

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

SERAA HASSEN

&

LEULMI HAMZA

pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique spécialité Machine
électrique

Thème

Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Asynchrone Triphasée

Proposé par : **Mr.KHELIFI OTMANE**

Année Universitaire 2013-2014

Introduction générale

Dans le domaine industriel, les entraînements à vitesse variable sont assurés par la machine à courant continu; cependant les machines à courant alternatif présentent de nombreux avantages, notamment en ce qui concerne la simplicité de conception due à l'absence du collecteur mécanique. En effet, la présence du collecteur mécanique pose de nombreux problèmes, les machines à courant continu ne peuvent être utilisées dans le domaine de grandes puissances ou vitesses, ni en milieux corrosifs ou explosifs. Face à cette limitation, le moteur asynchrone présente des avantages attirants tels que la simplicité de construction, le faible coût d'achat et de maintenance, la robustesse, ...etc.

Malheureusement, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur, sa structure dynamique est fortement non linéaire, et les variables internes de la machine tels que le couple et le flux sont fortement couplés, ce qui compliquée.

La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique, permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine, et d'aboutir à un contrôle comparable à celui des machines à courant continu à excitation séparée. Etant donné un système, défini comme un ensemble physique, l'objectif de l'automatique est de l'analyser et de le commander. La synthèse de la loi de commande, effectuée à l'aide d'un modèle, aboutit à la conception d'un bloc de commande appelé régulateur, pour faciliter la commande et le réglage des systèmes.

Les commandes classiques sont montrées vite leurs limites. En effet l'une des principales difficultés rencontrées dans la commande des procédés est la présence de retard dus essentiellement aux caractéristiques physique du système à contrôler (constante de temps, d'éléments chauffants, acquisition-conversion de signaux...). Ces retards sont souvent la cause de problèmes rencontrés lors de l'application de commande classique. C'est pour résoudre ce type de problème qu'à été introduite la notion de commande prédictive.

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique, Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Arrivée à maturité, tellement elle est suffisamment utilisée dans l'industrie, dont ses diverses applications se sont révélées très concluantes, notamment dans les systèmes robotiques, des machines électriques, la surveillance et la conduite des procédés biotechnologiques.

La prédiction est une notion qui joue un rôle important dans toute démarche pour laquelle on cherche à anticiper une trajectoire. Dans de nombreuses activités

humaines telles que la conduite d'une automobile, on cherche à anticiper une trajectoire afin de prévoir les gestes et manœuvres à effectuer. C'est sur ce concept intuitif et naturel que se base la commande prédictive.

Les processus industriels, pour une grande partie d'entre eux, doivent également suivre certaines consignes. La commande prédictive a commencé à donner ses premiers résultats théoriques et pratiques à la fin des années 1970. Dans les années 1980, plusieurs méthodes basées sur les mêmes concepts prédictifs ont été développées. Parmi ces méthodes, on peut citer **la commande prédictive généralisée (GPC)**, développée par **David Clarke** et son équipe, qui a été la technique la plus largement utilisée par la suite.

La **GPC** est basée sur la minimisation d'un critère quadratique au sens d'un horizon fuyant et dépend de quatre paramètres qui sont les deux horizons de prédiction minimum et maximum,

l'horizon de commande et le facteur de pondération de la commande.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres:

-  Le but du premier chapitre est l'élaboration d'un modèle mathématique du groupe convertisseur statique machine asynchrone utilisé par la suite.
-  Le deuxième chapitre présente la commande vectorielle c'est une commande indirecte par orientation de flux rotorique. Cette commande est appliquée pour réaliser le découplage entre le couple et le flux de la machine asynchrone. Ainsi, on a commandé la machine asynchrone en vitesse en appliquant la commande vectorielle indirecte sur la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension commandé en courant.
-  Le troisième chapitre présente la commande prédictive ou on s'intéresse plus particulièrement à la commande prédictive généralisée qui est caractérisée par une loi de commande associée à la minimisation d'un critère quadratique, on exposera la stratégie de commande, et ses bases théoriques. On termine par une conclusion générale et perspective pour le futur travail.

ملخص:

لقد سطرنا كهدف من هذا المشروع، دراسة بواسطة المحاكاة العددية للتحكم التنبؤي التكيفي للآلات الغير التزامنية. بعدما قمنا بإنجاز النموذج الرياضي للآلة الغير المتزامنة المغذاة بواسطة المموج، من أجل ذلك استعملنا تقنيات تحكم متعددة، نذكر منها على التحكم التنبؤي المعمم و منظم كلاسيكي والمقارنة بينهما من حيث المحافظة على القيمة المراد إتباعها. كلمات مفتاحيه: خوارزميات التحكم، آلة غير متزامنة، التحكم التنبؤي المعمم.

Résumé:

Actuellement, un des axes de recherche privilégiés, dans le domaine des entraînements électromécaniques, est l'application des techniques de l'automatique moderne dans la commande de la machine synchrone et asynchrone. En effet, les exigences de plus en plus croissantes dans les performances de ces entraînements réglés nécessitent l'utilisation de commandes évoluées.

Dans ce mémoire, on s'intéresse à l'analyse de nouvelles structures de commande basées sur des algorithmes prédictifs et à leur mise en œuvre pour la commande d'une machine à induction. Ainsi, l'étude sera consacrée à techniques de commande prédictive: la GPC. Enfin, à partir des résultats de simulation et des tests de robustesse obtenus, on a effectué une évaluation des performances de ces stratégies de commande et une étude comparative.

Mots-clés: Algorithmes de commande, Prédicteur, Machine à induction, simulation.

Abstract:

Currently, one of the privileged research orientations, in the field of the electromechanical entrainments, is the application of the techniques of the modern automatic in the controlling of the synchronous and asynchronous machine. Indeed, the increasingly increasing requirements in the regulated performances of these entrainments require the use of advanced controls.

In this memory, we are interested about the analysis of new structures of control based on predictive algorithms and with their implementation for the ordering of an induction machine has. Thus, the study will be devoted techniques of predictive control.

Lastly, starting from the results of simulation and of the tests of robustness obtained, it is to be carried out a performance evaluation of these strategies of control and a comparative study.

Key words: Algorithms of control, Predictor, Machine with induction, simulation.

I.1 Introduction

Le moteur asynchrone ou moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence des contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse de synchronisme, c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse variable. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique d'un Moteur nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent.

Les onduleurs à source de tension ont été habituellement considérés comme les convertisseurs de puissance les plus adaptés aux entraînements à courant alternatif. Principalement, parce que ces onduleurs peuvent être appliqués facilement pour les systèmes à modulation de largeur d'impulsions (*MLI*). De même, il assure une commande du moteur facile et effective puisque son circuit de puissance offre la possibilité de travailler sur une large gamme de fréquences et de tensions de charge. C'est pourquoi l'étude de l'association onduleur-moteur asynchrone constitue un vaste thème de recherche dans les laboratoires d'électrotechnique. La majorité de ces travaux ont conduit d'une part, à améliorer la conception des onduleurs et d'autre part à développer de nouvelles techniques de commande des onduleurs améliorant ainsi les performances de cette association. Dans le souci de fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées.

I.2 Description de la machine asynchrone

La machine asynchrone comprend deux parties principales : le stator (fixe) et le rotor (tournant).

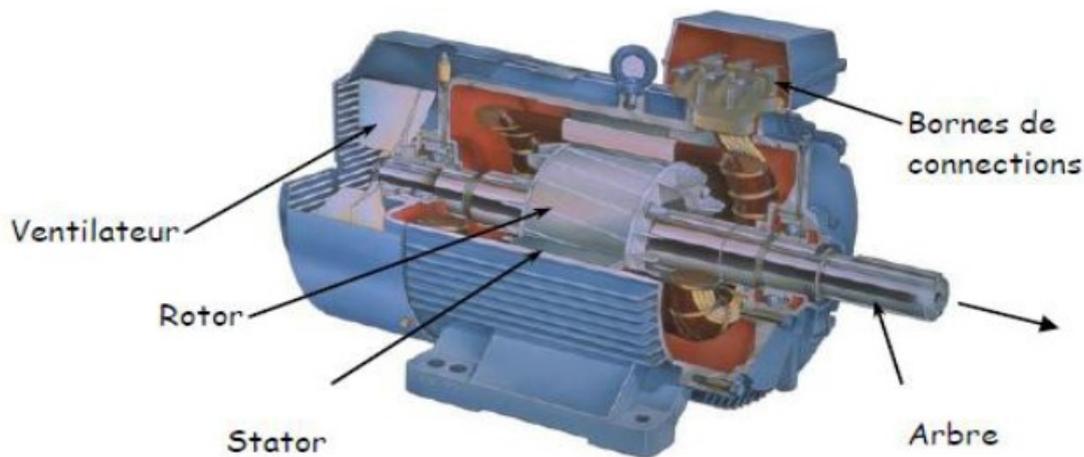


Fig (I.1) Constitution de la machine asynchrone.

- Un stator constitué de trois enroulements identiques est décalés de 120 degré les uns par rapport aux autres. L'ensemble de ces enroulements constituent le bobinage statorique. Les conducteurs de ces enroulements sont logés dans les encoches se trouvant à l'intérieure du stator. Lorsqu'ils sont alimentés par un réseau triphasé, ces enroulements créent un champ tournant dans l'entrefer de la machine à la vitesse $\frac{W_s}{P}$.

W_s : Désigne la pulsation des courants statoriques. .

P : Nombre de pair de pole.

Le stator fixe doit être feuilleté parce qu'il se trouve dans un champ magnétique variable. En plus, sa carcasse comporte des ailettes pour augmenter la surface d'échange et assurer un bon refroidissement de la machine.

- Un rotor cylindrique formé par un empilage de disques ferromagnétiques sur l'arbre du moteur. Dans ses encoches tournées vers l'entrefer est logé un bobinage polyphasé mis en court-circuit. Le rotor peut être bobiné ou en cage d'écureuil.

- L'entrefer est la partie d'air entre le stator et le rotor. Il doit être très étroit pour réduire le courant magnétisant.

I.3.Modélisation du Moteur Asynchrone

La structure principale du moteur asynchrone est composée de six enroulements, portés sur leurs axes, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle $(2\pi/3)$, ainsi les axes rotoriques [1], La représentation schématique de la machine asynchrone est montrée sur la Figure (I.2).

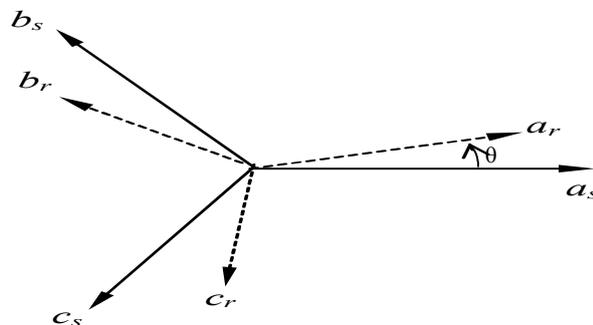


Fig (I.2) Représentation angulaire de la machine asynchrone.

Avec :

a_s, b_s, c_s : les phases du stator.

a_r, b_r, c_r : les phases du rotor.

Et : $\omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}$: vitesse angulaire.

La machine asynchrone étant un système non linéaire très complexe, sa modélisation nécessite l'introduction de certaines hypothèses simplificatrices sans trop exagérer pour avoir un modèle le plus proche possible de la réalité.

I.3.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de développer un modèle permettant une bonne description de la dynamique de la machine asynchrone, il faut admettre comme approximation les hypothèses suivantes [2],[3] :

- La machine est de constitution symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous négligés. Les relations entre les flux et les courants sont linéaires.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires. L'effet de peau est négligé.
- On admet de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotorique et statorique.

En utilisant l'approche des circuits couplés magnétiquement, la loi d'Ohm et la loi de Faraday et en tenant compte des hypothèses cités ci-dessus, le comportement dynamique la MAS peut être décrit par le système d'équations différentielles suivant [4].

I.3.2 Equations électriques de la machine

Avec les hypothèses citées ci-dessus, les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit :

Au stator

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (I.1)$$

Au rotor

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (I.2)$$

$$[V_r] = 0$$

Les flux sont donnés par :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Avec

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; [V_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

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

R_s, R_r : Résistances des enroulements statoriques et rotoriques.

Les flux sont donnés par:

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

l_s, l_r : Inductances de fuites des statoriques et rotoriques.

M_s, M_r : Inductances mutuelles statorique et rotorique.

La matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage rotor-stator) s'écrit :

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

Avec

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

En remplaçant (II.3) dans (II.1) et (II.2) on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}] \cdot [I_s]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}] \cdot [I_r]) \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt}([L_{rr}] \cdot [I_r]) + \frac{d}{dt}([M_{rs}] \cdot [I_s]) \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \cdot [I_r]) + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] \cdot [I_s])$$

I.3.3 Equations mécaniques de la machine

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = p [I_s]^t \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \quad (I.5)$$

P : Nombre de pair de pole.

Donc, l'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f_r \cdot \Omega \quad (I.6)$$

Ω : La vitesse mécanique .

C_r : Couple résistant.

C_{em} : couple électromagnétique.

La résolution analytique dans ce repère est très difficile car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation de la machine).

I.3.4 Modèle de Park de la MAS

I.3.4.1 La transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents, afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système [5].

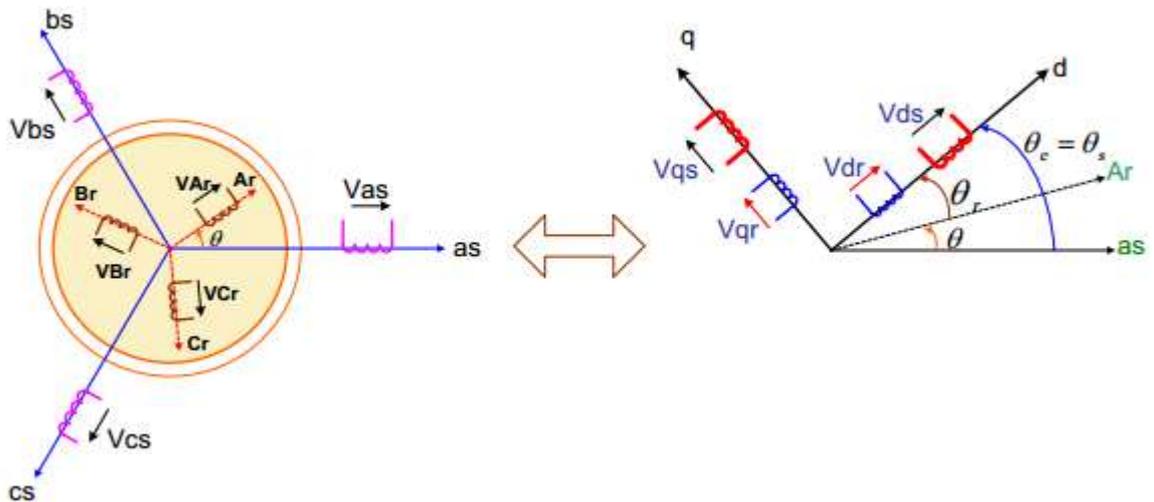


Fig (I.3) Passage du triphasé au biphasé.

I.3.5 Définition des matrices de transformation de Park

Les matrices de transformation de Park $[K_s]$ et $[K_r]$ défini comme suite :

$$[K_s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

$$[K_r] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Avec

$$\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_s \quad : \text{ Pulsation statorique.}$$

$w_r = \frac{d}{dt} \theta_r$: Pulsation rotorique.

$w_s = w_r + w$: Loi d'autopilotage.

θ_s : L'angle entre l'axe direct et l'axe statorique.

θ_r : L'angle entre l'axe direct et l'axe rotorique.

I.3.6 Modélisation de la MAS dans le repère de Park

Les tensions, courants et les flux se transforment de la manière suivante :

$$[X_{dq0s}] = [K_s] \cdot [X_{abcs}] \quad (I.7)$$

$$[X_{dq0r}] = [K_r] \cdot [X_{abcr}] \quad (I.8)$$

$$\begin{cases} [V_{dqs}] = [K_s] \cdot [V_{s,abc}] \\ [V_{dqr}] = [K_r] \cdot [V_{r,abc}] \end{cases}$$

$$\begin{cases} [i_{dqs}] = [K_s] \cdot [i_{s,abc}] \\ [i_{dqr}] = [K_r] \cdot [i_{r,abc}] \end{cases}$$

$$\begin{cases} [\Phi_{dqs}] = [K_s] \cdot [\Phi_{s,abc}] \\ [\Phi_{dqr}] = [K_r] \cdot [\Phi_{r,abc}] \end{cases}$$

Les relations entre les flux et les courants sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad \begin{cases} \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases}$$

Tel que :

$L_s = l_s - M_s$ Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$ Inductance cyclique rotorique.

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

Les équations électriques sont :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (I.9)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.10)$$

I.3.7 Choix de la référence

I.3.7.1 Référentiel lié au stator

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega \quad (I.11)$$

Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

I.3.7.2 Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = \omega$. Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse est supposée constante.

Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad (I.12)$$

I.3.7.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce cas les grandeurs statoriques et rotoriques sont connues en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande des machines [6]. Le modèle de la machine asynchrone s'écrit dans le repère de PARK lié au champ tournant comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - w_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + w_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (w_s - w) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (w_s - w) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (I.13)$$

Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = 3/2 p (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \\ \frac{J}{p} \frac{dw_m}{dt} = C_{em} - C_r - f_v w_m \end{array} \right. \quad (I.14)$$

I.3.8 Mise sous forme d'équations d'état

On met le système d'équations (I-12) sous forme d'un système d'équations d'état.

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{array} \right. \quad (I.15)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} X: \text{Vecteur d'état} \\ U: \text{Vecteur d'entrée} \\ Y: \text{Vecteur sortie} \end{array} \right.$$

Et $X = (i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr})^t$

Après un calcul matriciel (Annexe II), en aboutit au système suivant :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (I.16)$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{M}{L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{M}{L_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

$T_r = L_r / R_r$: Constantes de temps rotorique.

$T_s = L_s / R_s$: Constantes de temps statorique.

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$: Coefficient de fuites totales.

I.4 Modélisation de l'onduleur de tension

I.4.1 Modèle mathématique de l'onduleur de tension

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu – alternatif, alimentant le stator d'un moteur asynchrone. Il est composé de six transistors shuntés en anti-parallèle par des diodes de récupération qui permettent de renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage mis à l'entrée de l'onduleur figure(I.4). La commutation des composants électriques est supposée instantanée (composants parfaits). Afin de simplifier l'étude, on associe à chaque bras de l'onduleur, une fonction logique **Si** (i = a, b, c) qui est la sortie du modulateur M.L.I. [7]

- **Si = 1** : le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- **Si = 0** : le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions v_{i0} en fonction des signaux de commande **Si** et en tenant compte du point fictif « 0 » représenté sur la Figure (I.4)

$$v_{i0} = V_{dc} \left(S_i - \frac{1}{2} \right) \tag{I.17}$$

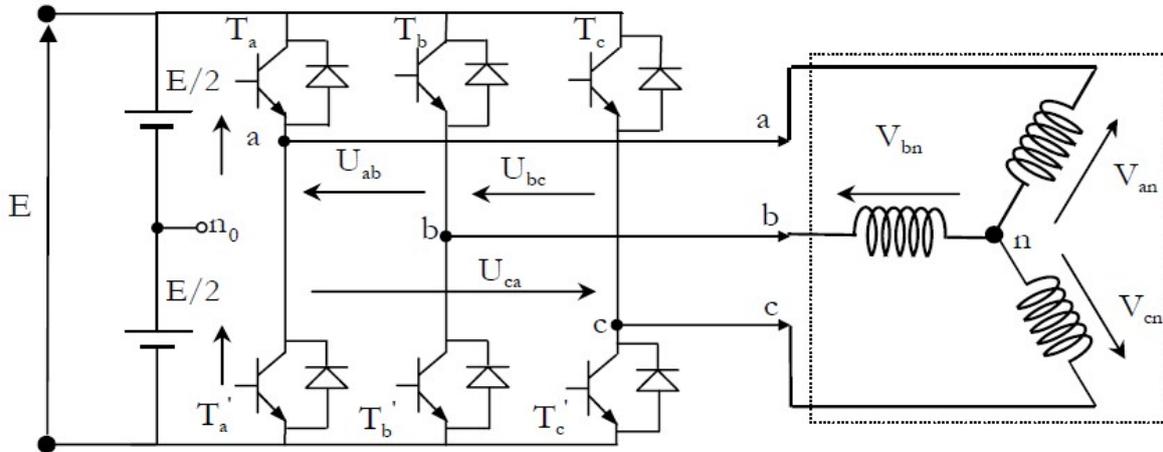


Fig (I.4) L'onduleur de tension associé à La machine.

Soit 'n' le point neutre du côté alternatif, alors les trois tensions composées :

U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ U_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ U_{ca} = v_{cn} - v_{an} \end{cases} \tag{I.18}$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ($v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$),

on aura donc :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \tag{I.19}$$

En faisant apparaître le point « 0 », les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{a0} - v_{b0} \\ v_{bc} = v_{b0} - v_{c0} \\ v_{ca} = v_{c0} - v_{a0} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

En remplaçant (II.18) dans (II.17) on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

Des relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{a0} = v_{an} - v_{n0} \\ v_{b0} = v_{bn} - v_{n0} \\ v_{c0} = v_{cn} - v_{n0} \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

L'utilisation de l'expression (I.17) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

Les techniques *MLI* ou (*PWM*) ont été l'objet de recherches intensives, un nombre important de méthodes, différentes de par leurs concepts et leurs performances ont été développées [8]. Le choix d'une technique dépend du type de la machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettant d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques *PWM*. Ils se résument en [61] :

- Le facteur de distorsion harmonique et le spectre harmonique de courant.
- Le spectre harmonique de couple.
- les pertes par commutation.

Parmi les nombreuses techniques *PWM*, deux d'entre elles sont considérées dans notre travail, la *STPWM* et la *SVPWM* [9].

I.4.2 La technique de modulation «Sinus-triangle» (*STPWM*)

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [38]. Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (\text{I.24})$$

- Le coefficient de réglage r qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse :

$$r = \frac{V_p}{V_r} \quad (\text{I.25})$$

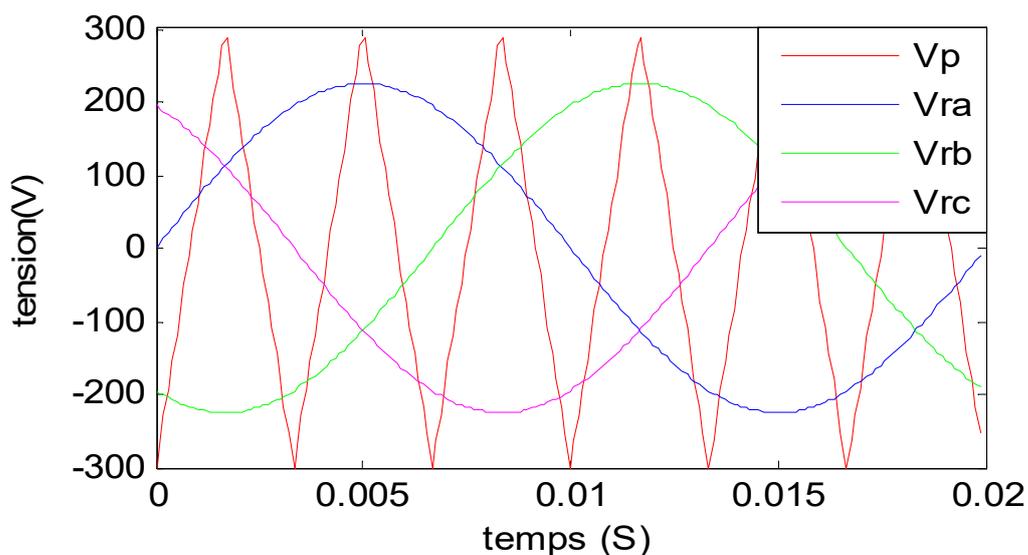


Fig (I.5) Les tensions de références.

I.5 Résultats de simulation :

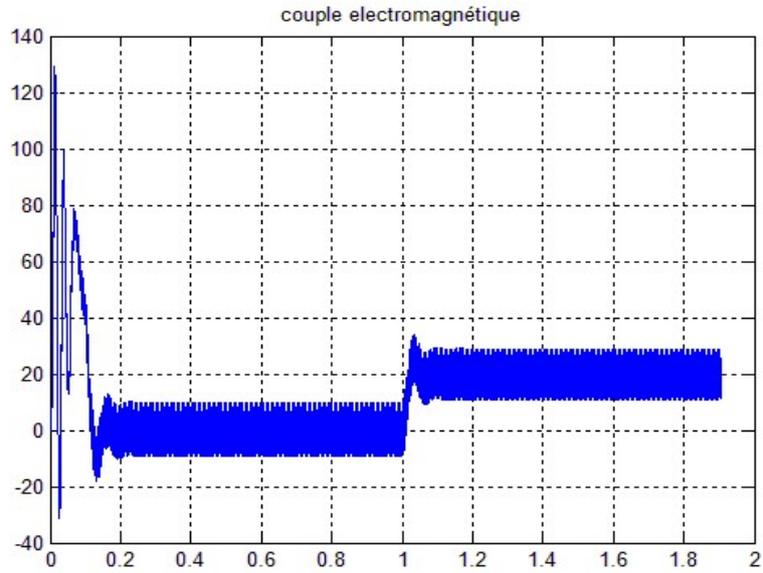


Fig (I.6) Réponse du couple électromagnétique.

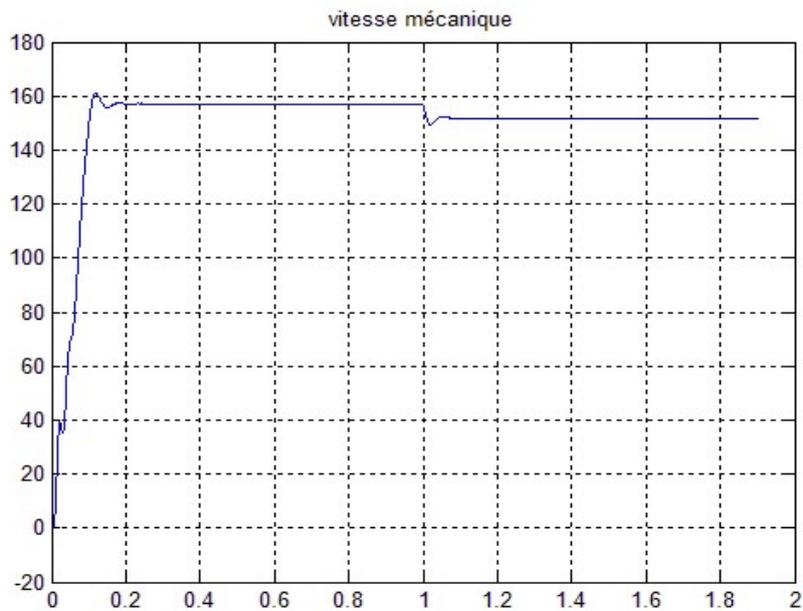


Fig (I.7) Réponse de la vitesse mécanique.

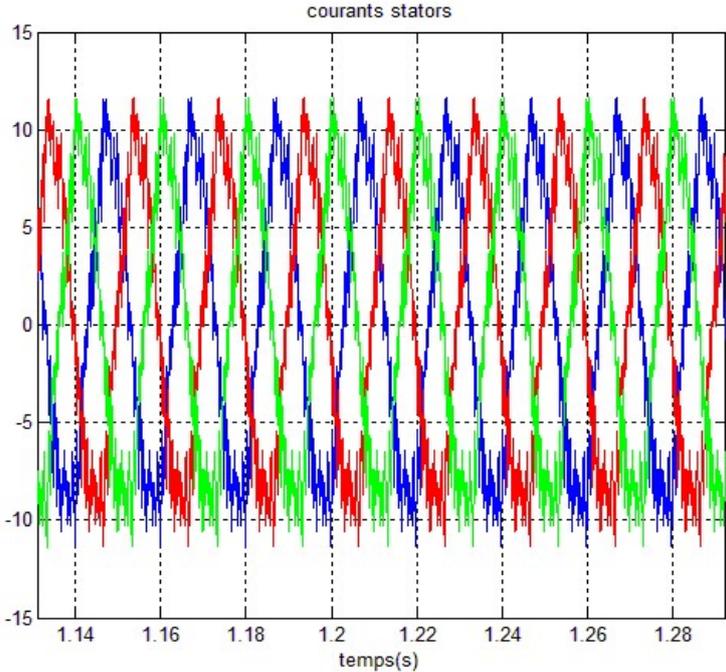


Fig (1.8) Réponse dus courants statoriques.

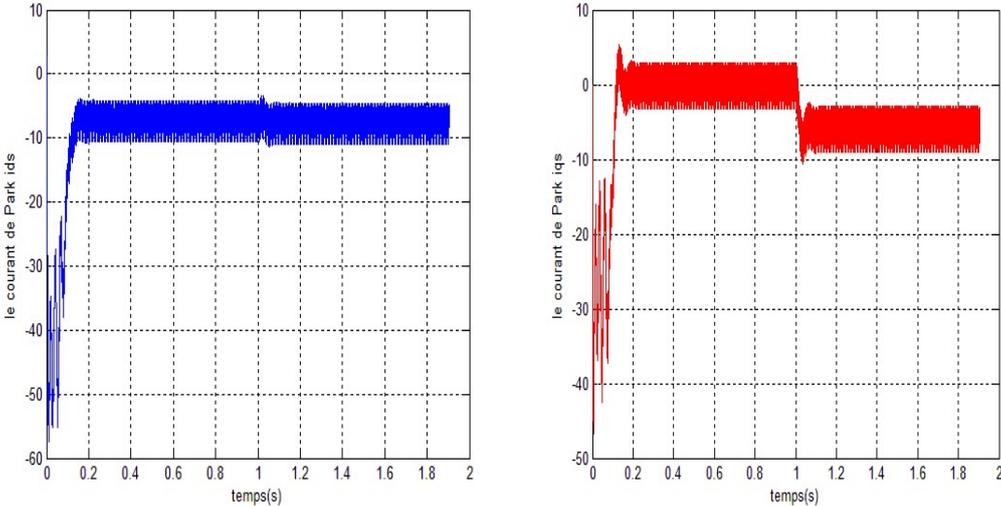


Fig (1.9) Réponse des courants de Park stators ids, iqs.

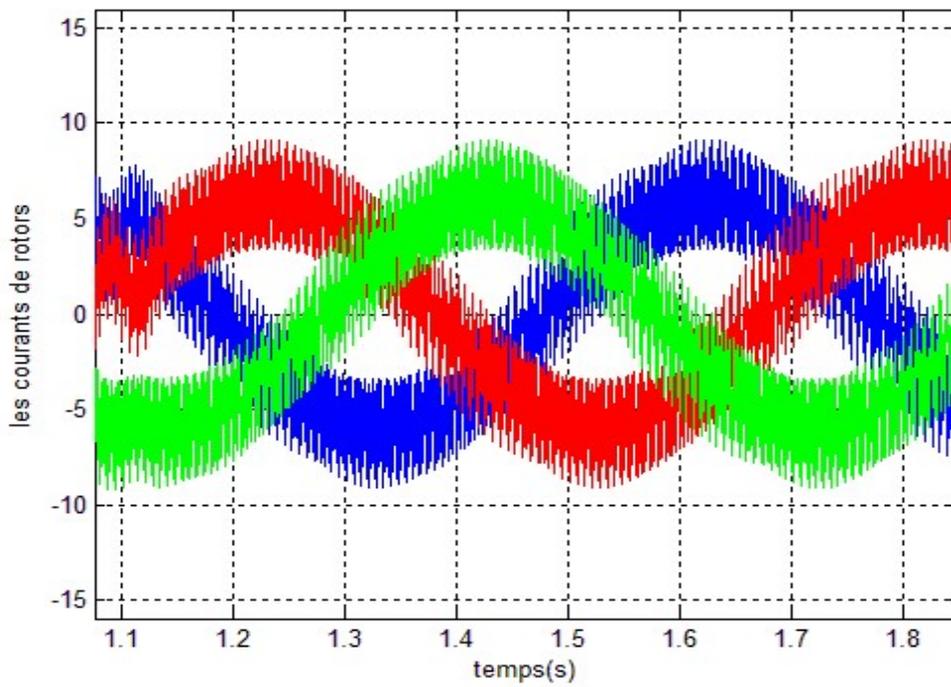


Fig (I.10) Réponse des courants rotors.

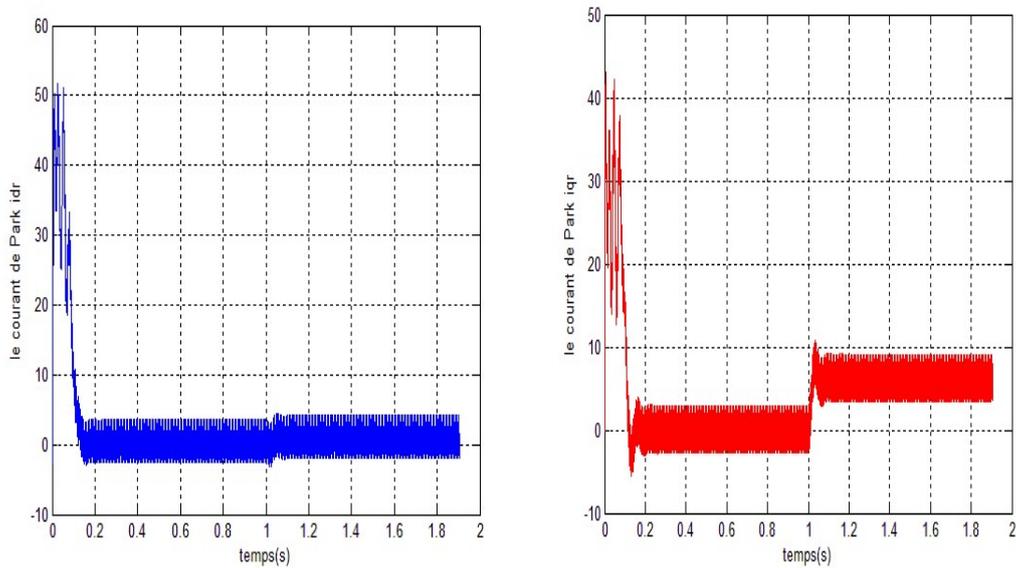


Fig (I.11) Réponse des courants de Park rotors idr, iqr.

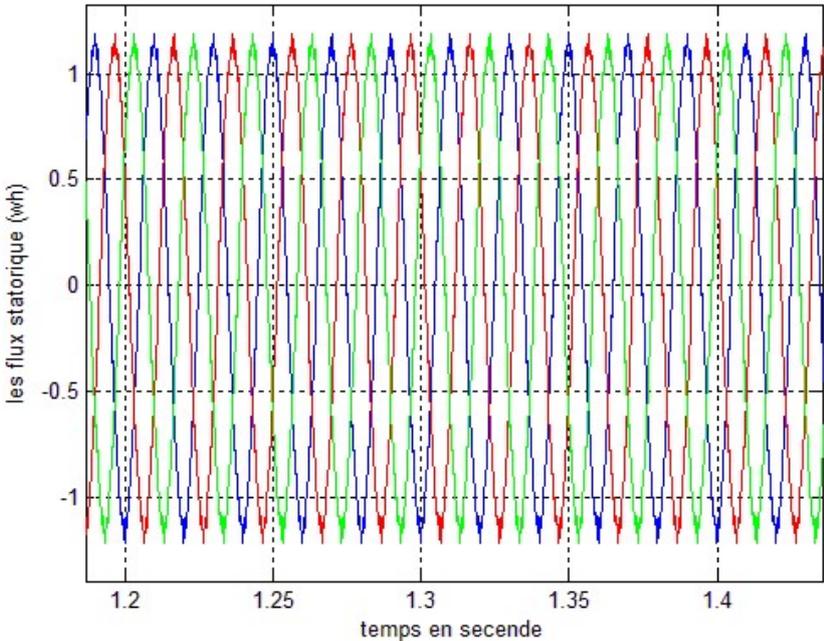


Fig (I.12) Réponse du flux statoriques.

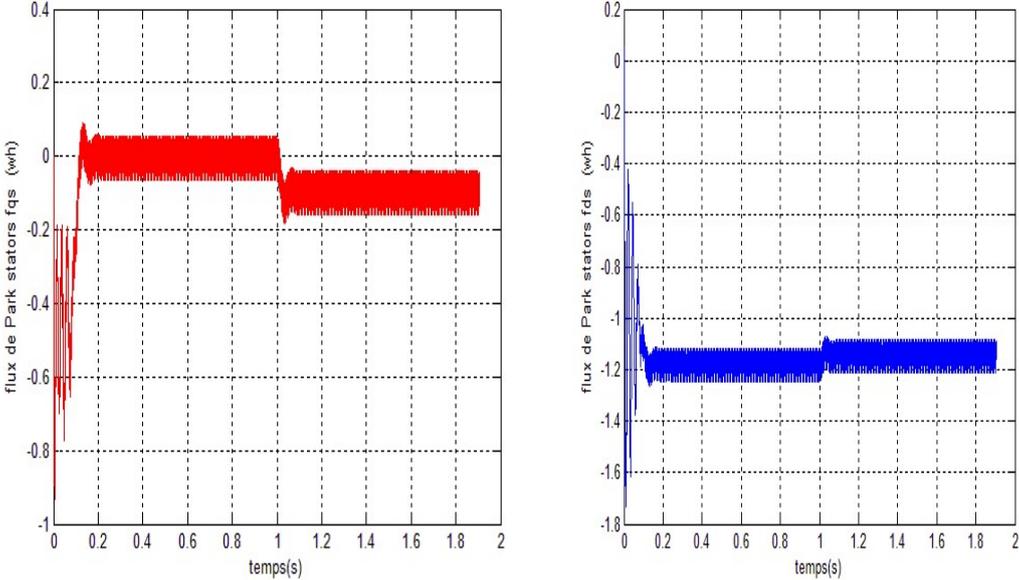


Fig (I.13) Réponse des flux de Park stators fds, fqs.

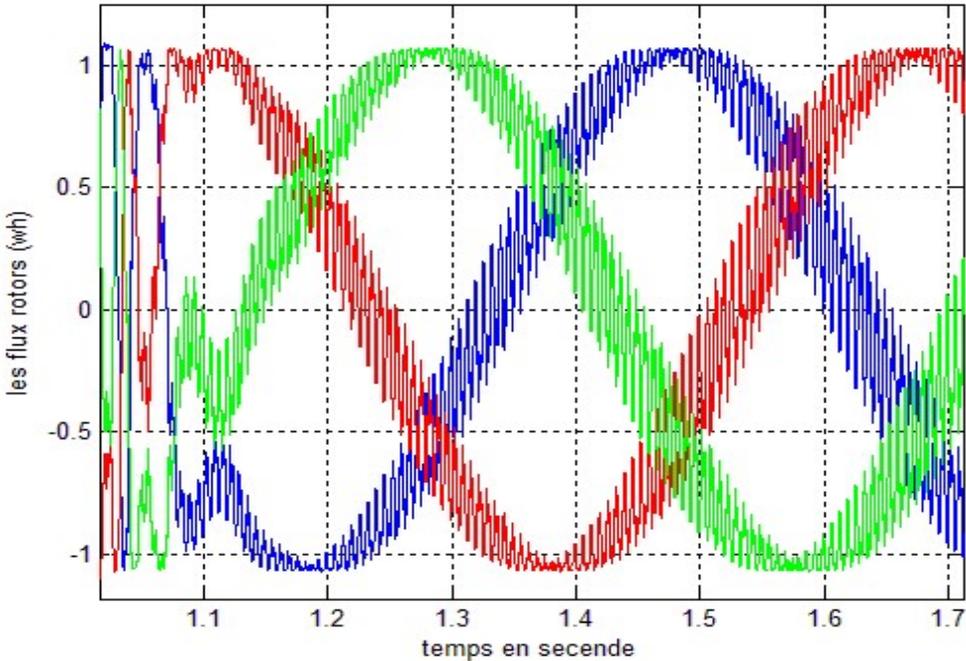


Fig (I.14) Réponse du flux rotors.

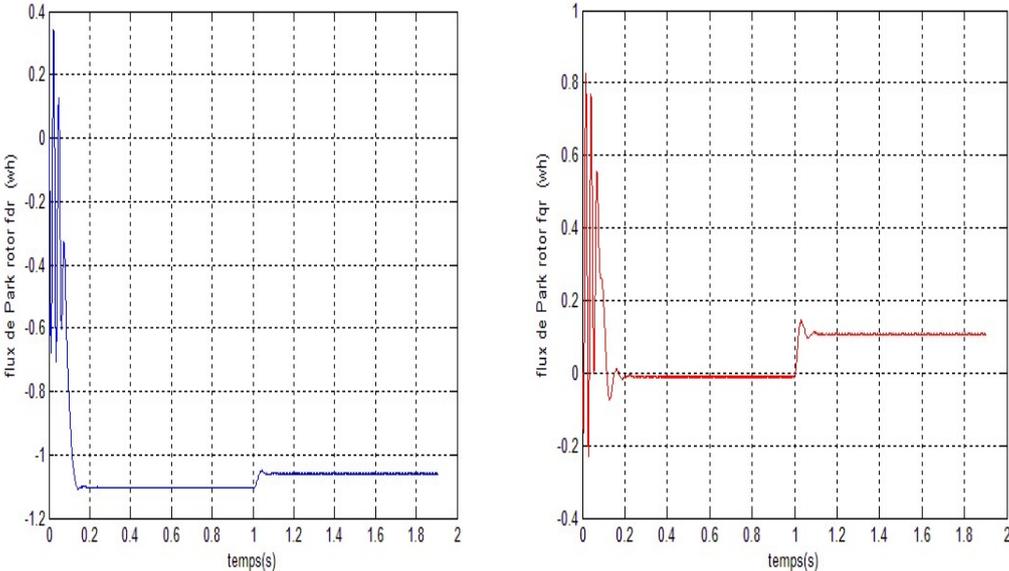


Fig (I.15) Réponse des flux de Park rotor fdr, fqr.

I.6 Interprétation des résultats de simulation

Lors de l'application d'un couple de charge constante, on remarque une petite diminution de la vitesse de rotation et une augmentation des courants statoriques. Le couple électromagnétique augmente pour compenser le couple de charge appliqué. Les oscillations au niveau du couple et la vitesse sont dues essentiellement au convertisseur statique car la conversion continue alternative fait apparaître des harmoniques au niveau des tensions de sortie et des courants qui influent directement sur la forme du couple et de la vitesse.

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone dans le repère (abc) ainsi que dans le modèle de Park. Nous avons également donné le modèle mathématique adopté de la machine que nous utiliserons pour la simulation.

Les simulations montrent la validité de notre modèle (moteur + alimentation), en alimentant le moteur, on retrouve les valeurs nominales du couple électromagnétique, du courant et du flux rotorique après un régime transitoire.

Dans cette partie, le moteur fonctionne dans son régime nominal, pour pouvoir contrôler le moteur dans son fonctionnement dynamique, nous allons l'appliquer une commande vectorielle, qui fera l'objet du prochain chapitre.

II.1 Introduction

La difficulté majeure rencontrée dans la commande d'un moteur asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Dans le moteur à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la relative simplicité de la commande de ce moteur [10].

En effet le control vectoriel permet de contrôler les valeurs instantanées des grandeurs électriques d'un moteur asynchrone ce qui permet d'avoir une dynamique assez élevée grâce au découplage du flux et du couple. Un des grands avantages de la commande vectorielle est l'obtention d'un couple élevé, pendant les transitoires, ce qui se traduit par une réponse rapide aux changements de charge ou de consigne de vitesse. Dans la littérature spécialisée [11], on dénombre beaucoup de techniques employées pour la commande vectorielle des MAS entre autre, la plus utilisée est celle par orientation du flux rotorique qui sera présentée

Dans ce chapitre, on présente d'abord la méthode du flux orienté, ensuite, on montre le découplage obtenu entre le couple et le flux d'un moteur asynchrone commandé par ce type de contrôle.

II.2 La commande vectorielle

II.2.1 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps, cependant, elle n'a pas pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en microélectronique.

En 1972, **Blaschke** a proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du flux, ce travail a permis de rendre le modèle d'un moteur asynchrone semblable au modèle de la machine à courant continu ce qui peut simplifier sa commande [12].

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander le moteur asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante ou il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit).

Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple (Figure.2.1).

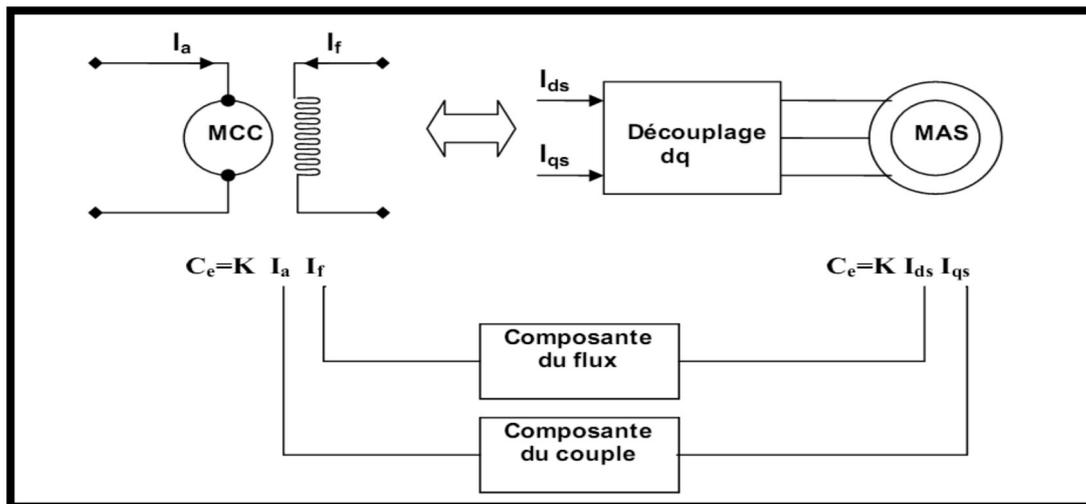


Fig (II.1) Schéma du principe de découplage pour le MAS par analogie avec la MCC.

II.2.2 Méthodes de commande

La commande par flux orienté est une technique associée au système d'entraînement formé par un MAS alimentée par un convertisseur statique. La commande de la MAS nécessite une connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et la faire coïncider avec l'axe directe **d** tournant à la vitesse du champ tournant.

Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux :

- Une commande indirecte où la phase du flux rotorique est estimée à partir d'une relation donnant la vitesse du glissement. Cette méthode n'utilise pas un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position.
- Une commande directe où la phase du flux rotorique est mesurée par un capteur physique ou estimée en utilisant un modèle dynamique. Cette méthode de commande nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, et celle-ci doit être vérifié quel que soit le régime de fonctionnement.

Dans ce travail, en intéresse à une commande en courant avec orientation du flux rotorique par la méthode indirecte.

II.2.3 Orientation du flux rotorique

Un choix adéquat du référentiel (d-q) de telle manière que le flux rotorique soit aligné avec l'axe (d) permet d'obtenir une expression de couple dans laquelle deux courants orthogonaux (i_{ds} , i_{qs}) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple. En effet :

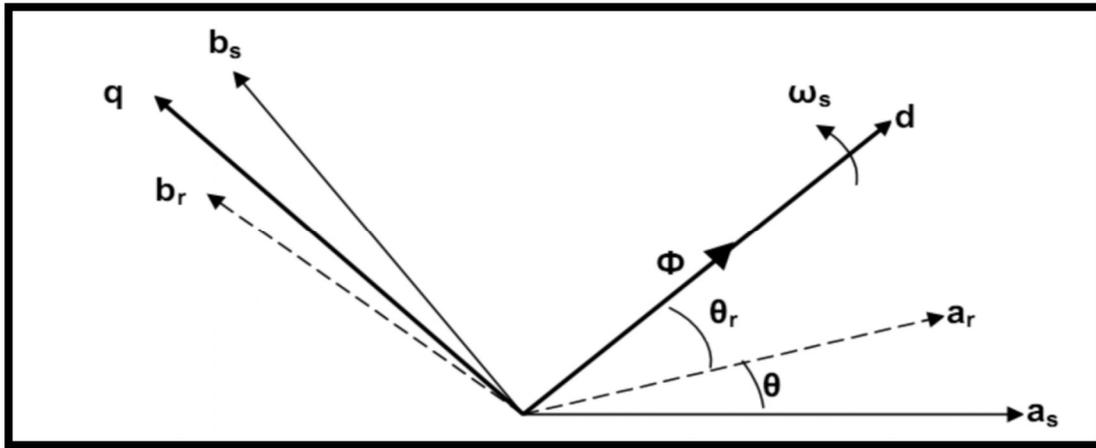


Fig (II.2) Principe de la commande vectorielle.

Suivant l'orientation du repère (d-q) sur : [13] , [14]

✓ flux rotorique :

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad , \quad \phi_{qr} = 0 \quad (II.1)$$

✓ flux statorique :

$$\phi_{ds} = \phi_s \quad , \quad \phi_{qs} = 0 \quad (II.2)$$

✓ flux d'entrefer :

$$\phi_{dr} = \phi_m \quad , \quad \phi_{qm} = 0 \quad (II.3)$$

Le choix d'un référentiel lié au flux rotorique est particulièrement avantageux, car il conduit à un découplage fictif total entre le flux rotorique présent dans la machine et le couple électromagnétique engendré. [15]

II.3 Modélisation de la machine asynchrone alimentée en courant

Pour une machine asynchrone alimentée en courant, les courants statorique (I_{ds} , I_{qs}) et la vitesse de glissement (ω_{gl}) sont considérés comme variables de commande, et le Couple résistant (C_r), comme perturbation.

Dans le référentiel lié au champ tournant, le modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en courant est représenté par les équations suivantes:

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - \omega_{gl} \cdot \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + \omega_{gl} \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Avec : $\omega_{gl} = \omega_s - \omega$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Et :

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds})$$

Le système peut être décrit par différents variables d'état et nous pouvons choisir entre $(\phi_{dr}, \phi_{qr}, \Omega)$ Ou (I_{dr}, I_{qr}, Ω) Ou $(\phi_{ds}, \phi_{qs}, \Omega)$.

Le système est représenté par le schéma bloc suivant:

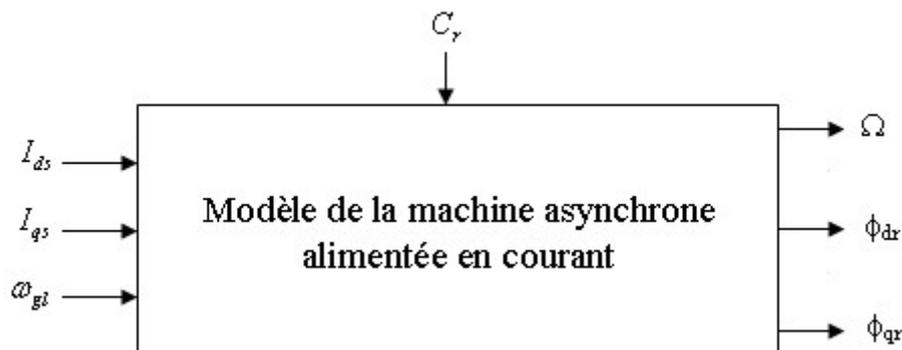


Fig (II.3) Schéma bloc de la machine asynchrone triphasée alimentée en courant

Dans notre étude, on a adopté comme variables d'état $(\phi_{dr}, \phi_{qr}, \Omega)$, après arrangement des équations (II.4) on obtient:

➤ Les équations électriques:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{gl} \\ -\omega_{gl} & -\frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{pmatrix} \quad (\text{II.6})$$

➤ L'équation mécanique:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \cdot \Omega \tag{II.7}$$

Avec:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds})$$

On calcule les flux statoriques (ϕ_{ds}, ϕ_{qs}) et les courants rotoriques (I_{dr}, I_{qr}) par les relations suivantes:

$$\begin{cases} \phi_{ds} = \frac{L_m}{L_r} \cdot \phi_{dr} + \sigma \cdot L_s \cdot I_{ds} \\ \phi_{qs} = \frac{L_m}{L_r} \cdot \phi_{qr} + \sigma \cdot L_s \cdot I_{qs} \end{cases} \tag{II.8}$$

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{L_r} (\phi_{dr} - L_m \cdot I_{ds}) \\ I_{qr} = \frac{1}{L_r} (\phi_{qr} - L_m \cdot I_{qs}) \end{cases} \tag{II.9}$$

Le schéma bloc du modèle de la machine alimentée en courant est alors le suivant:

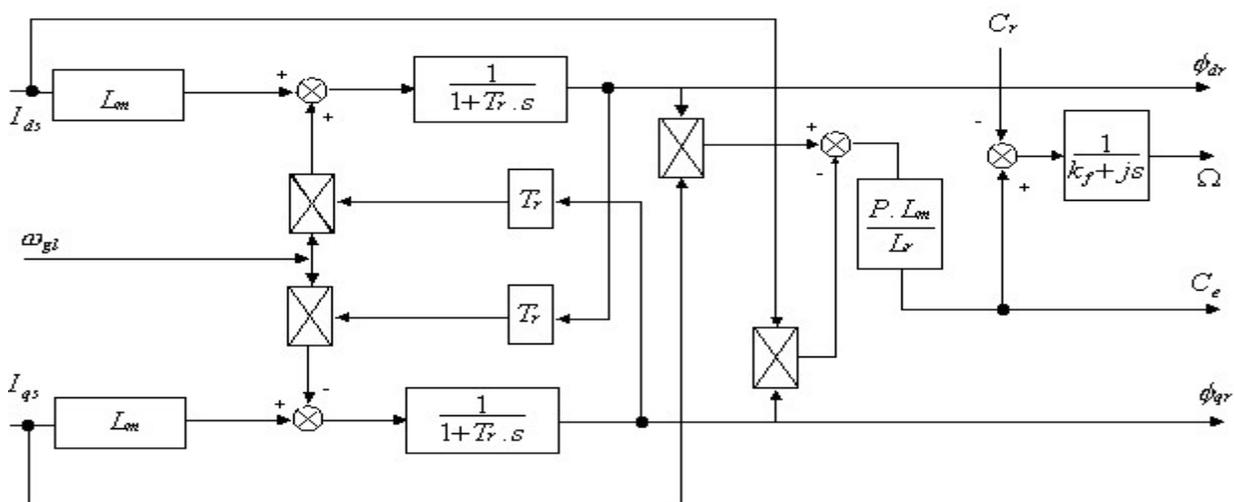


Fig (II.4) Modèle de la machine alimentée en courant.

Le flux rotoriques ϕ_r et le courant dans une phase I_{as} peuvent être calculés à partir des grandeurs (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}) et des grandeurs (I_{ds}, I_{qs}) .

$$\begin{cases} \phi_r = \sqrt{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2} \\ I_{as} = \sqrt{\frac{2}{3}}(I_{ds} \cdot \cos(\theta_s) - I_{qs} \cdot \sin(\theta_s)) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

II.4 Commande en courant

Considérons les deux courants statoriques (I_{ds}, I_{qs}) comme variables de commande, le flux rotoriques ϕ_r et la vitesse mécanique Ω comme variables d'état. Après arrangement des équations (II.1) en obtient :

$$\begin{cases} T_r = \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = L_m \cdot I_{ds} \\ \omega_{gl} = \frac{L_m I_{qs}}{T_r \phi_r} \omega_{gl} \\ C_e = P \frac{L_m}{T_r} \phi_r I_{qs} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \cdot \Omega \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

$$\text{Avec : } \Omega = \frac{\omega}{P}$$

On remarque dans les équations (II.11) que seule la composante directe (axe 'd') du courant statorique I_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique ϕ_r alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature (axe 'q') du courant statoriques I_{qs} quand le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi est réalisée une décomposition du courant statorique en deux termes correspondant respectivement au flux et au couple. C'est l'essentiel de la méthode du **flux orienté** qui ramène la structure de commande d'une machine asynchrone à une structure similaire à celle d'une machine à courant continu en utilisant la propriété du **découplage couple-flux**.

Les relations (II.11) constituent la base essentielle d'une commande par flux orienté. Le schéma-bloc de la commande est le suivant:

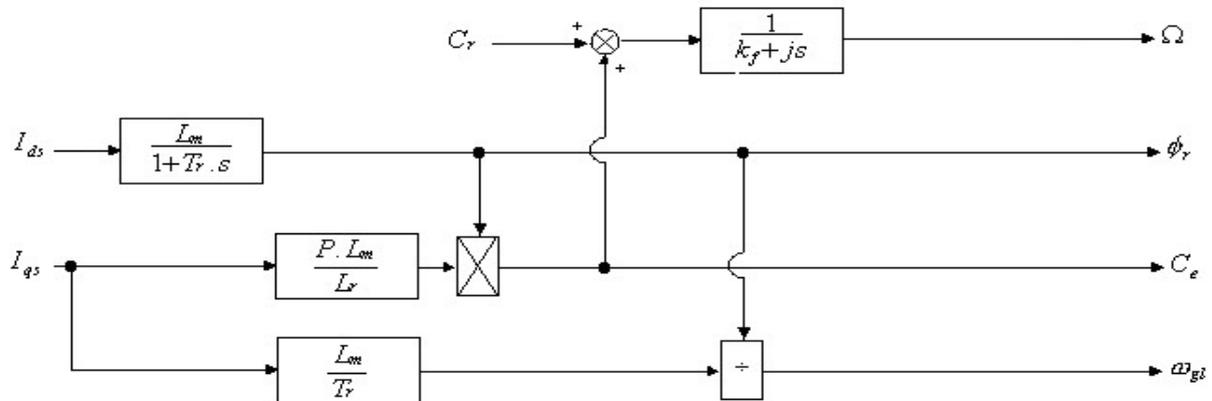


Fig (II.5) Modèle en courant par orientation du flux rotorique.

II.5 Commande indirecte par flux orienté

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotoriques mais seulement sa position. Le descriptif " méthode indirecte" signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais d'exiger la présence d'un capteur de vitesse (ou de position) du rotor. Considérons le flux rotorique ϕ_r et le couple C_e comme référence de commande.

$$\left[\begin{array}{l} I_{ds} = \frac{1}{L_m} \left(T_r \cdot \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r \right) \\ I_{qs} = \frac{L_r}{s \cdot L_m} \frac{C_e}{\phi_r} \end{array} \right. \quad (II.12)$$

Le schéma bloc de la structure de commande est le suivant:

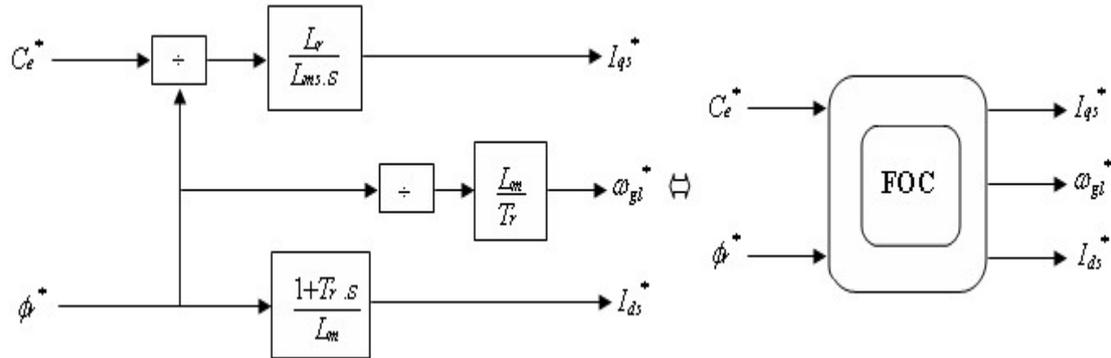


Fig (II.6) Schéma bloc de la structure de commande en courant par orientation du flux rotorique.

Ce schéma permet alors de réaliser un découplage automatique entre le couple et le flux.

$$\omega_{gl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\phi_r}$$

II.6 Commande en boucle fermée avec réglage classique

La régulation linéaire (P, PI, PID, ...) est la plus ancienne technique de régulation et la plus répandue à l'échelle industrielle en raison de simplicité de mise en œuvre et de ces performances acceptables. Pour avoir de bonnes performances, on est obligé de trouver les paramètres du régulateur (k_p , k_i ...) adéquat. Pour le faire, plusieurs méthodes de calcul existent, mais malgré l'existence de cette diversité de méthode de calcul, les performances de ce type de régulateur restent souvent limitées en raison de la complexité réelle des systèmes à commander (non linéarité, variation des paramètres, ...etc). **[16]**

Toutefois il est indispensable de montrer les performances requises par ce type de réglage avec la MAS et faire le point sur ses avantages et ses inconvénients.

II.6 .1 Fonction de transfert en boucle ouverte

Le système constitué du modèle de la machine, de la structure de commande et de la boucle de régulation est schématisé par la figure (II.11).

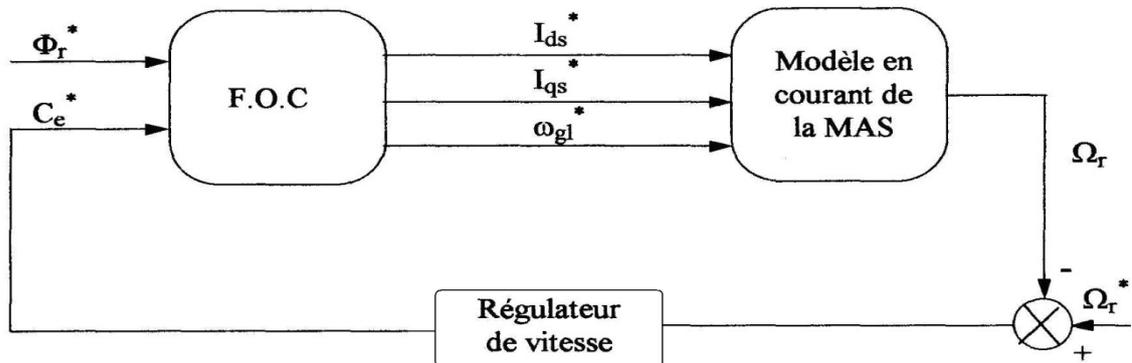


Fig (II.7) Schéma fonctionnel de la boucle de régulation.

Nous obtenons après développement des équations du modèle de la machine et la structure de commande la fonction de transfert en boucle ouverte. (Voir annexe (I))

$$\Omega(s) = \frac{1}{k_f + Js} \left(\frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} C_e^*(s) - C_r(s) \right) \quad (II.11)$$

D'où on a :

$$F_0(s) = \frac{\Omega(s)}{C_e^*(s)} = \frac{1}{k_f + Js} \frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} \quad (II.12)$$

Le tout est schématisé par :

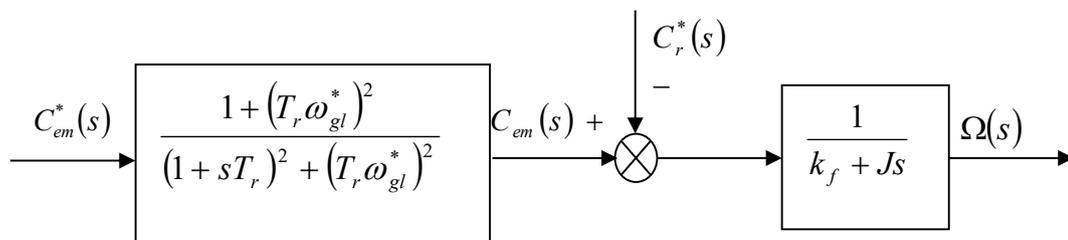


Fig (II.8) Schéma fonctionnel du système à réguler.

II.6.2 Etude du réglage de vitesse avec un régulateur PI

En insérant un régulateur PI (action proportionnelle et intégrale en parallèle) dans la boucle de régulation, le schéma fonctionnel en boucle fermée se présente comme suit :

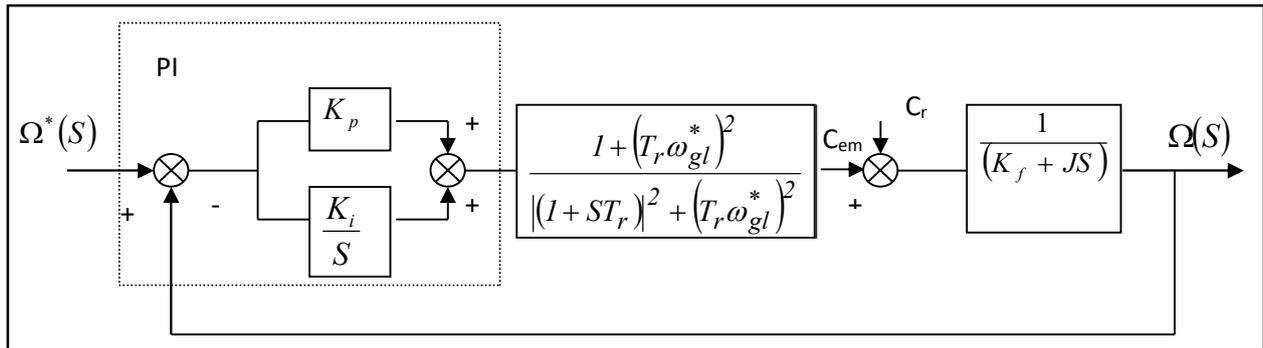


Fig (II.9) Schéma fonctionnel du réglage de vitesse avec PI classique

La fonction de transfert de la vitesse, en fonction de sa référence et la perturbation se présente comme suit :

$$\Omega(s) = \frac{1}{k_f + js} \left(\frac{k_p s + k_i}{s} \frac{1}{1 + sT_p} (\Omega^*(s) - \Omega(s)) - C_r(s) \right) \quad (II-13)$$

Avec $\frac{1}{k_f + sT_p}$ la fonction de transfert de machine simplifiée. (voire annexe (I))

On a : $\frac{K_i}{K_p} \approx \frac{k_f}{J}$ et $T_p \ll 1$ d'où : $\Omega(s) = \frac{k_p}{k_p + js} \Omega^*(s) - \frac{Js}{(k_f + Js)(k_p + Js)} C_r(s)$

En régime permanent, avec $s=0$, $\Omega = \Omega^*$

La poursuite se fait à une dynamique fonction des paramètres du régulateur $\left(\frac{J}{k_p} \right)$ qui

Pour le rejet de la perturbation, celui-ci se fera à la dynamique du système car :

$$\frac{J}{k_p} \ll \frac{J}{k_f}$$

La perturbation s'annule avec la dynamique de la boucle ouverte, c'est-à-dire que

le rejet de la perturbation s'effectue avec un temps de réponse fonction de $\left(\frac{J}{k_f}\right)$ qui dépend des paramètres de la machine, le régulateur n'intervient donc pas à ce niveau.

II.6 .3 Application du réglage de vitesse classique à l'association Onduleur - MAS

La figure (II.10) représente le schéma global du réglage de vitesse. On a utilisé la méthode indirecte.

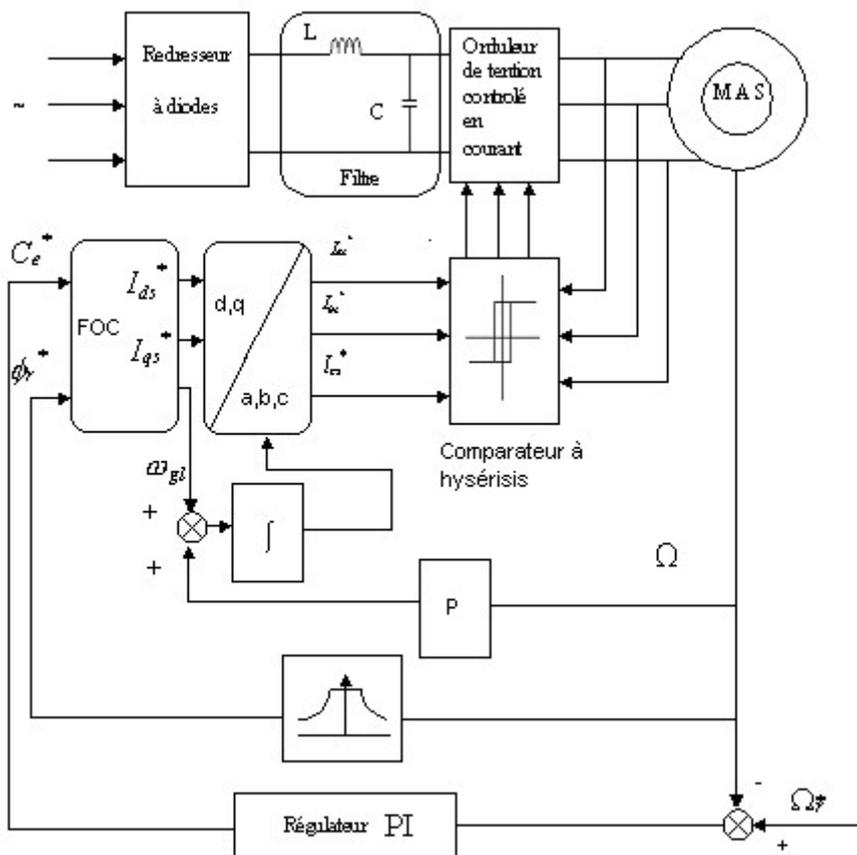


Fig (II.10) : Structure globale de réglage en boucle fermée de l'association Onduleur - MAS

Le **FOC (field oriented control)** est un bloc de calcul qui possède deux entrées (ϕ_r^* et C_e^*) et génère les trois grandeurs de commande utilisées dans Park $^{-1}(I_{ds}^*, I_{qs}^*$ et $\omega_{gl})$. Il est défini en considérant le régime statique pour lequel le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux aux valeurs de référence. Si en ne tient pas compte des variations des courants directs et quadrature, les équations de ce bloc sont déduites de celles du modèle (II.10).

Le bloc de dé fluxage est défini par la non-linéarité suivante:

$$\phi_r = \begin{cases} \phi_{rn} & \text{si } |\Omega| < \Omega_n \\ \phi_{rn} \frac{\Omega_n}{\Omega} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases}$$

Il assure le fonctionnement à couple constant pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale et au-delà de cette valeur il permet de diminuer le couple, dans ce cas il assure un fonctionnement à tension ou à puissance constante.

II.6.4 Résultats de simulation avec régulateur PI

Le schéma de contrôle simulé avec un régulateur PI est présenté à la figure (II.10).

Un calcul des paramètres du régulateur a été fait à l'annexe (I).

Avec ces paramètres, on a simulé le démarrage à vide (Figure II.11), démarrage avec application d'un échelon de couple résistant entre 0.5s et 1.5s (Figure II.12), puis une inversion du sens de rotation de 148.7 rad/s à -148.7 rad/s effectué à t=1s (Figure II.13).

De ces résultats, on tire les remarques suivantes :

Les résultats de simulation figures (II.11), (II.12), (II.13) montrent clairement l'orientation du flux rotoriques et le découplage entre celui-ci et le couple électromagnétique.

Une amélioration de la réponse de la vitesse au démarrage (Figure II.11), car il s'effectue au bout de 0.3 s environs, mais par contre partie, lors de l'application d'une charge (Figure II.12), il Ya des pics de courant et de couple très fort.

De même pour l'inversion de vitesse (Figure II.13), au bout de 1 s environ on a effectué une inversion du sens de rotation. La vitesse passe de 1000 tr/m à -1000 tr/m, avec des pics de couples et de courant considérable.

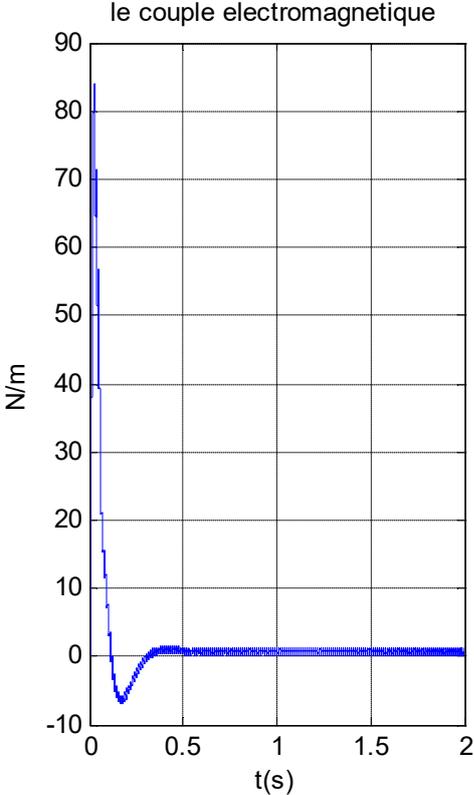
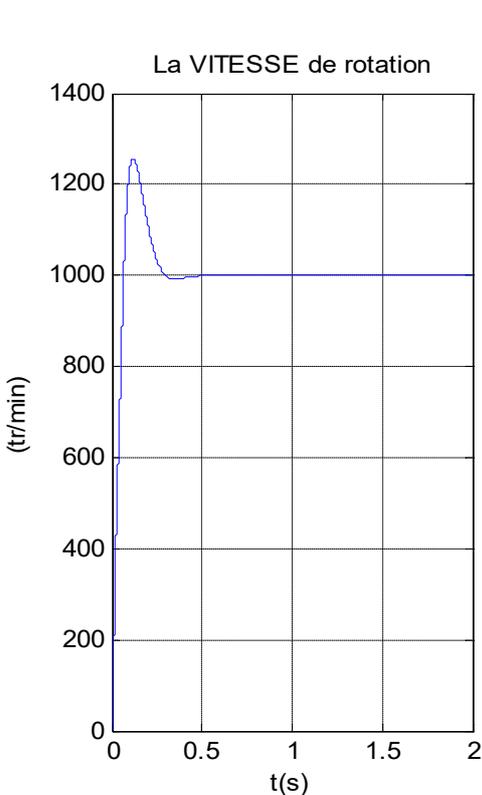
Le régulateur ne rejette pratiquement pas la perturbation (Figure II.12), ou du moins la rejette d'une manière très lente (avec la dynamique de la machine en boucle ouverte).

En tâtonnant sur les paramètres du régulateur (k_p et k_i).

Le découplage est obtenu, car $\Phi_{qr} = 0$ et $\Phi_{dr} = \Phi_r$ (Figure II.11), sauf qu'on observe une légère dégradation du découplage lors de l'application d'une charge (Figure II.12).

Les résultats obtenus montrent une légère sensibilité de la régulation par PI à la variation des paramètres mais les performances du système sont préservées.

Résultats de simulation



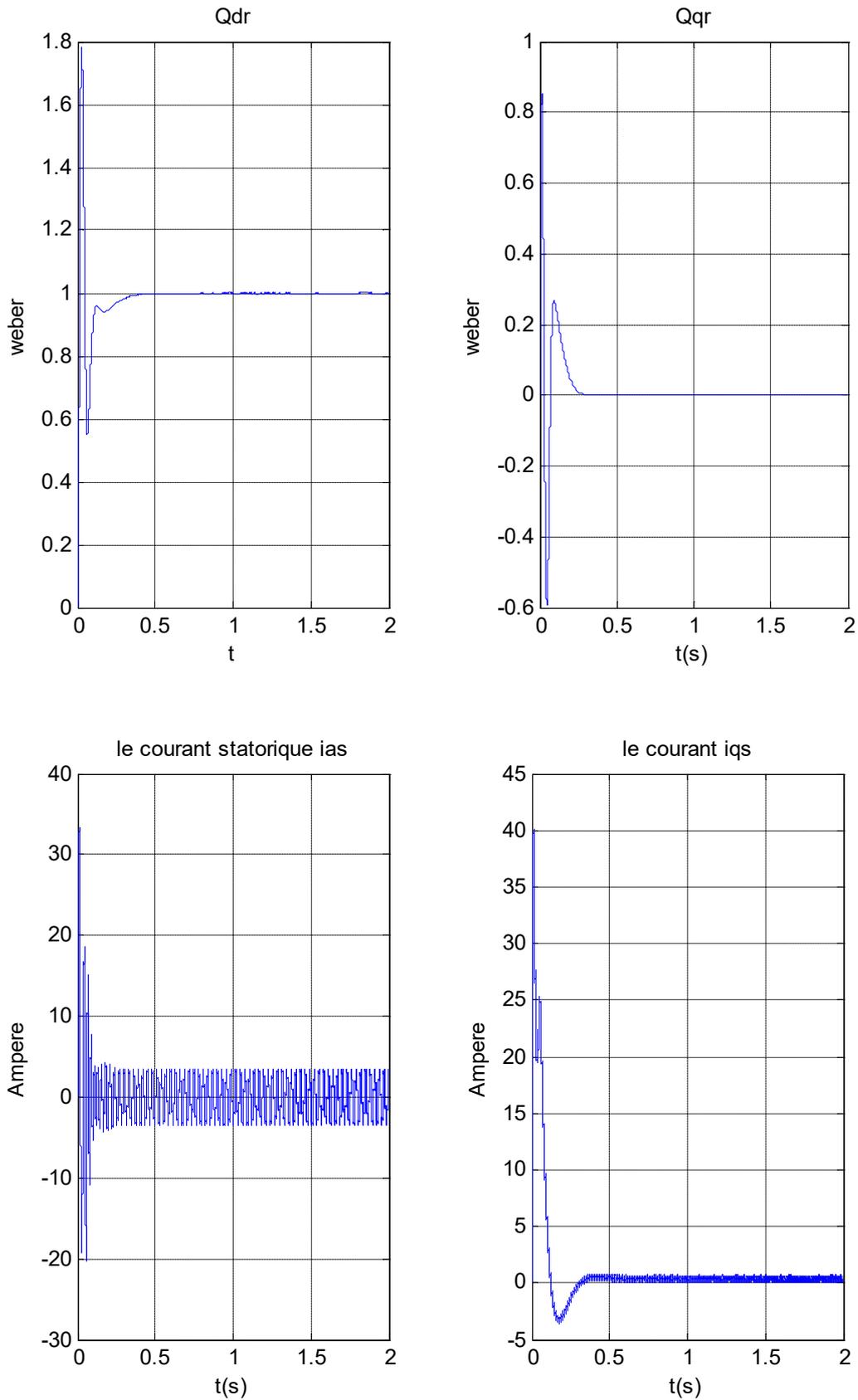
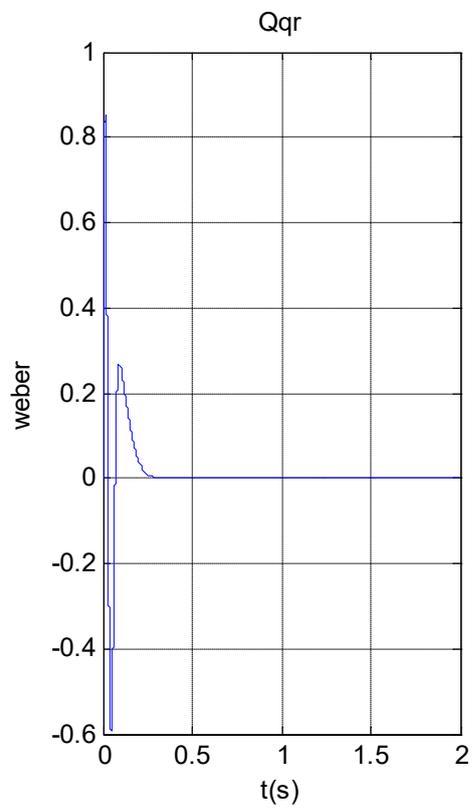
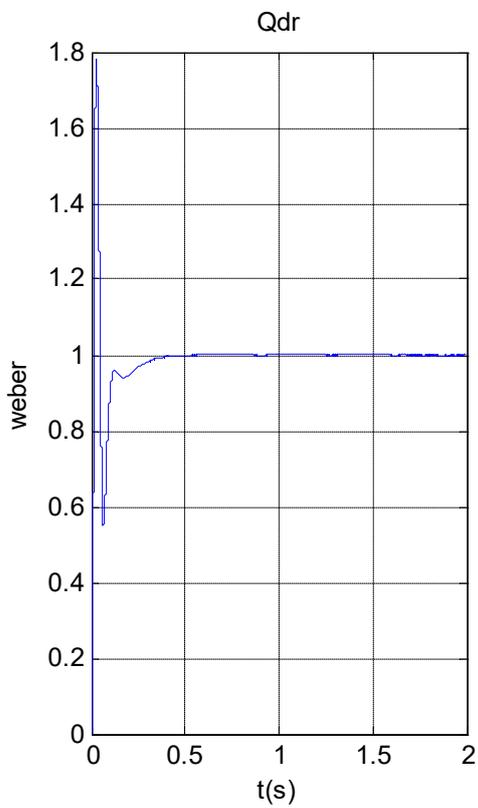
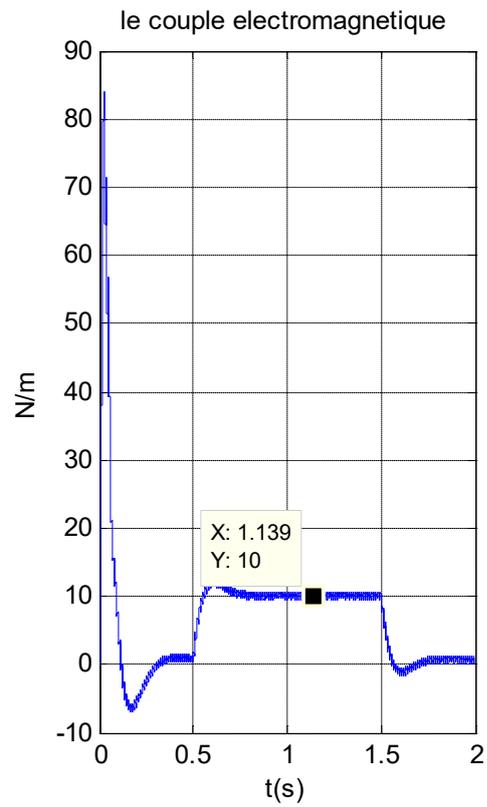
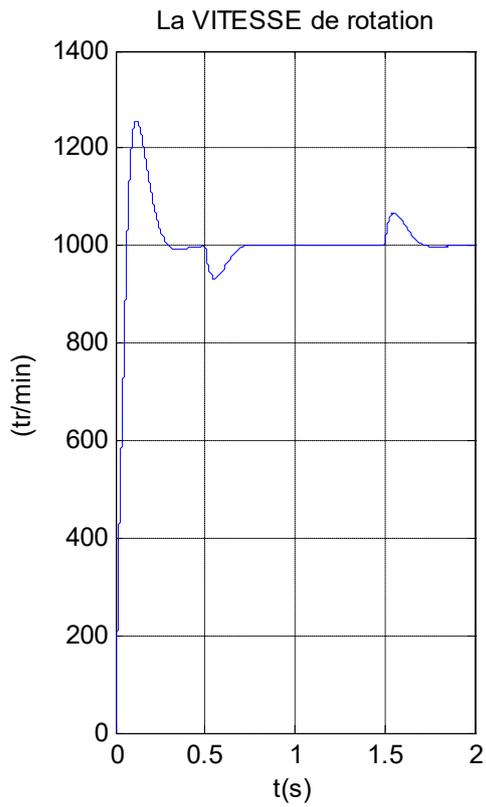


Fig (II.11) Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée à vide contrôlée par la commande vectorielle indirecte utilisant le réglage classique.



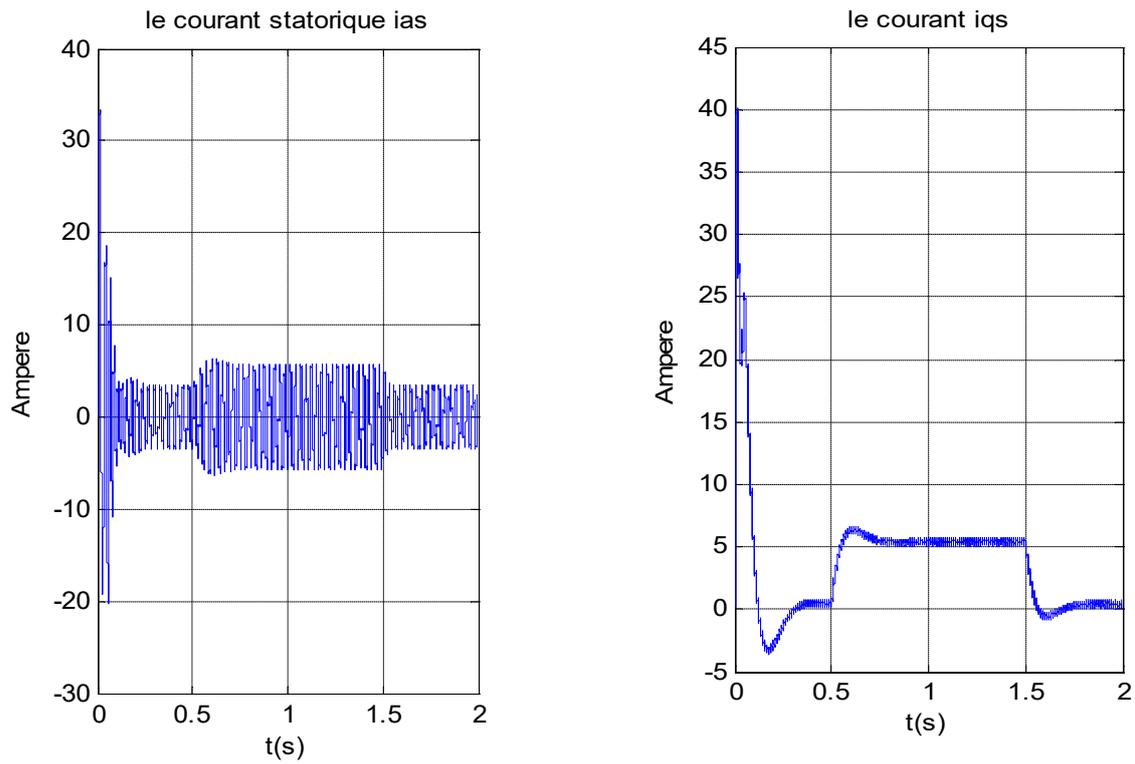
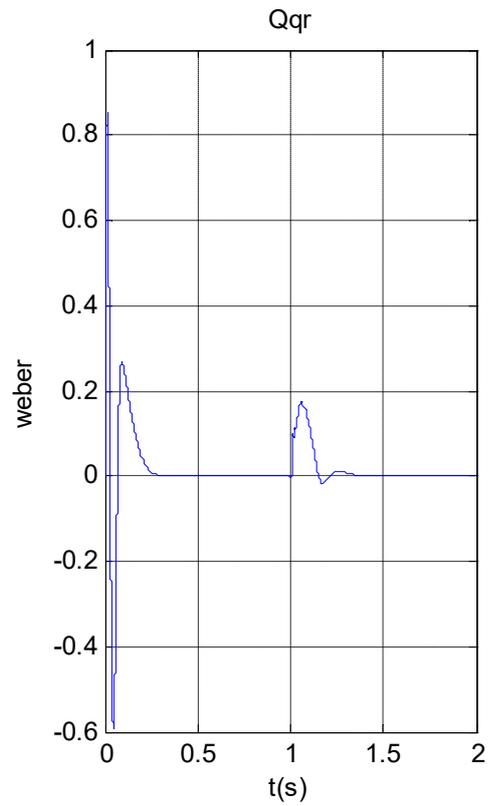
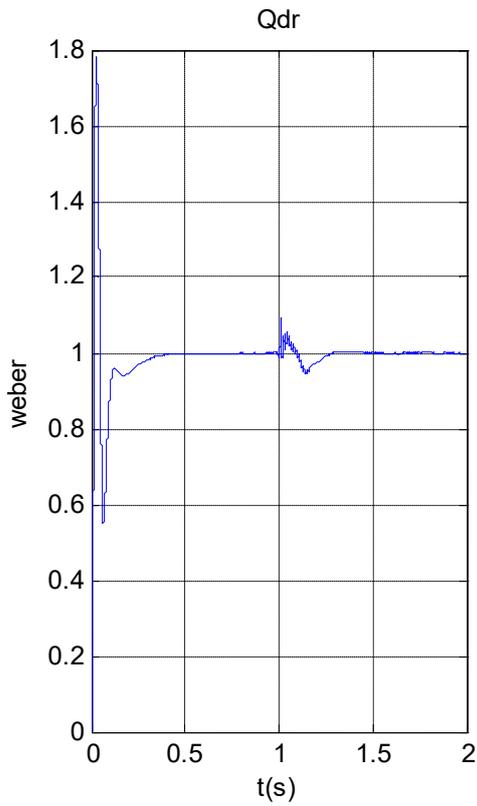
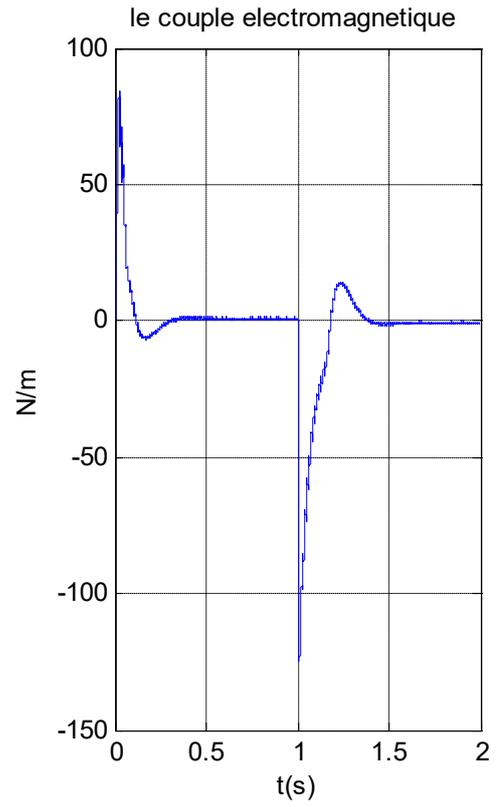
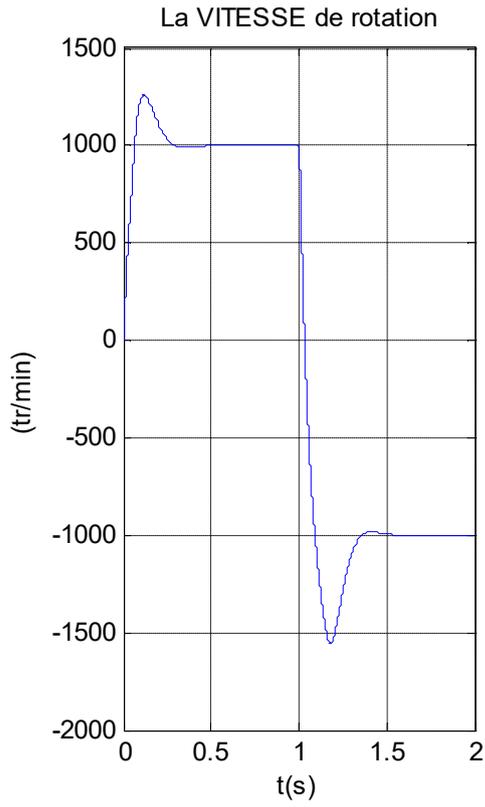


Fig (II.12) Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée contrôlée par la commande vectorielle indirecte utilisant le réglage classique, avec application d'une charge entre 0.5 et 1.5s ($C_r=C_n=10\text{Nm}$)



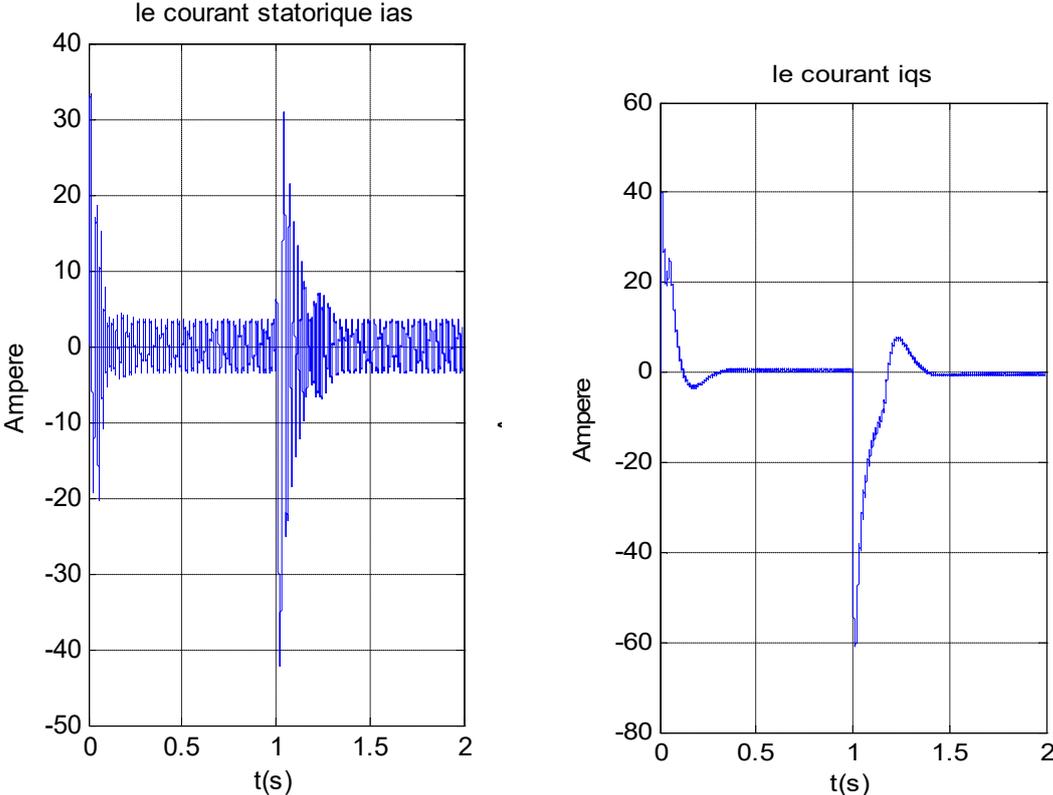


Fig (II.13) Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée contrôlée par la commande vectorielle indirecte utilisant le réglage classique, avec inversion du sens de rotation à t=1s.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande indirecte par orientation du flux rotorique a l'association onduleur- machine asynchrone.

Le flux rotorique est orienté suivant l'axe direct du référentiel lie au champ tournant. Le découplage entre les armatures statorique et rotorique est effectué. La composante directe du courant statorique commande le flux et la composante en quadrature contrôle le couple, ce qui permet d'obtenir des performances dynamiques élevées similaires à celle de la machine à courant continu à excitation séparée.

Cependant, la réponse de la vitesse est lente doit la nécessite de faire un réglage de vitesse, ce qui provoque d'abordé la commande vectorielle indirecte en boucle fermée et on a mis en évidence les performances requises et de remarquable par le régulateur classique linéaire PI.

Le régulateur PI dépend fortement des paramètres de la machine asynchrone triphasée, et une erreur d'identification des paramètres conduira à une détérioration de performances de commande.

Vu cette inconvénient majeur, la régulation par un **régulateur GPC** sera introduite au prochaine chapitre comme une éventuelle solution à cet inconvénient.

III. 1 Introduction

La commande prédictive (**MPC : *model predictive control***) est née à la fin des 1970 et s'est considérablement développée depuis, à la fois dans la communauté de la recherche en automatique et dans l'industrie. La raison de ce succès peut être attribuée au fait que la commande prédictive est peut-être la façon la plus générale de poser le problème de la commande de procédés dans le domaine temporel. En effet, sa formulation intègre des concepts tirés de la commande optimale, la commande stochastique, la commande multi variable et prend en compte les références futures lorsqu'elles sont disponibles. Un avantage de la commande prédictive est que, grâce à l'horizon de commande fini et au modèle du système, les contraintes, et même des processus non linéaires et /ou variant dans le temps, peuvent être considérés en pratique.

L'algorithme de la commande prédictive a pour but tout d'abord de préciser les grandes idées communes aux méthodes prédictives, ou d'étendre cette présentation à des algorithmes prédictives plus évolués puis, dans le cas particulier l'algorithme de la commande prédictive généralisée (GPC en terme anglo-saxon, **Generalized Predictive Control**), qui en intéresse pour la structure cascade pour la commande de position d'une machine asynchrone triphasée. En effet, la sortie d'un système n'est plus prédite à un instant proche du retard mais a des instants futurs relatifs à un certain intervalle choisi.

L'objectif de cette loi consiste à prendre en compte, à l'instant présent, le comportement futur, en utilisant explicitement un modèle numérique du système, afin de prédire, la sortie du système dans le futur sur un horizon fini. Cependant, il n'existe pas une stratégie unique, mais plutôt tout un ensemble de méthodes de commande prédictive, assez similaire, bâtie autour d'un principe connu, mais présentant néanmoins quelques différences dans l'interprétation des concepts clés.

La Commande Prédictive repose sur des idées relativement anciennes et intuitives, mais n'a connu un réel essor en tant que technique de commande avancée. Cet essor s'est réalisé principalement selon deux axes privilégiés : [17]

- ✓ Commande Prédictive Généralisée (G.P.C.) de **D.W. Clark** : [18]
- ✓ Commande Prédictive Fonctionnelle (P.F.C.) de **J. Richalet** .

La mise en œuvre de ce concept nécessite la considération des points suivants :

-La définition d'un modèle numérique du système permettant de réaliser la prédiction du comportement futur du système. Ce modèle peut être obtenu par une discrétisation de la fonction de transfert continue du modèle (transformée en z) ou par une identification préalable hors ligne du système. [19], [20], [21]

-Cette particularité permet de classer la commande prédictive dans la grande famille des commandes à base de modèles, dite 'MBC' (**Model Based Control**)

-L'élaboration d'une séquence de commandes futures est obtenue par minimisation d'une fonction de coût quadratique, sur un horizon fini. [17]

Le but de la stratégie prédictive est de faire coïncider la sortie du processus avec la consigne dans le futur sur un horizon fini. Cependant, il n'existe pas une stratégie unique mais plutôt tout un ensemble de méthodes de commande prédictive. Une de ces méthodes, appelée Commande Prédictive généralisée (GPC) a été proposée par **Clark** et son équipe en 1987. Cette technique qui utilise un modèle de représentation **CARIMA**, est basée sur la minimisation d'un critère quadratique au sens d'un horizon fini.

La commande prédictive s'avère une structure suffisamment complète proposée pour résoudre un problème très général, fournissant un système asservi stable pour un jeu de paramètres de réglage donné. [22], [23], [24].

Cette stratégie permet de commander des processus à déphasage non minimal, avec des pôles instables, avec des temps morts, constants ou inconnus, ou avec un modèle d'ordre inconnu. Elle a montré son efficacité et son succès dans des applications industrielles, même pour des systèmes à faible période d'échantillonnage. Les applications dans le domaine de la conduite des moteurs ont donné de bons résultats en termes de rapidité et de précision. [25].

III. 2 Principe de la commande prédictive

De manière générale, la loi de commande prédictive est obtenue à partir de la méthodologie suivante :

1- Prédire les sorties futures du processus sur l'horizon de prédiction défini, en utilisant le modèle de prédiction. On dénote $y(t+k/t)$, $k=0.....N$, les sorties prédites et par N l'horizon de prédiction. Ces sorties sont dépendantes des valeurs de sorties et d'entrées du processus à commander connues jusqu'au temps t .

2- Calculer la séquence de signaux de commande, dénote par $u(t+k / t)$, $k=0.....N-1$, En minimisant un critère de performance afin de mener la sortie du processus vers une sortie de référence. On dénote par $w(t+k / t)$ $k=0.....N$, d'habitude le critère de performance à minimiser est un compromis entre une fonction quadratique des erreurs entre $y(t+k / t)$ et $w(t+k / t)$ et un coût de l'effort de commande. Par ailleurs, la minimisation d'une telle fonction peut être soumise à des contraintes sur l'état et plus généralement à des contraintes sur la commande.

3- Le signal de commande $u(t / t)$ est envoyé au processus tandis que les autres signaux de commande sont oubliés. Au temps $t+1$ on acquiert la sortie réelle $y(t+1)$ et on recommence au premier. [26]

La représentation temporelle est donnée par le schéma Figure (III.1) ou l'on observe les commandes $u(t+k/t)$ à appliquer au système pour obtenir le ralliement autour de la consigne $w(t+k)$. [27], [28].

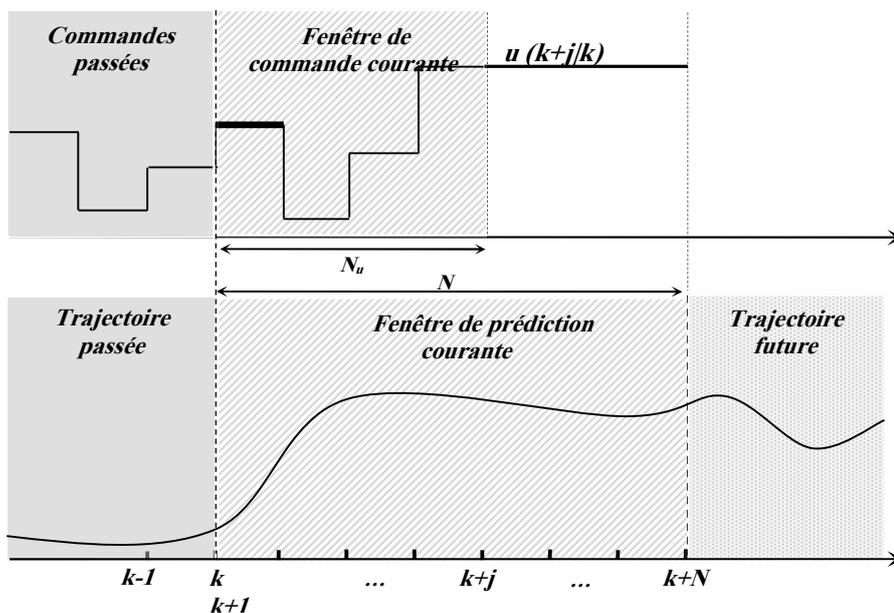


Fig (III.1) Représentation temporelle du principe de la commande prédictive.

III. 2. 1 Principe de fonctionnement du commande prédictive généralisée

La méthodologie est alors donnée par les cinq points suivants:

1- Le modèle de prédiction utilise le modèle CARIMA, qui est une extension du modèle CARMA, dans la mesure où il incorpore un effet intégral dans le but d'éliminer l'écart permanent et l'effet des perturbations constantes. [29]

Le modèle numérique de prédiction est classiquement défini par une fonction de transfert.

2- L'utilisation de la prédiction à horizon fini supérieur au retard et à la limite égale à l'ordre du système.

3- La résolution récursive de l'équation de Diophantien.

4- L'introduction de la pondération sur les incréments de commande dans le critère.

5- Le choix de l'horizon de commande à partir duquel tous les incréments sont pris égaux à zéro.

La combinaison de ces cinq concepts issus de plusieurs algorithmes a donné une méthode de commande puissante et performante très intéressante en pratique.

III. 2. 1. 1 Formulation du modèle de prédiction

La commande prédictive nécessite, un modèle numérique de représentation pour son fonctionnement. Ce modèle permet de calculer la sortie prédite sur un horizon fini.

Ce modèle peut être obtenu par une discrétisation de la fonction de transfert continue du modèle (transformée en z) ou par une identification préalable du système. [30]

Dans cette approche la commande est calculée à chaque période d'une manière à minimiser un critère appelé aussi fonction coût. Cette approche est caractérisée par le fait qu'on ne cherche pas à trouver une relation linéaire entre la commande et les autres variables du système (consigne, sortie et perturbation) [31]

La présence du modèle numérique est une condition nécessaire pour le fonctionnement de la commande prédictive généralisée, puisqu'il permet de calculer la prédiction de la sortie sur un horizon fini. [32], [33], [34].

La qualité du modèle d'un système affecte l'exactitude d'une prédiction, un modèle raisonnable d'un système est exigé.

La première étape de la synthèse d'une loi de commande est la modélisation du procédé. Le modèle doit être capable de représenter les différentes dynamiques, tout en ayant une structure compatible avec le calcul de la loi de commande.

Toute commande prédictive nécessite la connaissance d'un modèle afin de prédire le comportement futur du système.

Le modèle CARMA (**Contrôle Auto Régressive and Moving Average**) est donné par l'expression suivante: [35] , [36].

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t) + x(t) \tag{III.1}$$

Tel que :

$$x(t) = C(q^{-1}) \frac{\xi(t)}{\Delta(q^{-1})}$$

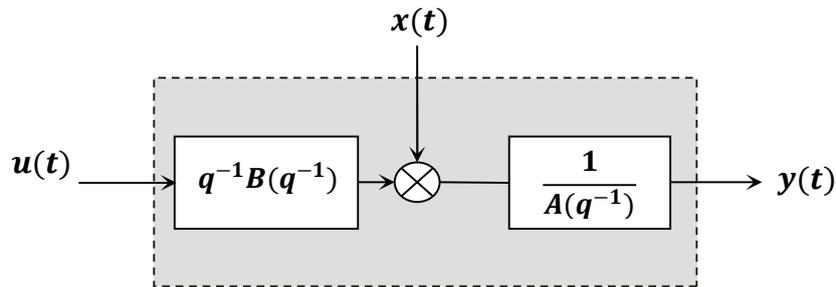


Fig (III.2) Représentation **CARIMA** du modèle numérique.

Avec $u(t)$ l'entrée du système, $y(t)$ la sortie, $\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$ l'opérateur de différence $\xi(t)$ modélise les perturbations par un bruit blanc centré, A , B et C sont des polynômes en opérateur de retard q^{-1} :

$$\begin{cases} A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + \dots + a_{n_a}q^{-n_a} \\ B(q^{-1}) = 1 + b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b} \\ C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + c_2q^{-2} + \dots + c_{n_c}q^{-n_c} \end{cases} \tag{III.2}$$

Ce modèle appelé aussi modèle incrémental, introduit une action intégrale par le terme $\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$ et permet donc d'annuler toute erreur statique vis à vis d'une consigne ou d'une perturbation constante. On retiendra alors pour la suite cette dernière structure CARIMA, avec $C(q^{-1})=1$ en ne s'intéressant qu'aux fonctions de transfert entrée/sortie pour lesquelles ce polynôme n'a aucune influence.

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t) + \frac{\xi(t)}{\Delta(q^{-1})} \tag{III.3}$$

III. 2. 1. 2 Prédicteur optimal

La méthodologie prédictive requiert la définition d'un prédicteur optimal à j -pas qui permette d'anticiper le comportement du processus dans le futur sur un horizon fini. Pour cela, à partir de la forme du modèle, équation. (III.3), on élabore la sortie estimée à l'instant ($t+j$), connaissant la sortie à l'instant t .

On a :

$$A(q^{-1})\Delta(q^{-1})y(t+j) = B(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + \xi(t+j) \quad (III.4)$$

Ou encore :

$$y(t+j) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}\Delta u(t+j-1) + \frac{\xi(t+j)}{\Delta(q^{-1})A(q^{-1})} \quad (III.5)$$

On peut alors séparer les termes de la sortie prédite de la manière suivante :

$$y(t+j) = \underbrace{F_j(q^{-1})y(t) + H_j(q^{-1})\Delta u(t-1)}_{\text{réponse libre}} + \underbrace{G_j(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + J_j(q^{-1})\xi(t+j)}_{\text{réponse forcée}} \quad (III.6)$$

Avec G_j représentant le futur, F_j, H_j correspondant au présent et au passé, J_j lié aux perturbations. Dès lors, le premier terme représentant la réponse libre est dû aux incréments de commandes passées, le deuxième terme représentant la réponse forcée correspond aux incréments de commandes futures et présentes, et à l'influence des perturbations.

L'équation du modèle CARIMA, équation (III.3), combinée avec celle du prédicteur, équation. (III.6), fournit le système d'équations ci-dessous :

$$\begin{cases} A(q^{-1})\Delta(q^{-1})y(t+j) = B(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + \xi(t+j) \\ [1 - q^{-j}F_j(q^{-1})]y(t+j) = [G_j(q^{-1}) + q^{-j}H_j(q^{-1})]\Delta u(t+j-1) + J_j(q^{-1})\xi(t+j) \end{cases} \quad (III.7)$$

Considérant l'égalité des fonctions de transfert, les quatre polynômes inconnus sont obtenus de façon explicite et unique par résolution des deux équations de diophantien suivantes :

$$\begin{cases} \Delta(q^{-1})A(q^{-1})J_j(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) = 1 \\ G_j(q^{-1}) + q^{-j}H_j(q^{-1}) = B(q^{-1})J_j(q^{-1}) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

En faisant l'hypothèse que la meilleure prédiction du terme lié aux perturbations est sa moyenne (ici nulle dans le cas du bruit blanc centré), le prédicteur optimal est défini de façon unique, dès que les polynômes sont connus, par la relation :

$$\hat{y}(t+j) = F_j(q^{-1})y(t) + G_j(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + H_j(q^{-1})\Delta u(t-1) \quad (\text{III.9})$$

$$\text{Avec } \begin{cases} \text{degré de } [G_j(q^{-1})] = j - 1 \\ \text{degré de } [F_j(q^{-1})] = \text{degré de } [A(q^{-1})] \\ \text{degré de } [H_j(q^{-1})] = \text{degré de } [B(q^{-1})] - 1 \end{cases}$$

III. 2. 1. 3 Résolution récursive des équations de diophantien

L'implémentation de la commande prédictive généralisée nécessite la résolution des deux équations de diophantien (III.8).

III. 2. 1. 3. 1 Résolution récursive de la première équation de diophantien

On a

$$\Delta(q^{-1})A(q^{-1})J_j(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) = 1 \quad (\text{III.10})$$

On pose

$$\tilde{A} = \Delta(q^{-1})A(q^{-1}) \quad (\text{III.11})$$

Pour les horizons de prédiction j et $j+1$ l'équation (III.10) s'écrit :

$$\begin{cases} \tilde{A}(q^{-1})J_j(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) = 1 \\ \tilde{A}(q^{-1})J_{j+1}(q^{-1}) + q^{-(j+1)}F_{j+1}(q^{-1}) = 1 \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

La différence donne

$$\tilde{A}(q^{-1})[J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})] + q^{-j}[q^{-1}F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1})] = 0 \quad (\text{III.13})$$

D'après l'équation (III.13) nous constatons que q^{-j} divise le polynôme

$\tilde{A}(q^{-1})[J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})]$, or q^{-j} et $\tilde{A}(q^{-1})$ sont premières entre eux. Ceci nous permet

D'écrire :

$$[J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})] = q^{-j}r_j \quad (\text{III.14})$$

En remplaçant $[J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})]$ par son expression dans (III.13) nous aurons :

$$q^{-j}[q^{-1}F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1}) + \tilde{A}(q^{-1})r_j] = 0 \quad (\text{III.15})$$

Il ressort de l'équation précédente :

$$F_{j+1}(q^{-1}) = q[F_j(q^{-1}) - \tilde{A}(q^{-1})r_j] \quad (\text{III.16})$$

Sachant que :

$$\begin{cases} F_j(q^{-1}) = f_{j,0} + f_{j,1}q^{-1} + f_{j,2}q^{-2} + \dots + f_{j,n_a}q^{-n_a} \\ \tilde{A}(q^{-1})r_j = [1 + \tilde{a}_1q^{-1} + \tilde{a}_2q^{-2} + \dots + \tilde{a}_{n_a+1}q^{-(n_a+1)}]r_j \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

On aura :

$$F_{j+1}(q^{-1}) = q[\{f_{j,0} - r_j\} + \{f_{j,0} - \tilde{a}_1r_j\}q^{-1} + \dots + \{f_{j,n_a} - \tilde{a}_{n_a}r_j\}q^{-n_a} - \tilde{a}_{n_a+1}q^{-(n_a+1)}r_j] \quad (\text{III.18})$$

Tel que:

$$F_{j+1}(q^{-1}) = f_{j+1,0} + f_{j+1,1}q^{-1} + f_{j+1,2}q^{-2} + \dots + f_{j+1,n_a}q^{-n_a} \quad (\text{III.19})$$

En identifiant les coefficients des polynômes d'équations (III.18) et (III.19), nous tirons les relations récurrentes suivantes :

$$\begin{cases} r_j = f_{j,0} \\ f_{j+1,i} = f_{j,i+1} - \tilde{a}_{i+1}r_j \text{ pour } i = 0, 1, \dots, n_a - 1 \\ f_{j+1,n_a} = -\tilde{a}_{n_a+1}r_j \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Ces relations déterminent le polynôme $F_{j+1}(q^{-1})$, nous retrouvons à partir de (III.14)

$$J_{j+1}(q^{-1}) = J_j(q^{-1}) + q^{-1}r_j \quad (\text{III.21})$$

Les conditions initiales étant pour $j=1$:

$$\tilde{A}(q^{-1})J_1(q^{-1}) + q^{-1}F_1(q^{-1}) = 1 \quad (\text{III.22})$$

Le coefficient $\tilde{\alpha}_0$ étant égal à 1, l'identité (III.2) est vérifiée lorsque :

$$J_1(q^{-1}) = 1 \quad (III.23)$$

$$F_1(q^{-1}) = q[1 - \tilde{A}(q^{-1})] \quad (III.24)$$

III. 2 .1. 3. 2 Résolution récursive de la deuxième équation de diophantien

On considère la deuxième équation diophantienne du système (III.8), que l'on rappelle ici :

$$G_j(q^{-1}) + q^{-j}H_j(q^{-1}) = B(q^{-1})J_j(q^{-1}) \quad (III.25)$$

Pour les horizons de prédiction j et $j+1$ l'équation (III.10) s'écrit :

$$\begin{cases} G_j(q^{-1}) + q^{-j}H_j(q^{-1}) = B(q^{-1})J_j(q^{-1}) \\ G_{j+1}(q^{-1}) + q^{-(j+1)}H_{j+1}(q^{-1}) = B(q^{-1})J_{j+1}(q^{-1}) \end{cases} \quad (III.26)$$

La différence donne

$$[G_{j+1}(q^{-1}) - G_j(q^{-1})] + q^{-j}[q^{-1}H_{j+1}(q^{-1}) - H_j(q^{-1})] = B(q^{-1})[J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})] \quad (III.27)$$

D'après (III.14) on implique :

$$[G_{j+1}(q^{-1}) - G_j(q^{-1})] + q^{-j}[q^{-1}H_{j+1}(q^{-1}) - H_j(q^{-1})] = q^{-j}B(q^{-1})r_j \quad (III.28)$$

D'où nous constatons que q^{-j} divise le polynôme $[G_{j+1}(q^{-1}) - G_j(q^{-1})]$,

ceci nous permet d'écrire :

$$[G_{j+1}(q^{-1}) - G_j(q^{-1})] = q^{-j}s_j \quad (III.29)$$

En remplaçant $[G_{j+1}(q^{-1}) - G_j(q^{-1})]$ par son expression dans (III.28) nous aurons :

$$q^{-j}[q^{-1}H_{j+1}(q^{-1}) - H_j(q^{-1}) - B(q^{-1})r_j + s_j] = 0 \quad (III.30)$$

Il ressort de l'équation précédente :

$$H_{j+1}(q^{-1}) = q[H_j(q^{-1}) + B(q^{-1})r_j - s_j] \quad (\text{III.31})$$

Sachant que :

$$\begin{cases} H_j(q^{-1}) = h_{j,0} + h_{j,1}q^{-1} + h_{j,2}q^{-2} + \dots + h_{j,n_b-1}q^{-(n_b-1)} \\ B(q^{-1})r_j = [b_0 + b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b}]r_j \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

On aura :

$$H_{j+1}(q^{-1}) = q[\{h_{j,0} + b_0r_j - s_j\} + \{h_{j,0} + b_1r_j\}q^{-1} + \dots + \{H_{j,n_b-1} + b_{n_b-1}r_j\}q^{-n_b} + b_{n_b}q^{-n_b}r_j] \quad (\text{III.33})$$

Tel que:

$$H_{j+1}(q^{-1}) = h_{j+1,0} + h_{j+1,1}q^{-1} + h_{j+1,2}q^{-2} + \dots + h_{j+1,n_b-1}q^{-(n_b-1)} \quad (\text{III.34})$$

En identifiant les coefficients des polynômes d'équations (III.33) et (III.34), nous tirons les relations récurrentes suivantes :

$$\begin{cases} s_j = h_{j,0} + r_j \\ h_{j+1,i} = h_{j,i+1} + b_{i+1}r_j \text{ pour } i = 0, 1, \dots, n_b - 2 \\ h_{j+1,n_b-1} = b_{n_b}r_j \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Ces relations déterminent le polynôme $H_{j+1}(q^{-1})$, nous retrouvons à partir de (III.29)

$$G_{j+1}(q^{-1}) = G_j(q^{-1}) + q^{-1}s_j \quad (\text{III.36})$$

Les conditions initiales étant pour $j=1$:

$$G_1(q^{-1}) + q^{-1}H_1(q^{-1}) = B(q^{-1})J_1(q^{-1}) \quad (\text{III.37})$$

L'identité (III.37) est vérifiée lorsque :

$$G_1(q^{-1}) = b_0 \quad (\text{III.38})$$

$$H_1(q^{-1}) = q[B(q^{-1}) - b_0] \quad (\text{III.39})$$

III. 2. 1. 4 Fonction du coût quadratique

Une fois définie l'équation de prédiction, la méthode implique la minimisation d'un critère quadratique à horizon fini. La stratégie **GPC** minimise une somme pondérée des carrés des erreurs futures entre la sortie prédite et la consigne, et des incréments des commandes futures.

$$J(N_1, N_2) = \sum_{j=N_1}^{N_2} [\hat{y}(t+j) - w(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} [u(t+j-1)]^2 \quad (\text{III.40})$$

On suppose :

$$\Delta u(t+j) = 0 \text{ pour } j \geq N_u \quad (\text{III.41})$$

Avec : $w(t+j)$ consigne appliquée à l'instant $t+j$, $\hat{y}(t+j)$ sortie prédite à l'instant $(t+j)$, $\Delta u(t+j-1)$ incrément de commande à l'instant $(t+j-1)$. La relation (III.11) signifie que lorsque le pas de prédiction j atteint la valeur fixée pour l'horizon de commande N_u , la variation de commande s'annule et donc que la commande future va se stabiliser. Cette hypothèse permettra par la suite de simplifier le calcul de la commande.

Le critère nécessite la définition de quatre paramètres de réglage :

- N_1 : horizon de prédiction minimal ;
- N_2 : horizon de prédiction maximal ;
- N_u : horizon de prédiction sur la commande ;
- λ : coefficient de pondération sur la commande.

Ce critère comprend donc un terme quadratique sur l'erreur et l'incrément de la commande. Sa minimisation analytique fournit la séquence des commandes futures dont seule la première sera effectivement appliquée. L'aspect incrémental du modèle se retrouve dans le critère par l'intermédiaire de Δu . Enfin le coefficient λ permet de donner plus ou moins de poids à la commande par rapport à la sortie, de façon à assurer la convergence lorsque le système de départ présente un risque d'instabilité.

II. 2. 1. 5 Prédicteur optimal sous forme matricielle

La minimisation du critère se base sur la mise sous forme matricielle de l'équation de prédiction, équation (III.9), et de la fonction de coût Equation (III.40). On considère les notations matricielles suivantes :

$$\begin{cases} \mathbf{if} = [F_{N_1}(q^{-1}), \dots, F_{N_2}(q^{-1})]^T \\ \mathbf{ih} = [H_{N_1}(q^{-1}), \dots, H_{N_2}(q^{-1})]^T \\ \tilde{\mathbf{u}} = [\Delta u(t), \Delta u(t+1), \dots, \Delta u(t+N_u+1)]^T \\ \hat{\mathbf{y}} = [\hat{y}(t+N_1), \dots, \hat{y}(t+N_2)]^T \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

Le prédicteur (III.9) peut alors être transcrit sous forme matricielle :

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{if}y(t) + \mathbf{ih}\Delta u(t-1) \quad (\text{III.43})$$

Où \mathbf{G} est la matrice formée des coefficients $\{g_i^j\}$ des polynômes \mathbf{G}^j . Ces coefficients correspondent aux valeurs des coefficients $\{g_i\}$ de la réponse indicielle du modèle.

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} g_0 & & & & 0 \\ g_1 & g_0 & & & \\ g_2 & g_1 & g_0 & & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \\ g_{N_2-1} & g_{N_2-1} & \cdot & \cdot & g_0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.44})$$

III. 2. 1. 6 Fonction de coût sous forme matricielle

De la même manière, le critère de coût (III.40) se transcrit sous la forme :

$$J = [\mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{if}y(t) + \mathbf{ih}\Delta u(t-1) - \mathbf{w}]^T [\mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{if}y(t) + \mathbf{ih}\Delta u(t-1) - \mathbf{w}] + \lambda \tilde{\mathbf{u}}^T \tilde{\mathbf{u}} \quad (\text{III.45})$$

Avec :

$$\mathbf{w} = [w(t+N_1), \dots, w(t+N_2)]^T$$

III. 2. 1. 7 Loi de commande optimale

La loi de commande optimale est obtenue par minimisation analytique du critère sous forme matricielle $\frac{\partial J}{\partial \tilde{\mathbf{u}}} = 0$:

$$\tilde{\mathbf{u}}_{opt} = -\mathbf{M}[\mathbf{i}f\mathbf{y}(t) + \mathbf{i}h\Delta u(t-1) - \mathbf{w}] \quad (\text{III.46})$$

Où

$$\mathbf{M} = [\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}_{N_u}]^{-1} \mathbf{G}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{m}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{m}_{N_u} \end{bmatrix}$$

III. 2. 1. 7. 1 Stratégie de l'horizon fuyant

De façon classique en commande prédictive, seule la première valeur de la séquence, équation (III.46), est finalement appliquée au système en accord avec la stratégie de l'horizon fuyant, l'ensemble de la procédure étant effectué de nouveau à la période d'échantillonnage suivante.

$$u_{opt}(t) = u_{opt}(t-1) - \mathbf{m}_1[\mathbf{i}f\mathbf{y}(t) + \mathbf{i}h\Delta u(t-1) - \mathbf{w}] \quad (\text{III.47})$$

III. 3 Organigramme de simulation de la commande GPC

L'algorithme du **GPC** se décrit sous la forme suivante:

Début

-Obtention des coefficients **A** et **B** du modèle de processus de type **CARIMA**

-Calcul du polynôme **A.Δ**

-Résolution de l'équation de diophantien.

1-définir les horizons de prédictions et de commande ainsi que du facteur de pondération.

2-calcul des matrices polynomiales **Ej** et **Fj**

3-calcul de la matrice **Gj**, formation de la matrice **G**.

4-Calcul de la matrice inverse $[\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}]^{-1}$.

-Calcul de $[G^T G + \lambda I]^{-1} G^T$

Fin

III. 4 Choix des paramètres de réglage du GPC

L'horizon minimal de sortie Si le temps mort d du procédé est connu exactement, N_1 prend cette valeur. Mais quand d est non connu ou variable N_1 prend la valeur 1.

L'horizon maximal de sortie Une valeur plus grande de N_2 est suggérée correspond au temps de montée du procédé.

L'horizon de commande C est un paramètre de conception et de réglage important, une variable de $N_u = 1$ donne un contrôle généralement acceptable pour les processus simple et stable en boucle ouverte.

L'augmentation de N_u rend le control et la sortie correspondante plus active jusqu'à ce qu'une étape soit atteinte ou toute augmentation supplémentaire de N_u n'a aucune influence. Pour un système instable, le bon control est réalisé quand N_u est au moins égal au nombre des pôles instables. Pour les hautes performances, une valeur plus grande de N_u est souhaitable. [37]

L'utilisation de $N_u < N_2$ est plus significative, permet de réduire la taille de la matrice

$(G^T G + \lambda I)$ Qui sera de taille $N_u \times N_u$ au lieu de $N_y \times N_y$ qui conduit à minimiser

La puissance nécessaire pour la procédure de calcul des prédictions et des commandes.

Facteur de pondération Les constatations faites par Dumur montrent qu'il est judicieux de choisir ce facteur au voisinage de $\lambda_{opt} = tr(G^T G)$.

G Étant la matrice formée des coefficients de la réponse indicielle.

III. 5 Définitions du Systèmes

III. 5. 1 Système stable :

On dit qu'un système est stable lorsque celui-ci tend à revenir à son état d'équilibre permanent quand on lui applique une perturbation de courte durée, c'est à dire que tous les pôles de la fonction de transfert $F(z)$ se trouvent à l'intérieur du cercle unité.

III. 5. 2 Système instable :

Un système est instable si, écarté de sa position d'équilibre par des perturbations tend à s'éloigner de sa position d'équilibre. Si un des pôles de la fonction de transfert $F(z)$ se trouve en dehors du cercle unité, le système est instable.

III. 5. 3 Système à phase minimal :

On appelle système à phase minimal si tous les zéros de sa fonction de transfert dans le plan z se trouvent à l'intérieur du cercle unité.

III. 5. 4 Système à phase non minimal

Un système est à phase non minimal si au moins un zéro de la fonction de transfert $F(z)$ se trouve en dehors du cercle unité.

III. 6 Application de la GPC sur des théoriques

Dans le but de tester l'efficacité de la GPC et d'obtenir des résultats suffisamment généraux concernant les choix des paramètres N_1, N_2, N_u, λ

La GPC a été appliqué à quatre types des systèmes :

- Système stable à phase minimal.
- Système stable à phase non minimal.
- Système instable à phase minimal.
- Système instable à phase non minimal.

La référence imposée aux systèmes est un signal carré. Pour chaque type de système et pour chaque paramètre de commande choisi, on présente les résultats de simulation concernant l'évolution de la sortie et la commande correspondante.

III. 6. 1 Etude d'un système stable à phase minimale

Soit la fonction de transfert discrète de deuxième ordre suivante :

$$Y(t) = \frac{1.2 + 0.72q^{-1}}{1 - 1.5q^{-1} + 0.54q^{-2}} U(t-1)$$

Dont les pôles et les zéro ayant pour les valeurs $p_1 = 0.9, p_2 = 0.6, Z = 0.5$.

La simulation de ce système en boucle ouverte, pour une entrée échelon est présentée sur la figure (III.3). Ce résultat montre que le régime statique est établi à 0.5s. Par le choix de $N_1 = 1, N_2 = 2, N_u = 1, \lambda = 0$, Le système répond très rapidement en suivant exactement la référence imposée avec des pics de commande important ceci est illustré sur la figure (III.4).

Les figures (III.4, III.5, III.6, III.7, III.8) montrent l'évolution du système pour différentes valeurs de N_1, N_2, N_u, λ , cette augmentation joue sur la dynamique de la sortie et sur le temps de réponse, on constate aussi que les pics et l'effort de commande diminuent. En effet ces pics peuvent être dangereux pour le système lors d'un changement de consigne. C'est-à-dire si on augmente N_2 le système devient plus lent et l'effort de la commande :

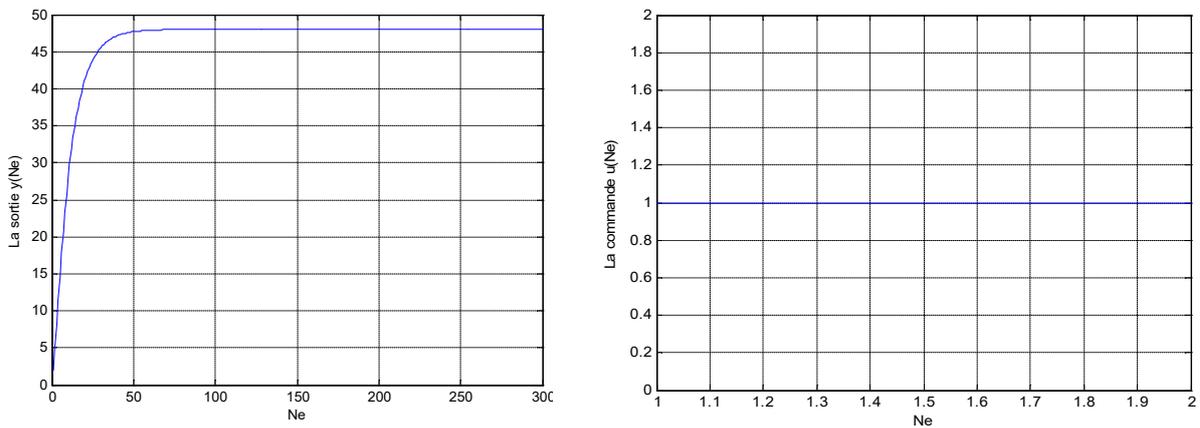


Fig (III.3) Réponse d'un système en boucle ouverte à une entrée échelon

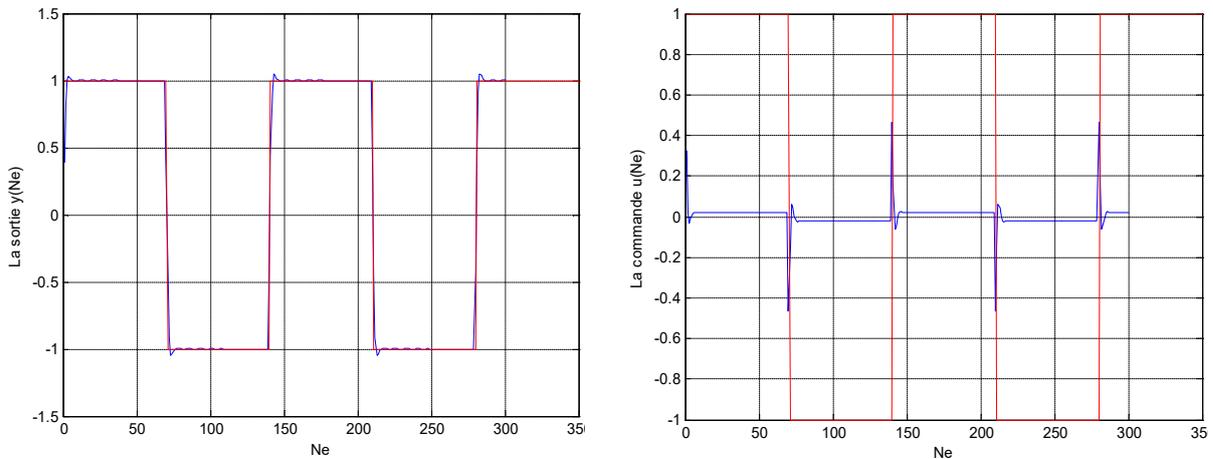


Fig (III.4) Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase minimale Pour

$$N_1 = 1; N_2 = 2; N_u = 1; \lambda = 0$$

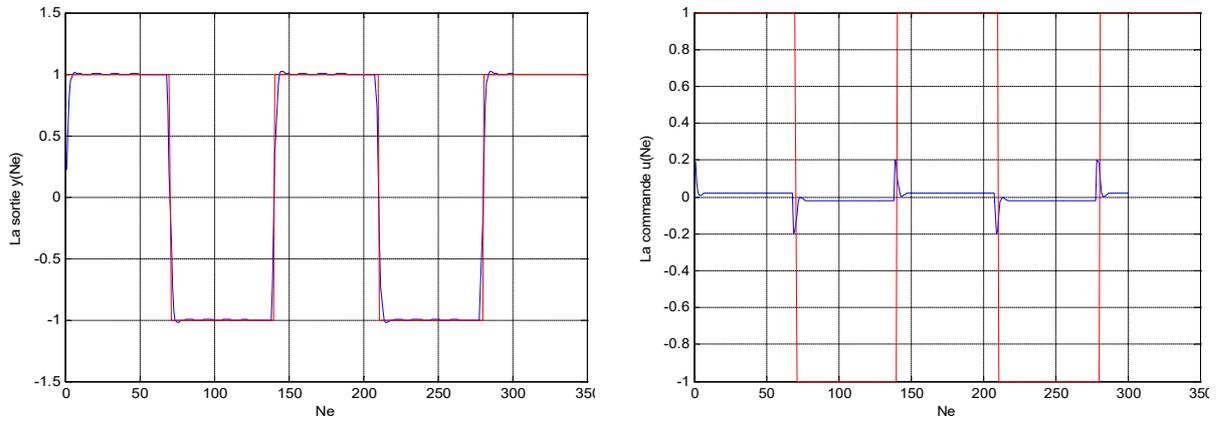


Fig (III.5) Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase minimale pour

$$N_1 = 1; N_2 = 3; N_u = 1; \lambda = 0$$

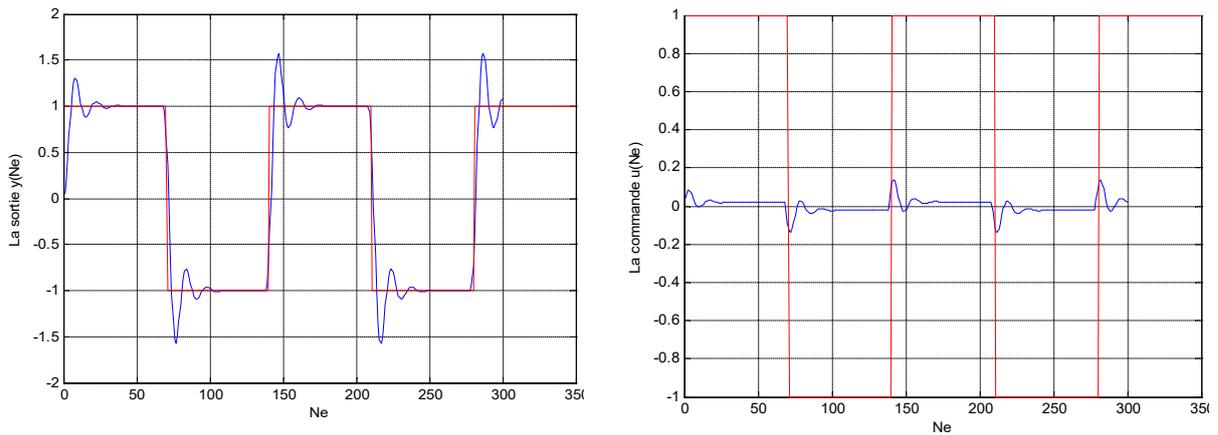


Fig (III.6): Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase minimale pour

$$N_1 = 1; N_2 = 3; N_u = 1; \lambda = 200$$

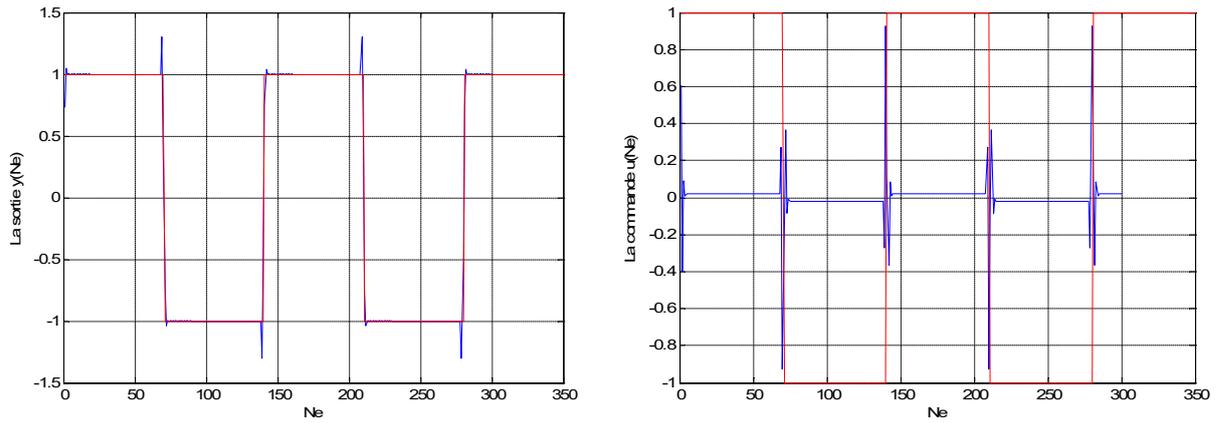


Fig (III.7) Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase minimale pour $N_1=1; N_2=3; N_u=2; \lambda=0$

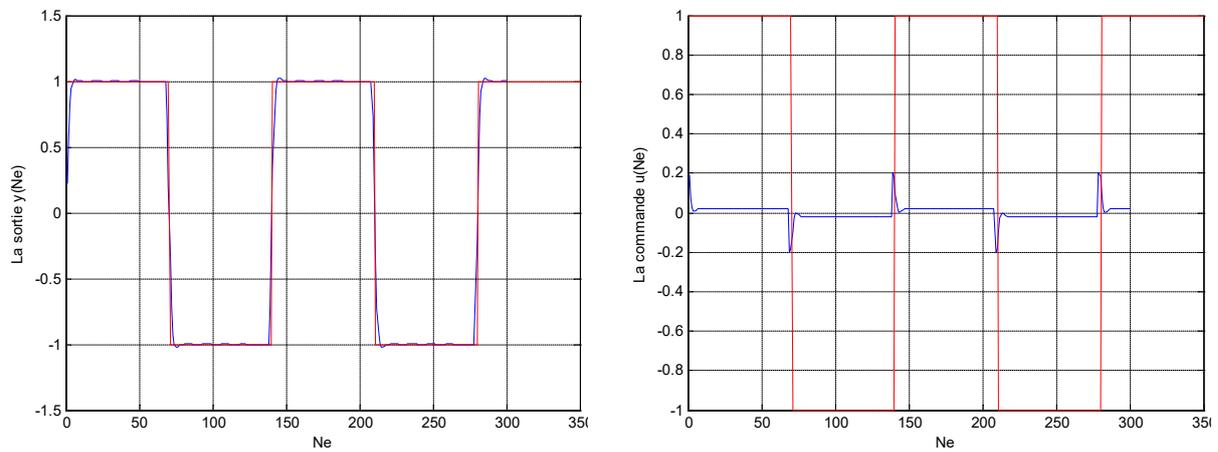


Fig (III.8) Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 3; N_u = 1; \lambda = 0$

III. 6.1 Etude d'un système instable à phase minimale

On considère le système suivant :

$$Y(t) = \frac{1+0.88q^{-1}}{1-1.77q^{-1}} u(t-1)$$

$Z = -0.88, P = 1.77$. Avec

Les figures (III.9, III.10, III.11) montrent l'influences de $N_1 ; N_2 ; N_u ; \lambda$ sur la sortie et sur la commande.

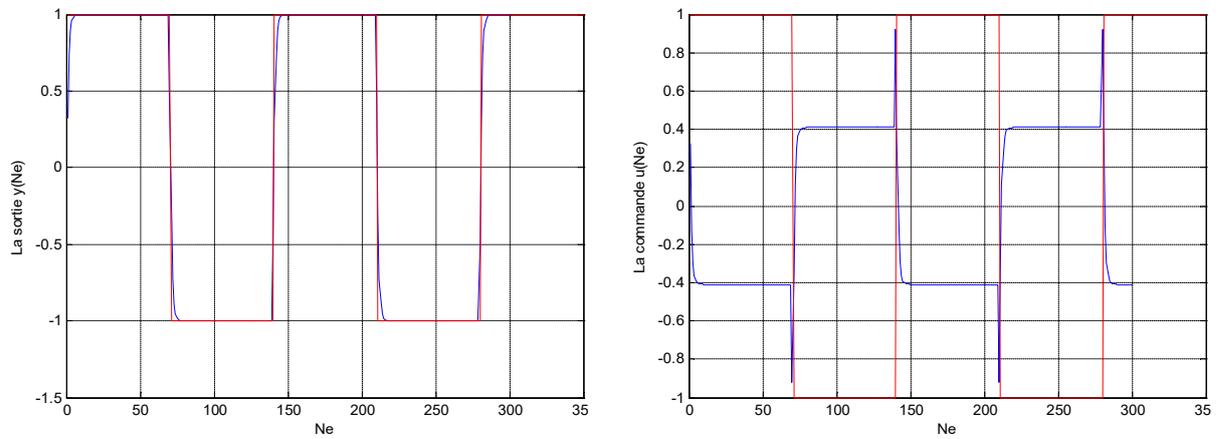


Fig (III.9) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 2; N_u = 1; \lambda = 0$

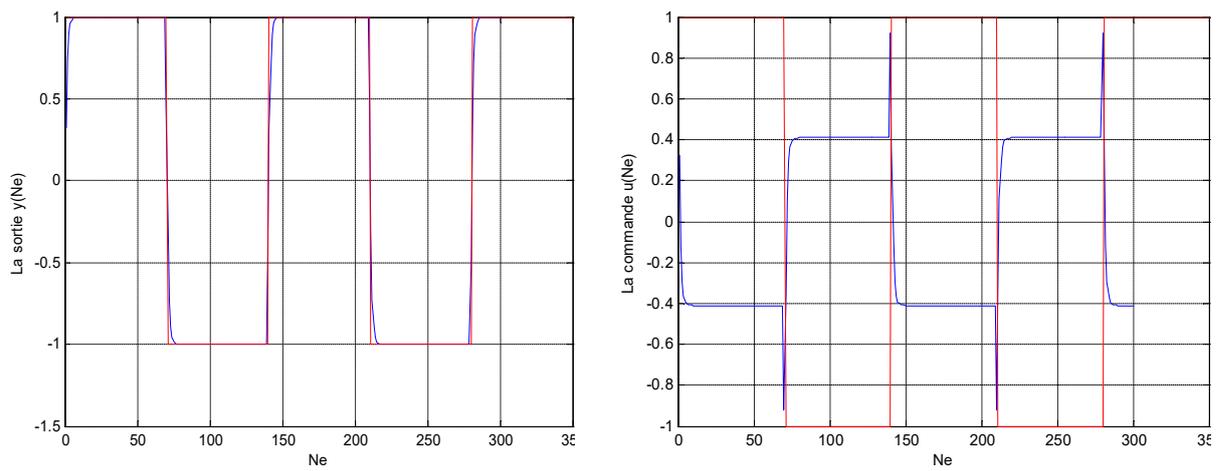


Fig (III.10) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 3; N_u = 1; \lambda = 0$

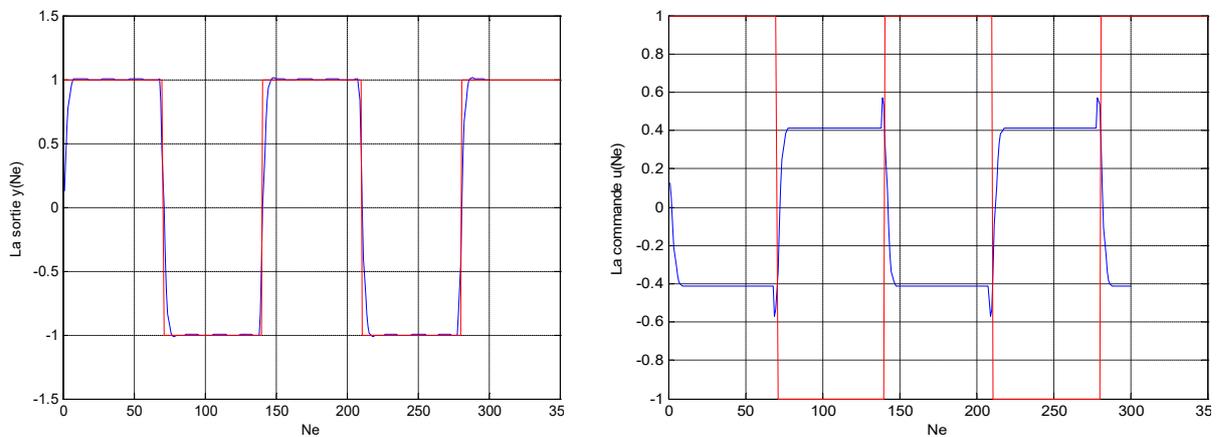


Fig (III.11) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 3; N_u = 1; \lambda = 20$

III. 6. 3 Etude d'un système instable à phase non minimale

On considère le système suivant :

$$Y(t) = \frac{1+1.77q^{-1}}{1-1.77q^{-1}} u(t-1)$$

$$Z = -1.77, P = 1.77 \quad .$$

Avec :

Les figures (III.12, III.13, III.14) montrent l'influence de $N_1; N_2; N_u; \lambda$ sur la sortie et la commande.

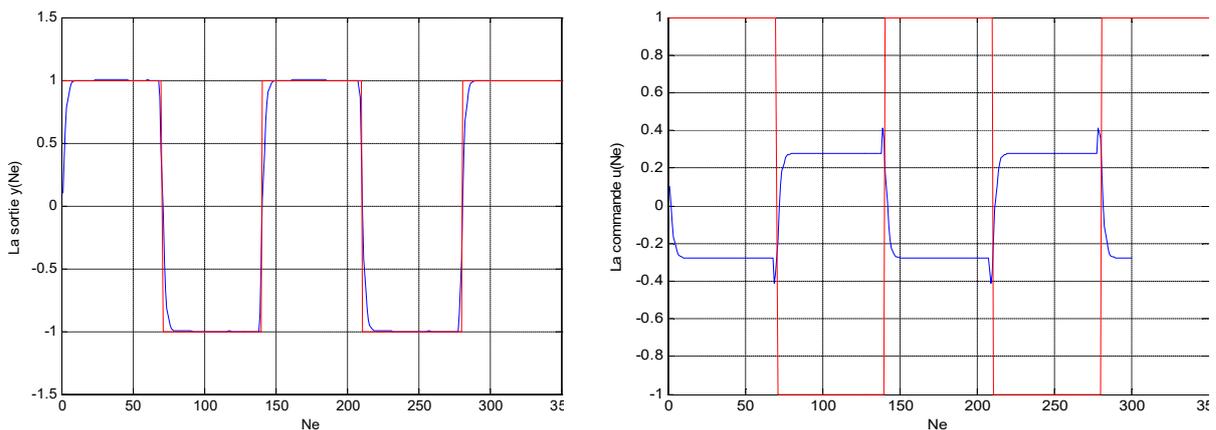


Fig (III.12) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase minimale pour $N_1=1; N_2=3; N_u=1; \lambda=0$

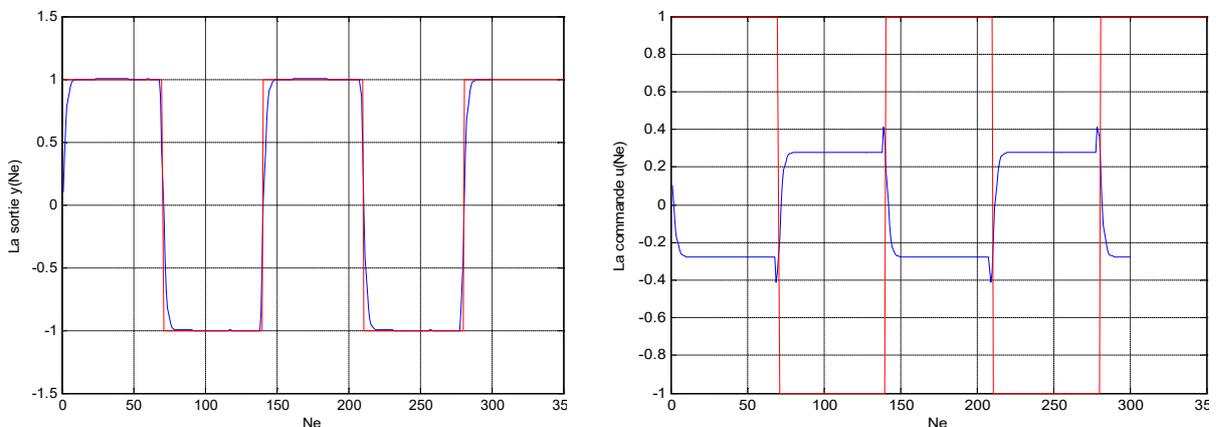


Fig (III.13) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase non minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 3; N_u = 1; \lambda = 20$

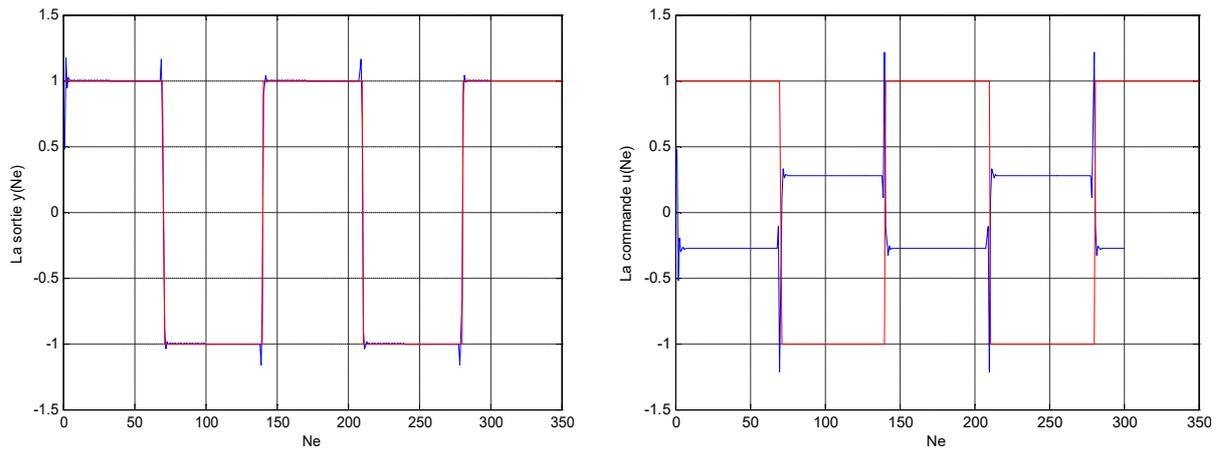


Fig (III.14) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase non minimale pour $N_1 = 3; N_2 = 3; N_u = 1; \lambda = 0$

III. 6. 4 Etude d'un système stable à phase non minimale

On considère le système suivant :

$$Y(t) = \frac{1+1.77q^{-1}}{1-0.88q^{-1}} u(t-1)$$

$$Z = -1.77, P = 0.88 .$$

Avec :

Les figures (III.15, III.16, III.17) montrent l'influence de $N_1; N_2; N_u; \lambda$ sur la sortie et la commande.

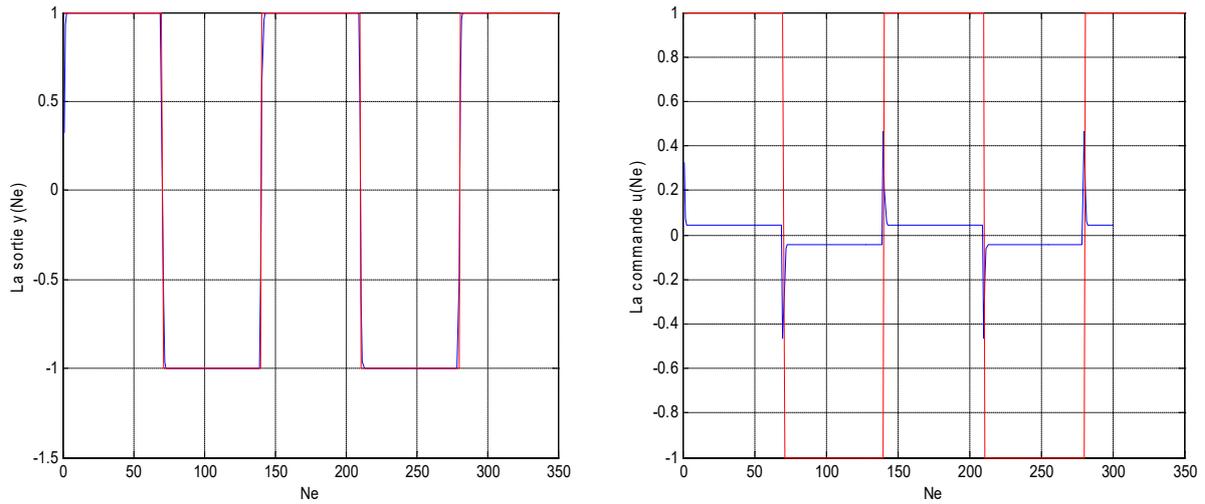


Fig (III.15) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase non minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 2; N_u = 1; \lambda = 0$

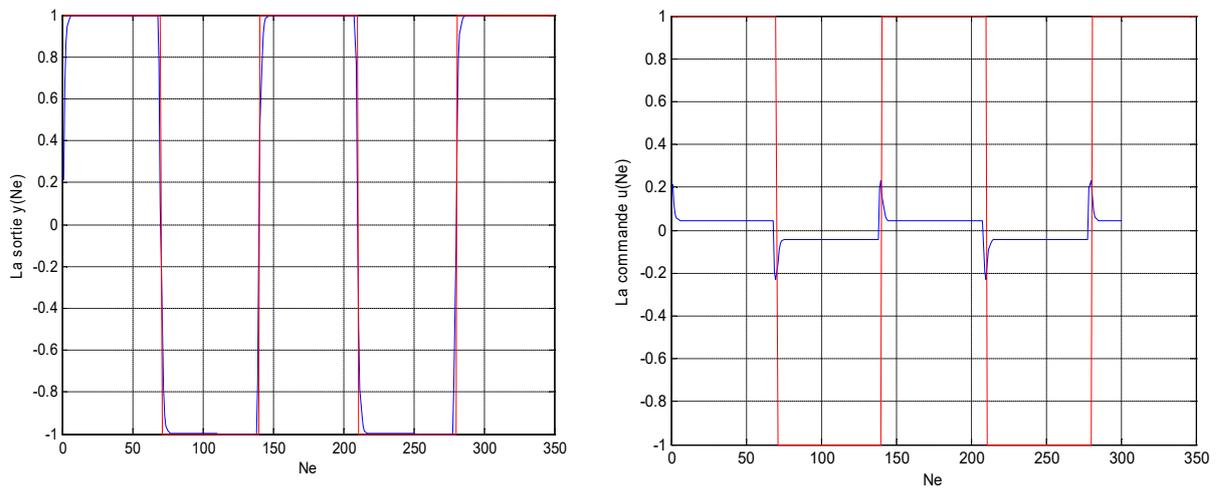


Fig (III.16) Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase non minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 3; N_u = 1; \lambda = 0$

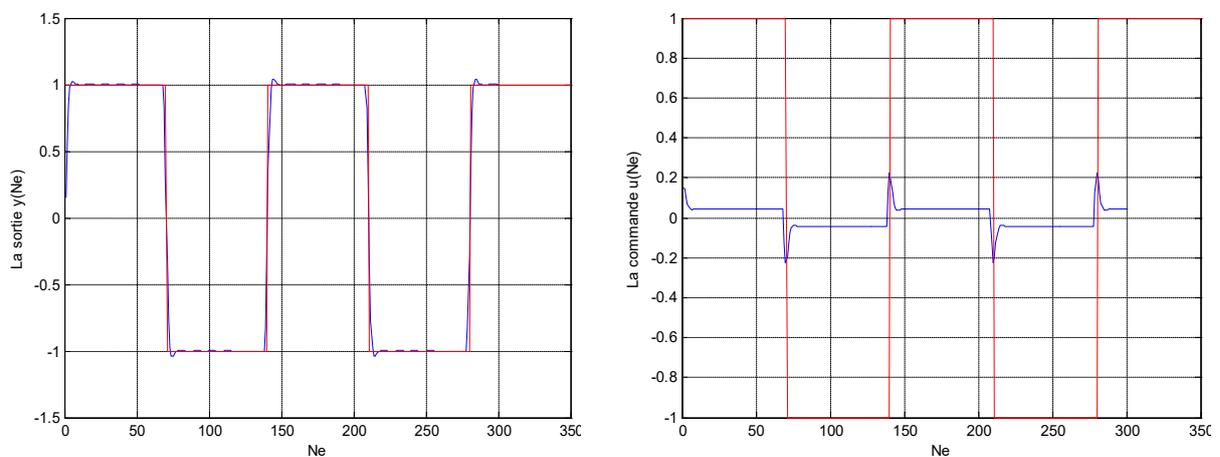


Fig (III.17) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase non minimale pour $N_1=1; N_2=3; N_u=1; \lambda=20$

III. 7 Application de la GPC sur la MAS

Nous avons appliqué le régulateur GPC à la commande de la vitesse. La fonction de transfert couple vitesse issue de l'équation mécanique peut être représentée dans le plan continu par le transfert suivant :

$$F(s) = \frac{\Omega(s)}{Ce(s)} = \frac{1}{Js + k_f} \tag{III.39}$$

La discrétisation de la fonction de transfert (III.39) donne :

$$\frac{\Omega(q^{-1})}{Ce(q^{-1})} = q^{-1} \frac{b_0 + b_1 q^{-1}}{1 + a_1 q^{-1}} \tag{III.40}$$

Pour illustrer les performances de la GPC appliquée au réglage de la vitesse de la MAS, on a simulé comme précédemment, un démarrage à vide avec application de la charge (10N.m) à $t=0.5s$ et $1.5s$, puis le moteur soumis à un changement de consigne de vitesse de 148.7 rd/s à -148.7 rd/s , le teste de robustesse sur les grandeurs de la MAS.

Les résultats de simulation obtenus avec les paramètres de réglage suivants :

$$N_1 = 1; N_2 = 12; N_u = 1; \lambda = 0.4; T_e = 1 \text{ ms.}$$

T_e : Est période d'échantillonnage.

La figure (III.18) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MAS par un régulateur de type GPC.

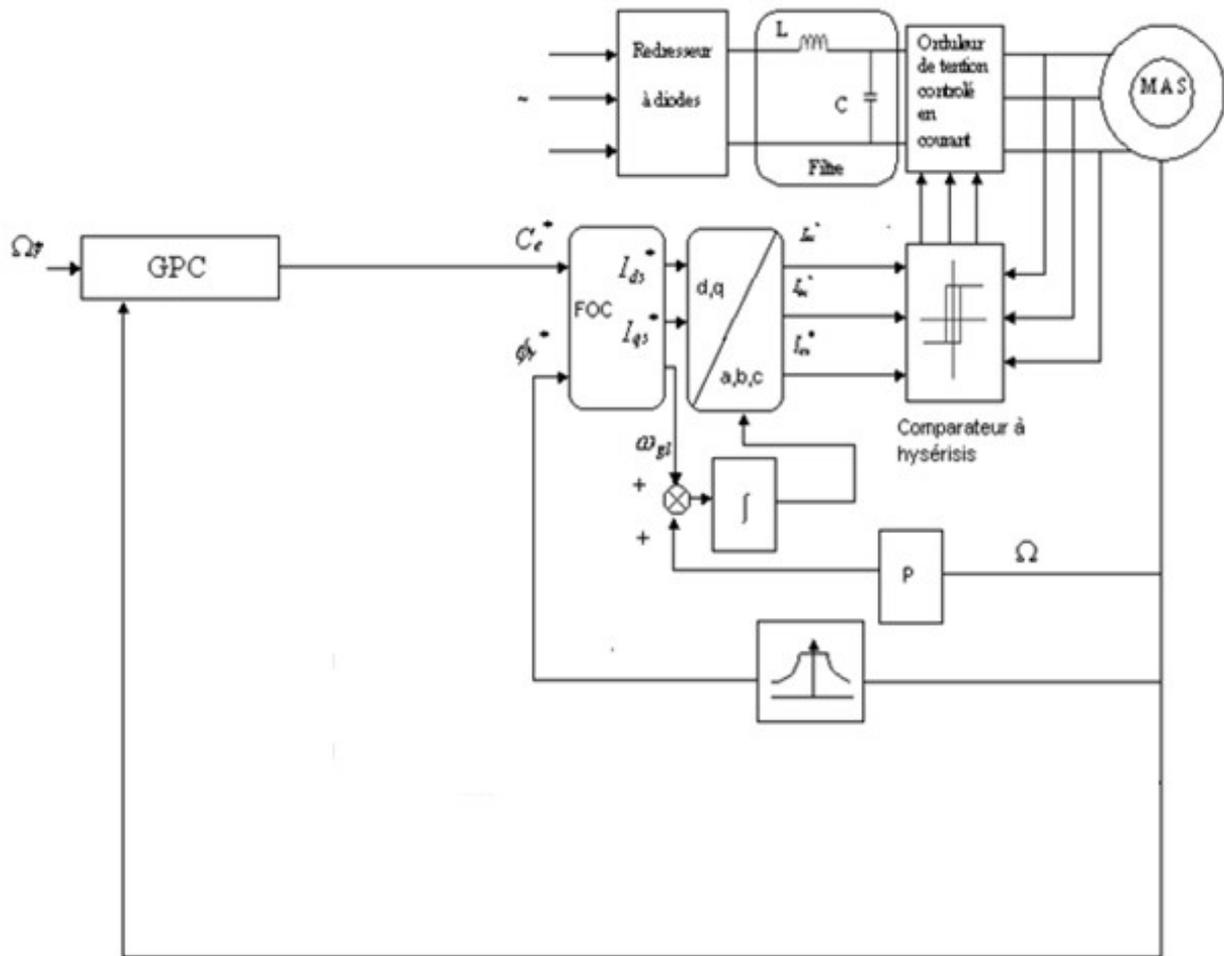
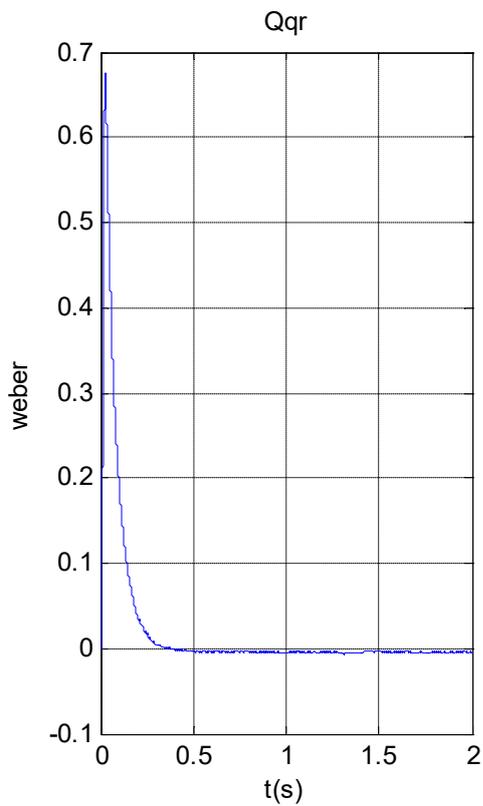
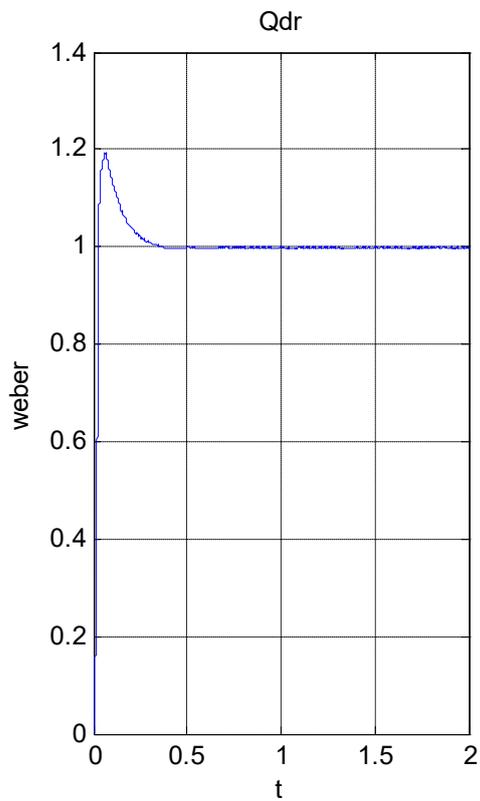
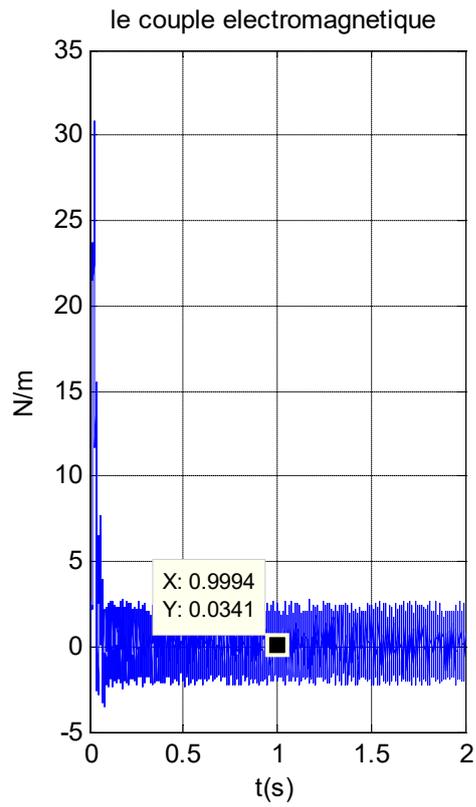
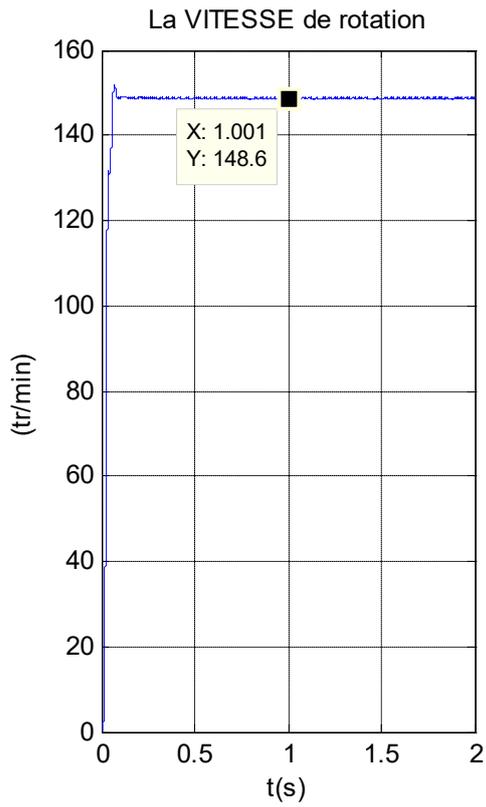


Fig (III.18) Structure globale de réglage de la MAS.

III.8. Résultats de simulation



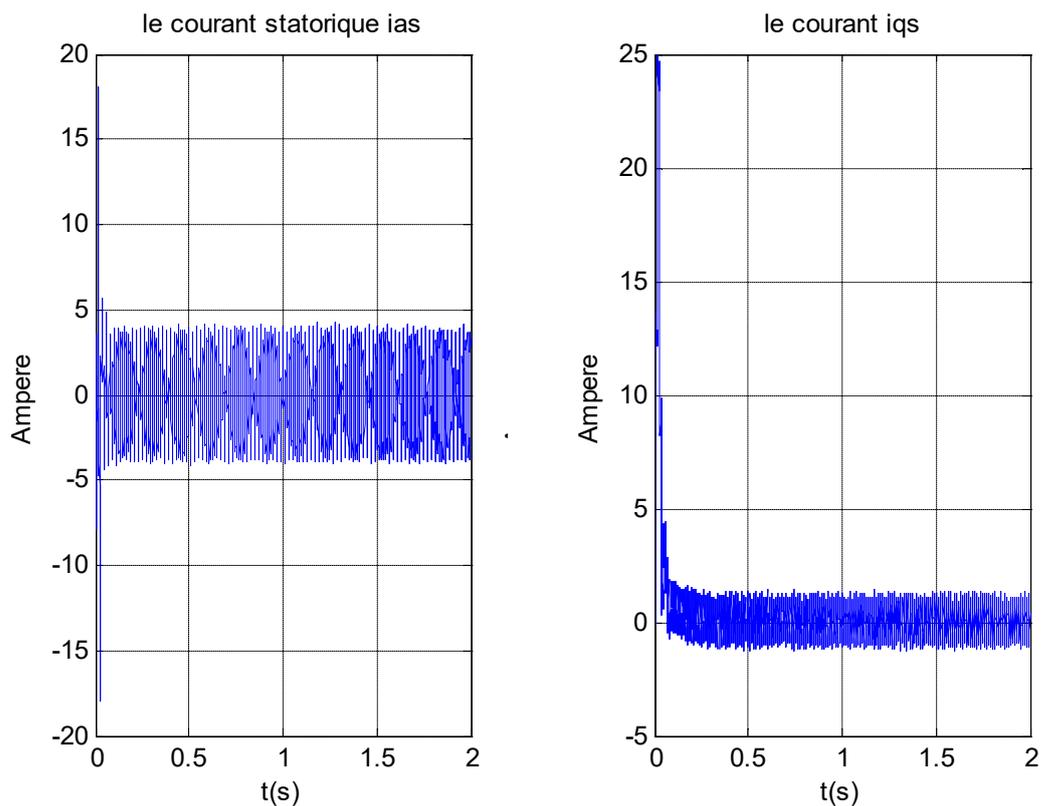
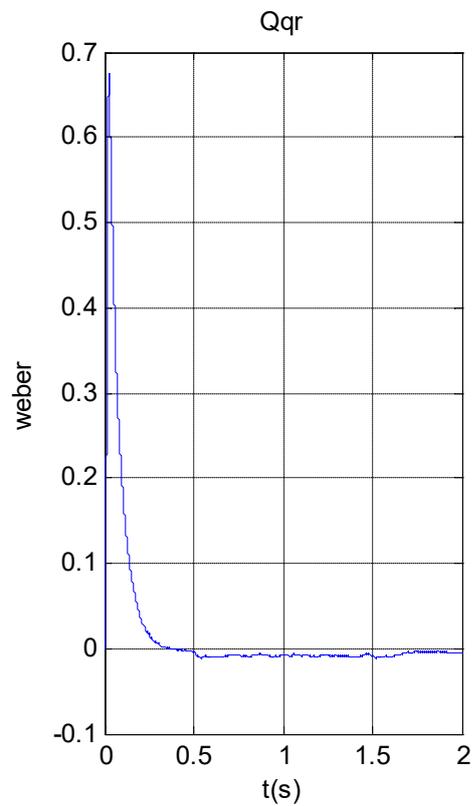
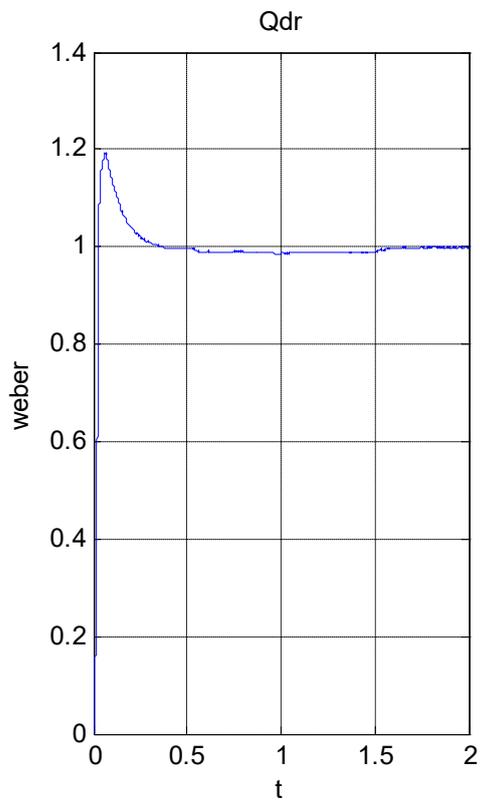
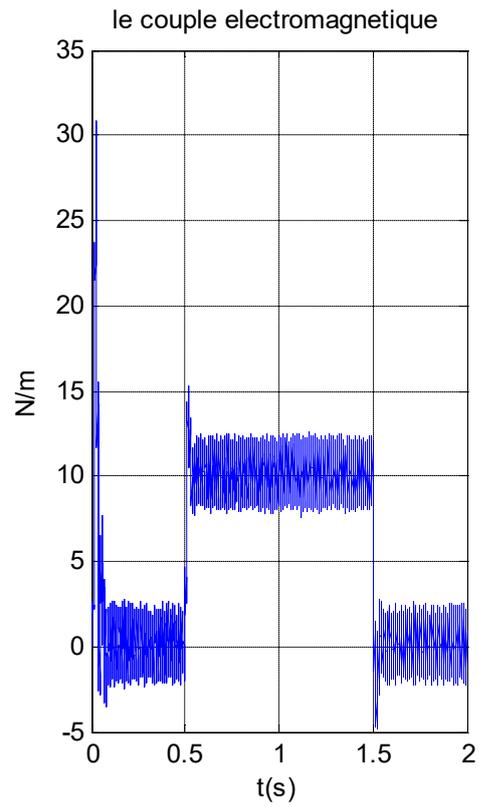
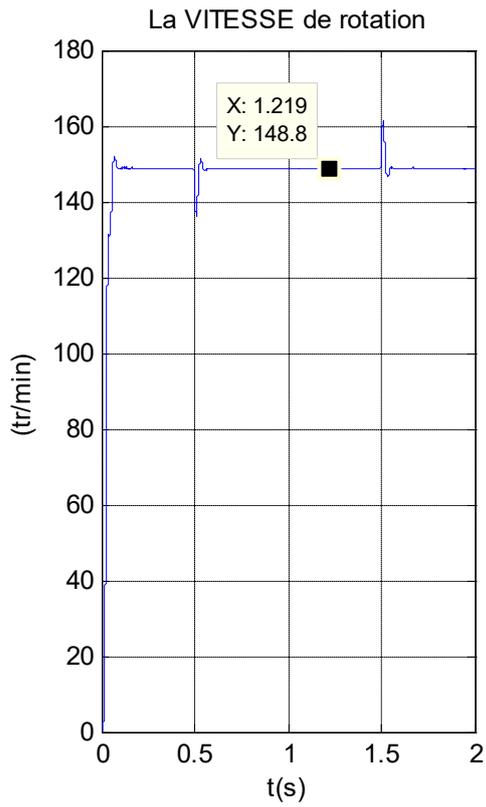


Fig (III.19) Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 148.7 rd/s.



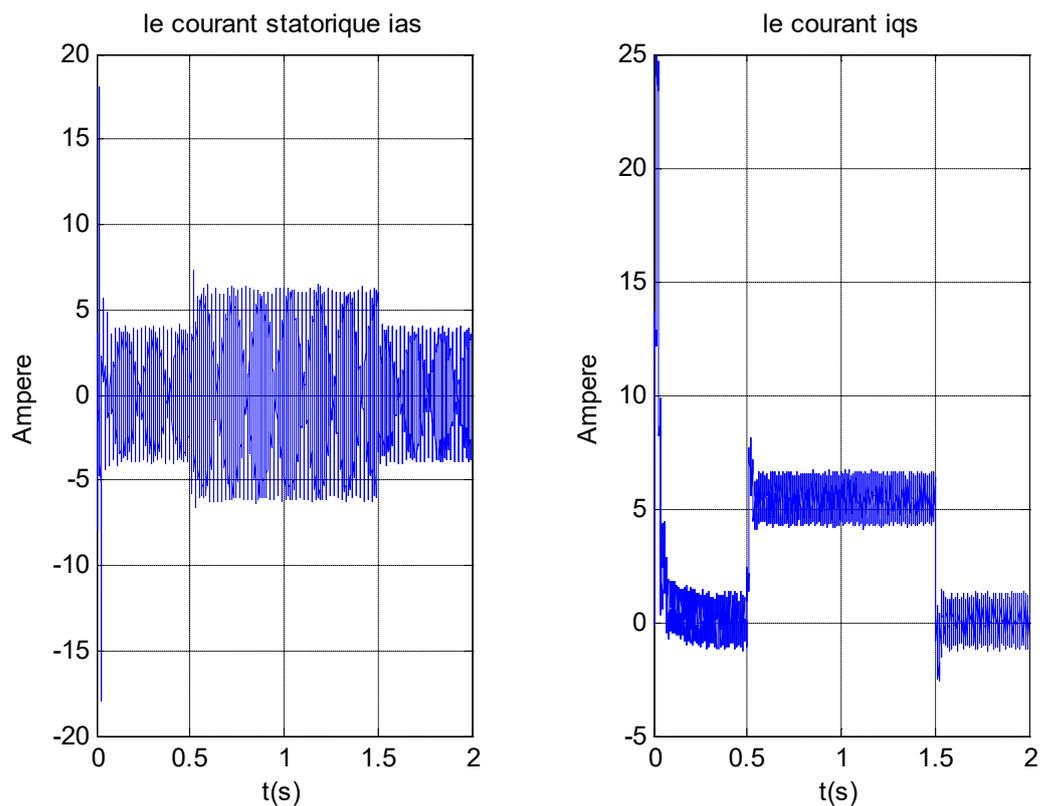
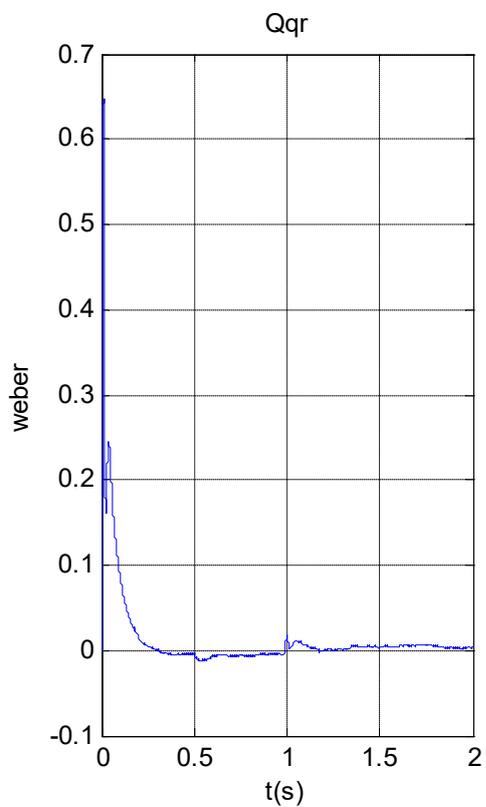
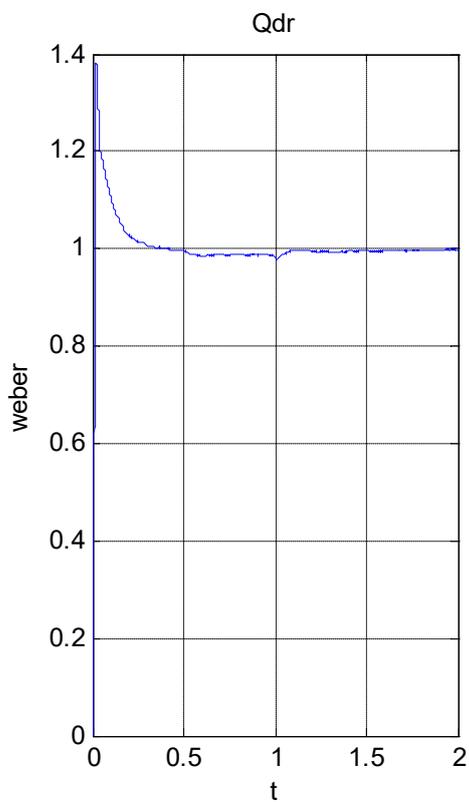
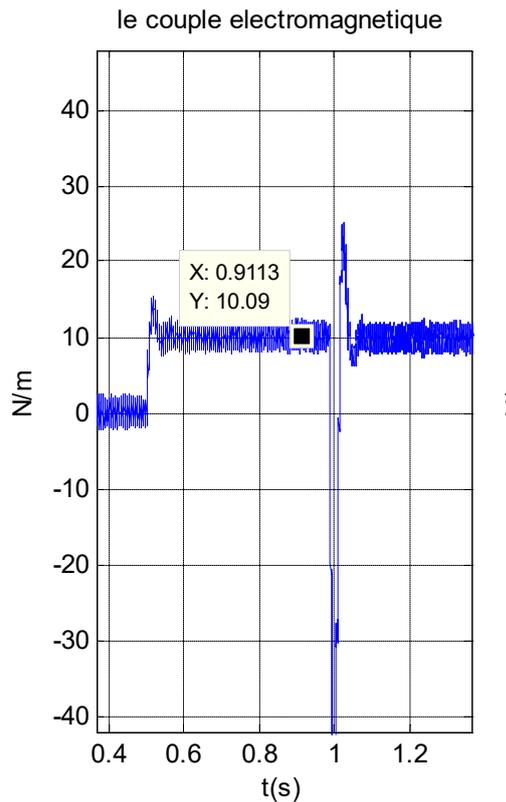
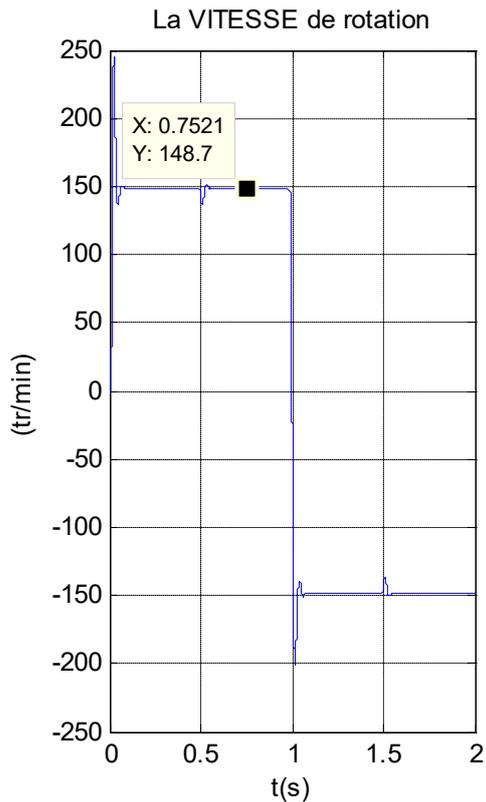


Fig (III.20) Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge à $t=0.5s$ et $1.5s$ pour une consigne de vitesse de 148.7 rd/s.



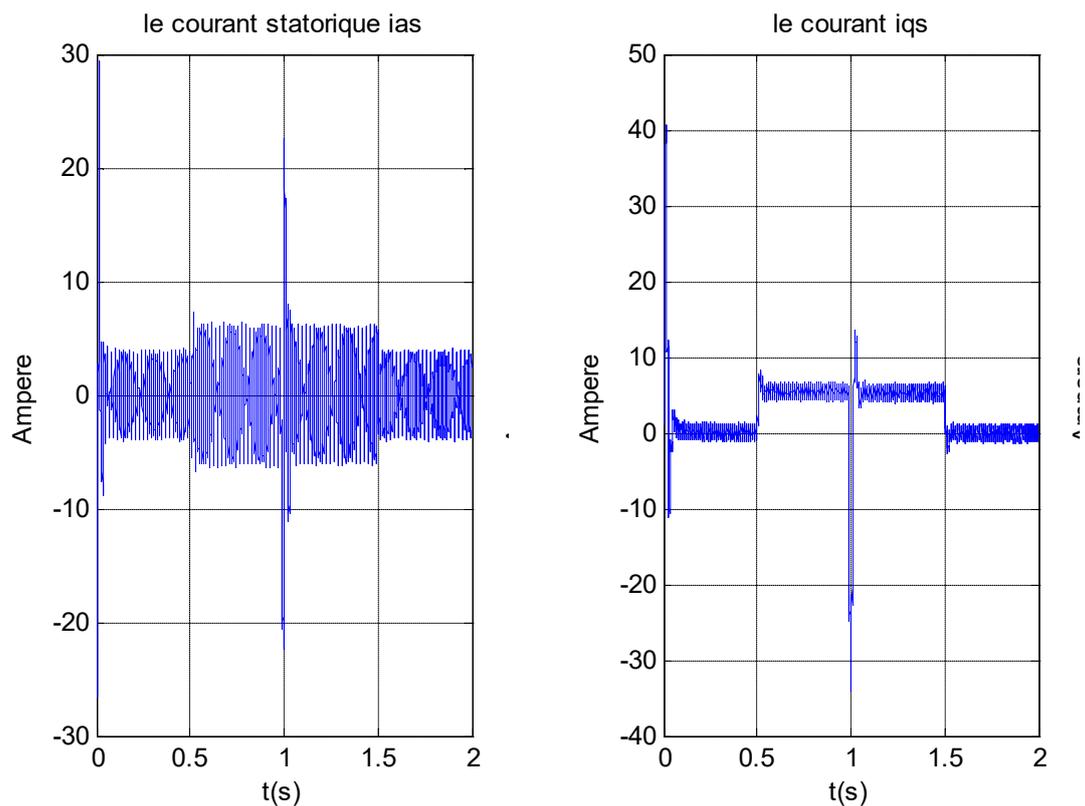


Fig (III.21) Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 148.7 rd/s avec l'inversion de la consigne (-148.7 rd/s).

III. 9 Interprétation des résultats de simulation

La figure (III.19) montre les caractéristiques au moment du démarrage à vide de la MAS pour une consigne de vitesse de 148.7 rd/s, on remarque que l'allure de vitesse suit bien sa consigne sans dépassement avec un temps de réponse très court. Lors du démarrage le couple électromagnétique est supérieur au couple nominale (10 N.m), ensuite il se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. La figure (III.20) montre l'application de la charge $C_r=10$ N.m entre $t=0.5s$ et $t=1.5s$, cette charge entrain une légère perte de la vitesse qui est vite rétablie, Le couple électromagnétique compense le couple de charge, la figure (III.21) montre l'inversion de la consigne de vitesse de (148.7 rd/s a -148.7 rd/s), la vitesse suit toujours sa consigne. On remarque que malgré les importantes variations, les performances de système et de rejet de perturbation restent insensibles.

III. 10 Conclusion

D'après l'étude de la commande prédictive généralisée, qui est une combinaison entre la prédiction du comportement futur du procédé avec la commande appliquée à la MAS.

Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité de cette technique de commande qui donne des résultats très satisfaisants aussi bien lors d'une variation de consigne que lors d'une variation de perturbation. Différentes tests ont été effectués, ou les résultats de simulation montrent bien que la GPC est robuste aux variations paramétriques.

On peut conclure:

- Si on fait un bon choix des paramètres de la GPC on peut avoir la stabilité de système en boucle fermée.
- L'erreur statique de la sortie la GPC est éliminée.
- Le facteur de pondération est comme un coefficient qui limite les fluctuations de la commande.
- Si on augmente l'horizon maximale de prédiction N_2 ; Le système devient plus lent, la commande diminue.
- La GPC permet de préserver a stabilité et garantir les performances requises pour une large classe de systèmes.

- L'algorithme de la GPC est capable de commander des systèmes stables ou instables à phase minimale ou à phase non minimale.

Calcul des paramètres du régulateur classique PI :

Les systèmes en boucle fermée sont représentés comme suit :

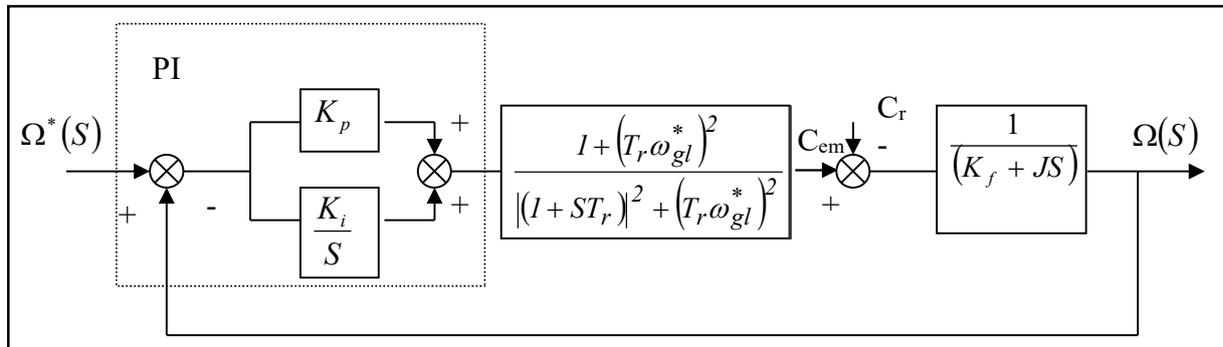


Figure A.II Schéma fonctionnel du réglage de vitesse avec PI classique.

On prend :

$$\omega_{gl}^* = \omega_{g \ln om} = \frac{R_r C_{emnom}}{P \Phi_{rnom}^2}$$

$$G_0(S) = \frac{1 + T_n S}{T_i S} \frac{K}{(1 + T_d S)(1 + T_p S)}$$

Avec : $T_n = \frac{K_p}{K_i}, T_i = \frac{1}{K_i}$

A.N :

$$T_d = 3.875, T_p = 0.0078, K = 125$$

On a aussi

$$\frac{1 + T_n S}{(1 + T_d S)(1 + T_p S)} \approx \frac{1}{1 + T_{eq} S}$$

$$T_{eq} = T_d + T_p - T_n$$

T_{eq} : constante de temps équivalente correspondante à une approximation de la fonction de transfert précédente en fonction du premier ordre déterminé à partir de la surface de réglage.

D'où on a :

$$G_{bf}(S) = \frac{1}{1 + \frac{K_i}{K} S + \frac{1}{\omega_n} S^2}$$

On identifie $G_B(S)$ avec la fonction de transfert de second ordre suivante :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{w_n}S + \frac{1}{w_n^2}S^2}$$

telle que ξ et w_n représentent respectivement l'amortissement et la pulsation propre du système.

On choisit : $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$ et $w_n = 20 \text{rad/s}$

A.N : $K_f = 0.1131$, $K_p = 0.4352$

Les paramètres de la machine asynchrone triphasée utilisée

La puissance nominale	$P_n = 1.5 \text{ kW}$
La tension nominale	$U_n = 220/380 \text{ V}$
Le courant nominal	$I_n = 6.7/3.7 \text{ A}$
La vitesse de rotation nominale	$N_n = 1420 \text{ tr/mn}$
La résistance statorique	$r_s = 4.850 \Omega$
La résistance rotorique	$r_r = 3.805 \Omega$
L'inductance statorique	$l_s = 0.274 \text{ H}$
L'inductance rotorique	$L_r = 0.274 \text{ H}$
L'inductance mutuelle	$M = 0.258 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.031 \text{ kg m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001136 \text{ Nm/rd/s}$
Nombre de paires de pôles	$P = 2$

Calcul de la fonction de transfert en boucle ouverte du modèle de la machine asynchrone

La fonction de transfert en boucle ouverte par rapport à la commande C_{em}^* est donnée par :

$$F_o(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}^*(s)}$$

Pour obtenir l'expression finale de $F_o(s)$, nous utilisons les équations de la machine suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \phi_{dr} = T_r \omega_{gl} \phi_{qr} + M i_{ds} \\ T_r \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{qr} = -T_r \omega_{gl} \phi_{dr} + M i_{qs} \\ J \frac{d\Omega}{dt} + k_f \Omega = C_{em} - C_r \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} (i_{qs} \phi_{dr} - i_{ds} \phi_{qr}) \\ i_{ds} = \frac{1}{M} \left(T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r \right) \\ i_{qs} = \frac{L_r}{pM} \frac{C_{em}}{\phi_r} \\ \omega_{gl} = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}}{\phi_r} \end{array} \right. \quad (I.1)$$

On a : ϕ_r^* = constante donc i_{ds} également.

C_{em}^* est un échelon donc i_{qs} également.

D'où on a les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds} = i_{ds}^* = \frac{\phi_r^*}{M} \\ i_{qs} = i_{qs}^* \varepsilon(t) = \frac{L_r}{pM} \frac{C_{em}^*}{\phi_r^*} \varepsilon(t) \\ \omega_{gl} = \omega_{gl}^* = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}^*}{\phi_r^*} \end{array} \right. \quad (I.2)$$

On a aussi $\frac{di_{ds}}{dt} = 0$ et $\frac{di_{qs}}{dt} = 0$ en régime permanent.

Pour éliminer i_{ds} et i_{qs} des équations (I.1), on les dérive par rapport au temps, d'où :

$$\begin{cases} T_r \frac{d^2 \phi_{dr}}{dt^2} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} = T_r \omega_{gl} \frac{d\phi_{qr}}{dt} \\ T_r \frac{d^2 \phi_{qr}}{dt^2} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} = -T_r \omega_{gl} \frac{d\phi_{dr}}{dt} \end{cases} \quad (I.3)$$

Ces équations exprimées dans le domaine fréquentiel avec les conditions initiales suivantes :

$\phi_{dr}(0)=0$ et $\phi_{qr}(0)=0$, nous donnent :

$$\begin{cases} \phi_{dr}(s) = \frac{(1 + sT_r)\phi_r^* + T_r \omega_{gl}^* M i_{qs}^*}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} \\ \phi_{qr}(s) = \frac{(1 + sT_r)M i_{qs}^* - T_r \omega_{gl}^* \phi_r^*}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} \end{cases} \quad (I.4)$$

A partir de ces expressions, nous pouvons déduire la transformée de LAPLACE du couple électromagnétique :

$$\begin{cases} C_{em}(s) = p \frac{M}{L_r} \frac{(1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2) \phi_r^*}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} i_{qs}^* \\ C_{em}^*(s) = p \frac{M}{L_r} \phi_r^* i_{qs}^* \end{cases} \quad (I.5)$$

D'où :

$$C_{em}(s) = \frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} C_{em}^*(s) \quad (I.6)$$

A partir de l'équation mécanique, nous calculons la transformée de LAPLACE de la vitesse de rotation :

$$\Omega(s) = \frac{1}{k_f + Js} \left(\frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} C_{em}^*(s) - C_r(s) \right) \quad (I.7)$$

D'où la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_o(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}^*(s)} = \frac{1}{k_f + Js} \frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} \quad (I.8)$$

Le schéma fonctionnel correspondant est :

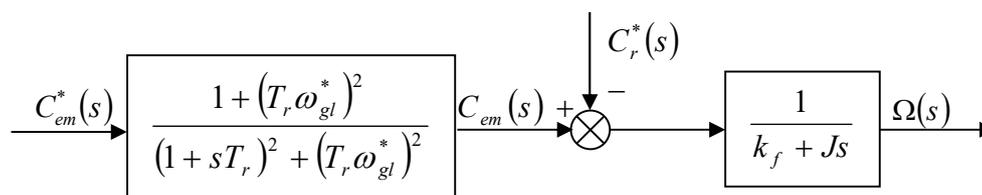


Figure A.I- Schéma fonctionnel du système à réguler.

NOTATIONS

s, r :	Indices respectifs du stator et du rotor ;
A_s, B_s, C_s :	Indices correspondant aux trois phases statoriques ;
a_r, b_r, c_r :	Indices correspondant aux trois phases rotoriques ;
d, q :	Axes correspondant au référentiel de PARK ;
V :	Tension simple de phase ;
i :	Courant de phase ;
R_s, R_r :	Résistances des enroulements statoriques et rotoriques par phase ;
L_s, L_r :	Inductances cycliques statorique et rotorique par phase ;
l_s, l_r :	Inductances propres de fuite statorique et rotorique par phase ;
M :	Inductance mutuelle cyclique ;
M_{sr} :	Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique ;
ϕ_s, ϕ_r, ϕ_m :	Flux statorique, rotorique et magnétisant ;
T_s, T_r :	Constantes de temps statorique et rotorique ;
σ :	Coefficient de dispersion ;
P :	Nombre de paire de pôles ;
C_e :	Couple électromagnétique ;
J :	Moment d'inertie ;
K_f :	Coefficient de frottements visqueux ;
ω_s, ω_r :	Pulsations électriques statorique et rotorique ;
ω_{gl} :	Pulsation électrique de glissement ;
Ω :	Vitesse mécanique du rotor ;
m :	Indice de modulation ;
r :	Taux de modulation ;
μ :	Fonction d'appartenance ;
$G_e, G_{\Delta e}, G_{\Delta \mu}$:	Les gains de normalisation ;
GPC :	Commande prédictive généralisé « Generalized Predictive Control »;
k_p, k_i :	Les paramètres du régulateur classique PI ;
MAS	Machine asynchrone triphasé.

- [1] D.Abdessemed, 'Étude Expérimentale de l'influence des Stratégies MLI sur la commande de la Machine à Induction', Thèse de Magistère en Electrotechnique l'Université de Batna, juillet.2009
- [2] C.Francois, " Électronique de Puissance et Électrotechnique Automatique ", Ellipses Edition, (2004).
- [3] G. SEGUIER, F. Notlet et J. LESENNE : « Introduction à l'électrotechnique approfondie » Édition Technique Documentation, 1981.
- [4] B. ROBYNS, M.ESELIN, « Power control of an inverter. Transformer association in a wind generator», Electromotion , vol.6, No. 1-2, 1999, pp.3-7.
- [5] P. BARRET, « Régime transitoire des machines électriques tournantes ». Ecole supérieure d'Electricité, Eyrolles, Paris, 1982.
- [6] J.C. PRESCOTT AND B.P. RAJU. «The inherent instability of induction motors under condition of double supply». The Institute of Electrical Engineers Monograph , Jan, 1958.
- [7] K.Benmensour: « Etude et implantation de contrôleurs robustes et flous d'une MSAP avec pilotage vectoriel », Mémoire de magister, de L'école Militaire polytechnique de bordj el bahri , (Novembre 1999).
- [8] R .ACHOURI & M. HIDOUCHE, « Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone « Simulation sur le logiciel SIMPLORER», Validation expérimentale sur banc d'essai » Thèse de ingénieur, Electrotechnique Ecole National Polytechnique, 2007.
- [9] A. Meroufel. « Commande scalaire Commande vectorielle Commande directe du couple » Thèse d'ingénieur d'état, Electrotechnique, Université Djillali Liabès , Sidi Bel Abbés, 2009.
- [10]S. REZGUI «Commande de machine électrique environnement, Matlab / Simulink et Temps Réel». Thèse de Magister.Université M'entoure de Constantine 2009.
- [11] C. Chaigne , E. Erik , C. Sébastien et R. Laurent. «Commande vectorielle sans capteur des machines asynchrones». ISBN2-7462-1148-3

-
- [12] M. Kherbouche « minimisation du courant statorique par l'optimisation du niveau de flux dans une machine induction commandé par la méthode de flux orienté ». Mémoire de Magister. Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.
- [13] H. Tamrabet « Robustesse d'un contrôle vectorielle de structure Minimale d'une Machine Asynchrone », Mémoire de magister, Université de Batna 2006.
- [14] P. Vector control of AC machines, Oxford Science Publication, 1990.
- [15] K. Yazid, « Commande vectorielle de la machine asynchrone avec prise en compte des variation de la constante de temps rotorique », Mémoire de magister, U.S.T.H.B d'Alger, Algérie, Juin 1996.
- [16] S. Boulkhrachef, « Analyse et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC, application à la machine asynchrone commandée par logique floue », Mémoire de magister, E.N.P d'Alger, Algérie, Juin 2000.
- [17] B. Bentchiko : « Investigation dans les technique de commande GPC application a une MSAP », Mémoire de magister, C.U.Médéa, 2006.
- [18] D.W.Clarke : « Application of generalized predictive control to industrial processes », IEEE Control System magazine , pp 49-66 , April 1988.
- [19] L .Ramdane “ Commande Prédictive Généralisé d'un moteur synchrone à aimants permanents ” , Mémoire de magister, de L'école Militaire polytechnique de bordj el bahri , (29 janvier 2001).
- [20] G. WEI : « An adaptive Generalized Predictive Control of Time-Varying Delay System », Proceeding of the third International Conference on Machine, Learning and Cybernetics, Shanghai, 26-29 August 2004. 0-7803-8403-2/04/2004 IEEE
- [21] J. Gangloff : « Commande predictive » , ENSPS 3A ISA V MASTER ISTIAR.
- [22] D.W.Clarke : « Application of generalized predictive control to industrial processes », IEEE Control System magazine , pp 49-66 , April 1988.
- [23] D. W. Clarke, C., Mohtadi, P.S. Tuffs : « Generalized predictive control – part I The basic algorithm; Part II. Extention and interpretations. », Automatica 23(2), 137-160, 1987 [24]

R.Gérard : « Contribution à la commande prédictive généralisée adaptative directe et application », Thèse de Doctorat, Université Paris XI U.F.R Scientifique D'orsay.

(28 septembre 2001).

[25] G. Ramond : «Contribution à la commande prédictive généralisée adaptative directe et application », Docteur Université des sciences Paris XI ORSAY.

[26] P. BOUCHER et D. DUMUR : « La commande prédictive», Technip-Paris , 1996 [27] Didier DUMUR : « contribution à analyses au développement d'algorithme de commande prédictive», Supélec – Service Automatique – Gif sur Yvette Université Paris XI U.F.R. scientifique d'orsay 20 Mars 2002.

[28] p.p.Kanjilal : « Adaptive predictive and predictive control », IEE Control engineering serie 52, 1995.

[29] Khadir : « commande prédictive généralisée adaptative à un lait procédé de pasteurisation », Département de la technologie électronique, Université national de l'Idland, Maynooth, Co. Kildare Irlande.

[30]M. Malhoud : « Commande prédictive de systèmes non linéaires: Application a la commande de machine Asynchrone », Thèse doctorat Université Paris sud UFR scientifique d'orsay 2000.

[31] B. Atoui : «Commande Prédictive Non Linéaire :Application au Palier Magnétique Actif (PMA) », Mémoire de magister, ENP - Alger 2006

[32]B. Patrick et D. Didier : « La commande prédictive», Technip-Paris , 1996

[33] J. A.Rossister :«Commande prédictive généralisée à une unité de chaudière-turbine pour le génération de l'électricité », IEE Proceed1ngs-d, Vol. 138, Numéro1.January 91.

[34] Ben Miloud FATIHA« Simulation de la commande prédictive généralise d'un actionneur asynchrone», Mémoire de magister, ENP Alger 1994.

[35] R. Kennel, A. Linder, M. Linke. "Generalized Predictive Control (GPC) Ready for Use in Drive Applications " 0-7803-7067-8/01/2001. IEEE.

[36] Kay-Soon Low, Koon-Yong Chiun, Keck-Voon Ling. "Evaluating Generalized Predictive Control for a Brushless DC Drive." Transactions on power electronics, Vol. 13, No. 6, November 1998. 0885-8993/1998 IEEE

[37] A.Ben brahim : « Commande Prédicative Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents», Mémoire de magister, Université de BATNA 2009.

Conclusions générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la contribution de la commande prédictive pour la mise en œuvre d'une machine asynchrone. De façon générale, la machine asynchrone alimentée par un convertisseur statique est un procédé électrotechnique complexe. Ce système est par nature multivariable, non linéaire, et soumis, d'une part, à des perturbations inhérentes au type d'actionneur utilisé, et d'autre part, à des variations paramétriques importantes selon le fonctionnement.

-  Nous avons étudié ici plus particulièrement la commande des machines asynchrones de faible puissance, alimentés par un onduleur de tension alimenté en courant, fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion. On a modélisé d'abord la **MAS** en utilisant le modèle de **Park**, puis on a défini une stratégie de commande vectorielle qui permet le découplage du système de la machine. La modélisation du moteur asynchrone par les équations d'état dans la référentiel **(d,q)**, ou le moteur asynchrone peut être commandé en utilisant la transformation de **Park**
-  Dans le deuxième chapitre on a présenté la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique, les résultats de cette commande présentent de très bonnes performances avec un découplage satisfaisant et une dynamique de rejet de perturbation assez bonne donc un contrôle assuré de la vitesse.
-  Le dernier chapitre est consacré à la présentation de la commande prédictive GPC dans sa version classique, cette partie se termine par une application sur le moteur asynchrone, les résultats obtenus sont donc comparés à ceux obtenus avec le régulateur classique (PI), on a conclu que les résultats obtenus avec les régulateurs prédictifs sont nettement meilleurs.
-  Enfin, et pour poursuivre dans la voie applicative considérée pendant ce travail, il apparaît nécessaire de sortir du cadre de la simulation, au sein duquel on a pu montrer l'intérêt de la méthode, pour tester de façon expérimentale les bénéfices de la GPC réellement attendus.

Liste des figures

Chapitre (I)

Figure(I.1) : Description de la machine asynchrone.....	04
Figure(I.2) : Représentation angulaire de la machine asynchrone	05
Figure(I.3) : Passage du triphasé au biphasé.....	09
Figure(I.4) : L'onduleur de tension associé à la machine.....	14
Figure (I.5) : Les tensions de références.....	16
Figure(I.6) : Réponse de couple électromagnétique.....	17
Figure(I.7) : Réponse de la vitesse mécanique.....	17
Figure(I.8) : Réponse des courants statoriques.....	18
Figure(I.9) : Réponse des courants de Park statoriques i_{ds} , i_{qs}	18
Figure(I.10) : Réponse des courants rotoriques.....	19
Figure(I.11) : Réponse des courants de Park rotoriques i_{dr} , i_{qr}	19
Figure(I.12) : Réponse du flux statorique.....	20
Figure(I.13) : Réponse des flux de Park statoriques ϕ_{ds} , ϕ_{qs}	20
Figure(I.14) : Réponse du flux rotoriques.....	21
Figure(I.15) : Réponse des flux de Park rotoriques ϕ_{dr} , ϕ_{qr}	21

Chapitre (II)

Figure(II.1) : Schéma du principe de découplage pour le MAS par analogie avec la MCC	24
Figure(II.2) : Principe de la commande vectorielle.....	25
Figure(II.3) : Schéma bloc de la machine asynchrone triphasée alimentée en courant.....	26
Figure(II.4) : Modèle de la machine alimentée en courant.....	27

Figure(II.5) : Modèle en courant par orientation du flux rotorique.....	29
Figure(II.6) : Schéma bloc de la structure de commande en courant par orientation du flux rotorique.....	30
Figure(II.7) : Schéma fonctionnel de la boucle de régulation.....	31
Figure(II.8) : Schéma fonctionnel du système à réguler.....	31
Figure(II.9) : Schéma fonctionnel du réglage de vitesse avec PI classique.....	32
Figure(II.10) : Structure globale de réglage en boucle fermée de l'association Onduleur – MAS.....	33
Figure(II.11) : Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée à vide contrôlée par La Commande vectorielle indirecte utilisant le réglage classique.....	38
Figure(II.12) : Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée contrôlée par La commande vectorielle indirecte utilisant le réglage classique, avec application d'une charge entre 0.5 et 1.5 s ($C_r=C_n=10Nm$).....	41
Figure(II.13) : Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée contrôlée par la commande vectorielle indirecte utilisant le réglage classique, avec inversion du sens de rotation à $t=1s$	44
 Chapitre (III)	
Figure(III.1) : Représentation temporelle du principe de la commande prédictive	67
Figure (III.2) : Représentation CARIMA du modèle numérique.....	69
Figure (III.3) : Réponse d'un système en boucle ouverte à une entrée échelon.....	80
Figure (III.4) : Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase minimale Pour $N_1 = 1; N_2 = 2; N_u = 1; \lambda = 0$	80
Figure (III.5) : Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 3; N_u = 1; \lambda = 0$	81
Figure (III.6) : Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 3; N_u = 1; \lambda = 200$	81
Figure (III.7) : Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase minimale pour $N_1=1; N_2=3; N_u=2; \lambda=0$	81

Figure (III.8) Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 3; N_u = 1; \lambda = 0$	82
Figure (III.9) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 2; N_u = 1; \lambda = 0$	82
Figure (III.10) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 3; N_u = 1; \lambda = 0$	83
Figure (III.11) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 3; N_u = 1; \lambda = 20$	83
Figure (III.12) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase minimale pour $N_1=1;N_2=3;N_u=1;\lambda=0$	84
Figure (III.13) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase non minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 3; N_u = 1; \lambda = 20$	84
Figure (III.14) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase non minimale pour $N_1 = 3; N_2 = 3; N_u = 1; \lambda = 0$	84
Figure(III.15) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase non minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 2; N_u = 1; \lambda = 0$	85
Figure (III.16) Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase non minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 3; N_u = 1; \lambda = 0$	85
Figure (III.17) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase non minimale pour $N_1=1;N_2=3;N_u=1;\lambda=20$	86
Figure (III.18) Structure globale de réglage de la MAS.	87
Figure (III.19) Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 148.7 rd/s.....	90
Figure (III.20) Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge à t=0.5s et 1.5s pour une consigne de vitesse de 148.7 rd/s.....	93
Figure (III.21) Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 148.7 rd/s avec l'inversion de la consigne (-148.7 rd/s).	96

