

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA



FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

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

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

OPTIMISATION PAR ALGORITHMES GENETIQUES
APPLICATION A LA COMMANDE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE

Proposé et dirigé par :

-M. Said BARKATI

Présenté par :

- NADRA MAHMOUDI

Année Universitaire : 2005 / 2006



REMERCIEMENTS

J'ai l'honneur d'exprimer mes remerciements et ma profonde gratitude à

Tout ceux qui ont participé de près ou de loin à l'aboutissement de cette modeste étude.

Surtout à monsieur Said Barkati, pour sa patience, ses directives enrichissantes et sa disponibilité.

A monsieur Bendjaima pour sa vigilance et son dévouement dans sa direction de notre département afin de nous procurer l'atmosphère et les bonnes conditions d'étude.

Une intention particulière à monsieur et madame Bedboudi pour leur intérêt, leur soutien et leur gentillesse.

A monsieur Chakroune avec tout mon respect.

A monsieur Laamari, Chafaa et Chemachema pour leur aide et pour la documentation qu'ils m'ont fournie.

Et enfin, je remercie tout particulièrement mes camarades Brahim Nadjib et Meckideche Dalel.

A mes amies Faiza Boussakra, Berabeh Aicha, Meriem Hadjab et enfin mes amies Fayed Sabrine et Dif Zina.

DEDICACE

JE DEDIE CE MEMOIRE :

*A MES PARENTS AVEC TOUTE MA GRATITUDE POUR
TOUTES*

*CES ANNEES DE SACRIFICES ET DE
D'ENCOURAGEMENT*

A MES FRERES MHAMED EL WALID ET ABDELALI

A MON AMIE D'ENFANCE FATIMA AOUINA.

Sommaire

<i>Introduction générale</i>	01
<i>Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone</i>	
I.1 Introduction	03
I.2 Modélisation de la machine asynchrone	03
I.2.1 Description de la machine	03
I.2.2 Hypothèses simplificatrices	04
I.2.3 Mise en équation du modèle de la machine	05
a. Equations électriques	05
b. Equations magnétiques	06
c. Equation mécanique	07
I.2.4 Transformation de Park	08
I.2.4.1 Application de la transformation de Park	10
a. Equations électriques	10
b. Equations magnétiques	11
c. Equation mécanique	12
I.2.5 Choix du référentiel d'observation	14
a. Référentiel lié au stator	14
b. Référentiel lié au rotor	14
c. Référentiel lié au champ tournant	15
I.2.6 Modèle d'état	16
a. Mise en équation du modèle d'état	16
b. Couple électromagnétique	17
c. Equation du mouvement	17
I.2.7 Simulation de la machine asynchrone	17
I.2.7.1 Résultats de la simulation	18
I.2.7.2 Interprétations des résultats	20
I.3 Modélisation de l'alimentation	20
I.3.1 Modélisation de l'onduleur	21
I.3.1.1 Stratégie de la commande par hystérésis	23
I.3.2 Simulation de l'ensemble onduleur – machine asynchrone	27

I.3.3	Interprétations des résultats	28
I.4	Conclusion	29
<i>Chapitre II : Commande vectorielle de la machine asynchrone</i>		
II.1	Introduction	30
II.2	Principe de la commande vectorielle	30
II.3	Réglage de la vitesse	35
II.3.1	Réglage de la vitesse par la méthode indirecte	35
II.3.1.1	Calcul des paramètres du régulateur PI	37
II.3.1.2	Discrétisation du régulateur PI	37
II.3.1.3	Simulation numérique	39
II.3.1.4	Interprétations des résultats	42
II.3.2	Réglage de la vitesse par la méthode directe	43
II.3.2.1	Régulation de la vitesse	44
II.3.2.2	Régulation du flux	44
II.3.2.2.1	Estimateur du flux	44
II.3.2.2.2	Discrétisation du régulateur PI	45
II.3.2.3	Simulation numérique	47
II.3.2.4	Interprétations des résultats	51
II.4	Etude de la robustesse de la commande	51
II.4.1	Interprétations des résultats	51
II.5	Conclusion	55
<i>Chapitre III : Optimisation par algorithme génétique</i>		
III.1	Introduction	56
III.2	Définition des algorithmes génétiques	58
III.2.1	Le codage	58
III.2.2	Choix de la population initiale	58
III.2.3	Définir la fonction à optimiser	58
III.2.4	Définir les opérateurs de diversité	59
III.2.5	Définir les paramètres de dimension	59
III.2.6	Critère d'arrêt	59

III.3 Les opérateurs des algorithmes génétiques	61
III.3.1 Le codage	61
III.3.2 Génération de la population initiale	61
III.3.3 Fonction objective et fitness	62
III.3.4 La sélection	62
III.3.4.1 La sélection par roulette	62
III.3.4.2 Sélection par rang	63
III.3.4.3 Sélection de De Jong	63
III.3.4.3.1 Elitisme	64
III.3.4.3.2 Méthode de l'espérance mathématique	64
III.3.4.4 Sélection de Brindel	65
III.3.4.4.1 Sélection stochastique pour la partie restante sans remplacement	65
III.3.4.4.2 Sélection par tournois	65
III.3.5 Croisement	65
III.3.5.1 Probabilité de croisement	67
III.3.6 La mutation	67
III.3.6.1 Probabilité de mutation	68
III.3.7 Critère d'arrêt	69
III.4 La minimisation d'une fonction	69
III.5 Algorithme génétique à codage réel	69
III.5.1 Croisement barycentrique	69
III.5.2 La mutation	70
III.5.2.1 La mutation uniforme	70
III.5.2.2 La mutation non uniforme	70
III.6 Mise en œuvre de l'algorithme génétique	71
III.7 Validation de la méthode	71
III.8 Applications des algorithmes génétiques	76
III.9 Conclusion	76
<i>Chapitre IV : Optimisation par algorithmes génétiques de la commande de la machine Asynchrone</i>	
IV.1 Introduction	77
IV.2 La fonction objective	77

IV.3 La fitness	79
IV.4 Présentation de l'algorithme génétique	79
IV.4.1 Paramètres de l'algorithme génétiques	80
IV.4.2 Choix de l'intervalle de recherche	80
IV.5 Application des résultats à la commande de la machine	85
IV.6 Conclusion	92
<i>Conclusion générale</i>	93
<i>Annexe</i>	94

Notation :

MAS:	Machine asynchrone.
s, r :	Indices correspondants au stator et au rotor.
a _s , b _s , c _s :	Indices correspondants au trois phases du stator.
a _r , b _r , c _r :	Indices correspondants au trois phases du rotor.
r _s , r _r :	Résistances statorique et rotorique.
L _s :	Inductance propre d'une phase statorique.
L _r :	Inductance propre d'une phase rotorique.
L _{ms} :	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
L _{sr} :	Inductance mutuelle entre phases statoriques
L _{mr} :	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
J:	Moment d'inertie.
Ω :	Vitesse mécanique de la machine.
ω _s :	Pulsation électrique statorique.
ω _r :	Pulsation électrique rotorique.
p :	Nombre de paires de pôles de la machine.
d, q :	Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant .
α,β :	Axes correspondant au référentiel lié au stator.
x,y:	Axes correspondant au référentiel lié au rotor.
C _r :	Couple résistant.
C _{em} :	Couple électromécanique.
f _r :	Coefficient de frottement.
ϕ _s , ϕ _r :	Flux statorique et rotorique.
v :	Tension.
i :	Courant.
Tr=Lr/r _r :	Constante de temps rotorique.
σ = 1 - L _m ² / L _s L _r :	Coefficient de dispersion.
S :	Opérateur de Laplace.
AG:	Algorithme génétique.
Pcrois:	Probabilité de croisement.
Pmut:	Probabilité de mutation.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GENERALE

Les machines électriques sont au cœur de toute dynamique que soit électrique ou mécanique. Elles représentent le nerf de toute l'industrie. Les chercheurs et les industriels n'ont cessé d'améliorer leur rendement, d'augmenter leur robustesse et de diminuer leur coût et leur poids.

L'objectif principal de la commande des machines est de pouvoir en obtenir un comportement à vitesse variable et un contrôle rapide du couple. Le couple est créé suite à l'interaction entre un flux magnétique et un courant électrique.

Les machines à courant continu présentent l'avantage d'une commande facile en raison du découplage naturel qui existe entre le couple et le flux. Pour obtenir de haute performance dynamique, il suffit de maintenir le flux à son niveau nominal et de régler le courant pour l'obtention du couple désiré. Cependant la présence du dispositif balais – collecteur est un inconvénient majeur, ce commutateur mécanique fragilise la machine et rend son entretien coûteux [5] [6] [19].

Face à ces inconvénients la machine asynchrone présente des avantages dynamiques attractifs. De par sa construction (absence du système balais – collecteur), la machine asynchrone est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Malheureusement, vu sa construction dynamique linéaire et les complications inhérentes à son couple et son flux fortement couplés, sa commande se présente difficile et complexe [1] [5] [6] [19].

Plusieurs chercheurs se sont penchés sur cette question. Il en résulte la mise au point d'une multitude de techniques de commande, les une plus compétitives que les autres. Parmi ces commandes nous citerons la commande adaptative [7], la commande par retour d'état [5], la commande par mode glissant [25] et la commande vectorielle [19] [9].

L'avènement de l'électronique de puissance et des microprocesseurs a permis l'implantation de ces commandes faisant de la machine asynchrone un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle du flux.

La commande vectorielle s'avère être un outil très efficace. Elle permet de rajouter de la simplicité à la commande de la machine asynchrone en découplant le réglage du flux et du couple.

Bien que la régulation classique à base de régulateur de type PI réalise le découplage entre le flux et le couple, ses performances en terme de temps de réponse et de dépassement restent limitées. Ces limitations sont principalement dues au choix des paramètres de ces régulateurs

Afin d'obtenir de meilleures performances on a recours à l'optimisation de ces régulateurs. Pour se faire nous faisons appel aux algorithmes génétiques. Ces derniers montrent de très bonnes performances dans la résolution de problèmes sur lesquels peu d'information sont disponibles ou par lesquels on doit considérer plusieurs critères d'optimisation.

L'optimisation des régulateurs PI par algorithmes génétiques a fait l'objet de plusieurs applications et publications [19] [21] [22] [23].

L'objectif de ce mémoire est d'optimiser les régulateurs PI implantés au sein de la commande vectorielle de la machine asynchrone.

Au cours du premier nous abordons la modélisation de la machine asynchrone et de son alimentation.

Le deuxième chapitre sera consacré à la synthèse de la commande vectorielle et à la régulation de la vitesse en utilisant des régulateurs de type PI.

Au cours du troisième chapitre nous exposerons succinctement les principes et les lois qui régissent les algorithmes génétiques.

Le dernier chapitre sera consacré à l'optimisation du régulateur PI par algorithmes génétiques.

Enfin, une conclusion générale viendra faire le point sur notre travail et mettra en évidence les principaux résultats auxquels nous avons abouti.

CHAPITRE I
MODÉLISATION DE
LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 Introduction

Les machines électriques sont souvent connues par leurs enroulements et leur géométrie propre et complexe [4][5]. L'analyse de leur comportement dynamique et électrique ne peut se faire que par un modèle dont le comportement est le plus proche possible de celui de la machine réelle étudiée.

La modélisation de la machine électrique est donc indispensable. Elle permet l'observation et l'analyse des grandeurs électrique ainsi que l'élaboration de la loi de la commande la plus adoptée.

La commande de ces machines se traduit par le contrôle de leur position ou de leur couple. Pour obtenir un fonctionnement à vitesse variable, ces machines doivent être alimentées à fréquence variable. Raison pour laquelle les machines asynchrones sont souvent associées à un onduleur.

Dans ce chapitre nous nous intéresserons en premier lieu à la modélisation de la machine asynchrone par :

- La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices ;
- La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park ;
- La mise sous forme d'équation d'état.

En deuxième lieu nous procéderons à la modélisation de l'onduleur.

I.2 Modélisation de la machine asynchrone

I.2.1 Description de la machine

La machine asynchrone est constituée de deux armatures : une armature fixe dite stator et une autre mobile dite rotor. Au même titre, le stator, aussi bien que le rotor contient trois enroulements identiques séparées par un angle de 120° . Les phases statoriques et rotoriques sont séparées par un angle électrique θ . Chaque phase, statorique ou rotorique est représentée par une bobine diamétrale.

Le stator est alimenté soit par une source de tension sinusoïdale ou par un onduleur de tension ou de courant. [1] [17]

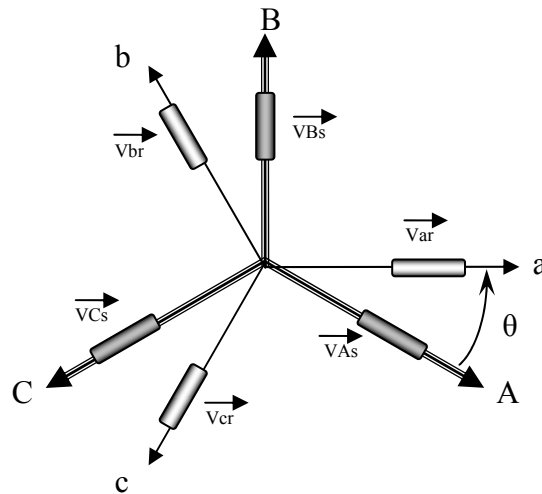


Figure (I.1) Modèle simplifié de la machine asynchrone.

En notant que :

- r et s : indices respectifs du rotor et du stator,
- A, B et C : font référence au stator,
- A, b, et c : font référence au rotor,
- V_{As} , V_{Bs} et V_{Cs} : les tensions appliquées au trois phases statoriques,
- V_{ar} , V_{br} et V_{cr} : les tensions des trois phases rotoriques,
- θ : angle électrique entre une phase statorique et une phase rotorique.

I.2.2 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine se fait à partir d'hypothèses simplificatrices. Les plus utilisées dans le cas d'une machine asynchrone sont [1] [2] [19] :

1. La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault ainsi que l'effet d'encoche sont négligeables ;
2. Les résistances des enroulements ainsi que la perméabilité du circuit magnétique sont constantes ;
3. L'effet de peau et l'échauffement ne sont pas pris en compte ;
4. L'entrefer est constant (d'épaisseur uniforme) ;
5. La machine est alimentée par un système triphasé sinusoïdal et équilibré ;
6. La force magnétomotrice, créée par les enroulements statoriques et rotoriques, est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer.

Il en résulte [1]:

1. L'additivité du flux ;
2. La constance des inductances propres ;
3. Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques varient sinusoïdalement en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

I.2.3 Mise en équation du modèle de la machine

En se basant sur les hypothèses simplificatrices et leurs conséquences citées précédemment, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

a. Equations électriques

- pour le stator

$$\begin{cases} V_{As} = r_s i_{As} + \frac{d}{dt} \phi_{As} \\ V_{Bs} = r_s i_{Bs} + \frac{d}{dt} \phi_{Bs} \\ V_{Cs} = r_s i_{Cs} + \frac{d}{dt} \phi_{Cs} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Sous forme matricielle :

$$[V_{ABCs}] = R_s [i_{ABCs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{ABCs}] ; \quad (\text{I.2})$$

$$\text{Avec } R_s = r_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

- pour le rotor

$$\begin{cases} V_{ar} = r_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \phi_{ar} \\ V_{br} = r_r i_{br} + \frac{d}{dt} \phi_{br} \\ V_{cr} = r_r i_{cr} + \frac{d}{dt} \phi_{cr} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Sous forme matricielle

$$[V_{abcr}] = R_r [i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcr}] \quad (\text{I.4})$$

$$\text{Avec } R_r = r_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

b. Equations magnétiques

Les équations du flux en fonction du courant s'écrivent à partir de la matrice des inductances. Celle-ci, comporte 36 coefficients non nuls dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de θ . La matrice inductances est constituée de quatre sous matrices [1]:

$$\begin{pmatrix} \phi_{ABCs} \\ \phi_{abcr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_s] & [L_{msr}] \\ [L_{mrs}] & [L_r] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ABCs} \\ i_{abcr} \end{pmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Avec :

- matrice d'inductance propre statorique :

$$[L_s] = \begin{pmatrix} l_s & L_{ms} & L_{ms} \\ L_{ms} & l_s & L_{ms} \\ L_{ms} & L_{ms} & l_s \end{pmatrix}$$

- matrice d'inductance propre rotorique :

$$[L_r] = \begin{pmatrix} l_r & L_{mr} & L_{mr} \\ L_{mr} & l_r & L_{mr} \\ L_{mr} & L_{mr} & l_r \end{pmatrix}$$

- matrice d'inductance mutuelle L_{msr} et L_{mrs} :

$$[L_{msr}] = [L_{mrs}]^T = L_m \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{pmatrix}$$

On obtient en final :

$$\begin{pmatrix} \phi_{As} \\ \phi_{Bs} \\ \phi_{Cs} \\ \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} l_s & L_{ms} & L_{ms} & L_{m1} & L_{m3} & L_{m2} \\ L_{ms} & l_s & L_{ms} & L_{m2} & L_{m1} & L_{m3} \\ L_{ms} & L_{ms} & l_s & L_{m3} & L_{m2} & L_{m1} \\ L_{m1} & L_{m2} & L_{m3} & l_r & L_{mr} & L_{mr} \\ L_{m3} & L_{m1} & L_{m2} & L_{mr} & l_r & L_{mr} \\ L_{m2} & L_{m3} & L_{m1} & L_{mr} & L_{mr} & l_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} \quad (I.6)$$

Avec :

- l_s : L'inductance propre d'une phase statorique ;
- l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique ;
- L_{ms} : L'inductance mutuelle entre phases statoriques ;
- L_{mr} : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.

Et :

$$\begin{aligned} L_{m1} &= L_{msr} \cos(\theta), \\ L_{m2} &= L_{msr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right), \\ L_{m3} &= L_{msr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right). \end{aligned}$$

c. Equation mécanique

L'équation mécanique est donnée par l'expression suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega, \quad (I.7)$$

$$C_{em} = p (i_{As} \ i_{Bs} \ i_{Cs}) \frac{d}{d\theta} \left((L_m) \begin{pmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} \right), \quad (I.8)$$

$$\frac{1}{p} \frac{d\theta}{dt} = \Omega. \quad (I.9)$$

Avec :

J : moment d'inertie totale sur l'arbre du moteur,

Ω : vitesse de rotation de la machine,

C_{em} : couple électromagnétique,

f_r : coefficient de frottement visqueux,

On remarque lors de l'étude du modèle précédent, que le système d'équations décrit, est non seulement d'un ordre élevé, mais aussi, que ces coefficients trigonométriques varient en fonction de l'angle θ ; ce qui traduit sa non linéarité. Sa résolution analytique devient alors difficile, voire même impossible.

Ce problème se résout par la simplification de ces équations, c'est-à-dire, transformer ce système triphasé équilibré en un système biphasé à coefficients constants (indépendants de l'angle θ) par l'intermédiaire de la transformation de Park.

I.2.4 Transformation de Park

La transformation de Park consiste à remplacer les trois enroulements du stator par deux enroulements l'un sur un axe u l'autre sur un axe v . Le repère rotorique tournant est cependant remplacé par un autre repère fictif immobile.[17]

Ces remplacements se font tout en préservant la force magnétomotrice et la puissance instantanée de la machine afin de conserver son comportement et obtenir un modèle fiable.[9]

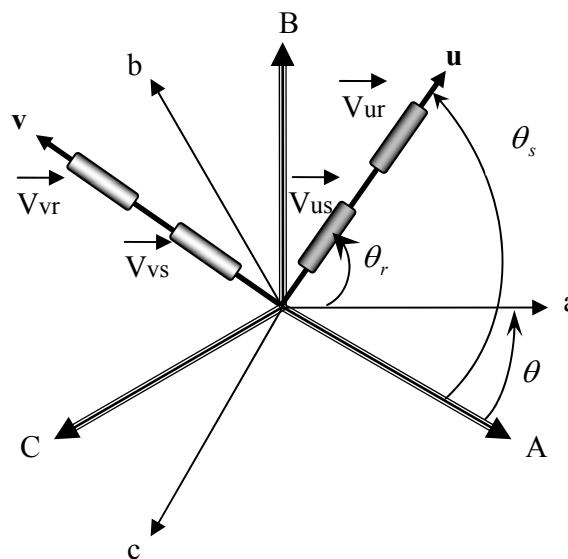


Figure (I.2) Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé

Tel que:

θ : Angle électrique entre le stator et le rotor;

θ_s : Angle électrique (\vec{A}, \vec{u}) ;

θ_r : Angle électrique (\vec{a}, \vec{u}) ;

V_{us} et V_{vs} représentent les tensions statoriques dans le système d'axes (uv),

V_{ru} et V_{vr} représentent les tensions rotoriques dans le système d'axes (uv),

Le passage d'un système triphasé à un système biphasé se fait comme suit :

$$\begin{aligned} [X_{uv0}] &= [P(\theta_c)] [X_{abc}] \\ [X_{abc}] &= [P(\theta_c)]^{-1} [X_{uv0}] \end{aligned} \quad (I.10)$$

Avec :

$[P(\theta_c)]$: la matrice de la transformation directe de Park,

$[P(\theta_c)]^{-1}$: la matrice de la transformation inverse de Park,

X : peut être la tension, le courant ou le flux,

θ_c : position angulaire du système d'axes (uv) par rapport au système d'axes réels (ABC) ou (abc).

L'indice 0 fait allusion à une composante homopolaire, celle-ci est ajoutée afin d'équilibrer la transformation. Ces composantes sont égales à zéro dans le cas d'un système triphasé équilibré.

La matrice de transformation directe de Park est :

$$[P(\theta_c)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & \cos(\theta_c - 2\pi/3) & \cos(\theta_c + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_c) & -\sin(\theta_c - 2\pi/3) & -\sin(\theta_c + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Sa matrice inverse :

$$[P(\theta_c)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & -\sin(\theta_c) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

I.2.4.1 Application de la transformation de Park [1]

L'application de la transformation de Park sur les équations (I.1), (I.3), (I.6), (I.8) nous donne le système d'équations suivant :

a. Equations électriques

- pour le stator

$$\theta_c = \theta_s$$

$$[V_{uv0s}] = [R_s][i_{uv0s}] + \frac{d}{dt}[\phi_{uv0s}] + [P(\theta_s)] \left[\frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} \right] [\phi_{uv0s}] \quad (I.13)$$

$$[P(\theta_s)] \left[\frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} \right] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \quad (I.14)$$

- pour le rotor

$$\theta_c = \theta_r$$

$$[V_{uv0r}] = [R_r][i_{uv0r}] + \frac{d}{dt}[\phi_{uv0r}] + [P(\theta_r)] \left[\frac{d}{dt} [P(\theta_r)]^{-1} \right] [\phi_{uv0r}] \quad (I.15)$$

$$[P(\theta_r)] \left[\frac{d}{dt} [P(\theta_r)]^{-1} \right] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \quad (I.16)$$

Ce qui nous donne le système d'équation suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{us} = r_s i_{us} + \frac{d}{dt} \phi_{us} - \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \phi_{vs} \\ V_{vs} = r_s i_{vs} + \frac{d}{dt} \phi_{vs} + \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \phi_{us} \\ V_{ur} = r_r i_{ur} + \frac{d}{dt} \phi_{ur} - \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \phi_{vr} = 0 \\ V_{vr} = r_r i_{vr} + \frac{d}{dt} \phi_{vr} + \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \phi_{ur} = 0 \end{array} \right. \quad (I.17)$$

V_{ru} et V_{vr} sont nulles puisque le rotor est en court-circuit.

b. Equations magnétiques

En suivant la même analyse que pour les équations électriques on obtient :

$$[\phi_{uv0s}] = [P(\theta_s)][L_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{uv0s}] + [P(\theta_s)][L_{msr}][P(\theta_s)]^{-1}[i_{uv0r}] \quad (I.18)$$

$$[\phi_{uv0r}] = [P(\theta_r)][L_r][P(\theta_r)]^{-1}[i_{uv0r}] + [P(\theta_r)][L_{msr}][P(\theta_r)]^{-1}[i_{uv0s}] \quad (I.19)$$

Après développement et simplifications, l'expression du flux est :

$$\begin{bmatrix} \phi_{us} \\ \phi_{vs} \\ \phi_{os} \\ \phi_{ur} \\ \phi_{vr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - L_m & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{msr} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - L_m & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{msr} & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2L_{ms} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}L_{msr} & 0 & 0 & l_r - L_{mr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_{msr} & 0 & 0 & l_r - L_{mr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2L_{mr} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

En éliminant la composante homopolaire et on posant :

$L_s = l_s - L_m$: inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - L_{mr}$: inductance cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2}L_{msr}$: inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

On obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \phi_{us} = L_s i_{us} + L_m i_{ur} \\ \phi_{vs} = L_s i_{vs} + L_m i_{vr} \\ \phi_{ur} = L_r i_{ur} + L_m i_{us} \\ \phi_{vr} = L_r i_{vr} + L_m i_{vs} \end{cases} \quad (I.21)$$

En remplaçant les équations des flux dans les équations des tensions, on trouve :

$$\begin{pmatrix} V_{us} \\ V_{vs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_s L_s & L_m \frac{d}{dt} & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & r_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_s L_m & L_m \frac{d}{dt} \\ L_m \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega)L_m & r_r + L_r \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega)L_m \\ (\omega_s - \omega)L_m & L_m \frac{d}{dt} & (\omega_s + \omega)L_m & r_r + L_r \frac{d}{dt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \\ i_{ur} \\ i_{vr} \end{pmatrix} \quad (I.22)$$

Avec :

$$(\omega_s - \omega) = \omega_r; \quad \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}; \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}; \quad (\omega_s - \omega) = \frac{d\theta_r}{dt} = p\Omega.$$

c. Equation mécanique

Le couple électromagnétique est une grandeur dont la connaissance est primordiale pour la modélisation de la machine asynchrone. L'équation qui introduit le C_{em} est cependant déduite du développement de l'équation de la puissance instantanée $P_e(t)$:

$$P_e = \underbrace{V_{us} i_{us}}_{P_s} + \underbrace{V_{vs} i_{vs}}_{P_r}$$

$$P_s = (r_s i_{us}^2 + r_s i_{vs}^2) + \left(i_{us} \frac{d\phi_{us}}{dt} + i_{vs} \frac{d\phi_{vs}}{dt} \right) + \omega_s (\phi_{us} i_{vs} - \phi_{vs} i_{us})$$

$$P_r = (r_r i_{ur}^2 + r_r i_{vr}^2) + \left(i_{ur} \frac{d\phi_{ur}}{dt} + i_{vr} \frac{d\phi_{vr}}{dt} \right) + (\omega_s - \omega) (\phi_{ur} i_{vr} - \phi_{vr} i_{ur})$$

Cette expression est composée de trois parties :

- $P_j = r_s (i_{us}^2 + i_{vs}^2) + r_r (i_{ur}^2 + i_{vr}^2)$: La puissance dissipée dans les résistances statorique et rotorique ;
- $P_f = \left(i_{us} \frac{d\phi_{us}}{dt} + i_{vs} \frac{d\phi_{vs}}{dt} \right) + \left(i_{ur} \frac{d\phi_{ur}}{dt} + i_{vr} \frac{d\phi_{vr}}{dt} \right)$: Puissance fluctuante momentanément stockée dans les phases de la machine asynchrone ;
- $P_{em} = \omega_s (\phi_{us} i_{vs} - \phi_{vs} i_{us}) + (\omega_s - \omega) (\phi_{ur} i_{vr} - \phi_{vr} i_{ur})$: Puissance échangée entre les deux armatures de la machine asynchrone (puissance électromagnétique).

A partir des équations du flux (I.19) on obtient :

$$\begin{aligned}\phi_{us}i_{vs} - \phi_{vs}i_{us} &= L_m(i_{ur}i_{vs} - i_{vr}i_{us}) \\ \phi_{ur}i_{vr} - \phi_{vr}i_{ur} &= L_m(i_{us}i_{vr} - i_{vs}i_{ur}) \\ \phi_{us}i_{vs} - \phi_{vs}i_{us} &= -(\phi_{ur}i_{vr} - \phi_{vr}i_{ur})\end{aligned}$$

On en déduit que :

$$\begin{aligned}P_{em} &= \omega_s [(\phi_{us}i_{vs} - \phi_{vs}i_{us}) + (\phi_{ur}i_{vr} - \phi_{vr}i_{ur})] - \omega(\phi_{ur}i_{vr} - \phi_{vr}i_{ur}) \\ P_{em} &= \omega_s [(\phi_{us}i_{vs} - \phi_{vs}i_{us}) - (\phi_{us}i_{vs} - \phi_{vs}i_{us})] - \omega(\phi_{ur}i_{vr} - \phi_{vr}i_{ur}) \\ P_{em} &= -\omega(\phi_{ur}i_{vr} - \phi_{vr}i_{ur}) \\ P_{em} &= \omega L_m(i_{vs}i_{ur} - i_{us}i_{vr})\end{aligned}$$

On a :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = \frac{P_{em}}{\omega} p$$

Donc :

$$C_{em} = pL_m(i_{vs}i_{ur} - i_{us}i_{vr}) \quad (I.23)$$

A partir des équations du flux :

$$\begin{aligned}i_{ur} &= \frac{(\phi_{ur} - L_m i_{us})}{L_r} \\ i_{vr} &= \frac{(\phi_{vr} - L_m i_{vs})}{L_r}\end{aligned}$$

En remplaçant ces équations dans l'équation du couple on obtient :

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r}(\phi_{ur}i_{vs} - \phi_{vr}i_{us}) \quad (I.24)$$

Avec :

p : nombre de paire de pole.

L_r : inductance cyclique rotorique.

L_m : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

I.2.5 Choix du référentiel d'observation

Il existe trois référentiels différents. Le choix du référentiel le mieux adapté se fait en fonction de l'application [16].

a. Référentiel lié au stator

Se traduit par les conditions suivantes :

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \\ \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega \end{cases} \quad (I.25)$$

Les indices u et v sont respectivement remplacés par les indices α et β . ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Ses courants et ses tensions sont réels. Il est choisi lorsqu'on désire étudier les variations simultanées de la fréquence d'alimentation et de la vitesse de rotation (régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif) [7] [19] [5].

b. Référentiel lié au rotor

Se traduit par les conditions suivantes :

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \\ \frac{d\theta}{dt} = 0 \end{cases} \quad (I.26)$$

Les indices u et v sont respectivement remplacés par les indices x et y .

Ce référentiel est utilisé pour étudier les processus transitoires des les machines à courant alternatif. Il est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante ; telle que l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit dans le rotor [9].

c. Référentiel lié au champ tournant

Se traduit par la condition :

$$\begin{cases} \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r \end{cases} \quad (I.27)$$

Les indices u et v sont respectivement remplacés par les indices d et q.

Les équations électriques deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I.28)$$

Les équations magnétiques sont :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (I.29)$$

L'équation mécanique :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (I.30)$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplification dans la formulation des équations électriques. Il fait correspondre des grandeurs continues à des grandeurs sinusoïdales en régime permanent. Il est cependant avantageux dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante. Ce qui simplifie considérablement la conduite des calculs. Il est très utilisé lorsqu'il s'agit de la commande de la machine [5].

I.2.6 Modèle d'état

Dans le cas de la machine asynchrone, alimentée en tension, les tensions statiques sont considérées comme variable de commande. Les courants et les flux comme variables d'état. Les équations du modèle doivent être sous forme d'équations d'état comme tel :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I.31)$$

Avec :

$$[X] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr}]^T : \text{vecteur d'état,}$$

$$[A] : \text{matrice d'évolution d'état du système,}$$

$$[B] : \text{matrice de commande du système,}$$

$$[U] = [V_{ds} \quad V_{qs} \quad 0 \quad 0]^T : \text{vecteur de commande.}$$

Notre étude se portera sur le référentiel lié au champ tournant.

a. Mise en équation d'état

Après arrangement des équations précédentes, on obtient le système d'équation suivant :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-r_t}{L_s \sigma} & \omega_s & \frac{L_m}{L_s L_r T_r \sigma} & \frac{L_m}{L_s L_r \sigma} (\omega_s - \omega) \\ -\omega_s & \frac{-r_t}{L_s \sigma} & -\left(\frac{L_m}{L_s L_r \sigma}\right) (\omega_s - \omega) & \frac{L_m}{L_s L_r T_r \sigma} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{L_m}{T} & -(\omega_s - \omega) & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{r_r} : \text{Constante de temps rotorique ;}$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion ;}$$

$$r_t = r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r} : \text{Résistance.}$$

b. Couple électromagnétique

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (I.34)$$

c. Equation du mouvement

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega_r \quad (I.35)$$

I.2.7 Simulation de la machine asynchrone

Nous utilisons le modèle représenté par les équations (I.32), (I.33), (I.34) et (I.35). Notre machine est alimentée par une source de tension sinusoïdale et caractérisée par les paramètres donnés dans l'annexe 1.

$$\begin{cases} V_{As} = 220\sqrt{2} \sin(\omega t) \\ V_{Bs} = 220\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{Cs} = 220\sqrt{2} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.36)$$

$$\omega = 314(\text{rad} / \text{s})$$

Cette étude se traduit par l'analyse de l'évolution du courant statorique en quadrature, du courant de ligne d'une phase statorique, des flux rotoriques, du couple électromagnétique et de la vitesse. La machine sera soumise à partir de l'instant 0.5s à une charge de 10N.m.

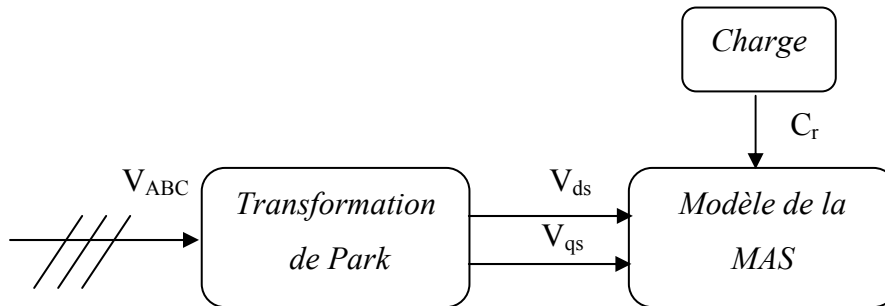


Figure (I.3) Schéma de principe de la simulation.

I.2.7.1 : Résultats de la simulation

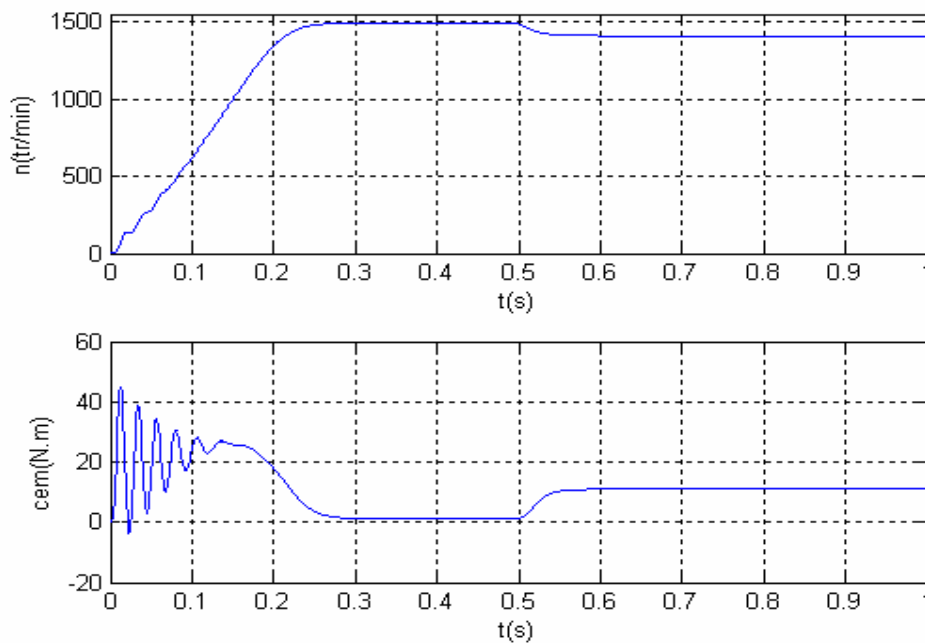


Figure (I.4) Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple résistant à l'instant $t = 0.5s$.

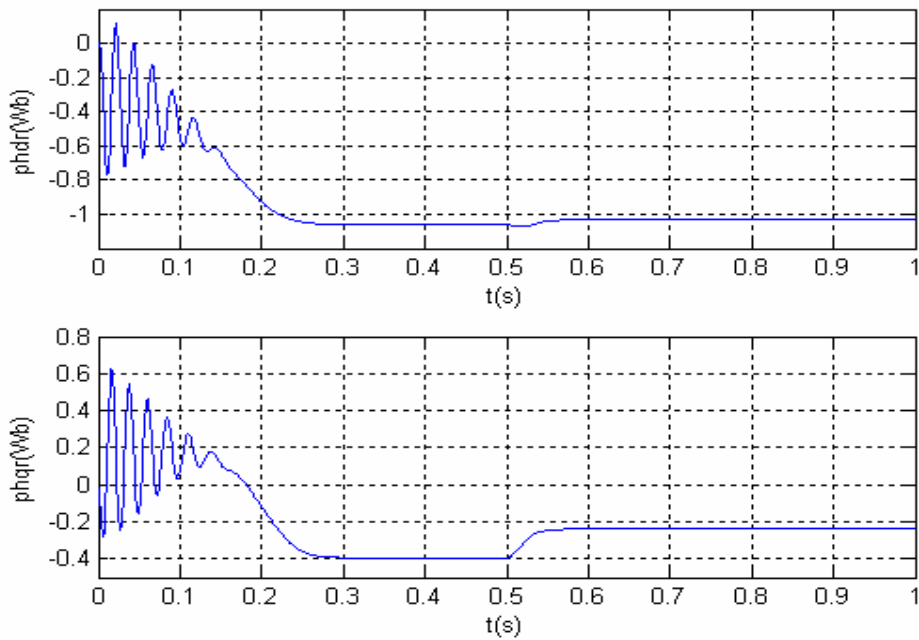


Figure (I.5) Evolution des composantes directe et en quadrature du flux rotorique lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple résistant à l'instant $t = 0.5s$.

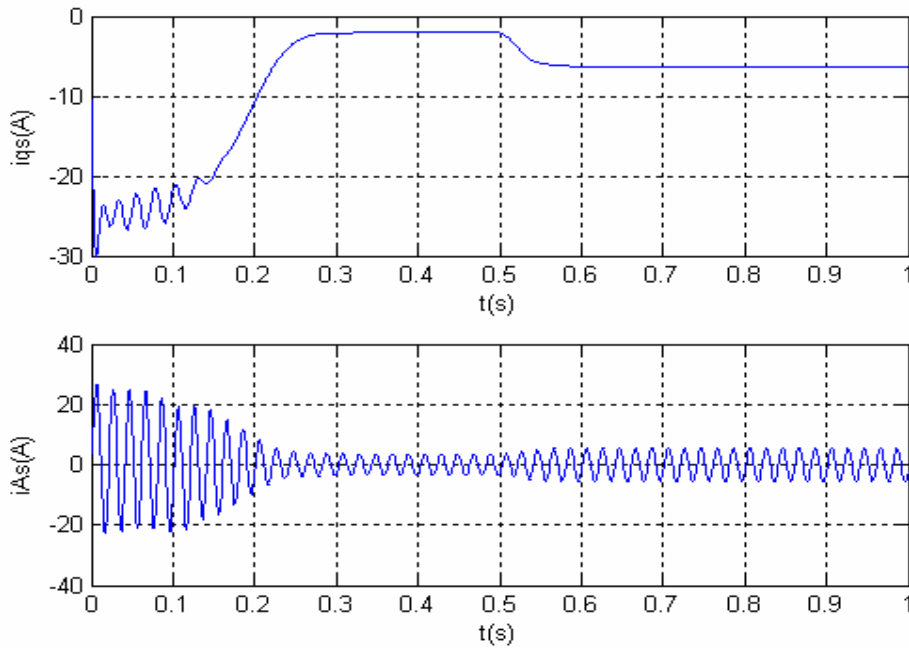


Figure (I.6) Evolution du courant statorique en quadrature et du courant statorique de phase lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple résistant à l'instant $t = 0.5s$.

I.2.7.2 Interprétations des résultats

La vitesse à tendance à osciller tout en augmentant en valeur moyenne puis se stabilise à une valeur proche de la vitesse de synchronisme estimé à 1491(tr/min) après 0.27s du démarrage. Suite à l'application d'un couple résistant on constate la diminution de la valeur de la vitesse, chute qui revient au glissement supplémentaire apporté par le Cr figure (I.4).

Le C_{em} présente de fortes oscillations qui atteignent au début du démarrage 45N.m avant de se stabiliser après 0.27s à 1.25N.m. Lors de l'application du Cr il prend une valeur de 10N.m afin de compenser le Cr (figure I.4).

Pour les flux rotoriques, on remarque que sa composante directe ϕ_{dr} à tendance à osciller aux premiers instants du démarrage autour de la valeur -0.4 (Wb) tout en décroissant jusqu'à ce qu'il se stabilise à la valeur -1.06 (Wb) au bout de 0.27s. Il connaît une petite augmentation après l'application de Cr (figure I.5). De même pour sa composante en quadrature ϕ_{qr} qui oscille autour de 0.15 (Wb) puis se stabilise après 0.27s à la valeur -0.4 (Wb). Elle augmente à la suite de l'application d'un Cr (figure I.5).

Au démarrage le courant statorique en quadrature i_{qs} représente quelques oscillations autour de -19 (A) qui disparaissent après 0.16s pour laisser place à une allure croissante puis constante. Sa valeur diminue suite à l'application du couple résistant (figure I.6).

Quant au courant statorique de phase, ce dernier représente des dépassements excessifs qui disparaissent rapidement pour adopter une forme sinusoïdale d'amplitude constante qui augmente visiblement après l'application d'un Cr (figure I.6).

A travers l'examen des courbes précédentes on remarque que le flux rotorique est fortement affecté par le couple électromagnétique. Ce qui traduit le fort couplage existant entre ces grandeurs d'où le caractère non linéaire de la machine asynchrone.

I.3 Modélisation de l'alimentation

Les machines asynchrones ne peuvent fonctionner à vitesse variable que si elles sont alimentées à fréquence variable d'où la nécessité de l'utilisation d'un onduleur. L'association onduleur – machine asynchrone est représentée par la figure suivante :

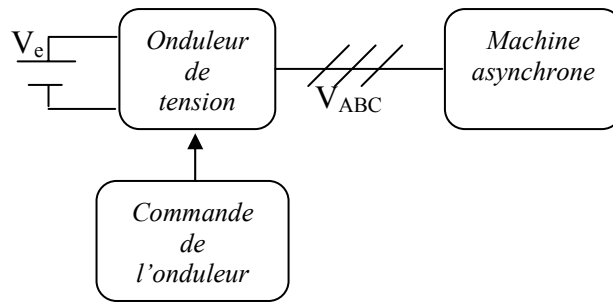


Figure (I.7) Association onduleur – machine asynchrone.

I.3.1 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue.

L'onduleur de tension est constitué de semi conducteurs binaires et idéalisés qui forment trois bras de commutation.

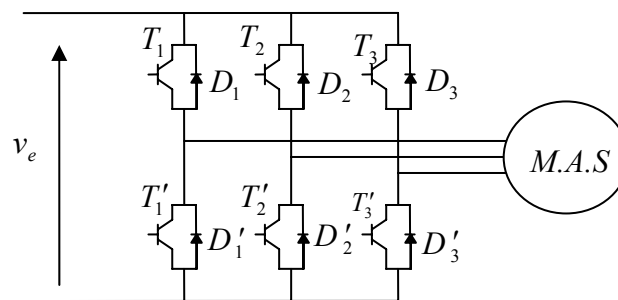


Figure (I.8) Onduleur de tension.

v_e : Tension d'entrée continue de l'onduleur.

Un bras est composé de deux cellules comportant chacune un transistor shunté en antiparallèle par une diode de récupération. Chaque cellule est considérée comme étant un interrupteur bidirectionnel.

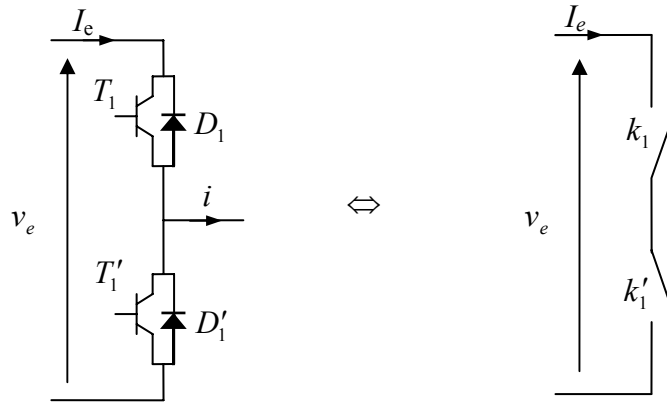


Figure (I.9) Schéma d'un bras de l'onduleur.

A partir de ceci on peut attribuer à l'onduleur le schéma équivalent suivant :

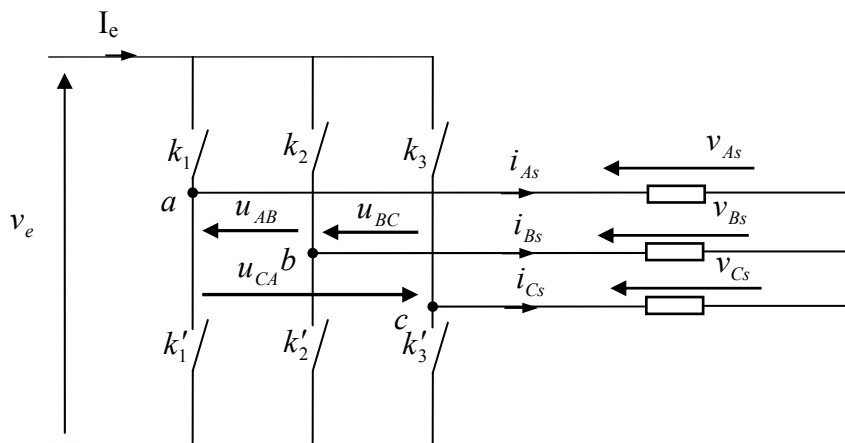


Figure (I.10) Schéma équivalent de l'onduleur.

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_j qui détermine ses états de conduction. Puisque la conduction est continue un seul interrupteur sera fermé.

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } k_i \text{ fermé et } k'_i \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k'_i \text{ fermé et } k_i \text{ ouvert} \end{cases} \quad i = 1,2,3$$

Ainsi les tensions de ligne sont données par :

$$\begin{cases} u_{As} = v_{As} - v_{Bs} = v_e (F_1 - F_2) \\ u_{Bs} = v_{Bs} - v_{Cs} = v_e (F_2 - F_3) \\ u_{Cs} = v_{Cs} - v_{As} = v_e (F_3 - F_1) \end{cases} \quad (I.37)$$

En sachant que les tensions v_{As}, v_{Bs}, v_{Cs} forment un système triphasé équilibré il vient :

$$\begin{cases} v_{As} = \frac{v_e}{3}(2F_1 - F_2 - F_3) \\ v_{Bs} = \frac{v_e}{3}(-F_1 + 2F_2 + F_3) \\ v_{Cs} = \frac{v_e}{3}(-F_1 - F_2 - 2F_3) \end{cases} \quad (\text{I.38})$$

Le système d'équations précédent peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix} = \frac{v_e}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \quad (\text{I.39})$$

L'expression du courant à l'entrée de l'onduleur est :

$$I_e = F_1 i_{As} + F_2 i_{Bs} + F_3 i_{Cs} \quad (\text{I.40})$$

Pour déterminer les fonctions logique : F_1, F_2 et F_3 on fait appel à la technique MLI , cette dernière présente l'avantage de repousser les harmoniques de rangs faibles à des rangs d'ordre plus élevé ce qui facilite leurs filtrage. De plus, elle permet la variation de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie ainsi que sa fréquence.

I.3.1.1 Stratégie de commande par hystérésis de courant

Cette technique consiste à comparer trois courants réels à trois courants de référence sinusoïdaux. La commande des interrupteurs sera déterminée à partir de l'écart existant entre ces courants. Ces écarts alimentent trois comparateurs à hystérésis reliés aux bases des transistors de chaque bras [8] [7][6].

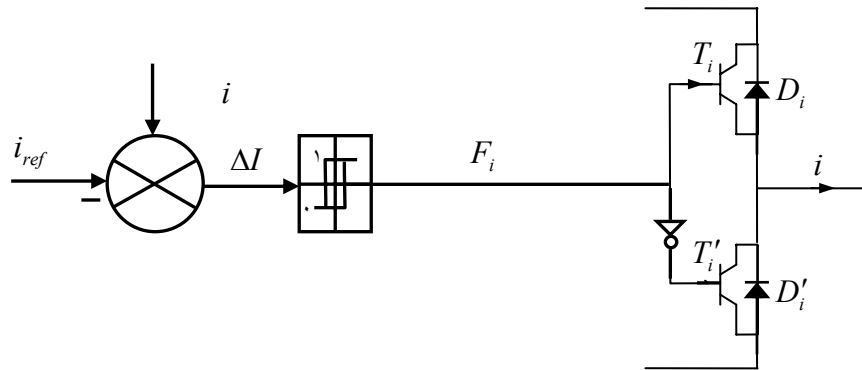


Figure (I.11) Comparateur à hystérésis pour un bras i de l'onduleur.

Soit :

$\Delta I = i - i_{ref}$: L'écart entre le courant réel et le courant de référence.

h : bande d'hystérésis.

- Si $\Delta I \geq h$: la tension est forcée à son niveau minimal pour faire décroître le courant. Le comparateur à hystérésis sature T'_i .
- Si $\Delta I \leq -h$: la tension est forcée à son niveau maximal pour faire accroître le courant. Le comparateur a hystérésis bascule et sature T_i .

L'algorithme de la commande est le suivant [7] [8] [9]:

$$\begin{cases} F_i(k+1) = 0 & \text{si } \Delta I > h \\ F_i(k+1) = 1 & \text{si } \Delta I < -h \\ F_i(k+1) = F_i(k) & \text{si } -h < \Delta I < h \end{cases} \quad (I.41)$$

Dans le cadre de notre étude les courants réels sont les courants statoriques : i_{As} , i_{Bs} et

i_{Cs} . Les courants de référence sont :

$$\begin{cases} i_{Aref} = I_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t) \\ i_{Bref} = I_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{Cref} = I_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.42)$$

$$\omega = 314(\text{rad} / \text{s})$$

➤ Simulation numérique

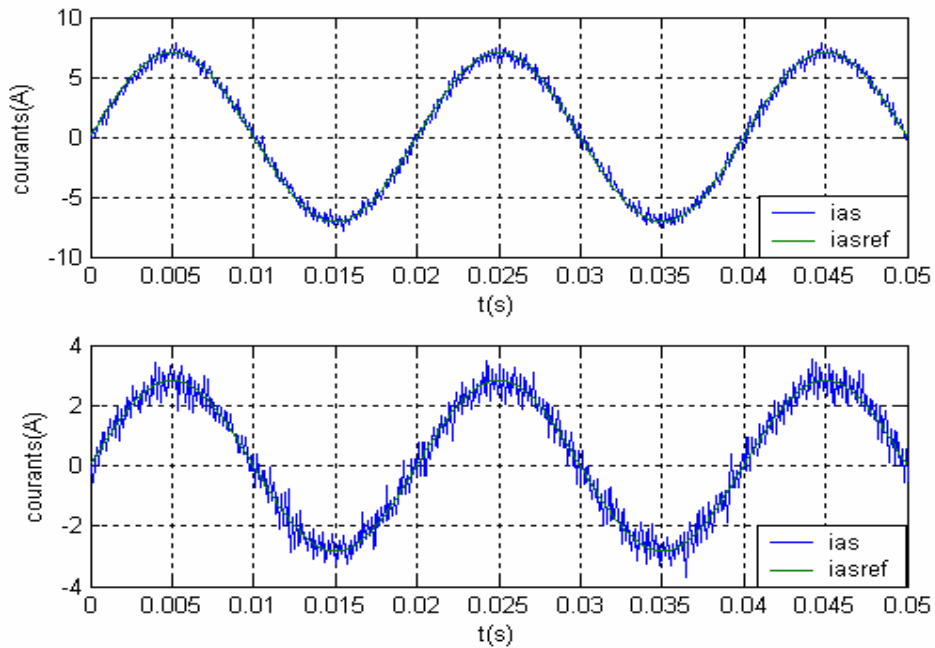


Figure (I.12) Le courant statorique et sa référence respectivement pour $I_{eff} = 5A$ et $I_{eff} = 2A$.

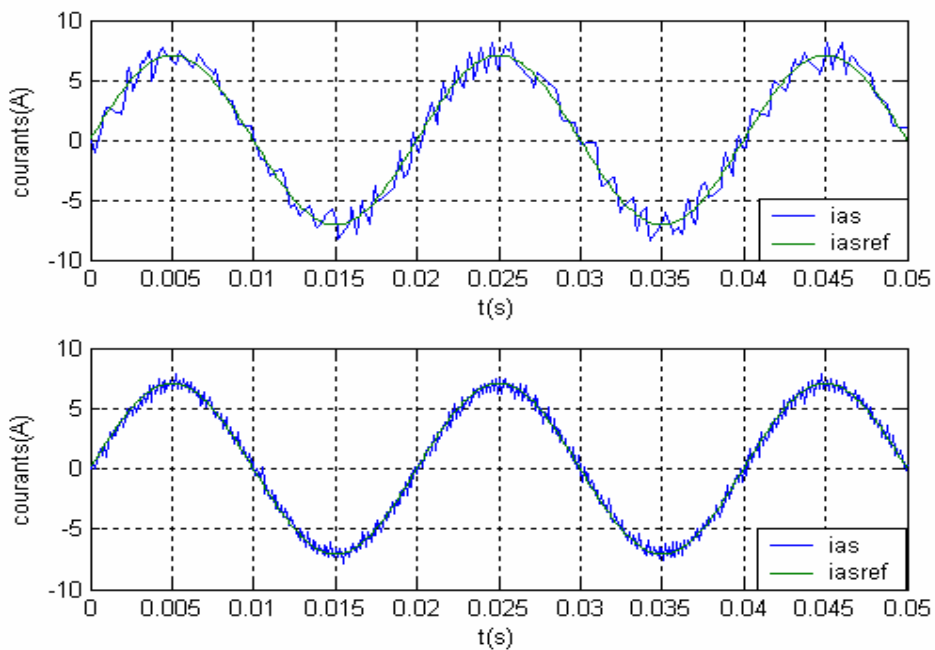


Figure (I.13) Le courant statorique et sa référence respectivement pour $h = 1$ et $h = 0.1$.

➤ Interprétations

Les résultats de la simulation montre que le courant statorique suit parfaitement son courant de référence (figure I.12). Elle démontre aussi que plus la valeur de la bande d'hystérésis h est faible plus l'allure du courant statorique se rapproche de sa référence (figure I.13). Par conséquent le nombre de commutation augmente, les tensions ainsi que les grandeurs qui en dépendent seront moins ondulés.

A partir de ceci on déduit que la commande par hystérésis de courant nous permet de fixer les courants dans les enroulements de la machine avec deux degrés de liberté : l'amplitude et la fréquence.

L'utilisation de cette stratégie pour commander un onduleur associé à une machine affecte le comportement dynamique de celle-ci. Ses performances seront fonction des paramètres h et I_{eff} .

Les allures du courant statorique i_{as} , de sa référence i_{asref} et de la fonction logique F1 sont représentées par la figure suivante :

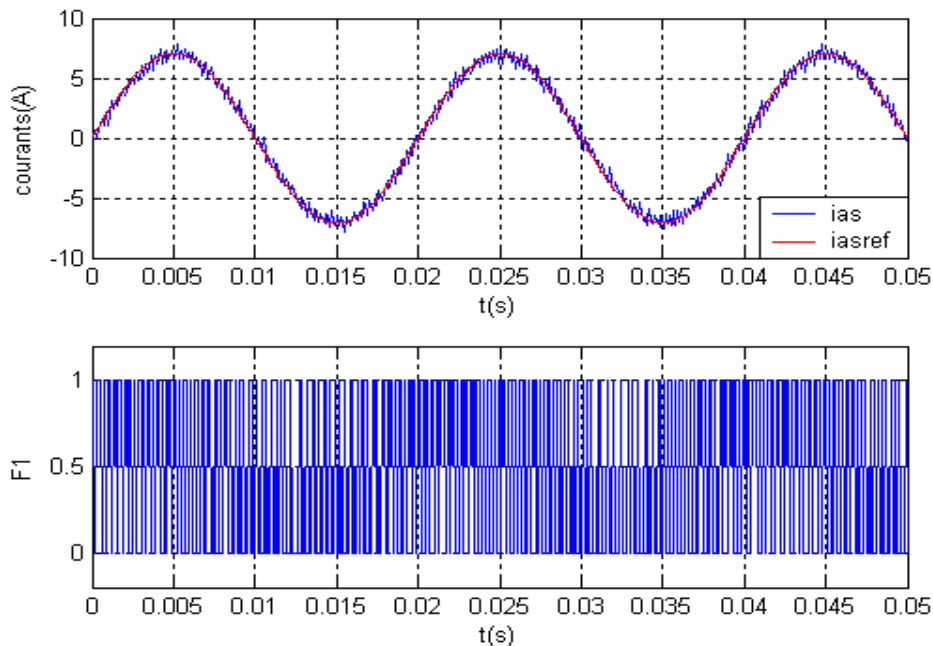


Figure (I.14) Allure du courant statorique, de sa référence et de la fonction logique F1.

Les résultats de simulation de l'association de cet onduleur à notre machine sont représentés par les figures suivantes :

I.3.2 Simulation de l'association onduleur - machine asynchrone

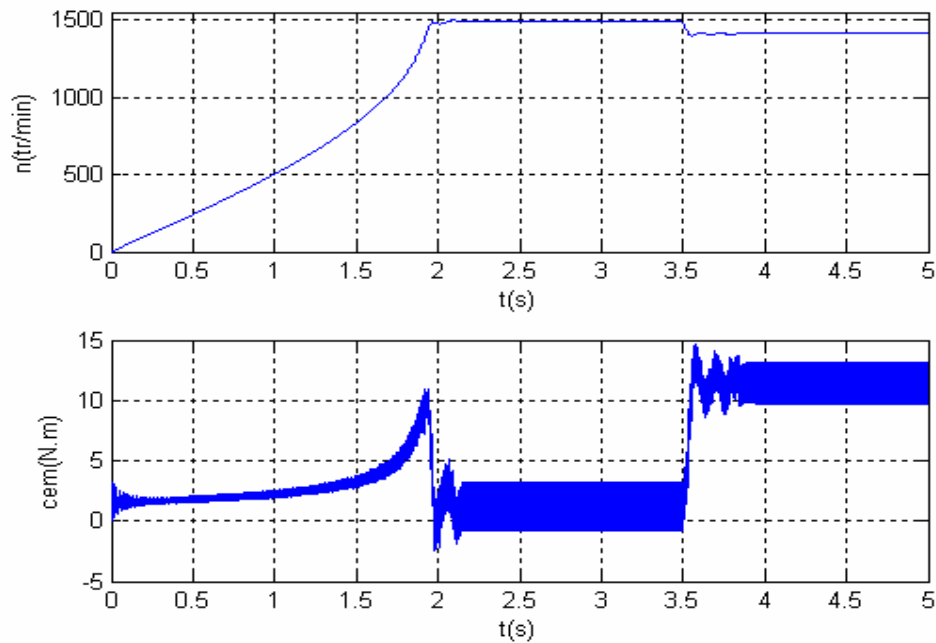


Figure (I.15) Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique avec l'application d'un couple résistant à partir de l'instant 3.5s.

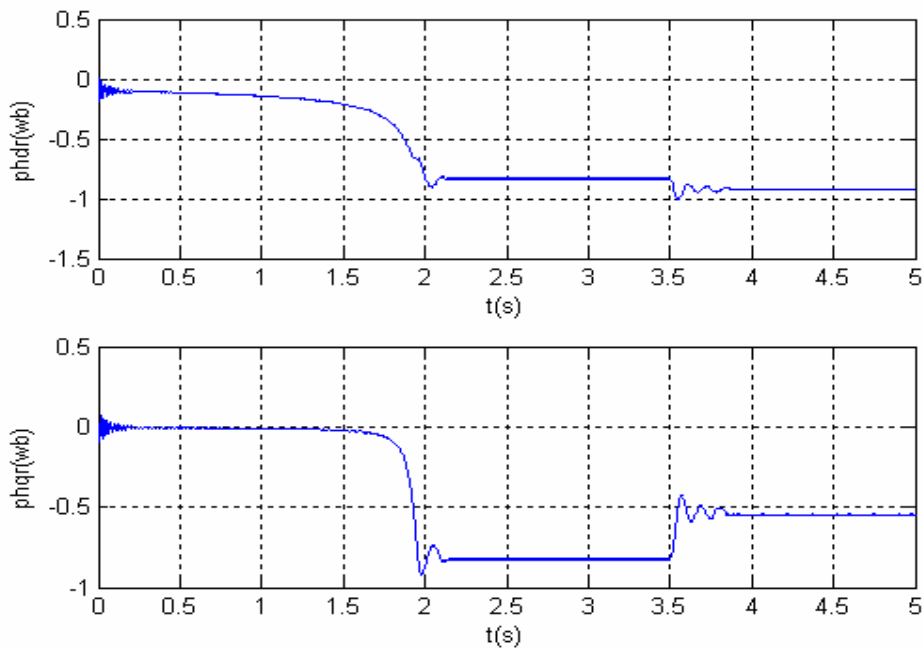


Figure (I.6) Evolution des composantes directe et en quadrature du flux rotorique avec l'application d'un couple résistant à partir de l'instant 3.5s.

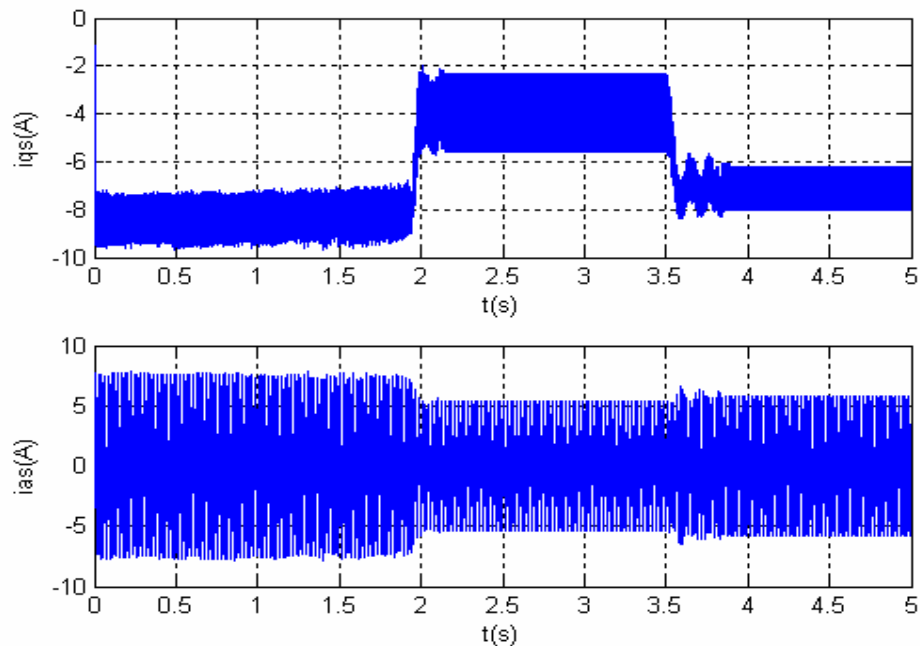


Figure (I.7) Evolution du courant statorique en quadrature et du courant statorique de phase avec l'application d'un couple résistant à partir de l'instant 3.5s.

I.3.3 Interprétations des résultats

A partir de ces simulations on remarque qu'associer un onduleur de tension à la machine influence à un certain degré ses performances dynamiques.

Cette influence se fait principalement ressentir sur le couple électromagnétique (figure I.15). Ce dernier adopte une allure très ondulée. Il atteint une valeur de 10.6 (N.m) après 1.9s du démarrage. Durant l'application d'un couple résistant, le couple électromagnétique rejoint une valeur de 10N.m pour le compenser.

La vitesse (figure I.15) ne parvient à se stabiliser qu'après 2.15s du démarrage. Elle connaît une chute considérable pendant l'application du couple résistant.

Pour ce qui est du flux rotorique (figure I.16), l'allure des composantes ϕ_{dr} et ϕ_{qr} est semblable à celles obtenues par une alimentation en pleine tension mais avec des amplitudes moins importantes. Le ϕ_{dr} oscille au tour de -0.1 (Wb) et ϕ_{qr} au tour de 0 (Wb). Ils décroissent pour se stabiliser respectivement aux valeurs -0.83 (Wb) et -0.82 (Wb) après 2.15s du démarrage. L'application d'un couple électromagnétique conduit à une augmentation de la composante en quadrature du flux.

Le courant statorique en quadrature i_{qs} est ondulé (figure I.17). Il prend au démarrage la valeur -9.5 (A) puis croît pour se stabiliser après 2.15s à la valeur -5.4 (A). L'application d'un couple résistant engendre une diminution considérable du courant qui atteint les -8 (A). Le courant statorique de phase préserve son allure sinusoïdale à une amplitude d'environ 7.5 (A) au démarrage (figure I.17).

La forme ondulée du couple électromagnétique et du courant statorique de phase est due en grande partie à la bande d'hystérésis choisie. Pour une bande d'hystérésis plus petite on aurait des formes moins ondulées.

Les faibles amplitudes que prennent ces grandeurs ainsi que le temps de réponse relativement long de la machine ont pour cause la valeur de I_{eff} (commande de l'onduleur). Pour une valeur plus élevée le temps de réponse sera plus rapide et les amplitudes des grandeurs plus importantes.

II.4 Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons présenté la modélisation et la simulation de la machine asynchrone en vue de sa commande.

Le modèle mathématique a été établi à partir d'équations complexes et non linéaires. L'introduction de quelques hypothèses simplificatrices a permis l'obtention d'un modèle triphasé, réduit à son tour en modèle biphasé suite à l'application de la transformation de Park.

Le choix des variables d'état ainsi que du référentiel dépend de l'objectif de la commande et de l'observation. Pour une étude plus généralisée, nous avons choisi de traiter le repère lié au champ tournant.

La machine est associée à un onduleur de tension commandée par la technique M.L.I basée sur la stratégie de commande en courant.

Les résultats de simulation obtenus valident le modèle établi et dévoile un comportement non linéaire de la machine en démontrant explicitement le fort couplage existant entre le couple électromagnétique et le flux rotorique.

Ce phénomène constitue un obstacle devant une commande précise et efficace de la machine asynchrone. Pour y remédier on a recours à la commande vectorielle qui sera développée dans le chapitre suivant.

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1 Introduction

Contrairement à la machine à courant continu le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone est complexe et délicat, étant donné son modèle non linéaire à variables multiples et fortement couplé [9] [6] [5].

La vitesse étant fonction du couple, sa commande passe donc, nécessairement, par celle du couple électromagnétique. On se référant à l'étude précédente, le couple électromagnétique résulte de l'interaction entre les flux rotoriques et les courants statoriques. Chaque variation du couple se répercute sur le flux rotorique; ceci étant la preuve d'un fort couplage entre ces grandeurs. Ce fait est appuyé par les résultats de simulation obtenus lors du premier chapitre

Il est donc indispensable de mettre en place un système de commande extérieur à la machine, qui permet de contrôler la vitesse tout en découplant le flux et le couple.

La communauté scientifique et industrielle a mis en œuvre plusieurs méthodes de commande capable de résoudre ce problème. Les plus performantes d'entre elles ont démontré leur incapacité dynamique, ainsi que leur manque de précision jusqu'à la mise au point de la commande vectorielle [9] [6] [5] [18] [19].

C'est en 1972 et grâce aux travaux de Blaschke, que la notion de la commande vectorielle fut introduite. A la différence des autres méthodes, elle fait preuve de performances dynamiques satisfaisantes et d'une précision remarquable.

L'évolution de l'électronique de puissance et des microprocesseurs a facilité l'implantation de la commande et a diminué son coût depuis, elle connaît un large essor. Les recherches et les applications la concernant se sont multipliées.

Au cours de ce chapitre nous procéderons à l'étude de la commande vectorielle. Notre travail sera organisé comme suit

- Principe de base de la commande vectorielle.
- Régulation de la vitesse.
- Etude de la robustesse de la commande.

II.2 Principe de la commande vectorielle

Le but de la commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu en mettant fin au couplage existant entre son couple électromagnétique et son flux rotorique pour finalement parvenir à la commander.

D'une façon générale les expressions du couple électromagnétique de la machine à courant continu et de la machine asynchrone sont les suivantes :

$$\begin{cases} C_{emcc} = k\phi I \\ C_{emas} = k_t(\phi_d i_q - \phi_q i_d) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Pour que la formule du couple électromagnétique de la machine asynchrone soit identique à celle de la machine à courant continu on annule la composante en quadrature du flux. Pour y parvenir on oriente le repère (d, q) de telle sorte que le flux coïncide avec l'axe d. Ainsi la composante en quadrature sera nulle et le flux égalera sa composante directe (voir figure II.1).

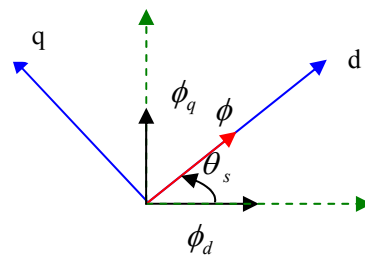


Figure (II.1) Principe de la commande vectorielle.

- Nouvelle position de l'axe (d, q) après l'orientation
- Position du flux
- Position initiale des composantes du flux
- Ancien repère (d, q)

L'orientation du repère (d, q) se fait en agissant sur l'angle de la transformation de Park. Il est donc indispensable, pour un choix convenable de cet angle, de connaître à tout moment la position du flux.

Le couple électromagnétique peut s'exprimer en fonction du flux rotorique ou statorique aussi bien qu'en fonction du flux magnétisant [25].

- Pour les conditions : $\phi_{qs} = 0$ et $\phi_s = \phi_{ds}$ la commande est dite par orientation du flux statorique.
- Pour les conditions : $\phi_{qm} = 0$ et $\phi_m = \phi_{dm}$ la commande est dite par orientation du flux magnétisant.
- Pour les conditions : $\phi_{qr} = 0$ et $\phi_r = \phi_{dr}$ la commande est dite par orientation du flux rotorique.

Au cours de ce chapitre nous étudierons la commande par orientation du flux rotorique (voir figure 11.2). Cette commande est couramment utilisée car elle élimine les réactances de fuite rotorique et statorique et donne de meilleur résultat que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou rotorique [18] [19].

Ainsi les grandeurs internes de la machine auront pour expression :

$$\begin{cases} \dot{\phi}_r = \frac{L_m i_{ds} - \phi_r}{T_r} \\ C_{em} = \frac{PL_m}{L_r} \phi_r i_{qs} \\ \omega_r = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \phi_r} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

L'angle de la transformation de Park est :

$$\begin{cases} \theta_s = \int_0^t \omega_s t \\ \omega_s = \omega_r + \omega \\ \omega = p\Omega \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

On déduit que le réglage du flux rotorique se fera en agissant sur la composante i_{ds} et celui du couple en agissant sur la composante i_{qs} . Les commandes du couple et du flux rotorique seront par conséquent séparées.

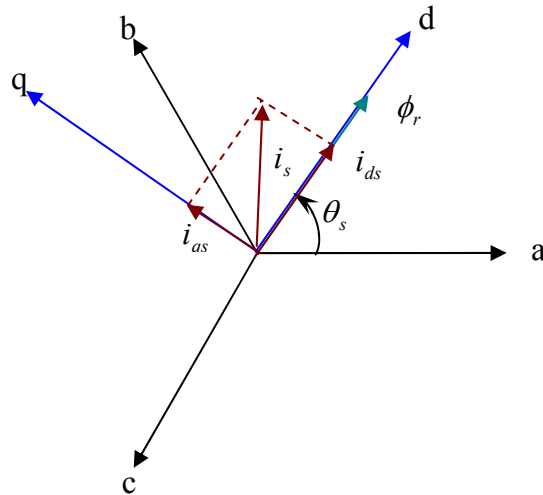


Figure (II.2) Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

La stratégie de la commande consiste à maintenir le flux rotorique constant pour pouvoir par la suite varier la vitesse en n’agissant que sur le couple électromagnétique. On aura donc comme grandeurs de référence un couple électromagnétique et un flux rotorique prédéterminés.

Pour la commande d’une machine asynchrone associée à un onduleur commandé en courant les équations de la commande sont :

$$\begin{cases} i_{dsref} = \frac{1}{L_m} \left(\frac{d\phi_{rref}}{dt} + \phi_{rref} \right) \\ i_{qsref} = \frac{L_r C_{emref}}{pL_m \phi_{rref}} \\ \omega_{rref} = \frac{L_m i_{qsref}}{T_r \phi_{rref}} \end{cases} \quad (II.4)$$

La commande vectorielle de l’association onduleur – machine asynchrone est représentée par le schéma fonctionnel suivant :

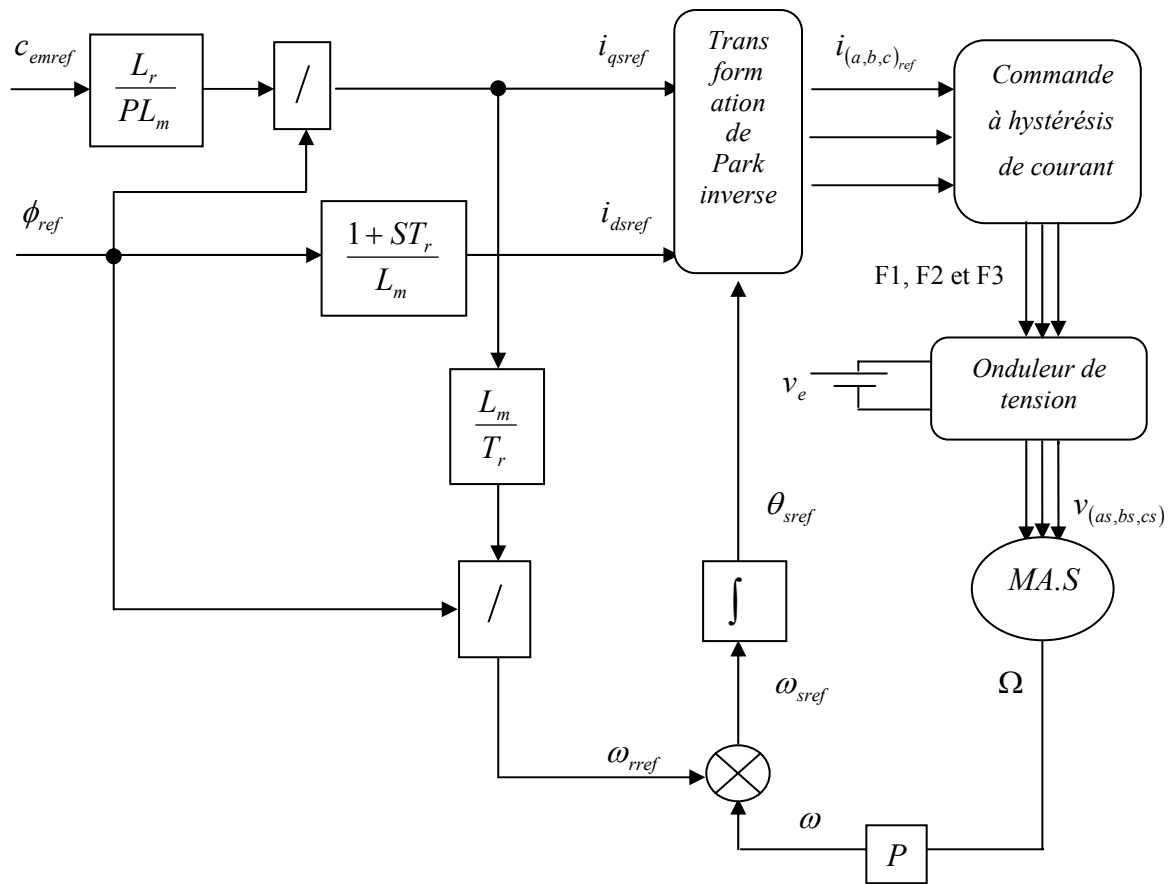


Figure (II.3) Commande par orientation du flux rotorique de l'association onduleur – machine asynchrone.

Pour tester l'efficacité de cette commande on a recours à la simulation. Le modèle simulé est représenté par la figure (II.3) pour un flux rotorique de référence égale à 1(Wb), et un couple de référence instantané de : 5N.m durant [0 0.5] s, 0N.m durant [0.5 1] s et -5N.m durant l'intervalle [1 1.5] s. Les résultats sont illustrés dans la figure (II.4).

➤ Interprétation des résultats

Les résultats de la simulation démontrent les performances de cette commande. On remarque que la machine suit les contraintes imposées (figure II.4) :

- Le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence.
- De même pour le flux rotorique : sa composante directe égale rapidement 1(Wb), et sa composante en quadrature est nulle.
- Le découplage entre le couple et le flux est notamment apprécié, les variations brusques du couple électromagnétique n'influencent guère le flux rotorique.

➤ Simulation numérique

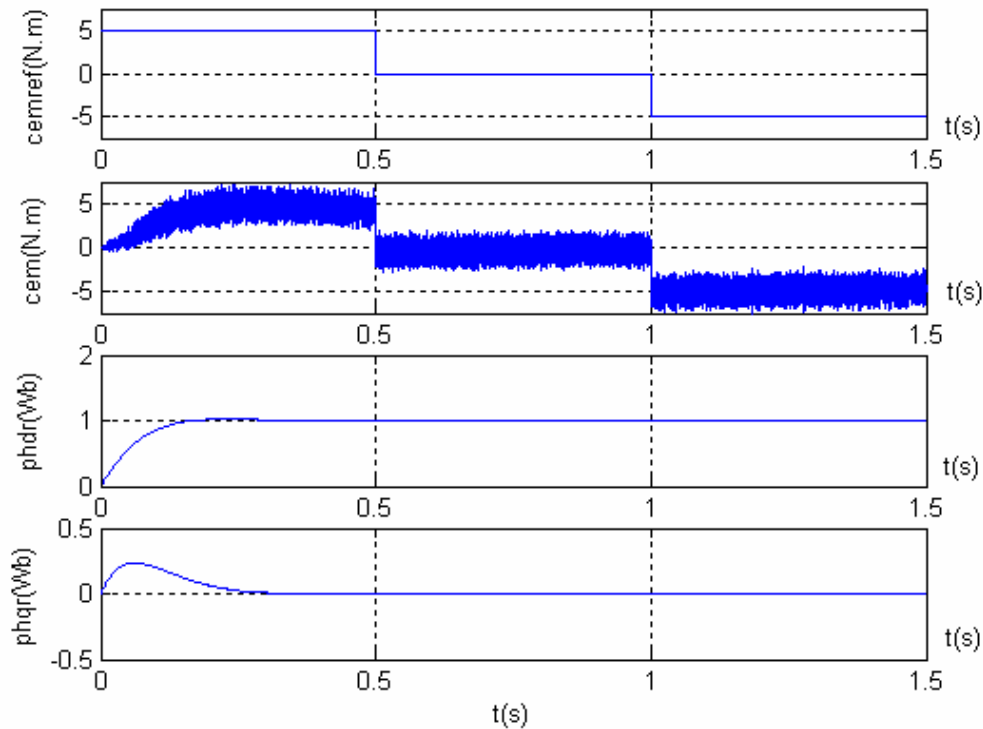


Figure (II.4) Simulation de la commande par orientation du flux en boucle ouverte de la machine asynchrone.

II.3 Réglage de la vitesse

Le réglage de la vitesse se fait à l'aide de boucles de régulation munies généralement de régulateur proportionnel intégral. Ces régulateurs sont choisis en raison de leurs bonnes performances, et de leur simplicité et facilité d'implantation.

La commande vectorielle est basée sur le calcul de l'angle de la transformation de Park. A partir de la méthode utilisée on peut définir deux types de régulation : une régulation directe et une régulation indirecte.

II.3.1 Réglage de la vitesse par la méthode indirecte

Dans ce type de régulation on ne s'intéresse qu'à la position du flux rotorique. L'angle de la transformation de Park est reconstitué à partir de la vitesse de la machine ω et de la vitesse de rotation ω_{rref} .

II.3.1.1 Calcul des paramètres du régulateur PI

La boucle de régulation de la vitesse est donnée par la figure suivante :

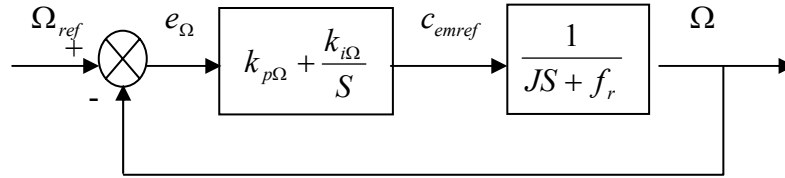


Figure (II.6) Boucle de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert est :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{k_{i\Omega} + Sk_{p\Omega}}{S^2 + S\left(\frac{f_r + k_{p\Omega}}{J}\right) + \frac{k_{i\Omega}}{J}} \tag{II.6}$$

Pour une paire de pôles complexes conjugués $S_{1,2} = -\rho \pm j\rho$, le polynôme caractéristique désire en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(s) = S^2 + 2\rho S + 2\rho^2$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} ki_{\Omega} = 2J\rho^2 \\ kp_{\Omega} = 2J\rho - f_r \end{cases} \tag{II.7}$$

II.3.1.2 Discrétisation du régulateur PI

La fonction de transfert continue du régulateur PI est :

$$\frac{C_{emref}}{e_{\Omega}} = k_{p\Omega} + \frac{k_{i\Omega}}{S} \tag{II.8}$$

Avec e_{Ω} c'est l'écart entre la vitesse de consigne et la vitesse mesurée :

$$e_{\Omega} = \Omega_{ref} - \Omega \tag{II.9}$$

La discrétisation de l'équation (II.8) fournit :

$$\begin{cases} C_{em\,ref}[k] = k_{p\Omega}(\Omega_{ref}[k] - \Omega[k]) + k_{i\Omega}S[k] \\ avec: S[k] = S[k-1] + h_{\Omega}(\Omega_{ref}[k] - \Omega[k]) \end{cases} \quad (II.10)$$

h_{Ω} : est la période d'échantillonnage.

La commande doit être limitée par un simple dispositif de saturation définit par :

$$C_{em\,ref}[k](limité) = \begin{cases} C_{em\,ref}[k] & si \ |C_{em\,ref}[k]| \leq C_{em}^{\max} \\ C_{em}^{\max} \cdot sign(C_{em\,ref}[k]) & si \ |C_{em\,ref}[k]| \geq C_{em}^{\max} \end{cases} \quad (II.11)$$

La limite maximale adoptée est $C_{em}^{\max} = 2.5 C_{em}^n = 25 \text{ Nm}$.

Cette limitation provoque un effet d'emballlement (effet windup). Ainsi, le régulateur doit être associé à un système d'anti-windup afin d'éviter le dépassement dû au fait que l'intégrateur continue à sommer une erreur qui ne correspond plus au couple de commande [6] [5] [4].

Si e_{ω}^L correspond à l'erreur de vitesse qui aurait produit le couple de sortie du régulateur obtenu après la fonction de saturation :

$$e_{\Omega}^L[k] = e_{\Omega}[k] - \frac{1}{k_{p\Omega} + h_{\Omega}k_{i\Omega}}(C_{em\,ref}[k] - C_{em\,ref}[k](limité)) \quad (II.12)$$

L'équation du sommateur devient :

$$S[k] = S[k-1] + e_{\Omega}^L[k] * h_{\Omega} \quad (II.13)$$

II.3.1.3 Simulation numérique

Cette simulation a été effectuée pour un flux rotorique de référence de 1(wb) et une vitesse de consigne de 1200 (tr/min). Les coefficients du correcteur utilisé pour la régulation de la vitesse sont calculés pour un placement de pôles de $(-24.5 \pm j24.5)$; ce qui permet d'avoir : $k_{p\Omega} = 1.511$ et $k_{i\Omega} = 37.2155$ pour une période d'échantillonnage $h_{\Omega} = 0.0001$ s .

L'étude de cette commande se résume en deux tests :

- dans le premier la machine sera soumise à une charge de 10N.m dans l'intervalle de temps $t = [0.4 \quad 0.8]$ s (figures II.7, II.8 et II.9).
- Lors du deuxième nous inverserons la vitesse de consigne à l'instant $t = 0.5$ s (figures II.10, II.11 et II.12).

➤ Application d'une charge

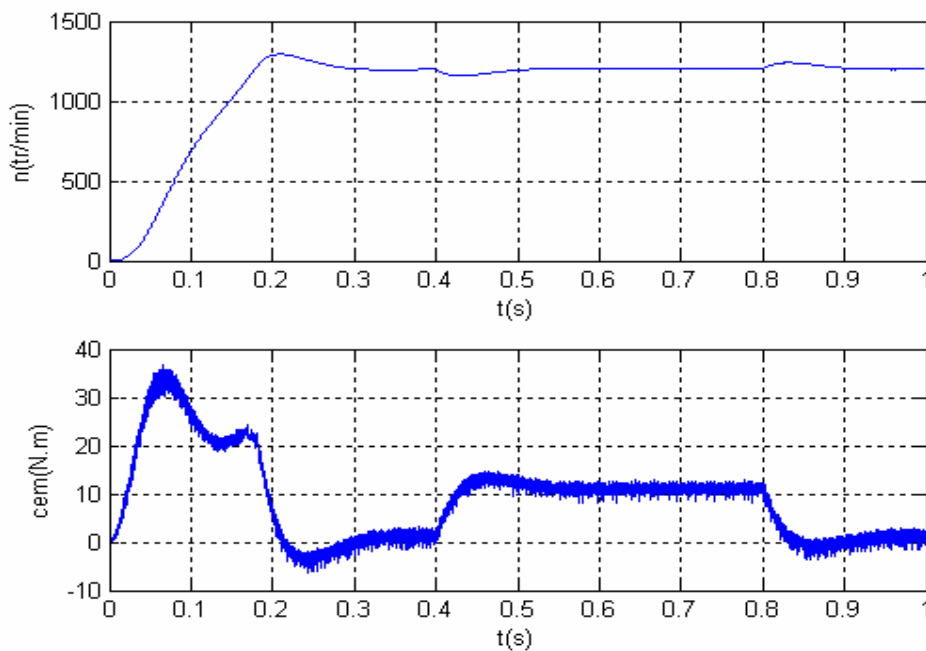


Figure (II.7) Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique.

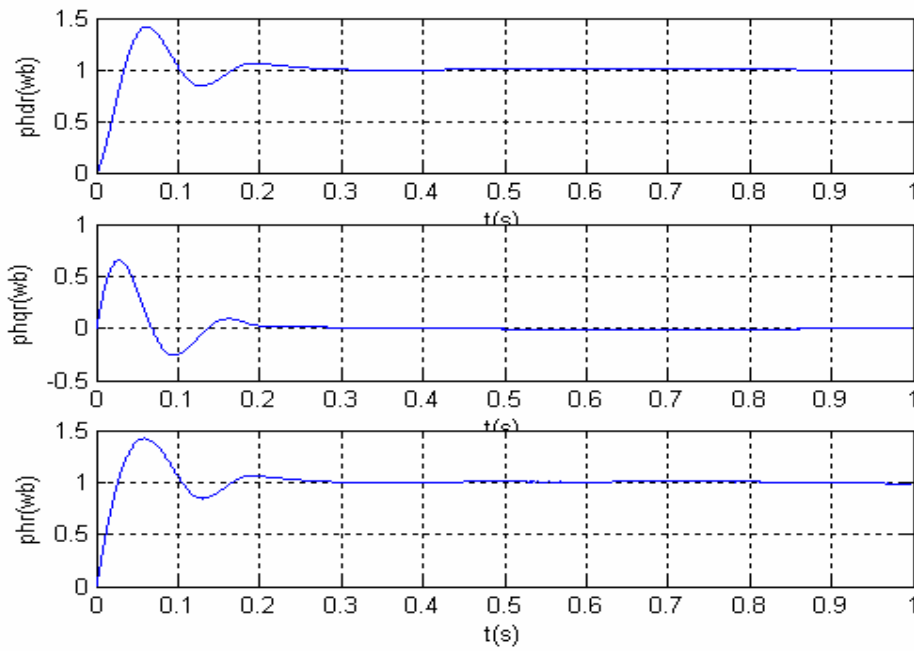


Figure (II.8) Evolution des composantes directe et en quadrature du flux rotorique.

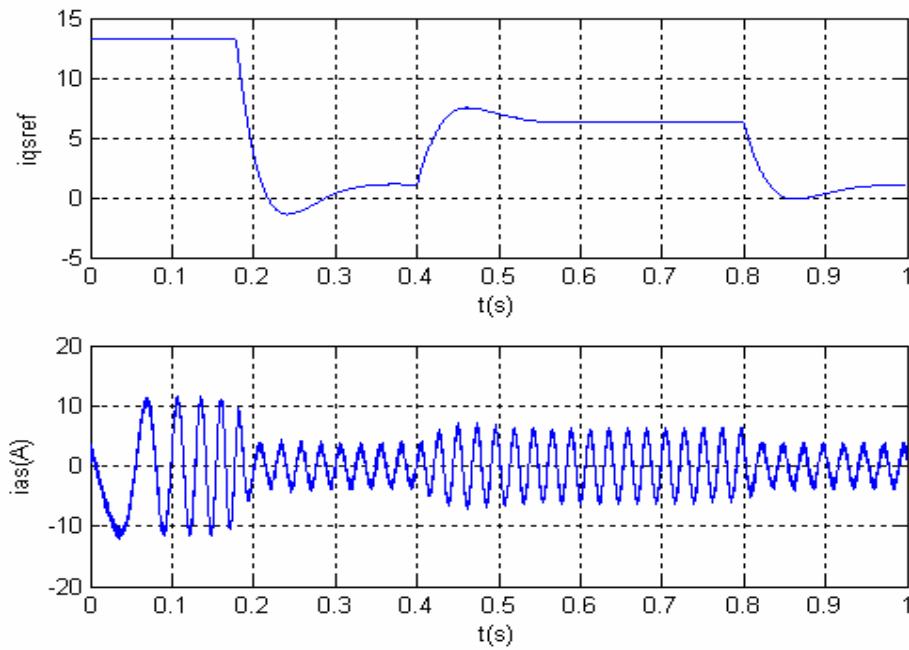


Figure (II.9) Evolution du courant statorique en quadrature et du courant statorique de phase.

➤ Inversion de la vitesse

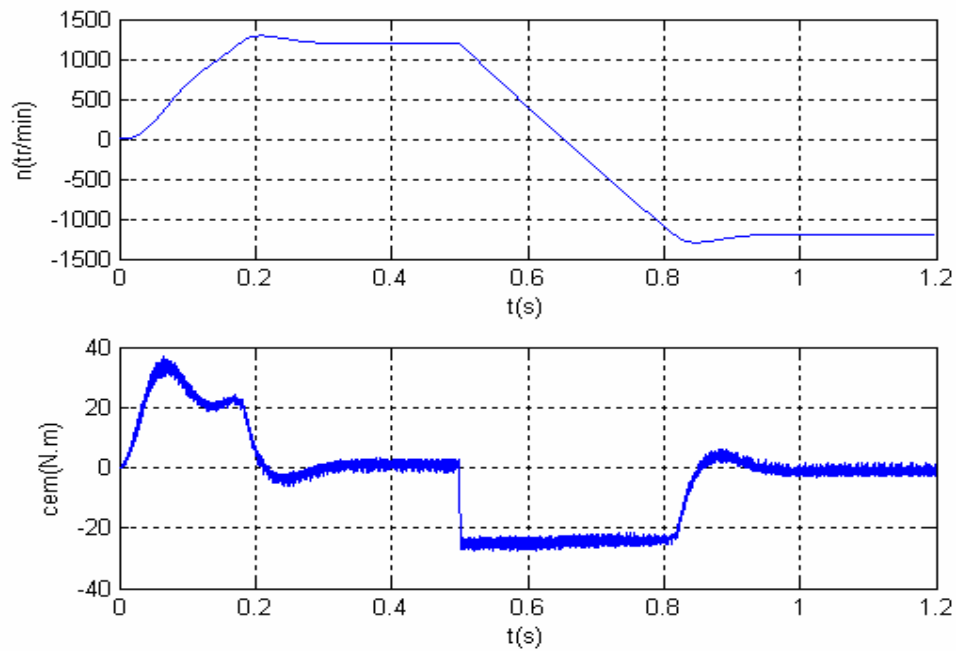


Figure (II.10) Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique.

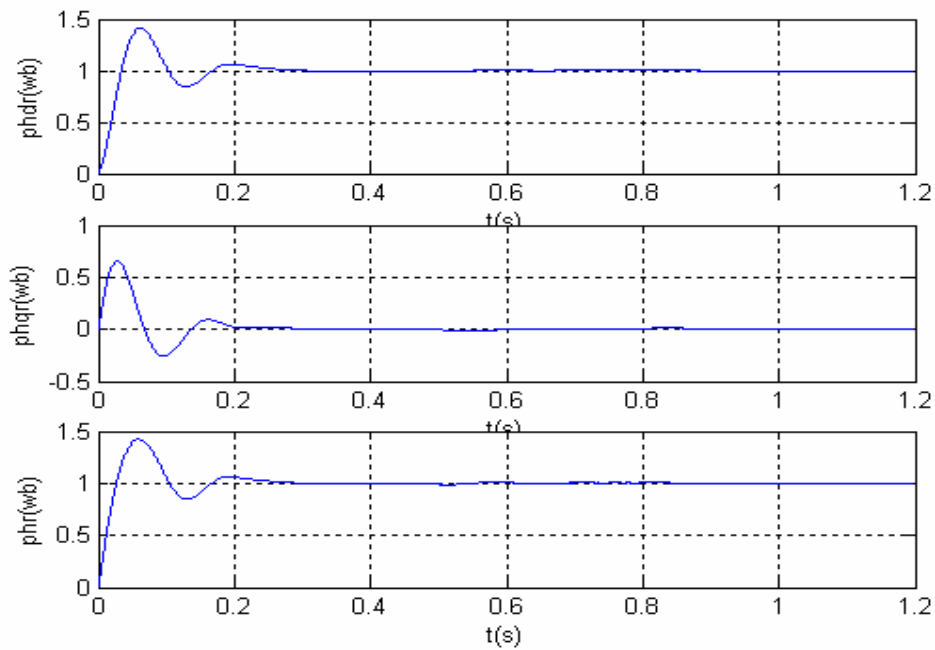


Figure (II.11) Evolution des composantes directe et en quadrature du flux rotorique.

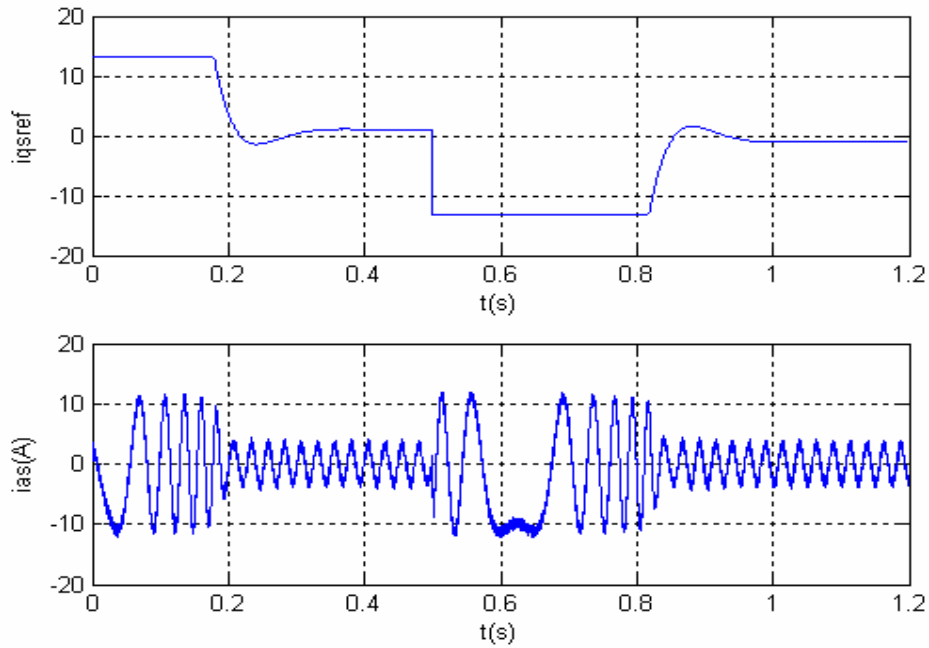


Figure (II.12) Evolution du courant statorique en quadrature et du courant statorique de phase.

II.3.1.4 Interprétations des résultats

Les résultats de la simulation dévoilent l'efficacité et les bonnes performances de ce type de commande.

La vitesse suit sa consigne et se stabilise après 0.32s à 1200 (trs/min). Elle représente au début un dépassement qui atteint les 1290 (trs/min). La présence de quelques oscillations est ressentie lors du début et de la fin de l'application du couple résistant. Ces oscillations ne durent que 0.06 s. L'inversion de la vitesse se fait en 0.34 s (figures II.17 et II.10).

Le couple électromagnétique atteint au démarrage une valeur de 33 N.m avant de se stabiliser à une valeur nulle. L'application de la charge conduit à une augmentation du couple. Durant l'inversion de la vitesse le couple électromagnétique égale -25N.m puis se stabilise à nouveau à la valeur précédemment nulle (figures II.7 et II.10).

Le flux rotorique direct se stabilise rapidement à la valeur 1(Wb), et le flux en quadrature est nul. Les deux composantes du flux se montrent légèrement sensibles à l'application d'une charge et à l'inversion de la vitesse mais préservent toujours leurs valeurs respectives de 1 (Wb) et 0 (Wb) et le découplage entre le flux et le couple est réalisé (figures 11.8 et II.11).

Le comportement du courant statorique en quadrature est similaire à celui du couple électromagnétique, au démarrage il égale 13.255 (A) puis se stabilise après 0.35 s. Il augmente suite à l'application d'une charge résistive et s'inverse durant l'inversion de la vitesse (il égale - 13.255 (A)) (figures II.9 et II.12).

Le courant statorique de phase préserve toujours sa forme sinusoïdale, il augmente considérablement pendant l'application d'une charge et lors de l'inversion de la vitesse (figures II.9 et II.12).

II.3.2 Réglage de la vitesse par la méthode directe

L'angle de la transformation de Park est calculé directement à partir du flux rotorique de la machine raison pour laquelle on s'intéresse aussi bien à la position du flux rotorique qu'à son module.

Le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone commandée par orientation du flux rotorique par la méthode directe est représenté par la figure (II.12). Le flux rotorique et la vitesse seront commandés en boucle fermée. Une boucle de régulation du flux ainsi qu'un estimateur pour la mesure de son module et de sa position seront ajoutés au montage de la figure (II.5)

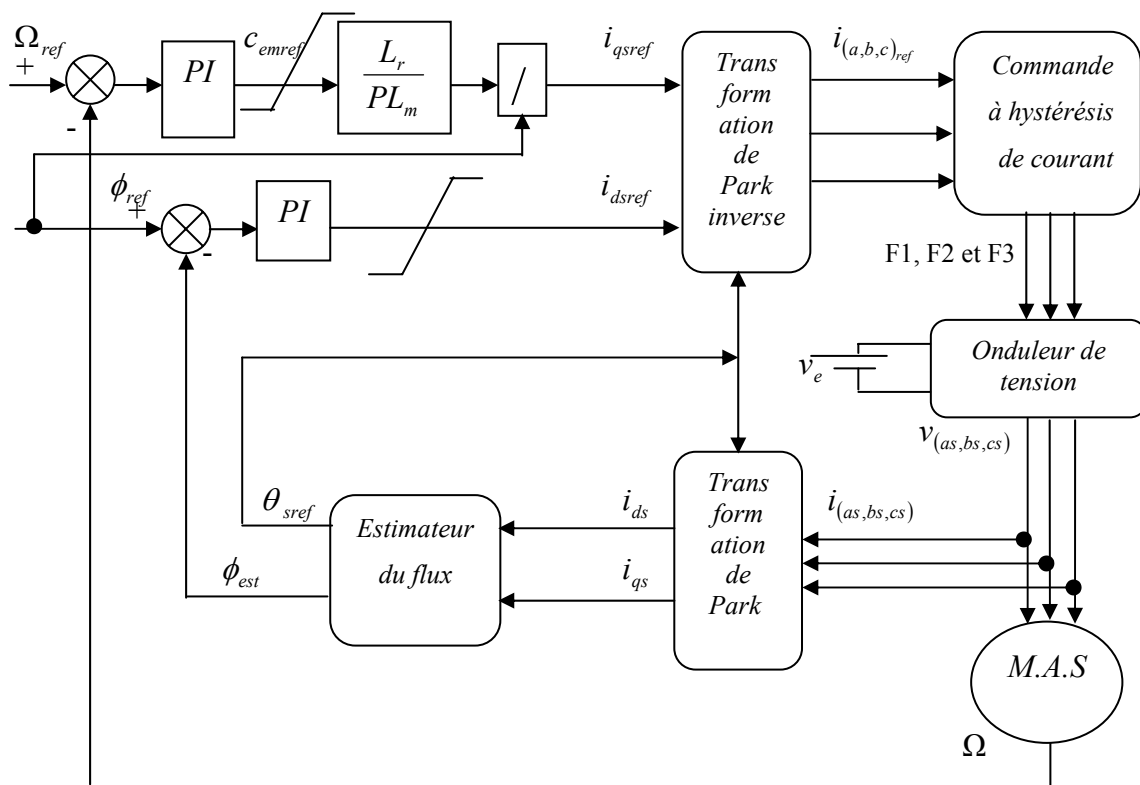


Figure (II.13) Réglage de la vitesse par la méthode directe.

II.3.2.1 Régulation de la vitesse

Le calcul des paramètres du régulateur de la vitesse ainsi que sa discrétisation sont identiques à ceux de la commande indirecte.

II.3.2.2 Régulation du flux

La boucle de régulation du flux est donnée par la figure suivante :

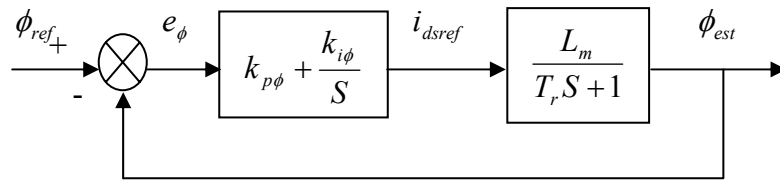


Figure (II.14) Boucle de régulation du flux.

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\phi_{est}}{\phi_{ref}} = \frac{(k_{i\phi} + Sk_{p\phi})L_m}{S^2 + S\left(\frac{1 + k_{p\phi}L_m}{T_r}\right) + \frac{k_{i\phi}L_m}{T_r}} \tag{II.15}$$

En imposant deux pôles ($S_{1,2} = -\rho \pm j\rho$), les paramètres du régulateur seront :

$$\begin{cases} ki_{\phi} = 2\rho^2 L_r (L_m r_r) \\ kp_{\phi} = (2\rho L_r - r_r) / L_m r_r \end{cases} \tag{II.16}$$

II.3.2.2.1 Estimateur du flux

L'estimateur du flux est représenté par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} T_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \phi_{dr} = L_m i_{ds} + T_r \omega_r \phi_{qr} \\ T_r \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{qr} = L_m i_{qs} - T_r \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \tag{II.17}$$

La discrétisation de se système nous donne :

$$\begin{cases} \phi_{dr}[k+1] = \phi_{dr}[k] + \frac{T_{estimeur}}{T_r} (-\phi_{dr}[k] + L_m i_{ds}[k] + T_r \omega_r[k] \phi_{qr}[k]) \\ \phi_{qr}[k+1] = \phi_{qr}[k] + \frac{T_{estimeur}}{T_r} (-\phi_{qr}[k] + L_m i_{qs}[k] - T_r \omega_r[k] \phi_{dr}[k]) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Avec

$T_{estimeur}$: Période d'échantillonnage de l'estimateur.

Le flux estimé est :

$$\phi_{est} = \phi_{dr} + j\phi_{qr} \quad (\text{II.19})$$

Son module est calculé par la relation.

$$\phi_{est} = \sqrt{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2} \quad (\text{II.20})$$

L'angle de la transformation de Park est donné par [25].

$$\theta_s = \arctan g\left(\frac{\phi_{qr}}{\phi_{dr}}\right) \quad (\text{II.21})$$

La figure (II.14) représente l'allure des flux rotoriques réels et des flux rotoriques estimés pour $T_{estimeur} = 0.0001$ s. Les allures précédentes prouvent l'efficacité de l'estimateur employé. Le flux rotorique estimé ainsi que ces composante directe et en quadrature identiques et parfaitement égales au flux rotorique réel de la machine et à ces composante étant parfaitement égaux aux flux réels.

II.3.2.2.2 Discrétisation du régulateur PI

La fonction de transfert du régulateur PI est :

$$\frac{i_{dsref}}{e_\phi} = K_{p\phi} + \frac{K_{i\phi}}{S} \quad (\text{II.22})$$

e_ϕ est l'écart entre le flux estimé et le flux de référence :

$$e_\phi = \phi_{ref} - \phi_{est} \quad (II.23)$$

La discrétisation de l'équation (II.22) donne :

$$\begin{cases} i_{ds\ ref}[k] = k_{p\phi}(\phi_{ref}[k] - \phi_{est}[k]) + k_{i\phi}S[k] \\ \text{avec: } S[k] = S[k-1] + h_\phi(\phi_{ref}[k] - \phi_{est}[k]) \end{cases} \quad (II.24)$$

h_ϕ : est la période d'échantillonnage.

$$i_{ds\ max} = 10(A)$$

De même que pour la régulation de la vitesse l'adoption d'un système de limitation du courant donne :

$$i_{ds\ ref}[k](\text{limité}) = \begin{cases} i_{ds\ ref}[k] \text{ si } |i_{ds\ ref}[k]| \leq i_{ds}^{\max} \\ i_{ds}^{\max} \cdot \text{sign}(i_{ds\ ref}[k]) \text{ si } |i_{ds\ ref}[k]| \geq i_{ds}^{\max} \end{cases} \quad (II.25)$$

Le système d'anti – windup est décrit par l'équation suivante :

$$e_\phi^L[k] = e_\phi[k] - \frac{1}{k_{p\phi} + h_\phi k_{i\phi}} (i_{ds\ ref}[k] - i_{ds\ ref}[k](\text{limité})) \quad (II.26)$$

L'équation du sommateur est donnée par :

$$S[k] = S[k-1] + e_\phi^L[k] * h_\phi \quad (II.27)$$

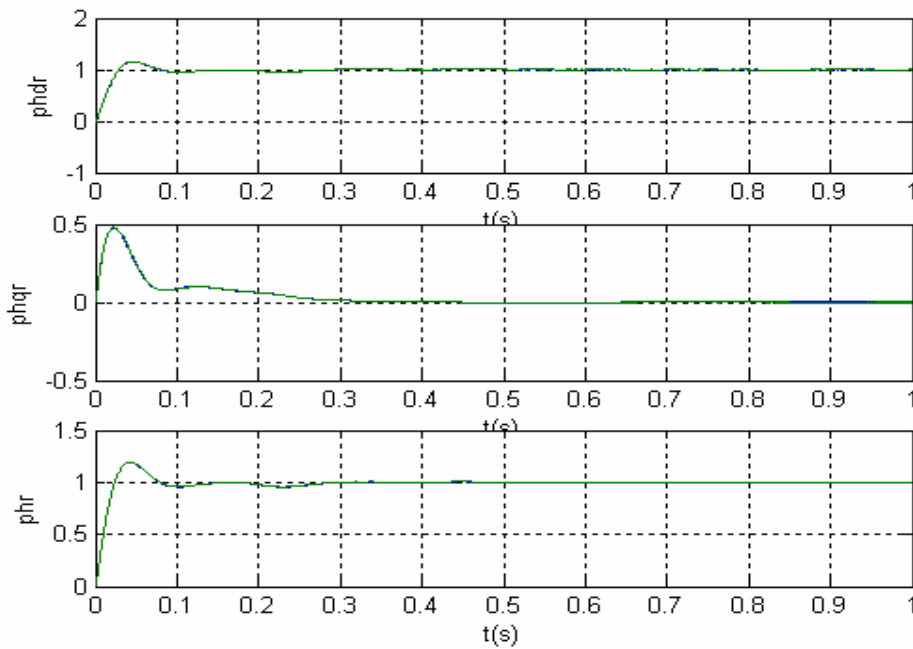


Figure II.14 Allure des flux réels et estimés.

II.3.2.3 Simulation numérique

Cette simulation a été effectuée pour un flux rotorique de référence de 1(wb) et une vitesse de consigne de 1200 (trs/min). Les coefficients du correcteur utilisé pour la régulation de la vitesse sont calculés pour un placement de pôles de $(-24.5 \pm j24.5)$; ce qui permet d'avoir : $k_{p\Omega} = 1.511$ et $k_{i\Omega} = 37.2155$ pour une période d'échantillonnage $h_{\Omega} = 0.0001$ s. Ceux du correcteur du flux sont calculés pour un placement de pôles de $(-30 \pm j30)$; ce qui nous donne : $k_{p\phi} = 12.8707$ et $k_{i\phi} = 502.3989$ pour une période d'échantillonnage $h_{\phi} = 0.0005$.

Deux tests sont effectués :

- dans le premier la machine sera soumise à une charge de 10N.m dans l'intervalle de temps $t = [0.4 \ 0.8]$ s (figures II.15, II.16 et II.17).
- Lors du deuxième nous inverserons la vitesse de consigne à l'instant $t = 0.5$ s (figure II.18, II.19 et II.20).

➤ Application d'une charge

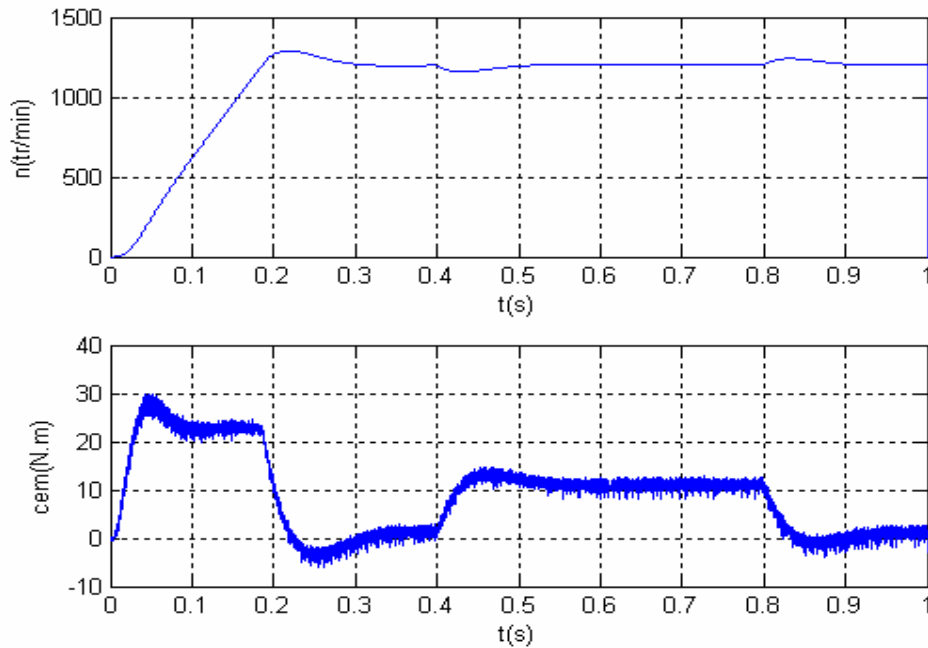


Figure (II.15) Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique.

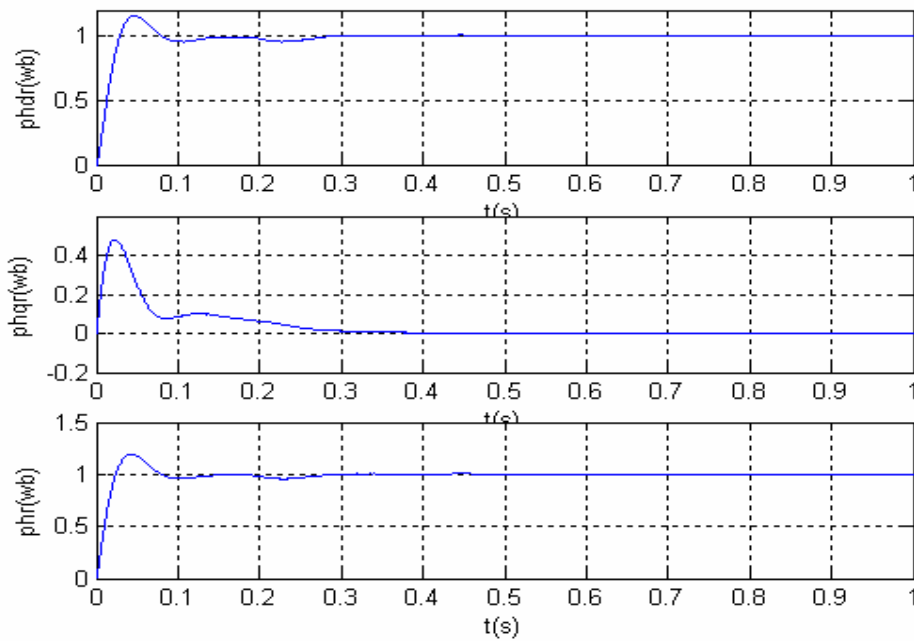


Figure (II.16) Evolution des composantes directe et en quadrature du flux rotorique.

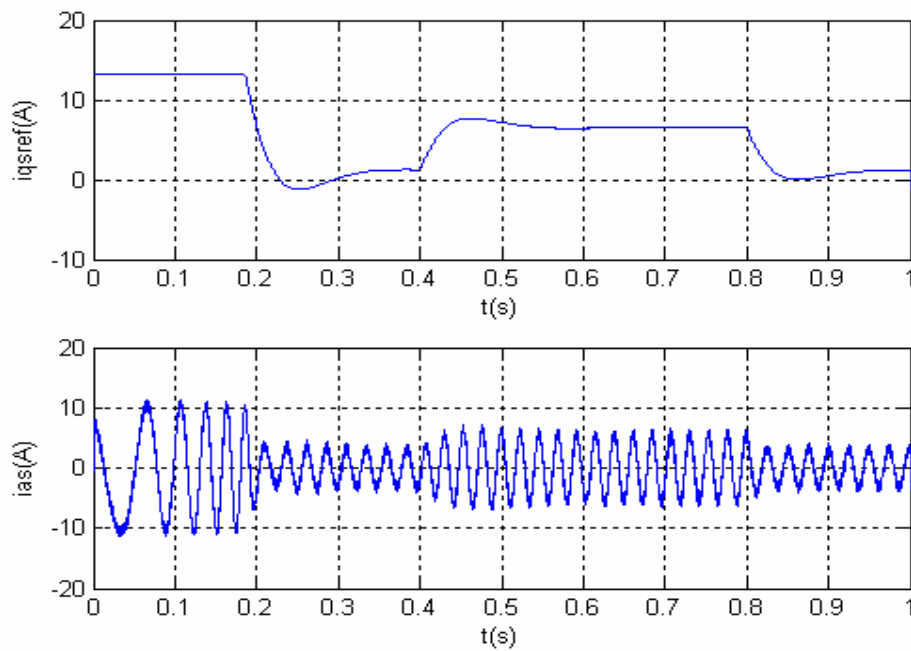


Figure (II.17) Evolution du courant statorique en quadrature et du courant statorique de phase.

➤ Inversion de la vitesse

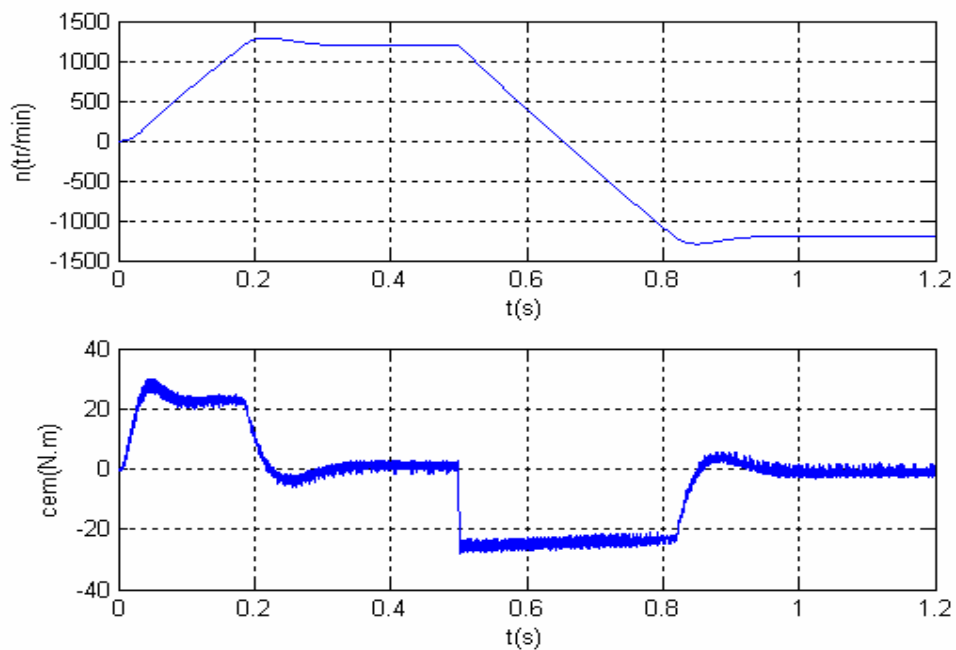


Figure (II.18) Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique.

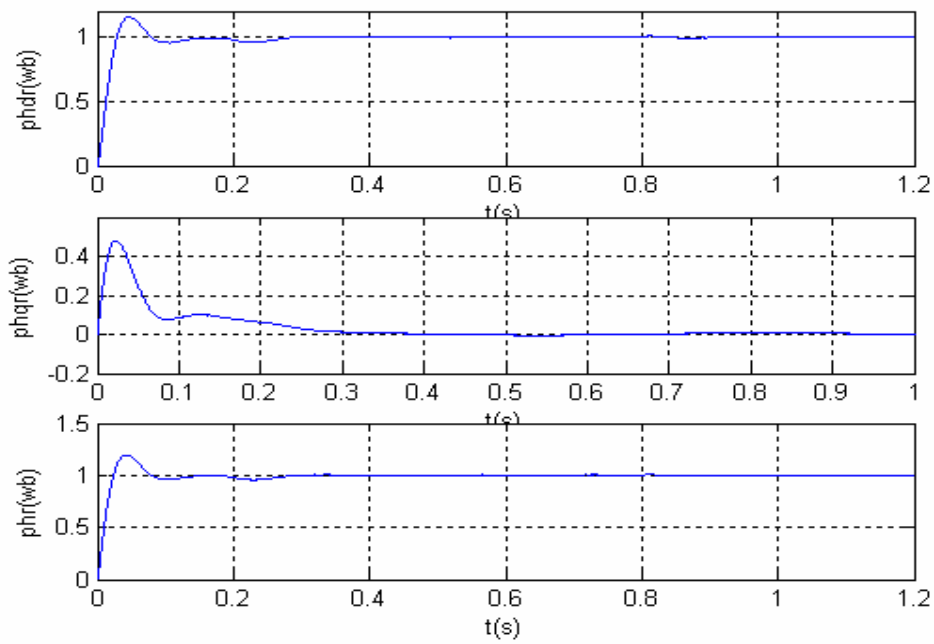


Figure (II.19) Evolution des composantes directe et en quadrature du flux rotorique.

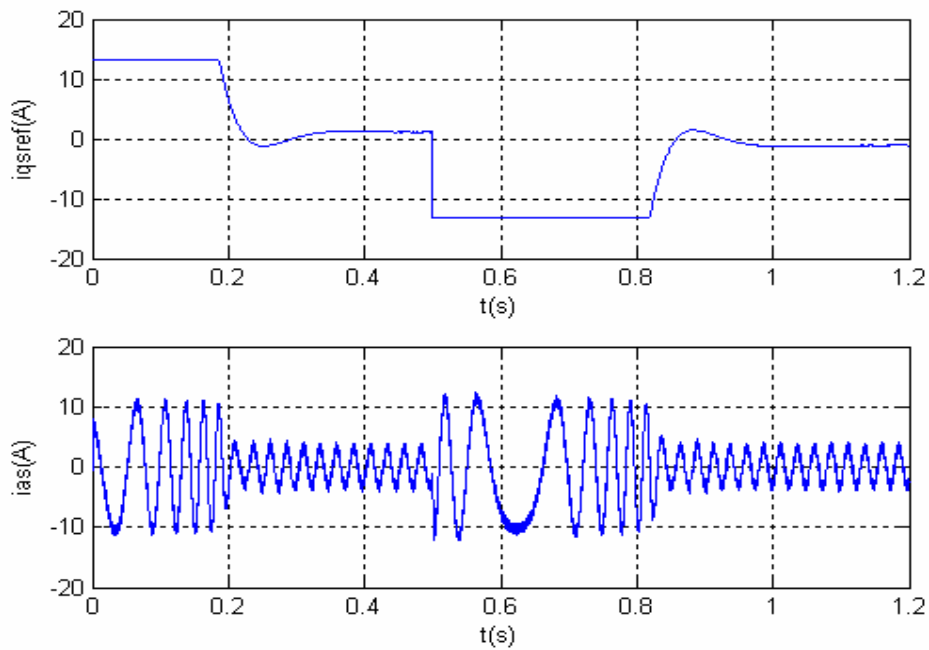


Figure (II.20) Evolution du courant statorique en quadrature et du courant statorique de phase.

II.3.2.4 Interprétations des résultats

Si les allures de la vitesse, du couple électromagnétique, du courant statorique de phase et du courant statorique en quadrature sont identiques à ceux obtenues par la méthode indirecte, on remarque que les allures de composantes du flux rotorique sont nettement meilleures.

En effet, pendant le régime transitoire, la composante directe et la composante en quadrature du flux prennent des valeurs inférieures à celles obtenues par la commande indirecte. Elles se stabilisent respectivement à leur valeur de référence et ne présentent, contrairement aux précédentes, aucune sensibilité à l'application d'un couple résistant ou à l'inversion de la vitesse. Ceci étant le fruit de la régulation en boucle fermée du flux.

II.4 Etude de la robustesse de la commande

L'analyse précédente a été effectuée dans le cadre de conditions idéales. En réalité les valeurs des paramètres de la machine ne sont pas constantes mais changent lors du fonctionnement de la machine.

Ces changements sont causés par la saturation magnétique des circuits et par la variation de la température. L'exemple le plus simple est l'augmentation de la résistance rotorique suite à l'échauffement.

Pour tester la robustesse de la commande on admet une augmentation excessive de la résistance rotorique ($r_r = 300\% r_{r_n}$) à partir de l'instant $t = 0.6$ s. La machine sera soumise à une charge résistive de 10 N.m à partir de l'instant $t = 0.4$. Les résultats de la simulation pour une commande indirecte et une commande directe sont représentés par les figures (II.21, II.22, II.23, II.24, II.25 et II.26)

II.3.3.1 Interprétations des résultats

On ne note que l'augmentation de la résistance rotorique diminue les performances de la commande vectorielle. D'autant plus pour la commande directe que pour la commande indirecte.

Suite à cette augmentation, la vitesse de la machine diminue et prend une allure linéaire décroissante.

Le couple électromagnétique quant à lui connaît quelques perturbations puis se stabilise à la valeur 10N.m. une valeur qu'il adopte pour compenser le C_r appliqué à la machine.

L'augmentation de la résistance rotorique conduit à une légère diminution de la composante quadrature du flux rotorique et à une chute considérable de la composante directe.

On remarque aussi une augmentation du courant statorique de phase et du courant statorique en quadrature.

Ces résultats traduisent la sensibilité de la régulation par régulateur PI à la variation de la résistance rotorique. Le découplage est affecté, les flux ne suivent plus leur référence et la vitesse et le couple électromagnétique sont perturbés.

➤ Cas d'une commande indirecte

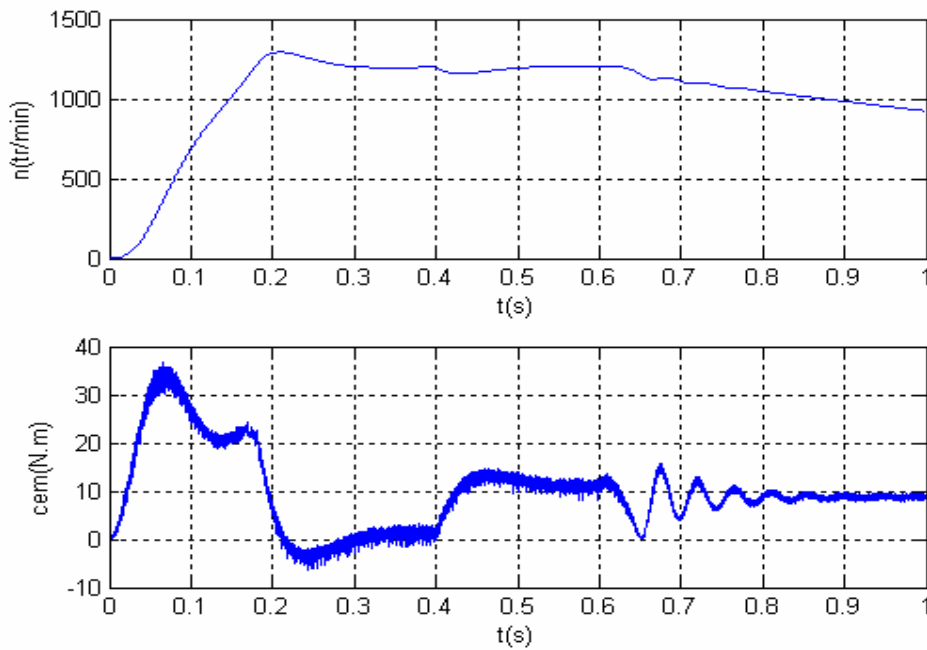


Figure (II.21) Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique.

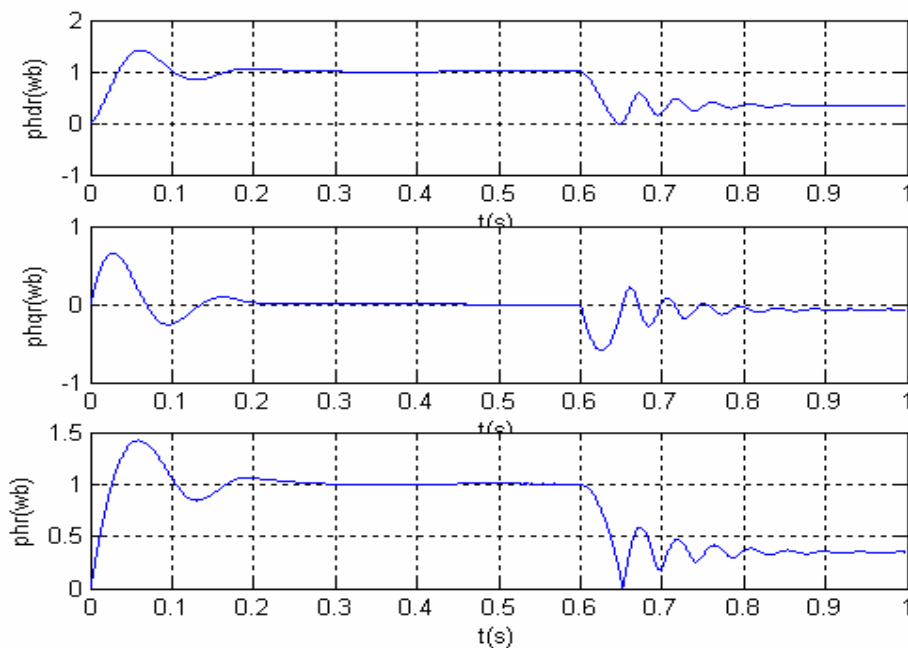


Figure (II.22) Evolution des composantes directe et en quadrature du flux rotorique.

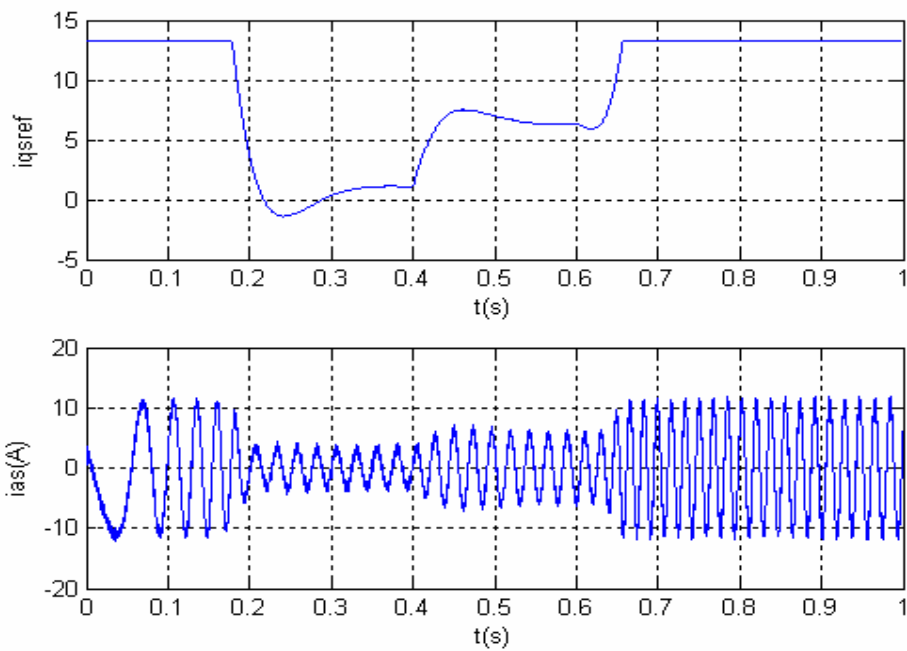


Figure (II.23) Evolution du courant statorique en quadrature et du courant statorique de phase.

➤ Cas d'une commande directe :

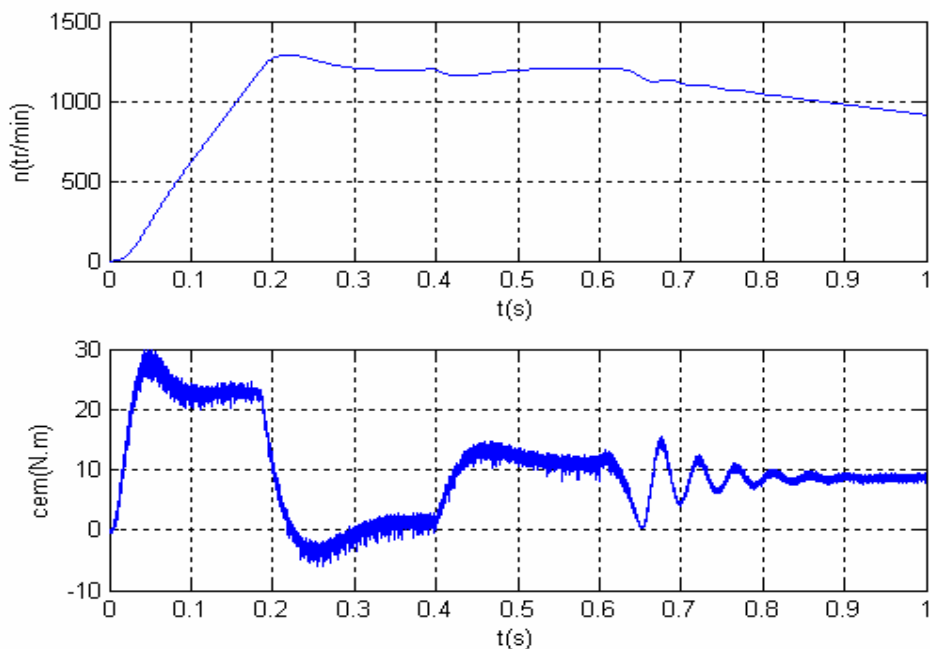


Figure (II.24) Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique.

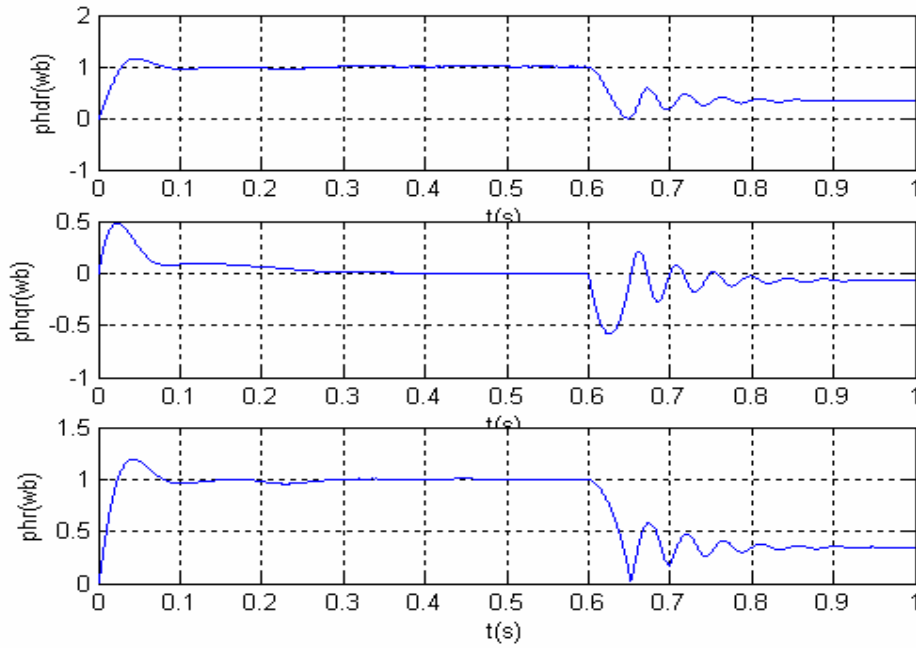


Figure (II.25) Evolution des composantes directe et en quadrature du flux rotorique.

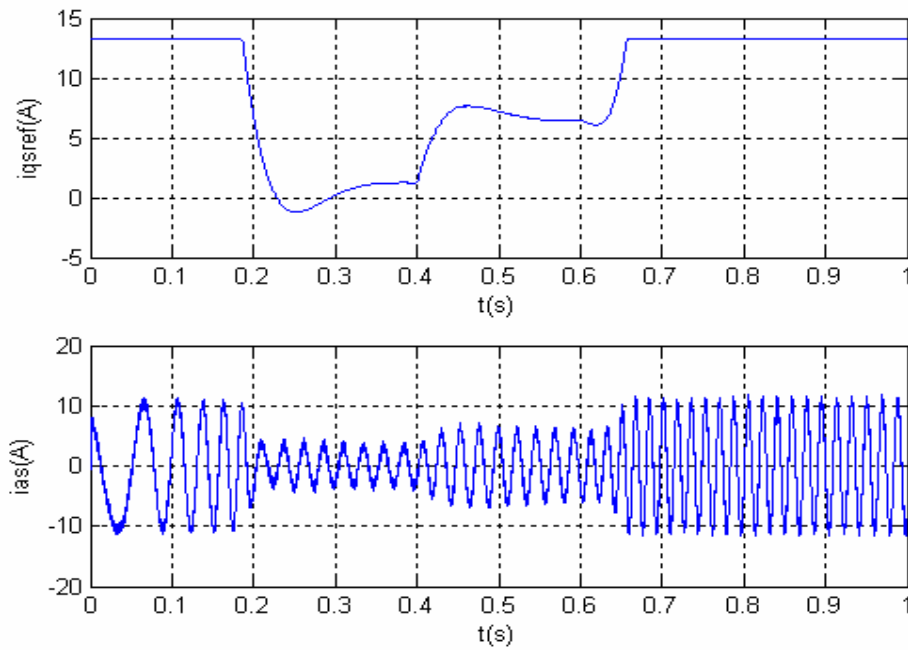


Figure (II.26) Evolution du courant statorique en quadrature et du courant statorique de phase.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé les théories de base de la commande vectorielle. Nous avons procédé à la simulation des diverses méthodes de réglage de la vitesse.

Les résultats obtenus lors des différentes simulations tendent à prouver l'efficacité de cet outil de contrôle, à même d'apporter des résultats très probants en ce qui concerne le découplage et le réglage de la vitesse.

Mais ces résultats peuvent être nettement améliorés en procédant à l'optimisation de ces régulateurs. Parmi les différentes méthodes on a recours à l'optimisation par algorithmes génétiques. Auxquels sera consacré le chapitre suivant.

CHAPITRE III

OPTIMISATION PAR ALGORITHMES GENETIQUES

III.1 Introduction

L'homme, a de tout temps, aspiré à la perfection. Quelque soit ce qu'il entreprend il désire atteindre tout ce qui est meilleur en améliorant ses performances (maximisation) et en diminuant ses erreurs (minimisation).

«Le désir humain de la perfection trouve son expression dans la théorie de l'optimisation. Elle étudie comment décrire et atteindre ce qui est meilleur, une fois que l'on connaît comment mesurer et modifier ce qui est bon et mauvais... La théorie de l'optimisation comprend l'étude quantitative des optimums et les méthodes pour les trouvées. » Beightler, Philips, et Wild (1979, p.1) [24].

Ainsi l'optimisation cherche à améliorer une performance en se rapprochant le plus possible d'un ou plusieurs points optimums. Elle permet d'augmenter de façon sensible les performances des systèmes sur laquelle elle est appliquée.

Ces systèmes, quelque soit leur nature, sont souvent représentés par des équations mathématiques. Le but de l'optimisation sera donc, de trouver les valeurs de ou des variables qui maximisent ou minimisent ces fonctions.

Plusieurs méthodes d'optimisation ont été mises au point, cependant les plus performantes d'entre elle ont déjà atteint leur limite. La principale limite de telles méthodes réside dans le fait que rien ne garantie que l'optimum trouvé soit un optimum global et non local (figure III.1). Bien qu'elles aient données de bons résultats dans la plupart des situations, elles ne permettent pas d'aboutir à une solution pratique lorsque les problèmes abordés atteignent une taille et/ou une complexité importante.

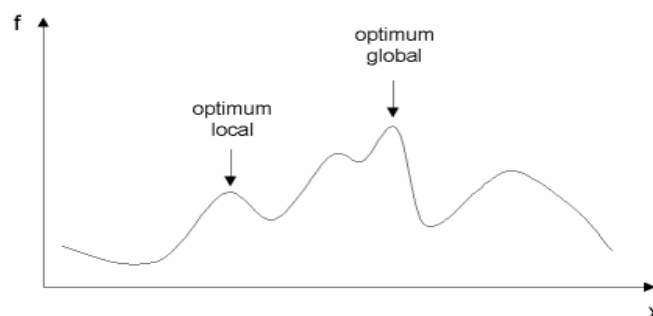


Figure (III.1) Optimum global et local.

Pour cette raison les recherches se sont orientées vers des méthodes qui assurent la convergence vers la solution optimale en dépit de la complexité et de la taille du problème à optimiser.

L'idée était de concevoir des mécanismes de recherche robustes et capable de s'adapter à n'importe quel environnement et à n'importe quelles contraintes. Quand il est question de robustesse, de perfection et de complexité la nature fait mieux que les scientifiques. C'est pour cela que les chercheurs se sont orientés vers l'adaptation des mécanismes naturels pour la résolution de problèmes ou l'amélioration des techniques qui existent déjà. Parmi ces adaptations on trouve les réseaux de neurones, la logique floue et les algorithmes génétiques.

Les algorithmes génétiques ont été inspirés de la sélection naturelle, de la reproduction et de la génétique.

Les mécanismes de la sélection naturelle et de la génétique ont été établis par les scientifiques Darwin et Mendel.

Les observations de Darwin et ses théories sur l'évolution des espèces vivantes, bien que controversées, restent cependant, fondées. Darwin explique que seuls les individus les mieux adaptés, c'est-à-dire capable d'effectuer des tâches nécessaires à leur survie se reproduisent à des taux plus élevés alors que les individus les moins adaptés se reproduisent à des taux plus faibles. Une population ayant une grande variété va, de génération en génération contenir des individus dont le génotype (ensemble de caractères) se traduit par une meilleure adaptation, et ceci en raison de la contrainte de la sélection naturelle [27].

Mendel a, quand à lui, expliqué les mécanismes de la reproduction et de l'adaptation par le croisement et la mutation [27].

A chaque génération, les meilleurs individus d'une population seront sélectionnés pour se reproduire. Leur descendance formera une nouvelle population qui sera à son tour sujet de sélection, de croisement et de mutation.

La communauté scientifique n'a pu que s'émerveiller devant la robustesse, l'efficacité et la flexibilité de ce système. Son aspect itératif, sa capacité à s'adapter et à sélectionner les meilleurs éléments n'a pas laissé insensible des chercheurs qui y ont vite trouvé un moyen robuste d'optimisation.

Les algorithmes génétiques ont été développés par John Holland, ses collègues, et ses étudiants de l'université du Michigan. En 1975 il publie son livre « *Adaptation in Natural and Artificial Systems* » qui pose les bases des algorithmes génétiques [24] [15] [12].

Bien que n'étant pas tributaire de méthodes mathématiques complexes. La recherche sur les algorithmes génétiques laisse la porte ouverte à toutes les innovations et la créativité possibles. Depuis leurs mises au point ils ont été sujets d'un grand nombre d'articles et de thèses de doctorat [3] [10][11] [12] [13][24].

Au cours de ce chapitre, nous développerons les notions de sélection, de croisement et de mutation des algorithmes génétiques. Nous essayerons de concevoir un algorithme génétique qu'on appliquera par la suite à l'optimisation de quelques fonctions. Une fois l'algorithme génétique validé, il sera appliqué à la commande de notre machine.

III.2 Définition des l'algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes évolutionnistes d'optimisation qui recherchent le ou les extrêmes d'une fonction définie sur un intervalle de donnés. Fondés sur la théorie de l'évolution de Darwin et sur les lois de la génétique vue précédemment. Ces algorithmes fonctionnent (évoluent) de la façon dont peut évoluer une population en passant par les mêmes étapes : sélection, croisement et mutation.

En se basant sur les informations délivrées par la fonction à optimiser, les algorithmes génétiques contrairement aux autres méthodes explorent plusieurs points de l'espace (population). A chaque génération seul les points qui correspondent aux valeurs les plus élevées de la fonction à optimiser seront sélectionnés. Ils engendreront suite au croisement et la mutation de nouveaux points (une nouvelle population). A chaque génération, un optimum est calculé.

Pour exploiter un tel algorithme, il est nécessaire de procéder suivant le processus suivant [24] [20] [22][23]:

III.2.1. Le codage

Lors de cette étape chaque point de l'espace est associé à une structure de donnée. Ceci se fait généralement après la modélisation du problème à traiter.

III.2.2. Choix de la population initiale

Le choix se fera sur un ensemble hétérogène d'individus qui seront la génération mère. Ce choix est d'autant plus important qu'il peut rendre l'algorithme plus ou moins rapide. La population initiale est répartie sur tout le domaine de recherche, dans le cas ou le problème à résoudre est inconnu.

III.2.3. Définir la fonction à optimiser

Cette fonction est appelée fitness ou fonction d'évaluation de l'individu.

III.2.4. Définir les opérateurs de diversification de la population au cours des générations

Ces opérateurs sont la sélection, le croisement et la mutation. Au cours de la sélection les individus les mieux adaptés sont seuls choisis pour constituer la nouvelle génération. L'opérateur de croisement recompose les gènes et propose de nouveaux individus. L'opérateur de mutation garantit l'exploration de l'espace de recherche.

III.2.5. Définir les paramètres de dimension

La taille de la population, l'intervalle de recherche, les probabilités d'application des opérateurs de croisement et de mutation et le critère d'arrêt.

III.2.6. Critères d'arrêt

Le critère d'arrêt peut être représenté :

- Le nombre de génération fixé initialement.
- La valeur de la fonction d'évaluation ou de fitness a atteint une valeur fixée a priori.
- L'absence de l'évolution de la valeur de la fonction d'évaluation des individus d'une population à une autre.
- Les individus ont atteint un certain degré d'homogénéité.

Dans ce qui suivra nous passerons en détail les différentes étapes citées plus haut.

Cet algorithme est schématisé par l'organigramme représenté par la figure (III.1) [10].

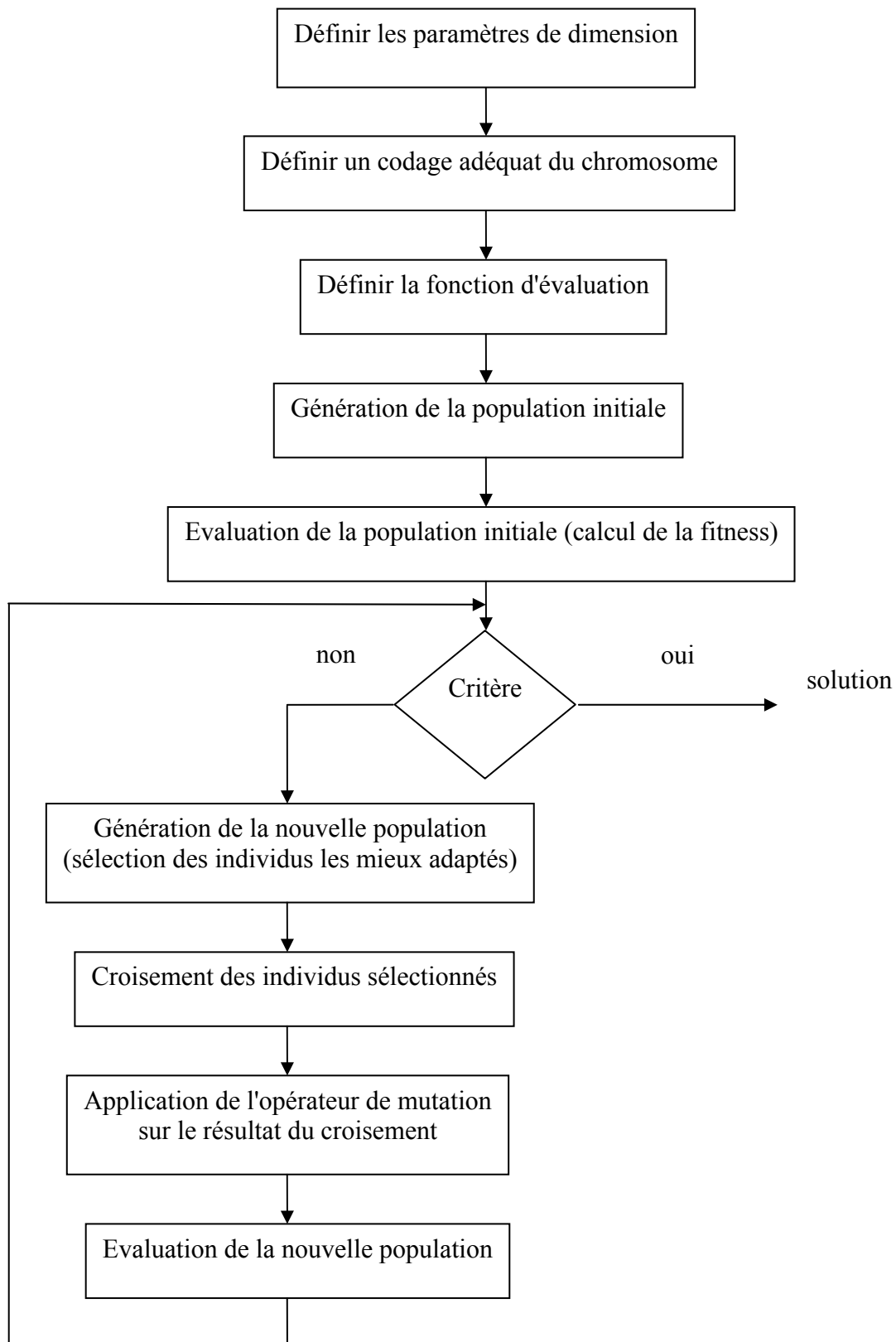


Figure (III.1) Organigramme de l'algorithme génétique.

III.3 Les opérateurs des algorithmes génétiques

III.3.1. Le codage

Tout au début, le codage utilisé par les algorithmes génétiques était le codage binaire. Ce codage est représenté par une chaîne de bits qui contiennent l'information nécessaire à la description d'un point dans l'espace. Ceci permet de créer des opérateurs de croisement et de mutation assez simple.

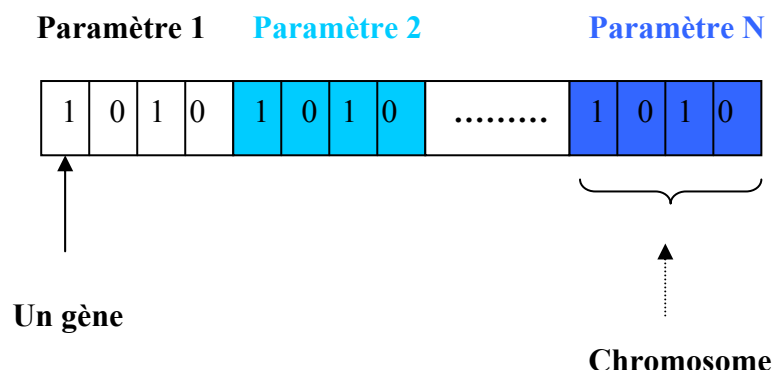


Figure (III.2) Codage binaire des données.

III.3.2. Génération de la population initiale

La rapidité de l'algorithme dépend beaucoup du choix de la population initiale. Si la position de l'optimisation dans l'espace d'état est inconnue il est normal de générer des individus aléatoirement et de les exploiter de sorte qu'ils respectent les contraintes.

Si l'information est disponible, on ne génère que des générations qui respectent les contraintes, ceci accélère la convergence puisqu'il n'y aura pas d'étape d'élimination des points non respectueux des contraintes.

La diversité d'une population est entretenue sur plusieurs générations par des manipulations effectuées sur la structure des chromosomes. Ce rôle est tenu par les opérateurs de croisement et de mutation.

Le choix de la taille de la population est un choix délicat. Pour une taille relativement petite l'algorithme évolue vers un optimum local peu intéressant. Pour une taille trop élevée l'algorithme prend plus de temps pour converger vers une solution envisageable. La taille de la population doit être choisie de façon à réaliser un bon compromis entre le temps de calcul et la qualité du résultat.

III.3.3. Fonction objective et fitness

On appelle fonction objective, la fonction qu'on souhaite optimiser. La fitness quant à elle est la fonction d'évaluation de l'individu.

La fonction fitness est déterminée selon le problème posé (à optimiser). Dans le cadre d'une simple optimisation de fonction, la fonction fitness est la fonction objective.

La fitness peut être envisagée comme étant une mesure de profit, d'utilité ou de qualité. Elle sert à attribuer à un individu une valeur numérique en rapport avec l'intérêt qu'il représente en tant que solution.

Les individus d'une population seront sélectionnés ou éliminés en fonction de leur fitness. Seul les individus dont la fitness est élevée seront reproduits.

III.3.4. La sélection

La sélection sert à identifier les bons éléments d'une population et d'en écarter les mauvais. Pour cela il existe plusieurs méthodes de sélection.

III.3.4.1. Sélection par roulette (wheel selection)

Chaque individu est un chromosome. L'ensemble de ces chromosomes est placé sur une roulette ou chaque chromosome occupe un espace proportionnelle à sa capacité d'adaptation.

Soit S_f la somme des fitness d'une population et f_i la fitness de chaque chromosome. On définit P_i comme étant le pourcentage qu'occupe ce chromosome de la roue

$$P_i = \frac{f_i}{S_f}. \quad (\text{III.1})$$

Chaque chromosome i occupe $P_i\%$ de la roulette.

Les chromosomes sont choisis suite au lancement d'une bille, le chromosome désigné par son arrêt sera sélectionné et participera à la formation de la nouvelle génération. Supposons qu'un chromosome occupe plus de 90% de la roulette, dans ce cas il est fort probable qu'il soit le seul sélectionné ce qui limite l'évolution de la population. C'est la raison pour laquelle on s'est tourné vers une autre méthode de sélection.

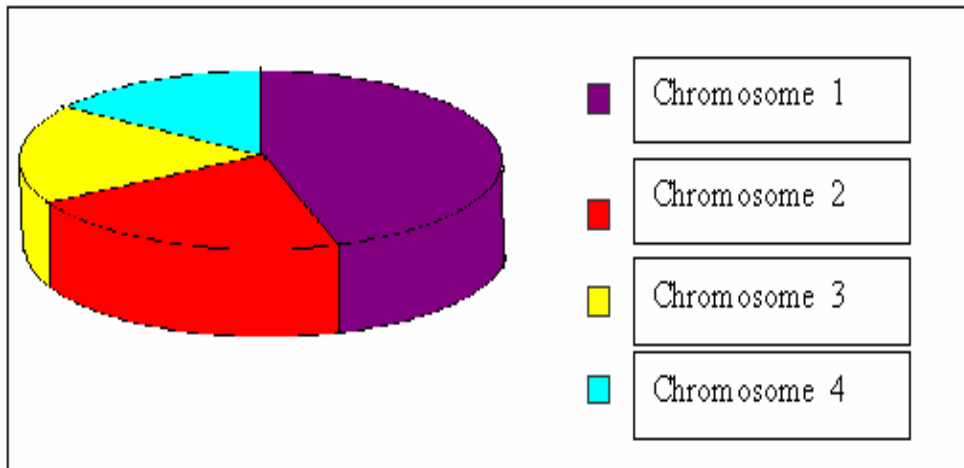


Figure (III.3) Sélection par roulette.

III.3.4.2. Sélection par rang

On procède de la même manière que pour la sélection par roulette, sauf que, les chromosomes ne sont pas placés sur une roulette, mais triés par rang du plus mauvais au meilleur. Pour une population initiale de taille N , le plus mauvais chromosome sera attribuer au rang 1 et le meilleur au rang N . Ainsi la sélection dépendra du rang du chromosome et non pas de sa capacité d'adaptation. Tous les chromosomes auront alors une chance d'être sélectionnés.

Ceci dit les chromosomes sélectionnés ne sont pas très différents. Leur évolution est lente. L'algorithme génétique doit donc créer plusieurs générations pour aboutir à la solution optimale.

La performance d'un algorithme génétique dépend fortement de la sélection. Le fait de créer à chaque génération, une population constituée de m copies des meilleurs individus de la population précédente, mène à une convergence plus rapide de l'algorithme vers la solution optimale. Etant donné l'importance de la sélection et les limites de ses techniques conventionnelles, les chercheurs se sont vu contraint de mettre au point des méthodes plus appropriées et à même de donner de meilleurs résultats. Les travaux les plus intéressants sont ceux de De Jong et de Brindle [24].

III.3.4.3 Sélections de De Jong [24]

De Jong a combiné les théories développées par Holland avec ses propres expérimentations informatiques particulièrement méticuleuses.

Connaissant toutes les applications possibles de l'algorithme génétique De Jong s'est particulièrement intéressé à son utilisation dans l'optimisation des fonctions. Il s'est fixé comme objectif, l'amélioration de l'algorithme génétique simple, par la mise au point de nouvelles méthodes de sélection. A cette fin il a conçu quatre méthodes de sélection. On en cite les trois suivantes

III.3.4.3.1 Elitisme

Cette méthode vise à préserver l'élite de la population. Lors de la création d'une nouvelle génération il est fort possible que de bons chromosomes soient perdus au cours du croisement et de la mutation.

Pour y remédier, on copie un ou plusieurs de ces chromosomes dans la nouvelle génération.

On définit $ind(t)$ comme étant le meilleur individu généré par l'algorithme jusqu'à la génération t . Si, $ind(t)$ n'est pas contenu dans la génération $(t+1)$ alors il y sera ajouté.

III.3.4.3.2 Méthode de l'espérance mathématique

De Jong s'est basé pour sa sélection sur la capacité d'adaptation de chaque chaîne. Cette capacité est donnée par la relation

$$C_i = \frac{f_i}{\bar{f}} \quad (\text{III.2})$$

Où \bar{f} représente la fitness moyenne de la population.

On suppose que toutes les chaînes seront sélectionnées pour la formation de la nouvelle génération. Chaque fois qu'une chaîne est sélectionnée pour un croisement, un compteur, qui lui est attaché, est décrémenté de 0.5. Si la chaîne est sélectionnée pour la reproduction sans croisement son compteur est décrémenté de 1. Les chaînes dont le compteur passe au dessous de zéro ne seront plus disponibles à la sélection.

C'est la combinaison des méthodes précédemment citées, qui conduit à une **méthode élitiste de l'espérance mathématique**. L'analyse des résultats obtenus par les trois méthodes met en exergue l'efficacité et la supériorité de la deuxième méthode de sélection.

III.3.4.4 Sélection de Brindle [24]

Brindle s'est intéressée à l'amélioration des performances de l'algorithme génétique par l'amélioration de la sélection.

Dans ses recherches, Brindle évoque plusieurs méthodes de sélection, sans pour autant, en déterminer la plus performante. Des études ultérieures ont cependant démontré la supériorité de deux d'entre elle .

III.3.4.4.1 Sélection stochastique pour la partie restante sans remplacement

La probabilité qu'un élément i soit sélectionné est donnée par la relation

$$p_{select_i} = \frac{f_i}{Sf} \quad (III.3)$$

Pour constituer une population de taille n , le nombre de copies attendues pour chaque élément est

$$nc_i = n * p_{select_i} \quad (III.4)$$

Chaque élément i se verra accordé avec certitude un nombre de copies égal à la partie entière de nc_i et une probabilité d'une copie éventuelle égale à sa partie flottante [24] [10].

III.3.4.4.2 Sélection par tournoi

Cette méthode consiste à sélectionner une paire d'individus par roue de loterie. L'individu ayant l'adaptation la plus élevée sera déclaré vainqueur du tournoi et sera par conséquent ajouté à la nouvelle génération. Ce processus sera répéter jusqu'à ce que la population soit constituée [24].

III.3.5. Croisement

Le croisement est l'opérateur qui assure l'échange d'information et la création de nouveaux points. Il se fait avec deux parents et donne généralement par la suite deux enfants.

Chaque parent est représenté par une chaîne de bits (codage binaire). Chaque chaîne est découpée en une ou plusieurs parties. L'emplacement du découpage est désigné par un point P_c choisie aléatoirement. Le croisement s'effectue en échangeant ces parties entre les parents.

On définit par CP le nombre de points de croisement. Un croisement en un point est réalisé pour $CP = 1$. Le premier enfant est constitué de la première partie du premier parent et de la deuxième du deuxième parent. Le deuxième enfant est constitué de la première partie du deuxième parent et de la deuxième partie du premier parent.

La figure suivante représente un croisement en un point pour un point de croisement $Pc = 3$

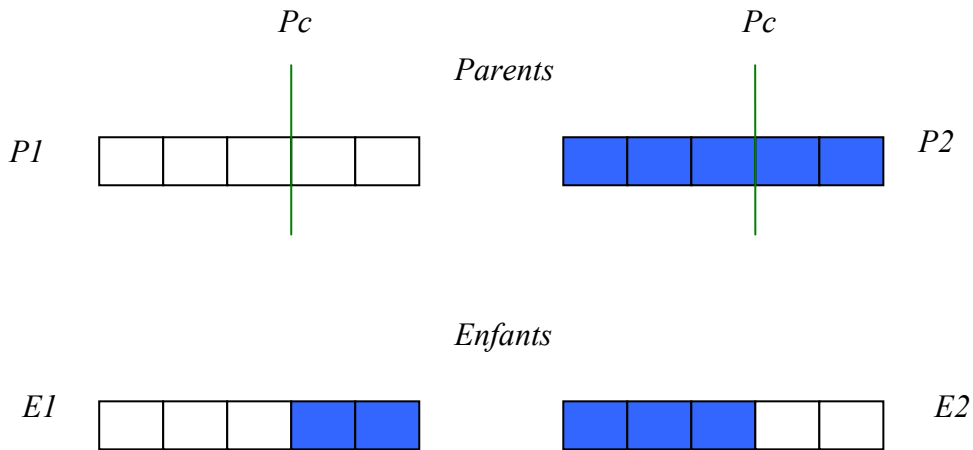


Figure (III.4) Croisement en un point.

La figure suivante représente un croisement en deux points pour les points de croisement $Pc_1 = 1$ et $Pc_2 = 3$

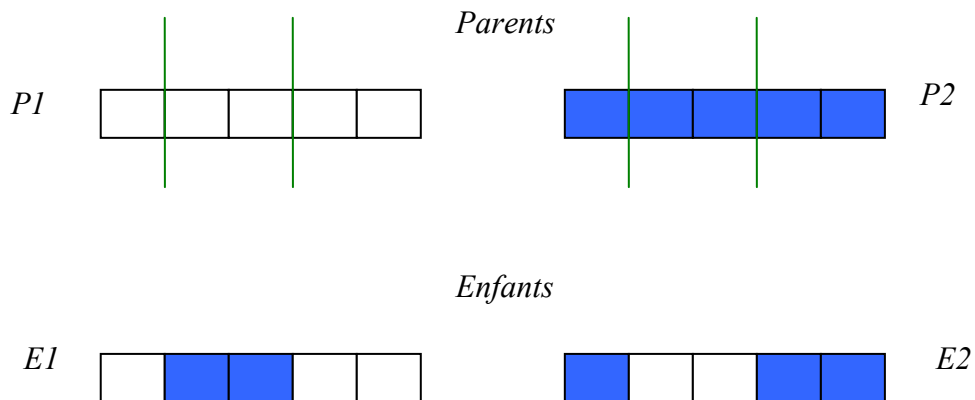


Figure (III.5) Croisement en deux points.

Au cours de sa recherche De Jong a déduit que le croisement à points multiples diminue les performances de l'algorithme d'autant plus que le nombre de point de croisement est élevé [24] [10].

III.3.5.1 Probabilité de croisement

La probabilité de croisement P_{crois} désigne le nombre de chromosomes (éléments) à croiser. Pour une population de taille n et une probabilité de croisement P_{crois} seuls $P_{\text{crois}} * m$ éléments seront appariés et croisés.

Dans la plupart des problèmes traités la probabilité de croisement choisie est de 0.6 [24] [10] [12].

III.3.6. La mutation

La mutation veut dire changement ou modification. En biologie, elle signifie la modification des bases de l'ADN.

Dans les algorithmes génétiques elle consiste à échanger la valeur d'un bit sélectionné au hasard (figures III.6 et III.7). Elle assure la diversité de la population par l'exploration de nouveaux points de l'espace.

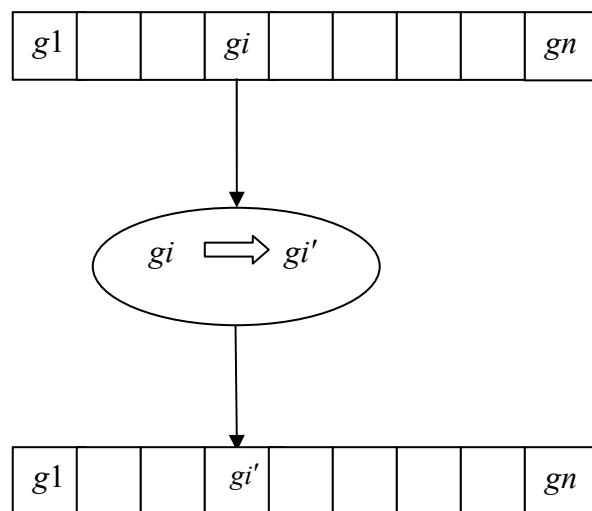


Figure (III.6) Principe de la mutation.

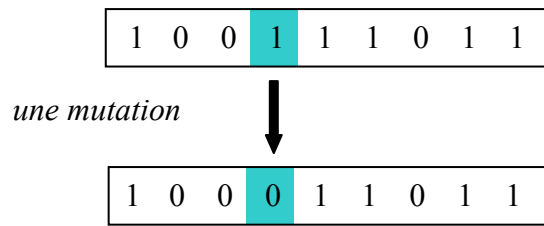


Figure (III.7) Représentation schématique d'une mutation dans un chromosome.

III.3.6.1 Probabilité de mutation

La probabilité de mutation P_{mut} désigne le nombre de bits à muter k . Une fois ce nombre définie, k bits de la population seront choisis au hasard pour être mutés.

Prenons l'exemple d'une population constituée de cinq chromosomes, où chaque chromosome est représenté par une chaîne de dix bits. Le nombre de bits total de la population sera de 50 bits. Pour une probabilité de mutation de 0.2 seul dix bits subiront une mutation. Leur emplacement sera choisi aléatoirement.

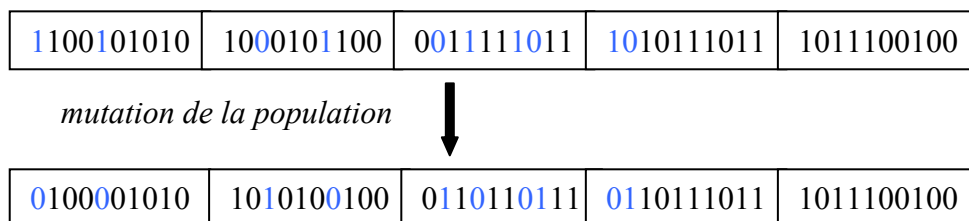


Figure (III.8) Notion de probabilité de mutation.

Contrairement au croisement, la mutation converge lentement vers les meilleures solutions, de ce fait la probabilité de mutation doit être petite et inférieure à la probabilité de croisement. Cette faible probabilité nous permet d'éviter une convergence prématurée tout en nous permettant d'explorer de nouveaux points.

III.3.7 Critère d'arrêt

Le plus souvent on utilise comme critère d'arrêt un nombre prédéfini de génération. Plus la fonction à optimiser est complexe plus le nombre de générations est élevé.

III.4 La minimisation par algorithmes génétiques

L'optimisation de certains problèmes se traduit, non pas par le calcul du maximum d'une fonction $f(x)$ mais par celui de son minimum. Les algorithmes génétiques sont des outils d'optimisation conçus dans le seul but de calculer le maximum d'une fonction.

La minimisation d'une fonction $f(x)$ par algorithmes génétiques se traduit par la maximisation de la fonction $g(x) = -f(x)$. Si f_{\max} est le maximum obtenu de la fonction $g(x)$ le minimum de la fonction $f(x)$ sera $f_{\min} = -f_{\max}$ [21] [22] [23].

III.5 algorithmes génétique à codage réel

C'est grâce au codage binaire que les premiers résultats de convergence ont été obtenus. Mais ce procédé connaît ses limites dans les problèmes de grandes dimensions car chaque point est représenté par une partie de la chaîne mais le problème n'est pas reflété. L'ordre de variable étant important pour un chromosome ne l'est pas pour le problème [13] [10].

Pour éviter cet inconvénient, les algorithmes génétiques utilisent le codage par vecteur réel, ce procédé permet de conserver les variables du problème dans le codage et cela, sans passer par le codage binaire [13] [10].

Les opérateurs classiques, de croisement et de mutation, comme définis précédemment ne seront plus valables. D'autres procédés de croisement et de mutation ont été mis au point.

III.5.1 Croisement barycentrique

Le croisement barycentrique est utilisé dans le cadre d'un codage réel des paramètres. Les enfants E1 et E2 seront formés à partir des parents P1 et P2 comme suit :

$$\begin{cases} E1 = \alpha_1 P1 + (\alpha_1 - 1) P2 \\ E2 = \alpha_2 P2 + (\alpha_2 - 1) P1 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Le nombre α est choisi aléatoirement. [12] [13] [10]

- Si $\alpha_1 = \alpha_2$, le croisement est dit symétrique.
- Si $\alpha_1 = \alpha_2 = 0.5$, le croisement est dit arithmétique.
- Si $\alpha_1 \neq \alpha_2$, le croisement est dit asymétrique.

III.5.2 La mutation

Pour un codage binaire on définit deux types de mutation

III.5.2.1 La mutation uniforme

Ce type de mutation est simple. Les d'individus à muter seront choisi aléatoirement et seront remplacés par des valeurs choisie aléatoirement dans l'intervalle de recherche [13].

III.5.2.2 La mutation non uniforme

Cette techniques est appliquée en fonction de la génération courante t et du nombre maximal de générations $gen - max$. l'individu muté c' est défini comme suit

$$c' = \begin{cases} c'_1 = c + \Delta(t, b_i - c) \\ c'_2 = c - \Delta(t, c - a_i) \end{cases} \quad (III.6)$$

On définit τ comme un nombre aléatoire tel que $\tau = \{0,1\}$

- Si $\tau = 0$, $c' = c'_1$
- Si $\tau = 1$, $c' = c'_2$

Avec

$$\Delta(t, y) = y \left(1 - r \left(\frac{1 - t}{gen - max} \right)^b \right)$$

$[a_i \quad b_i]$: Intervalle de recherche

r est un nombre aléatoire choisi dans l'intervalle $[0,1]$

b a été estimé suite à des expérimentations à la valeur 5 [12].

- Probabilité de croisement 0.6
- Type de mutation mutation uniforme
- Probabilité de mutation 0.1

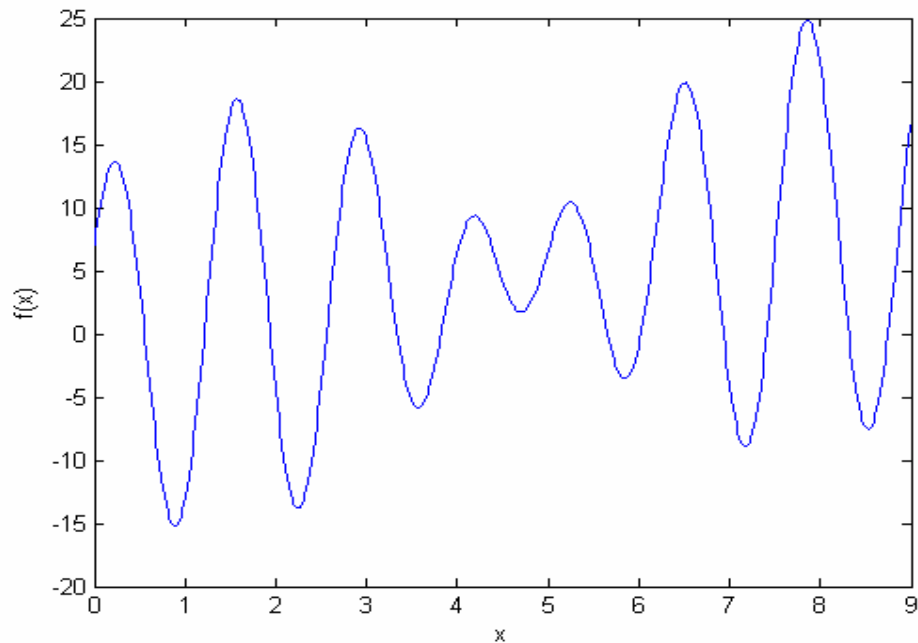


Figure (III.9) Allure de la fonction à optimiser.

III.5.1.1. Maximisation de $f(x)$

Le maximum obtenu est $f(x) = 24.8554$ pour une valeur de $x = 7.8567$.

La fonction $f(x)$, la population initiale générée ainsi que le résultat de l'optimisation sont représentés par la figure suivante (III.10). La figure (III.11) représente la fitness du meilleur individu obtenu à chaque génération.

On remarque que l'algorithme génétique parvient à déterminer le maximum de $f(x)$ après seulement 14 générations.

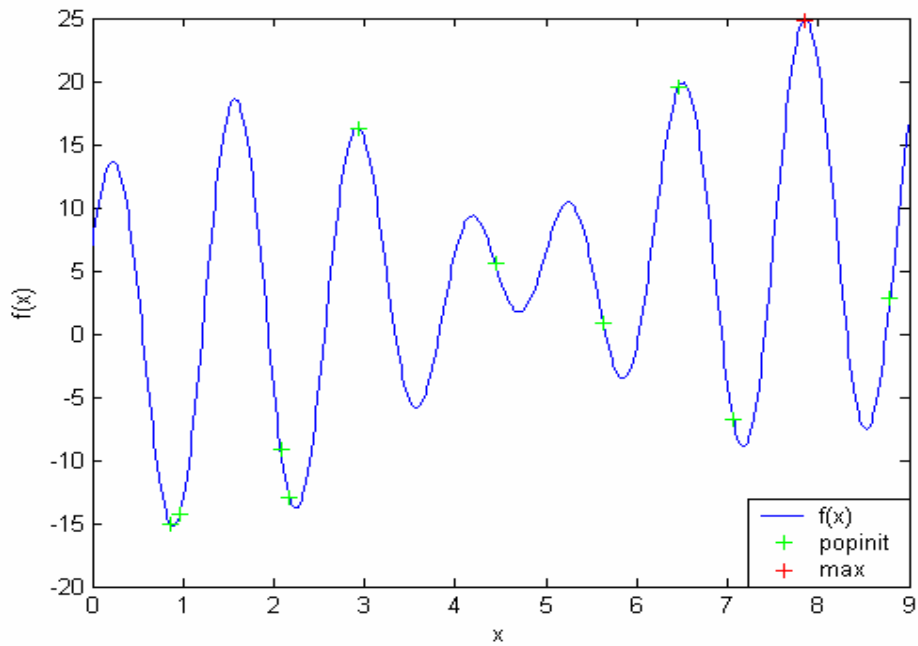


Figure (III.10) Résultat de l'optimisation.

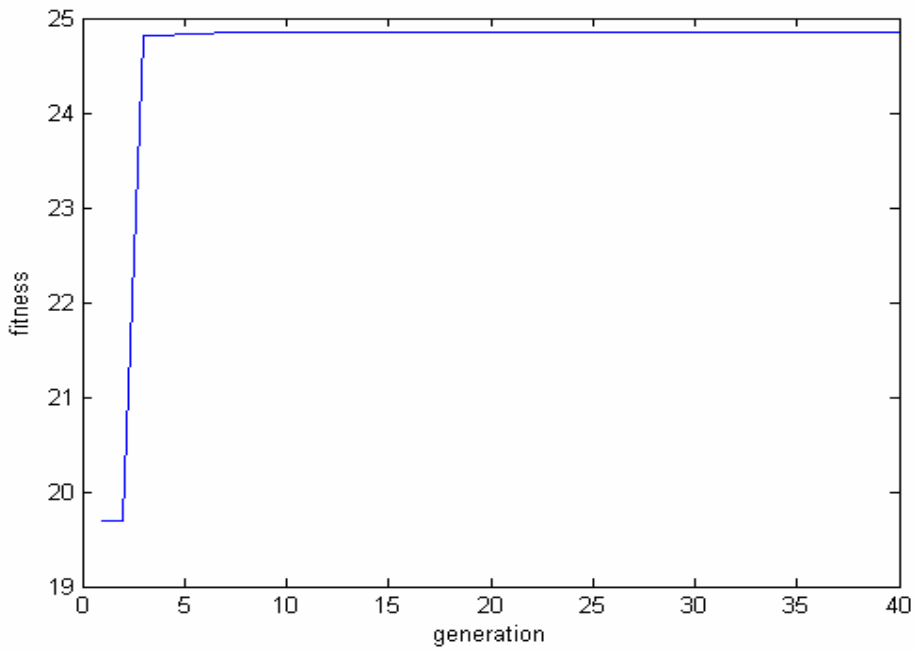


Figure (III.11) Fitness des meilleures solutions.

III.5.1.2. Minimisation de $f(x)$

Soit la fonction $g(x) = -f(x)$. La maximisation de la fonction $g(x)$ donne le maximum $g(x) = 15.1644$ après 5 générations.

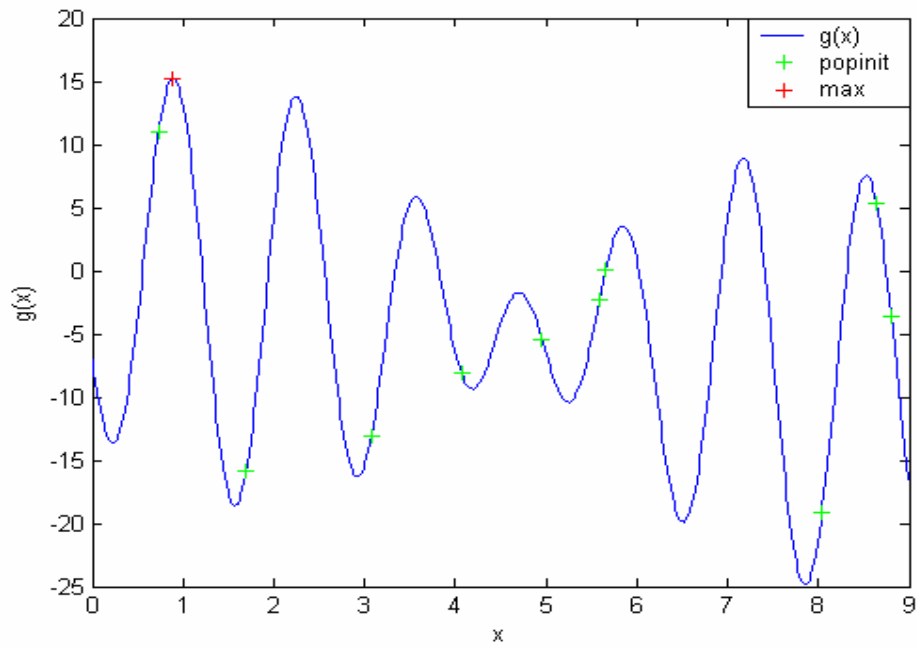


Figure (III.12) Résultats de l'optimisation.

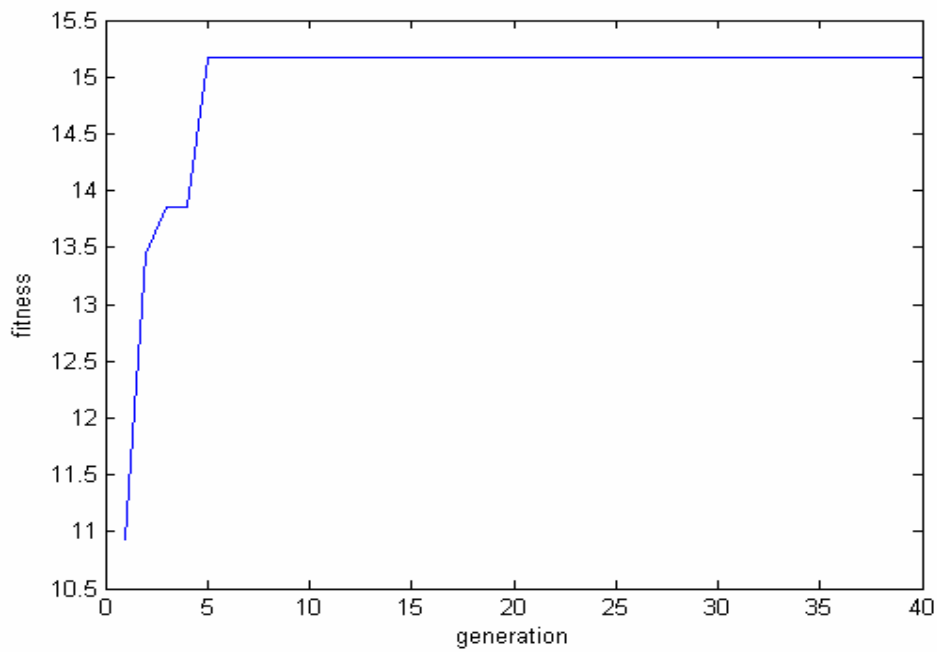


Figure (III.13) Fitness des meilleures solutions.

Le minimum de la fonction $f(x)$ sera $f_{\min} = -15.1644$.

Les résultats de l'optimisation sont représentés par la figure suivante

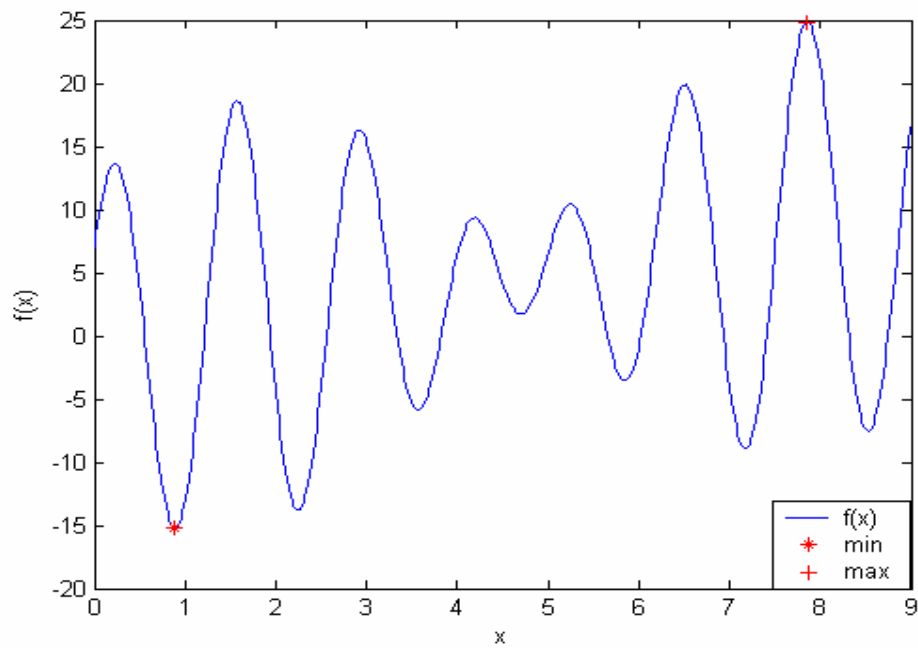


Figure (III.14) Les optimums de la fonction $f(x)$.

III.5.2 Optimisation de la deuxième fonction

L'allure de cette fonction est donnée par la figure (III.15).

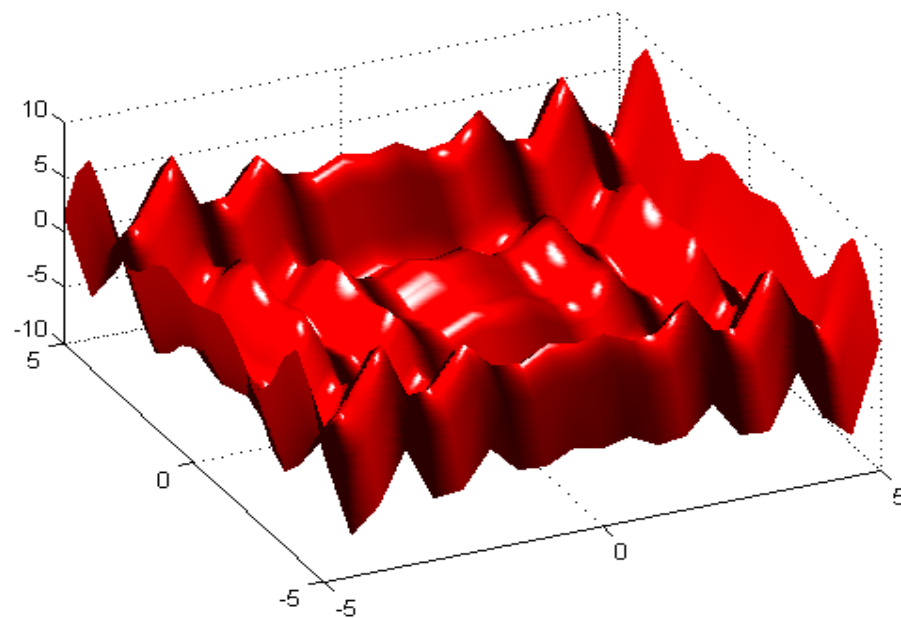


Figure (III.15) Allure de la fonction $f(x, y)$

Après 200 génération le minimum calculé par l'algorithme génétique $f_{\min} = -18.5547$ est donné pour les valeurs $x = 9.039$ et $y = 8.6682$

III.6 Applications des algorithmes génétiques

En raison de leur haute performance, de leur simplicité et de leur robustesse, les applications des algorithmes génétiques sont nombreuses et diverses. En plus de l'optimisation des fonctions, ils sont appliqués à d'autres domaines de la science comme

- la biologie : simulation de la cellule biologique (Rosenberg 1967 et Weinberg 1970),
- la reconnaissance des formes (Cavicchio 1970).

III.7 Conclusion

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'exploration développés à des fins d'optimisation. Fondés sur les mécanismes de la sélection naturelle et de la génétique, ils font à chaque génération, évoluer une population qui se reproduit, suite à des opérations de croisement et de mutations.

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les principes de base des algorithmes génétique. Leurs applications sont nombreuses et diverse. Dans le domaine de l'électrotechnique les algorithmes génétiques sont utilisés pour l'identification paramétrique des machines et pour l'optimisation des régulateurs utilisée au sein de la commande vectorielle.

La deuxième application fera l'objet du chapitre suivant, où nous appliquerons les algorithmes génétiques pour l'optimiser les régulateurs PI de commande vectorielle de la machine asynchrone.

CHAPITRE IV
OPTIMISATION PAR ALGORITHMES GENETIQUES
DE LA COMMANDE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE

IV.1 Introduction

L'optimisation des systèmes artificiels se traduit par l'amélioration de leur robustesse et de leur capacité d'adaptation. Ces améliorations sont d'une importance capitale puisqu'elles permettent la réduction des coûts de conception et l'augmentation de l'espérance de vie de ces systèmes.

Les algorithmes génétiques, permettent l'optimisation de fonctions complexes et à variables multiples tout en respectant les contraintes et les conditions imposées.

Au cours de ce présent travail nous procéderons à l'optimisation des régulateurs PI utilisés pour la commande vectorielle de la machine asynchrone. L'algorithme génétique servira à calculer les paramètres k_p et k_i pour les quels les performances du régulateur seront optimales.

Jusqu'à présent, nous nous sommes basé pour le calcul des paramètres des régulateurs PI, de la vitesse et du flux, sur la méthode de placement des. Le choix du paramètre ρ est personnel et dépend généralement de l'expérience de l'opérateur dans la manipulation de ce type de régulateur.

En dépit de son expérience, le choix de l'opérateur ne peut échapper au dilemme précision et stabilité. Le choix des pôles qui assure la diminution, voir même l'élimination de l'erreur et des dépassements donne lieu à des systèmes instables ou au meilleur des cas à des systèmes trop rapides ou trop longs. C'est à partir de ce moment que la nécessité de l'optimisation par algorithmes génétiques se fait principalement ressentir.

Ce chapitre se présentera comme suit :

- Détermination de la fonction objective.
- Présentation de l'algorithme génétique.
- Application à la commande de la machine.

IV.1 La fonction objective

L'optimisation d'un régulateur de type PI se traduit par l'optimisation de la fonction objective f_{obj} . De même que pour le régulateur de flux et de la vitesse, la fonction objective est donnée par la relation suivante [21] [22] [23] [24] :

$$f_{obj} = \frac{1}{\sum te^2} \quad (IV.1)$$

e: erreur.

t: temps de simulation de la boucle

- Pour l'optimisation du régulateur de la vitesse, le calcul de l'erreur se fait comme suit

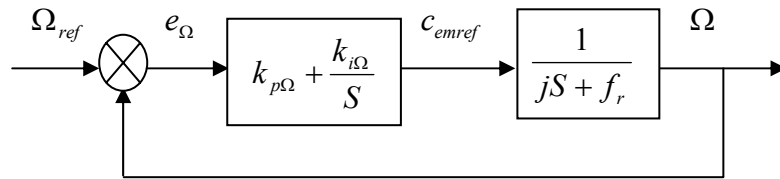


Figure (IV.1) Boucle de régulation de la vitesse.

Le schéma bloc de la figure (IV.1) peut être traduit par les équations suivantes :

$$e_{\Omega} = \Omega_{ref} - \Omega \tag{IV.2}$$

$$\Omega = H_{BO}(s) * e_{\Omega} \tag{IV.3}$$

$$H_{BO}(s) = \left(k_{p\Omega} + \frac{k_{i\Omega}}{S} \right) \left(\frac{1}{jS + f_r} \right) \tag{IV.4}$$

$$H_{BF} = \frac{H_{BO}}{1 + H_{BO}} \tag{IV.5}$$

- Pour le réglage du flux

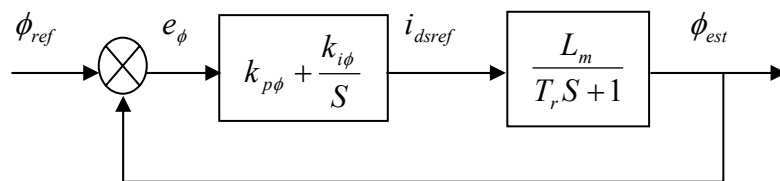


Figure (IV.2) Boucle de régulation du flux.

Le schéma bloc de la figure (IV.1) peut être traduit par les équations suivantes :

$$e_{\phi} = \phi_{ref} - \phi_{est} \tag{IV.6}$$

$$\phi = F(s) * e_{\phi} \tag{IV.7}$$

$$F(s) = \left(k_{p\phi} + \frac{k_{i\phi}}{S} \right) \left(\frac{1}{T_r S + 1} \right) \tag{IV.8}$$

$$F_{BF} = \frac{F_{BO}}{1 + F_{BO}} \quad (IV.9)$$

IV.2 La fonction fitness

La fonction fitness est conçue pour garantir la stabilité du système à réguler. Si pour les valeurs de k_p et de k_i données par l'algorithme génétique, le système à réguler est stable on prend comme fonction fitness la fonction objective définie précédemment. Dans le cas contraire on attribue à la fitness une valeur élevée dans le but d'éliminer ces k_p et k_i de la population.

L'étude de la stabilité du système se fait par le calcul des pôles de la fonction de transfert du système en boucle fermée. On dit que le système est stable si et seulement si tout ces pôles sont à partie réelle et négative.

IV.3 Présentation de l'algorithme génétique

L'algorithme génétique utilisé est représenté par l'organigramme suivant :

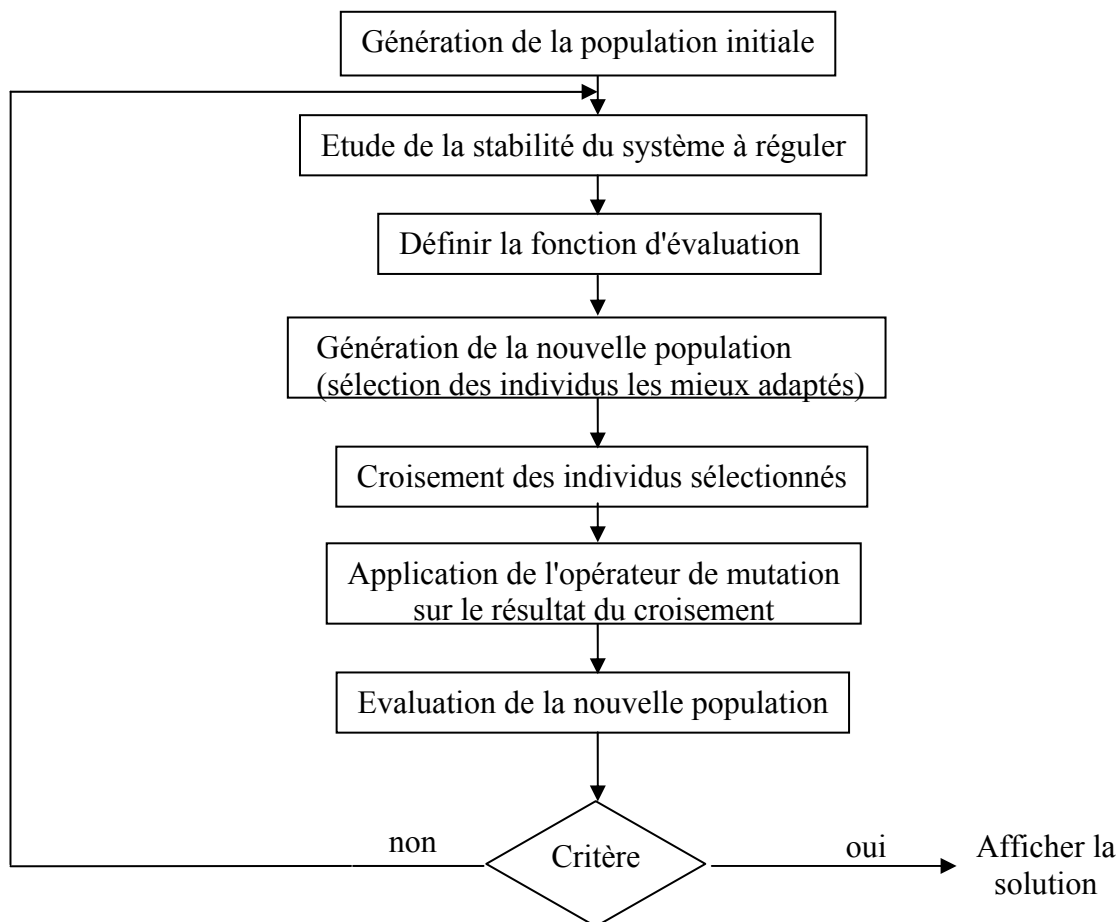


Figure (IV.3) Organigramme de l'algorithme génétique utilisé.

IV.3.1 Paramètre de l'algorithme génétique

- Taille de la population initiale	100
- Nombre de générations	200
- Méthode de sélection	sélection stochastique sans remplacement
- Type de croisement	croisement barycentrique
- Probabilité de croisement	0.6
- Type de mutation	mutation uniforme
- Probabilité de mutation	0.08

IV.3.2 Choix de l'intervalle de recherche

Pour un choix équitable de l'intervalle de recherche nous avons procédé à une étude comparative des résultats obtenus par l'algorithme génétique pour plusieurs intervalles. Ces résultats sont illustrés dans les tableaux suivants :

- Régulateur de vitesse

Pour $kp_v=[0 \ 50]$

Intervalles de recherche de ki_v	1 ^{er} test		2 ^{eme} test		3 ^{eme} test	
	kp_v	ki_v	kp_v	ki_v	kp_v	ki_v
[0 20]	38.9119	10.0410	49.58051	12.7942	46.3321	11.9579
[0 30]	40.54812	10.4625	39.25848	10.1307	45.65370	11.7866
[0 50]	34.90062	9.0067	26.2625	6.771	40.6742	10.4966
[0 100]	48.43789	12.4987	49.99488	13.0102	49.55093	12.7922

Tableau (IV.1) Intervalle de kp_v constant.

Pour $ki_v=[0\ 100]$

Intervalles de recherche de kp_v	1 ^{er} test		2 ^{eme} test		3 ^{eme} test	
	kp_v	ki_v	kp_v	ki_v	kp_v	ki_v
[0 20]	18.58912	4.5076	19.98629	5.1022	19.99083	5.0230
[0 50]	48.99854	12.6444	48.60794	12.5554	39.40794	10.1866
[0 100]	99.72097	25.7009	73.67908	19.0139	56.97152	14.7058
[0 200]	197.11619	50.8658	77.04467	19.8852	159.03183	41.0393
[0 500]	474.84799	122.6272	362.11188	93.4527	284.46084	73.4249

Tableau (IV.2) Intervalle de ki_v constant.

- Régulateur du flux

Pour $kp_f=[0\ 500]$

Intervalles de recherche de ki_f	1 ^{er} test		2 ^{eme} test		3 ^{eme} test	
	kp_f	ki_f	kp_f	ki_f	kp_f	ki_f
[0 20]	499.53702	19.9656	499.64595	19.9162	499.98849	19.9875
[0 30]	499.81844	29.9334	499.70976	29.9832	499.60377	29.9915
[0 50]	499.81847	49.8316	498.79418	49.9855	499.84404	49.9953
[0 100]	499.88660	99.8353	499.89675	99.9749	498.27598	99.9032

Tableau (IV.3) Intervalle de kp_f constant.

Pour $ki_f = [0 \ 100]$

Intervalles de recherche de kp_f	1 ^{er} test		2 ^{eme} test		3 ^{eme} test	
	kp_f	ki_f	kp_f	ki_f	kp_f	ki_f
[0 50]	18.25519	99.9710	18.23670	99.8197	18.23955	99.8718
[0 100]	99.69855	99.8741	99.91708	99.9232	99.81414	99.9867

Tableau (IV.4) Intervalle de kp_f constant.

L'analyse des résultats exprimés dans ces tableaux démontre la dépendance de ki_v de kp_v . Quelque soit l'intervalle de recherche de ki_v , ses valeurs sont toujours limité par l'intervalle de kp_v . Les valeurs de ki_f et de kp_f sont indépendantes l'une de l'autres.

Les résultats donnés par l'algorithme génétique assurent la stabilité du système. Un dépassement nul et un temps de réponse relativement faible. Les intervalle de recherche ont été choisi pour obtenir des résultats (valeur de k_p et k_i) proche de ceux utilisée au deuxième chapitre.

Pour ces raisons les intervalles de recherche choisis sont :

- Pour kp_v [0 50]
- Pour ki_v [0 20]
- Pour kp_f [0 500]
- Pour ki_f [0 15]

Les résultats obtenus par l'algorithme génétique sont les suivants :

$$kp_v = 37.49890 ; ki_v = 9.6772 ; kp_f = 499.97542 ; ki_f = 14.9766$$

Les performances de l'algorithme génétique et la réponse de la boucle de régulation sont représentées par les figures suivantes :

- Régulation de la vitesse

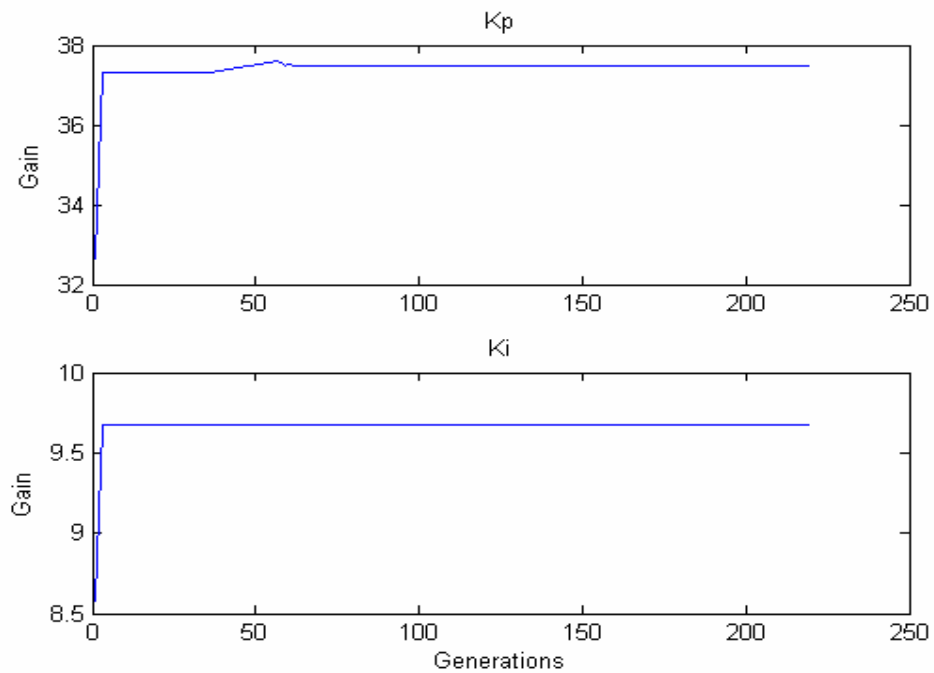


Figure (IV.4) Performance de l'algorithme génétique

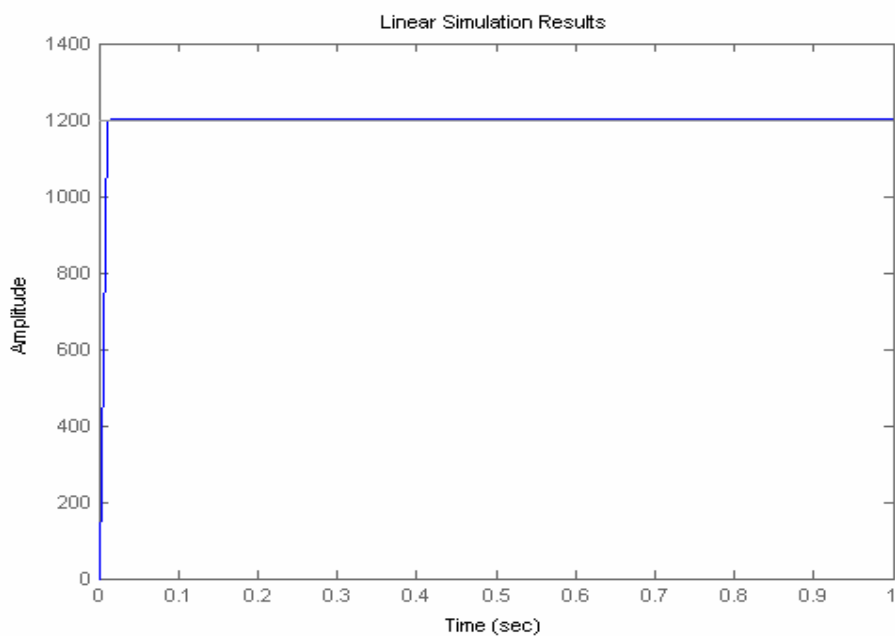


Figure (IV.5) Réponse en vitesse du modèle simplifié.

- Régulation du flux

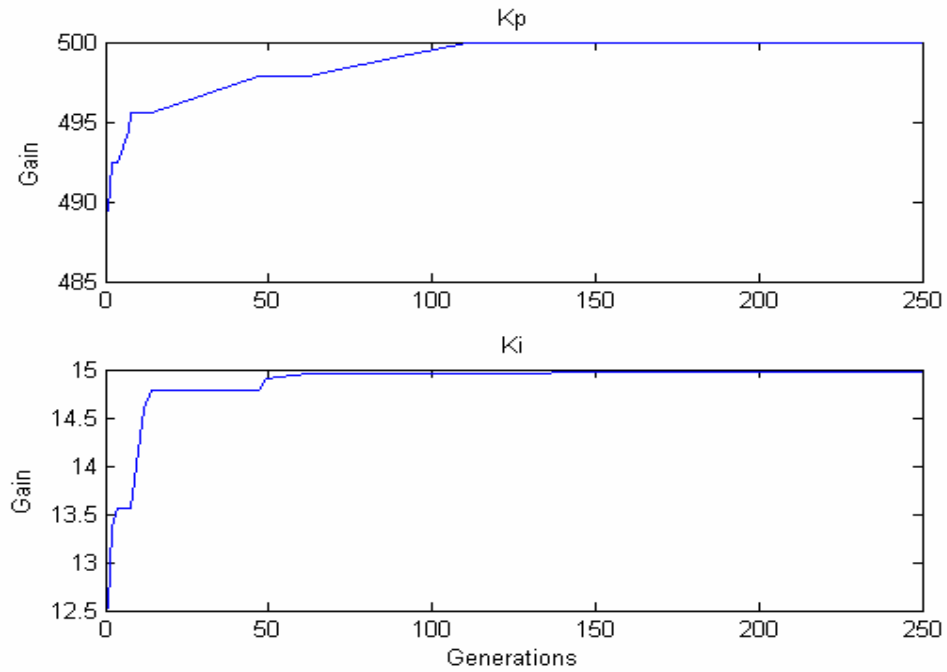


Figure (IV.6) Performance de l'algorithme génétique.

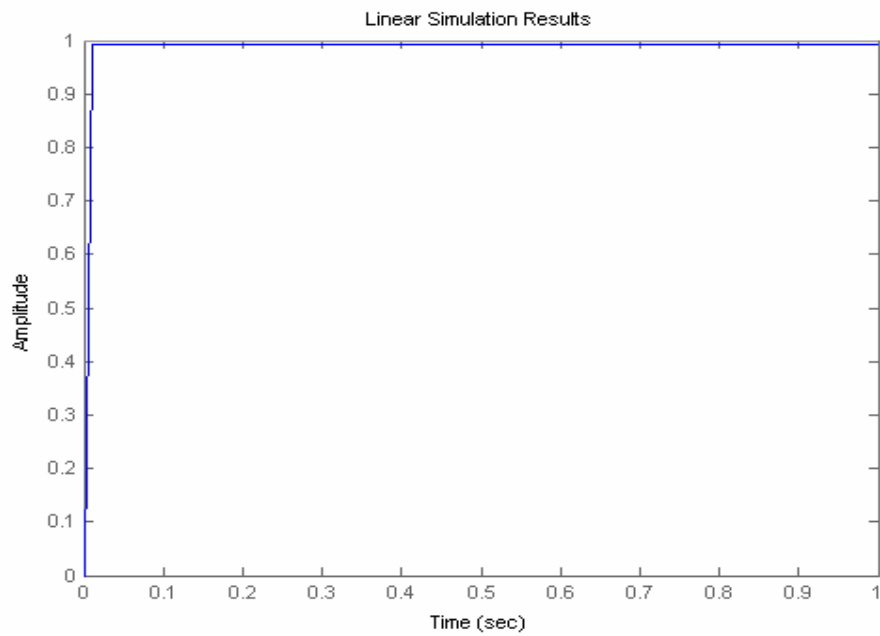


Figure (IV.7) Réponse en vitesse du modèle simplifié.

IV.4 Application des résultats à la commande de la machine

Utilisation des paramètres k_{p_v} , k_{i_v} , k_{p_f} et k_{i_f} obtenus par l'algorithme génétique pour la commande vectorielle de la machine (directe et indirecte) sont représentés dans les figures suivantes.

Deux tests sont effectués. Lors du premier on applique à la machine une charge résistive de 10N.m entre l'intervalle $t = [0.4 \ 0.8]$ s. Le deuxième consiste à inverser la vitesse de consigne à l'instant $t = 0.5$ s.

IV.4.1 La commande indirecte

- Application d'un Cr

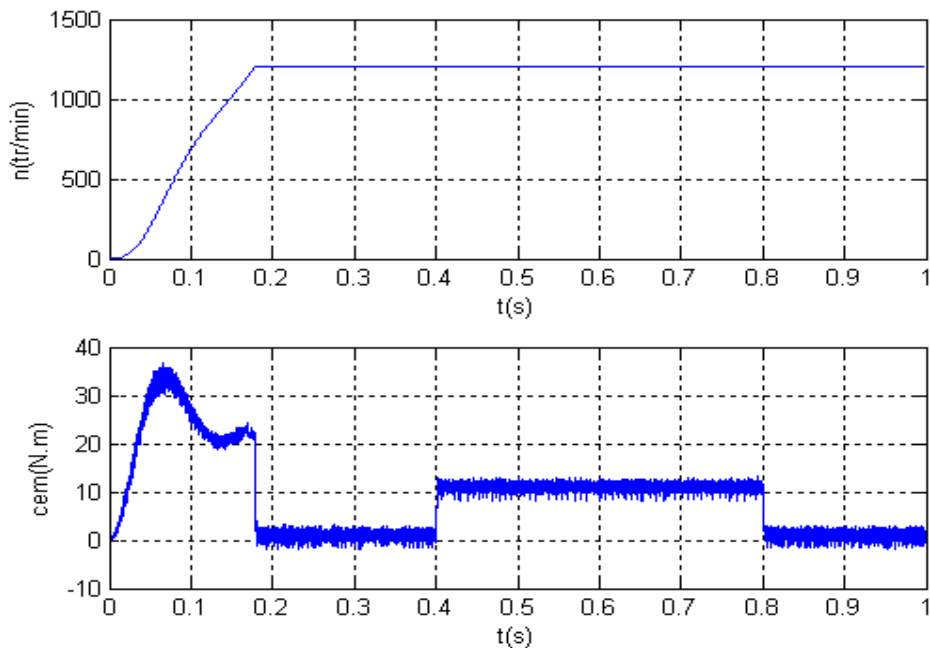


Figure (IV.8) Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique.

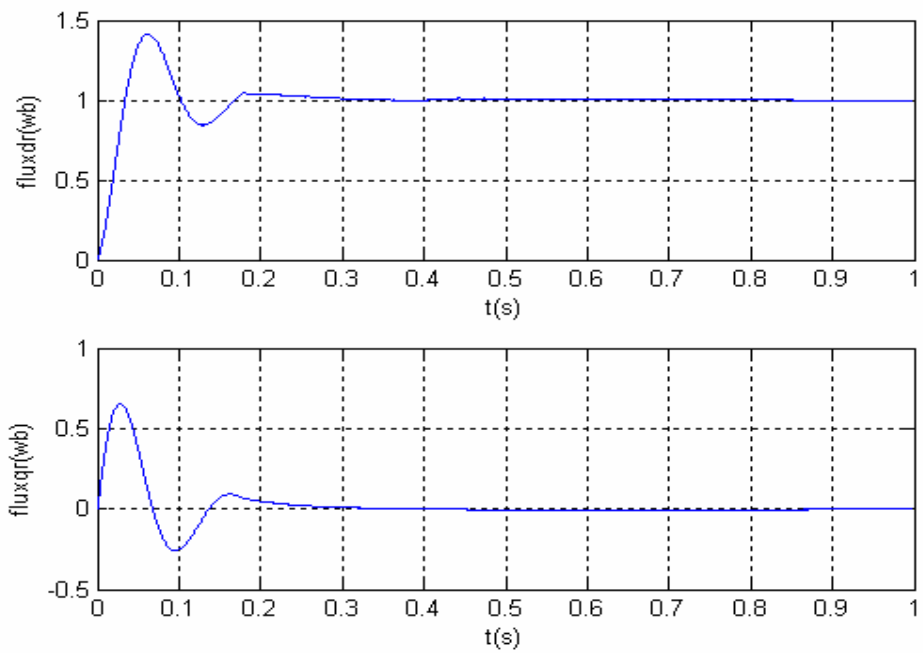


Figure (IV.9) Evolution des composantes directe et en quadrature du flux rotorique.

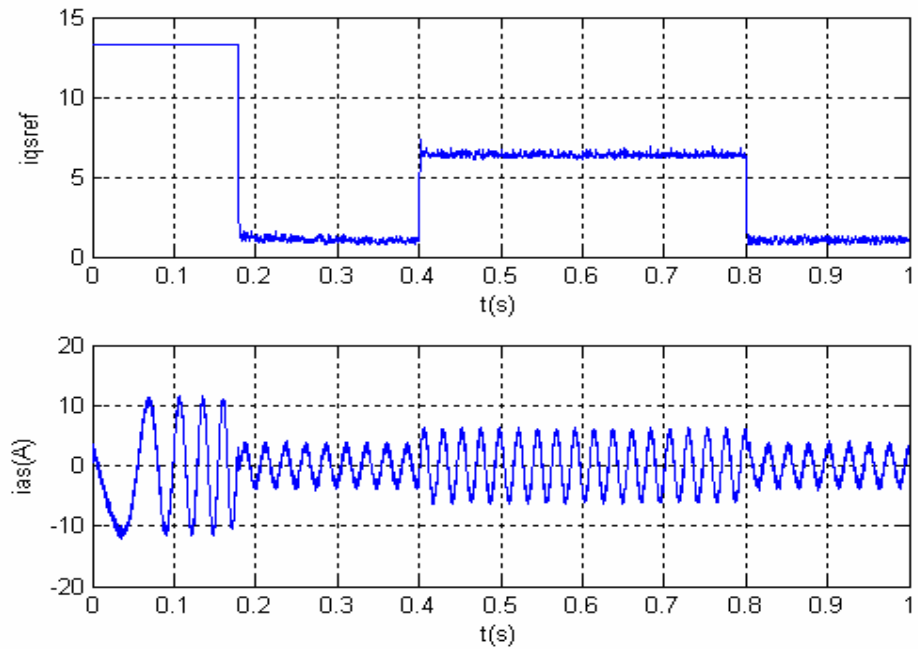


Figure (IV.10) Evolution du courant statorique en quadrature et du courant statorique de phase.

- Inversion de la vitesse

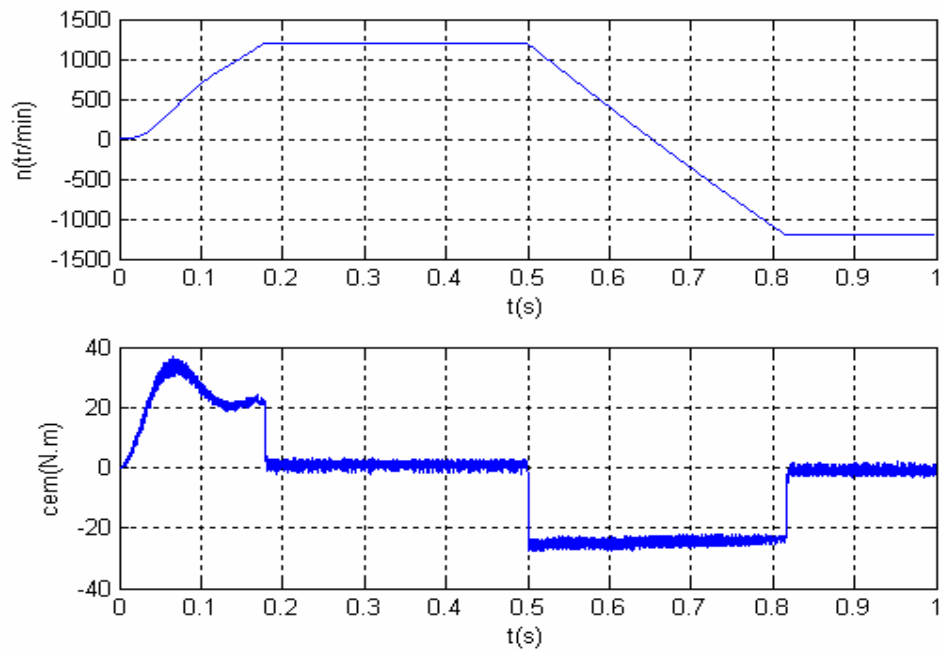


Figure (IV.11) Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique.

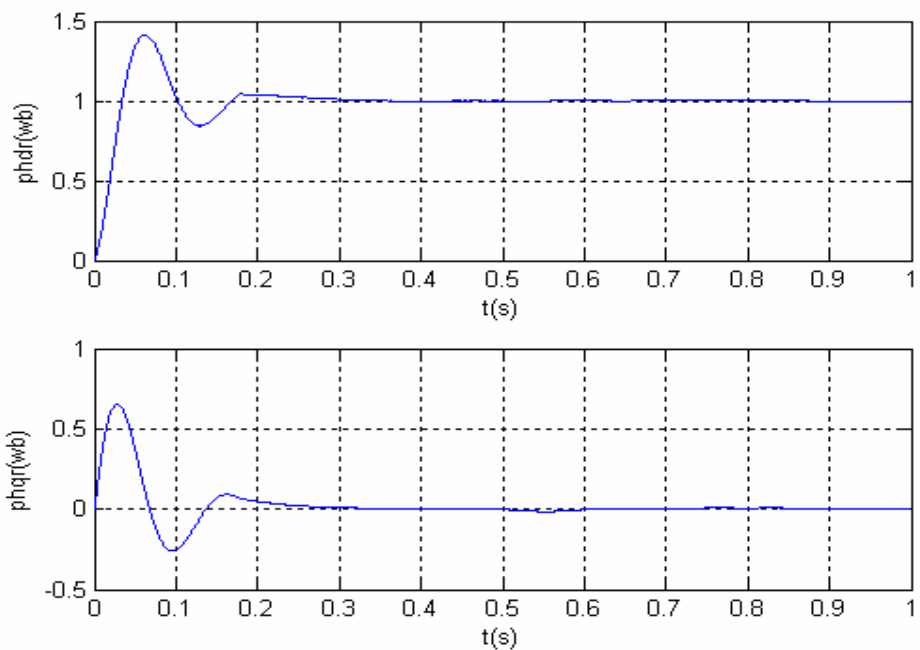


Figure (IV.12) Evolution des composantes directe et en quadrature du flux rotorique.

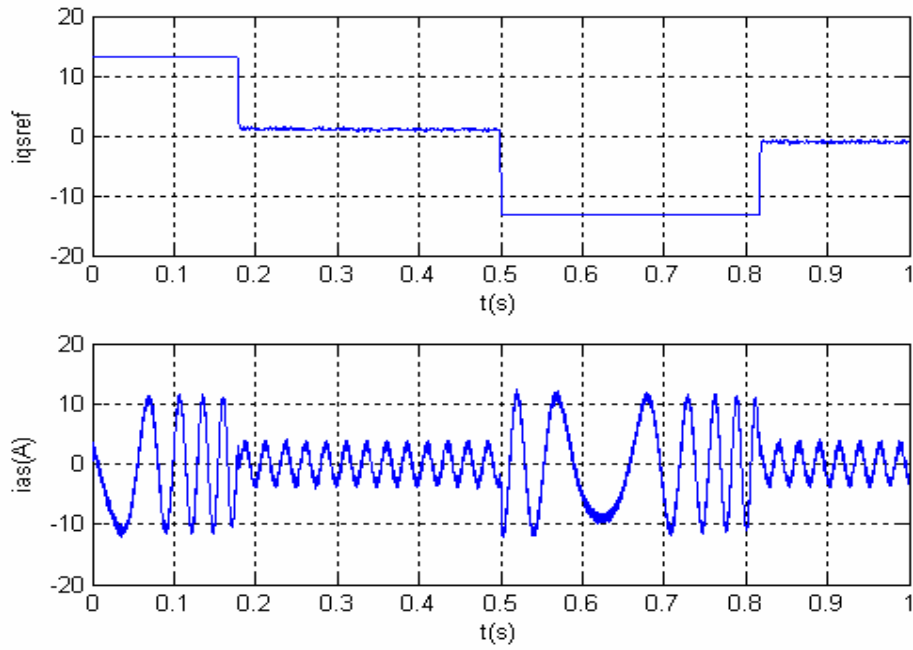


Figure (IV.13) Evolution du courant statorique en quadrature et du courant statorique de phase.

IV.4.2 Commande vectorielle directe

- Application d'un Cr

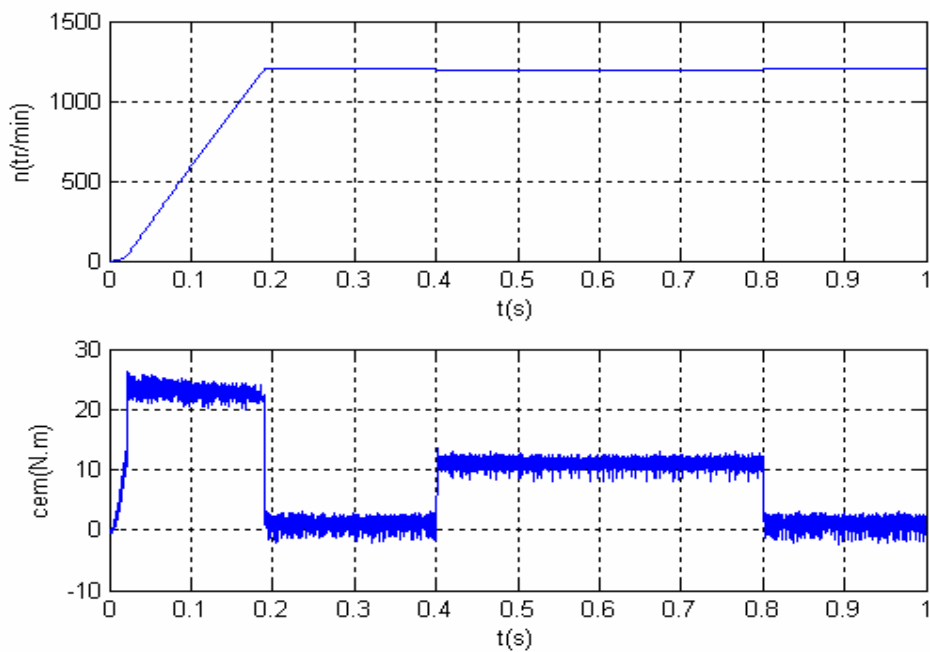


Figure (IV.14) Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique.

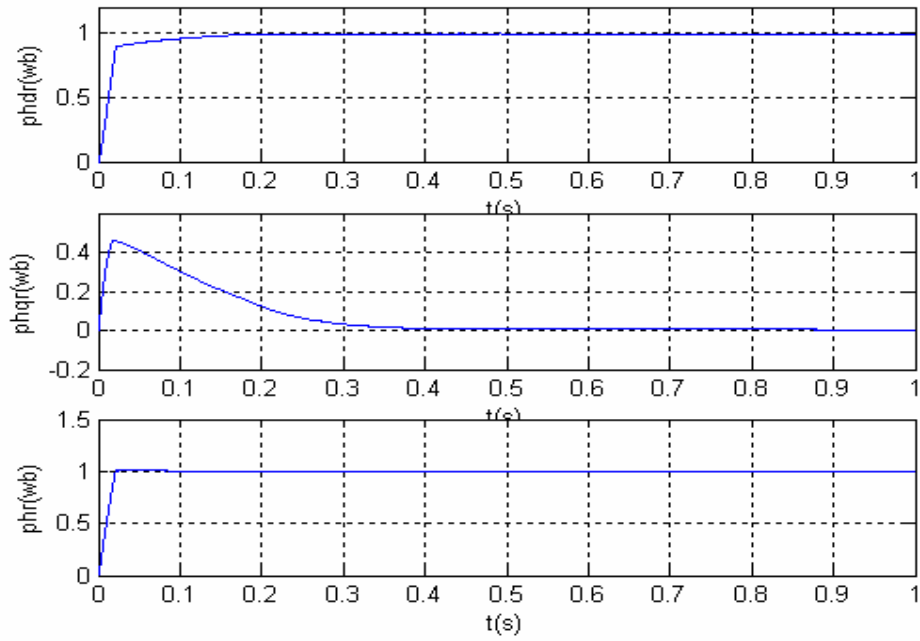


Figure (IV.15) Evolution des composantes directe et en quadrature du flux rotorique.

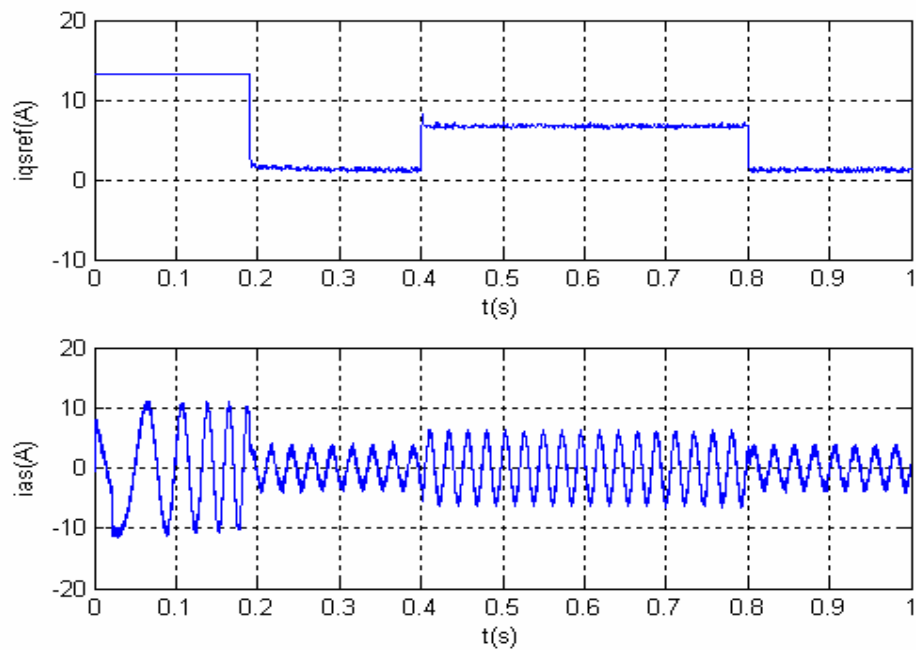


Figure (IV.16) Evolution du courant statorique en quadrature et du courant statorique de phase.

- Inversion de la vitesse

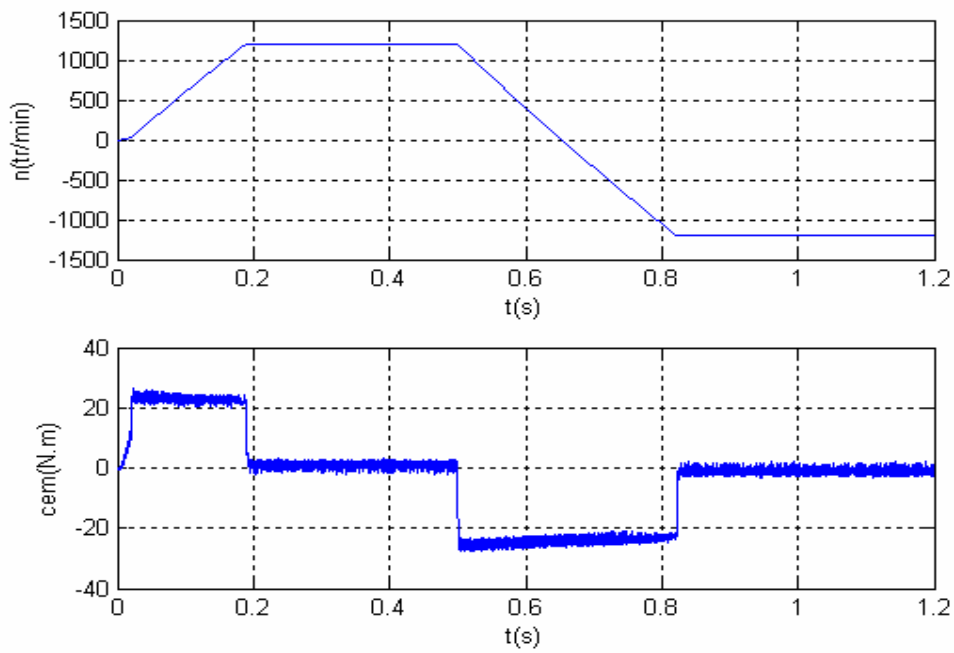


Figure (IV.17) Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique

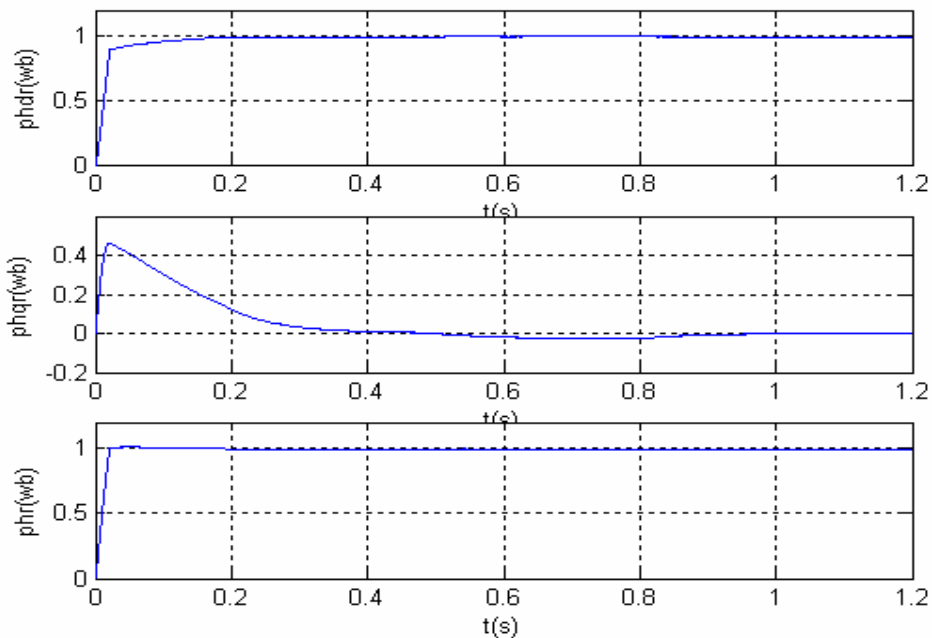


Figure (IV.18) Evolution des composantes directe et en quadrature du flux rotorique.

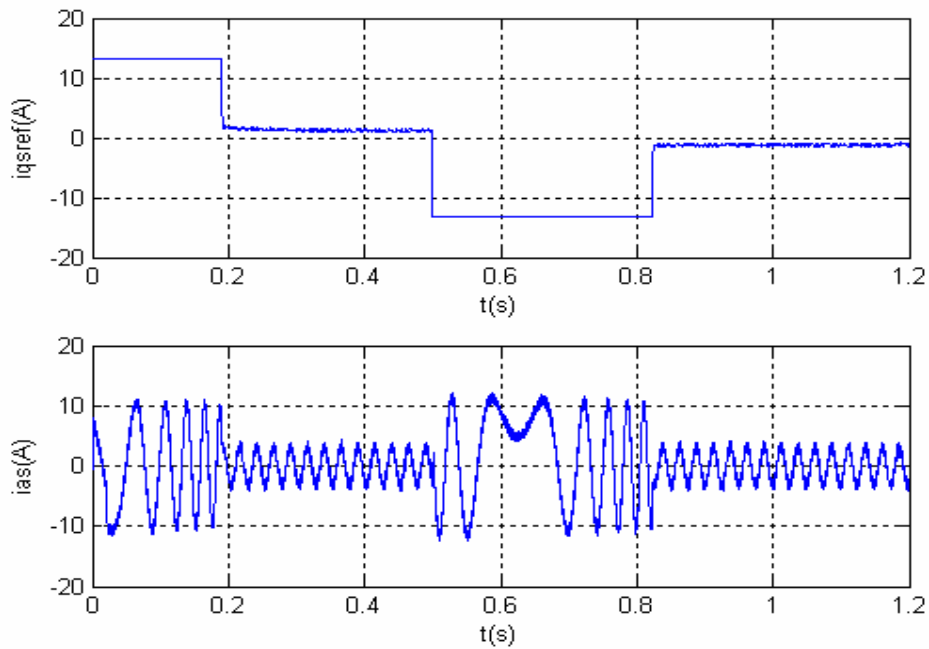


Figure (IV.19) Evolution du courant statorique en quadrature et du courant statorique de phase.

IV.4.3 Interprétations des résultats

Les performances des deux commandes sont nettement améliorées.

Pour la commande vectorielle directe et indirecte la vitesse se rétablit rapidement à sa valeur de référence sans la présence de dépassement. Elle est insensible à l'application de la charge résistive dans le cas de la commande indirecte et connaît une diminution presque négligeable dans le cas de la commande directe. L'inversion de la vitesse se fait sans dépassement en 0.32s.

La régulation du flux porte ses fruits. Contrairement à la commande indirecte, le flux rotorique dans le cas de la commande directe se stabilise rapidement vers sa valeur de référence sans dépassement et ne présente aucune sensibilité ni à l'inversion de la vitesse ni à l'application de la charge résistive.

IV.5 Conclusion

L'optimisation, de la commande vectorielle de la machine asynchrone, mise en œuvre dans ce chapitre; passe par l'optimisation des régulateurs qui lui sont implantés.

Cette opération a été effectuée en plusieurs étapes, appuyées par un nombre important de tests. Tous les cas de figure ont été pris en considération.

Après les différentes simulations réussies nous pouvons d'ores et déjà, affirmer les performances élevées de notre nouvelle commande et par voie de conséquence, l'efficacité de notre optimisation.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif de ce mémoire étant l'optimisation des régulateurs PI implanté au sein de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension commandée par hystérésis de courant.

La première étape a consisté en la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur. L'introduction de quelques hypothèses simplificatrices a permis l'obtention d'un modèle triphasé, réduit à son tour en modèle biphasé suite à l'application de la transformation de Park. La simulation de l'association onduleur – machine asynchrone a montré l'existence d'un fort couplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique.

La deuxième étape a consisté en la synthèse de la commande vectorielle directe et indirecte à base de régulateur PI. Cette technique de commande a permis la réduction de la complexité de la commande de la machine asynchrone en découplant le flux et le couple.

Pour améliorer les performances du réglage nous avons procédé à l'optimisation des régulateurs par algorithmes génétiques.

En premier, nous avons exposé les principes de base des algorithmes génétiques. L'algorithme mis au point a été par la suite utilisé pour l'optimisation des régulateurs PI.

L'utilisation de régulateurs PI optimisés a permis l'amélioration des performances de la régulation.

ANNEXE

ANNEXE 1

Tension nominale	$220/380(V)$
Courant nominal	$6.4/3.7(A)$
Puissance nominale	$1.5(kW)$
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Résistance statorique par phase	$R_s = 4.85(\Omega)$
Résistance rotorique par phase	$R_r = 3.805(\Omega)$
Inductance cyclique du stator	$L_s = 0.274(H)$
Inductance cyclique du rotor	$L_r = 0.274(H)$
Inductance mutuelle cyclique	$L_m = 0.258(H)$
Moment d'inertie de la partie tournante	$J = 0.031(Kgm^2)$
Vitesse nominale	$N = 1420(tr / min)$
Coefficient du frottement visqueux	$f_r = 0.008(kg.m^2 / sec)$
Tension d'entrée de l'onduleur	$v_e = 514(V)$

