

Centre Universitaire D'El-Oued
Mémoire de fin d'étude pour obtenir le diplôme
d'ingénieur d'état
en Electrotechnique

Commande prédictive de la machine asynchrone

25/06/2009

Réalisé par: LABIOD ALI

ZOUBEUDI CHERIFE

Dirigé par: LAMMOUCHI .Z

GVEDIRI .A.K

Sommaire

Symboles.....	I
Introduction générale.....	IV

CHAPITRE I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1)- Introduction.....	1
II)- Modélisation de la machine asynchrone.....	1
II.1)- Description de la machine.....	1
II.2)- Hypothèses simplificatrice.....	5
II.3)- Mise en équation du modèle de la machine asynchrone	6
a. Equations électriques.....	6
b. Equations magnétiques.....	7
c. Equation mécanique.....	8
II.4)-Transformation de Park.....	9
II.4.1)- Application de la transformation de Park.....	11
a. Equations électriques.....	12
b. Equations magnétiques.....	12
c. Equation mécanique.....	13
II.4.2)-Choix du référentiel d'observation.....	13
a. Référentiel lié au stator.....	14
b. Référentiel lié au rotor.....	14
c. Référentiel lié au champ tournant.....	15
II.5)- Modèle d'état.....	15
a. Mise en équation du modèle d'état.....	16
b. Couple électromagnétique.....	18
c. Equation du mouvement.....	18
III)-simulation de la machine asynchrone.....	18
III.1)- Résultats de la simulation	19
III.2)- Interprétation des courbe	21
IV)- Conclusion.....	21

CHAPITRE II

Commande prédictive

I)- Introduction.....	22
II.1)-philosophie de la commande prédictive.....	23
II.2)- Principe de fonctionnement de GPC.....	24
II)-Commande prédictive généralisée (GPC).....	25
II.1)- Algorithme GPC.....	25
II.1.1)- Définition du modèle du système.....	25
II.1.2)- Recherche du prédicteur optimal.....	26
II.1.3)- Expression du critère sous forme analytique.....	28
II.1.4)- Expression de critère sous forme matricielle.....	29
II.1.5)- Résultats de la simulation.....	31
III)- Commande Prédictive Généralisée Cascade (GPCC)	33
III.1)- définition des modèles.....	34
III.2)- Expression des critères.....	35
III.3)- Résolution de GPCC.....	35
III.5)- Résultats de la simulation.....	36
IV)- Conclusion.....	38

CHAPITRE III

Commande prédictive non linéair en cascade

I.)- Introduction.....	39
II)-Modélisation Mathématique de la machine asynchrone.....	40
III)-Commande prédictive non linéaire multivariable.....	41
IV)- Le structure cascade pour la commande prédictive.....	44
V)-Dynamique du système non linéaire	47
VI)-Résultats de simulation.....	48
VII)- Conclusion.....	50

Conclusion générale.....	51
Annexe A.....	VI
Annexe B.....	X
Références Bibliographie.....	XII

SYMBOLES

Ω_s : La vitesse statorique

Ω_r : La vitesse rotorique.

f_s : La fréquence de tension triphasée

p : le nombre de paires de pôles

R_s : Les résistances par phase respectivement du stator

R_r :Les résistances par phase respectivement du rotor

$[V_{s \text{ abc}}]$:Vecteur de tension statorique

$[V_{r \text{ abc}}]$: Vecteur de tension rotorique.

$[i_{s \text{ abc}}]$: Vecteur de courant statorique

$[i_{r \text{ abc}}]$: Vecteur de courant rotorique

$[\Phi_{s \text{ abc}}]$: Vecteur de flux statorique.

$[\Phi_{r \text{ abc}}]$;; Vecteur de flux rotorique.

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

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

$[M_{sr}]$: Matrice de l'inductance mutuelle du couplage entre stator-rotor

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_O : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase Correspondante du rotor

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

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

C_{em} : Couple électromagnétique.

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

$(f_r \Omega)$: Terme de couple de frottement visqueux

θ : Angle électrique entre le stator et le rotor;

θ_s : Angle électrique (a_s, d);

θ_r : Angle électrique (a_r, d);

V_{ds} et V_{qs} :représentent les tensions statoriques dans le système d'axes (d, a),

V_{dr} et V_{qr} :représentent les tensions rotoriques dans le système d'axes (d, a),

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

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

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

θ_c : position angulaire du système d'axes (d, q) par rapport au système d'axes réels (abc)_s ou (abc)_r.

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

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

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

ω_s : Vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au stator.

ω_r : Vitesse de rotation du rotor par rapport au stator..

$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$:Vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor

f : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant

$[X]$: Vecteur d'état.

$[U]$:Vecteur de commande.

$[A]$: matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: matrice de système de commande.

M : L'induction mutuelle ;

$\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)$: Coefficient de dispersion de Blondel;

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps statorique;

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps Rotorique;

C_{em} : Couple électromagnétique

- y : sortie
- u : commande appliquée à l'entrée
- ζ : séquence aléatoire centrée non corrélée avec l'entrée;
- $C(Aq^{-1}) \zeta(t)$: terme lié aux perturbations;
- q^{-1} :opérateur retard
- G_N : est la matrice des coefficients de la réponse indicielle du modèle
- $\hat{y}$: sortie prédite
- Δu : incrément de commande;
- w : consigne;
- N_1, N_2 :horizon de prédiction sur la sortie;
- N_u : horizon de prédiction sur la commande;
- λ : facteur de pondération sur la commande;
- G :est une matrice de dimension $(N_2-N_1+1) \times N_u$.
- w_1 :consigne du système global;
- w_2 : consigne du système interne ou consigne interne;
- u :commande appliquée sur l'ensemble du système ;
- y_1 :sortie du système global;
- y_2 : sortie du système interne
- $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$: courant statorique (α, β) .
- $\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$: flux rotorique (α, β) .
- ω : Vitesse.
- $u_{s\alpha}, u_{s\beta}$: tension statorique (α, β)
- y_1 : vitesse rotorique.
- y_2 : norme du flux rotorique.

Introduction générale

Le souci constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des commandes de plus en plus évoluées. De ce fait, les outils fondamentaux de synthèse de lois de commande utilisés dans le domaine non linéaire deviennent complexes. De cette complexité grandissante résulte une détermination et une mise en œuvre difficile des lois de commande. Les problèmes théoriques et pratiques à résoudre sont encore considérables. Mais néanmoins, il existe certaines méthodes qui donnent des solutions intéressantes. Nous essayons dans ce mémoire de présenter le plus simplement possible, la commande prédictive non linéaire pour contrôler le moteur asynchrone .

Le comportement du moteur asynchrone est celui d'un système non linéaire, sa dynamique est rapide, ses paramètres varient pendant le fonctionnement et il est sujet à des perturbations inconnues. Toutes ces caractéristiques rendent la commande de cette machine complexe. Par conséquent, la conservation de la nature non linéaire de la machine, la poursuite des trajectoires prédéterminées, la robustesse et le rejet de perturbations inconnues avec une réponse performante sont les objectifs à satisfaire lors d'une mise en œuvre d'une stratégie de commande. La commande prédictive, mentionnée auparavant, apparaît comme une alternative intéressante pour contrôler le moteur asynchrone et satisfaire les exigences souhaitées. [1],

La commande à modèle prédictif est née vers les années 70 et s'est considérablement développée depuis, à la fois dans la communauté de la recherche en automatique et dans l'industrie. La philosophie de la commande prédictive se résume à utiliser le modèle pour prédire le comportement du système et choisir la meilleure décision au sens d'un certain coût tout en respectant les contraintes. [2].

D'autre part, la commande non linéaire prédictive fait appel aux outils mathématiques de la géométrie différentielle. Le modèle de prédiction est calculé à partir d'une expansion en série de Taylor; donc, le système non linéaire doit être bien déterminé, ce qui est le cas pour le moteur asynchrone. La fonction de coût est une relation quadratique de l'erreur entre les sorties du système et les références [10]. On introduit pour contrôler simultanément le couple

électromagnétique, le flux rotorique et la vitesse rotorique une stratégie de commande en cascade.

Structure du mémoire

Cette mémoire est organisée comme suit :

- Dans le premier chapitre nous allons présenter la modélisation du moteur asynchrone, du point de vue de l'automaticien, pour utilisation en commande. Ainsi que le principe de la transformation de Park. L'application de cette transformation à la machine à induction permettra un modèle à deux axes représente l'image du modèle triphasée, le modèle sera testé par la simulation, et évalué à travers les différents résultats.
- Dans le second chapitre nous allons présenter l'approche algorithmique de la commande prédictive GPC, la commande prédictive généralisée cascade (GPCC) . et l'application de ces commandes sur le moteur asynchrone.
- Dans le troisième chapitre nous allons traiter une autre stratégie de commande prédictive non linéaire en cascade. L'objectif de cette stratégie de commande est de contrôler simultanément le couple électromagnétique, le flux rotorique et la vitesse rotorique . Le modèle de prédiction est calculé à partir d'une expansion en série de Taylor; donc, le système non linéaire doit être bien déterminé.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

I)- INTRODUCTION :

La machine asynchrone (à induction), très appréciée dans les applications industrielles pour sa grande robustesse mécanique et son faible coût, requiert des structures de contrôle de plus en plus spécifiques et complexes à cause de sa non linéarité et du couplage complexe de ses différents paramètres [01].

Le développement des différentes méthodes de commande du moteur asynchrone est justifié par le besoin de prendre en compte sa structure non linéaire. C'est d'ailleurs pour cette raison, et en dépit de son plus faible coût et de son encombrement moindre, que l'industrie avait préféré, jusqu'aux années 1980, l'utilisation des moteurs à courant continu, car leur structure linéaire en facilitait la commande [02].

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues [03].

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, d'un point de vue de l'automaticien, une modélisation de la machine asynchrone sous forme des différents modèles d'état selon le choix de repère, le vecteur d'état et les entrées-sorties possibles du moteur.

Généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant (d, q), soit fixe au stator (α, β). Ces référentiels sont définis à partir du référentiel triphasé naturel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adaptées.

II)- Modélisation de la machine asynchrone :

II.1)- Description :

Une machine asynchrone est constituée de deux parties :

- ❖ Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôle d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont pour les petites machines découpées en une seule pièce alors qu'elles sont pour les machines de puissance plus importantes, découpées par sections, figure (1.1).

Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Une fois cette étape d'assemblage terminée, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet.

Ces enroulements peuvent être insérés de manières imbriquées, ondulées ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les Encoches. L'isolation entre les enroulements électrique et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique. Les différentes parties de constitution du stator d'une machine asynchrone. Nous pouvons visualiser la présence d'ailettes de ventilation assurant le refroidissement de la machine lorsque celle-ci fonctionne en charge.

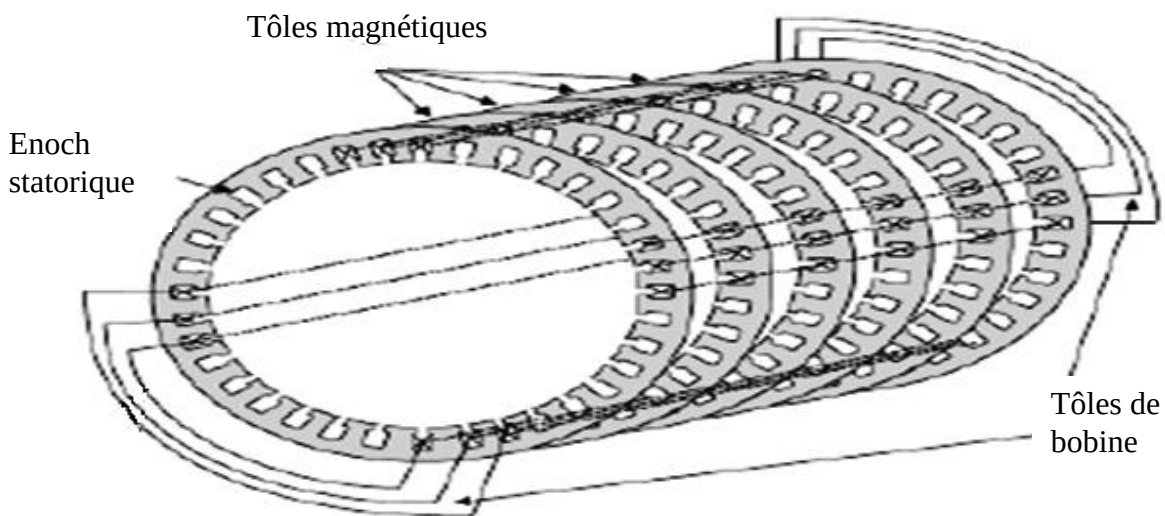


Figure (1.1): Enroulements statoriques d'une phase d'une machine

❖ Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont en général de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statorique (insertion des enroulements dans les encoches rotorique).

Les phases rotorique sont alors disponibles grâce à un système de bagues balais positionné sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court circuit " eux aussi fabriqués en cuivre ou en aluminium.

Il existe différentes structures de rotor à cage qui dépendent principalement de la taille du moteur et de l'application qu'il en sera faite ; nous donnons à la figure (1.2) les différents éléments de constitution d'un rotor à cage d'écureuil.

Nous pouvons visualiser l'arbre sur lequel les tôles sont empilées; les deux anneaux de court – circuit ainsi que les barres d'aluminium formant la cage d'écureuil , très souvent ces barres sont uniformément inclinées pour limiter les harmoniques et ainsi diminuer très fortement le bruit lors de l'accélération de la machine asynchrone.

L'isolation des barres avec les tôles magnétiques n'est en général pas nécessaire du fait de la faible tension induite aux bornes de chacune d'entre elles ; de plus la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques n'est en général pas nécessaire du fait de la faible tension induite aux bornes de chacune d'entre elles.

De plus, la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre.

Le rotor de la machine asynchrone est aussi pourvu d'ailettes de ventilation pour permettre un refroidissement de la cage le plus efficace possible. [03].

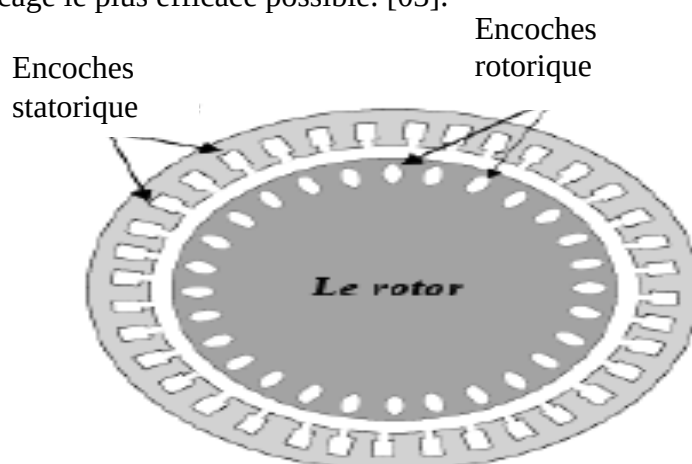


Figure (1.2): Rotor à cage d'écureuil

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction :

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court circuit.
- La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation donnée par :

$$\Omega_s = 60 \cdot \frac{f_s}{P} \quad (1.1)$$

On désigne par " p " le nombre de paires de pôles de chacune des enroulements des phases statoriques.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_r différente de Ω_s (asynchrone), l'application de la loi de *Faraday* aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de *LENZ* ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse:

$$\Omega_s \left(\Omega_s = \frac{\omega_s}{P} \right) \quad (1.2)$$

cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces et le rotor tourne à une vitesse:

$$\Omega_r \left(\Omega_r = \frac{\omega_r}{P} \right) \quad (1.3)$$

inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone .

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hyposynchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r , ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement « g » définit par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad (1.4)$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques .[04]

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses :

- parfaite symétrie de construction;
- assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique;
- répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, des champs magnétiques de chaque bobinage ;
- absence de saturation dans le circuit magnétique.[04]

II.2)- Hypothèse simplificatrice :

Pour simuler et commander la machine à partir de ces équations dynamiques, on se base sur certaines hypothèses simplificatrices:

On ne considère que le premier harmonique à partir de ses équations dynamiques, on se base sur certaines hypothèses simplificatrice (structure sinusoïdales).

- On suppose le circuit magnétique parfaitement feuilleté: seuls les enroulement sont parcourus par des courants.
- Les variations des résistance R_s et R_r en fonction de la température sont très lentes à l'échelle des autres grandeurs.
- la saturation du circuit magnétique, hystérésis, courant de Foucault et l'effet de peau sont négligeable.[05]

La machine sera ainsi représentée dans l'espace électrique par la figure (1.3)

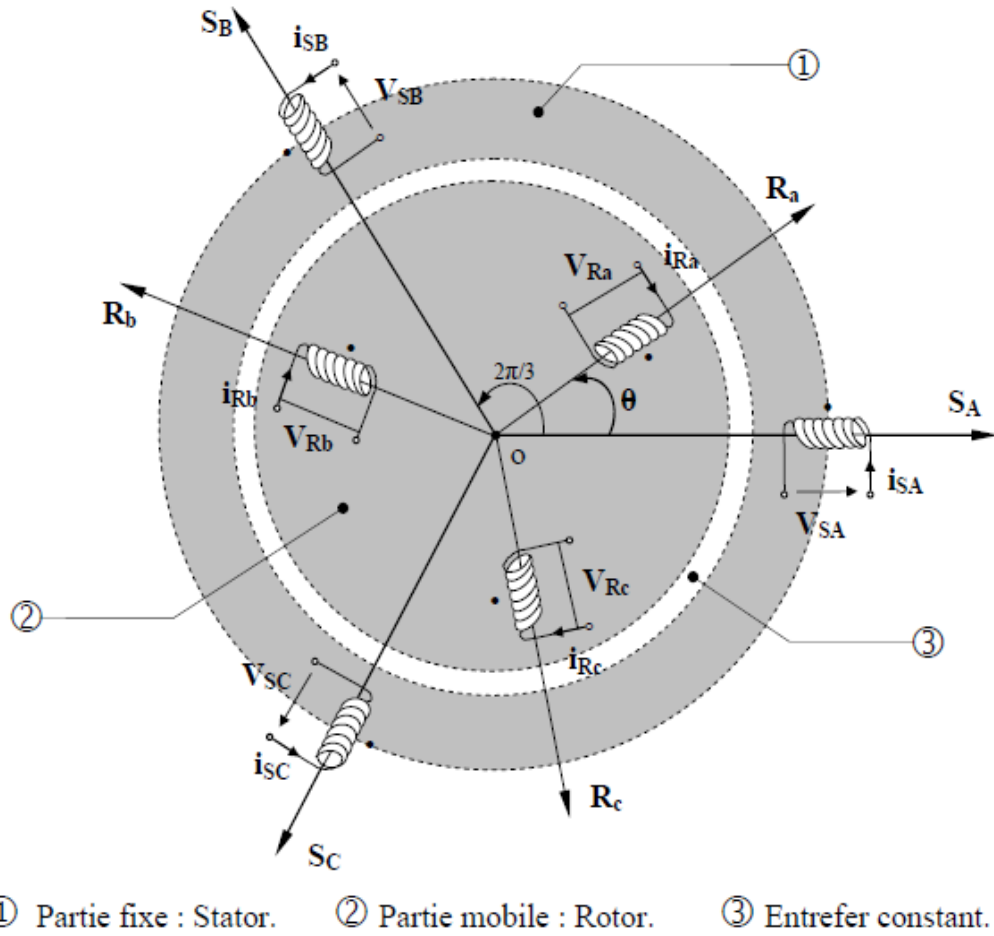


Figure (1.3) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

II.3)- Mise en équation du modèle de la machine :

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques

a- Les équations électriques:

Les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasé s'écrivent respectivement :

➤ Pour le stator :

$$[V_{s \text{ abc}}] = [R_s] \cdot [i_{s \text{ abc}}] + \left[\frac{d}{dt} \right] \cdot [\phi_{s \text{ abc}}] \quad (1.5)$$

➤ Pour le rotor:

$$[V_{r \text{ abc}}] = [R_r] \cdot [i_{r \text{ abc}}] + \left[\frac{d}{dt} \right] \cdot [\phi_{r \text{ abc}}] \quad (1.6)$$

avec :

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

et :

$$[V_{s \text{ abc}}] = [V_{s a} \quad V_{s b} \quad V_{s c}]^T \quad : \text{Vecteur de tension statorique.}$$

$$[V_{r \text{ abc}}] = [V_{r a} \quad V_{r b} \quad V_{r c}]^T \quad : \text{Vecteur de tension rotorique.}$$

$$[i_{s \text{ abc}}] = [i_{s a} \quad i_{s b} \quad i_{s c}]^T \quad : \text{Vecteur de courant statorique.}$$

$$[i_{r \text{ abc}}] = [i_{r a} \quad i_{r b} \quad i_{r c}]^T \quad : \text{Vecteur de courant rotorique.}$$

Ainsi que pour les vecteurs des flux :

$$[\Phi_{s \text{ abc}}] = [\Phi_{s a} \quad \Phi_{s b} \quad \Phi_{s c}]^T \quad : \text{Vecteur de flux statorique.}$$

$$[\Phi_{r \text{ abc}}] = [\Phi_{r a} \quad \Phi_{r b} \quad \Phi_{r c}]^T \quad : \text{Vecteur de flux rotorique.}$$

b- Les équations magnétiques :

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

$$\diamond \text{ Pour le stator : } [\Phi_{s \text{ abc}}] = [L_s][i_{s \text{ abc}}] + [M_{sr}][i_{r \text{ abc}}] \quad (1.7)$$

$$\diamond \text{ Pour le rotor : } [\Phi_{r \text{ abc}}] = [L_r][i_{r \text{ abc}}] + [M_{rs}][i_{s \text{ abc}}] \quad (1.8)$$

où :

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

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

$[M_{sr}]$: Matrice de l'inductance mutuelle du couplage entre stator-rotor.

alors :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

ainsi :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

où :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

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

c- Les équations mécaniques:

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse). [06]

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} + C_r - f_r \Omega \quad (1.10)$$

avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

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

Ω : Vitesse rotorique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

$(f_r \Omega)$: Terme de couple de frottement visqueux.

II.4)- Transformation de Park:

La transformation de *PARK* permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature . [06]

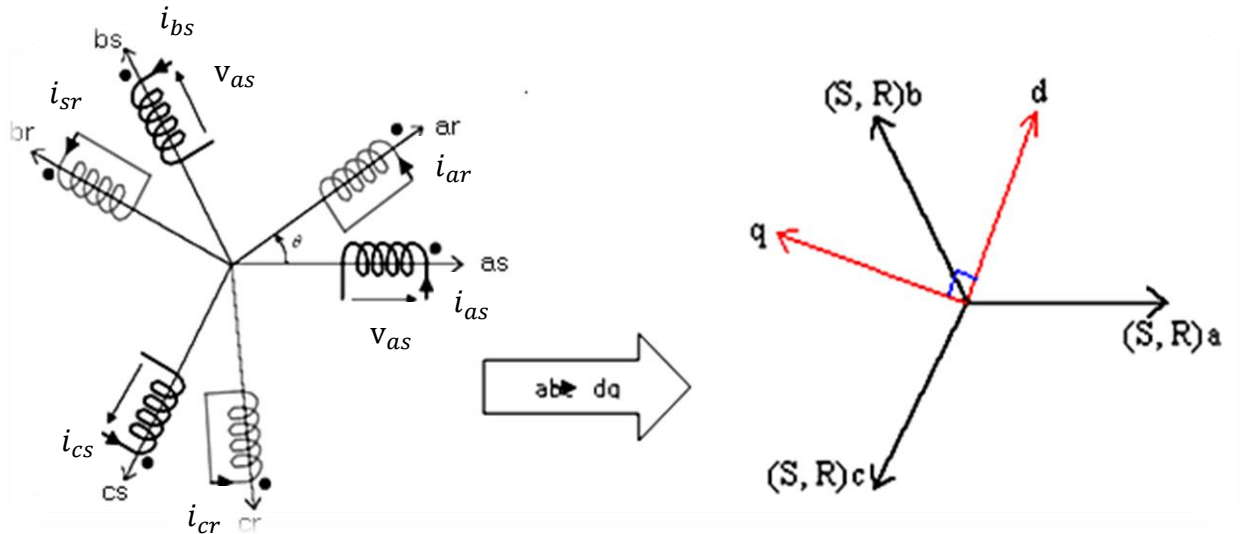


Figure (1.4):Transformation des repères abc en dq (modèle de PARK).

Tel que:

- θ : Angle électrique entre le stator et le rotor;
- θ_s : Angle électrique ($a_s d$);
- θ_r : Angle électrique ($a_r d$);
- V_{ds} et i_{qs} : représentent les tensions statoriques dans le système d'axes (dq),
- V_{dr} et V_{qr} : i_{cr} présentent les tensions rotoriques dans le système d'axes (dq),

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

$$[x_{dq}] = [p(\theta_c)] \cdot [x_{abc}] \quad (1.11)$$

$$[\mathbf{x}_{abc}] = [\mathbf{p}(\theta_c)]^{-1} \cdot [\mathbf{x}_{dq}]; \quad (1.12)$$

Avec :

$[\mathbf{p}(\theta_c)]$: la matrice de la transformation directe de Park,

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

$\mathbf{x}$: peut être la tension, le courant ou le flux,

θ_c : position angulaire du système d'axes (dq) par rapport au système d'axes réels (abc)_s ou (abc)_r.

L'indice 0 fait allusion à une composante homopolaire, celle-ci est ajoutée afin d'équilibrer la transformation. Ces composantes sont égales à zéro dans le cas d'un système triphasé équilibré.[07]

La matrice de transformation directe de Park est :

$$[\mathbf{P}(\theta_c)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_c) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Sa matrice inverse :

$$[\mathbf{P}(\theta_c)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & -\sin(\theta_c) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Le coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$ de cette transformation normalisée est choisi comme une expression invariante du couple électromagnétique à partir de la propriété.

Le changement de repères triphasé/biphasé (a, b, c) vers (d, q) peut être réalisé par la transformation de Park.

$$\begin{bmatrix} Xd \\ Xq \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \rho & \cos\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \rho & -\sin\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

L'angle ρ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

La transformation inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \cos\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Xd \\ Xq \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

avec $\rho = \theta_s$ pour le stator ou $\rho = \theta_r$ pour le rotor.

Le changement de repères triphasé/biphasé (a, b, c) vers (α, β) peut être réalisé par la transformation de Concordia.

$$\begin{bmatrix} X\alpha \\ X\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

La transformation inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X\alpha \\ X\beta \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

II.4.1)-Application de la transformation de Park:

L'application de la transformation de Park sur les équations (1.5), (1.6), (1.7), (1.8), (1.10) nous donne le système d'équations suivant :

a-Equations électriques:

➤ pour le stator: $\theta_c = \theta_s$:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

➤ pour le rotor: $\theta_c = \theta_r$:

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

b-. Equations magnétiques:

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{qs} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Où:

$L_s = l_s - M_s$	inductance propre cyclique du stator.
$L_r = l_r - M_r$	inductance propre cyclique du rotor.
$M = \frac{3}{2} M_s$	inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.
ω_s	Vitesse de rotation du repère (d,q) par rapport au stator.
ω_r	Vitesse de rotation du rotor par rapport au stator..
$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$	Vitesse de rotation du repère (d,q) par rapport au rotor.

En combinaison les équations électrique et magnétique, nous obtenons les équations électromagnétique suivante:

$$\begin{cases} V_{sd} = \left(R_s + L_s \frac{d}{dt}\right) I_{sd} + M \frac{dI_{rd}}{dt} - L_s \omega_s I_{sq} - M \omega_s I_{rq} \\ V_{sq} = \left(R_s + L_s \frac{d}{dt}\right) I_{sq} + M \frac{dI_{rq}}{dt} + L_s \omega_s I_{sd} + M \omega_s I_{rd} \\ V_{rd} = 0 = \left(R_r + L_r \frac{d}{dt}\right) I_{rd} + M \frac{dI_{sd}}{dt} - L_r \omega_r I_{rq} - M \omega_r I_{sq} \\ V_{rq} = 0 = \left(R_r + L_r \frac{d}{dt}\right) I_{rq} + M \frac{dI_{sq}}{dt} + L_r \omega_r I_{rd} + M \omega_r I_{sd} \end{cases} \quad (1.23)$$

c- . Équations mécaniques:

Nous Avons exprimé les équations de la machine mais il reste également le couple électromagnétique et la vitesse de la **MAS**. Ces derniers peuvent être dérivés de l'expression de bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expression toutes égales (ou P est le nombre de pair de Pole).[08]

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (1.24)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f \Omega - C_r \quad (1.25)$$

f : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résist.

II.4.2)- Choix du référentiel d'observation:

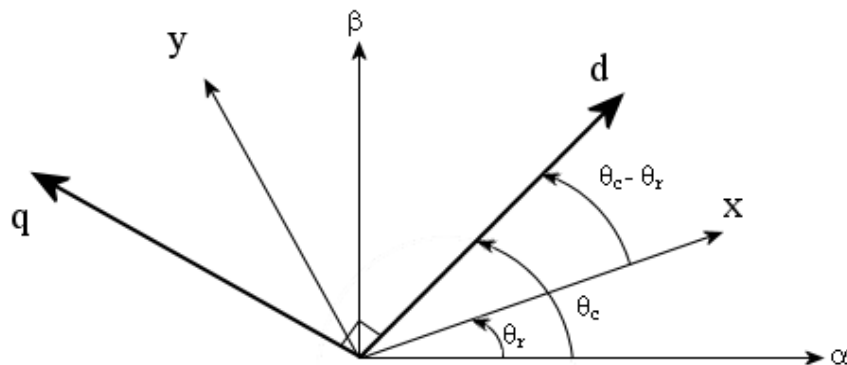


Figure (1.5): Représentation de la transformation dans le repère tournant.

Le choix du référentiel dépend du type de problème à étudier, selon la vitesse qu'on peut attribuer au repère «d-q» on distingue les référentiels suivants :

a. Référentiel lié au stator :

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, il est caractérisé par :

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \\ \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega \end{cases} \quad (1.26)$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

Les indices u et v sont respectivement remplacés par les indices α et β . ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Ses courants et ses tensions sont réels. Il est choisi lorsqu'on désire étudier les variations simultanées de la fréquence d'alimentation et de la vitesse de rotation (régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif).[07]

b. Référentiel lié au rotor:

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, il est caractérisé par :

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \\ \frac{d\theta}{dt} = 0 \end{cases} \quad (1.29)$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{rx} \\ \phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

Ce référentiel est utilisé pour étudier les processus transitoires des machines à courant alternatif. Il est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante ; telle que l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit dans le rotor.[08]

c. Référentiel lié au champ tournant:

Ce référentiel correspond aux transformations des enroulements rotoriques et statoriques dans un référentiel tournant à la vitesse synchrone ω_s de la machine, il est caractérisé par :

$$\begin{cases} \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r \end{cases} \quad (1.32)$$

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

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continues. [078]

II.5)- Modèle d'état:

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques V_{sd} et V_{sq} et comme perturbation le couple résistant C_r . Elle peut être

décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statoriques et les flux rotoriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$). [04]

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \cdot \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \cdot \frac{di_{r\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + L_r \cdot \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \cdot \frac{di_{r\alpha}}{dt} - \omega \cdot L_r \cdot i_{s\beta} - \omega \cdot M \cdot i_{s\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r \cdot i_{r\beta} + L_r \cdot \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \cdot \frac{di_{r\beta}}{dt} + \omega \cdot L_r \cdot i_{s\alpha} + \omega \cdot M \cdot i_{s\alpha} \end{cases} \quad (1.35)$$

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

$$[\dot{X}] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (1.36)$$

[X] : Vecteur d'état.

[U] : Vecteur de commande.

[A] : matrice d'évolution d'état du système.

[B] : matrice de système de commande.

a. Mise en équation du modèle d'état:

❖ le système d'axe (α, β):

Le vecteur d'état ave: $[X] = [\dot{i}_{s\alpha} \quad \dot{i}_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}]$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left[\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot T_r}\right] & 0 & \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma \cdot T_r} & \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \cdot \omega \\ 0 & -\left[\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot T_r}\right] & -\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \cdot \omega & \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma \cdot T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T} & \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T} \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.T_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma.T_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

$$[U] = [V_{ds} \quad V_{qs} \quad 0 \quad 0]$$

Avec :

$$\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_s.L_r}\right) \quad : \text{Coefficient de dispersion de Blondel;}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad : \text{Constante de temps statorique;}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad : \text{Constante de temps Rotorique;}$$

$$M \quad : \text{L'induction mutuelle ;}$$

❖ le système d'axe (d,q):

$$\text{Le vecteur d'état ave: } [X] = [\dot{i}_{sd} \quad \dot{i}_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq}] ;$$

$$[U] = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad 0 \quad 0] ;$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left[\frac{1}{\sigma.T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma.T_r}\right] & \omega_s & \frac{1-\sigma}{M.\sigma.T_r} & \frac{1-\sigma}{M.\sigma} \cdot \omega \\ \omega_s & -\left[\frac{1}{\sigma.T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma.T_r}\right] & -\frac{1-\sigma}{M.\sigma} \cdot \omega & \frac{1-\sigma}{M.\sigma.T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_s - \omega & -\frac{1}{T} \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

La matrice de commande reste la même [B].

b. Couple électromagnétique:❖ le système d'axe (α, β):

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{\alpha r} i_{\beta s} - \Phi_{\beta r} i_{\alpha s}) \quad (1.40)$$

❖ le système d'axe (d, q):

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \quad (1.41)$$

c. Equation du mouvement:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \Omega \quad (1.42)$$

III)-SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE:

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de la machine dont les équations (1.36)(1.37)(1.38)(1.40)et(1.42). L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel à partir du quel les tensions simples d'alimentation, nous permettent de déterminer les grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur.

Caractéristiques du moteur :

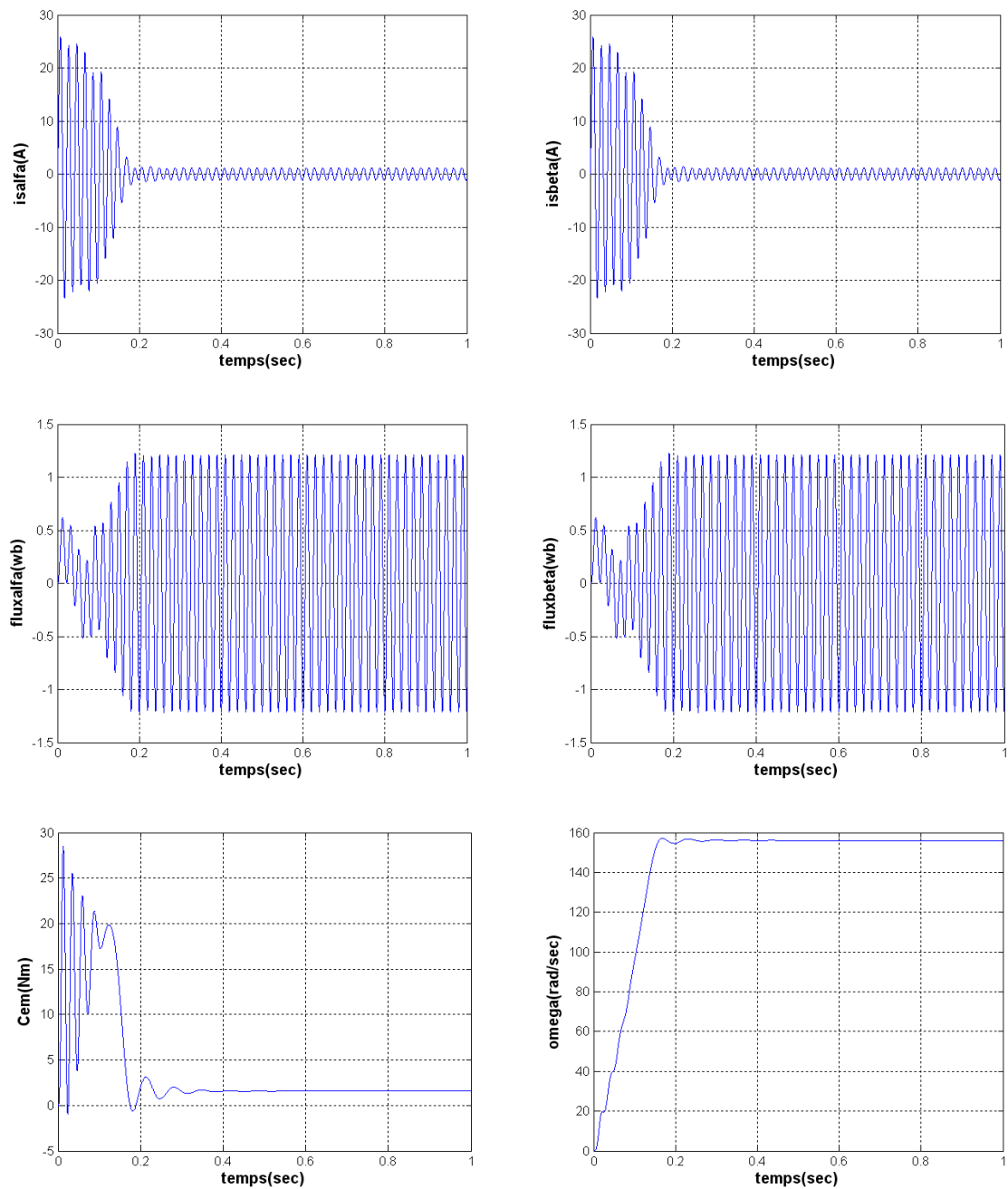
$$\omega_{nom}=73.3 \text{ rad/sec} \quad \phi_{raB}=1.14 \text{ WB} \quad T_{nom}=7 \text{ Nm}$$

$$R_s=7.0 \Omega \quad R_r=3.6 \Omega$$

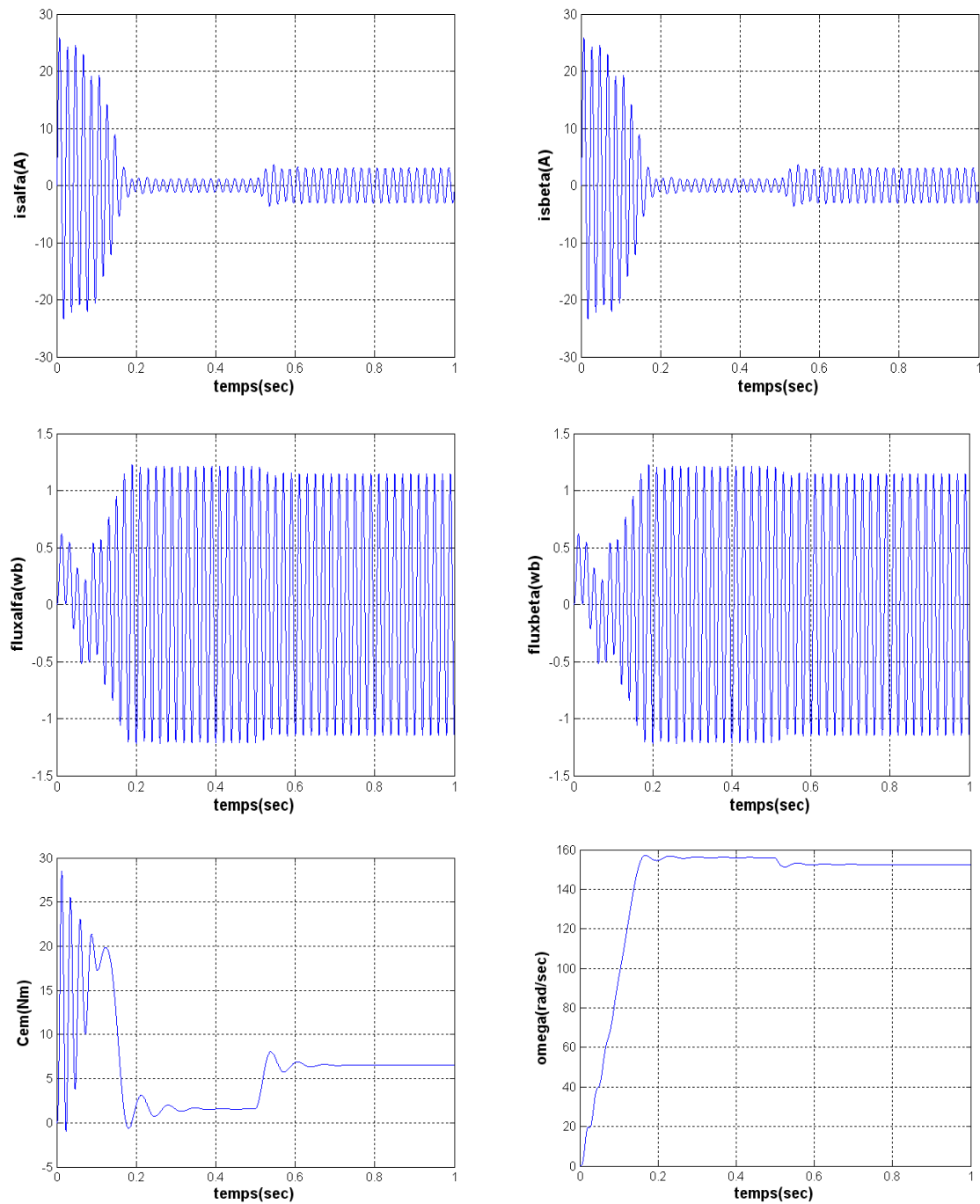
$$L_s=0.47 \text{ H} \quad L_r=0.47 \text{ H} \quad L_{\sigma}=0.44 \text{ H}$$

$$P=2 \quad f_r=0.04 \text{ Nms} \quad J=0.06 \text{ Kgm}^2$$

III.1)-Résultats de la simulation:



Figure(1.6):Résultats de simulation de la M.AS en démarrage à vide.



Figure(1.7):Résultats de simulation de la M.AS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide.

III.2)- Interprétation des courbes:

Les courbes de la figure (1.6) représentent les résultats de simulation pour un démarrage à vide ($C_r=0$) de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β) lié au stator .

L'examen de ces courbes permet d'avoir un temps d'établissement de toutes les grandeurs. La vitesse en régime permanent se stabilise à (156.07rad/sec) puisque le moteur possède 2 paires de pôles. Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatoire. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de six fois le couple nominal. Ceci explique le bruit engendré par la partie mécanique et après disparition du régime transitoire, il tend vers zéro .Il y a un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage, égal à 5 fois environ le courant nominal.

On a introduit un couple de charge $C_r= 5 \text{ N.m}$ à $t=0.5\text{sec}$ qu'il correspondait la figure (1.7), On constate que cette introduction a provoqué une diminution de la vitesse de rotation. Pour le courant, il y'a une augmentation après l'application du couple de charge.

IV)-CONCLUSION:

Dans ce chapitre, différentes approches de modélisation de la machine asynchrone ont été présentées brièvement, l'accent étant mis sur les modèles biphasés représentés dans des repères tournant et fixe. Le choix de cette représentation permet de modéliser la machine sous forme d'un modèle d'état qu'on peut utiliser pour la commande.

La simulation du modèle de la machine asynchrone nous permet de valider le modèle établi et de montrer notamment le caractère bien connu de la non linéarité entre les grandeurs flux et couple spécialement lorsque une charge (perturbation) est appliquée.

Chapitre II: commande prédictive

I)-Introduction:

La commande prédictive est une méthode relativement récente, qui n'a connu un réel essor que depuis le milieu des années 80, grâce aux travaux de D.W. Clarke et de son équipe à Oxford.[14]

Toutefois cette technique de commande, que l'on peut rattacher à la famille des commandes prédictives par modèle (*Model predictive control*) suscite un intérêt dans le domaine industriel depuis la fin des années 70.

En effet en 1978, J. Richalet et al. publient les premiers résultats obtenus dans des applications industrielles, en 1979 des ingénieurs de la Shell, C.R. Cutler et D.M. Prett font part de leur expérience sur un craqueur catalytique. En 1982, R.M.C.D Keyser, puis en 1984 B.R. Ydstie proposent leur propre approche et leur apport à ce type de technique. C'est en 1985 que D.W. Clarke et al. présente la première version de la **Commande Prédictive Généralisée** (GPC). Il faut attendre 1987, pour voir les premiers résultats obtenus par J. Richalet et al. sur des systèmes électro-mécaniques rapides, tels que des commandes d'axes d'un robot.

Si, comme nous l'avons rappelé, la commande prédictive a connu très tôt un vif engouement dans le secteur de l'industrie chimique et prédictive une des raisons tient en partie au fait que c'est la seule technique fournissant une méthodologie susceptible de prendre en compte d'une façon systématique les contraintes lors de la conception et de l'implantation de la loi de commande.[14]

Dans ce chapitre, nous allons voir deux types de structures prédictives apportant des réponses à plusieurs problèmes (la commande prédictive généralisée et la commande prédictive en cascade)

I.1)- philosophie de la commande prédictive

La philosophie de la commande prédictive est donc, connaissant la sortie du processus à commander, de déterminer la commande permettant de lui faire rallier la consigne selon une trajectoire prédéfinie (trajectoire de référence) sur la sortie du processus en accord avec la figure (2.1).[09][10]

Pour une consigne connue ou précalculée (au moins sur un certain horizon), il est ainsi possible d'exploiter pleinement les informations de trajectoires prédéfinies situées dans le futur, puisque le but de la stratégie prédictive est de faire coïncider la sortie du processus avec cette consigne dans le futur, sur un horizon fini.

C'est pourquoi cette méthode apparaît tout indiquée dans les problèmes de poursuite et plus spécialement de suivi de trajectoire. C'est le cas de nombreux servomécanismes et notamment de la commande d'axes en machine outil ou en robotique, domaines où les trajectoires à suivre sont parfaitement connues.[14]

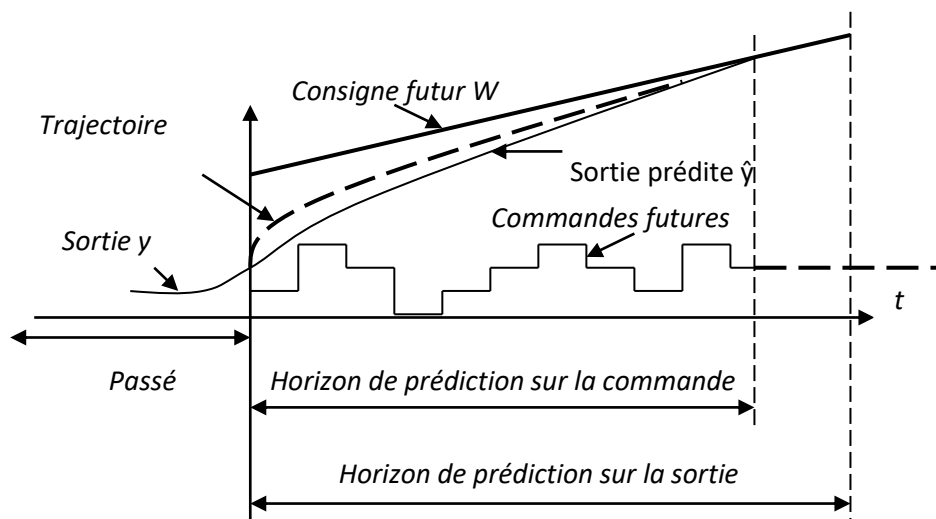


Figure (2.1): Diagramme temporel de la prédiction à horizon fini.

I.2)- Principe de fonctionnement de GPC:

La mise en oeuvre de ce concept nécessite la considération des points suivants [16].

- 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. Cette particularité permet de classer la commande prédictive dans la grande famille des commandes à base de modèles, dite 'MBC' (Model Based Control).
- Élaboration d'une séquence de commandes futures. Elle est obtenue par minimisation d'une fonction de coût quadratique, sur un horizon fini, portant sur les erreurs de prédiction futures, écarts entre la sortie prédite du système et la consigne ou une trajectoire de référence future, et sur un terme dépendant de la commande. Le rôle du calculateur est de générer cette commande, qui sera optimale au sens du critère précédent. La figure (2.2) illustre le principe de la commande prédictive, où l'on observe les commandes $u(k)$ à appliquer au système pour obtenir le ralliement autour de la consigne $w(k)$. [10]

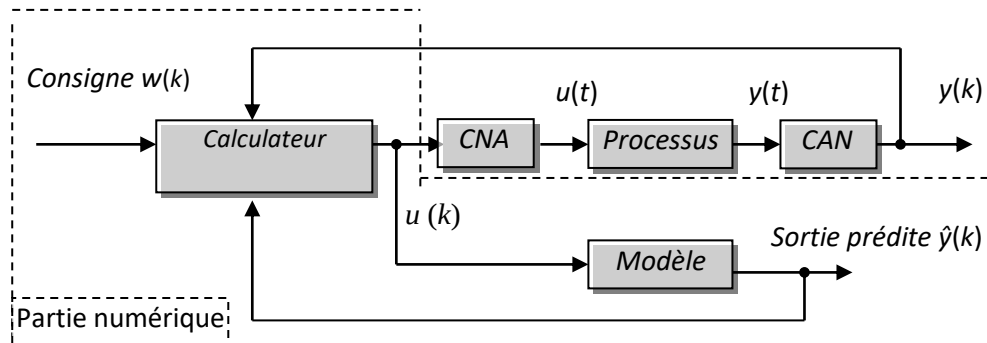


Figure (2.2): Schéma de principe d'une commande prédictive à base de modèle.

II)-Commande prédictive généralisée (GPC) :

Le but de ce chapitre est de développer les versions de GPC sous une forme dite "algorithmique".

II.1)-Algorithme GPC:

II.1.1)-Définition du modèle du système :

La commande prédictive nécessite, comme nous avons indiqué, 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 [08].

La loi de commande prédictive n'est pas astreinte à un type de représentation particulier, mais historiquement adapte de préférence une forme de représentation du système de type polynomial entrée-sortie. Le système est alors représenté sous la forme CARMA (Controlled AutoRegressive Moving Average), [14] correspondant à la figure (2.3), dont l'expression est:

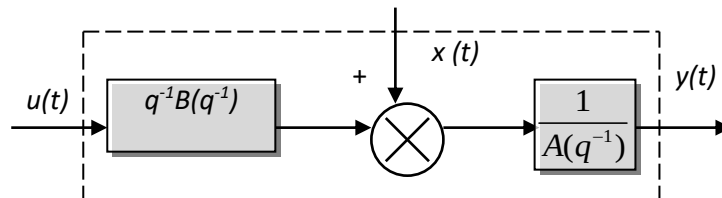


Figure (2.3) : Représentation CARMA du modèle numérique

Donc:

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) + x(t) \quad (2.1)$$

avec :

y : sortie

u : commande appliquée à l'entrée

$x(t) = C(q^{-1}) \zeta(t)$: terme lié aux perturbations.

ζ : séquence aléatoire centrée non corrélée avec l'entrée

q^{-1} : opérateur retard.

Les polynômes A et B sont définis par:

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{n_a} q^{-n_a} \\ B(q^{-1}) &= b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{n_b} q^{-n_b} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Une autre modélisation possible correspond à l'équation :

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) + C(A^{-1}) \frac{\xi}{\Delta(q^{-1})} \quad (2.3)$$

Avec : $\Delta(q^{-1})=1-q^{-1}$ est différence.

Pour des raisons de simplicité, on a pris $C(q^{-1})=1$

Cette relation nous donne le modèle CARMA du système :

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = z^{-1} \frac{\sum_{j=0}^{n_b} b_j z^{-j}}{1 + \sum_{j=1}^{n_a} a_j z^{-j}} = z^{-1} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (2.4)$$

Elle est donc équivalente à la relation faisant intervenir la fonction de transfert discrète liant la commande à la sortie.

La fonction de transfert discrète que l'on peut déduire est alors:

$$\frac{Y(z)}{\Delta_1 U(z)} = z^{-1} \frac{B(z^{-1})}{\Delta_1(z^{-1})A(z^{-1})} \quad (2.5)$$

Remarque

le but de cette modélisation étant d'introduire un intégrateur dans la fonction de transfert et donc d'annuler toute erreur statique vis-à-vis d'une consigne constante.

II.1.2)-Recherche du prédictateur optimal:

L'un des points fondamentaux de la méthodologie prédictive est la recherche d'une équation de prédiction afin de prévoir le comportement du processus dans le futur. Pour cela, posons $y(t+j|t)$ la sortie estimée à l'instant $t+j$, connaissant la sortie à l'instant présent t . Cette sortie estimée peut se décomposer de la façon suivante[15]:

$$\hat{y}(t + j/t) = \sum_{i=1}^j g_i \Delta u(t + j - i) + \rho_j \quad (2.6)$$

$$\text{Où } \rho_j = \sum_{i=j+1}^{\infty} g_i \Delta u(t + j - i)$$

Le premier terme représente la réponse forcée et correspond aux incréments de commandes futures et présente, les ρ_j représente la réponse libre et sont dus aux incréments de commandes passées, les $\{g_i\}$ étant les coefficients de la réponse indicielle du système définis par $g_i = s_1(iT_e)$ et s_1 la réponse indicielle du système continu.

Si l'on note $y^*(t+j)$ la réponse libre (entrée nulle) à partir des conditions initiales à l'instant t , on peut écrire en fonction des incréments de commandes passées [08]:

$$\rho_j = y^*(t + j) = \sum_{i=0}^{\infty} g_i \Delta u^*(t + j - i) \quad (2.7)$$

avec :

$$\Delta u^*(t + j - 1) \equiv 0 \quad \text{pour } i \leq j$$

Ou encore :

$$\rho_j = y^*(t + j) = y^*(t) + \sum_{i=1}^j \Delta y^*(t + i)$$

soit finalement la relation récurrente liant les ρ_j :

$$\rho_j = \rho_{j-1} + y^*(t + j) \quad (2.8)$$

Les incréments de réponse libre sont obtenus à partir de modèle par:

$$A(q^{-1})\Delta y^*(t + j) = B(q^{-1})\Delta u^*(t + j - 1) \quad (2.9)$$

$$\text{tel que : } \Delta u^*(t + j) \equiv 0 \quad \text{pour } j \geq 0$$

Résumé:

Le calcul de la réponse à effectuer itération est donné par les expression récurrentes suivantes:

$$\Delta y^*(t+j) = \sum_{i=j}^{n_b} b_i \Delta u(t+j-i) - \sum_{i=1}^{n_a} a_i \Delta y^*(t+j-i)$$

$$\rho_j = \rho_{j-1} + \Delta y^*(t+j) \quad \text{avec } \rho_0 = y(t)$$

En effet, dans le cas "adapté" $y^*(t) = y(t)$, sinon on assure ainsi le recalage du modèle sur le système .

Grâce à ces résultats, il est possible de calculer l'estimée de la sortie sans avoir à mettre en œuvre des relations nécessitant la résolution d'équations Diophantines .C'est ce que l'on appelle la version algorithmique, pour laquelle on ne recherche pas de forme équivalente du régulateur par fonction de transfert.[08]

Sur un horizon de prédiction donnée N, il est possible de transcrire l'équation (2.6) sous la forme matricielle. Posons alors:

$$y_N = [y(t+1) \dots y(t+N)]^T \quad \text{sorties futures estimées}$$

$$u_N = [\Delta u(t) \dots \Delta u(t+N-1)]^T \quad \text{incrément des commandes futures}$$

$$\rho_N = [\rho_1 \dots \rho_N]^T$$

L'équation de prédiction matricielle se résume finalement à la relation:

$$Y_N = G_N u_N + \rho_N \quad (2.10)$$

Où G_N est la matrice des coefficients de la réponse indicielle du modèle:

$$G_N = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ g_2 & g_1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{N-1} & g_{N-2} & g_{N-3} & \dots & 0 \\ g_N & g_{N-1} & g_{N-2} & \dots & g_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{1\ 1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ s_{1\ 2} & s_{1\ 1} & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{1\ N-1} & s_{1\ N-2} & s_{1\ N-3} & \dots & 0 \\ s_{1\ N} & s_{1\ N-1} & s_{1\ N-2} & \dots & s_{1\ 1} \end{bmatrix}$$

avec : $s_{1k} = s_1(kT_e)$.

II.1.3)-Expression du critère sous forme analytique:

Une fois définie l'équation de prédiction, la méthode suppose la minimis d'un critère quadratique de la forme :

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} [w(t+j) - \hat{y}(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} \Delta u(t+j-1)^2 \quad (2.11)$$

Où l'on suppose :

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

avec :

$\hat{y}$: sortie prédite;

Δu : incrément de commande;

w : consigne;

N_1, N_2 : horizon de prédiction sur la sortie;

N_u : horizon de prédiction sur la commande;

λ : facteur de pondération sur la commande;

-Le critère (2.11) comprend un terme quadratique sur l'erreur et sur l'incrément de commande. Sa minimisation analytique fournit la séquence de commandes futures dont seule la première sera effectivement appliquée :

L'expression du critère appelle plusieurs remarques :

- Si l'on dispose effectivement des valeurs de la consigne dans le futur, on utilise toutes ces informations entre les horizons N_1 et N_2 de façon à faire converger la sortie prédite vers cette consigne.
- On retrouve l'aspect incrémental du système en considérant Δu dans le critère.
- 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.[14]

II.1.4)-Expression de critère sous forme matricielle:

Le critère précédemment introduit sous forme analytique (2.11) peut également s'écrire sous forme matricielle. Ainsi, en tenant compte de (2.10) et en effectuant la prédiction sur la

sortie non plus entre 1 et N , mais entre N_1 et N_2 d'une part, et en introduisant l'horizon de commande N_u d'autre part, on a :

$$J = (G \tilde{u} + \rho - w)^T (G \tilde{u} + \rho - w) + \lambda \tilde{u}^T \tilde{u} \quad (2.12)$$

avec :

$$w = [w(t+N_1) \dots w(t+N_2)]^T;$$

$$\hat{Y} = [\hat{Y}(t+N_1) \dots \hat{Y}(t+N_2)]^T;$$

$$\tilde{u} = [\Delta u(t) \dots \Delta u(t+N_u-1)]^T;$$

$$G = \begin{bmatrix} s_{1 N_1} & s_{1 N_1-1} & s_{1 N_1-2} & \dots & \dots \\ s_{1 N_1+1} & s_{1 N_1} & s_{1 N_1-1} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{1 N_2} & s_{1 N_2-1} & s_{1 N_2-2} & \dots & s_{1 N_2-N_u+1} \end{bmatrix};$$

$$\rho = [\rho_{N_1} \dots \rho_{N_2}]^T;$$

G est une matrice de dimension $(N_2-N_1+1) \times N_u$.

Le solution optimale est ensuite obtenue par dérivation de (2.12) par rapport au vecteur des incréments de commande :

$$\begin{aligned} J &= [\tilde{u}^T G^T + (\rho - w)^T] [G \tilde{u} + (\rho - w)] + \lambda \tilde{u}^T \tilde{u} \\ &= \tilde{u}^T [G^T G + \lambda I_{N_u}] \tilde{u} + \tilde{u}^T G^T (\rho - w) + (\rho - w)^T G \tilde{u} + (\rho - w)^T (\rho - w) \\ \frac{\partial J}{\partial \tilde{u}} &= 2[G^T G + \lambda I_{N_u}] \tilde{u} + 2G^T(\rho - w) \equiv 0 \end{aligned}$$

soit la solution optimal:

$$\tilde{u}_{opt} = [G^T G + \lambda I_{N_u}]^{-1} G^T (w - \rho) \quad (2.13)$$

Il apparaît ainsi que la matrice $G^T G$ est de dimension $N_u \times N_u$ et $\tilde{u}_{opt}$ de dimension $N_u \times 1$. [08]

Considérons le cas particulier où N_u vaut 1; des simplifications peuvent alors être apportées:

La matrice $G^T G$ devient scalaire;

$$\tilde{u}_{opt} = \frac{G^T (w - \rho)}{[G^T G + \lambda]} = \frac{s_1^T (w - \rho)}{[G^T G + \lambda]},$$

soit la solution donnant la commande à appliquer à l'instant présent :

$$u(t) = u(t-1) + \frac{s_1^T (w - \rho)}{[G^T G + \lambda]} \quad (2.14)$$

avec : $s_1 = [s_1 N_1 \quad s_1 N_1 + 1 \quad \dots \quad s_1 N_1]^T$.

Le fonctionnement général de l'algorithme est récapitulé figure 2.2.

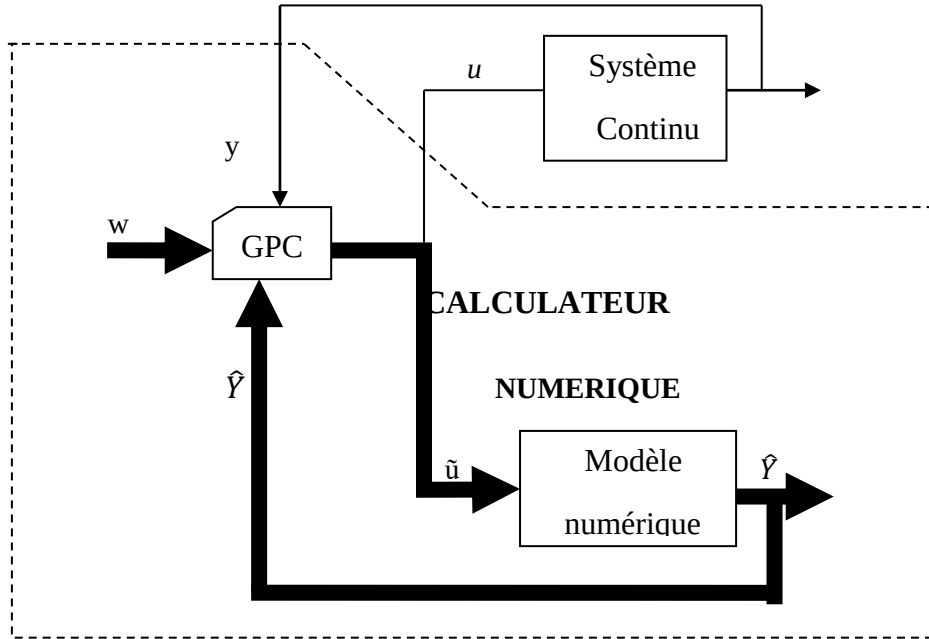


Figure (2.4): Elaboration des séquences de commande GPC.

II.2.)-Résultats de la simulation:

L'algorithme GPC est appliqué à la commande en vitesse d'une machine asynchrone dont les résultats d'identification ont été présentés au troisième chapitre, donc on s'intéresse initialement au transfert 'couple-vitesse'.

La fonction de transfert couple-vitesse issue de l'équation mécanique peut être représentée dans le plan continu par le transfert suivant :

$$H(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}^*} = \frac{1}{Js + f} = \frac{1/f}{(J/f)s + 1} \quad (2.15)$$

Les résultats de simulation sont donnés sur la base des paramètres de la machine asynchrone avec les caractéristiques principales suivantes:

Pour le jeu de paramètres suivants: $N_1 = 1$, $N_2 = 8$, $N_u = 1$, $\lambda = 200$.

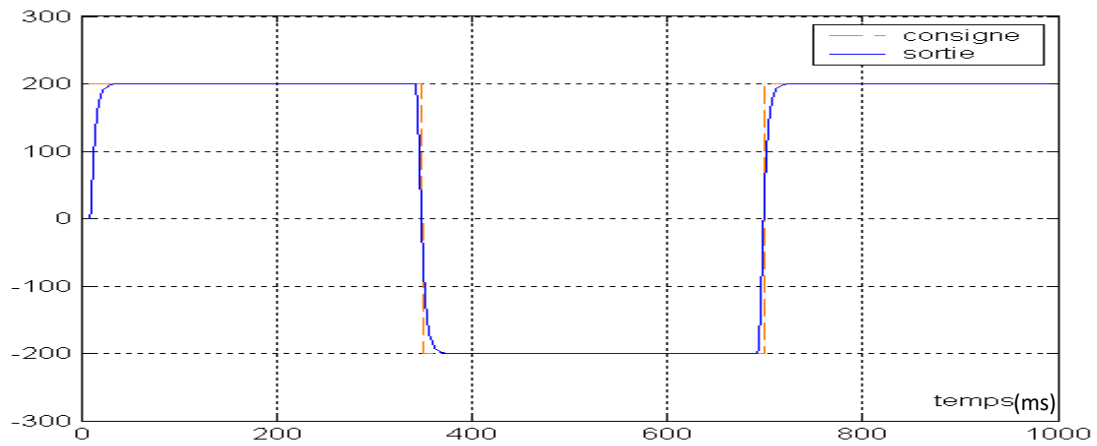


Figure (2.5):commande en vitesse d'un moteur asynchrone.

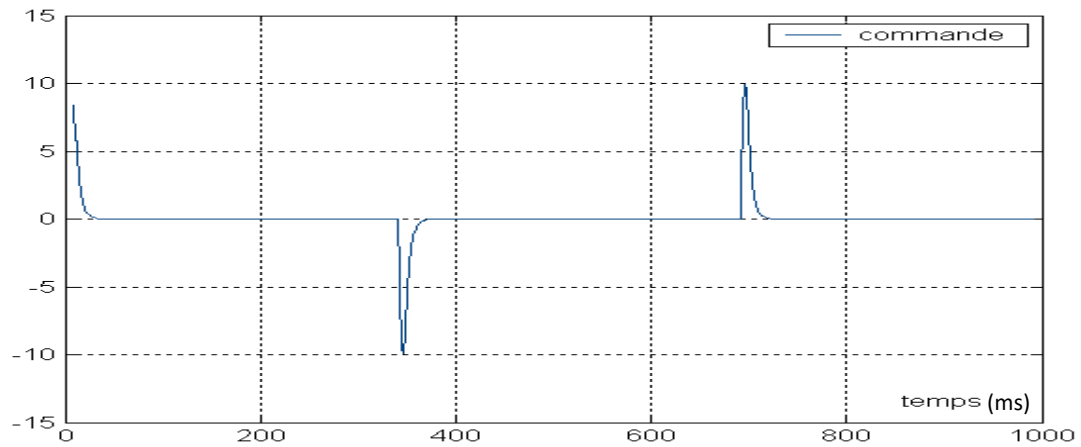


Figure (2.6):vitesse du moteur asynchrone.

Les courbes des figures 2.4, 2.5 et 2.6 obtenues en simulation montrent la réponse du moteur à un échelon de vitesse de 200 rad/s (soit 2000 tr/min) .

Remarque

L'aspect anticipatif de la commande prédictive est clairement mis en évidence en comparant le signal de consigne et l'allure de la réponse en vitesse .

III)-Commande Prédictive Généralisée Cascade (GPCC):

Cette nouvelle approche a été mise au point pour essayer de combiner les avantages de la commande prédictive ,à savoir possibilité de créer un effet d'anticipation ,à ceux d'une structure cascade ,très utilisée pour améliorer notamment le rejection des perturbations dans les boucles internes .Grâce à cette structure , plusieurs variables pourront être commandées en même temps.

Pour simplifier la présentation , on n'envisagera ici qu'une structure à deux boucles , corrigées chacune par un algorithme de commande prédictive , en supposant que l'on ait pu au préalable décomposer le système en deux sous-systèmes notés respectivement système interne et système externe .

Le schéma de principe de cette structure est donné figure(2.7).

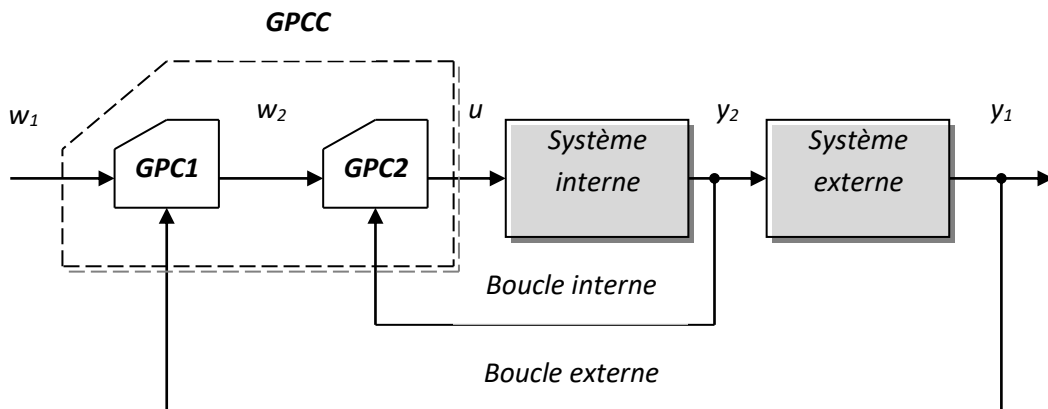


Figure (2.7):: Structure d'une Commande Prédictive Généralisée Cascade .

avec les notations suivantes utilisées par la suite:

w_1 : consigne du système global;

w_2 : consigne du système interne ou consigne interne;

u : commande appliquée sur l'ensemble du système ;

y_1 : sortie du système global;

y_2 : sortie du système interne;

Sur cette figure, on voit apparaître immédiatement qu'il est **impossible de définir un modèle de représentation entre la sortie w_2 du GPC1 et la sortie y_1** car ce modèle s'avère être fonction de GPC2. Les seuls modèles disponibles seront donc ceux correspondant aux deux sous-systèmes:

III.1)-définition des modèles:

Le système se trouve décomposé en deux parties auxquelles on va faire correspondre un modèle propre :

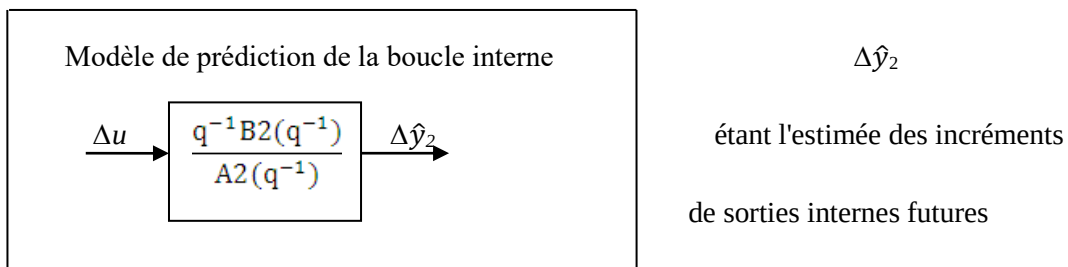
$$\text{-pour le modèle interne : } y_2(t) = \frac{q^{-1}B_2(q^{-1})}{A_2(q^{-1})}u(t) \quad (2.16)$$

$$\text{-pour le modèle externe : } y_1(t) = \frac{B_1(q^{-1})}{A_1(q^{-1})}y_2(t) \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} \text{-pour le modèle global : } y_1(t) &= \frac{q^{-1}B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(t) \\ &= \frac{q^{-1}B_2(q^{-1})}{A_2(q^{-1})} \frac{B_1(q^{-1})}{A_1(q^{-1})}u(t) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Pour palier l'absence de modèle entre w_2 et y_1 , on doit faire l'hypothèse que la boucle interne est suffisamment rapide pour être transparente vis-à-vis de la boucle externe ou u approximée par un retard pur d'une période d'échantillonnage. Cette hypothèse s'avère peu

contraignante si la structure est correctement bâtie. De fait, le modèle de prédiction pour la boucle externe est composé uniquement du modèle externe.[14]



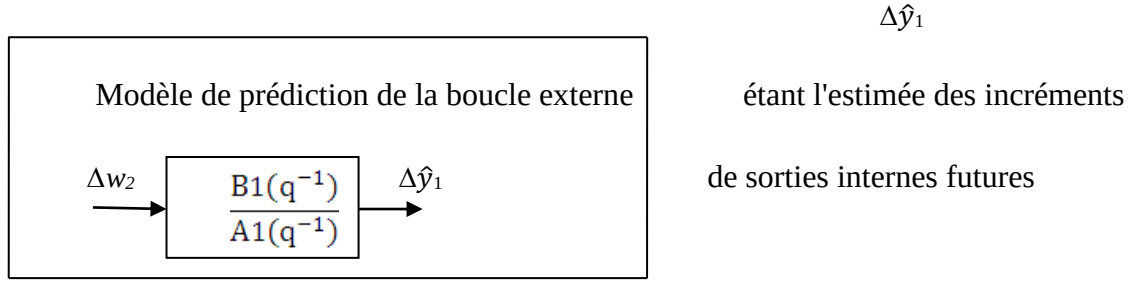


Figure (2.8): Modèles utilisés pour la prédiction.

Les deux modèles définis par les équations (2.16) et (2.17) sont donc utilisés pour prédire le comportement du système. Ainsi, si l'on note Δu les incréments calculés de la commande future et Δw_2 les incréments calculés de la consigne interne future, on a les représentations de la figure (2.8).

III.2)-Expression des critères:

La philosophie reste la même que celle du GPC de base, mais il faudra ici minimiser deux fonctions de cout J_1 et J_2 :

$$\begin{cases} J_1 = \sum_{j=N_{11}}^{N_{21}} [w_1(t+j) - \hat{y}_1(t+j)]^2 + \lambda_1 \sum_{j=1}^{N_{u1}} \Delta w_2^2(t+j-1) \\ J_2 = \sum_{j=N_{12}}^{N_{22}} [w_{2\ opt}(t+j) - \hat{y}_2(t+j)]^2 + \lambda_2 \sum_{j=1}^{N_{u1}} \Delta u^2(t+j-1) \end{cases} \quad (2.19)$$

Le résultat de la minimisation du critère externe fournit la séquence optimisée de la consigne interne $w_{2\ opt}$. Cette séquence est ensuite directement réutilisée niveau de minimisation interne pour élaborer la commande appliquée sur le processus u_{opt} .

III.3)-Résolution de GPCC:

Les notations utilisées dans cette partie sont les suivantes :

$$\hat{y}_1 = [\hat{y}_1(t+N_{11}) \ \hat{y}_1(t+N_{11}+1) \dots \dots \hat{y}_1(t+N_{21})]^T$$

$$\hat{y}_2 = [\hat{y}_2(t+N_{12}) \ \hat{y}_2(t+N_{12}+1) \dots \dots \hat{y}_2(t+N_{22})]^T$$

$$w_1 = [w_1(t+N_{11}) \ w_1(t+N_{11}+1) \dots \dots w_1(t+N_{21})]^T$$

$$w_2 = [w_2(t+N_{12}) \ w_2(t+N_{12}+1) \dots \dots w_2(t+N_{22})]^T$$

$$\tilde{w}_2 = [\Delta w_2(t) \Delta w_2(t+1) \dots \Delta w_2(t+N_{u1}-1)]^T$$

$$\tilde{u} = [\Delta u(t) \Delta u(t+1) \dots \Delta u(t+N_{u2}-1)]^T$$

$$\rho_1 = [\rho_1 N_{11} \rho_1 N_{11} + 1 \dots \rho_1 N_{21}]^T$$

$$\rho_2 = [\rho_2 N_{12} \rho_2 N_{12} + 1 \dots \rho_2 N_{22}]^T$$

- A l'aide des définitions vectorielles précédentes, il est possible d'écrire les deux équations de prédiction sous forme matricielle:

$$\begin{cases} \hat{y}_1 = G_1 \tilde{w}_2 + \rho_1 \\ \hat{y}_2 = G_2 \tilde{u} + \rho_2 \end{cases} \quad (2.20)$$

ou G_1 et G_2 sont les matrices de régime indiciel des deux sous-systèmes.

- Les critères (2.4) peuvent ensuite s'écrire sous forme matricielle :

$$\begin{cases} J_1 = [G_1 \tilde{w}_2 + \rho_1 - w_1]^T [G_1 \tilde{w}_2 + \rho_1 - w_1] + \lambda_1 \tilde{w}_2^T \tilde{w}_2 \\ J_2 = [G_2 \tilde{u} + \rho_2 - w_2]^T [G_2 \tilde{u} + \rho_2 - w_2] + \lambda_2 \tilde{u}^T \tilde{u} \end{cases} \quad (2.21)$$

- La solution optimale est enfin obtenue en minimisant dans un premier temps J_1 puis avec ce résultat, la minimisation de J_2 fournit la commande appliquée sur le système:

$$\begin{cases} J_1 \Rightarrow \tilde{w}_{2 \text{ opt}} = [G_1^T G_1 + \lambda_1 I_{N_{u1}}]^{-1} G_1^T [w_1 - \rho_1] \\ J_2 \Rightarrow \tilde{u}_{\text{opt}} = [G_2^T G_2 + \lambda_2 I_{N_{u2}}]^{-1} G_2^T [\tilde{w}_{2 \text{ opt}} - \rho_2] \end{cases} \quad (2.23)$$

À partir de la séquence de commande obtenue, il faut bien sûr extraire la seule commande retenue:

$$u_{\text{opt}}(t) = u_{\text{opt}}(t-1) + 1^{\text{ère}} \left\{ [G_2^T G_2 + \lambda_2 I_{N_{u2}}]^{-1} G_2^T [w_{2 \text{ opt}} - \rho_2] \right\} \quad (2.24)$$

III.4)-Résultats de la simulation:

Nous avons appliqué l'algorithme GPCC à la commande de la vitesse et de la position de notre moteur asynchrone. La fonction de transfert vitesse-position représente le modèle externe, alors que le bouclage couple-vitesse représente le modèle interne.

La relation vitesse-position étant un intégrateur modélisé par :

$$\frac{\theta(t)}{\Omega(t)} = \frac{T_e}{2} \frac{1+q^{-1}}{1-q^{-1}} \quad (2.25)$$

La caractéristiques du moteur est meme caractéristiques de moteur danne le chapitre I.

Les paramètres de réglage pour la boucle interne de vitesse sont conservés (N12=1, N22=25 , Nu2 =1, λ_2 =165) et pour la boucle externe de la position, les paramètres de réglage sont pris (N11=1 , N21 =15 , Nu1 =1, λ_1 =0.001).

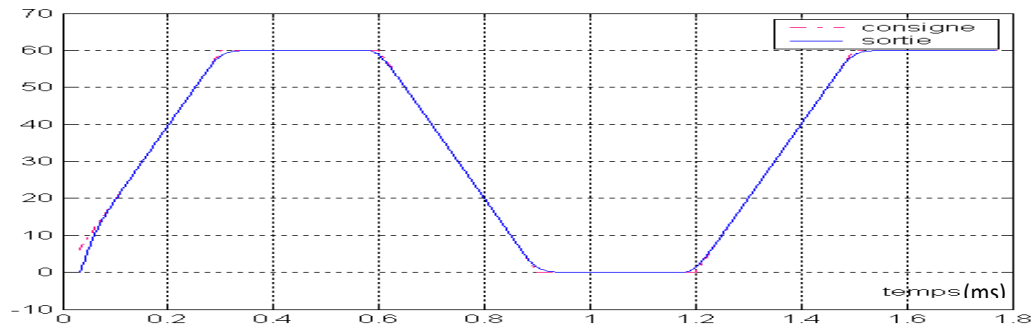


Figure (2.9):consigne de position et sortie position du moteur.

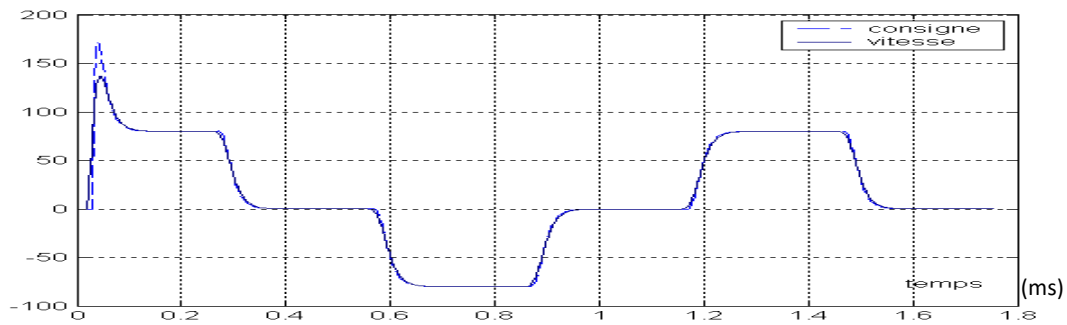


Figure (2.10):consigne de vitesse (générée) et sortie vitesse du moteur.

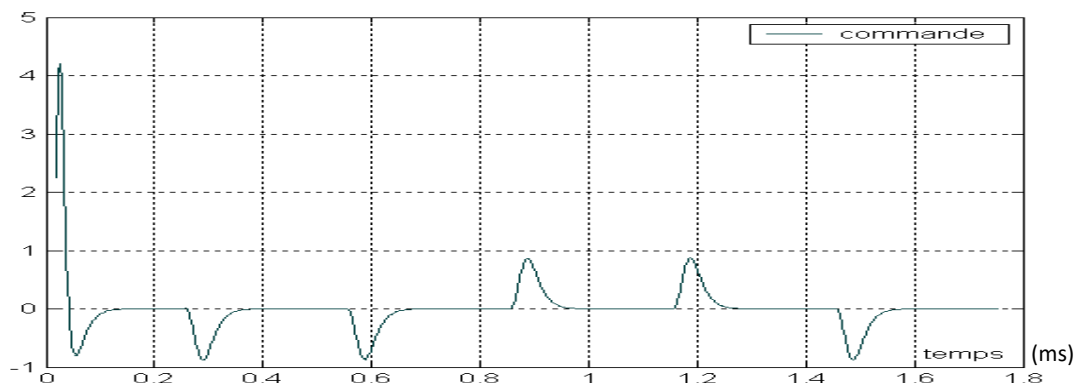


Figure (2.11):commande couple appliquée au moteur.

Les courbes des figures (2.9)à (2.10) montrent en simulation la réponse du moteur à un trapèze de 60 rad sur la position et une montée en vitesse de 200 rad/s. Elles illustrent l'aspect prédictif du GPCC de position, ainsi que le bon réglage de la structure cascade, puisque la boucle interne est transparente pour la boucle externe, la consigne interne étant confondues.

IV)-Conclusion:

Ce chapitre nous a permis de développer le principe de la commande prédictive et mettre l'accent sur une grande variété de techniques à base de GPC .

Grâce à la commande prédictive en forme cascade, plusieurs variables pourront être commandées en même temps. La prise en compte de l'information sur les mesures internes permet d'améliorer la qualité de prédiction et surtout les performances dynamiques notamment la dynamique de réjection des perturbations dans les boucles internes.

Avec la modélisation de la machine asynchrone du premier chapitre, nous allons voir la possibilité d'associer de manière efficace les propriétés de la commande non linéaire aux régulateurs de la commande prédictive en cascade.

Chapitre III :

Commande prédictive non linéaire en cascade

I)- Introduction:

Ce chapitre présente la mise en œuvre d'une autre stratégie de commande prédictive non linéaire (CPN) pour résoudre le problème de poursuite de trajectoires. Dans le chapitre trois, une loi de commande prédictive est appliquée au moteur pour permettre aux sorties (vitesse et norme de flux) de suivre les trajectoires désirées. La conception du modèle de prédiction est réalisée à partir d'un développement mathématique sur le modèle de la machine, en utilisant les notions de géométrie différentielle sur la commande par linéarisation entrée-sortie. Dans le cas où on s'intéresse à la commande simultanée de la vitesse rotorique, la norme du flux rotorique et le couple électromagnétique, une stratégie de commande en cascade est adoptée, avec une loi de commande non linéaire prédictive multivariable, qui représente la boucle interne, pour le contrôle du couple et du flux. La boucle externe constitue la loi de commande prédictive monovariable pour le contrôle de la vitesse.

Pour surmonter la variation de paramètre et la perturbation de charge, Benyahia et al. [BDB95] et Boucher et al. (BBD97) et aussi Hedjar et al. [HTBD00], [HTBD02], [HTBD03], ont proposé une commande prédictive généralisée cascadée (GPC) combinée avec la linéarisation de couple-flux d'entrée-sortie. Ce chapitre examine l'approche prédictive de commande généralisée non linéaire basée sur une minimisation dynamique d'horizon fini des erreurs de poursuite prédictives avec des contraintes indiquées de rendement de point final, pour atteindre des objectifs de cheminement d'amplitude de flux de couple et de rotor. Dans le cadre d'application de la commande de mouvement (robotique, machine-outil), une extension pour expédier la commande est réalisée avec une structure cascadée.

L'objectif de cette stratégie de commande est de contrôler simultanément le couple électromagnétique, le flux rotorique et la vitesse rotorique à partir d'une structure cascade de commande. Une loi de commande non linéaire multivariable est développée pour la poursuite de trajectoires (couple et norme du flux). Ensuite, une loi de commande prédictive simple, pour la poursuite de la vitesse rotorique, est conçue.

II)-Modélisation Mathématique de la machine asynchrone:

Dans un référentiel diphasé (α, β) fixe par rapport au stator, le modèle d'un moteur asynchrone est défini sous la forme suivante :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g} \mathbf{u}$$

où : $\mathbf{x} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta} \ \omega]^T$

$$\mathbf{u} = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T$$

et : $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$: courant statorique.

$\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$: flux rotorique.

ω : Vitesse.

$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$: tension statorique.

Le fonction vecteur $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ et matrice $\mathbf{g}$ est suivante:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \phi_{r\alpha} + p\omega k \phi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} + \frac{k}{T_r} \phi_{r\beta} - p\omega k \phi_{r\alpha} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{k}{T_r} \phi_{r\alpha} - p\omega k \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{k}{T_r} \phi_{r\beta} + p\omega k \phi_{r\alpha} \\ p \frac{M}{J T_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{(T_r - f\omega)}{J} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{g} = [\mathbf{g}_1 \ \mathbf{g}_2] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3.1)$$

avec: $\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right); k = \frac{M}{\sigma L_s L_r}; \gamma = \frac{1}{\sigma L_r} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}\right); T_r = \frac{L_r}{R_r};$

Les sorties sont la vitesse rotorique et le carré de la norme du flux rotorique.

$$\begin{cases} y_1 = h_1(x) = p \frac{M}{T_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ y_2 = h_2(x) = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 = \phi_r^2 \end{cases} \quad (3.2)$$

avec: y_1 : vitesse rotorique.

y_2 : norme du flux rotorique.

III)-Commande prédictive non linéaire multivariable:

Les fonctions f , g et b sont analytiques. Le choix du carré de la norme du flux est pris pour faciliter seulement le calcul et il n'affecte pas l'étude du système.

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = b(x) \end{cases} \quad (3.3)$$

Le choix de la norme au carré est pris pour faciliter le calcul des dérivées de Lie.

La fonction de coût est définie sur un horizon futur :

$$J = \frac{1}{2} \int_{T_1}^{T_2} (y(t+T) - y_r(t+T))^T (y(t+T) - y_r(t+T)) dt \quad (3.4)$$

où T_r est le temps de prédiction, $y(t+T)$ la prédiction à T pas en avant de la sortie du système et $y_{ref}(t+T)$ la trajectoire de référence au futur. Le terme de pondération de la commande n'est pas inclus dans la fonction de coût (3.4) Cependant, l'effort de commande peut être réalisé en ajustant le temps de prédiction. [11]

L'objectif d'une loi de commande prédictive est de calculer la commande $u(t)$ telle que la sortie au futur du procédé $y(t+T)$ est pilotée proche de $y_{ref}(t+T)$:

$$e(t+T) = y(t+T) - y_{ref}(t+T) \quad (3.5)$$

Cette tâche est accomplie par la minimisation de J est à noter que la fonction de coût est définie sur un horizon au futur, d'où la nécessité de concevoir un modèle de prédiction pour le calcul des sorties au futur. [10]

Dans cette partie, la prédiction des sorties est calculée à partir de l'expansion en série de Taylor, qui est exprimée par les dérivées de Lie. La différentiation de la sortie par rapport au temps est répétée ri fois, pour aboutir à cette équation [11] :

$$y_i(t+T) = h_i(t) + TL_f h_i + \frac{T^2}{2!} L_f^2 h_i + \dots + \frac{T^{r_i}}{r_i!} L_f^{r_i} h_i + \frac{T^{r_i}}{r_i!} L_g L_f^{r_i} h_i u \quad \text{for } i=1, m$$

avec $i = 1, \dots, m$ et r_i est le degré relatif de chaque sortie i , qui est par définition le nombre de fois de différentiation de la sortie jusqu'à ce que l'entrée de commande apparaisse.

Dans le cas du moteur asynchrone, pour les sorties choisies en (3.2), les degrés relatifs de sorties sont $r_1=2$ et $r_2=2$ respectivement.[10]

Dans le cas du moteur asynchrone, pour les sorties le couple et le carré du flux rotorique, les degrés relatifs de sorties sont déterminons de façon suivant :

❖ Pour le couple électromagnétique, le degré relatif est $r_1 = 1$:

$$\begin{cases} y_1(t) = h_1(x) \\ \dot{y}_1(t) = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u_{s\beta}(t) + L_{g_2} h_1(x) u_{s\beta}(t) \end{cases} \quad (3.6)$$

❖ Pour la norme du flux rotorique, le degré relatif est $r_2 = 2$:

$$\begin{cases} y_2(t) = h_2(x) \\ \dot{y}_2(t) = L_f h_2(x) \\ \ddot{y}_2(t) = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) u_{s\alpha}(t) + L_{g_2} L_f h_2(x) u_{s\alpha}(t) \end{cases} \quad (3.7)$$

L'expansion en série de Taylor pour les sorties du moteur $y(t+T)$ d'ordre r , avec ($r_1 = 1$ et $r_2 = 2$), sous forme matricielle est la suivante :

$$y(t+T) = y(t) + V(x, T) + \Lambda(t)W(x)u(t) \quad (3.8)$$

Avec:

$$y(t) = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix}; \quad W(x) = \begin{pmatrix} L_{g_1} h_1 & L_{g_2} h_1 \\ L_{g_1} L_f h_2 & L_{g_2} L_f h_2 \end{pmatrix};$$

$$\Lambda(T) = \begin{pmatrix} T & 0 \\ 0 & \frac{T^2}{2} \end{pmatrix}; \quad V_y(x, T) = \begin{pmatrix} TL_f h_1 \\ TL_f h_2 + \frac{T^2}{2} L_f^2 h_2 \end{pmatrix};$$

La référence au futur $y_{ref}(t+T)$ n'est pas prédéfinie, un calcul similaire est utilisé pour trouver la prédiction approximativement. à partir de l'expansion en série de Taylor on obtient[15] :

$$y_{ref}(t+T) = y_{ref}(t) + d(t, T) \quad (3.9)$$

Où :

$$y_{ref}(t+T) = \begin{pmatrix} y_{ref1} \\ y_{ref2} \end{pmatrix}; \quad d(t, T) = \begin{pmatrix} T\dot{y}_{ref1} \\ T\dot{y}_{ref2} + \frac{T^2}{2}\ddot{y}_{ref2} \end{pmatrix};$$

En utilisant (5.8) et (5.9), l'erreur de poursuite à l'instant $(t+T)$ à partir l'équation (5.4) peut être défini en fonction la commande $u(t)$ [10]:

$$\begin{aligned} e(t+T) &= y(t+T) - y_{ref}(t+T) \\ &= e(t) + V_y(x, T) - d(t, T) + \Lambda(T)W(x)u(t) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Pour trouver la commande actuelle $u(t)$ qui améliore l'erreur de poursuite , nous considérons un fonction de coût , que pénalise l'erreur de poursuite à $(t+T)$ et la commande, de la forme suivante [16]:

$$J(x, u) = \frac{1}{2} e^T(t+T)Qe(t+T) + \frac{1}{2} u^T(t)Ru(t) \quad (3.11)$$

Où : $Q \in \mathbb{R}^{m \times m}$ matrice définit positive et $R \in \mathbb{R}^{m \times m}$ matrice semi-définit positive.

La minimisation de critère quadratique par rapport u donne la solution optimale[15]:

$$u(t) = \left[(\Lambda(T)W(x))^T Q \Lambda(T)W(x) + R \right]^{-1} \times (\Lambda(T)W(x))^T Q [e(t) + V_y(x, T)d(t, T)] \quad (3.12)$$

Nous notons que la loi de commande précédente affecte seulement le couple (y_1) et le flux de rotor (y_2). Dans la machine asynchrone, le but est de commander la vitesse et le flux, ainsi une prolongation pour expédier la commande est réalisée, dans la prochaine section, regardant une structure de commande prédictive non-linéaire en cascade.

IV)- Le structure cascade pour la commande prédictive:

La commande Cascade est typiquement le prescrit pour les systèmes linéaires impliquant la prétention d'échelle de temps de séparation. C'est-à-dire, la boucle intérieure est conçue pour avoir une dynamique plus rapide que la boucle externe. En cette thèse, l'arrangement prédictif non-linéaire de commande est prolongé à la vitesse de commande en employant la structure cascadiée[11]

Dans le cas où on s'intéresse à la commande simultanée de la vitesse rotorique, la norme du flux rotorique et le couple électromagnétique, une stratégie de commande en cascade est adoptée, avec une loi de commande non linéaire prédictive multivariable, qui représente la boucle interne, pour le contrôle du couple et du flux. La boucle externe constitue la loi de commande prédictive monovariable pour le contrôle de la vitesse figure (3.1)[11].

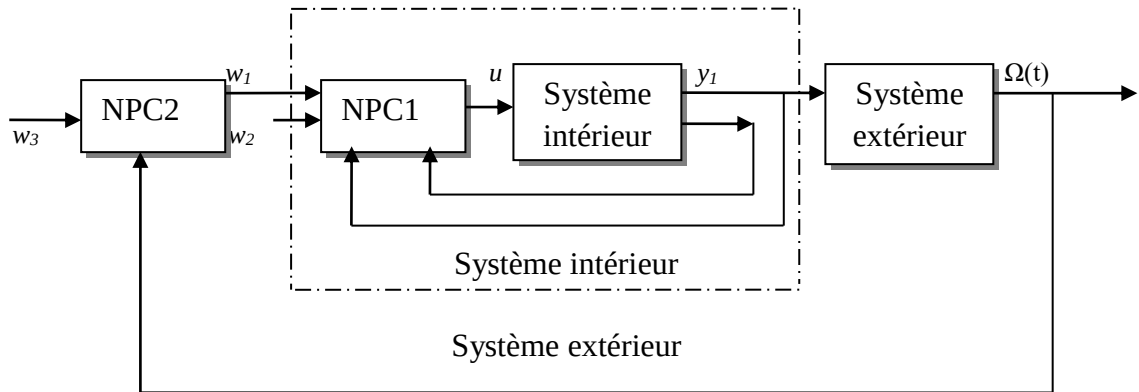


Figure (3.1) : schéma de commande en cascade

La structure de commande en cascade du système est obtenue en considérant le couple électromagnétique, calculé à partir de la commande prédictive de la vitesse, comme un couple de référence pour la commande non linéaire prédictive multivariable. Par conséquent, le

système initial peut être décomposé en deux sous-systèmes en cascade. La boucle interne incorpore le modèle couple-flux et la boucle externe est la dynamique mécanique du moteur[9].

Pour la boucle externe, l'équation mécanique du moteur est donnée par :

$$\dot{\Omega}(t) = \frac{1}{J} y_1(t) - \frac{f}{J} \Omega(t) \quad (3.13)$$

Avec le transformation Laplace, on obtient :

$$\Omega(s) = \frac{1}{Js+f} y_1(s) \quad (3.14)$$

Les modèles référence sont choisissons comme suivantes:

❖ Pour la trajectoire de couple (y_1) :

$$\frac{y_{ref\ 1}(s)}{w_1(s)} = \frac{\omega_0}{s+\omega_0} \quad (5.15)$$

❖ Pour la trajectoire du flux (y_2) :

$$\frac{y_{ref\ 2}(s)}{w_2(s)} = \frac{\omega_f^2}{s^2 + 2\xi_f \omega_f s + \omega_f^2} \quad (3.16)$$

❖ Pour la trajectoire de vitesse (y_3) :

$$\frac{\Omega_{ref}(s)}{w_3(s)} = \frac{\omega_v^2}{s^2 + 2\xi_v \omega_v s + \omega_v^2} \quad (3.17)$$

la fonction de coût , celui pénalisent et la commande d'entrée de la boucle externe à l'instant ($t+T$), donné près:

$$J_1 = \frac{1}{2} \|y(t+T) - y_{ref}(t+T)\|_{Q_i}^2 + \frac{1}{2} \|w_1(t)\|_{R_i}^2 \quad (3.18)$$

$$\text{et: } J_2 = \frac{1}{2} \|\Omega(t+T) - \Omega_{ref}(t+T)\|_{q_e}^2 + \frac{1}{2} \|w_1(t)\|_{r_e}^2 \quad (3.19)$$

$$\text{avec: } y(t+T) = \begin{pmatrix} y_1(t+T) \\ y_2(t+T) \end{pmatrix} \quad y_{ref}(t+T) = \begin{pmatrix} y_{ref_1}(t+T) \\ y_{ref_2}(t+T) \end{pmatrix}$$

Le objectif de la commande est suivre la vitesse Ω la référence Ω_{ref} et aussi le poursuite y_1 et y_2 les signaux des références y_{ref1} et y_{2ref} .

$$\Omega(s) = \frac{1}{J s + f} y_1(s) = \frac{\omega_0}{(J s + f)(s + \omega_0)} w_1(s) \quad (3.20)$$

avec y_{ref} est le vecteur des sorties désirées, J_1 et J_2 sont respectivement les instants de prédiction minimum et maximum.[9]

L'objectif est de trouver la trajectoire de commande optimale qui minimise le critère prédictif.[9]

❖ Pour la boucle externe:

$$w_2 = \phi_{rnom} \quad (3.21)$$

$$\text{et:} \quad w_1 = \alpha q_e \frac{\Omega(t) - \Omega_{ref}(t) + z_2(x, T) - d_2(t, T)}{\alpha^2 q_e + r_e} \quad (3.22)$$

$$\text{avec:} \quad \alpha = \frac{T^2 \omega_0}{2J}$$

$$d_2(t, T) = T \dot{\Omega}_{ref}(t) + \frac{T^2}{2} \ddot{\Omega}_{ref}(t)$$

$$z_2(x, T) = \frac{Tf}{J} \left(\frac{Tf}{2J} - 1 \right) \Omega(t) + \frac{T}{J} \left(1 - \frac{T}{J} \left(\frac{f}{J} + \omega_0 \right) \right) y_1(t)$$

❖ Pour la boucle interne:

$$u(t) = \left[(A(T)W(x))^T Q A(T)W(x) + R \right]^{-1} \times (A(T)W(x))^T Q [e(t) + V_y(x, T)d(t, T)] \quad (3.23)$$

$$\begin{aligned} \text{avec:} \quad w(x) &= \begin{pmatrix} L_{g_1} h_1 & L_{g_2} h_1 \\ L_{g_1} L_f h_2 & L_{g_2} L_f h_2 \end{pmatrix}; & A(T) &= \begin{pmatrix} T & 0 \\ 0 & \frac{T^2}{2} \end{pmatrix}; \\ V_y(x, T) &= \begin{pmatrix} T L_f h_1 \\ T L_f h_2 + \frac{T^2}{2} L_f^2 h_2 \end{pmatrix}; & d(t, T) &= \begin{pmatrix} T \dot{y}_{ref1} \\ T \dot{y}_{ref2} + \frac{T^2}{2} \ddot{y}_{ref2} \end{pmatrix} \end{aligned}$$

La loi de commande prédictive satisfait la stabilité de la dynamique de l'erreur de poursuite du système non linéaire de la machine. Cette structure de commande permet le couple-flux, comme celle de linéarisation entrée-sortie, sans besoin d'orientation du flux [8].

La structure de commande en cascade du système est obtenue en considérant le couple électromagnétique, calculé à partir de la commande prédictive de la vitesse, comme un couple de référence pour la commande non linéaire prédictive multivariable. Par conséquent, le système initial peut être décomposé en deux sous-systèmes en cascade. La boucle interne incorpore le modèle couple-flux et la boucle externe est la dynamique mécanique du moteur[11].

V)-Dynamique du système non linéaire:

Les dynamiques du moteur asynchrone (3.14) et (3.17), avec $r_1 = 1$ degré relatif pour le couple électromagnétique et $r_2 = 2$ degré relatif pour la norme carré du flux rotorique, sont exprimées par les équations suivantes [10]:

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = L_f h_1 + L_g h_1 u \\ \dot{y}_2 = L_f h_2 \\ \ddot{y}_2 = L_f^2 h_2 + L_g L_f h_2 u \end{cases} \quad (3.24)$$

La somme des degrés relatifs est trois et l'ordre du système est cinq. Donc, deux dynamiques sont non observables[8].

Le changement des coordonnées est le suivant:

$$\begin{cases} z_1 = h_1(x) \\ z_2 = h_2(x) \\ z_3 = L_f h_2(x) \\ z_4 = \arctan\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right); -\frac{\pi}{2} \leq z_4 \leq \frac{\pi}{2} \\ z_5 = \omega \end{cases} \quad (3.25)$$

Ensuite, les dynamiques du système avec les nouvelles coordonnées sont données par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = L_f h_1 + L_g h_1 u \\ \dot{z}_2 = L_f h_2 = z_3 \\ \dot{z}_3 = L_f^2 h_2 + L_g L_f h_2 u \\ \dot{z}_4 = p z_5 + \frac{R_r z_1}{p z_2} \\ \dot{z}_5 = \frac{1}{J} (z_1 - f, z_5 - T_L) \end{cases} \quad (3.26)$$

Les dynamiques observables sont données par :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f h_1 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g_1} h_1 & L_{g_2} h_1 \\ L_{g_1} L_f h_2 & L_{g_2} L_f h_2 \end{bmatrix} u \quad (3.27)$$

Il est démontré dans (3.5), qu'avec la commande non linéaire prédictive, les dynamiques observables sont stables. Comme z_4 appartient à l'intervalle $\left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$ et la dynamique de z_5 avec la commande prédictive, est donnée par (3.10). Donc, les dynamiques non observables sont stables[15].

VI)-Résultats de simulation:

Les paramètres du contrôleur prédictif multivariable est: $Q_i=1000\mathbf{I}_2$, $R_i=0.001\mathbf{I}_2$, $q_e=1$, $r_e=0.1$, $h=0.01$, les paramètres du modèle référence est: $\xi_f = 1$, $\xi_v = 1$, $\omega_f = 25\text{rad/s}$, $\omega_v = 25\text{rad/s}$, $\omega_0 = 45\text{rad/s}$, parmi $t=0.7\text{s}$ et $t=1\text{s}$ appliqué un couple de charge de valeur $C_r=5\text{Nm}$.

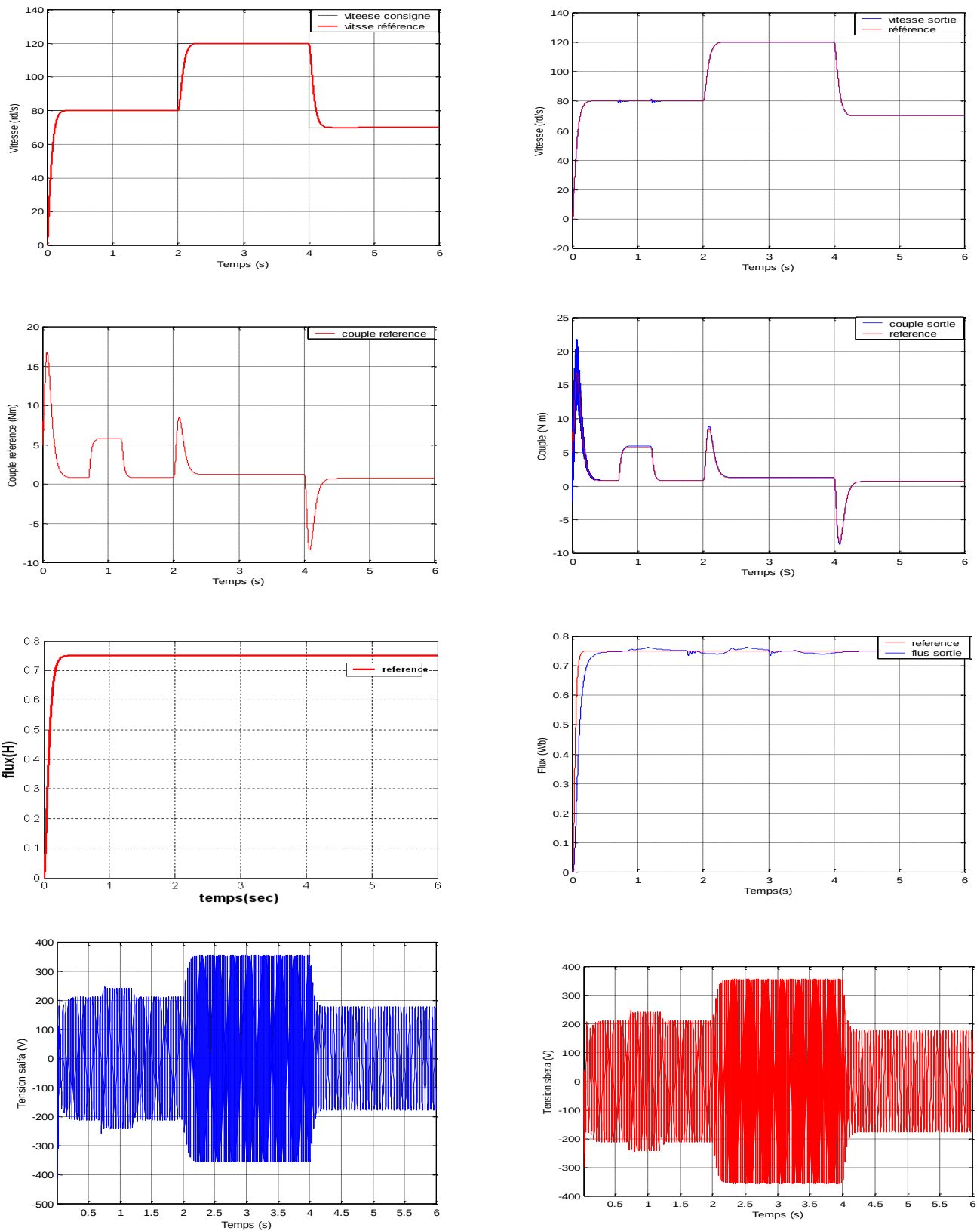
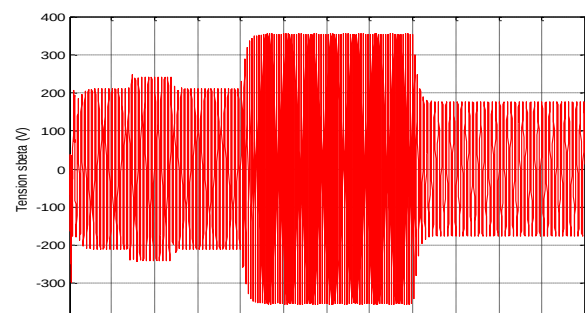
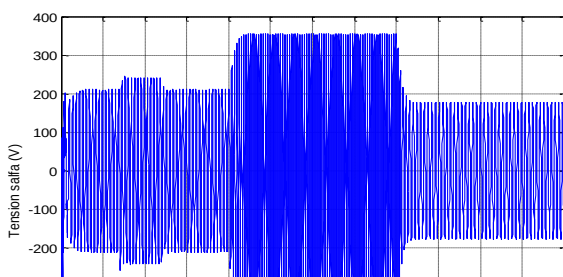
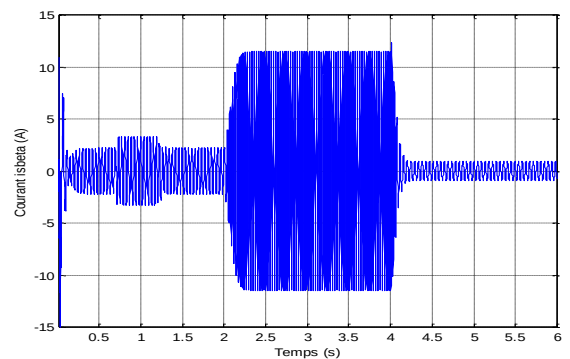
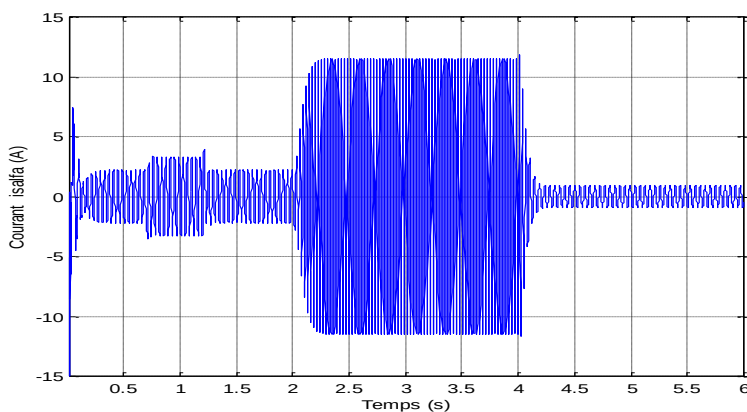


Figure (3.2): Résultat de simulation de la commande **GPCC** application sur la machine Asynchrone avec ($C_r = 5 \text{ Nm}$)

VII)- Conclusion:

Dans le cadre de ce chapitre, qui présente une partie majeure du thème de ce mémoire, la commande prédictive non linéaire de type cascade, avec une commande multivariable pour les sorties couple électromagnétique et le norme du flux rotorique, ce qui constitue la boucle interne, alors la boucle externe est la commande de la vitesse. L'application de ces stratégies de commande au moteur asynchrone rend le système en boucle fermée plus stable.

La conception d'une structure cascadée de commande basée sur la commande prédictive non-linéaire, est efficace pour résoudre le problème de commande des machines d'induction. Grâce à cette structure, plusieurs variables pourront être commandées en même temps. La prise en compte de l'information sur les mesures internes permet d'améliorer la qualité de prédiction et surtout les performances dynamiques notamment la dynamique de réjection des perturbations dans les boucles internes.



Conclusion générale

Cette mémoire est le résultat d'un travail consacré à la commande prédictive pour la mise en œuvre d'un actionneur asynchrone. Le travail s'inscrit dans le cadre d'une activité de recherche multidisciplinaire. Il permet d'aborder plusieurs domaines tels que l'automatique (système, commande), l'électrotechnique (machine électrique) et l'informatique industrielle (temps réel).

Les actions naturelles naissantes de la volonté de prédiction peuvent être transposées dans le cadre de la commande de processus, par exemple, l'action liée à la poursuite de trajectoire au cours du temps et l'action liée à la stabilisation autour des trajectoires. La commande prédictive qui est une méthode assez récente apporte en partie une réponse à la mise en place de ce type d'actions. L'étude théorique de la commande prédictive a montré la possibilité de résoudre le problème de poursuite de trajectoires prédéterminées pour un moteur asynchrone avec de bonnes performances.

L'étude réalisée dans ce travail concerne la commande à vitesse variable d'un moteur asynchrone. Cette étude révèle les motivations à entreprendre une mémoire de recherche dans le domaine de la commande prédictive pour l'entraînement d'un moteur asynchrone.

D'autre part, la commande non linéaire prédictive fait appel aux outils mathématiques de la géométrie différentielle. Le modèle de prédiction est calculé à partir d'une expansion en série de Taylor; donc, le système non linéaire doit être bien déterminé, ce qui est le cas pour le moteur asynchrone. La fonction de coût est une relation quadratique de l'erreur entre les sorties du système et les références, sans nécessité de renforcer la commande. L'optimisation de cette fonction est réalisée en ligne et le temps d'exécution est minimal, car à chaque instant de temps, la commande calculée est optimale. Une loi de commande non linéaire multivariable est développée pour la poursuite de trajectoires (couple et norme du flux), ensuite, une loi de commande prédictive simple, pour la poursuite de la vitesse rotorique. Grâce à cette structure, plusieurs variables pourront être commandées en même temps. La prise en compte de l'information sur les mesures internes permet d'améliorer la qualité de prédiction et surtout les performances dynamiques notamment la dynamique de réjection des perturbations dans les boucles internes.

ANNEXE :A

Résolutions des équations

Diophantines

Calcul récursif des polynômes J_j , F_j , G_j et H_j

Soit un système physique représenté par le modèle suivant mis sous forme CARIMA :

$$\Delta A(q^{-1})y(t) = B_d(q^{-1})\Delta u(t) + C(q^{-1})\xi(t) \quad (A.1)$$

Note: Dans le but de simplifier l'établissement des formules de récurrence, le retard du système est inclus dans $B_d(q^{-1})$, on a donc: $B_d(q^{-1}) = q^{-d}B(q^{-1})$.

De plus $C(q^{-1})$ est considéré comme une constante, de sorte que $e(t) = C_0\xi(T)$.

Nous posons:

$$\alpha(q^{-1}) = \Delta A(q^{-1}) \quad (A.2)$$

$$\deg[\alpha(q^{-1})] = n_\alpha + 1$$

Le modèle du système devient:

$$\alpha(q^{-1})y(t) = B_d(q^{-1})\Delta u(t) + e(t) \quad (A.3)$$

Soient les deux identités suivantes:

$$\alpha(q^{-1})J_j(q^{-1}) + q^j F_j(q^{-1}) = 1 \quad (A.4)$$

$$G_{dj}(q^{-1}) + q^{-(j+1)}H_j(q^{-1}) = J_j(q^{-1})B_d(q^{-1})$$

avec:

$$\begin{cases} \deg[J_j(q^{-1})] = j - 1 \\ \deg[F_j(q^{-1})] = n_\alpha \end{cases}$$

et:

$$\begin{cases} \deg[G_{dj}(q^{-1})] = j \\ \deg[H_j(q^{-1})] = n_{bd} - 2 \end{cases}$$

Le prédiction de $y(t+j)$ à l'instant t à l'aide de ces deux identités s'exprime par la formule:

$$y(t+j) = H_j(q^{-1})\Delta u(t-1) + F_j(q^{-1})y(t) +$$

$$+G_{dj}(q^{-1})\Delta u(t+j) + J_j(q^{-1})e(t+j)$$

Or à l'instant t , $J_j(q^{-1})e(t+j)$ est dans le futur, par conséquent en supposant que le signal $e(t+j)$

est centré et de valeur moyenne nulle, la meilleure estimée de $y(t+j)$ est:

$$\hat{y}(t+j) = G_{dj}(q^{-1})\Delta u(t+j) + H_j(q^{-1})\Delta u(t-1) + F_j(q^{-1})y(t) \quad (A.5)$$

Calcul récursif des polynômes $J_j(q^{-1})$ et $F_j(q^{-1})$

$$\bullet j = 1: \quad \alpha(q^{-1})J_1(q^{-1}) + q^{-1}F_1(q^{-1}) = 1 \quad (A.6)$$

$$\text{avec:} \quad \begin{cases} \deg[J_1(q^{-1})] = 0 \\ \deg[F_1(q^{-1})] = n_\alpha \end{cases}$$

la résolution de cette équation nous donne :

$$\begin{cases} J_1(q^{-1}) = 1 \\ F_1(q^{-1}) = \sum_{i=0}^{n_\alpha} f_i^1 q^{-i} \end{cases} \quad (A.7)$$

$$\text{avec:} \quad f_i^1 = -\alpha_{i+1} \quad \text{pour } 0 \leq i \leq n_\alpha$$

• Hypothèse de récurrence: On suppose connus les polynômes $J_j(q^{-1})$ et $F_j(q^{-1})$ au rang j , au rang $j+1$ nous avons:

$$\alpha(q^{-1})J_j(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) = 1$$

$$\alpha(q^{-1})J_{j+1}(q^{-1}) + q^{-(j+1)}F_{j+1}(q^{-1}) = 1$$

$$\text{Soit:} \quad \alpha(q^{-1})[J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})] + q^{-j}[q^{-1}F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1})] = 0$$

$$\text{On pose:} \quad V_j(q^{-1}) + v_j q^j = J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})$$

$$\text{donc:} \quad \alpha(q^{-1})V_j(q^{-1}) + q^{-j}[q^{-1}F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1}) + v_j \alpha(q^{-1})] = 0$$

Or $\alpha(q^{-1})$ et q^{-j} sont premiers entre eux, donc:

$$\begin{cases} v_j(q^{-1}) = 0 \\ q^{-1}F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1}) + v_j \alpha(q^{-1}) = 0 \end{cases}$$

$$\text{Dons:} \quad J_{j+1}(q^{-1}) = J_j(q^{-1}) + v_j q^j$$

$$J_{j+1} = \sum_{i=0}^j \gamma_i^{j+1} q^{-i} \quad (A.8)$$

$$\text{Avec:} \quad \begin{cases} \gamma_i^{j+1} = \gamma_i^j & \text{pour } 0 \leq i \leq j-1 \\ \gamma_j^{j+1} = f_0^j = v_j \end{cases} \quad (A.9)$$

$$\begin{aligned} F_{j+1}(q^{-1}) &= q[F_j(q^{-1}) - f_0^j \alpha(q^{-1})] \\ F_{j+1}(q^{-1}) &= \sum_{i=0}^{n_a} f_i^{j+1} q^{-i} \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

Avec:
$$\begin{cases} f_i^{j+1} = f_{i+1}^j - f_0^j \alpha_{i+1} & \text{pour } 0 \leq i \leq n_a - 1 \\ f_{n_a}^{j+1} = -f_0^j \alpha_{n_a+1} \end{cases}$$

Calcul récursif des polynômes $G_{dj}(q^{-1})$ et $H_j(q^{-1})$:

Nous avons:

$$G_{dj}(q^{-1}) + q^{-j(j+1)} H_j(q^{-1}) = J_j(q^{-1}) B_d(q^{-1}) \quad (\text{A.12})$$

Avec:
$$\begin{cases} \deg[G_{dj}(q^{-1})] = j \\ \deg[H_j(q^{-1})] = n_{bd} - 2 \end{cases} \quad (\text{A.13})$$

• $j=1$:
$$G_{d1}(q^{-1}) + q^{-2} H_1(q^{-1}) = J_1(q^{-1}) B_d(q^{-1})$$

Or $J_1(q^{-1})=1$, donc :

$$G_{d1}(q^{-1}) + q^{-2} H_1(q^{-1}) = B_d(q^{-1})$$

Ce qui nous donne:

$$G_{d1}(q^{-1}) = g_{d0}^1 + g_{d1}^1 q^{-1} \quad (\text{A.14})$$

avec :
$$\begin{cases} g_{d0}^1 = b_{d0} \\ g_{d1}^1 = b_{d1} \end{cases} \quad (\text{A.15})$$

et:
$$H_1(q^{-1}) = \sum_{i=0}^{n_{bd}-2} h_i^1 q^{-i} \quad (\text{A.16})$$

avec:
$$h_i^1 = b_{di+2} \quad \text{pour } 0 \leq i \leq n_{bd} - 2 \quad (\text{A.17})$$

• Hypothèse de récurrence: $G_{dj}(q^{-1})$ et $H_j(q^{-1})$ sont connus au rang j , au rang $j+1$ nous avons :

$$G_{dj}(q^{-1}) + q^{-j(j+1)} H_j(q^{-1}) = J_j(q^{-1}) B_d(q^{-1})$$

$$G_{dj}(q^{-1}) + q^{-j(j+1-2)} H_j(q^{-1}) = J_{j+1}(q^{-1}) B_d(q^{-1})$$

Nous déduisons:

$$\begin{aligned} & [G_{d,j+1}(q^{-1}) - G_{dj}(q^{-1})] + q^{-j(j+1)} [H_{j+1}(q^{-1}) - H_j(q^{-1})] \\ &= [J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})] B_d(q^{-1}) \end{aligned}$$

$$[G_{dj+1}(q^{-1}) - G_{dj}(q^{-1})] + q^{-(j+1)}[q^{-1}H_{j+1}(q^{-1}) - H_j(q^{-1})] = f_0^j q^{-j} B_d(q^{-1}) \quad (\text{A.18})$$

$$\text{avec:} \quad \begin{cases} g_{di}^{j+1} = g_{di}^j & \text{pour } 0 \leq i \leq j-1 \\ g_{dj}^{j+1} = g_{dj}^j + f_0^j b_{d0} \\ g_{dj+1}^{j+1} = h_0^j + f_0^j b_{d1} \end{cases} \quad (\text{A.19})$$

$$\text{et:} \quad \begin{cases} h_i^{j+1} - h_{i+1}^j = f_0^j b_{di+2} & \text{pour } 0 \leq i \leq n_{bd} - 3 \\ h_{n_{bd}-2}^{j+1} = f_0^j b_{dn_{bd}} \end{cases} \quad (\text{A.20})$$

Résumé :

$$\alpha(q^{-1}) = \sum_{i=0}^{n_a+1} a_i q^{-i} \quad \text{avec:} \quad \begin{cases} a_0 = 0 \\ a_i = a_i - a_{i-1} \\ a_{n_a+1} = -a_{n_a} \end{cases} \quad \text{pour } 1 \leq i \leq n_a$$

$$F_j(q^{-1}) = \sum_{i=0}^{n_a} f_i^j q^{-i} \quad \text{avec:} \quad \begin{cases} f_i^1 = -\alpha_{i+1} & \text{pour } 0 \leq i \leq n_a \\ f_i^j = f_{i+1}^{j-1} - f_0^{j-1} \alpha_{i+1} & \text{pour } 0 \leq i < n_a \\ f_{n_a}^j = -f_0^{j-1} \alpha_{n_a+1} \end{cases}$$

$$J_j(q^{-1}) = \sum_{i=0}^{j-1} \gamma_i^j q^{-i} \quad \text{avec:} \quad \begin{cases} \gamma_0^1 = 1 \\ \gamma_i^j = \gamma_i^{j-1} \\ \gamma_{j-1}^j = f_0^{j-1} \end{cases} \quad \text{pour } 0 \leq i \leq j-1$$

$$H_j(q^{-1}) = \sum_{i=0}^{n_{bd}-2} h_i^j q^{-i} \quad \text{avec:} \quad \begin{cases} h_0^1 = \gamma_1^{j-1} & \text{pour } 0 \leq i \leq n_{bd} - 2 \\ h_i^j = h_{i+1}^{j-1} + f_0^{j-1} b_{di+2} & \text{pour } 0 \leq i \leq n_{bd} - 3 \\ h_{n_{bd}-2}^j = f_0^{j-1} b_{dn_{bd}} \end{cases}$$

$$G_{dj}(q^{-1}) = \sum_{i=0}^j g_{di}^j q^{-i} \quad \text{avec:} \quad \begin{cases} g_{d0}^1 = b_{d0} \\ g_{d1}^1 = b_{d1} \\ g_{di}^j = g_{di}^{j-1} \\ g_{dj-1}^j = g_{dj-1}^{j-1} + f_0^{j-1} b_{d0} \\ g_{dj}^j = h_0^{j-1} + f_0^{j-1} b_{d1} \end{cases} \quad \text{pour } 0 \leq i \leq j-1$$

ANNEXE : B**1- Calcul de dériver de lieu pour les sorties vitesse rotorique et norme de flux rotorique**

$$h_1 = \omega$$

$$L_f h_1 = \frac{pL_m}{JL_r} (\phi_{ra} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{sa}) - \frac{f_r}{J} \omega - \frac{1}{J} T_L$$

$$L_f^2 h_1 = \frac{pL_m}{JL_r} \left(y + \frac{1}{T_r} + \frac{f_r}{J} \right) (\phi_{r\beta} i_{sa} - \phi_{r\beta} i_{sa}) - \frac{p^2 L_m K}{JL_r} (\phi_{ra}^2 + \phi_{r\beta}^2) - \frac{p^2 L_m}{JL_r} \omega (\phi_{ra} i_{s\beta}) + \frac{f_r^2}{J^2} \omega + \frac{f_r}{J^2} T_L$$

$$L_{g11} L_f h_1 = -\frac{pL_m}{J\sigma L_s L_r} \phi_{r\beta} ; L_{g12} L_f h_1 = \frac{pL_m}{J\sigma L_s L_r} \phi_{ra}$$

$$L_{g21} h_1 = -\frac{1}{J} ; L_{g21} L_f h_1 = \frac{f_r^2}{J^2}$$

$$h_2 = \phi_{ra}^2 + \phi_{r\beta}^2$$

$$L_f h_2 = \frac{2L_m}{T_r} (\phi_{ra} i_{sa} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2}{T_r} (\phi_{ra}^2 + \phi_{r\beta}^2)$$

$$L_f^2 h_2 = -\frac{2L_m}{T_r} \left(y + \frac{3}{T_r} \right) (\phi_{ra} i_{sa} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2pL_m}{T_r} \omega (\phi_{r\beta} i_{sa} - \phi_{r\beta} i_{sa}) + \frac{4 + 2L_m K}{T_r^2} (\phi_{ra}^2 + \phi_{r\beta}^2) + \frac{2L_m^2}{T_r^2} (i_{ra}^2 + i_{r\beta}^2)$$

$$L_{g11} L_f h_2 = \frac{2L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{ra} ; L_{g12} L_f h_2 = \frac{2L_m}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\beta}$$

$$\hat{h}_{11} = \frac{pL_m}{JL_r} \left(\hat{\phi}_{ra} \hat{i}_{s\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \hat{i}_{sa} \right)$$

$$L \hat{h}_{11} = \frac{pL_m}{JL_r} \left[\left(y + \frac{1}{T_r} + K_1 \right) \left(\hat{i}_{sa} \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{ra} \right) - p\omega \left(\hat{i}_{sa} \hat{\phi}_{ra} + \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\beta} \right) - pK\omega (\hat{\phi}_{ra}^2 + \hat{\phi}_{r\beta}^2) - K_1 (\hat{i}_{sa} \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{ra}) \right. \\ \left. + \frac{K_2}{T_r} (\hat{i}_{sa} \hat{i}_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \hat{i}_{sa}) - pK_2 \omega (\hat{i}_{sa} \hat{i}_{sa} - \hat{i}_{s\beta} \hat{i}_{s\beta}) + pK_2 \omega (\hat{i}_{sa}^2 + \hat{i}_{s\beta}^2) - \hat{\phi}_{r\beta} f_{ia} + \hat{\phi}_{ra} f_{ib} \right]$$

$$\hat{h}_{21} = \frac{2L_m}{T_r} (\hat{\phi}_{ra} \hat{i}_{sa} + \hat{\phi}_{r\beta} \hat{i}_{s\beta})$$

$$L_{\hat{f}} \hat{h}_{21} = \frac{2L_m}{T_r} \left[\left(\frac{L_m}{T_r} - \frac{K_2}{T_r} \right) (\hat{i}_{sa}^2 + \hat{i}_{s\beta}^2) - \left(y + \frac{1}{T_r} + K_1 \right) (\hat{i}_{sa} \hat{\phi}_{r\beta} + \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{ra}) - p\omega (\hat{i}_{sa} \hat{\phi}_{ra} - \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\beta}) + \frac{K_2}{T_r} (\hat{i}_{sa} \hat{i}_{sa} + \hat{i}_{s\beta} \hat{i}_{s\beta}) \right. \\ \left. + pK\omega (\hat{i}_{sa} \hat{i}_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \hat{i}_{sa}) + \frac{K}{T_r} (\hat{\phi}_{ra}^2 + \hat{\phi}_{r\beta}^2) + K_1 (\hat{i}_{sa} \hat{\phi}_{ra} + \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\beta}) + \phi_{ra} f_{ia} + \hat{\phi}_{r\beta} f_{ib} \right]$$

2- Calcul de dérivées de Lie pour les sorties couple électromagnétique et norme du flux

$$h_1 = \frac{pL_m}{L_r} (\phi_{ra} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{sa})$$

$$L_f h_1 = \frac{pL_m}{L_r} \left\{ \left(y + \frac{1}{L_r} \right) (i_{sa} \phi_{r\beta} - i_{s\beta} \phi_{ra}) - p\omega (i_{sa} \phi_{ra} + i_{s\beta} \phi_{r\beta}) - pK\omega (\phi_{ra}^2 + \phi_{r\beta}^2) \right\}$$

$$L_{g1} h_1 = -\frac{pL_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\beta} ; L_{g2} h_1 = \frac{pL_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{ra}$$

$$h_2 = \phi_{ra}^2 + \phi_{r\beta}^2$$

$$L_f h_2 = \frac{2L_m}{T_r} (\phi_{ra} i_{sa} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2}{T_r} (\phi_{ra}^2 + \phi_{r\beta}^2)$$

$$L_f^2 h_2 = -\frac{2L_m}{T_r} \left(y + \frac{3}{T_r} \right) (\phi_{ra} i_{sa} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2pL_m}{T_r} \omega (\phi_{r\beta} i_{sa} - \phi_{r\beta} i_{sa}) + \frac{4 + 2L_m K}{T_r^2} (\phi_{ra}^2 + \phi_{r\beta}^2) + \frac{2L_m^2}{T_r^2} (i_{ra}^2 + i_{r\beta}^2)$$

$$L_{g1} L_f h_2 = \frac{2L_m}{\sigma L_s T_r} \phi_{ra} ; L_{g2} L_f h_2 = \frac{2L_m}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\beta}$$

$$\hat{h}_1 = \frac{pL_m}{L_r} (\hat{\phi}_{ra} \hat{i}_{s\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \hat{i}_{sa})$$

$$L_{\hat{f}} \hat{h}_{11} = \frac{pL_m}{L_r} \left[\left[\left(y + \frac{1}{T_r} + K_1 \right) (\hat{i}_{sa} \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{sa}) - p\omega (\hat{i}_{sa} \hat{\phi}_{sa} + \hat{i}_{d\beta}) - pK\omega (\hat{\phi}_{ra}^2 + \hat{\phi}_{r\beta}^2) - K_1 (\hat{i}_{sa} \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{ra}) \right] + \frac{K_2}{T_r} (\hat{i}_{sa} \hat{i}_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \hat{i}_{sa}) - pK_2 \omega (\hat{i}_{sa} \hat{i}_{sa} - \hat{i}_{s\beta} \hat{i}_{s\beta}) + pK_2 \omega (\hat{i}_{sa}^2 + \hat{i}_{s\beta}^2) - \hat{\phi}_{r\beta} f_{ia} + \hat{\phi}_{ra} f_{i\beta} \right]$$

$$\hat{h}_{21} = \frac{2L_m}{T_r} (\hat{\phi}_{ra} \hat{i}_{sa} + \hat{\phi}_{r\beta} \hat{i}_{s\beta})$$

$$L_{\hat{f}} \hat{h}_{21} = \frac{2L_m}{T_r} \left[\left(\frac{L_m}{T_r} - \frac{K_2}{T_r} \right) (\hat{i}_{sa}^2 + \hat{i}_{s\beta}^2) - \left(y + \frac{1}{T_r} + K_1 \right) (\hat{i}_{sa} \hat{\phi}_{r\beta} + \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{ra}) - p\omega (\hat{i}_{sa} \hat{\phi}_{ra} - \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\beta}) + \frac{K_2}{T_r} (\hat{i}_{sa} \hat{i}_{sa} + \hat{i}_{s\beta} \hat{i}_{s\beta}) + pK\omega (\hat{i}_{sa} \hat{i}_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \hat{i}_{sa}) + \frac{K}{T_r} (\hat{\phi}_{ra}^2 + \hat{\phi}_{r\beta}^2) + K_1 (\hat{i}_{sa} \hat{\phi}_{ra} + \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\beta}) + \hat{\phi}_{ra} f_{ia} + \hat{\phi}_{r\beta} f_{i\beta} \right]$$

.

4- Caractéristiques du moteur :

$$\omega_{nom}=73.3 \text{ rad/sec} \quad \phi_{raB}=1.14 \text{ WB} \quad T_{nom}=7 \text{ Nm}$$

$$R_s=7.0 \text{ } \Omega \quad R_r=3.6 \text{ } \Omega$$

$$L_s=0.47 \text{ H} \quad L_r=0.47 \text{ H} \quad L_j=0.44 \text{ H}$$

$$P=2 \quad f_r=0.04 \text{ Nms} \quad J=0.06 \text{ Kg m}^2$$

Références Bibliographiques

- [1] A. Kaddouri, Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents Université Laval, grade de Philosophiae Doctor (Ph.D.) novembre 2000
- [3] Mouna DEBBI, Sarah BAKHTI: Commande vectorielle d'une machine asynchrone à cage en présence des défauts rotorique : Mémoire d'Ingénieur. Electrotechnique M'SILA 2006
- [4] KAHIL Zoubir, LATRECHE Houari; Commandes par retour d'état non linéaire d'un moteur asynchrone : Mémoire d'Ingénieur; université Mohamed Boudiaf de Msila département d'électrotechnique année universitaire 2005/2006.
- [5] HADJI CHAABANE, DJAIDJA ELAMIN: Minimisation des pertes dans la machine asynchrone utilisant la méthode vectorielle : Mémoire d'Ingénieur .Electrotechnique M'sila 2006
- [6] Melle : H. Benderradji, Melle : F. Belazouï ; Commande Vectorielle à Base MRAS De La Machine à Induction ; Mémoire d'Ingénieur. Electrotechnique M'sila 2005/2006.
- [7] NADRA MAHMOUDI; Optimisation par algorithmes génétiques application à la commande de la machine asynchrone .Mémoire d'Ingénieur. Electrotechnique M'sila 2006
- [8] MATI ABDERRAHMANE. BENYAHIA BACHIR :Commande sans capteur de vitesse d'une machine à induction .Mémoire d'Ingénieur. Electrotechnique M'sila 2007
- [9] **J. Richalet**, Pratique de la commande prédictive , Editions Hermès, 1993
- [10] **A. Merabet** . Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone. These doctorate, Université du Québec Mai 2007.
- [11] **Hedjar R., R. Toumi, P. Boucher and D. Dumur**, Two cascaded nonlinear predictive controls of induction motor, IEEE Conference on Control Applications, vol. 1, Istanbul, Turkey, pp. 458-463, 2003

- [12] Barra K. et K. Ben mahammed, new extended cascaded predictive control with multiple reference models ECGP/MRM of induction motor drive with efficiency optimisation, Journal of Electrical engineering, vol.58, NO.2, 71–78, 2007
- [13] M. Maaziz. Commande prédictive de système non linéaire application à la commande de machines asynchrones. Thèse doctorat, Université de Paris-Sud U.F.R, Septembre 2000.
- [14] P. Boucher and D. Dumur, la commande prédictive. Université de Lille 1996.
- [15] Lammouchi. z commande prédictive non linéaire Applications de la machine asynchrone, Universitaire Larbi Ben M'hidi Oum El-Bouaghi 2009
- [16] Mr. Mohammed ABU NIMA ; Mr. Hacene MAHBOUB. Thème *Commande Prédictive Généralisée : Application à la Machine Asynchrone* Mémoire d'Ingénieur Centre Universitaire Larbi Ben M'hidi Oum El-Bouaghi 2006/2007
- [17] Hedjar, R., R. Toumi, P. Boucher and D. Dumur. Cascaded nonlinear predictive [CMT87] control of induction motor. Proceedings of the IEEE Conference on Control Applications, Anchorage, Alaska, USA, pp. 698-703, 2000.