}})$.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \mathbf{P}(\theta_{\text{OBS}}) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}; \quad \text{avec : } \mathbf{P}(\theta_{\text{OBS}}) = \begin{bmatrix} \cos \theta_{\text{OBS}} & \sin \theta_{\text{OBS}} \\ -\sin \theta_{\text{OBS}} & \cos \theta_{\text{OBS}} \end{bmatrix};$$

Pour le stator : $\theta_{\text{OBS}} = \theta_s$ et pour le rotor : $\theta_{\text{OBS}} = \theta$.

III.2. CHOIX DU REFERENTIEL

Le choix du référentiel se fait selon la commodité de l'application [6], il existe principalement trois cas :

- ❖ référentiel commun lié au stator, $(T_{OBS}) \equiv (S)$, $\omega_{OBS} = 0$.
- ❖ référentiel commun lié au rotor, $(T_{OBS}) \equiv (R)$, $\omega_{OBS} = \omega_r = p \cdot \Omega$
- ❖ référentiel commun lié au synchronisme statorique (champ tournant), $(T_{OBS}) \equiv (C)$,
 $\omega_{OBS} = \omega_s$; $\omega = \omega_s - \omega_r$

IV.1 MODELE VECTORIEL DE LA MACHINE ASYNCHRONE

L'interaction des champs magnétiques pulsatoires génèrent un champ magnétique tournant [6].

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

$$x = k(x_a + x_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_c e^{-j\frac{2\pi}{3}}) \quad (I.4)$$

Compte tenu des relations entre différentes grandeurs, il est possible d'étendre la notion de vecteur tournant à tout ensemble de grandeurs triphasés $[I_s]$, $[V_s]$, $[\Phi_s]$, $[\Phi_r]$ [4],[2].

IV.2 RELATION DE PASSAGE ENTRE REFERENTIELS

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

- ❖ 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 (C): $\bar{x}^{-(T)} = x \cdot e^{j\theta_{OBS}}$

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 :

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

IV.3 MODEL TENSION ET FLUX

Par application de la notion du vecteur tournant au système d'équation (I.1) et (I.2) on aura le système en terme vectoriel (complexe) comme suit :

$$\begin{cases} \bar{v}_s^{(S)} = R_s \bar{i}_s^{(S)} + \frac{d\bar{\Phi}_s^{(S)}}{dt} \\ \bar{v}_r^{(R)} = R_r \bar{i}_r^{(R)} + \frac{d\bar{\Phi}_r^{(R)}}{dt} \end{cases} \quad (I.5)$$

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s^{(S)} = L_s \bar{i}_s^{(S)} + M \bar{i}_r^{(S)} \\ \bar{\Phi}_r^{(R)} = L_r \bar{i}_r^{(R)} + M \bar{i}_s^{(R)} \end{cases} \quad (I.6)$$

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). $\bar{V}, \bar{I}, \bar{\Phi}$: Sont respectivement les vecteurs de tension, de courant et de flux.

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

$$\begin{cases} \bar{v}_s^{(T)} e^{j\theta_{OBS}} = R_s \bar{i}_s^{(T)} e^{j\theta_{OBS}} + \frac{d(\bar{\Phi}_s^{(T)} e^{j\theta_{OBS}})}{dt} \\ \bar{v}_r^{(T)} e^{j(\theta_{OBS}-\theta)} = R_r \bar{i}_r^{(T)} e^{j(\theta_{OBS}-\theta)} + \frac{d(\bar{\Phi}_r^{(T)} e^{j(\theta_{OBS}-\theta)})}{dt} \end{cases} \quad (I.7)$$

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

$$\begin{cases} \bar{v}_s^{(T)} = R_s \bar{i}_s^{(T)} + \frac{d\bar{\Phi}_s^{(T)}}{dt} + j\omega_{OBS} \bar{\Phi}_s^{(T)} \\ \bar{v}_r^{(T)} = R_r \bar{i}_r^{(T)} + \frac{d\bar{\Phi}_r^{(T)}}{dt} + j(\omega_{OBS} - \omega_r) \bar{\Phi}_r^{(T)} \end{cases} \quad (I.8)$$

Et également la représentation du modèle flux :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s^{(S)} = L_s \bar{i}_s^{(S)} + M \bar{i}_r^{(S)} \\ \bar{\Phi}_r^{(R)} = L_r \bar{i}_r^{(R)} + M \bar{i}_s^{(R)} \end{cases} \quad (I.9)$$

Le couple électromagnétique :

$$C_e = p \operatorname{Im}[\bar{i}_s \bar{\Phi}_s^*] \quad (I.10)$$

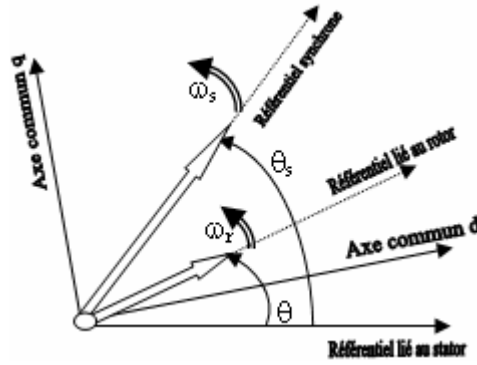


Figure (I.3) : Choix du référentiel dans un système d'axes commun

V. MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Ainsi, pour le cas du référentiel synchronisme, qui semble le plus utilisé nous avons le modèle qui suit, après séparation des parties réelles et imaginaires [6], avec $\omega_{obs}=\omega_s$:

Equations de tension :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.11)$$

Equations de flux :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (I.12)$$

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 :

$$C_e = p(\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (I.13)$$

$$C_e = p(\Phi_{qr} I_{dr} - \Phi_{dr} I_{qr}) \quad (I.14)$$

$$C_e = pM(I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (I.15)$$

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (I.16)$$

V.1 MODEL D'ETAT

Choisissons de fixer le repère (dq) au champ tournant.

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors aisé d'en faire la régulation [1],[7].

Le système d'équation différentielle d'ordre 4 et le système d'équation des flux décrivent d'une manière générale le fonctionnement de la machine [1],[7]. Il permet 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 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 tel que :

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

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{M\sigma} p\Omega \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{M\sigma} p\Omega \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{M T_r \sigma} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - p\Omega) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (I.17)$$

Avec; $\omega_r = p\Omega$: 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 :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - f_v \Omega - C_r) \quad (I.18)$$

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], [7]. En effet, seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine.

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & \omega_s & \frac{1}{MT_r} & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} & \frac{1-\sigma}{M\sigma} p\Omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & -\frac{1-\sigma}{M\sigma} p\Omega & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} & \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - p\Omega & \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - p\Omega) & -\frac{1}{T_r} & \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

$$\text{et } [U] = [V_{ds} \quad V_{qs}]$$

V.2 SIMULATION DU MODELE PRESENTE

Pour la résolution du système (I.17) et (I.18), on a recours aux méthodes numériques suffisamment appréciable pour les phénomènes évoluant avec des constantes de temps de l'ordre de celles existant dans les systèmes électromagnétiques; telles que les machines électriques [8].

Pour la simulation du modèle suscitée, nous avons développé un programme sous le logiciel MATLAB, en effet ce n'est qu'une résolution numérique des équations différentielles (I.17) et (I.18) par la méthode de Runge Kutta.

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

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

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

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

$$\text{Avec : } \omega_s = 2\pi f_s ; V_{\max} = 220\sqrt{2}.$$

VI. DISCUSSION DES RESULTATS

Les courbes de la figure (I.4) représentent les résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS suivi de l'application du couple de charge à $t=0,8\text{s}$. Le modèle est simulé dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant. De ces courbes, on aperçoit que le temps d'établissement est de 0,2s pour toutes les grandeurs.

La vitesse atteint la valeur de synchronisme 157rad/s, machine bipolaire, sans dépassement et se stabilise au régime permanent. Après l'introduction du couple de charge à $t=0,8s$ la vitesse se dégrade au dessous de sa valeur nominale.

Le couple admet une forte valeur (fort appel de courant au démarrage, bref mais important) avec des oscillations puis se rétablit et atteint la valeur du couple de charge $C_r=25Nm$.

Le passage triphasé-biphasé est bien illustré sur la courbe du courant, où le courant I_s qui, en régime établi est continu, enveloppe le courant de phase I_{sa} , qui, est lui pulsant avec ω_s .

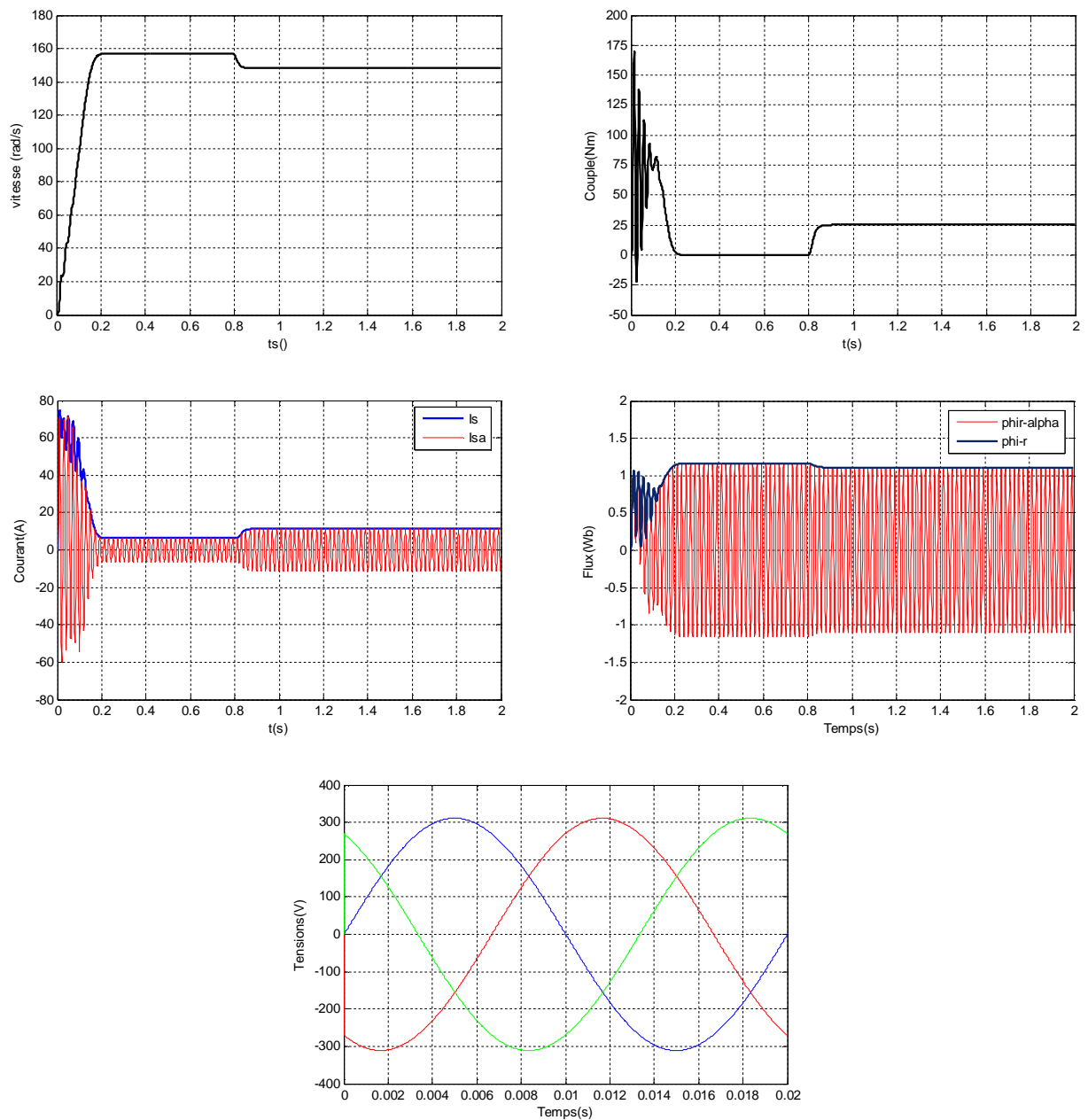


Figure (I.4) Résultat de simulation de la MAS, démarrage à vide suivi de l'introduction du couple de charge.

VII. Conclusion :

Dans ce chapitre, il a été présenté la machine asynchrone, sa description, sa modélisation vectorielle et sa représentation par un modèle d'état. Les résultats obtenus démontrent la justesse et 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 le régime dynamique, 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 aux variateurs de vitesse avec des machines à courant alternatif [9].

A l'heure actuelle, le moteur asynchrone, de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue synchrone couvrant ainsi une plage de puissance de quelque watts jusqu'à quelques mégawatts.

Ces dernières décennies, les recherches universitaires et industrielles se sont orientées 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 sont, deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment, idée mise en existence par BLASCHKE en 1971 sous le nom « commande vectorielle », et propulsée par le développement spectaculaire de la micro-informatique et de l'électronique de puissance [8].

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 de la machine à induction avec une introduction au convertisseur statique dit « onduleur » et ces deux types de

commandes en premier lieu, puis les principes de la commande vectorielle ainsi que les régulateurs du type PI en second lieu, en fin le tout sera l'objet d'une simulation qui montrera l'étude présentée.

II.2 MODELISATION 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 [10].

La figure (II.1) présente un schéma d'alimentation pour la machine à induction avec un onduleur de tension à partir d'un réseau triphasé.

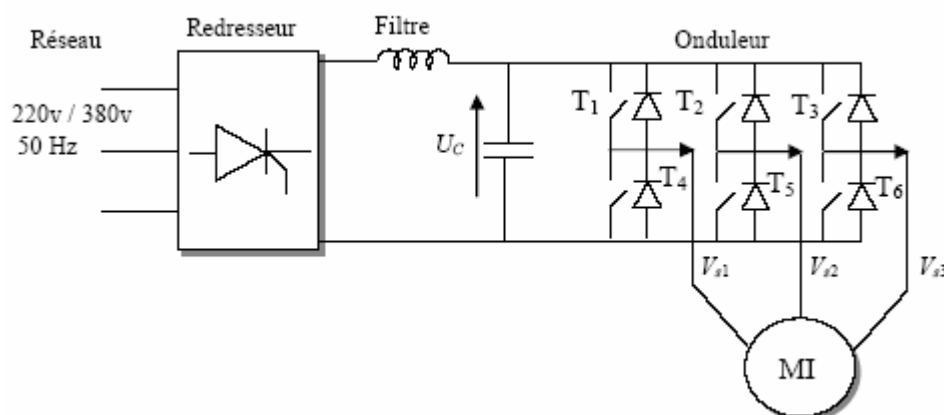


Figure (II.1) : Processus d'alimentation de la machine à induction.

Le filtre associé au pont redresseur à diodes constitue une source de tension non réversible en courant. L'énergie ne peut donc transiter de la machine à induction au réseau. L'ensemble de transistors constitue l'onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion MLI, qui impose la fréquence du champ tournant et l'amplitude du courant dans la machine. Le moteur, inductif par nature, lisse le courant. Ce dernier est pratiquement sinusoïdal.

L'onduleur comporte trois bras indépendants. Chaque bras est composé de deux interrupteurs pilotés de façon complémentaires. Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commandes C_1 , C_2 , C_3 . La convention adoptée pour le fonctionnement du bras (i) est la suivante [7]:

Si $C_i=1$: l'interrupteur du haut T_i est fermé et l'interrupteur de bas T_{i+3} est ouvert.

Si $C_i=0$: l'interrupteur du haut T_i est ouvert et l'interrupteur de bas T_{i+3} est fermé.

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée (V_{s1}, V_{s2}, V_{s3})=0 ; les tensions phases neutres s'expriment comme, suit :

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

En général, la technique de commande MLI permet de définir les instants de commande des interrupteurs. Deux types sont présentés dans le cadre de ce travail.

- Commande en tension par MLI sinus-triangle
- Commande en courant par MLI à hystérésis.

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) [11].

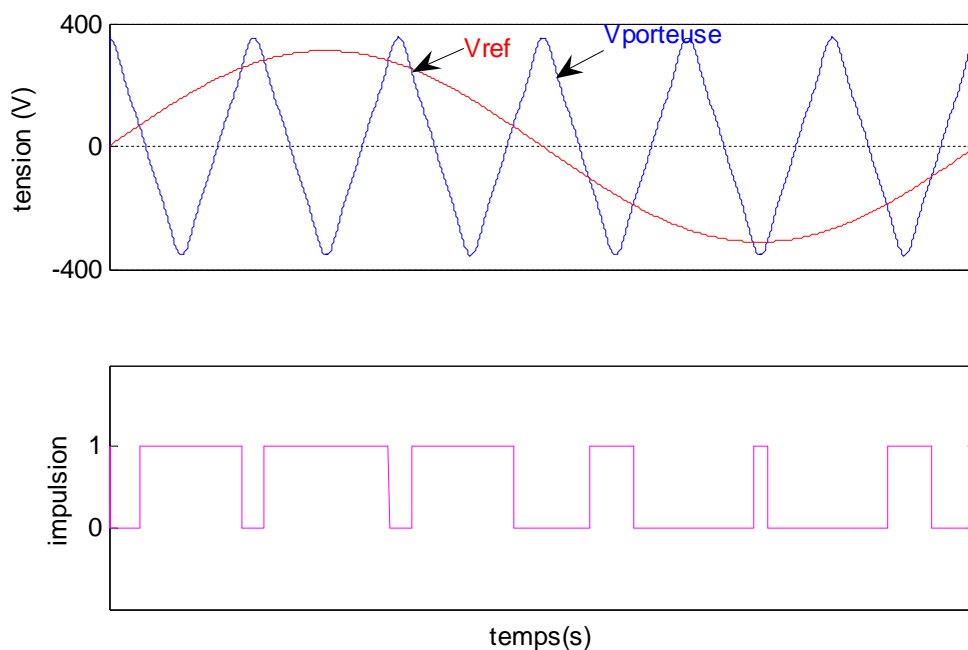


Figure (II.2) : Signaux d'une phase pour MLI sinus-triangulaire

Cette stratégie de commande est caractérisé en général par deux paramètres [12], [13]:

- 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 de 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 [12], [14].

II.2.2 COMMANDE PAR MLI A HYSTERESIS.

La technique de contrôle du courant la plus simple consiste à maintenir l'erreur de courant dans une bande ΔI grâce à un comparateur à hystérésis qui détermine lequel des deux transistors convient de mettre en conduction [11].

Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation où elle est réalisée par trois contrôleurs à hystérésis, un pour chaque phase, comme le montre la figure (II.4) [12].

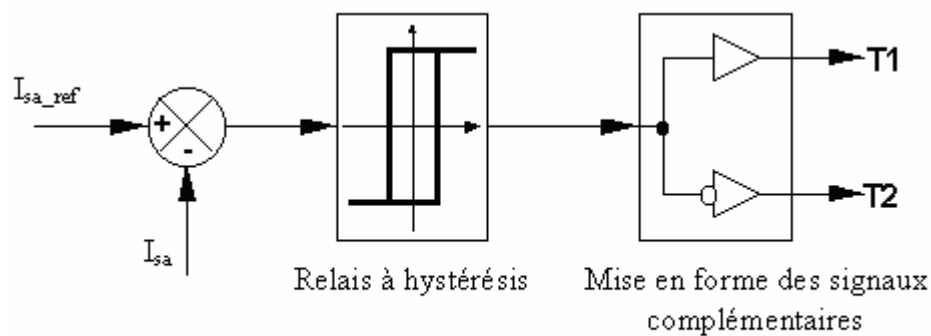


Figure (II.3) : MLI à hystérésis pour une phase

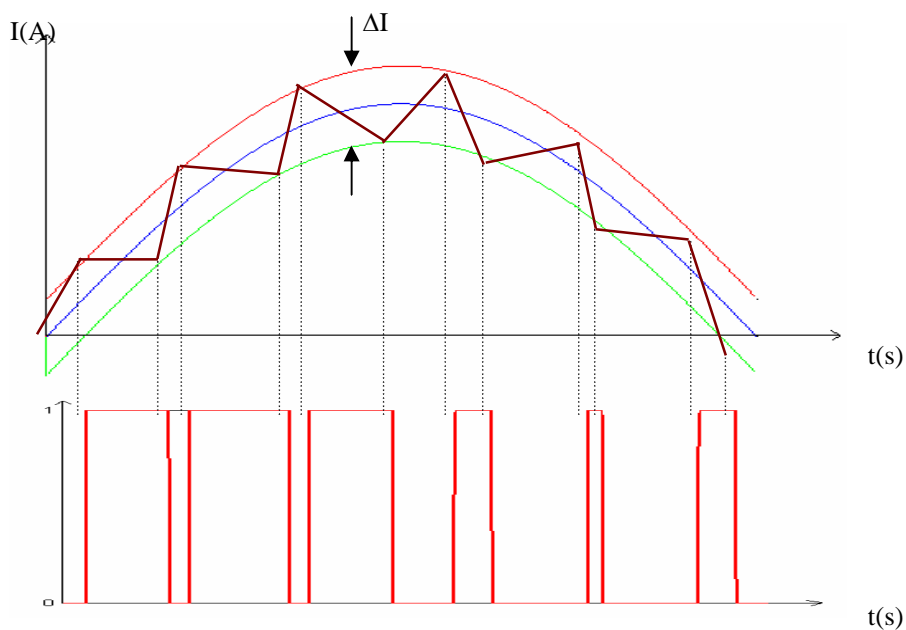


Figure (II.4) : Signal à hystérésis pour une phase

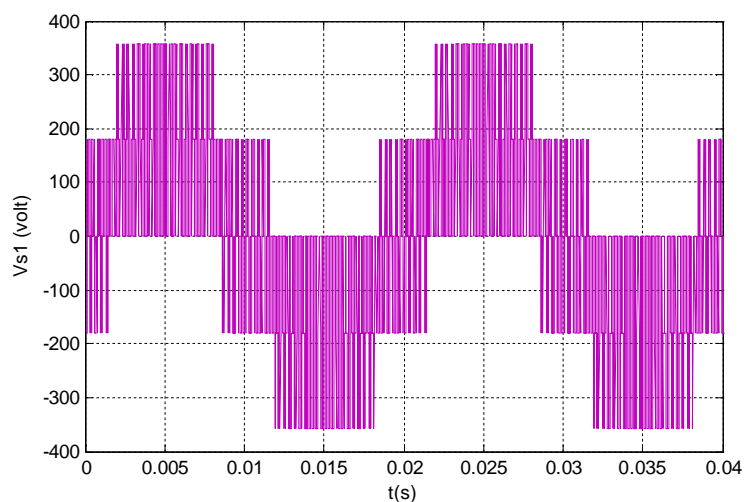


Figure (II.5) : Tension d'une phase de sortie de l'onduleur

II.3 PRINCIPE DU CONTROLE PAR FLUX ORIENTE

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 de 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],[15].

Donc, le but est d'obtenir une expression de C_e telle que : $C_e = k I_{ds} I_{qs}$; c'est une expression analogue à celle du couple électromagnétique dans une machine à courant continu.

Le rotor de la machine étant en court-circuit, on peut écrire que $V_{dr} = V_{qr} = 0$.

Ainsi :

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega \Phi_{qr} \quad (\text{II.2})$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega \Phi_{dr} \quad (\text{II.3})$$

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

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_{ds} soit nul.

En régime permanent, le flux Φ_{rd} est constant et imposé par la composante I_{ds} du courant statorique:

$\phi_{dr} = M_{sr} I_{ds}$; I_{ds} est analogue au courant d'inducteur d'une machine à courant continu.

Le courant I_{dr} est nul.

Ces équations permettent de définir le principe du contrôle de couple électromagnétique pour la réalisation d'un asservissement de vitesse.

Plusieurs stratégies sont envisageables. Il existe trois flux dans la machine : le flux statorique, le flux d'entrefer et le flux rotorique. Diverses études proposent un contrôle de l'un des trois flux dans un repère lié à cette variable.

Ainsi, suivant les opérations désirées pour le flux, la commande vectorielle est divisée en trois stratégies [15], [16]:

- ❖ Commande vectorielle par orientation de flux rotorique.
- ❖ Commande vectorielle par orientation de flux statorique.
- ❖ Commande vectorielle par orientation de flux d'entrefer (flux magnétisant).

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 donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [1],[7], [10].

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

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \text{ (constant).}$$

$$\text{et } \Phi_{qr} = 0.$$

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

Pour le stator :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \quad (\text{II.4})$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \quad (\text{II.5})$$

Pour le rotor :

$$T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_r = M I_{ds} \quad (\text{II.6})$$

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}}{\Phi_r} \quad (\text{II.7})$$

Le couple électromagnétique se réduira à :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{qs} \quad (\text{II.8})$$

La stratégie consistera donc à contrôler de façon indépendante le terme de flux et le terme de courant pour imposer un couple. La Figure (II.6) montre le flux rotorique orienté sur l'axe **d**.

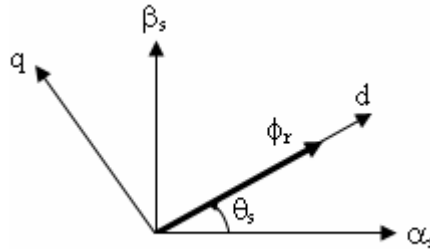


Figure (II.6) : Orientation du flux rotorique sur l'axe d.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec une alimentation en tension de la machine, n'est pas tout à fait découplée. Elle nécessite un bloc de découplage entre les tensions (V_{ds} , V_{qs}) permettant de contrôler, de manière indépendante, le couple par la composante I_{qs} et le flux rotorique par la composante I_{ds} [1], [5], [7].

II.3.2 DECOUPLAGE PAR COMPENSATION

Les équations de la machine asynchrone (II.2) commandé par orientation du flux rotorique, en supposant que son module ne varie que très lentement par rapport à I_{ds} et I_{qs} s'écrivent [1]:

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \quad (\text{II.9})$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \quad (\text{II.10})$$

Par introduction de l'opérateur de Laplace « S » = d/dt ; les équations (II.5) deviennent :

$$V_{ds} = (R_s + S \cdot \sigma L_s) I_{ds} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \quad (\text{II.11})$$

$$V_{qs} = (R_s + S \cdot \sigma L_s) I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \quad (\text{II.12})$$

On peut, donc, représenter le modèle de la machine par le bloc suivant :

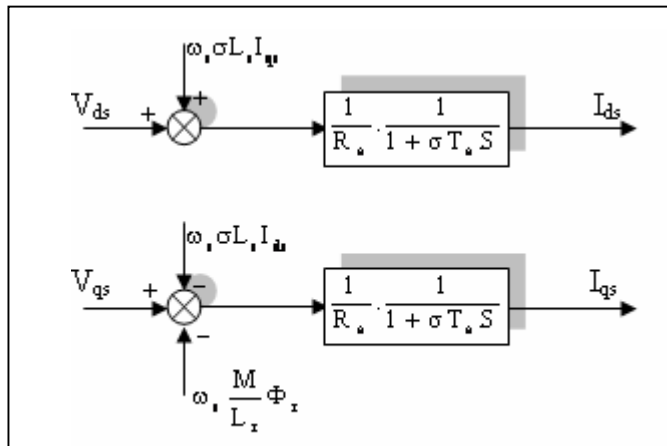


Figure (II.7) : Modèle de la machine

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

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signe opposés à la sortie des régulateurs de manière à séparer les boucles de régulation d'axe d et q comme le montre la figure (II.3) [1].

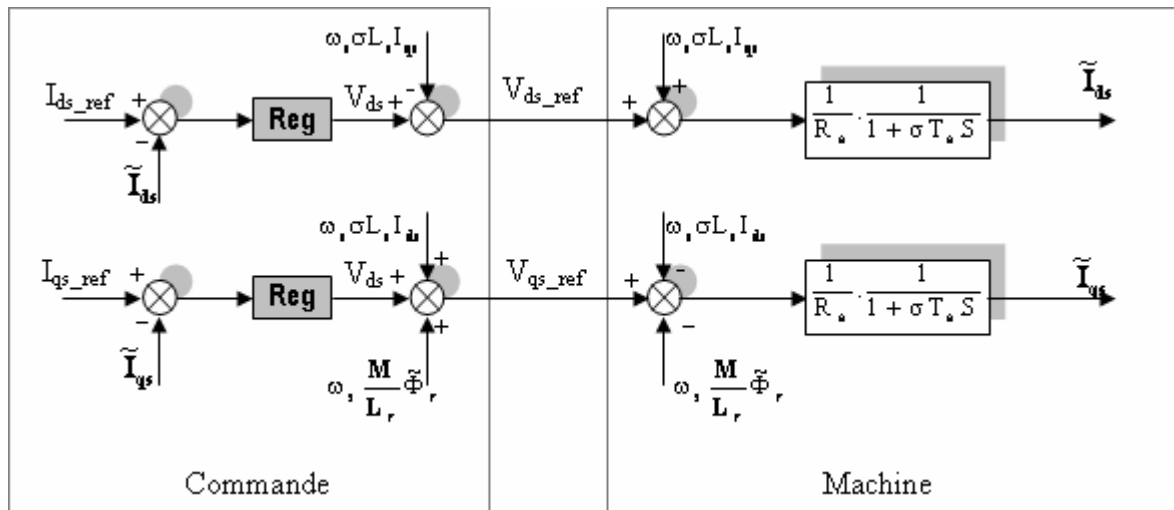


Figure (II.8) : Découplage par addition des termes de compensation

Il existe, essentiellement, deux méthodes de commande à flux orienté, l’une dite méthode directe, repose sur la connaissance du flux (position et norme). L’autre, appelée méthode indirecte, basée sur la connaissance de la position du flux seulement [17].

II.3.3 METHODE DIRECTE

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position, car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement. Or la connaissance de la position du flux rotor est nécessaire pour le changement de coordonnées et celle du flux est essentielle pour contrôler le régime dynamique de la machine.

Dans les travaux de Balschke[2], le flux rotorique est déduit à partir du flux dans l’entrefer et du courant statorique. Le flux d’entrefer est mesuré avec des sondes à effet hall logées dans le bobinage statorique. Le module du flux rotorique déduit est utilisé comme retour de la boucle de flux et l’orientation permet de ramener les composantes directe et transverse du courant au repère fixe [10]. La commande directe ne fait pas explicitement apparaître les paramètres électriques de la machine. Cependant, l’emplacement des sondes ou des bobines supplémentaires dans le bobinage statorique influe sur le coût et la robustesse de la machine (nécessité de machine asynchrone spéciaux et la sensibilité des capteurs vis-à-vis de la température). Pour les raisons suscitées, les chercheurs ont substitué les capteurs par des estimateurs basés sur les équations statiques et dynamiques de la machine à induction, tel est montré par les équations (II.13) et (II.14) :

$$T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{dr} = M I_{ds} + T_r (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \quad (\text{II.13})$$

$$T_r \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \Phi_{qr} = M I_{qs} - T_r (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \quad (\text{II.14})$$

Le module du flux rotorique est reconstitué dans un repère fixe, lié au stator, et en déduisant les grandeurs nécessaires à la commande vectorielle : le module du flux Φ_r et sa position θ sont obtenus par une transformation polaire telle que :

$$\begin{aligned} \Phi_r &= \sqrt{\Phi_{\alpha r}^2 + \Phi_{\beta r}^2} \\ \theta &= \arctg\left(\frac{\Phi_{\beta r}}{\Phi_{\alpha r}}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

II.3.4 METHODE INDIRECTE

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux mais seulement sa position. Le flux dans ce cas n'est pas régulé, elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux (capteurs physiques ou modèle dynamique) mais nécessite l'utilisation d'un capteur de position (vitesse) du rotor [2],[8].

Dans la commande indirecte on considère uniquement la dynamique du rotor, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r telle que :

$$\omega_s = \omega_r + \omega \quad \text{d'où} \quad \theta_s = \int \omega_s dt = \int \left(p\Omega + \frac{M I_{qs_ref}}{T_r \Phi_{r_ref}} \right) dt \quad (\text{II.16})$$

$$\omega_s - \omega_r = \omega = \frac{M I_{qs_ref}}{T_r \Phi_{r_ref}} \quad (\text{II.17})$$

$$T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{dr} = M I_{ds} \quad (\text{II.18})$$

$$C_{e_ref} = p \frac{M}{L_r} \Phi_{r_ref} I_{qs_ref} \quad (\text{II.19})$$

Avec une alimentation en courant cette commande consiste à imposer aux courants de la machine à suivre les courants de référence I_{ds_ref} et I_{qs_ref} parfaitement découplés [12].

On peut présenter le découplage obtenu des équations précédentes par le schéma bloc suivant.

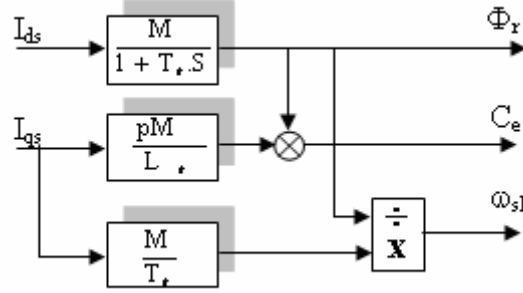


Figure (II.9) : Modèle courant

La figure (II.10) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique.

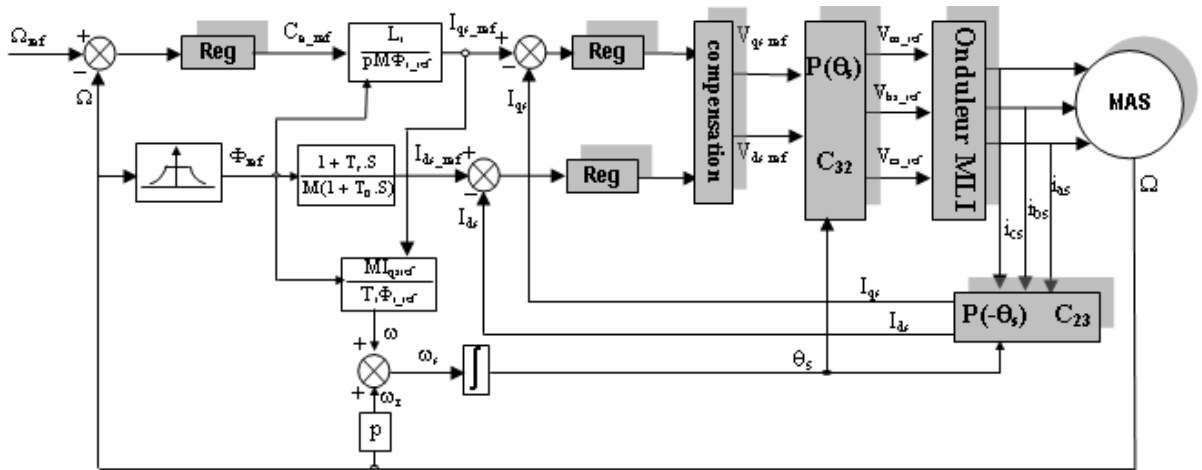


Figure (II.10) : Schéma fonctionnel de la CV indirect d'une MAS

Les principaux constituant dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants I_{ds} et I_{qs} , le bloc de calcul de θ_s et les 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_{e_ref} 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 transformation au triphasé et à travers un onduleur de tension alimente la machine asynchrone.

En parallèle à cette boucle interne, on trouve la boucle de régulation de I_{ds} . Le courant I_{ds} de référence est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on procède au « défluxage » de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de défluxage en grande

vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter que contre les frottements) pendant la marche normale. Le pôle ($-1/T_0$) est implanté dans le but de compenser la dérivation du flux et de rendre le bloc physiquement réalisable [18].

La sortie du régulateur de I_{ds} donne la tension de référence 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} [1],[10].

II.4 REGULATION

L'objectif de la commande, en général, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis [9], [19], [20]; à savoir :

- ✓ Précision en poursuite.
- ✓ Précision en régulation :
 - Temps de montée.
 - Temps de réponse.
 - Dépassement.
 - Stabilité.
- ✓ Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie).
- ✓ Sensibilité à la variation de paramètres.

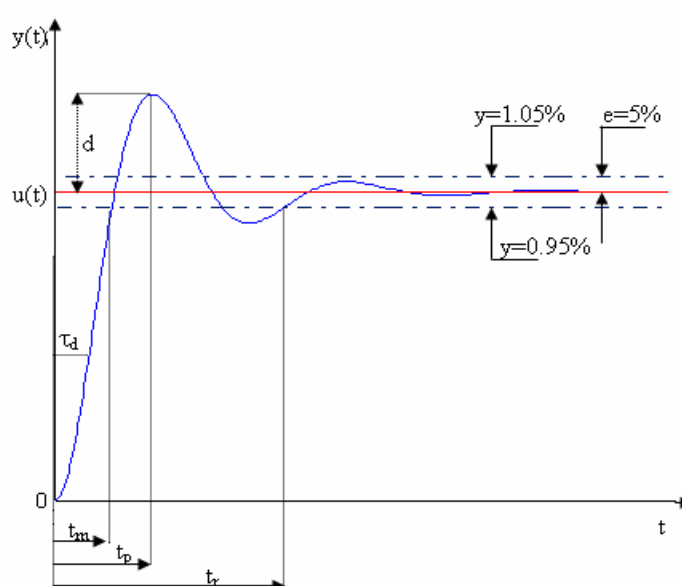


Figure (II.11) : Caractéristiques de la réponse des systèmes.

A partir de ce point, des différentes techniques de commandes sont utilisées afin de remplir le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. L'une des techniques classiques consiste à utiliser les régulateurs type proportionnel et intégral PI dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine à commander.

II.4.1 REGULATION DE COURANT

Du découplage proposé à la figure (II.3), on aboutit au schéma bloc simple et identique pour les deux axes.

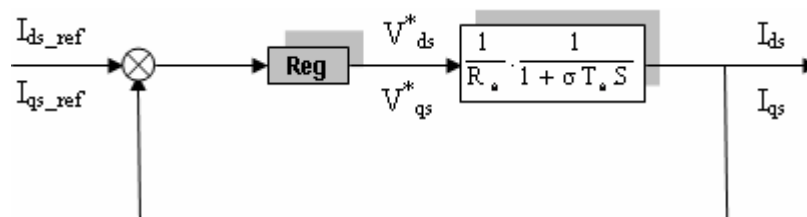


Figure (II.12) : Boucle de courant après découplage

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[1],[13].

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 :

$$c(t) = k_p \left(\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau \right) \quad (\text{II.20})$$

La fonction de transfert en S: est :

$$C(S) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot S} \right) = k_p + \frac{k_i}{S} \quad (\text{II.21})$$

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.12) :

$$G_o(S) = (k_p + \frac{k_i}{S}) \cdot (\frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \sigma T_s S})$$

$$= k_p (S + \frac{k_i}{k_p}) \cdot \frac{1}{S} \cdot \frac{\sigma L_s}{S + \frac{R_s}{\sigma L_s}} ; \text{ par compensation on aura } \frac{k_i}{k_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s},$$

Calcul de la fonction de transfert en boucle fermée :

$$F(S) = \frac{G_o(S)}{1 + G_o(S)} = \frac{\frac{k_p}{\sigma L_s} \cdot \frac{1}{S}}{1 + \frac{k_p}{\sigma L_s} \cdot \frac{1}{S}}, \text{ après calcul et développement on trouve :}$$

$$F(S) = \frac{1}{\tau_i S + 1} ; \text{ avec } \tau_i = \frac{\sigma L_s}{k_p} : \text{ constante de temps des courants dans les deux boucles.}$$

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 .

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

II.4.2 REGULATION DE VITESSE

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

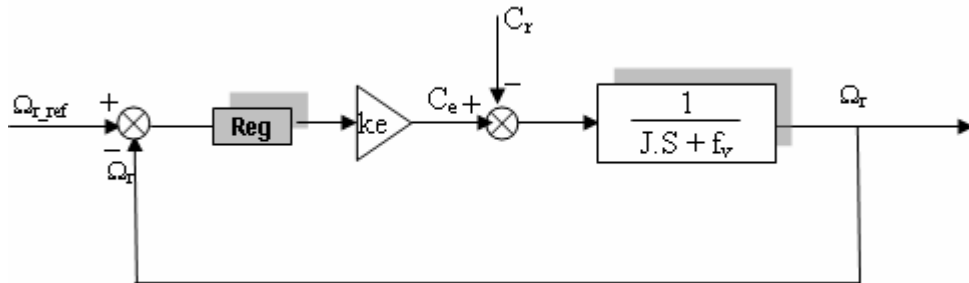


Figure (II.13) : Boucle de régulation de vitesse à structure PI

$$k_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_{r-ref} : \text{ Constante du couple électromagnétique.}$$

Avec cette structure de régulation (PI) de vitesse, on n'a pas pu avoir de bonnes performances à la fois pour l'asservissement (réponse par rapport à la consigne) et pour la régulation (réponse par rapport à la perturbation).

Alors, on est amené à utiliser la structure de régulation de vitesse IP, tel que schématisée sur la figure (II.14).

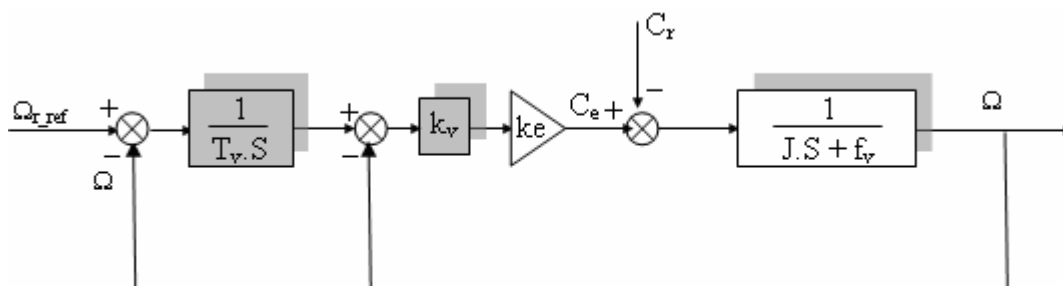


Figure (II.14) : Boucle de régulation de vitesse structure IP

Dans cette structure, on a deux boucles en cascade, le calcul des coefficients du régulateur est développé en annexe (B).

II.5 MODE DEFLUXE

Plusieurs applications, plus particulièrement la traction électrique, exigent un fonctionnement en survitesse à puissance constante. Or, pour assurer un tel fonctionnement, dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant un moteur asynchrone, une tension élevée à l'entrée est requise. Pour contourner cette sur demande en tension, on réduit le flux de référence aux vitesses élevées. De plus, pour optimiser la demande du courant de magnétisation de la machine à induction, il est nécessaire de défluxer de manière à offrir à la machine le flux dont elle a besoin pour produire son couple maximal sans aucune violation des contraintes thermique imposées sur la machine et sur les composants de puissances du convertisseur [10].

Le principe de défluxage consiste à maintenir le flux rotorique constant et égal au flux nominal et en le faisant varier sur une plage pour les vitesses supérieures à la vitesse nominale.

$$\Phi_{r_ref} = \Phi_{r_nom} ; \text{ pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom}$$

$$\Phi_{r_ref} = \frac{\Phi_{r_nom} \cdot \Omega_{nom}}{|\Omega|}$$

Avec :

Φ_{r_ref} : flux rotorique de référence.

Φ_{r_nom} : flux rotorique nominal.

Ω_{ref} : vitesse de référence.

Ω_{nom} : vitesse de rotation nominale.

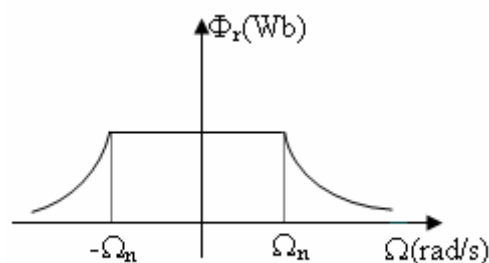


Figure (II.15) : Opération en mode défluxé

II.6 CONTRAINTES LIEES A L'UTILISATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ROTORIQUE ORIENTE

II.6.1 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. Etant donnée 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],[15],[16].

II.6.2 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. (Équation (II.17)) [1],[7],[10].

II.6.3 FONCTIONNEMENT A FLUX CONSTANT

Le principe de la commande à flux orienté est basé sur le maintien du niveau de flux à sa valeur nominale 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 consommation inutile du courant statorique, par conséquent, le moteur s'écarte de son point de fonctionnement optimal. Donc pour améliorer la robustesse du variateur 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 ce n'est que l'optimisation d'énergie[2].

II.6.4 SENSIBILITE DUE A LA PRESENCE DU CAPTEUR DE VITESSE

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

II.7 SYNTHÈSE D'UNE COMMANDE VECTORIELLE

La synthèse d'une commande vectorielle se déroule en plusieurs phases [10]:

- choisir le type d'alimentation.
- Choisir la nature des consignes (flux et couple, flux et glissement).
- Déterminer le repère d,q et la nature de l'orientation (flux rotorique sur l'axe d).
- En déduire les variables de commande adaptées au type d'alimentation.
- Déterminer, à partir du modèle d'état, la loi de commande assurant le découplage du flux et du couple et l'autopilotage réalisant l'orientation du repère.

II.8 RESULTATS ET INTERPRETATIONS

Afin d'illustrer le comportement, statique et dynamique, de la machine pour la commande vectorielle indirect imposée à la machine, notre simulation a fait traiter l'objet des performances :

- ✓ Démarrage à vide suivi d'une application de charge.
- ✓ Test d'inversion de vitesse et variation du couple de charge.
- ✓ Opération en mode défluxé.
- ✓ Robustesse vis à vis les variations paramétriques.
- ✓ Résultats après l'introduction de l'onduleur de tension.

La figure (II.16) illustre le résultat obtenu pour la simulation lors d'un démarrage à vide, pour une consigne de référence $\Omega_{ref}=157\text{rad/s}$, suivi d'une application de charge nominale à $t=0.5\text{s}$.

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 $C_e=25\text{Nm}$.

Le courant I_{qs} est l'image du couple suit également sa référence. Le courant I_{ds} est quasiment stable suit sa référence.

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

Pour la même figure, on donne les mêmes tests avec onduleur de tension où l'on note que l'on a effectué une légère modification sur les paramètres des correcteurs (PI) et cela est dû à l'augmentation des perturbations (système est fortement non linéarisé) causées par la non linéarité de l'onduleur. On remarque la grosseur de l'allure du couple au régime permanent et cela est dû au choix du pas de simulation, tant que le pas est minimisé l'allure est fine.

La figure (II.17) présente le test d'inversion de vitesse avec charge et décharge de la machine :

à $t=0$ la machine démarre à vide, atteint sa consigne 157rd/s.

à $t=0.4s$ on applique une charge avec $C_r=25Nm$,

à $t=0.8s$ on décharge la machine $C_r=0Nm$,

à $t=1s$ on inverse la consigne de vitesse à $-157rd/s$, et également le couple de charge pour rester toujours dans le mode fonctionnement moteur $C_e.\Omega > 0$.

On remarque que la vitesse suit sa référence, le couple admet un pic important à l'instant de l'inversion et également les composantes du courant $I_s(I_{ds}, I_{qs})$, les signaux suivent leurs références et enfin l'allure des flux qui montrent que le découplage maintient toujours.

Dans la même figure, on présente les mêmes tests, que précédemment, mais avec onduleur.

La figure (II.18) montre l'opération en mode défluxé, avec et sans onduleur, on faisant varier la consigne de vitesse jusqu'à 200rad/s, puis en dégradant vers les sous vitesses jusqu'à 50rad/s.

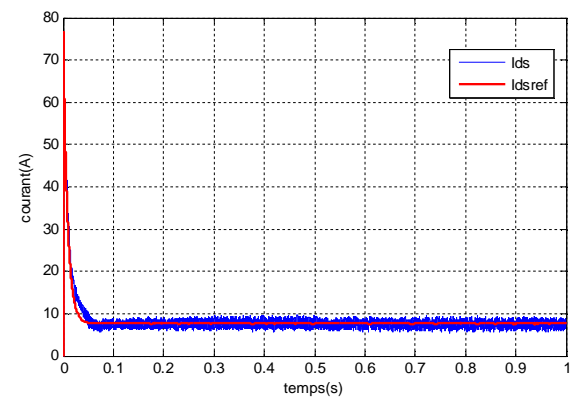
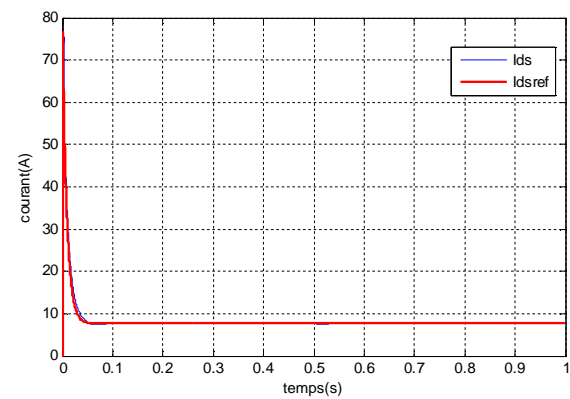
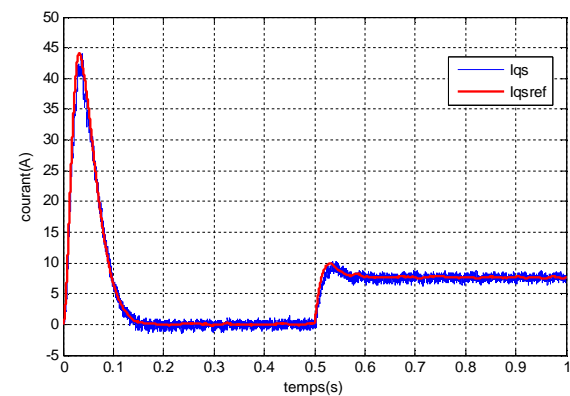
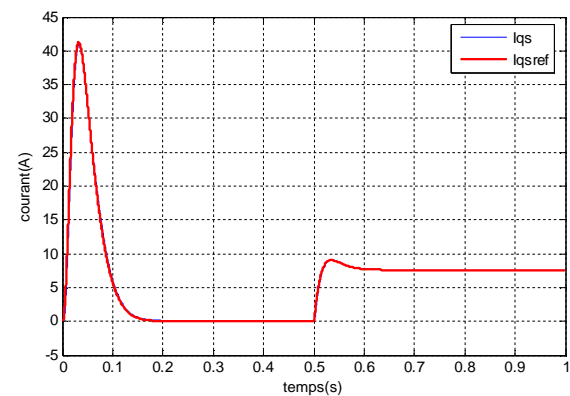
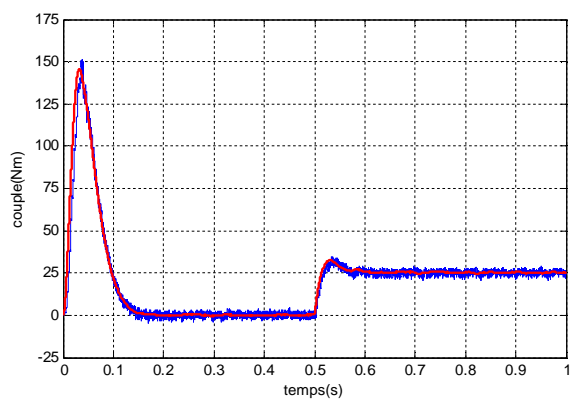
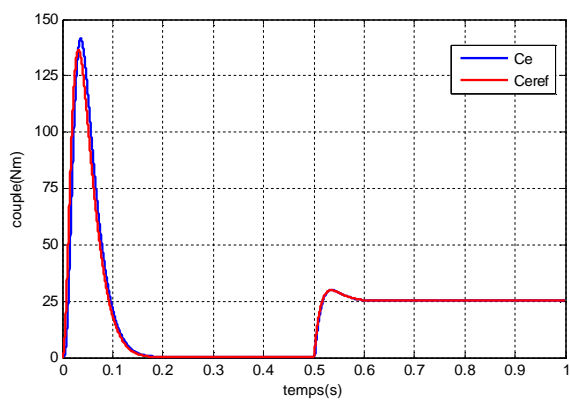
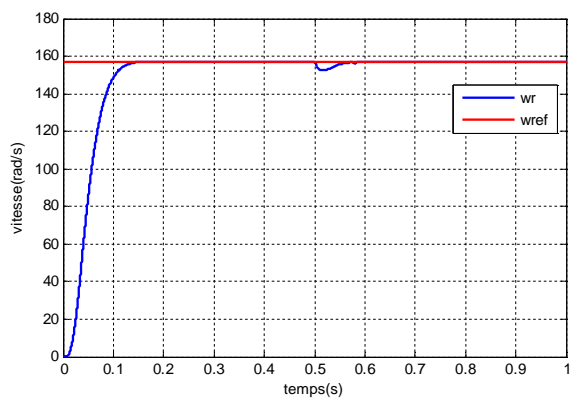
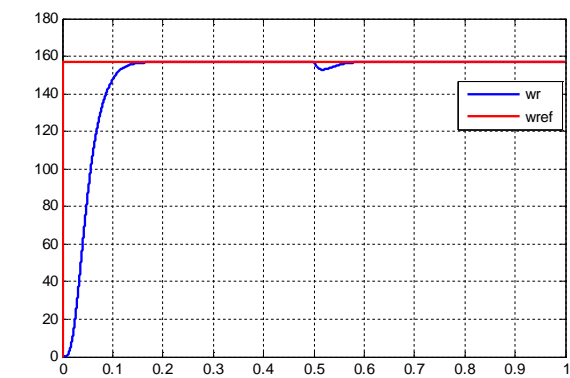
La figure du flux schématise les variations décrites par la figure (II.15).

La figure (II.19) présente l'effet des dérives paramétriques causé par la température et la charge.

à $t=0.4s$ on applique une charge de $C_r=25Nm$.

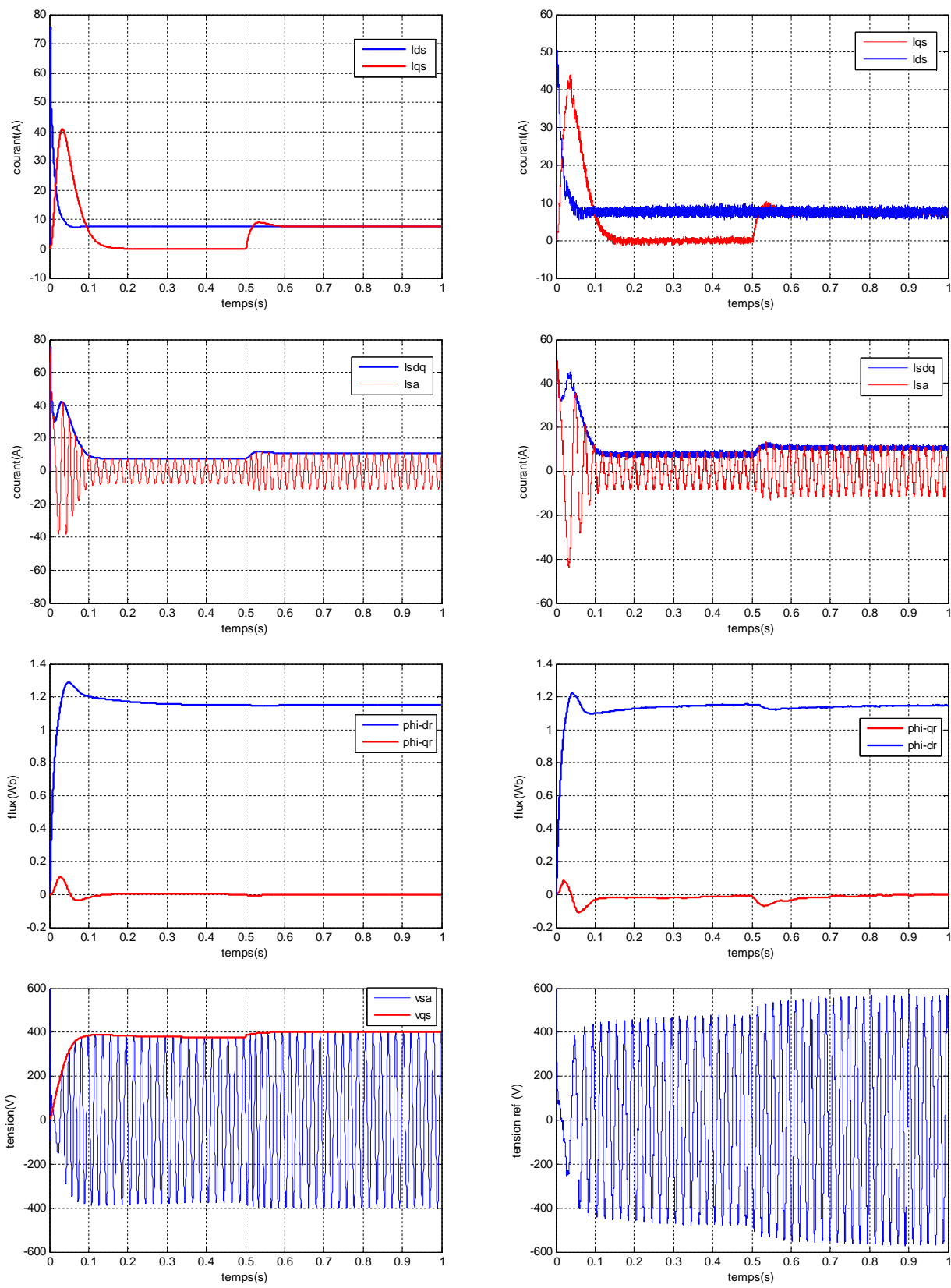
à $t=0.6s, 1s, 1.4s$, les résistances statorique et rotorique prennent les valeurs ($R_s=1.2\Omega, 1.8\Omega, 2.4\Omega$) et ($R_r=1.8\Omega, 2.7\Omega, 3.6\Omega, 4.5\Omega$) d'où on remarque la perte du découplage d'après l'allure

des flux ($\Phi_{qr} \neq 0$) et des oscillations au niveau du couple et la vitesse. Avec l'onduleur une discordance est remarquée entre la référence et le signal de sortie dans l'allure du couple.



Sans onduleur

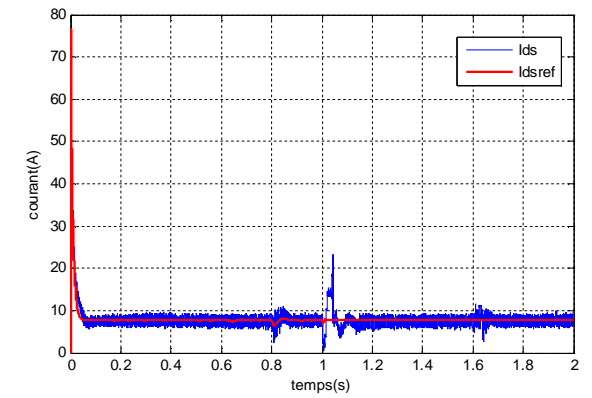
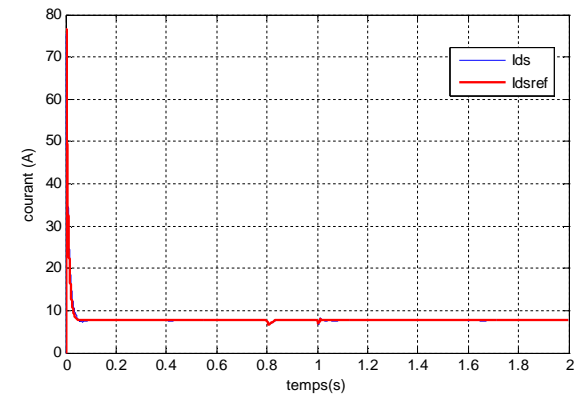
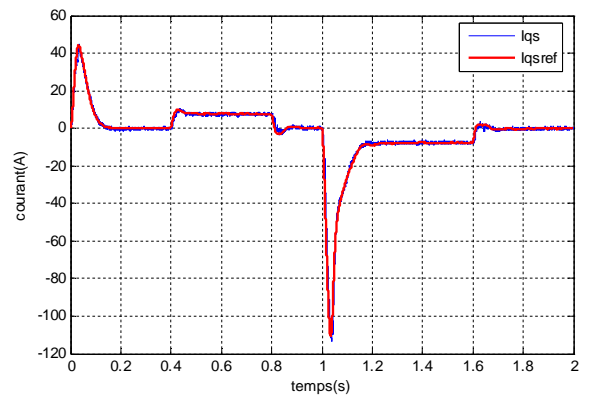
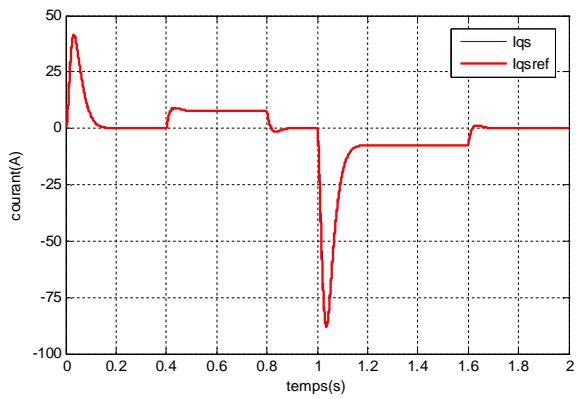
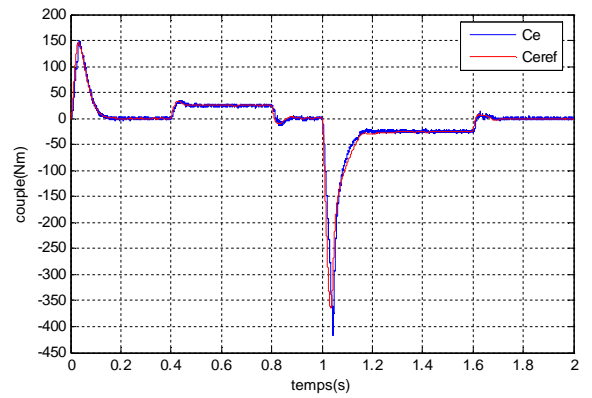
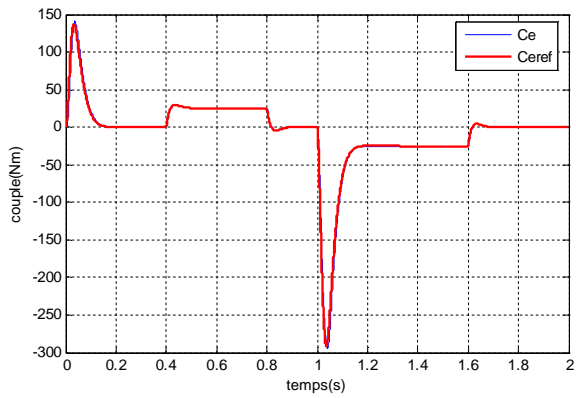
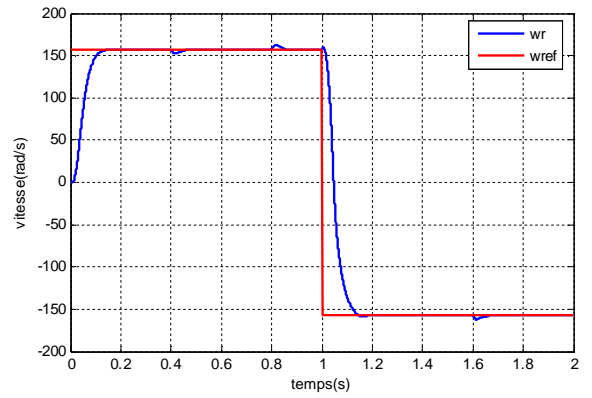
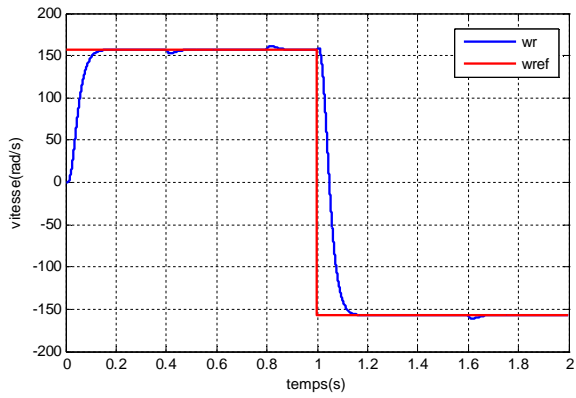
Avec onduleur



Sans onduleur

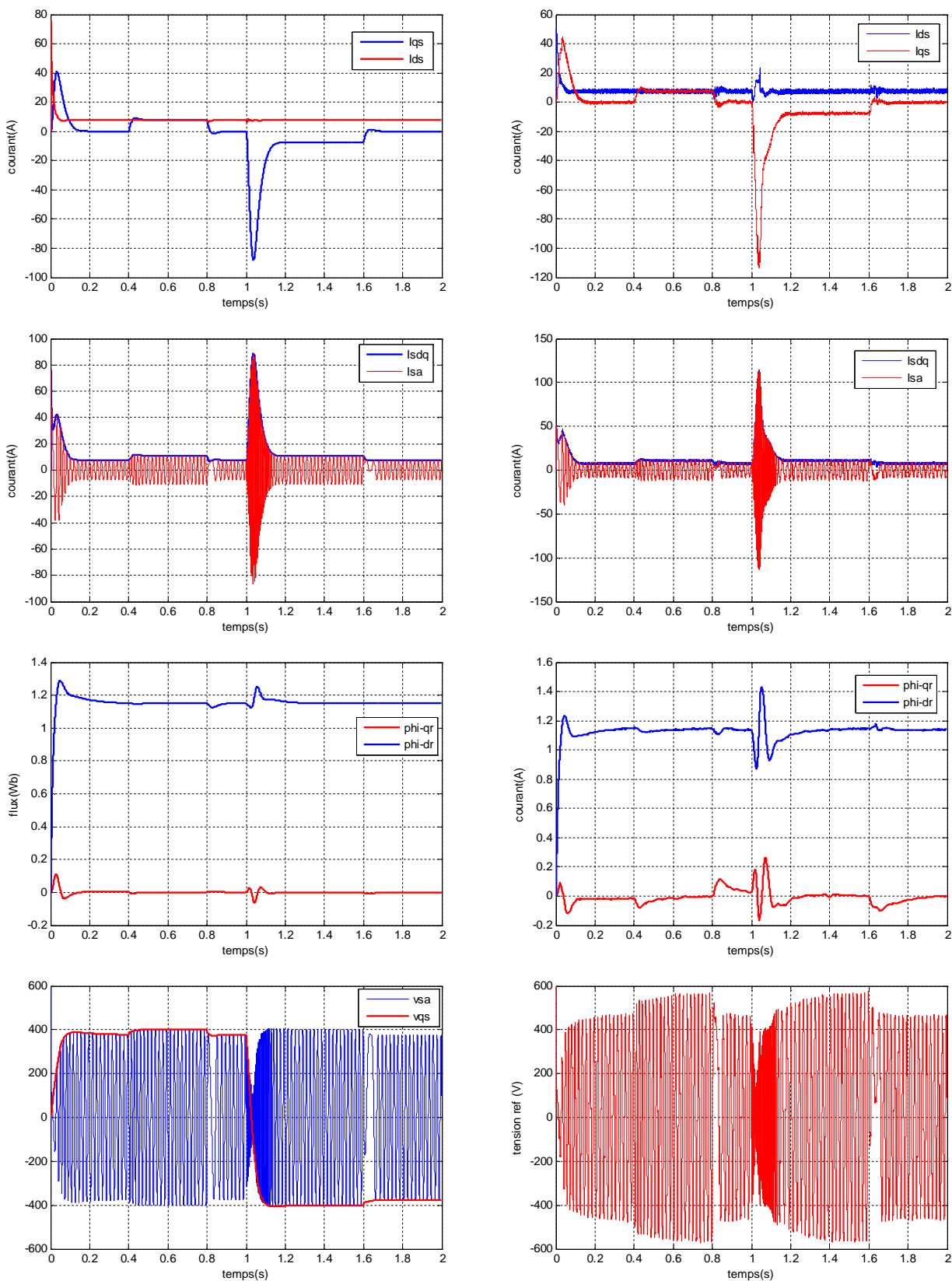
Avec onduleur

Figure (II.16) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une application de charge



Sans onduleur

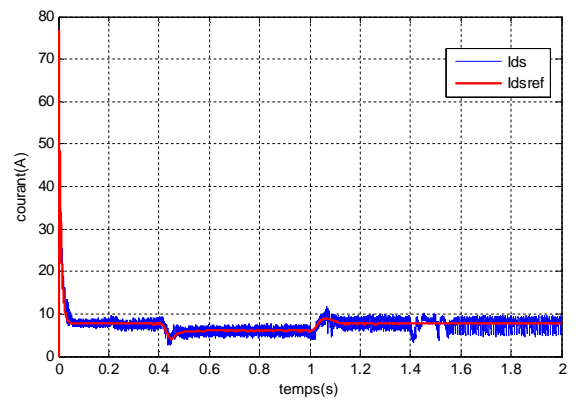
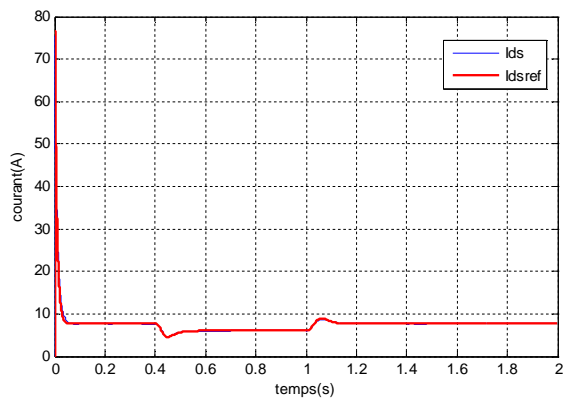
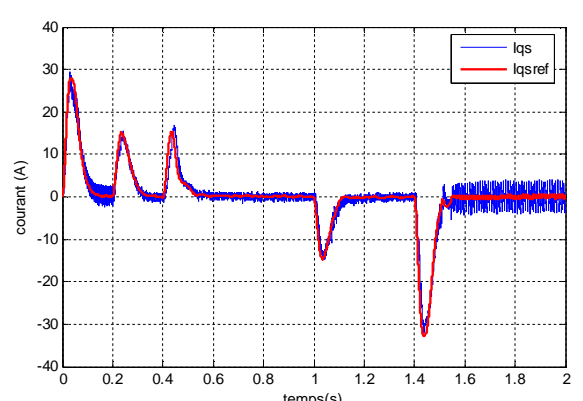
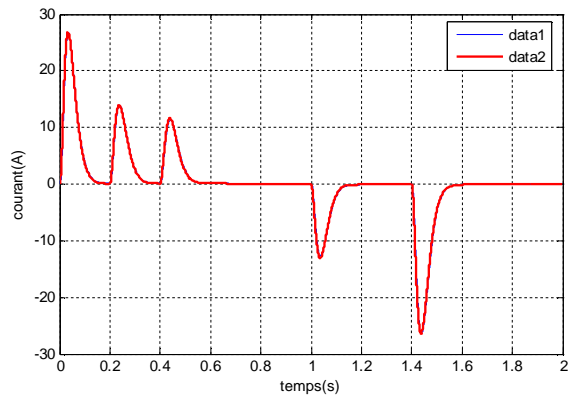
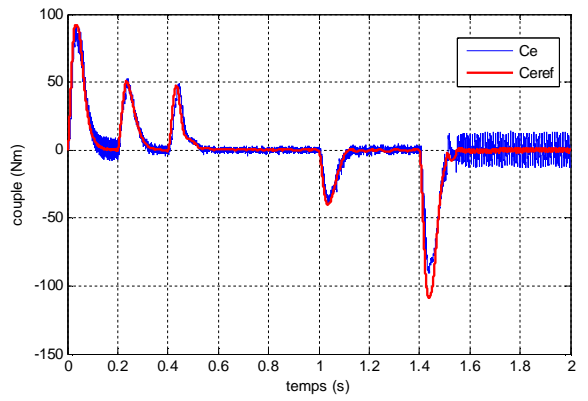
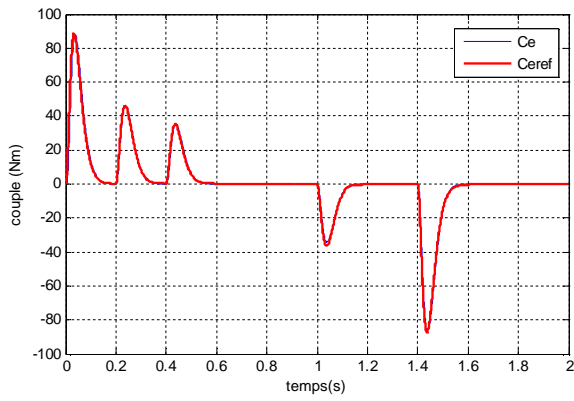
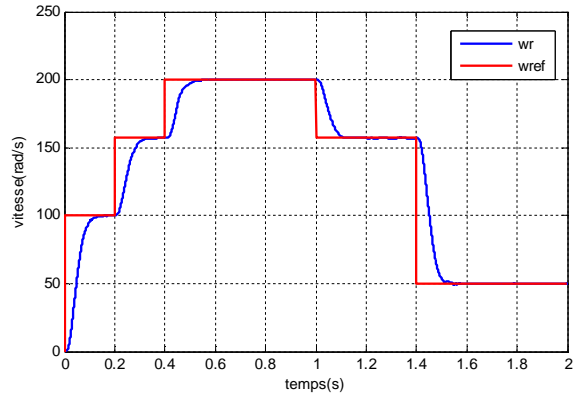
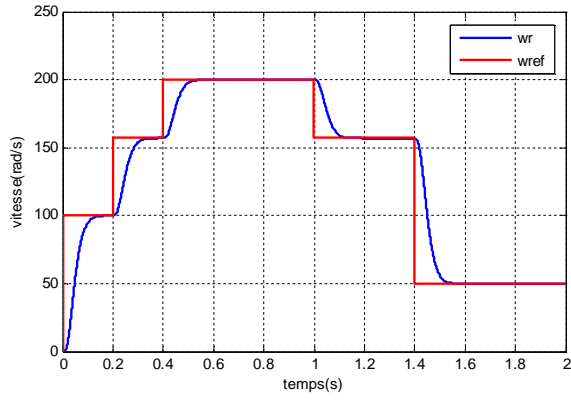
Avec onduleur



Sans onduleur

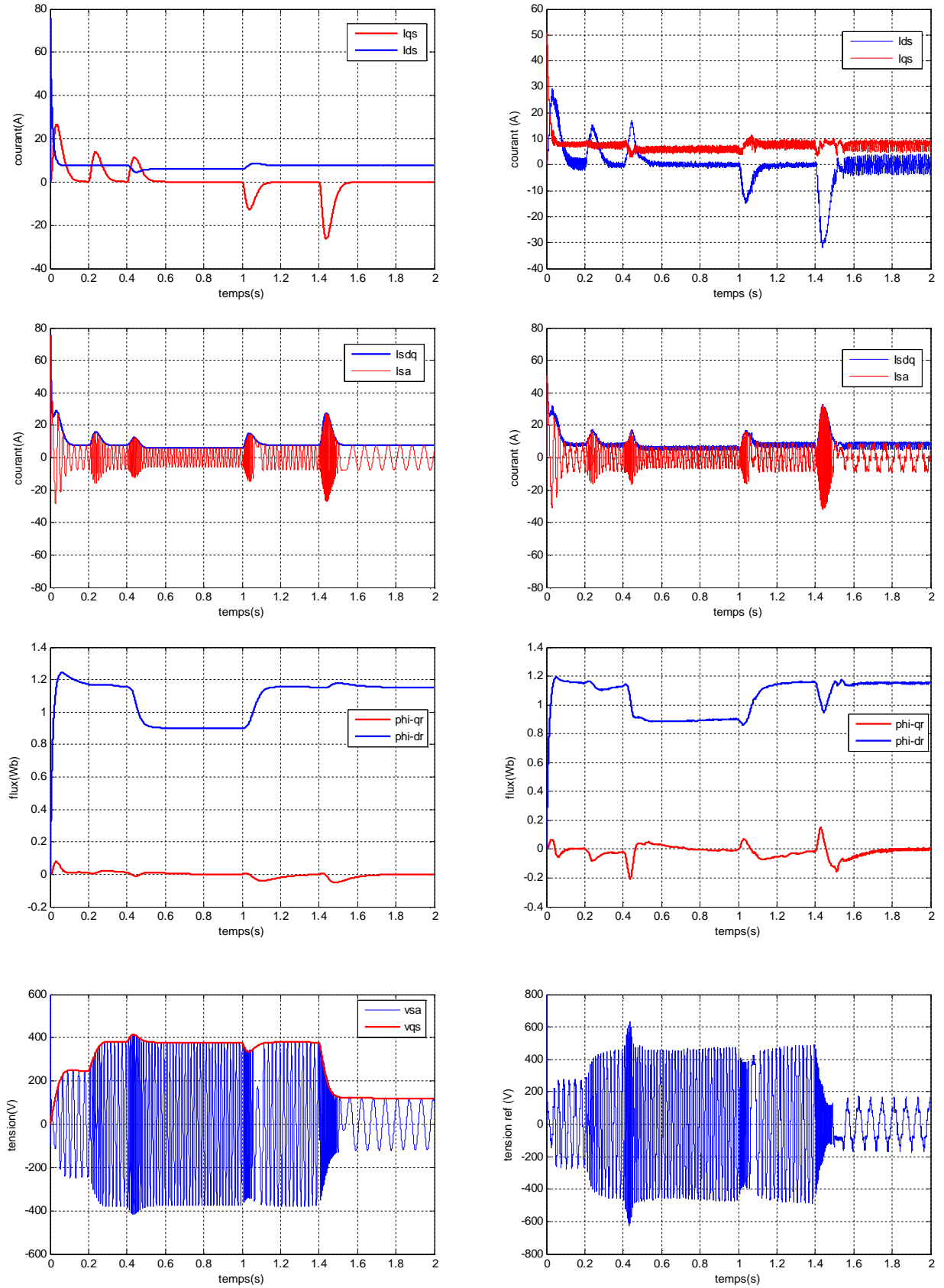
Avec onduleur

Figure (II.17) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi (d'une application de charge – décharge – inversion de la vitesse – charge – décharge) sans et avec onduleur.



Sans onduleur

Avec onduleur



Sans onduleur

Avec onduleur

Figure (II.18) : Résultats de simulation avec opération en mode défluxé

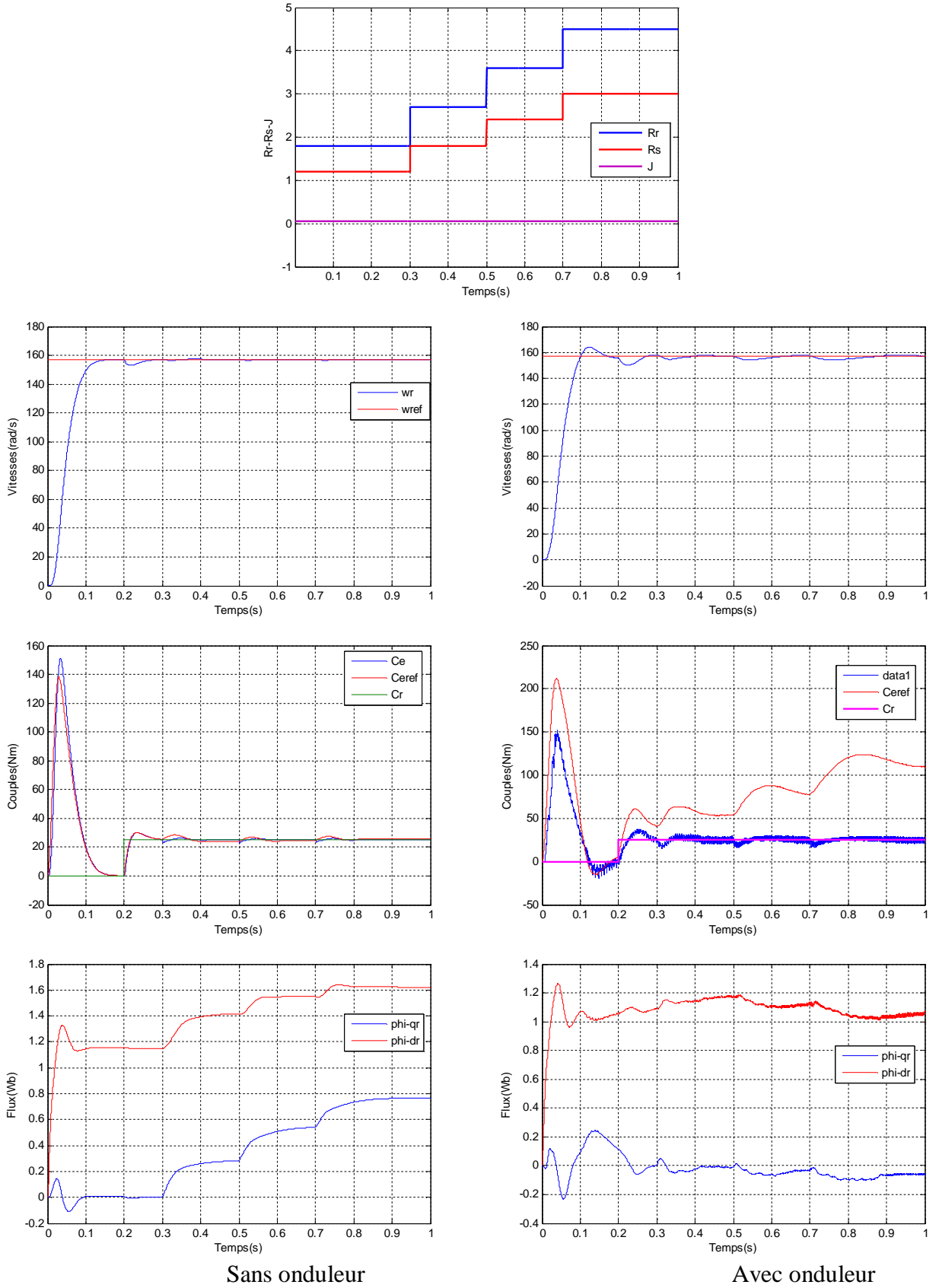


Figure (II.19) : Effet des variations paramétriques

II.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre, a été présenté en premier lieu, l'onduleur de tension avec ses deux techniques de commande, MLI par hystérésis et MLI par sinus-triangle.

En second lieu, une introduction au contrôle vectoriel est présentée, dans le but de commander la machine asynchrone avec le maximum de dynamique 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 de du flux estimé.

La recherche bibliographique effectuée montre que les contraintes liées à l'application de la commande vectorielle indirect par orientation du flux rotorique réside principalement dans la constante de temps rotorique qui varie considérablement avec la température et le niveau de la saturation. En effet, une erreur sur son estimation implique une pulsation de glissement altérée, qui influe directement sur l'autopilotage d'où la divergence de la commande.

La synthèse des régulateurs classiques porte sur des systèmes linéaires dont les coefficients (proportionnel (k_p), intégral (k_i) et dérivé (k_d)) sont calculés selon les paramètres de la machine pour une dynamique bien précise. Cependant, une erreur ou une dérive sur les paramètres de la machine influe d'une manière directe sur ces coefficients et sur le découplage ce qui provoque l'instabilité du processus commande-machine. Pour palier à ce problème, des régulateurs robustes ou des techniques adaptatives sont recommandées [2],[9],[15]. D'où l'émergence des techniques de l'intelligence artificielle tel que la technique neuronale, la logique floue et les algorithmes génétiques, avec le développement de la micro-informatique rendu possible l'implantation de ces techniques dans le processus commande-machine dans le but de vaincre les contraintes liées à la commande des machines. Une nouvelle technique, récente d'apparition, a participé également à s'affranchir de tel obstacle nommée PSO (*Particle Swarm Optimization*) fera l'objet du troisième chapitre.

Chapitre III

Algorithmes Génétiques & Particle Swarm Optimization

III.1 INTRODUCTION

En engineering plusieurs problèmes nécessitent l'utilisation des méthodes d'optimisation pour s'approcher ou avoir la solution optimale. Les méthodes déterministes semblent avoir rempli ce besoin, mais le problème des optimums locaux constitue un véritable piège pour accéder à l'optimum global. D'où, l'utilisation des méthodes stochastiques dites métaheuristiques qui, en général, évitent ce problème et ayant une grande capacité de trouver l'optimum global [21]. Parmi ces techniques, celles basées sur l'intelligence collective, inspirées de la nature, les plus répandus sont à savoir : les algorithmes de colonies de fourmis (ACO), les algorithmes génétiques (AGs) et plus particulièrement L'optimisation d'essaim de particules soit en anglais (Particle Swarm Optimization) (PSO).

Ce chapitre, présentera brièvement le principe de fonctionnement des AGs ainsi que les PSO en mettant en évidence leurs similitudes et leurs différences.

III.2 ALGORITHMES GENETIQUES (AGs)

III.2.1 DEFINITION

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation s'appuyant sur des techniques dérivées de la génétique et de l'évolution naturelle. Ils ont trouvé leurs fondements par J.H. Holland, professeur à l'université du Michigan, en 1975 [22].

Le principe de base consiste à simuler le processus d'évolution naturelle dans un environnement hostile. On parlera de l'individu dans une population. L'individu est composé d'un ou plusieurs chromosomes. Les chromosomes sont eux-mêmes constitués de gènes qui contiennent les caractères héréditaires de l'individu. Pour un problème d'optimisation donné, un individu représente un point de l'espace d'état. On lui associe la valeur du critère à optimiser. L'algorithme génère ensuite de façon itérative des populations d'individus sur lesquelles on applique des processus de sélection, de croisement et de mutation. La sélection a pour but de favoriser les meilleurs éléments de la population, tandis que le croisement et la mutation assurent une exploration efficace de l'espace d'état [23].

III.2.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Un algorithme génétique recherche le ou les extremas (minimum ou maximum) d'une fonction définie sur un espace de données. Pour l'utiliser, on doit disposer des six éléments suivants [23],[24] :

- 1- Un principe de codage de l'élément de population. Cette étape associe à chacun des points de l'espace d'état une structure de données. Elle se place généralement après une phase de modélisation mathématique du problème traité. La qualité du codage des données conditionne le succès des algorithmes génétiques. Le codage binaire a été très utilisé à l'origine. Les codages réels sont, désormais, largement utilisés, notamment dans les domaines applicatifs pour l'optimisation des problèmes à variables réelles.
- 2- Un mécanisme de génération de la population initiale. Ce mécanisme doit être capable de produire une population d'individus non homogène qui servira de base pour les générations futures. Le choix de la population initiale est important car il peut rendre plus ou moins rapide la convergence vers l'optimum global. Dans le cas où l'on ne connaît rien du problème à résoudre, il est essentiel que la population initiale soit répartie sur tout le domaine de recherche.
- 3- Une fonction à optimiser. Celle-ci retourne une valeur appelée fitness ou fonction d'évaluation de l'individu.
- 4- Un mécanisme de sélection des individus candidats à l'évolution.

- 5- Des opérateurs permettant de diversifier la population au cours des générations et d'explorer l'espace d'état. L'opérateur de croisement recompose les gènes d'individus existant dans la population, l'opérateur de mutation a pour but de garantir l'exploration de l'espace d'états.
 - 6- Des paramètres de dimensionnement : taille de la population, nombre total de générations ou critère d'arrêt, probabilités d'application des opérateurs de croisement et de mutation.
- L'organigramme de la figure (III.1) montre comment les AGs opèrent.

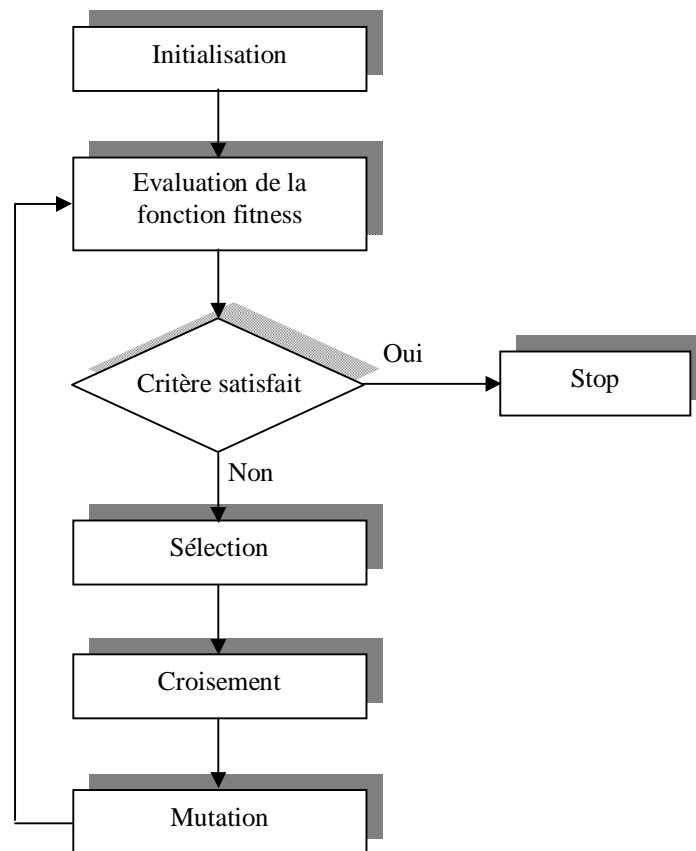


Figure (III.1) : Organigramme des AGs

III.3 L'INTELLIGENCE COLLECTIVE

La capacité des insectes sociaux à réaliser des tâches hautement complexes a inspiré les chercheurs à donner lieu au concept d'intelligence collective articulé autour des mécanismes d'auto organisation. L'intelligence d'essaim (Swarm intelligence) est le terme utilisé pour désigner les systèmes d'intelligence artificielle, où le comportement collectif de simples agents est bien apparent. Cette expression a été introduite par Berni et Wang en 1989 dans le contexte des systèmes robotisés cellulaires.

Cette capacité de passer du comportements individuels simples à des comportements collectifs complexes et efficaces est appelée "intelligence en essaim" ("swarm intelligence") ou «intelligence collective » sous domaine de l'intelligence artificielle [25], [26].

III.4 OPTIMISATION D'ESSAIM DE PARTICULES (PARTICLE SWARM OPTIMIZATION)

L'optimisation d'essaim de particules (PSO) est une technique stochastique basée sur la population d'optimisation développée par Dr. Eberhart et Dr. Kennedy en 1995, inspiré par le comportement social des oiseaux s'assemblant ou le banc de poissons figure (III.2) [27].

PSO partage beaucoup de similitudes avec des techniques évolutionnaires de calcul telles que les algorithmes génétiques (AGs) [28]. PSO est initialisée avec une population des solutions aléatoires et recherche des optimums en mettant à jour des générations. Cependant, à la différence des AGs, PSO n'a aucun opérateur d'évolution tel que le croisement et la mutation. Au PSO, les solutions potentielles, appelées les particules, volent par l'espace de problème en suivant les particules optimums courantes [27].

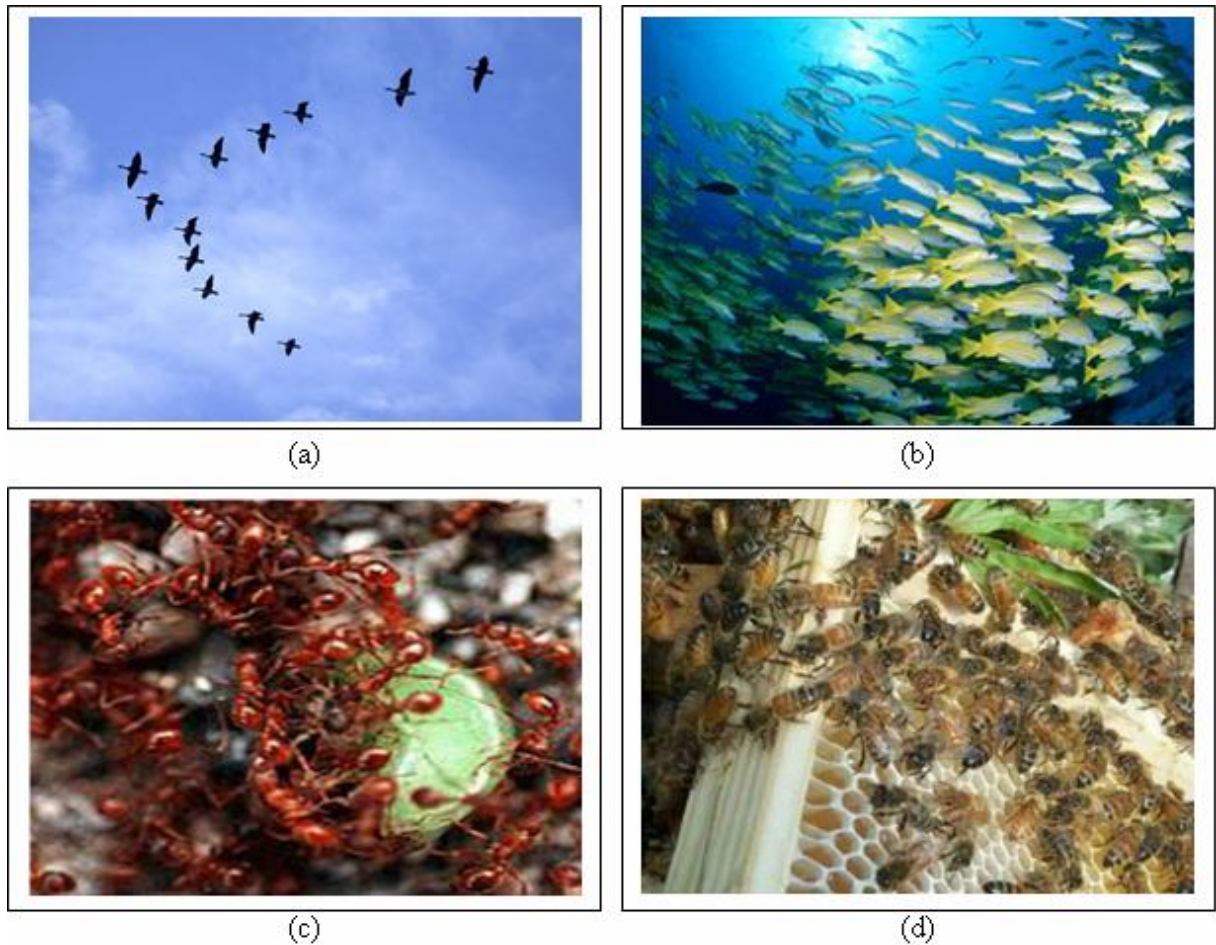


Figure (III.2) : Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons, (c) fourmis, (d) abeilles.

Depuis son apparition, PSO a gagné la popularité croissante parmi des chercheurs et des praticiens comme une technique robuste et efficace pour résoudre des problèmes d'optimisation difficiles. Dans le PSO, les particules individuelles d'un essaim représentent des solutions potentielles, qui se déplacent par le problème, fouillent dans l'espace cherchant un optimal, ou assez bon, la solution. La vitesse de chaque particule est ajustée en additionnant avec pondération sa vitesse à l'instant précédente; la différence entre la position précédente et sa meilleure position puis la différence entre la position précédente et la meilleure position globale. Quant à la position elle est mise à jours simplement par l'addition de la vitesse actuelle et la position à l'instant précédente [3].

PSO obtient de meilleurs résultats d'une manière plus rapide, comparé à d'autres méthodes. Une autre raison pour laquelle PSO est attrayant c'est qu'il y a peu de paramètres à ajuster [29].

PSO a été appliquée avec succès dans de nombreux domaines: la fonction d'optimisation, la formation de réseaux de neurones artificiels, les contrôleurs flous, et d'autres zones où AGs peuvent être appliquées [29].

III.4.1 PRINCIPE DE BASE D'UN PSO

Dans le PSO, chaque individu de la population est dit (particule), tandis que la population est connue sous le nom (swarm). Il faut noter, que la particule peut bénéficier des mouvements des autres particules dans la même population pour ajuster sa position et sa vitesse durant le processus d'optimisation. Chaque individu utilise l'information locale à laquelle il peut accéder sur le déplacement de ses plus proches voisins pour décider de son propre déplacement. Des règles très simples comme "rester proche des autres individus", "aller dans la même direction", "aller à la même vitesse" suffisent pour maintenir la cohésion du groupe tout entier.

L'espace de recherche est défini comme « voisinage », différentes topologies sont considérées : Topologie en (étoile, rayon, circulaire, ..), le plus utilisé est le circulaire tel que schématisé sur la figure (III.3) [26].

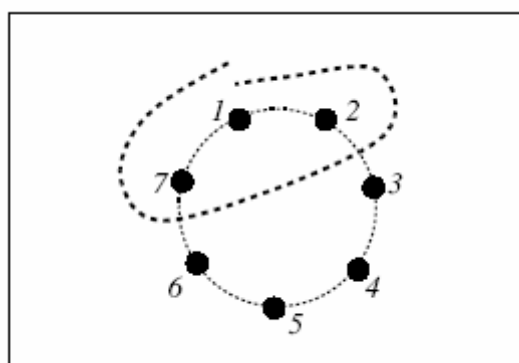


Figure (III.3) : Le cercle virtuel pour un swarm de sept particules.

Le groupe d'information de taille trois de la particule 1 est composé des particules 1, 2 et 7.

Au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire. Ensuite, à chaque pas de temps :

- Chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance, c'est-à-dire la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante) et sa qualité (la valeur en cette position de la fonction à optimiser).

- Chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères de son voisinage et d'obtenir de chacune d'entre elles sa propre meilleure performance.
- A chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures performances dont elle a connaissance, modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence.

A partir des quelques informations dont elle dispose, une particule doit décider de son prochain mouvement, c'est-à-dire décider de sa nouvelle vitesse.

Pour ce faire, elle combine trois informations :

- Sa vitesse actuelle.
- Sa meilleure position actuelle.
- La meilleure performance (vitesse et position) de ses voisines.

Le hasard joue un rôle, grâce à une modification aléatoire limitée des coefficients de confiance, ce qui favorise l'exploration de l'espace de recherche

Naturellement, pour pouvoir être programmé, tout ceci est formalisé dans des équations de mouvement. Un point intéressant est que, contrairement à bien d'autres heuristiques qui restent purement expérimentales, il existe une analyse mathématique précisant les conditions de convergence et le choix des paramètres [27].

III.4.2. FORMULATION MATHÉMATIQUE DU PSO

Considérons une population (swarm) composée de K particules.

Les équations formalisant le mouvement des particules sont données par [25] :

$$\mathbf{v}_i(t+1) = w \cdot \mathbf{v}_i(t) + \varphi_1 \cdot r_1(t) \cdot (\mathbf{p}_{bi}(t) - \mathbf{x}_i(t)) + \varphi_2 \cdot r_2(t) \cdot (\mathbf{p}_g(t) - \mathbf{x}_i(t)) \quad (\text{III.1})$$

$$\mathbf{x}_i(t+1) = \mathbf{x}_i(t) + \mathbf{v}_i(t) \quad (\text{III.2})$$

Chaque particule \mathbf{P}_i ($i = 1, 2, \dots, K$) dans le swarm est caractérisé par :

- 1) Sa position courante $\mathbf{x}_i(\mathbf{t}) \in \mathfrak{R}^d$, qui réfère à une solution candidate pour le problème d'optimisation considéré à l'itération t ;
- 2) Sa vitesse $\mathbf{v}_i(t) \in \mathfrak{R}^d$;
- 3) La meilleure position $\mathbf{p}_{bi}(t) \in \mathfrak{R}^d$ identifiée durant sa trajectoire antécédente. Soit $\mathbf{p}_g(t) \in \mathfrak{R}^d$ la meilleure position globale identifiée dans le processus de recherche pour toutes les particules dans le swarm. La position optimal est mesurée avec une fonction dit *fitness* définit suivant le problème d'optimisation. Durant l'optimisation, les particules se déplacent suivant les équations (III.1) et (III.2).

4) $r_1(\cdot)$ et $r_2(\cdot)$ sont des variables aléatoires générés d'une distribution uniforme dans l'intervalle $[0, 1]$ afin de fournir un poids stochastique aux différentes composantes participant dans la définition de la vitesse de la particule.

5) φ_1 et φ_2 sont deux constantes d'accélération régulant les vitesses relatives par rapport aux meilleurs positions locales et globales. Ces paramètres sont considérés comme des facteurs d'échelle utilisés pour déterminer les mouvements relatifs de la meilleure position de la particule ainsi que de la meilleure position globale. Ce sont des facteurs qui déterminent le degré d'influence des positions passées de la particule elle mêmes et celles des autres particules dans le swarm.

6) L'inertie w est utilisée comme un compromis entre l'exploration locale et globale du swarm. Des valeurs élevées de ce paramètre permettent une bonne exploration globale, tandis que pour des valeurs minimales une recherche fine est réalisée.

L'équation (III.1) permet le calcul de la vitesse à l'itération $t+1$ pour chaque particule en combinant linéairement la position et la vitesse (à l'itération t) et les distances qui séparent la position courante de la particule de son antécédente meilleure position et la meilleure position globale, respectivement. La mise à jour de la position de la particule est réalisée à travers l'équation (III.2). Les équations (III.1) et (III.2) sont itérées jusqu'à ce que la convergence est atteinte [27].

La Figure (III.4) présente un schéma de principe résumant les explications ci-dessus.

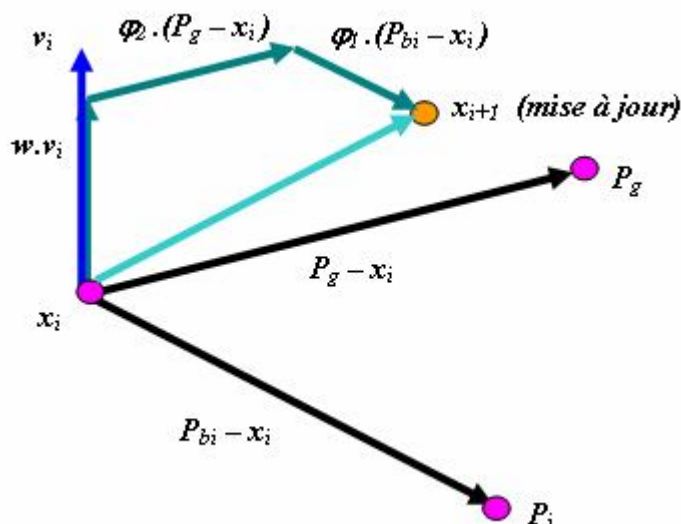


Figure (III.4) : Schéma vectorielle du déplacement d'une particule [29]

Un organigramme pour être dresser comme suit :

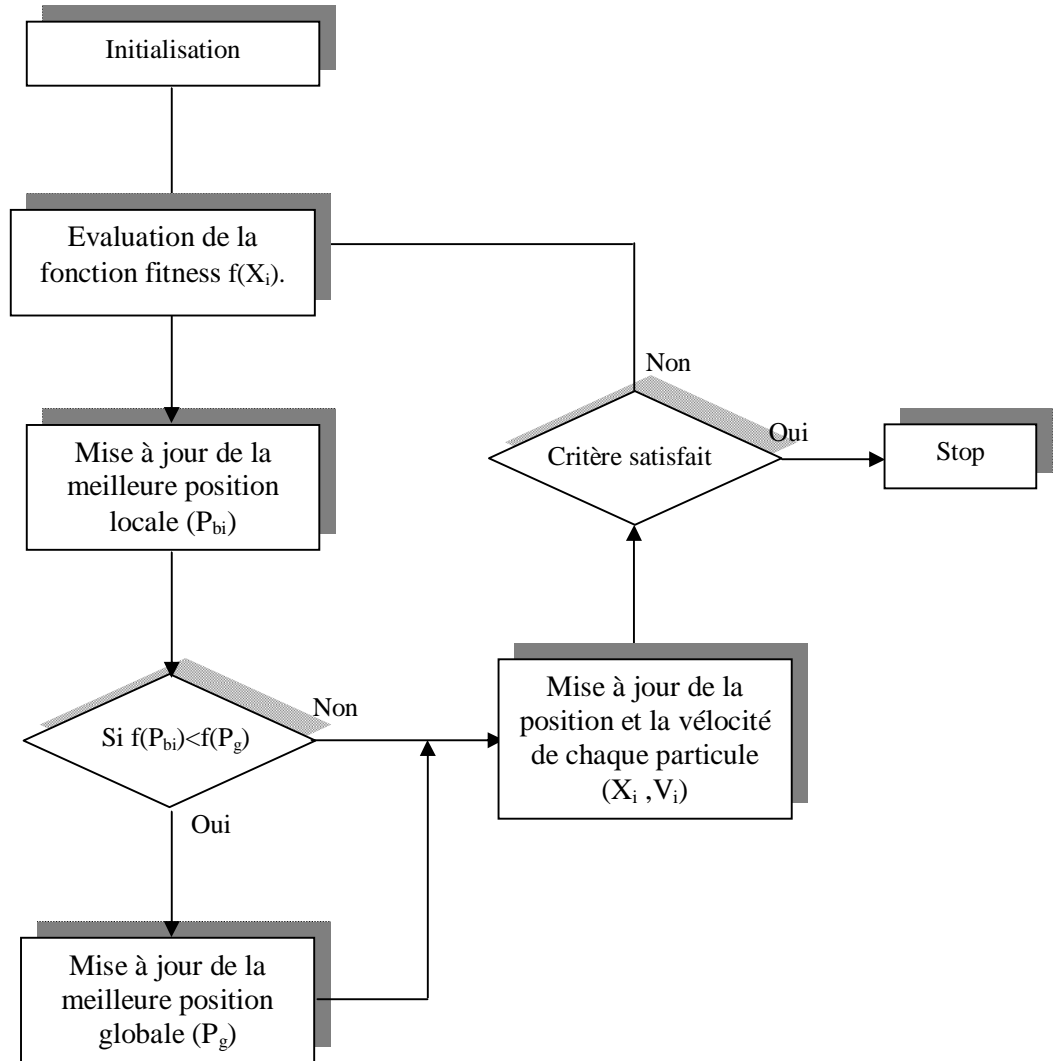


Figure (III.5) : Organigramme de l’algorithme de PSO

III.5 EXEMPLE D'APPLICATION

Dans le but de comparer l'optimisation par les deux algorithmes que nous disposons, les algorithmes génétiques et les algorithmes des PSO, nous avons choisi de chercher l'optimum global de la fonction de Rastrigin définie par :

$$f(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = 20 + \mathbf{x}^2 + \mathbf{y}^2 - 10 \cdot (\cos(2 \cdot \pi \cdot \mathbf{x}) + \cos(2 \cdot \pi \cdot \mathbf{y})) \quad (\text{III.3})$$

Cette fonction, comme le montre la figure (III.6), a plusieurs optimums locaux et n'admet qu'un seul optimum global défini au point (0,0) tel que $f(0,0) = 0$.

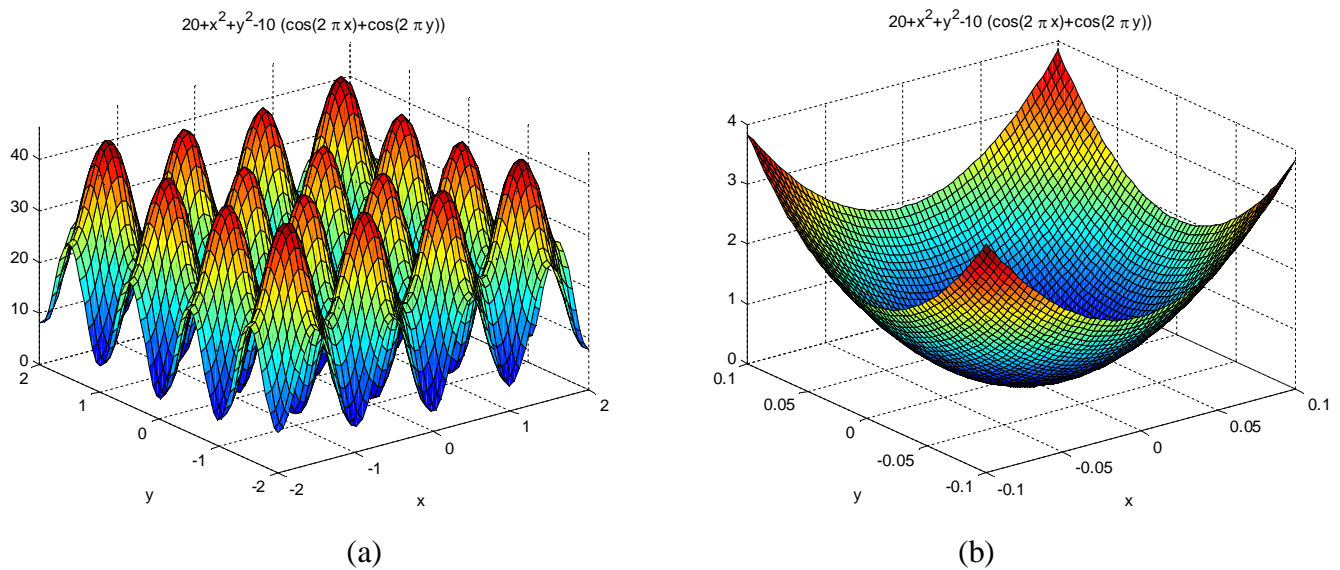


Figure (III.6) : Fonction de Rastrigin, (a) : avec plusieurs optimums locaux.
(b) : optimum global au point $f(0,0)=0$.

1. UTILISATION DE L'AGs

En utilisant les algorithmes génétiques, en manipulant avec « Gatool » sous MATLAB 7.

On prend une génération de 20 individus, les autres opérations sont prises par défaut. Les figures (III.7) et (III.8) présentent les résultats obtenus.

La figure (III.7) montre que le résultat ne converge pas vers la solution optimale, ce qui implique bien que cet algorithme pour la présente exécution est piégé par un optimum local, les valeurs trouvées sont :

$$x=0.99229 \quad \text{et} \quad y=0.00144 \quad \text{où} \quad f(x,y)=0.99503.$$

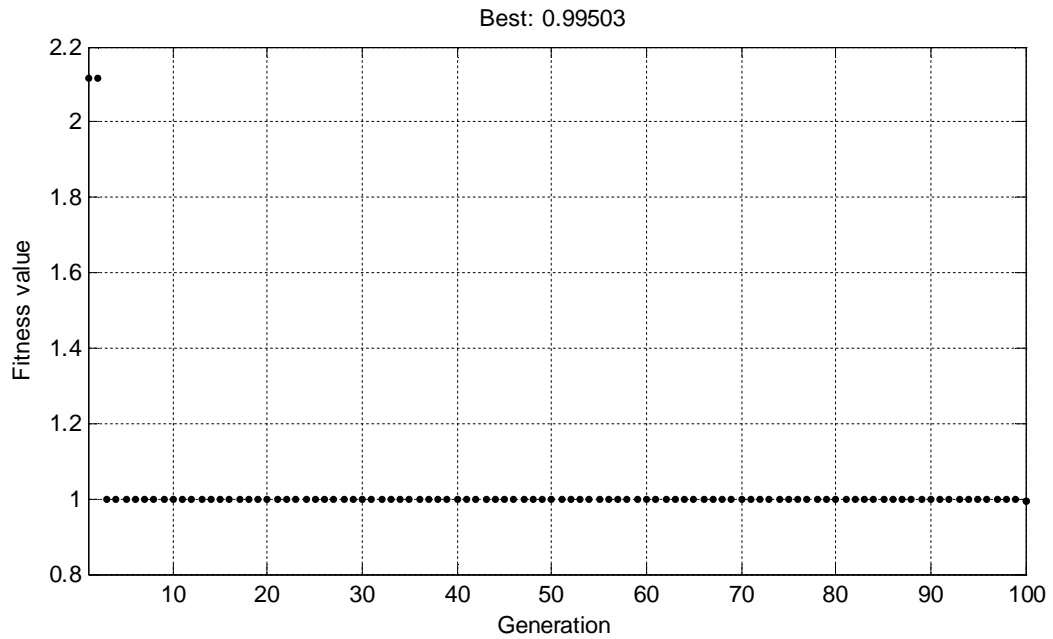


Figure (III.7) : convergence de la fonction objective vers l'optimum local.

Pour une autre exécution l'algorithme converge vers la solution globale telle que :

$$x=0.0014 \text{ et } y=0.00129 \quad \text{où } f(x,y)=0.00065873.$$

La figure (III.8) illustre bien ces résultats.

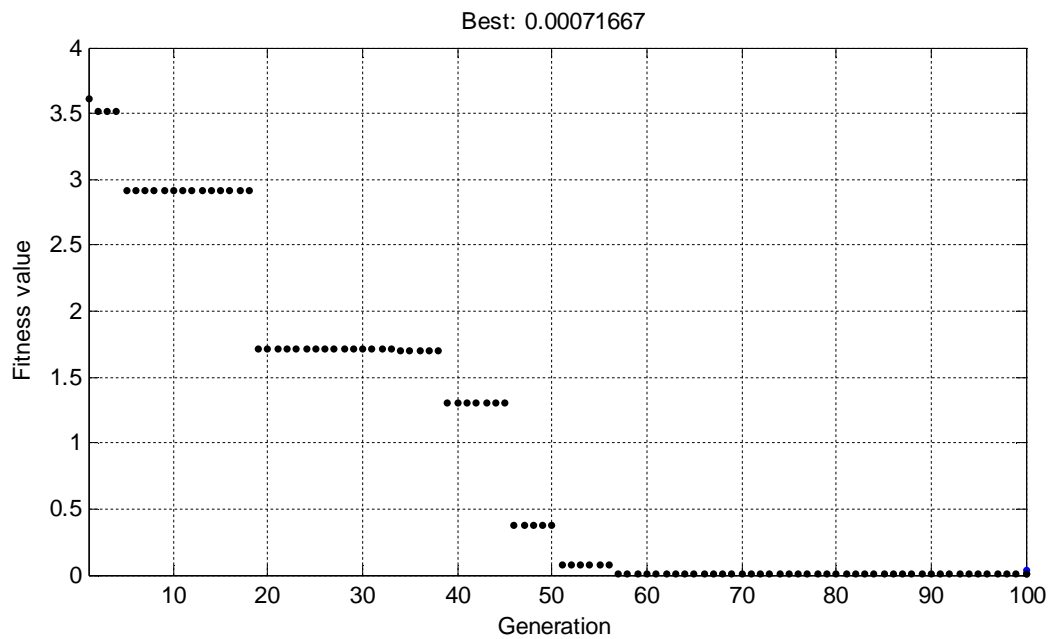


Figure (III.8) : convergence de la fonction objective vers l'optimum global.

2. UTILISATION DES PSO

On prend : $K= 50$; nombre de particules. $it=100$; nombre d'itération.

Les coefficients sont choisis de telle manière à satisfaire notre application. Le résultat obtenu est $x=0.2125 \times 10^{-5}$ et $y=0.2122 \times 10^{-5}$ où $f(x,y)= 1.8002 \times 10^{-9}$.

La figure (III.9) illustre les résultats obtenus.

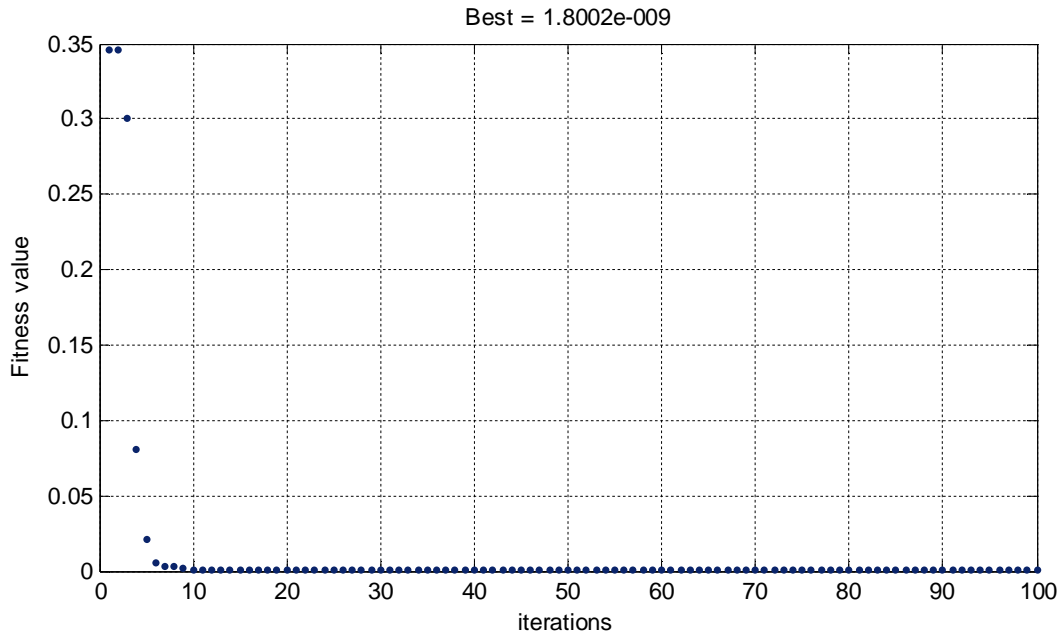


Figure (III.9) : convergence de la fonction objective vers l'optimum global.

III.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté une brève introduction sur les méthodes d'optimisation stochastiques. En général les méthodes déterministes convergent vers l'optimum le plus proche qu'il soit local ou global. A l'opposée, les méthodes stochastiques convergent, grâce à l'intelligence collective, vers l'optimum global. Parmi ces méthodes stochastiques, les AGs qui ont trouvé une large place d'utilisation à l'engineering et la technique PSO, comme une autre alternative très simple à mettre en œuvre, montrant, récemment, une grande aptitude à résoudre des problèmes d'optimisation dans un grand nombre d'application. Dans notre étude un exemple d'optimisation a été traité pour voir l'efficacité et la robustesse des deux méthodes et d'évaluer l'hypothèse qui déclare que bien que PSO et les AGs sur la moyenne rapportent la même efficacité (la qualité de solution) mais avec une supériorité des PSO, résultat approuvé par notre exemple.

Le quatrième chapitre sera consacré à l'optimisation des gains des régulateurs de vitesse et de courant pour une commande vectorielle appliquée à une machine asynchrone.

Chapitre IV

Optimisation des Gains du PI par la Technique PSO

IV.1 INTRODUCTION

Le régulateur PI (Proportionnel, Intégral) est encore largement utilisé dans le milieu industriel malgré l'émergence d'autres méthodes de régulation. Ce régulateur linéaire est basé sur une structure très simple dont le fonctionnement ne dépend que de deux coefficients, qui sont les gains appliqués sur les signaux proportionnel (K_p), intégral (K_i). De nombreuses méthodes de réglage statique d'un PI ont été décrites dans la littérature, la plus connue étant certainement la méthode de Ziegler-Nichols [30], [31], [32]. Dans chacune de ces méthodes, les deux gains sont fixés en suivant une procédure de réglage qui garantit un fonctionnement optimal selon un ou plusieurs critères. Dans tous les cas, la fonction de transfert du régulateur PI reste linéaire. Plus récemment, des auteurs ont proposé des méthodes de réglage dynamique des coefficients d'un PI et ils montrent que les performances sont d'autant meilleures qu'on utilise les méthodes classiques [30], telle que le correcteur flou.

Dans ce chapitre nous allons présenter l'optimisation des gains d'un PI par la méthode des PSO qui a été décrite par plusieurs auteurs [33],[34],[35],[36],[37].

IV.2 INDICES DE PERFORMANCE D'UN PI

Le régulateur PI est un système linéaire du premier ordre à une entrée et une sortie, dont la fonction de transfert dans le domaine de Laplace est donnée par l'équation (II.21).

Afin de définir la qualité de la régulation, on se base en général sur l'analyse de la réponse indicielle de l'ensemble régulateur PI plus système.

Différents indices de performance peuvent être évalués à partir de cette réponse temporelle. De façon générale, on cherche à quantifier la différence entre la réponse réelle du système asservi et une réponse idéale qui serait un échelon. Les indices couramment utilisés sont définis de la façon suivante :

IV.2.1 POURCENTAGE DE DEPASSEMENT « D »

Avant de se stabiliser, la sortie du système passe par un régime transitoire oscillant de part et d'autre de la valeur finale. On définit le pourcentage de dépassement par :

$$d\% = \frac{y_{\max} - y(\infty)}{y_{\max}} \times 100\% \quad (\text{IV.1})$$

IV.2.2 INTEGRALES FAISANT INTERVENIR L'ERREUR

Pour évaluer la différence existant entre la réponse réelle et une réponse idéale de type échelon, on peut calculer l'intégrale d'un terme positif faisant intervenir l'erreur. Un indice calculé de cette façon prend une valeur d'autant plus élevée que la réponse réelle est éloignée de la réponse idéale. En pratique, l'intégrale est calculée sur un intervalle $[0, T]$ suffisamment étendu pour contenir tout le régime transitoire.

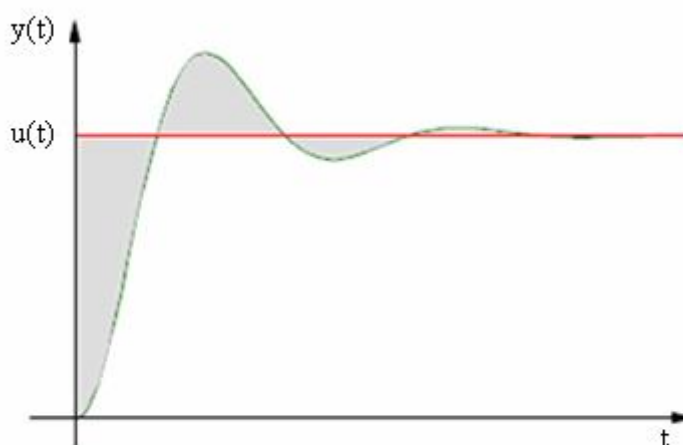


Figure (IV.1) : Intégrale faisant intervenir l'erreur.

L'erreur $\varepsilon(t)=y(t)-u(t)$; où $y(t)$: signal de sortie, $u(t)$: signal d'entrée

L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par :

$$IAE = \int_0^T |\varepsilon(t)|.dt \quad (IV.2)$$

Cet indice exprime la surface générée par la différence entre la valeur de consigne et la valeur réelle.

On utilise également l'intégrale de l'erreur quadratique, définie par :

$$ISE = \int_0^T |\varepsilon^2(t)|.dt \quad (IV.3)$$

Pour pénaliser les systèmes dont le régime transitoire dure trop longtemps, on utilise également l'intégrale du produit de l'erreur par le temps, donnée par :

$$ITAE = \int_0^T t.|\varepsilon(t)|.dt \quad (IV.4)$$

Et également l'intégrale du produit de l'erreur quadratique par le temps, donnée par :

$$ISTE = \int_0^T t.|\varepsilon^2(t)|.dt \quad (IV.5)$$

Dans [38], on peut trouver une liste plus complète de mesures de performances d'un système asservi. Dans notre étude, nous nous sommes limités aux quatre dernier indices de performance (IAE, ISE, ITAE et ISTE) définis ci-dessus.

Pour notre étude nous avons choisi de minimiser l'erreur $\varepsilon(t)$ entre la vitesse de référence et la vitesse réelle de la machine selon les critères définis par les équations (IV.2), (IV.3), (IV.4), (IV.5). La fonction à optimiser est donnée par l'équation :

$$\varepsilon(t) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (IV.6)$$

Pour la mise en œuvre informatique nous avons exploité les équations (III.1) et (III.2) pour le développement d'un programme sous MATLAB qu'on peut le schématiser sous l'organigramme présenté par la figure (IV.2), avec l'intégration des PSO dans le schéma fonctionnel de la commande vectorielle figure (IV.3).

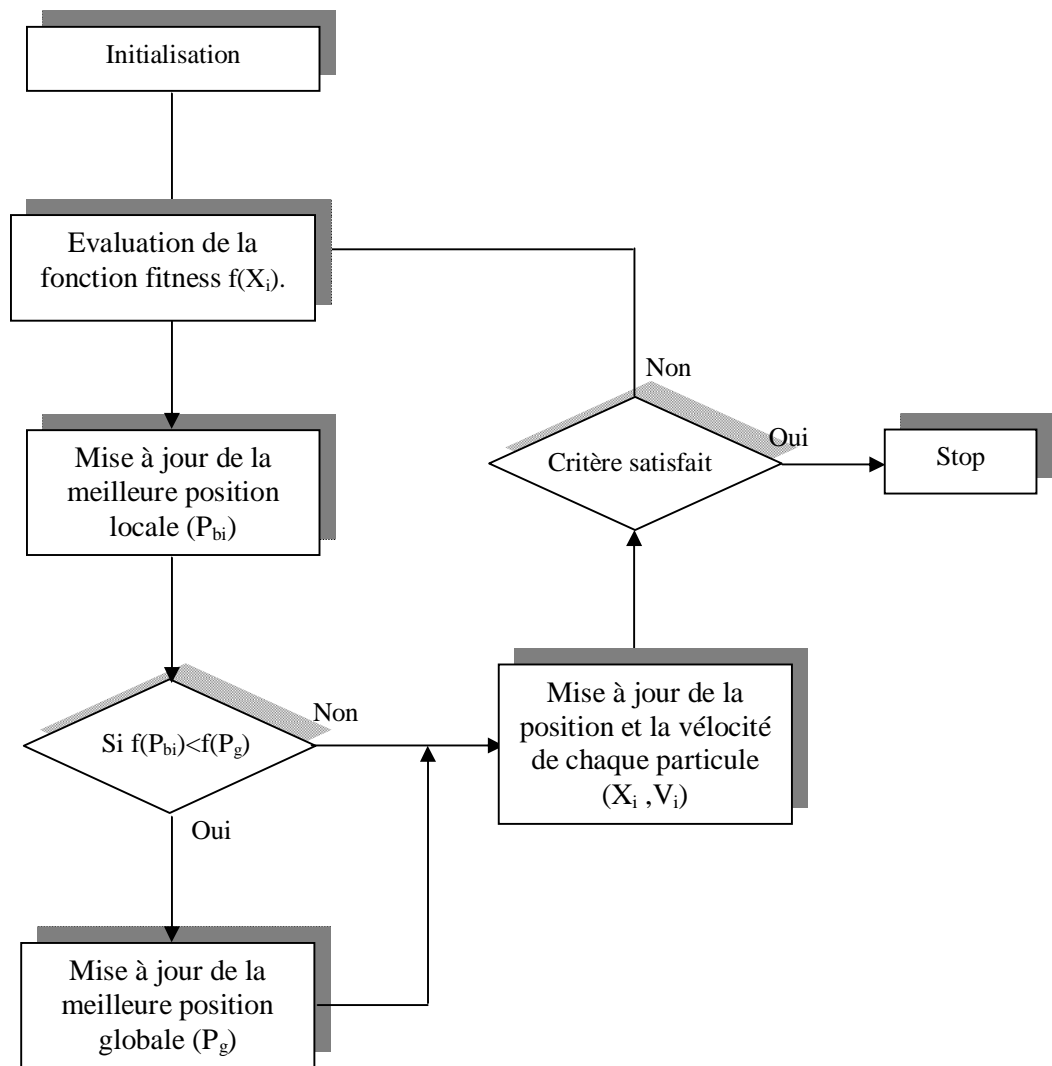


Figure (IV.2) : Organigramme des PSO

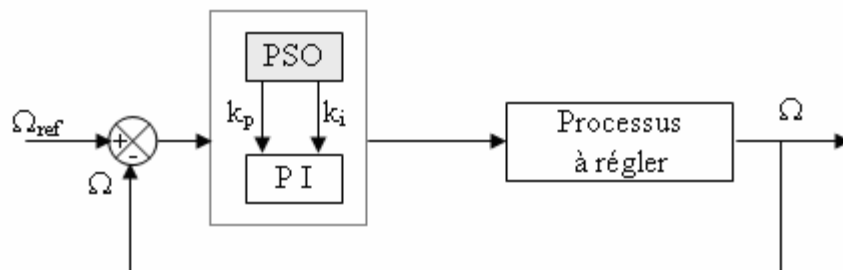


Figure (IV.3) : Bloc diagramme d'implantation des PSO pour l'ajustement du PI.

L'implémentation des PSO a été effectuée en se référant à l'organigramme suscit.

Mais avant tout, on donne quelques explications aux symboles utilisés :

P_{bi} : représente la i^{eme} meilleure solution (position) de la particule i .

P_g : représente la meilleure solution (position) globale du groupe.

X_i : représente la solution (position) de la i^{eme} particule.

V_i : représente la vitesse (vitesse) de la i^{eme} particule.

f : la fonction fitness à optimiser.

φ_1, φ_2 : sont des pondérations choisies généralement égales à 2.

r_1, r_2 : sont deux variables aléatoires uniformément distribuées.

w : représente l'inertie est fixée à 0.8.

Il est à noter que chaque particule contient un nombre de composantes, pour notre exemple chaque particule contient quatre composantes (coefficients des régulateurs) à savoir : $(T_v, K_v, K_{pi}, K_{ii})$

L'organigramme se récapitule en :

Etape 1 : initialisation de toutes les positions locales X_i , meilleures positions locales P_{bi} et la meilleure position globale P_g .

Etape 2 : évaluer la fonction fitness de chaque particule $f(X_i)$.

Etape 3 : mise à jour de toutes les meilleures positions locales P_{bi} .

Etape 4 : si $f(P_{bi}) < f(P_g)$ alors $P_g = P_{bi}$

Etape 5 : mise à jour de X_i et V_i suivant les deux équations (III.1) et (III.2).

Etape 6 : si le critère d'arrêt est satisfait alors stop si non aller à étape 2.

IV.3 SIMULATION ET RESULTATS

APPLICATION N° 01 : (Choix l'indice de performance)

La première simulation a pour but de définir le meilleur indice de performance. La figure (VI.4) présente les réponses indicielles à une vitesse de référence $\Omega_{ref}=157\text{rad/sec}$ pour les indices de performances (IV.2), (IV.3), (IV.4), (IV.5).

On prend un groupe (swarm) K composé de 5 particules et chaque particule contient quatre composantes $(T_v, K_v, K_{pi}, K_{ii})$, le nombre des itérations est fixé à 5 pour accélérer les calculs.

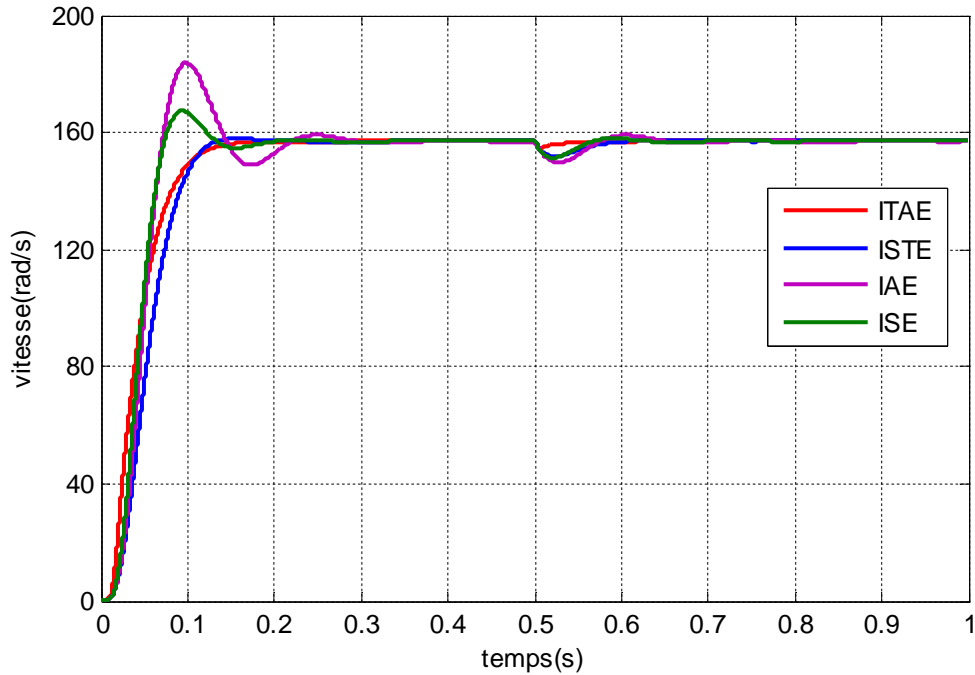


Figure (IV.4) : performance du système avec différents indices de performances.

Le tableau (IV.1) illustre les différentes valeurs des constantes des régulateurs de vitesses et également de courants pour les indices de performances choisis.

Indices de performance	T_v	K_v	K_{pi}	K_{ii}
IAE	0.0166	3.961	1.417	360
ISE	0.0066	2.635	2.182	767
ITSE	0.03	4.4957	5.9277	1050
ITAE	0.0285	4.932	12.801	1200

Tableau (IV.1) : Coefficient des régulateurs

D'après la figure (VI.4), on constate que les courbes concernant les deux premiers indices de performances, (IAE et ISE), possèdent des dépassements, oscillent, puis se stabilisent, solutions médiocres, car elles ne répondent pas aux exigences souhaitées.

Pour les deux autres courbes, elles satisfaites aux conditions exigées par le cahier de charge. L'allure en rouge, indice (ITAE), semble la meilleure d'où le choix de cet indice avec toutes nos applications qui suivent.

Les courbes en flux de la figure (IV.5) sont choisies à titre démonstratif pour valider notre choix de l'indice de performance (ITAE).

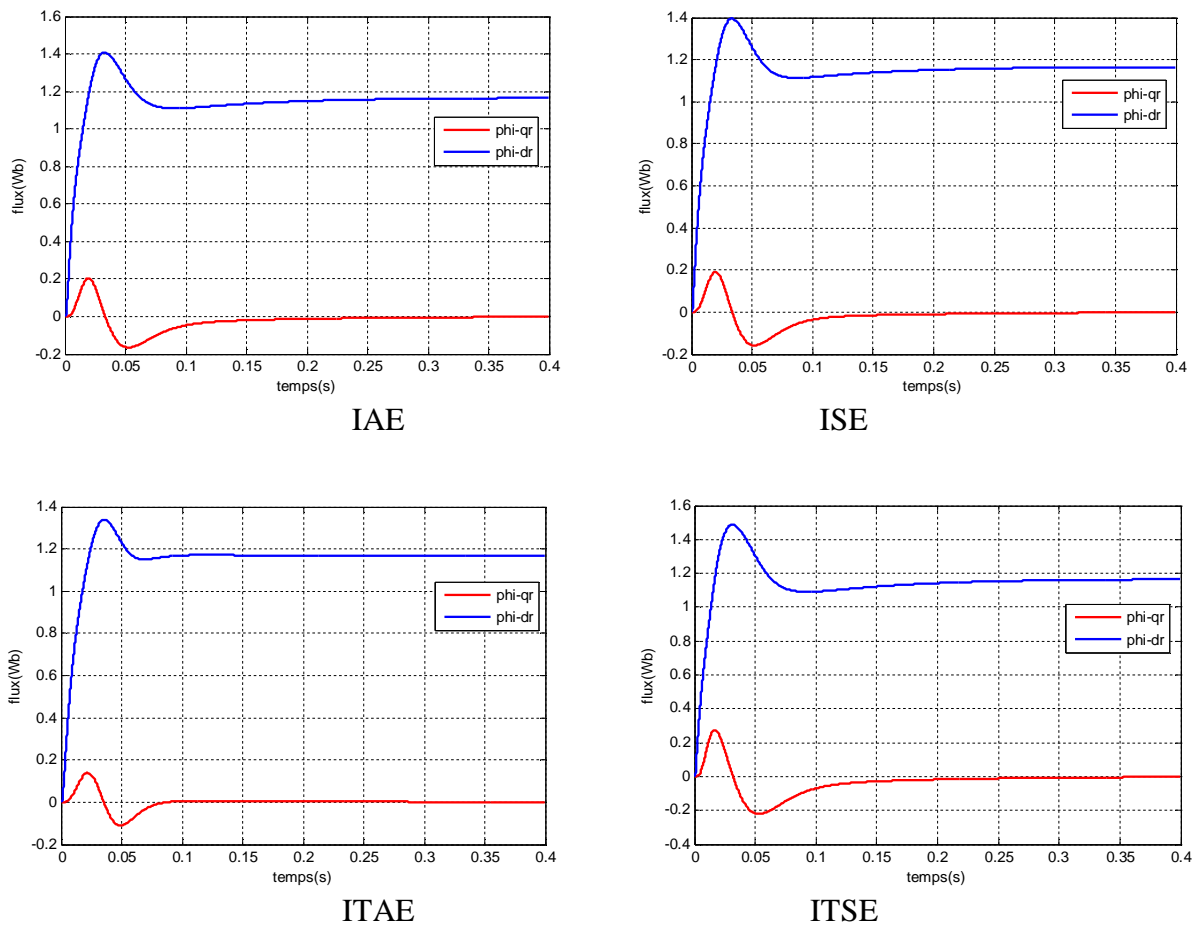


Figure (IV.5) : Performance du système avec différents indices de performances
Courbes de flux

APPLICATION N° 02 : démarrage à vide suivi d'une application de charge

Avec le critère d'optimisation (ITAE), on exécute la simulation dans le but de voir les performances de notre système.

$K=5$: nombres de particules. $I= 4$: nombres de composants. $It =5$: nombres d'itérations.

Les courbes de la figure (IV.6) illustre le résultat de la simulation appliquée au système.

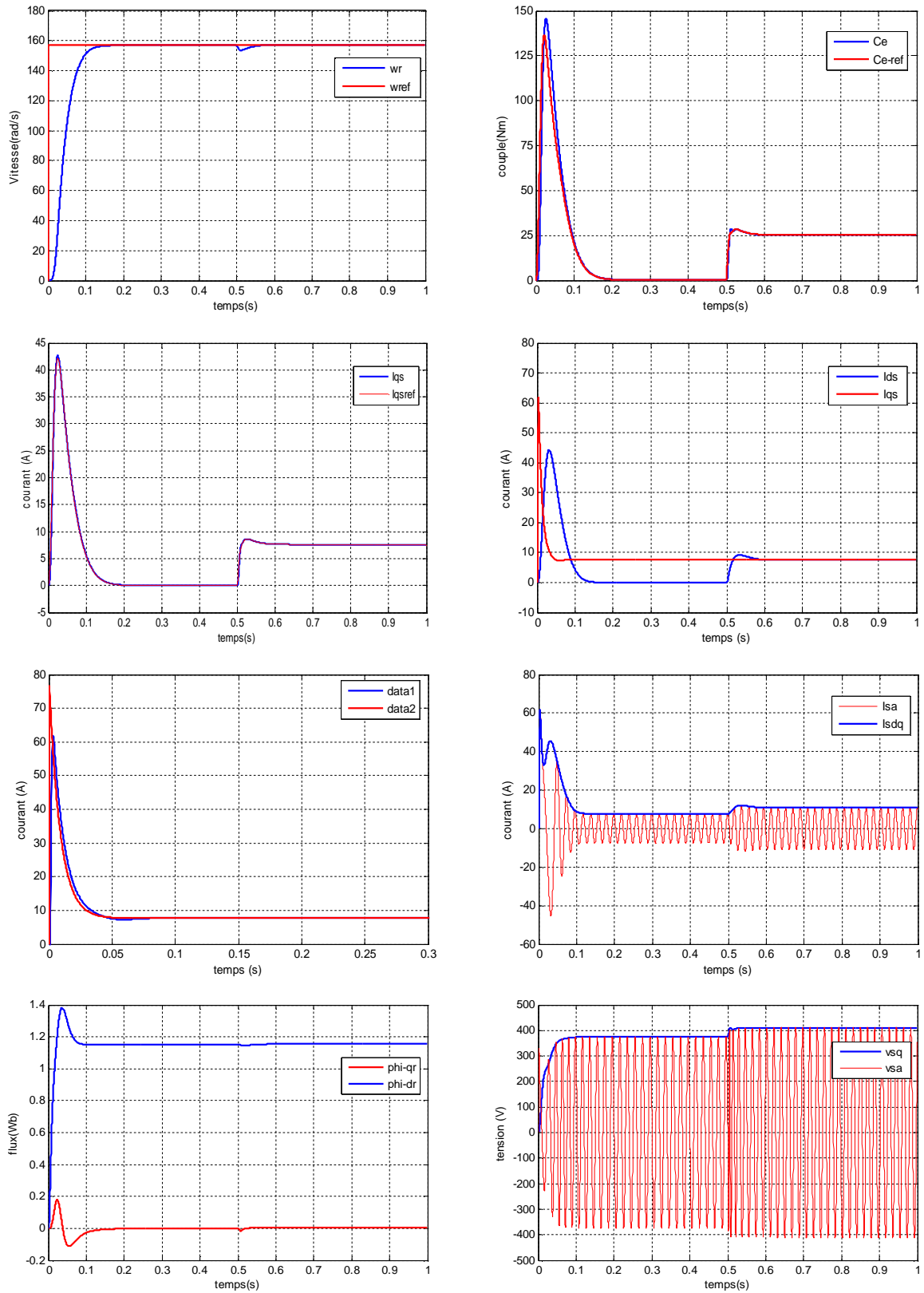


Figure (IV.6) : Résultats de simulation par PSO.

Pour cette séquence de simulation nous avons pris les coefficients des régulateurs, vitesse et courant selon la figure (IV.7). Les coefficients sont pris selon notre critère d'optimisation ou l'erreur est minimale.

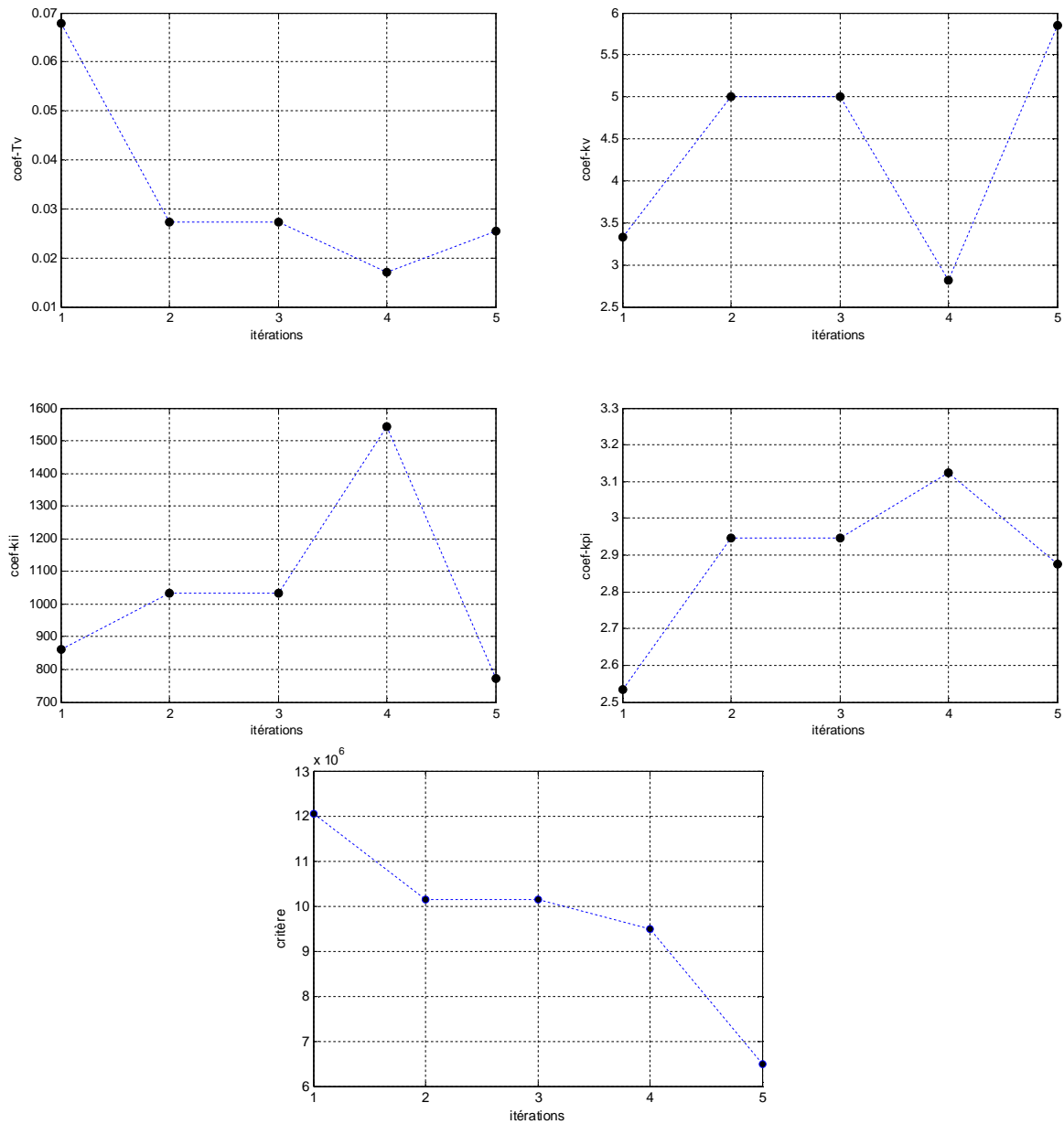


Figure (IV.7) : Variation des paramètres des régulateurs en fonction des itérations.

APPLICATION N° 03 : Test d'inversion de vitesse

Le test est d'introduit dans le but de voir la robustesse de la commande et de voir la flexibilité du critère de l'optimisation utilisée. La figure (IV.8) illustre les résultats obtenus.

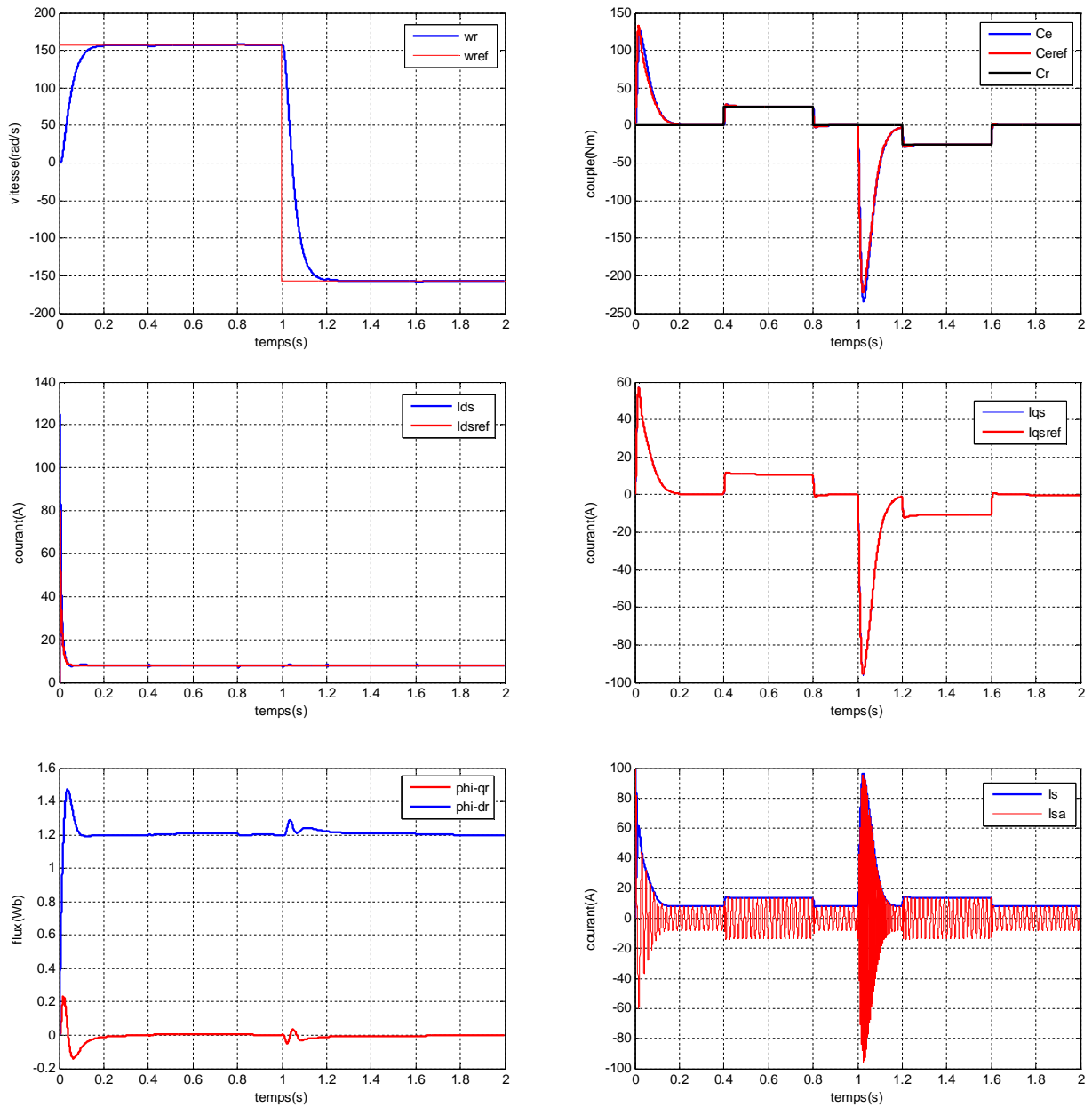


Figure (IV.8) : Résultats de simulation lors l'inversion du sens de rotation

La figure (IV.9) présente les meilleures valeurs des gains (T_v , K_v , K_{pi} , K_{ii}) en fonction des itérations, selon le critère d'optimisation, pour le test d'inversion de vitesse.

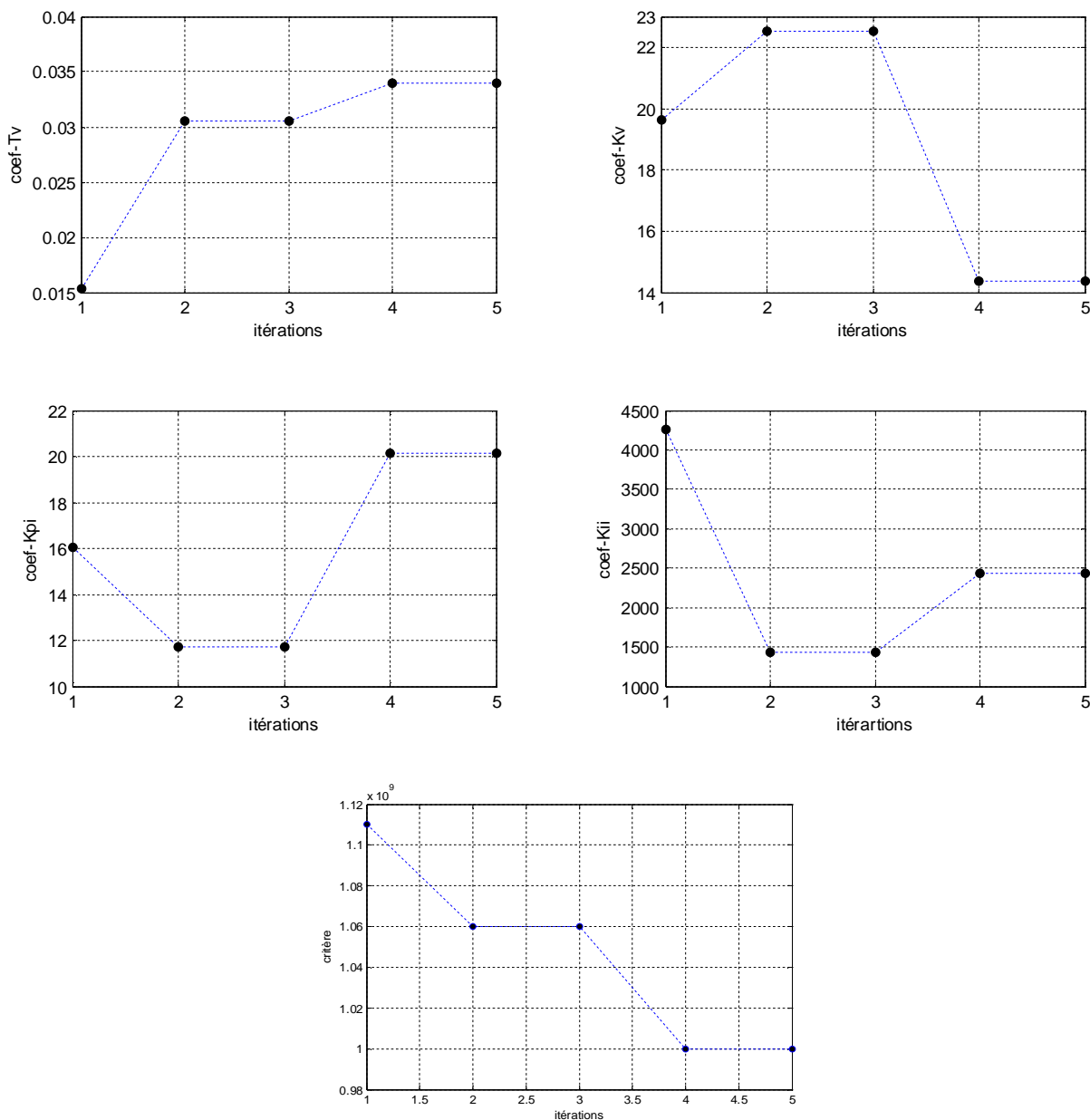


Figure (IV.9) : Variation des paramètres des régulateurs en fonction des itérations.

APPLICATION N° 04 : Mode défluxé

Pour différentes valeurs de vitesse de référence, on remarque que notre commande est robuste selon notre optimisation utilisée, la figure (IV.10) spécifie bien les résultats obtenus.

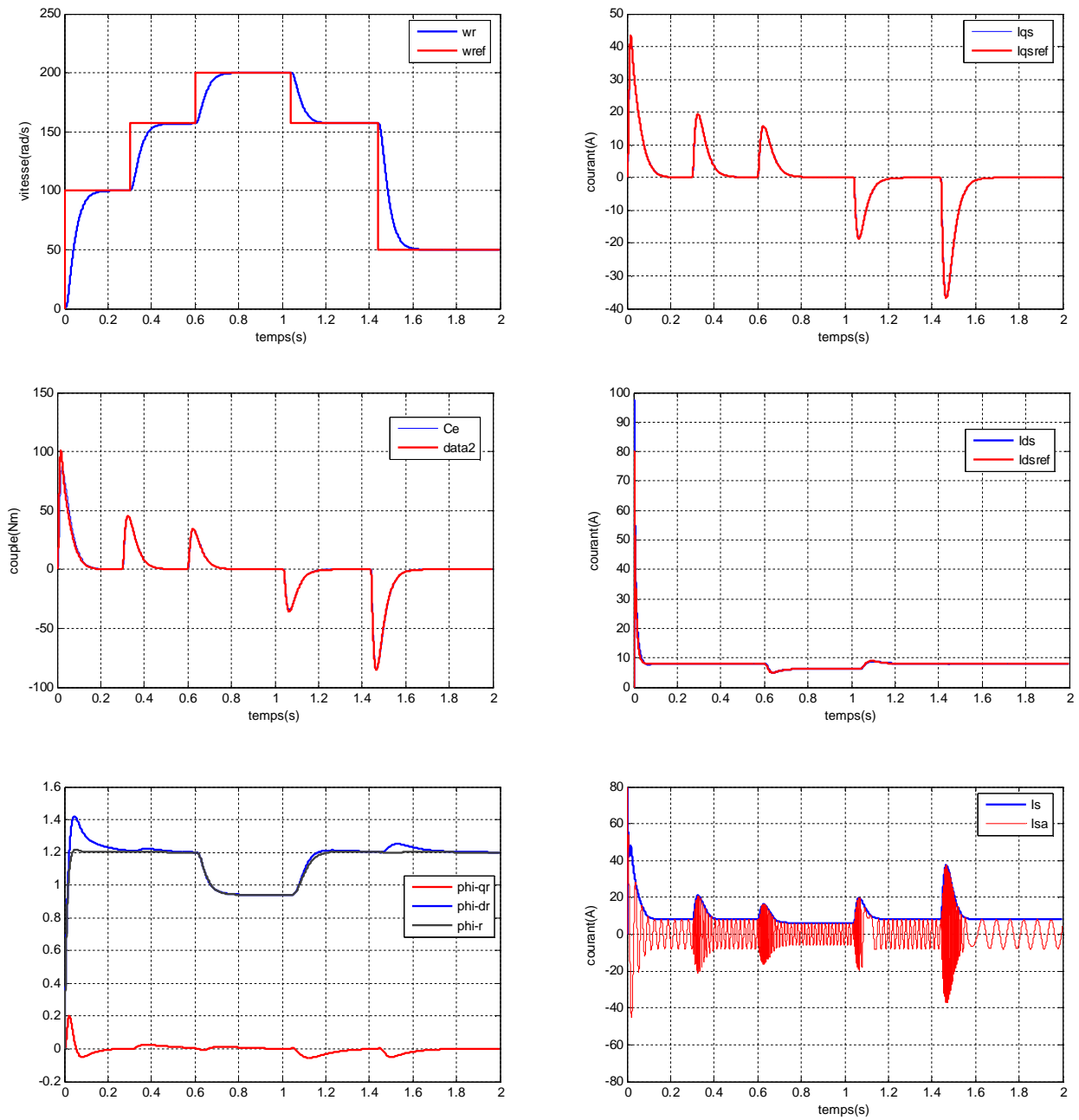


Figure (IV.10) : Résultats de simulation en mode défluxé

La figure (IV.11) présente les meilleures valeurs des gains (T_v , K_v , K_{pi} , K_{ii}) en fonction des itérations, selon le critère d'optimisation, pour le mode défluxé.

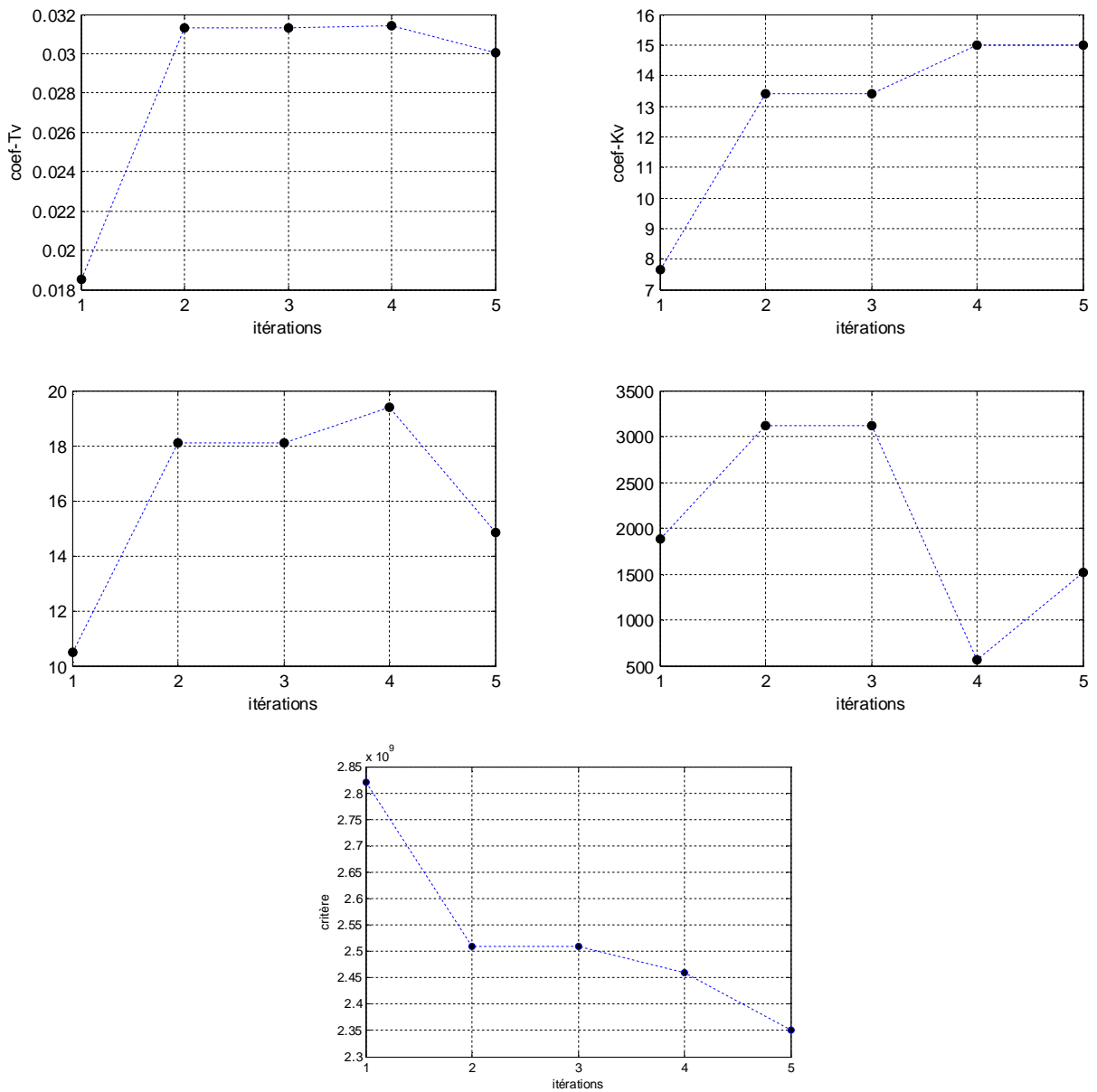


Figure (IV.11) : Variation des paramètres des régulateurs en fonction des itérations.

APPLICATION N° 05**Estimation de la constante de temps rotorique T_r**

Plusieurs méthodes d'estimation de la constante de temps rotorique sont présentées dans la littérature spécialisée. L'une de ces méthodes est l'estimation de la constante de temps rotorique par la technique MRAS, méthode adaptative à modèle de référence [6], [39].

Le principe du système d'adaptation MRAS est basé sur la conjonction d'un modèle de référence indépendant de la constante de temps rotorique et d'un modèle ajustable dépendant explicitement de cette constante de temps rotorique à estimer. Cette adaptation est basée sur l'analyse du signal d'erreur entre flux estimé et celui supposé orienté (flux de la machine).

Cette estimation est faite à partir de la mesure des grandeurs de courant du stator et le flux du rotor.

L'équation du flux est donnée par :

$$\dot{\bar{\phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (\text{IV.7})$$

Le signal erreur est défini par :

$$\bar{\varepsilon} = \tilde{\phi}_r - \hat{\phi}_r ; \text{ où } \tilde{\phi}_r : \text{flux mesuré. } \hat{\phi}_r : \text{flux estimé.}$$

La dynamique de l'erreur est donnée par l'équation suivante :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\varepsilon} + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) (M\bar{i}_s - \hat{\phi}_r) \quad (\text{IV.8})$$

La stabilité de (IV.8) exige la convergence de l'erreur $\bar{\varepsilon}$ et la différence $\left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right)$ vers zéro.

L'équation (IV.8) est composée de deux termes, le premier relié directement à l'erreur du flux est considérée comme un système linéaire. Le second relié à l'erreur de l'inverse de la constante de temps est considéré comme un système non linéaire. Cette équation sous forme compacte est donnée par :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \mathbf{A} \cdot \bar{\varepsilon} - \bar{\psi} \quad (\text{IV.9})$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.10})$$

$$\bar{\psi} = \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) (\hat{\phi}_r - M\bar{i}_s) \quad (\text{IV.11})$$

La matrice A est considérée comme un pôle complexe de l'évolution de l'erreur du système linéaire. Or ce pôle est à partie réelle négative, alors le système est stable.

La quantité $\bar{\psi}$ doit également tendre vers zéro pour assurer la convergence du système de l'équation (IV.8). En utilisant la loi d'adaptation proposée par Schauder [39], on obtient la valeur estimée $\frac{1}{\hat{T}_r}$ donnée par l'équation d'adaptation suivante :

$$\frac{1}{\hat{T}_r} = K_p (\varepsilon_d (MI_{ds} - \hat{\phi}_{dr}) + \varepsilon_q (MI_{qs} - \hat{\phi}_{qr})) + K_i \int_0^t (\varepsilon_d (MI_{ds} - \hat{\phi}_{dr}) + \varepsilon_q (MI_{qs} - \hat{\phi}_{qr})) d\tau \quad (IV.12)$$

Ce qui se traduit par utilisation d'un PI classique pour le mécanisme d'adaptation.

Le schéma bloc, montrant cette adaptation, est donné par la figure (IV.12).

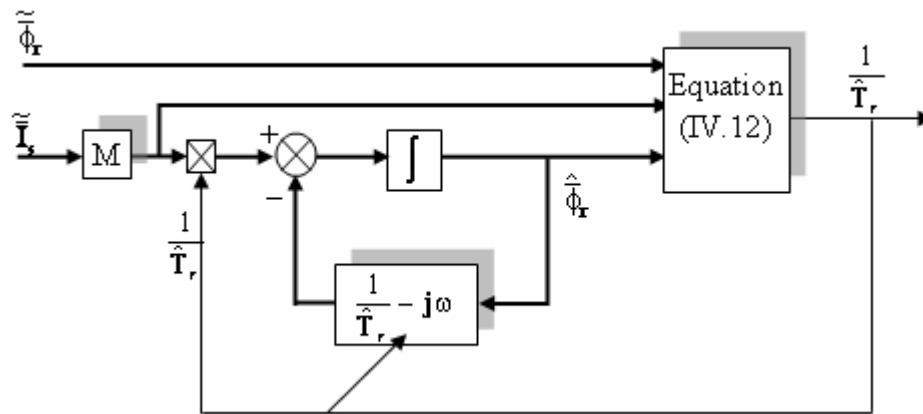


Figure (IV.12) : Schéma bloc de la MRAS basé sur l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique.

L'objectif, donc, est de déterminer $\frac{1}{\hat{T}_r}$, or K_p et K_i sont des inconnus d'où le recours à l'algorithme des PSO afin de les calculer.

Pour cela, on a choisi d'optimiser l'erreur $\varepsilon = \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}$, avec le critère ITAE, en choisissant :

- * Nombre de particule $K=5$.
- * Nombre de composants est deux, (K_p et K_i).
- * Nombre d'itération est fixé à $it=5$.

La figure (IV.13) montre respectivement l'évolution de la valeur de référence de l'inverse de la constante de temps ($\frac{1}{T_r}$), sa valeur estimée ($\frac{1}{\hat{T}_r}$) et l'erreur correspondante ($\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}$) pour un signal de référence de (R_r pour $t=[0, 0.25]$ s et $1.5 \cdot R_r$ pour $t=[0.25, 1]$ s). D'après les résultats obtenus, il est clair que, l'inverse de la constante de temps converge bien vers sa valeur de référence avec une erreur tend pratiquement vers zéro.

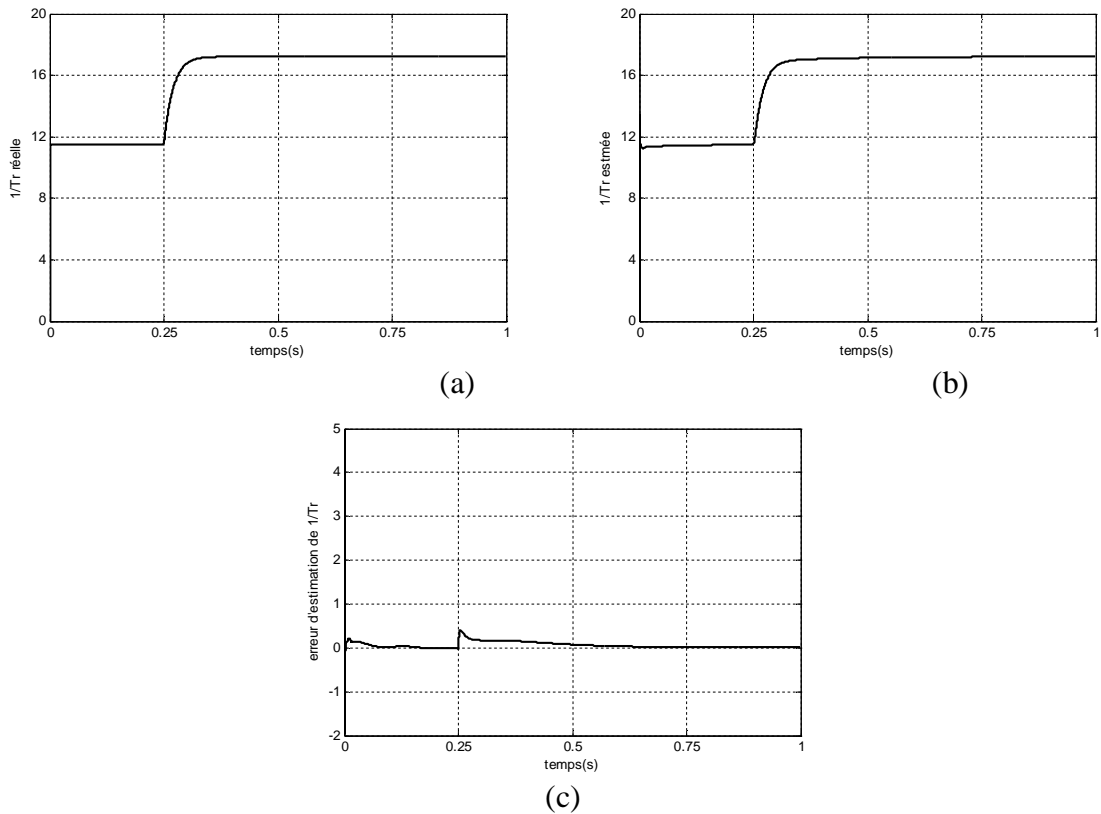


Figure (IV.13) : Estimation de l'inverse de la constante de temps $1/T_r$.

La figure (IV.14) montre le comportement vis-à-vis de cette injection de la nouvelle valeur estimée, où sont représentées la vitesse, le courant d'une phase du stator et I_s , le couple et le flux. L'estimation proposée a montré son efficacité en maintenant le découplage entre le flux et le couple et la convergence des autres grandeurs vers leurs valeurs nominales.

La figure (IV.15) présente les valeurs des gains correspondants pour cette application déterminés par PSO.

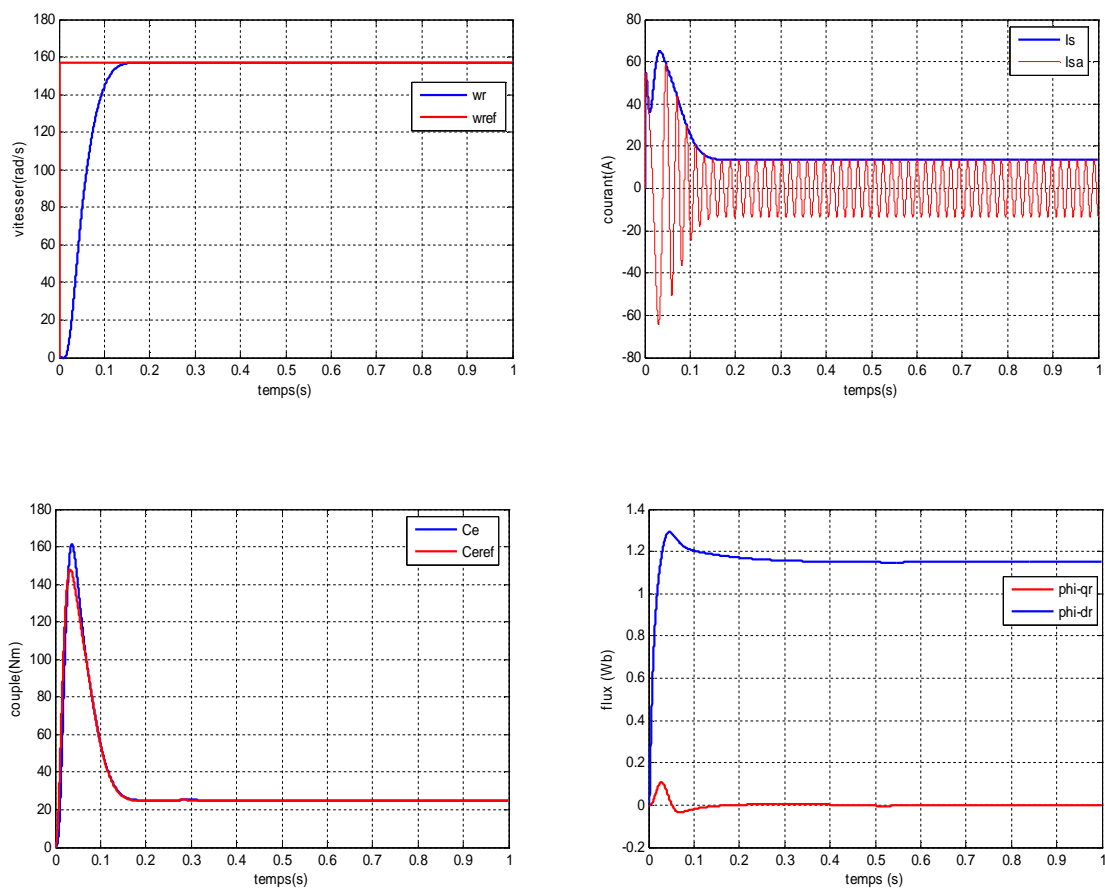


Figure (IV.14) : Estimation de l'inverse de la constante de temps ($\frac{1}{T_r}$).

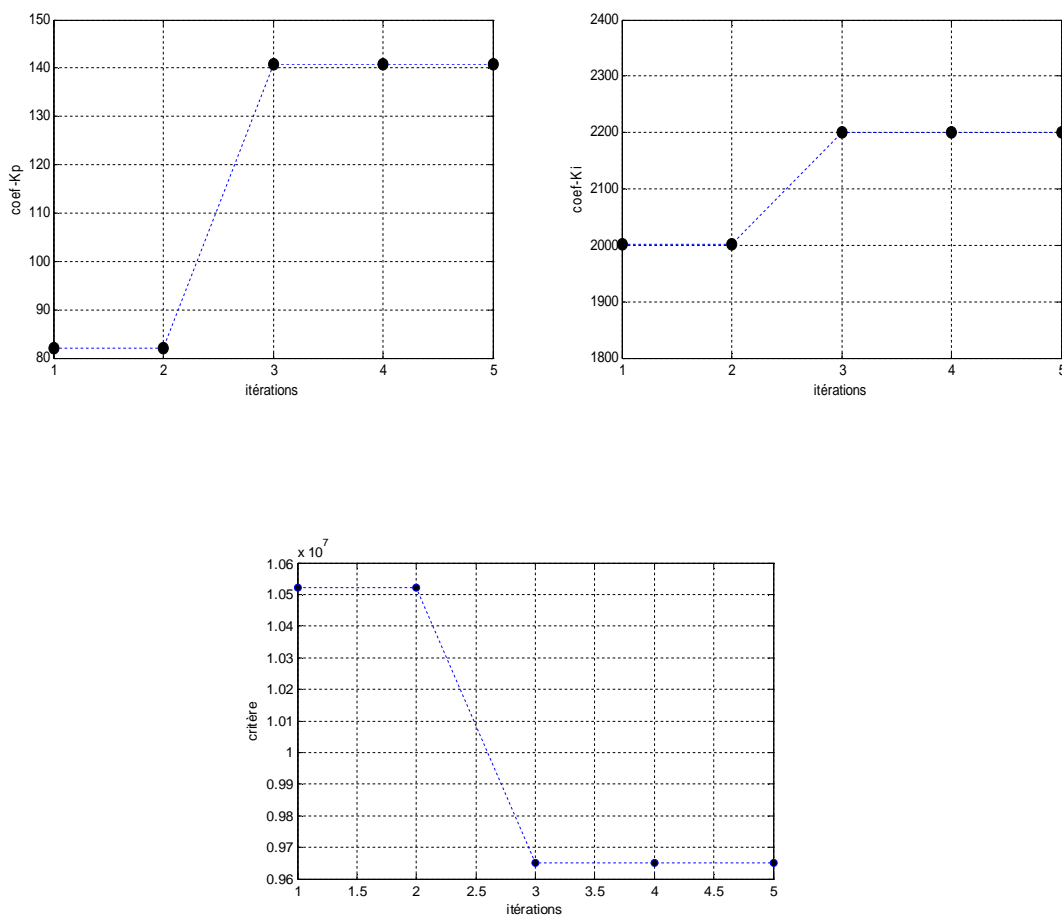


Figure (IV.15) : Variation des paramètres des régulateurs en fonction des itérations.

La figure (IV.16) illustre les résultats de simulation pour un couple nominal et pour une variation de vitesse de 157rad/s à 10rad/s afin de tester la robustesse de cet estimateur. On remarque que la vitesse suit sa référence et le découplage est toujours maintenu.

La figure (IV.17) les gains des régulateurs correspondants déterminés par la technique des PSO.

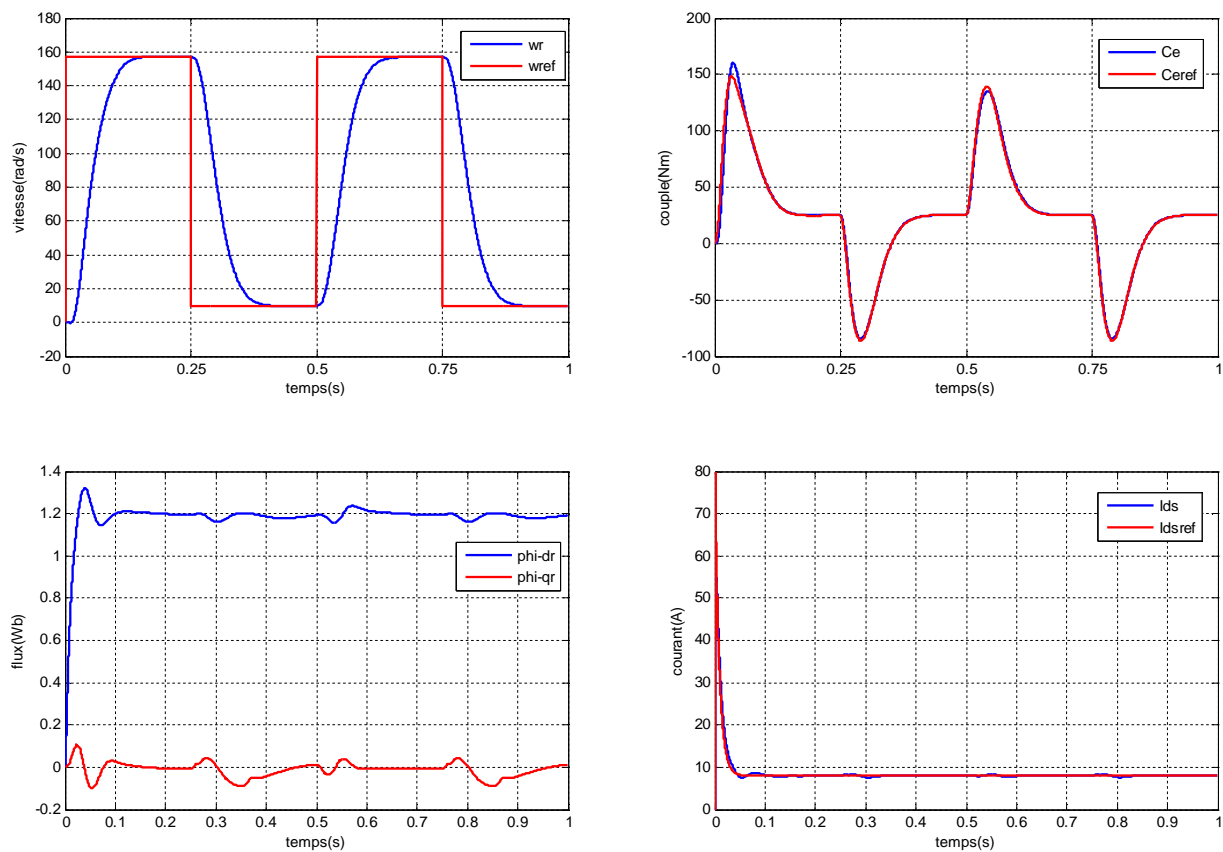


Figure (IV.16) : Robustesse vis-à-vis à la variation de vitesse.

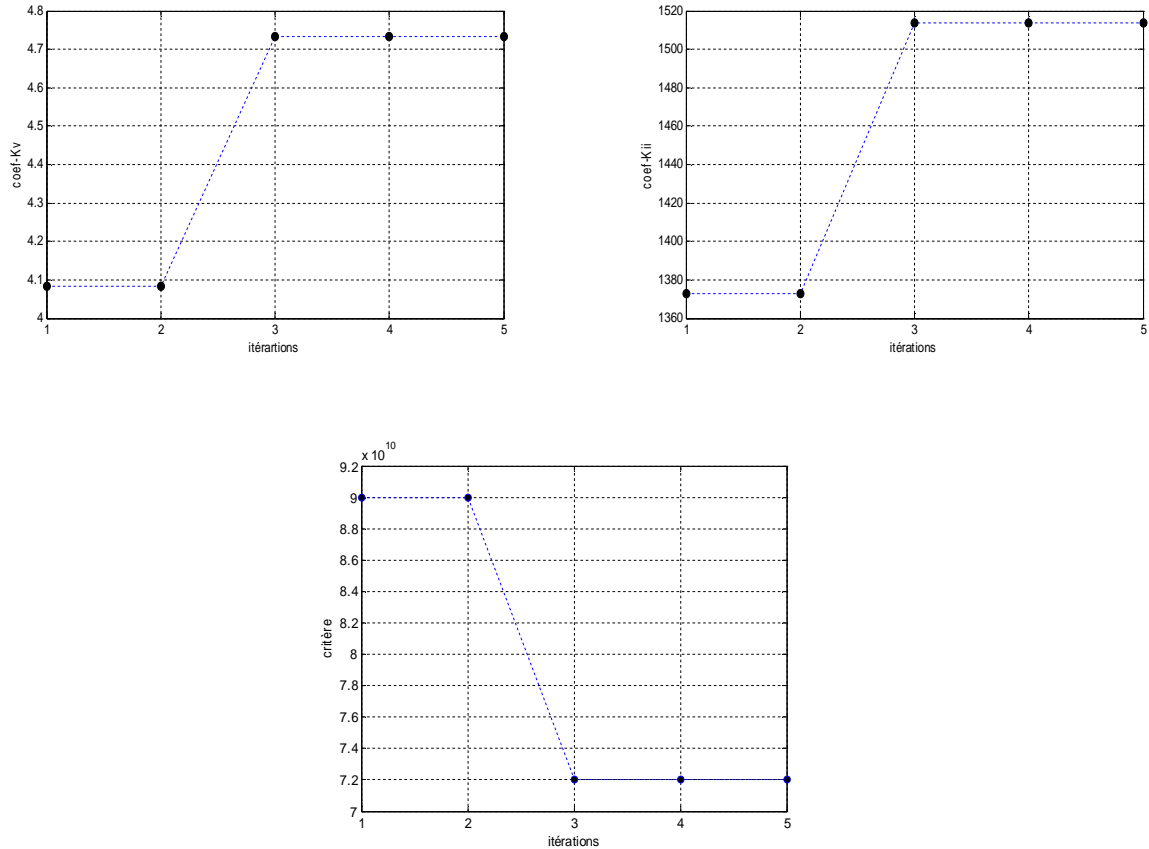


Figure (IV.17) : Variation des paramètres des régulateurs en fonction des itérations.

La figure (IV.18) présente les résultats de simulation lors une variation de charge de $C_r = [0, 25, 0, 25, 0]$ Nm, afin de tester la robustesse de cet estimateur vis-à-vis ces variations. On remarque que la vitesse suit sa référence et le découplage est toujours maintenu avec peu de perturbations pendant la transition des charges.

La figure (IV.19) donne les gains correspondants trouvés par l'algorithme adapté par PSO.

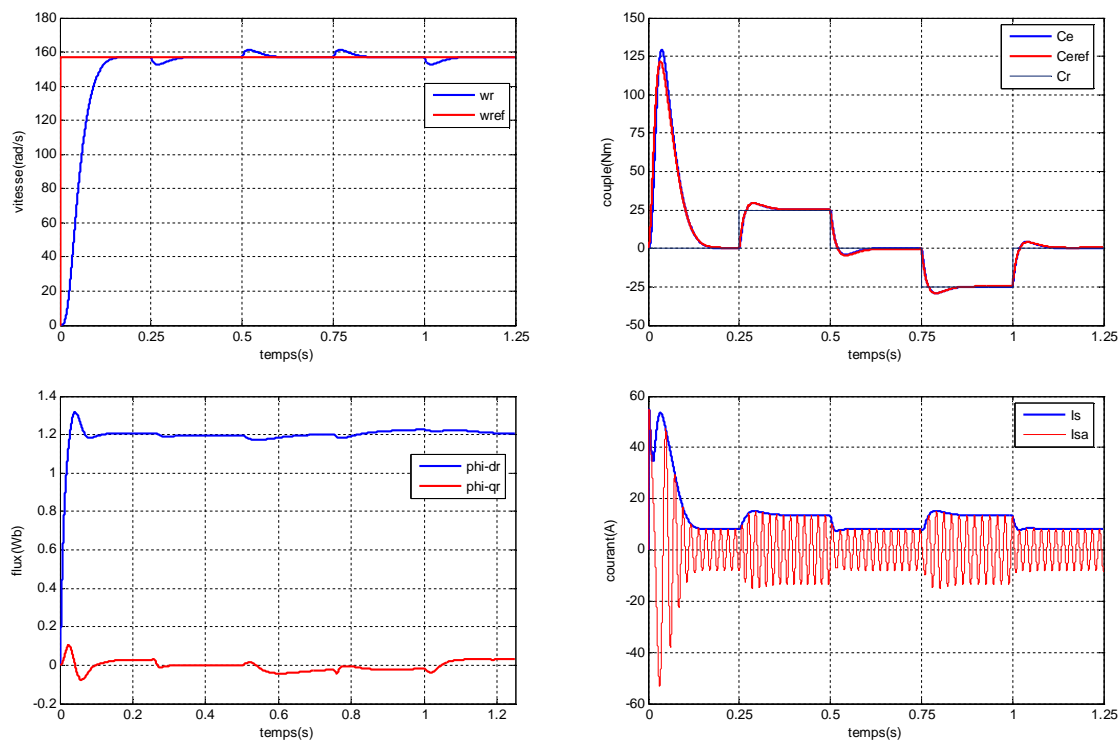


Figure (IV.18) : Robustesse vis-à-vis à la variation de charge.

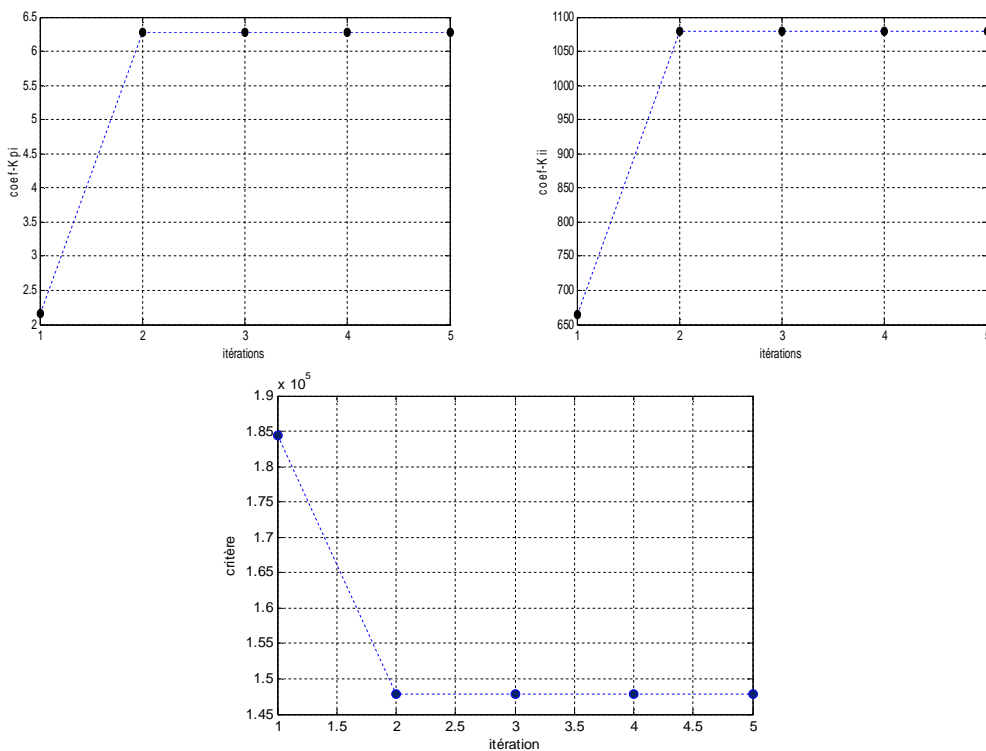


Figure (IV.19) : Variation des paramètres des régulateurs en fonction des itérations.

IV.4 COMPARAISON DES PERFORMANCES OBTENUES PAR CV_CLASSQIE ET CV_PSO

Nous prenons l'essai habituel, démarrage à vide puis on charge la machine au nominal. Pour une vitesse de référence 157rad/s et un flux de 1.15Wb, on aura les résultats ci-dessous.

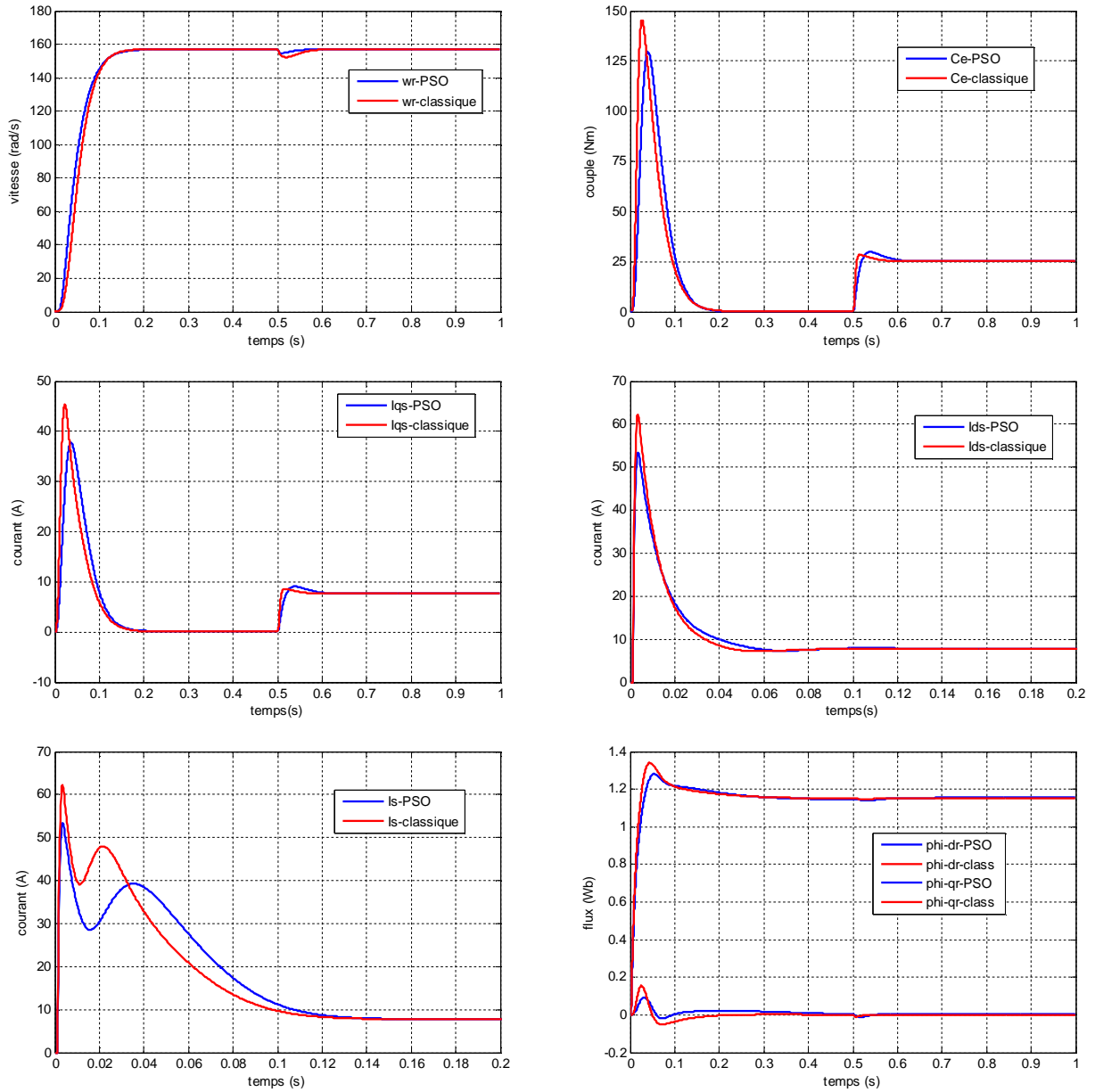


Figure (IV.20) : Comparaison des performances de la commande classique et la commande par PSO

Méthode utilisée	coefficient	T_v	K_v	K_{pi}	K_{ii}
CV_Classique		0.032	4.58	13.30	1200
CV_PSO		0.037	1.33	1.85	750

Tableau (IV.2) : Comparaison de coefficient des régulateurs

En poursuite, les vitesses sont presque identiques. Avec un même de temps de réponse, une bonne réjection au perturbation pour les PSO, résultat donné par le graphe des vitesses.

Les pics du courant sont atténués en PSO que la méthode classique et cela est du à la flexibilité existant entre les coefficients des régulateurs. Résultat illustré par les graphes des courants et les couples.

Pour les flux un bon transitoire est illustré pour la courbe des flux-PSO que celle du classique.

Il est à noter que pour chaque exécution on a des coefficients différents et non semblable à ceux déjà trouvé auparavant. .

IV.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les indices de performances, en général, utilisés pour l'optimisation d'une fonction quelconque. Différentes applications sont présentées, avec une implémentation des algorithmes des PSO dans le but d'évaluer et d'ajuster les gains des régulateurs (PI) utilisés. Durant le processus d'optimisation, les solutions possibles sont évaluées par l'intermédiaire d'une fonction qui fait intervenir quatre critères de performance calculés sur la réponse du système global.

Les simulations réalisées montrent la robustesse et la bonne tenue de l'estimateur utilisé tout en convergeant vers les solutions globales.

La méthode stochastique, des PSO, utilisée évite le recours au calcul habituel pour déterminer les valeurs des gains du régulateur selon l'application désirée, on peut conclure que c'est une technique robuste et flexible, ainsi décrite par plusieurs ouvrages spécialisés.

CONCLUSION GENERALE

Le premier chapitre de ce mémoire a été consacré à la modélisation vectorielle de la machine asynchrone dans un formalisme d'état selon le repère de Park. Une simulation, du modèle, a été présentée dans le but de valider l'approche proposée.

Au deuxième chapitre, une modélisation de l'onduleur de tension a été introduite avec ses techniques de commande. Les principes de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique ont été résumés, avec un calcul des différents gains des régulateurs classiques (PI) utilisés dans la commande. Différentes applications numériques sont mises en œuvre afin de visualiser la robustesse de cette commande. On a vu que la connaissance de la constante de temps rotorique est très importante car elle intervient directement dans la relation de l'autopilotage. Or, la dérive de cette dernière altère la commande et provoque la perte du découplage. La recherche bibliographique, nous a permis de voir que plusieurs études sont portées dans ce contexte.

Le troisième chapitre a été réservé à un exposé sur la théorie de l'optimisation par particule d'essaim « *Particle Swarm Optimization* » (PSO), son apparition, son principe de fonctionnement et ses différentes applications dans les divers domaines de l'industrie (traitement d'image, robotisation, domaine spatial et biomédical), le chapitre a été clôturé par un exemple d'optimisation par les deux techniques les AGs et les PSO, la comparaison a montrée que les PSO sont plus robuste et flexible. Ainsi, ce résultat approuvé par la recherche bibliographique [28], [29].

Le quatrième chapitre a cité les différents indices de performances utilisés pour l'évaluation d'une fonction objective. Différentes applications sont menées avec l'optimisation des gains des régulateurs utilisés par la technique PSO. Une adaptation de la constante de temps

rotorique par la technique MRAS a été adopté dans le but de garder le découplage (couple-flux) et de rétablir les performances du réglage et de maintenir l'efficacité maximale de la machine. Dans cet exemple, il a été approuvé la puissance des PSO pour l'optimisation des gains, (K_p et K_i), qui en réalité il n'existe pas une méthode analytique pour les déterminer.

Bien que, les objectives sub-visées dans l'introduction ont été suffisamment atteints, toutefois, le travail du présent mémoire n'offre pas la solution idéale pour faire face aux contraintes liées à l'utilisation de la technique PSO pour avoir un meilleur mécanisme de réglage. En effet, reste comme perspectives de suggérer l'identification des paramètres du modèle et d'optimiser les gains de réglage par PSO avec une implantation sur site réel.

ANNEXE A

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

A.1 PARAMETRES ELECTRIQUES

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

A.2 PARAMETRES MECANIQUES

$J = 0.05Kgm^2$	Moment d'inertie
$f = 0.001SI$	Coefficient de frottement

A.3 PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

$C_{elec} = 25Nm$	Couple électromagnétique
$p = 2$	Nombre de paire de pôles

ANNEXE B

PARAMETRES DES REGULATEURS

B.1 PARAMETRES DU REGULATEUR DE COURANT

On calcul la fonction de transfert en boucle ouverte, de la figure (II.12) :

$$G_o(S) = \left(k_p + \frac{k_i}{S}\right) \cdot \left(\frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \sigma T_s S}\right)$$

$$= k_p \left(S + \frac{k_i}{k_p}\right) \cdot \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{S + \frac{R_s}{\sigma L_s}}$$

; par compensation on aura $\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s}$,

Calcul de la fonction de transfert en boucle fermée :

$$F(S) = \frac{G_o(S)}{1 + G_o(S)} = \frac{\frac{k_p}{\sigma L_s} \cdot \frac{1}{S}}{1 + \frac{k_p}{\sigma L_s} \cdot \frac{1}{S}}$$

, après calcul et développement on trouve :

$$F(S) = \frac{1}{\tau_i S + 1} ; \text{ avec } \tau_i = \frac{\sigma L_s}{k_p} : \text{ constante de temps des courants dans les deux boucles.}$$

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 .

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

B.2 PARAMETRES DU REGULATEUR DE VITESSE

Dans la figure (II.14), on a deux boucles en cascades.

Pour la première boucle, en BO, on a :

$$G_{01}(S) = \frac{k_v \cdot k_e}{J \cdot S}, \text{ } k_e : \text{ constante du couple électromagnétique.}$$

En BF, on a : $F_1(s) = \frac{G_{01}}{1 + G_{01}} = \frac{1}{1 + \tau_1 S}$; avec $\tau_1 = \frac{J}{k_v \cdot k_e}$ où τ_1 : constante de temps pour la première boucle.

Pour la deuxième boucle, en BO, on a :

$$G_{02}(S) = \frac{1}{T_v \cdot S} \cdot \frac{1}{1 + \tau_1 \cdot S}$$

En BF, on a :

$$F_2(S) = \frac{G_{02}(S)}{1 + G_{02}(S)} = \frac{\frac{1}{T_v \cdot \tau_1}}{S^2 + \frac{1}{\tau_1} S + \frac{1}{T_v \cdot \tau_1}},$$

par identification à la forme canonique du deuxième ordre

$$F(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\zeta\omega_n \cdot S + \omega_n^2}, \text{ on aura :}$$

$$\begin{cases} \omega_n^2 = \frac{1}{T_v \cdot \tau_1} \\ 2\zeta\omega_n = \frac{1}{\tau_1} \end{cases}, \text{ alors } \begin{cases} \tau_1 = \frac{1}{2\zeta\omega_n} \\ T_v = \frac{2\zeta}{\omega_n} \end{cases}$$

ω_n : définissant la bande passante du système en boucle fermée.

$\tau = \frac{1}{\omega_n}$; Constante de temps en BF.

On choisissant τ donc ω_n et en fixant ζ , on déduit T_v , τ_1 et k_v .

Application numérique

Pour : $\tau = 0.015 \text{sec}$, $\omega_n = 62.5 \text{rad/sec}$ et $\zeta = 1$ on aura :

T_v	k_v	K_{pi}	K_{ii}
0.032	2.33	13.30	1200

Bibliographie

- [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]: Christian Blum & Daniel Merkle : Swarm Intelligence, Introduction and Applications- Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2008.
- [4]: CHATELAIN Jean, Traité d'électricité Tome 1, Presse polytechniques Romandes - 1983
- [5]: Caron J. P., Hautier J.P., Modélisation et commande de la machine asynchrone, Edition Technipub- 1995.
- [6]: 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.
- [7]: 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.
- [8]: BAZI Smail, Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension, mémoire ingénieur d'état, Université de Batna -1995.
- [9]: 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.
- [10]: 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
- [11]: HAMADOUCHE Sonia, Contribution à l'amélioration des structures de régulation des courants des machines à courant alternatif, Thèse de magister, Université de Batna – 2007.
- [12]: 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.
- [13]: SORIN Gusia, Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI Application aux actionnements électriques, Université catholique de Louvain , Thèse de doctorat – 2005.

- [14]: TAMRABET Hanane, Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone, Thèse de magister, Université de Batna – 2006.
- [15]: 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.
- [16]: 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.
- [17]: C. Canudas De Wit, commande des moteurs synchrones 2, modélisation control vectoriel et DTC, édition Hermes science europe 2000.
- [18]: G. Grellet and G. Clerc, "Actionneurs électriques-Principes Modèles Commande," Edition Eyrolles, Paris 1997.
- [19]: Michael A. Johnson & Mohammad H.Moradi, PID Control New Identification and Design Methods, Springer-Verlag London Limited – 2005.
- [20]: Katsuhiko Ogata, Modern Control Engineering, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey - 1997.
- [21]: Daniel Ashlock, Evolutionary Computation for Modeling and Optimization, New York, NY 10013, USA– 2000
- [22]: Randy L. Haupt & Sue Ellen Haupt, Practical Genetic Algorithms, second edition, Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, USA.
- [23]: D.A.Golbber. Genetic algorithms in search, optimisation and machine learning. Addison-Wesley, janvier 1999.
- [24]: Jean Marc Alliot. Algorithmes génétiques et applications. ENAC 2000. www.recherche.enac.fr
- [25] James Kennedy & Russell C. Eberhart, Swarm intelligence, Morgan Kaufmann Publishers, 2000.
- [26] : Maurice Clerc, L'optimisation par essaim particulaire, Tutorial pour PSO 2003-http://www.particlelesswarm.net/oep_2003.
- [27]: Maurice Clerc, M. and Kennedy, J. The Particle Swarm : Explosion, Stability, and Convergence in a Multi-Dimensional Complex Space. In Proceedings of the IEEE Transactions on Evolutionary Computation, (2002).
- [28]: Rania Hassan & Babak Cohanim & Olivier de Weck : A Copmarison Of Particle Swarm Optimization And The Genetic Algorithm- American Institute of Aeronautics and Astronautics - Colorado – 2004
- [29]: Chao Ou & Weixing Lin, Comparison between PSO and GA for Parameters Optimization of PID Controller, China, Proceedings of the 2006 IEEE

- [30]: Wei WU : Synthèse d'un contrôleur flou par Algorithme Génétique : Application au réglage dynamique des paramètres d'un système. Thèse pour obtenir le grade de Docteur de l'Université de Lille 1 Discipline : Automatique et Informatique Industrielle. 1998
- [31]: George Ellis : Control system design guide – A practical guide, Elsevier academic press, 2004, California.
- [32]: Codrons Benoit: Process modelling for control, British Library – 2005
- [33]: Mehdi Nasri, Hossein Nezamabadi-pour, and Malihe Maghfoori: A PSO-Based Optimum Design of PID Controller a Linear Brushless DC Motor, , Proceedings Of World Academy Of Science, Engineering And Technology Volume 20 April 2007
- [34]: Anisha M. C. Fernandes: Gas Turbine Control And Load Sharing Of A Shipboard Power System, Master of Science in Electrical Engineering, Morgantown, West Virginia 2006 , USA.
- [35]: WeiZhng KunWang Shouzhi-Li: Increment PID Controller Based on Immunity Particle Swarm Optimization Algorithm, IMACS Multiconference on "Computational Engineering in Systems Applications"(CESA), October 4-6, 2006, Beijing, China.
- [36]: Haibing Hu, Qingbo Hu, Zhengyu Lu, Dehong Xu: Optimal PID Controller Design in PMSM Servo System Via Particle Swarm Optimization, China 2005 - IEEE
- [37]: Zwe-Lee Gaing: A Particle Swarm Optimization Approach for Optimum Design of PID Controller in AVR System, IEEE Transactions On Energy Conversion, June 2004. Taiwan.
- [38]: R.C. Dorf.: Modern Control Systems. Addison-Wesley,Reading,MA., 1974.
- [39]: C. Schauder: Adaptative Speed Identification For Vector Control Of Induction Motors Without Rotational Transducers, Conf. Rec. IEEE – 1989.