

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Djilali Bounaama KHEMIS MILIANA



Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Technologie

Mémoire du Projet de Fin d'Etudes
Pour l'obtention du diplôme

Master

En

« Génie Electrique »

Option :

« Automatique des systèmes de production »

Titre :

Contribution à La Commande Adaptative

Robuste des Machines Asynchrone

Réalisé par :

KADOUMA Mohamed Nadjib

MELLATA Ahmed

Encadré par :

Dr. Halbaoui Khaled

Dr. Bentchikou Brahim

2016/2017

Remerciements

Nous remercions DIEU le tout puissant qui nous a donné la foi, le courage et la volonté de mener à bien ce modeste travail.

Nous remercions Monsieur Halbaoui et Monsieur Bentchikou d'avoir dirigé ce travail et de nous avoir soutenus par leurs précieux conseils ainsi que Mr. Merhouni qui nous a été d'une grande aide

Nous remercions tous les enseignants de la faculté des sciences et de la technologie qui nous ont encadrés durant notre cursus de formation.

Nos vifs remerciements vont aux membres du jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer ce modeste travail.

Merci à nos familles et à toutes les personnes qui nous ont aidé et soutenu jusqu'à la fin de ce mémoire.

Dédicaces

Du fond du cœur je dédie ce travail ...

A mes très chers parents qui m'ont soutenu et encouragé

A mon frère Abderraouf et ma sœur Kawthar

A Mes Amis Mohamed, Mustapha, Salah, Hamid

A mes grands parents, mes tantes et mes oncles

A la mémoire de mon oncle Benhenni

A mes cousins et cousines

A tous mes amis

A mon binôme Sid Ahmed

A tous ceux et celles dont les noms n'ont pu être cités

KADOUA Mohamed Nadjib

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

A mes très chers parents.

A mes frères : Kaci et Nassim.

A toute ma famille.

A tous mes proches.

A ma classe ASP.

A tous mes amis et mes collègues :

*Mohamed, Nadjib, Mustafa, Islam, Halim, Hamid, Bou Abd
Allah.*

Et à tous ceux qui nous ont aidé de prêt et de loin.

.....

Mellata Ahmed

ملخص

في هذا العمل قدمنا دراسة لتطبيق تقنية تحكم H_{∞} و التحكم التلاؤمي لاختراع سرعة دوران محرك تحريضي، المعدلات الكلاسيكية محدودة بسبب حساسيتها لتغير معاملات الآلة و كذا العوامل الخارجية. تقنية الحساسية المزدوجة لمقاربة H_{∞} والتحكم ذو الانحراف الأدنى لتقنية ذاتية التصحيح استعملنا في مكان المعدل الكلاسيكي للسرعة في التحكم الشعاعي لمحرك تحريضي.

النتائج المحصل عليها تثبت من حيث الأداء و كذا المتانة نجاعة التقنيات المقترحة في مجال الجر الكهربائي بمحرك تحريضي

كلمات مفتاحية — محرك تحريضي، التحكم التلاؤمي، التحكم الشعاعي، التحكم بطريقة الطويلة القصوى H_{∞} خوارزمية تعريف العوامل

Résumé

Dans ce travail, l'étude et l'application de la commande par l'approche H_{∞} et la commande adaptative de la vitesse de la machine asynchrone (MAS), ont été explorées. Les performances des régulateurs conventionnels sont limitées à cause de leur sensibilité aux perturbations extérieures et celles des incertitudes paramétriques. La technique de sensibilité mixte de l'approche H_{∞} et la commande auto ajustable à variance minimale ont été présentées.

Dans cette étude, nous appliquons ces deux stratégies pour la boucle de vitesse de la commande vectorielle de la MAS. Les résultats obtenus permettent d'illustrer, tant au niveau des performances que de la robustesse, l'apport des commandes proposées dans les entraînements électriques avec machine asynchrone.

Mots clefs — Commande H_{∞} , Commande adaptative, Machine asynchrone, Commande vectorielle, Algorithme des moindres carrés récursifs.

Abstract

In this work, the design and the application of H_{∞} control and adaptative control of the rotor speed Induction Machine (IM) are presented. The performances derived by the classical controllers are usually limited due to their sensitivity to exogenous disturbance, and parameter uncertainties. The mixed sensitivity method of H_{∞} control and the minimum variance of the adaptive approach algorithm are used for the speed control.

The results obtained show the efficiency of the proposed controllers to ensure robustness against load, parameters variations and to achieve the required performances under the various conditions.

Keyword — H_{∞} control, Adaptive control, Induction machine, Field oriented control, Recursive least square algorithm.

Table des matières

Remerciement	I
Dédicaces	II
Résumé	IV
Sommaire	V
Liste des figures	VII
Notion des symboles	IX
Introduction Générale	01

Chapitre I : Modélisation de la Machine Asynchrone En vue de sa Commande

I.1 Introduction	02
I.2 Modèle Dynamique de la Machine Asynchrone.....	03
I.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	04
I.2.2 Equations des tensions et des flux.....	05
I.3 Modèle de PARK de la Machine Asynchrone.....	06
I.3.1 Transformation de Park.....	07
I.3.2 Application aux équations des tensions et des flux.....	08
I.3.3 Choix du référentiel.....	10
I.4 Expressions du Couple Électromagnétique.....	11
I.5 Mise sous forme d'Equations d'Etat.....	12
I.6 Résultats de Simulation.....	21
I.7 Conclusion.....	14

Chapitre II : Commande Vectorielle Directe de La Machine Asynchrone.

II.1 Introduction.....	15
II.2 Principe Générale de la Commande.....	16
II.2.1 Orientation de flux rotorique	16
II.3 Découplage Entrée-Sortie.....	17

II.3.1 Découplage par compensation.....	17
II.4 Commande à Flux Rotorique Orienté.....	19
II.4.1 Les estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté.....	19
II.4.2 Schéma de principe de la commande vectorielle directe.....	21
II.5 Résultats de Simulations et Interprétations.....	25
II.6 Conclusion.....	29

Chapitre III : La Commande Adaptative des Processus

III.1 Introduction.....	30
III.2 Principe de la Commande Adaptative	30
III.2.1 Commande à Contre-réaction et Commande Adaptative.....	30
III.3. Différentes Techniques de Commande Adaptative.....	31
III.3.1 Commande adaptative à modèle de référence.....	31
III.3.2 Commande auto-ajustable.....	32
III.4 Identification Paramétrique du Processus.....	33
III.4.1 Principe de l'Identification.....	34
III.4.2 Avantages de l'Estimation Paramétrique Récursive.....	35
III.4.3 Régression Linéaire.....	35
III.4.4 Méthodes des Moindres Carrés Récursifs.....	36
III.5 Conclusion.....	41

Chapitre IV : Commande Adaptative Auto-Ajustable à Variance Minimale.

IV. Introduction.....	42
IV. 1 Principe de la commande.....	42
IV.2 Formulation du Problème.....	43
IV.3 Synthèse de la Loi de Commande Auto-ajustable.....	44
IV.4 Application de la Commande Adaptative à la MAS.....	47
IV.5 Résultats et Interprétation.....	48
IV.6 Conclusion.....	55
Conclusion générale	56
Bibliographie	57

***** **Liste des figures** *****

Figure I.1 Représentation schématique d’une MAS triphasée..... 05

Figure I.2 Modèle de Park de la MAS..... 07

Figure I.3 : Représentation des axes de la machine..... 08

Figure I.4 : Simulation d’un démarrage de la MAS à vide alimentée par le réseau triphasé.... 13

Figure II.1:Schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC..... 16

Figure II.2 :Commande découplée-Expressions de Φ_r et C_e 18

Figure II.3 : Compensation des termes de couplage..... 19

Figure II.4 : Représentation du bloc d’estimation..... 20

Figure II.5 : Schéma de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone..... 21

Figure II.6 : Schéma en BF de régulation de flux..... 22

Figure II.7 : Schéma en BF de régulation de couple..... 23

Figure II.8 : Schéma en BF de régulation de vitesse par IP classique 24

Figure II.9 : Simulation de démarrage à vide puis l’introduction d’une charge..... 26

Figure II.10 Simulation de l’inversion de sens de rotation..... 27

Figure II.11 Simulation de la commande à basse vitesse..... 28

Figure III.1: Structure de base d’une commande adaptative..... 31

Figure III.2: Schéma de principe de la commande directe MRAC..... 32

Figure III.3: Schéma de principe de la commande auto-ajustable STC..... 33

Figure III.04 : Principe de l’estimation du processus..... 34

Figure III.05 Structure du modèle ARMAX..... 39

Figure IV.1: l’effet de la commande à variance minimale..... 42

Figure IV.2: Structure du modèle ARMAX..... 43

Figure IV.3: Schéma bloc du système en boucle fermé..... 47

Figure IV.4: Schéma bloc de la commande adaptative à variance minimale de la MAS..... 48

Figure IV.5 : évolution de la vitesse par simulation..... 49

Figure IV.6 : évolution de la vitesse sous expérimentation..... 49

Figure IV.7 : Simulation des paramètres..... 50

Figure IV.8 : les paramètres sous expérimentation 50

Figure IV.9 : simulation d'application de couple.....	51
Figure IV.10 : application du couple, expérimentation.	51
Figure IV.11 : couple électromagnétique sous perturbation.....	52
Figure IV.12 : simulation des paramètres avec le couple.....	52
Figure IV.13 : les paramètres avec un couple sous expérimentation.....	53
Figure IV. 14 : simulation de la pondération de commande	53
Figure IV.15 : la pondération de la commande sous expérimentation.....	53
Figure IV.16 : comportement de la commande sans couple	54
Figure IV.17 : comportement de la commande sous un couple	54

***** **Notations et symboles** *****

ω_s	: Vitesse angulaire statorique
ω_g	: Vitesse angulaire de glissement.
Ω	: Vitesse angulaire rotorique.
P	: Nombre de paires de pôles.
G	: Glissement
Rs	: Résistance d'une phase statorique
Rr	: Résistance d'une phase rotorique.
[Rs]	: Matrice des résistances statorique.
[Rr]	: Matrice des résistances rotorique.
Mo	: Valeur maximale des inductances mutuelles statorique et rotorique.
[Lss]	: Matrice d'inductances statorique
[Lrr]	: Matrice d'inductances rotorique.
[Msr]	: Matrice des inductances mutuelles stator- rotor.
$L_s = l_s - m_r$: Inductance propres cyclique statorique.
$M = 3/2M_{sr}$: Mutuelle inductance cyclique stator- rotor.
V_{ds}, V_{qs}	: Composantes du vecteur tension statorique dans le référentiel (d,q)
V_{dr}, V_{qr}	: Composantes du vecteur tension rotorique dans le référentiel (d,q)
Cem	: Couple électromagnétique.
Cr:	: Couple de charge (résistant).
J	: Inertie totale du système.
Fr	: Coefficient de frottement.
Ω	: Vitesse mécanique du rotor.
θ_{abs}	: Angle de rotation lié au référentiel d'observation.
θ_s	: Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au stator
θ_r	: Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au rotor
θ	: Angle de rotation du rotor par rapport au stator
$T_s = L_s/R_s$: Constante de temps des courants statorique.
$T_r = L_r/R_r$: Constante de temps des courants rotorique.
[P(θ_s)]	: Matrice de PARK.
MAS	: Machine asynchrone.
BF	: Machine asynchrone.
PI ou IP	: Action Proportionnelle et Intégrale.
MRAC	: « Model Reference Adaptive Control » Commande Adaptative à Modèle

ARMAX : de Référence : Auto-Regressive Moving Average with eXogenous input
MCR : Moindre Carré Récursive

Introduction générale

Les développements actuels en électrotechnique permettent une amélioration des performances et de la fonctionnalité des entraînements électriques. L'actionneur électrique joue un rôle croissant dans les domaines l'application dans l'industrie, les machines électriques associent à une dynamique élevée, des facilités de commande liées à la relation directe entre le couple et le flux. En effet, les moteurs asynchrones, en raison de leur faible coût et de leur robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des entraînements à vitesses variables. Cependant, pour contrôler efficacement la dynamique du couple d'un moteur asynchrone, il faut employer des stratégies de commande plus élaborées.

Ainsi les progrès de l'informatique, de l'électronique de puissance et de l'automatique, ont provoqué des changements importants dans la conception des systèmes de commande/régulation. Ce développement a poussé plusieurs laboratoires d'automatique de recherche vers des structures de commande beaucoup plus évoluées basées sur des méthodes d'automatique à savoir les commande vectorielle, adaptative, non linéaire, prédictive....

La commande vectorielle du flux rotorique se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique de la machine et du couple électromagnétique. Les bases de la théorie sur le contrôle vectoriel ou contrôle à flux orienté (FOC) ont été développées par Blaschke dès 1971, ce type de commande permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine et d'aboutir à un contrôle comparable à celui des machines à courant continu.

La mise en oeuvre d'une loi de commande, adaptative de haute performance appliquée à la machine asynchrone, avec comme objectif d'améliorer la poursuite de trajectoires, garantir la stabilité, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet de perturbation.

Dans le premier chapitre, nous allons présenter mathématiquement, la modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix de repère, le vecteur d'état et les entrées-sorties possibles du moteur.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons la stratégie de la commande vectorielle à flux orienté appelée (FOC). Cette technique nécessite la connaissance de la position du flux ou de la position du rotor afin de contrôler le couple et la vitesse de la machine.

Le troisième chapitre, représente la commande adaptative qui regroupe les ensemble des techniques utilisées pour l'ajustement automatique des régulateurs pour assurer les performances voulues quand les paramètres du système à contrôler sont inconnus et/ou variaient dans le temps.

Le quatrième chapitre, représente l'application de la technique de régulation à variance minimal et les essais expérimentaux de l'approche de la commande auto-ajustable qui ont été réalisés au centre de recherche nucléaire de Birin qui ont mis à notre disposition un matériel de pointe et de haute gamme, la méthode à variance minimal a néanmoins un intérêt pratique pour comprendre et évaluer les performances maximales qui peuvent être obtenues par des techniques plus simples et largement utilisées à ce jour.

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande.

1.1 Introduction

La machine à courant continu par découplage naturel entre le flux et le couple électromagnétique est parfaitement adaptée à la vitesse variable. Elle a permis, dès l'apparition de l'électronique de puissance, de satisfaire la plus grande partie des besoins industriels.

Dans la plus part des milieux industriels à cause de la présence d'un collecteur mécanique et en raison de sa fragilité ce moteur n'est pas convenable. Un intérêt considérable a été accordé aux machines à courant alternatif pour le remplacement du moteur à courant continu au cours de ces dernières décennies et ceci après l'évolution dans le domaine de la commande numérique et de sa réalisation. En effet, l'évolution dans le domaine de l'informatique industrielle a permis le développement de commandes complexes numériquement et par conséquent ceci a rendu possible l'utilisation des machines à courant alternatif dans des applications diverses.

La machine asynchrone est la machine à courant alternatif la plus utilisée actuellement par les industrielles. Ce choix est justifié par plusieurs critères tels que son prix, sa robustesse et surtout que c'est une machine qui n'a pas de collecteur mécanique et donc facile à entretenir. D'autre part cette machine possède une dynamique fortement non linéaire, couplée et dont les paramètres varient au cours du temps. En effet, il est constaté par exemple que les constantes de temps rotorique et statorique varient considérablement avec la température. Ces caractéristiques rendent la synthèse de la commande difficile.

Dans ce chapitre, nous allons présenter le modèle dynamique de la machine asynchrone qui sera utilisée dans la synthèse de la commande, ce modèle est désigné par modèle de commande. Nous allons aussi présenter les hypothèses qui permettent d'aboutir au modèle de commande.

1.2 Modèle Dynamique de la Machine Asynchrone

Dans la conception d'une commande d'un système dynamique une étape primordiale et très importante est celle de l'élaboration du modèle dynamique de commande dit aussi modèle de commande. Ainsi pour notre application, il est nécessaire d'établir un modèle dynamique de la

MAS. Ce modèle doit se rapprocher le plus possible du comportement réel de la MAS mais aussi le plus simple possible afin de faciliter la tâche de conception de commande. En conséquence, ce modèle doit permettre d'analyser les propriétés dynamiques qui nous intéressent d'une part et le développement de la commande. Il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire et valable pour des changements au niveau de l'alimentation tel que les tensions ou les courants.

Pour arriver au modèle de commande, il est indispensable de poser un certain nombre d'hypothèses selon nos objectifs de commande. Ces hypothèses nous permettent d'arriver au bon modèle satisfaisant à la fois le compromis précision et facilité de réglage de la commande.

1.2.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la MAS s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses que nous allons récapituler : [6] :

- Parfaite symétrie,
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique c'est à dire trois phases,
- Répartition sinusoïdale le long de l'entrefer des champs magnétiques de chaque bobinage,
- Absence de saturation dans le circuit magnétique.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme

Ainsi, nous pouvons schématiser la MAS comme la montre la Figure I.1. Elle est munie de six enroulements :

Le **stator** est formé de trois enroulements fixes décalés dans l'espace de 120° et traversés par trois courants variables. Le **rotor** peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle.

Nous désignons par θ l'angle *électrique* entre la phase **A** statorique et la phase **a** rotorique.

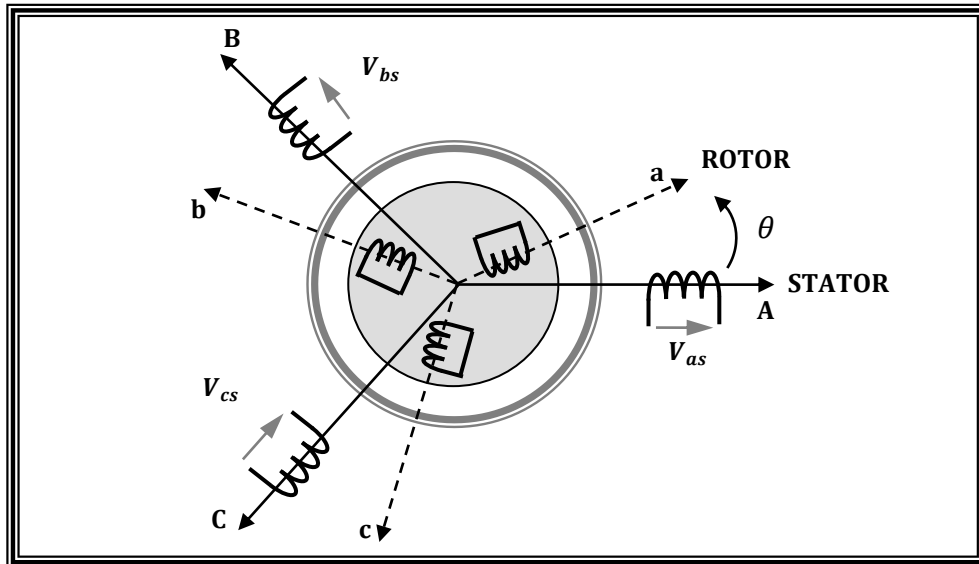


Figure I.1 Représentation schématique d'une MAS triphasée.

I.2.2 Equations des tensions et des flux

En utilisant la notation matricielle, les équations des tensions statorique, écrites dans le référentiel stationnaire lié au stator, sont données par :

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

De la même manière, les équations des tensions rotorique, écrites dans le référentiel tournant lié au rotor, s'expriment par :

$$[0] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (I.2)$$

$$\text{Où : } [V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix};$$

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

Désignent respectivement : Les tensions au stator, les courants statorique et rotorique, les flux statorique et rotorique, les résistances statorique et rotorique.

Les flux statorique et rotorique instantanés par phase, sont donnés par :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (I.3)$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{sr}]^t \cdot [I_s] \quad (I.4)$$

Où :

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

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

Désignent respectivement :Les matrices inductances statorique et rotorique et la mutuelle.

En remplaçant(I.3) et (I.4) dans (I.1) et (I.2) respectivement, nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \cdot \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] \cdot [I_r] \} \quad (\text{I.5})$$

$$[0] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \cdot \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}]^t \cdot [I_s] \} \quad (\text{I.6})$$

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables (I.5) et(I.6). L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse. Afin de contourner cette difficulté, nous allons utiliser la transformation de PARK. En effet, cette transformation Permet de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

La transformation utilisée doit conserver la puissance instantanée. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé qui reste valable pour la machine réelle.

1.3 Modèle de PARK de la Machine Asynchrone

Comme expliqué ci-dessus, la transformation de PARK permet d'aboutir à des équations différentielles à coefficients constants. Physiquement, La transformation de PARK s'interprète comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la Figure I.2 [7].

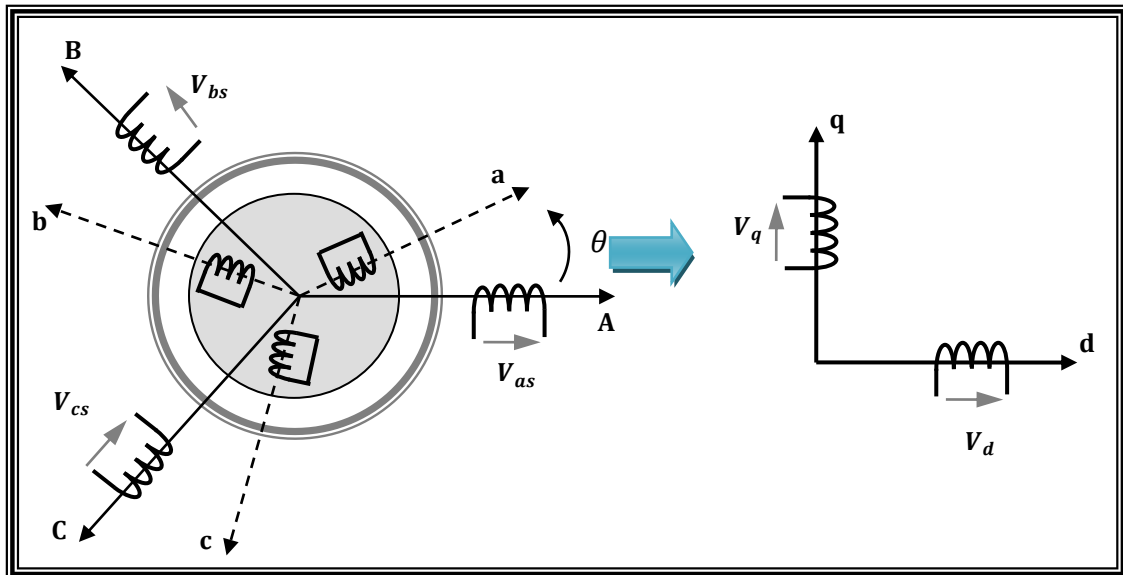


Figure I.2 Modèle de Park de la MAS

1.3.1 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée – diphasée suivie d'une rotation. Cette transformation permet de ré-exprimer le modèle dynamique de la MAS dans un repère mobile diphasé **d-q**. Ainsi, pour chaque grandeur, on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations, et par conséquent le modèle, les repères de la transformation de Park des grandeurs statorique et celle des grandeurs rotorique doivent coïncider. En effet, si l'on note par θ_s (respectivement θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statorique (respectivement rotorique) Figure I.3, ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (I.7)$$

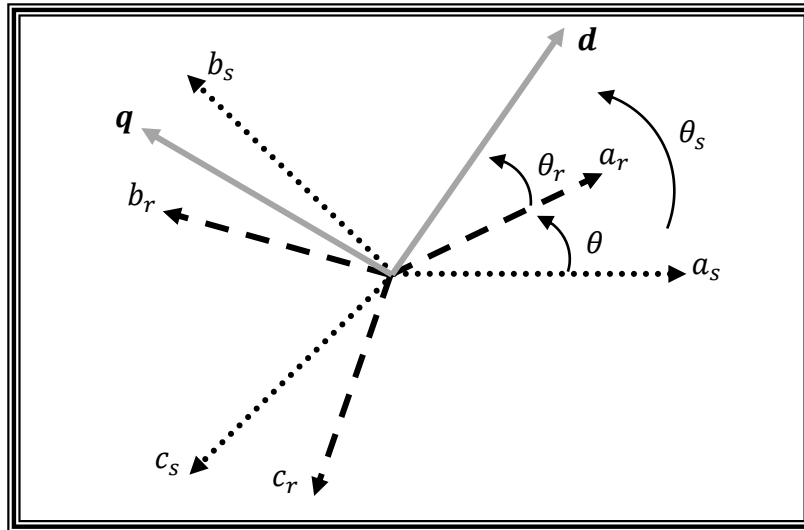


Figure I.3 : Représentation des axes de la machine

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives. Les relations entre ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = c \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = c \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Où c est une constante qui peut prendre soit les valeurs $\frac{3}{2}$ ou 1 pour la non conservation de puissance, soit la valeur $\sqrt{\frac{3}{2}}$ pour une conservation de puissance. [8]

Dans notre cas, nous prendrons:

$$c = \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (I.10)$$

Nous allons appliquer cette transformation pour chaque équation décrivant la dynamique de la MAS.

I.3.2 Application aux équations des tensions et des flux

Appliquons la transformation de Park ((I.8) et (I.9)) à l'expression (I.1) :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [V_{sdq}] = [R_s] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\Phi_{sdq}] \} \quad (I.11)$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_s)]$, nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)] \} \cdot [\Phi_{sdq}] \quad (I.12)$$

Or

$$\frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = c \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Donc, après un calcul direct, nous trouvons

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

Et l'expression (I.12) devient alors :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

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

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Maintenant on applique la transformation de Park ((I.8) et (I.9)) à l'expression (I.3) :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\Phi_{sdq}] = [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}] \quad (I.17)$$

Un calcul simple nous donne :

$$[P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

Et

$$[P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

D'après l'égalité (I.7), nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

En introduisant les inductances cycliques :

$$\begin{aligned} L_s &= l_s - M_s \\ L_m &= \frac{3}{2} M_{sr} \end{aligned} \quad (I.21)$$

L'expression (I.17) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'inductance cyclique:

$$L_r = l_r - M_r \quad (I.23)$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

1.3.3 Choix du référentiel

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan **d-q**, d'après (I.15), (I.16), (I.22) et (I.24), sont les suivantes :

Equations des tensions :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.25)$$

Equations des flux :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (I.26)$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour **dq**. En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

- **Référentiel lié au stator** : caractérisé par $\theta_s = 0$, et par conséquence $\theta_r = -\theta$
- **Référentiel lié au rotor** : caractérisé par $\theta_r = 0$, et par conséquence $\theta_s = \theta$
- **Référentiel lié au synchronisme** : dans ce cas, la vitesse du repère **dq** est la vitesse du synchronisme ω_s (vitesse du champ tournant), donc :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$$

C'est dans ce dernier référentiel que nous allons travailler par la suite. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent, Il est alors plus aisé d'en faire la régulation. [7]

Le système d'équations (I.25) devient alors :

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

1.4 Expressions du Couple Électromagnétique

Une expression du couple électromagnétique exprimé à partir des différentes grandeurs exprimées dans le repère **d-q** [6][8] est donnée par :

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) \quad (I.28)$$

1.5 Mise sous forme d'Equations d'Etat

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état afin d'avoir une écriture normalisée du modèle. Pour une machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statorique V_{ds} et V_{qs} sont les variables de contrôle, et nous considérons les flux rotorique, les courants statorique et la pulsation mécanique comme variables d'état. L'équation mécanique de la MAS est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \quad (I.29)$$

Où C_r est le couple résistant incluant les frottements et le couple de charge.

En utilisant les expressions (1.26), (1.27) et (1.29) et après arrangement, nous aurons le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[-\left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r}\right) \cdot I_{ds} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \Phi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[-\sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{ds} - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r}\right) \cdot I_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \Phi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{ds} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{qs} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2 L_m}{J L_r} (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) - \frac{P}{J} C_r \end{array} \right. \quad (I.30)$$

Où

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r \cdot L_s} : \text{est le facteur de dispersion}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{est la constante du temps rotorique.}$$

I.6 Résultats de Simulation

Afin de faire une première validation du modèle de la MAS, nous allons faire quelques simulations du modèle et voir la cohérence de ses réponses. Pour ce test, nous alimentons directement la MAS à vide par le réseau triphasé 230/400 V. A l'instant $t = 0.5 \text{ sec}$ on introduit un couple résistant nominal $C_{rn} = 10 \text{ Nm}$. Les grandeur observés sont la vitesse mécanique, le couple électromagnétique ainsi que les courants statorique et flux rotorique.

Les résultats de simulation sont représentés ci-dessous.

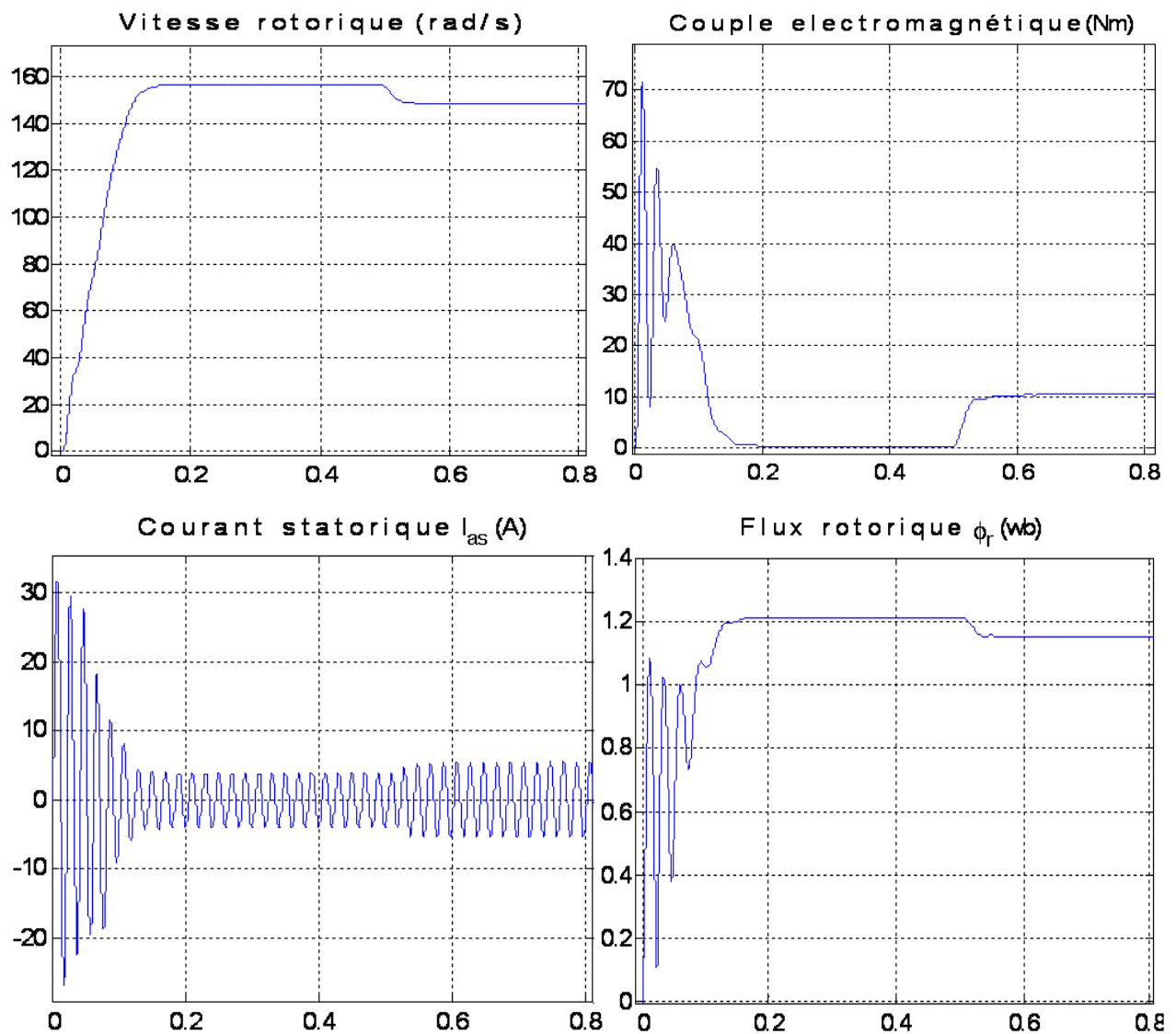


Figure I.4 : Simulation d'un démarrage de la MAS à vide alimentée par le réseau triphasé

Interprétation des courbes:

Les courbes de la Figure I.4 représentent les résultats de simulation de la MAS pour un démarrage à vide.

Chapitre I : Modélisation de la machine Asynchrone en vue de ça commande.

- La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur proche de la vitesse du synchronisme car la machine tourne à vide.
- Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatoire. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de 3 fois le couple nominale. Ceci est dû aux bruits engendrés par la partie mécanique, et après disparition du régime transitoire, il tend vers la valeur correspondante à la charge nulle.
- L'appel au courant est fort au démarrage. Au régime permanent, il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.
- L'introduction du couple résistant nominal fait augmenter le courant à sa valeur nominale, la vitesse diminue à sa valeur nominale. Le couple électromagnétique augmente bien sûre à 10 *N.m*. Le flux rotorique diminue aussi, c'est l'effet du couplage naturel de la machine asynchrone entre le couple et le flux.

1.7 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté la modélisation et quelques simulations du moteur asynchrone à cage d'écureuil.

La modélisation a été conduite avec certaines hypothèses simplificatrices. Ces hypothèses ont permis de réduire la complexité du modèle de la MAS. Néanmoins le modèle obtenu est à paramètres variables. L'utilisation de la transformation de PARK nous a permis d'obtenir un modèle à coefficients constants convenable à la synthèse de lois de commande.

Ensuite, nous avons mis le modèle sous forme d'état. Le processus du démarrage du moteur a été modélisé et simulé à vide. Les résultats obtenus montrent la validité du modèle.

Nous allons dans la suite de ce mémoire, développer des lois de commande classique ainsi robuste et adaptative en se basant sur le modèle de la MAS obtenu dans ce chapitre.

Chapitre II : Commande Vectorielle Directe de La Machine Asynchrone

II.1 Introduction

La machine à courant continu à excitation indépendante offre comme principal avantage d'être facilement commandable du fait que le couple et le flux sont découplés. Ainsi ces derniers peuvent être contrôlés indépendamment. Le flux est contrôlé de l'inducteur et le couple est contrôlé par le courant d'induit. Or Il est aujourd'hui possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courant continu tout en étant plus robuste et facile à entretenir. Cependant, pour la machine asynchrone, l'expression du couple électromagnétique est complexe. En effet, l'expression du couple ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu ou le découplage entre le réglage du flux et celui de couple est naturel. De ce fait, la machine asynchrone est difficile à commander comparé à la machine à courant continu.

La commande vectorielle, introduite par Blaschke en 1972, est la première technique de commande capable de donner à la machine asynchrone de nouvelles performances au moins comparables à celle de la machine à courant continu [9]. Cette technique consiste à réécrire le modèle dynamique de la machine asynchrone dans un référentiel tournant avec le flux du rotor.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique de la machine asynchrone. Après un découplage par compensation entre couple et flux, des régulateurs PI classiques seront utilisés dans la synthèse de la commande pour les deux boucles de flux et de couple. Quant à la régulation de vitesse, nous allons utiliser une boucle externe du type IP. Tous ces régulateurs nécessitent des *mesures* de certaines variables pour leurs implémentations. Pour les variables non mesurés mais nécessaires à la commande, des estimations seront utilisés à leurs places à partir d'autres variables mesurées.

Des résultats de simulation seront présentés à la fin de ce chapitre, permettront de valider l'efficacité de l'orientation et le découplage de la technique de commande. Nous clôturons ce chapitre par une conclusion.

II.2 Principe Générale de la Commande

L'objectif de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation séparée. Ceci est atteint si on arrive à avoir un découplage entre la variable commandant le flux, et celle commandant le couple [7][9]. Nous allons voir que ceci peut être atteint par changement de coordonnées et orientation du flux avec une commande découplante.

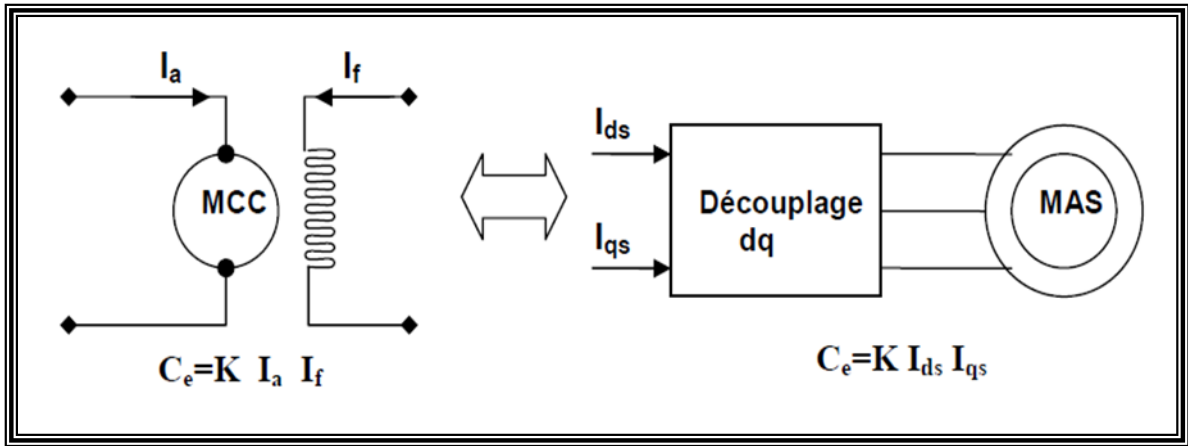


Figure II.1: Schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC

II.2.1 Orientation de flux rotorique

La commande vectorielle à flux rotorique orienté est basée sur une orientation du repère tournant d'axes (d, q) tels que l'axe d soit confondu avec la direction de Φ_r [6].

Le flux Φ_r étant orienté sur l'axe d , l'équation d'état (I.29) nous permet d'exprimer V_{ds} , V_{qs} , Φ_r et ω_s avec $\Phi_{qr} = 0$ et $\Phi_{dr} = \Phi_r$ et obtenir les équations suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = \sigma \cdot L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot I_{ds} - \left[\sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \Phi_r \right] \\ V_{qs} = \sigma \cdot L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot I_{qs} - \left[-\sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \Phi_r \right] \\ \frac{d\Phi_r}{dt} + \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_r = \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{ds} \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{qs} = (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_r \\ C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_r \cdot I_{qs}) \end{array} \right. \quad (II.1)$$

Nous remarquons, grâce à l'utilisation du repère de PARK et de l'orientation du flux, que le couple et le flux sont commandés séparément par I_{ds} et I_{qs} . Or d'après les dynamiques de ces courants, nous remarquons qu'ils sont commandés par V_{ds} et V_{qs} avec des équations couplés. Afin d'avoir un découplage au niveau des commande en tension, nous allons commencer par synthétiser une commande découplante entrée/sortie.

II.3 Découplage Entrée-Sortie

L'objectif du découplage entrée-sortie, comme son nom l'indique, est de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Le système découplé se présente par un ensemble d'équations différentielles entrée-sortie découplées. Cet effet découplant, s'il n'est pas naturel dans le système, on peut l'atteindre par bouclage d'état dit *bouclage découplant* ou *commande découplante*. De ce fait les commandes sont alors non interactives.

Il est évident que pour atteindre le découplage, certaines conditions doivent être vérifiées sur le système initial. Si ces conditions sont vérifiées, différentes techniques de découplage par retour d'état sont possibles. Dans la suite, nous allons détailler la commande découplante de la machine asynchrone.

II.3.1 Découplage par compensation

Reprenons le modèle (II.1) et définissons deux *nouvelles variables de commande* v_{ds1} et v_{qs1} afin de découplée les deux première équations. Ces nouvelles commande sont données par

$$V_{ds} = v_{ds1} - e_{ds} \text{ et } V_{qs} = v_{qs1} - e_{qs} \quad (\text{II. 2})$$

Où : e_{ds} et e_{qs} sont les termes de couplage donnée par

$$\begin{cases} e_{ds} = \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \Phi_r \\ e_{qs} = -\sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \Phi_r \end{cases} \quad (\text{II. 3})$$

Avec la commande découplante (II.2), le système devient

$$\begin{cases} v_{ds1} = \sigma \cdot L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot I_{ds} \\ v_{qs1} = \sigma \cdot L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II. 4})$$

Les fonctions de transfert de ce système découplé en prenant comme entrées v_{ds1} et v_{qs1} et comme sortie I_{ds} et I_{qs} est :

$$\begin{cases} \frac{I_{ds}}{v_{ds1}} = \frac{L_r^2}{(\sigma L_s L_r^2) \cdot s + (R_s L_r^2 + R_r L_m^2)} \\ \frac{I_{qs}}{v_{qs1}} = \frac{L_r^2}{(\sigma L_s L_r^2) \cdot s + (R_s L_r^2 + R_r L_m^2)} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Si on redéfinit comme sortie le flux et le couple de la machine, nous obtenons les fonctions de transfert suivante sous forme de schéma blocs.

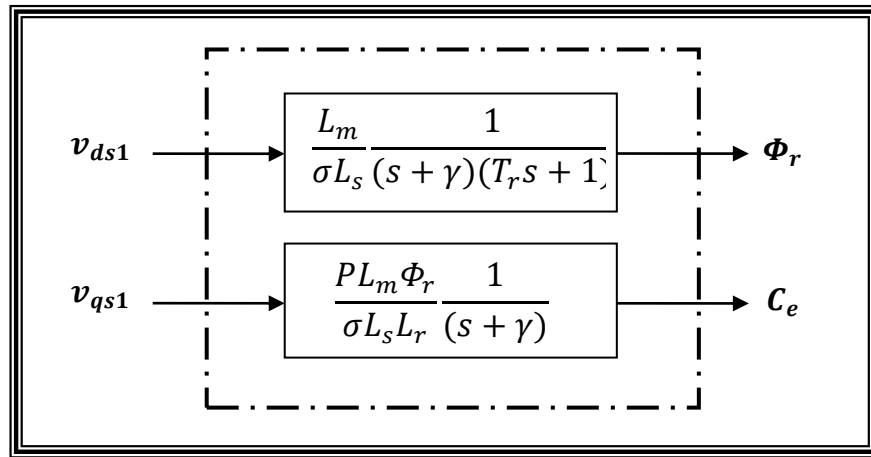


Figure II.2 :Commande découplée-Expressions de Φ_r et C_e

Avec :

$$\gamma = \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} = \frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r}$$

Avec ce modèle linéaire et découplé, on imagine plusieurs stratégies de commande pour le flux et le couple électromécanique. La commande de la machine avec découplage devient sous la forme générale du schéma de commande suivant :

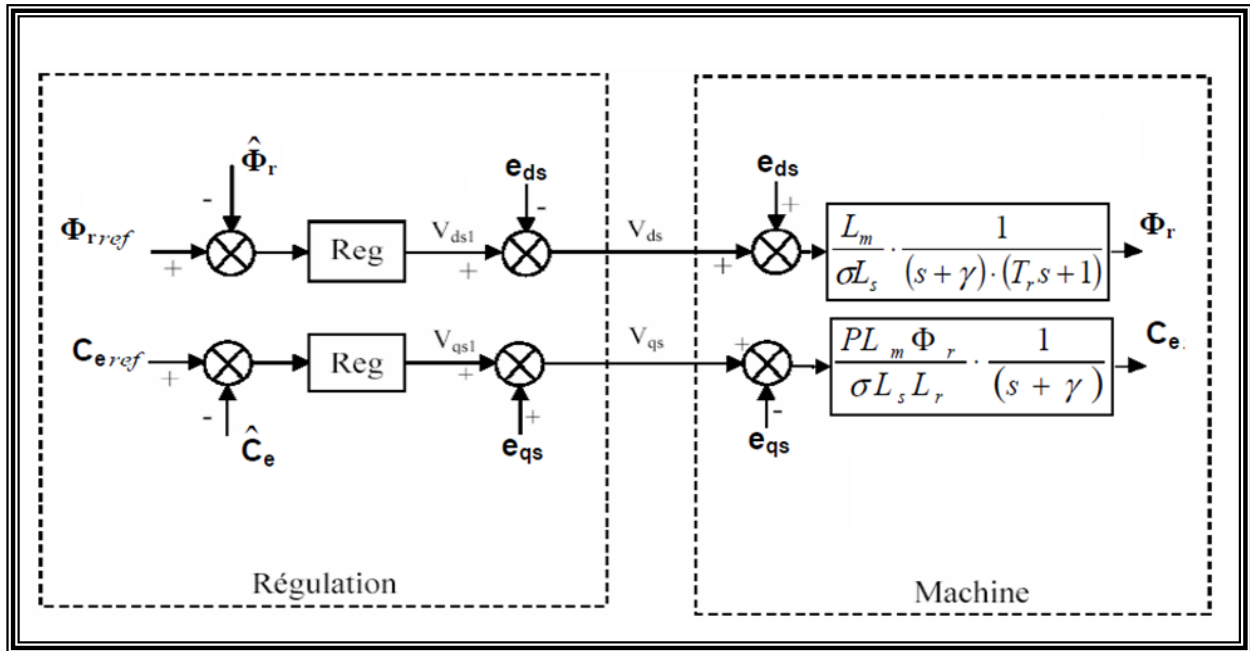


Figure II.3 : Compensation des termes de couplage

A fin de commander le flux et le couple électromécanique, nous allons développer des régulateurs linéaires, vu que le système découplé est linéaire.

II.4 Commande à Flux Rotorique Orienté

Les régulateurs linéaires que nous allons développer utilisent en entrée les variables du flux Φ_r et de couple C_e . Or en pratique ces variables ne sont pas mesurées et par conséquent il est nécessaire d'avoir une estimation de ces variables à partir des mesures. Nous allons commencer par établir des estimateurs de ces variables et par la suite présenter la commande.

II.4.1 Les estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté

Calcul de Φ_r et C_e

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût. Par conséquent, il faut avoir des estimateurs de ces variables. Pour notre application ce sont flux Φ_r et de couple C_e qui sont concernés par l'estimation.

Le système d'équations (II.1) permet d'estimer le flux Φ_r :

$$\hat{\Phi}_r = \frac{L_m}{1 + T_r s} \cdot I_{ds} \quad (\text{II. 6})$$

Alors l'estimation du couple électromagnétique C_e est donnée par :

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\hat{\Phi}_r \cdot I_{qs}) \quad (\text{II. 7})$$

Calcul de ω_s et θ_s

La pulsation statorique s'écrit, d'après (II.1) :

$$\omega_s = P\Omega + \frac{L_m I_{qs}}{T_r \hat{\Phi}_r} \quad (\text{II. 8})$$

L'équation n'est pas exploitable telle quelle puisque $\hat{\Phi}_r$ est nul au démarrage du moteur. Nous utiliserons, pour l'implantation, l'équation suivante :

$$\omega_s = P\Omega + \frac{L_m I_{qs}}{T_r \hat{\Phi}_r + \varepsilon} \quad (\text{II. 9})$$

Nous avons alors :

$$\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s \quad (\text{II. 10})$$

Le schéma suivant représente le bloc d'estimation des grandeurs nécessaires à la régulation à partir des mesures des courants statorique et de vitesse de rotation

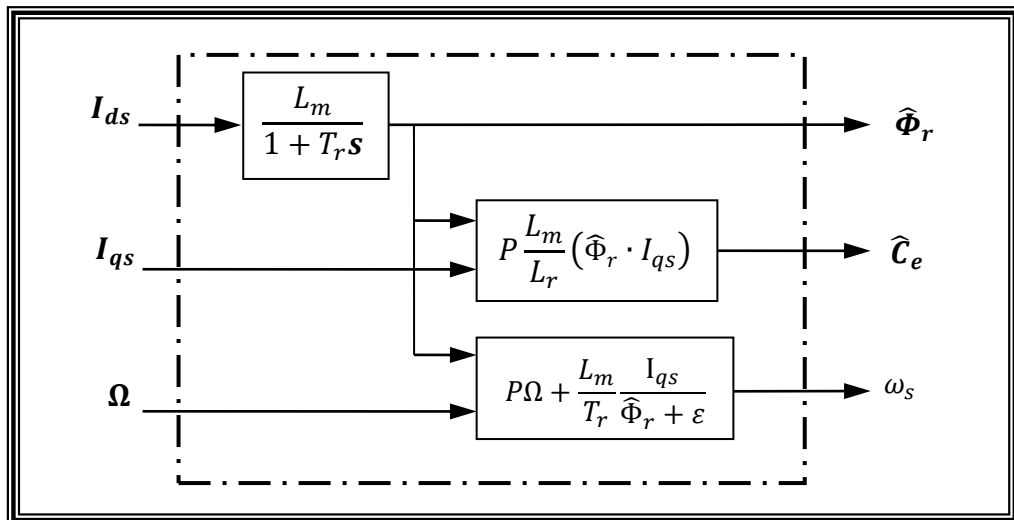


Figure II.4 : Représentation du bloc d'estimation

II.4.2 Schéma de principe de la commande vectorielle directe

A partir du modèle de la MAS, des équations de découplage et des équations d'estimation, nous pouvons élaborer un schéma de principe de la commande vectorielle directe.

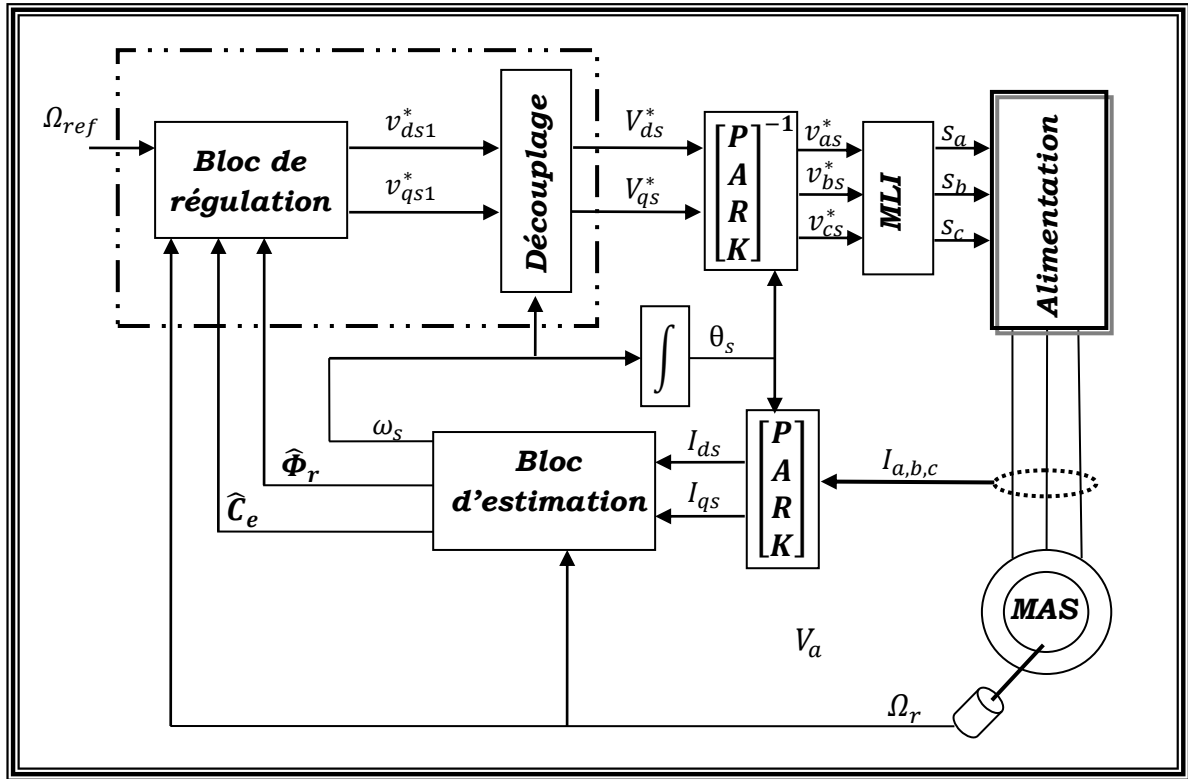


Figure II.5 : Schéma de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone

Nous allons présenter la synthèse de chaque régulateur séparément afin 'expliciter la méthodologie de synthèse de chacun d'entre eux.

Régulateur de flux

Le découplage proposé Figure (II.3) permet d'écrire :

$$\Phi_r = \frac{K_1}{(s + \gamma) \left(s + \frac{1}{T_r} \right)} v_{ds1} \quad (\text{II. 11})$$

Avec

$$K_1 = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r}$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 2nd ordre. Pour atteindre cet objectif, on prend un régulateur proportionnel-intégral classique de type :

$$PI(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{II. 12})$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermé par la Figure (II.6) ci-dessous

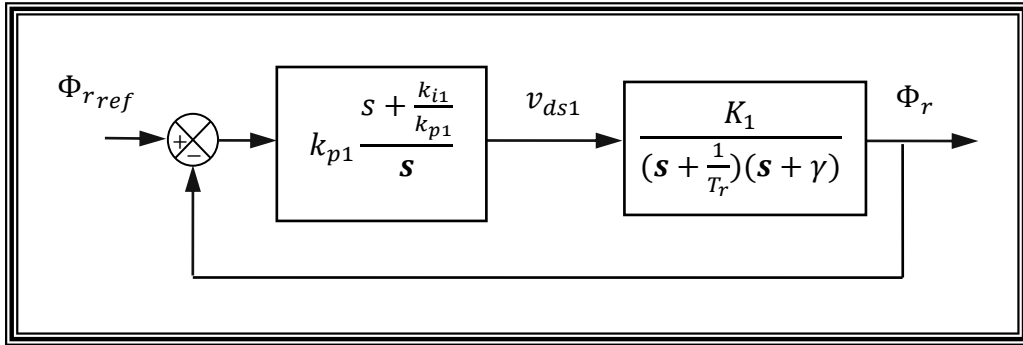


Figure II.6 : Schéma en BF de régulation de flux

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{1}{T_r} = \frac{k_{i1}}{k_{p1}} \quad (\text{II. 13})$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$F_{BO1}(s) = \frac{k_{p1}K_1}{s(s + \gamma)} \quad (\text{II. 14})$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée que nous cherchons à identifier à la forme canonique du 2^{ème} ordre est la suivante :

$$1 + \frac{\gamma}{k_{p1}K_1}s + \frac{1}{k_{p1}K_1}s^2 \quad (\text{II. 15})$$

Nous avons donc à résoudre le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{\gamma}{k_{p1}K_1} = \frac{2\xi_1}{\omega_{n1}} \\ \frac{1}{k_{p1}K_1} = \frac{1}{\omega_{n1}^2} \end{cases} \quad (\text{II. 16})$$

Finalement ;

$$\begin{cases} k_{p1} = \frac{\gamma^2}{K_1(2\xi_1)^2} \\ k_{i1} = \frac{k_{p1}}{T_r} \end{cases} \quad (\text{II. 17})$$

Régulateur de couple

Les équations de découplage proposées Figure (II.2) permettent d'exprimer C_e par :

$$C_e = \frac{K_2}{(s + \gamma)} v_{qs1} \quad (\text{II. 18})$$

Avec

$$K_2 = \frac{PL_m \phi_{rref}}{\sigma L_s L_r}$$

L'utilisation d'un régulateur proportionnel-intégral donne le schéma en boucle fermé suivant

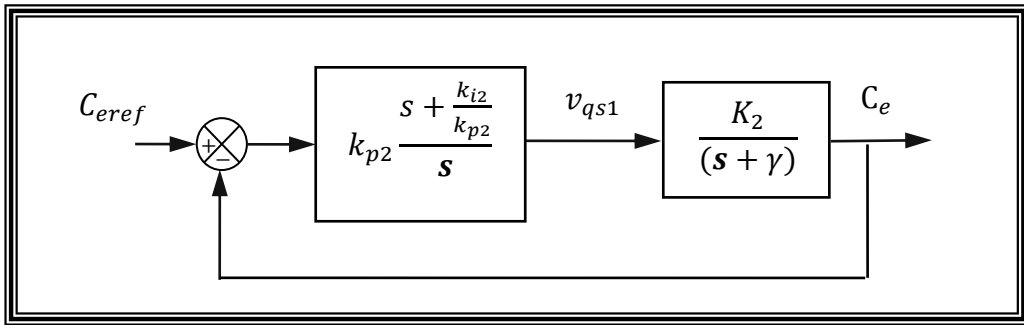


Figure II.7 : Schéma en BF de régulation de couple

Compensons le seul pôle, ce qui se traduit par la condition :

$$\gamma = \frac{k_{i2}}{k_{p2}} \quad (\text{II. 19})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant

$$F_{BO_2}(s) = \frac{k_{p2} K_2}{s} \quad (\text{II. 20})$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps

$$\frac{1}{k_{p2} K_2}$$

Pour un temps de réponse imposé $t_{rep2(5\%)} \approx 3\tau$, nous obtenons les gains suivants :

$$\begin{cases} k_{p2} = \frac{3}{K_2 t_{rep2(5\%)}} \\ k_{i2} = \gamma k_{p2} \end{cases} \quad (\text{II. 21})$$

Régulateur de vitesse

Pour chaîne de régulation de vitesse il a été proposé la commande **IP** ayant comme avantage la boucle fermée ne contient pas de zéros ce qu'il nous permet d'obtenir une réponse apériodique, [10].

D'après l'équation mécanique de la machine l'équation (I.29), Nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_r} (C_e - C_r) \quad (\text{II. 22})$$

Le schéma fonctionnel est comme suit ;

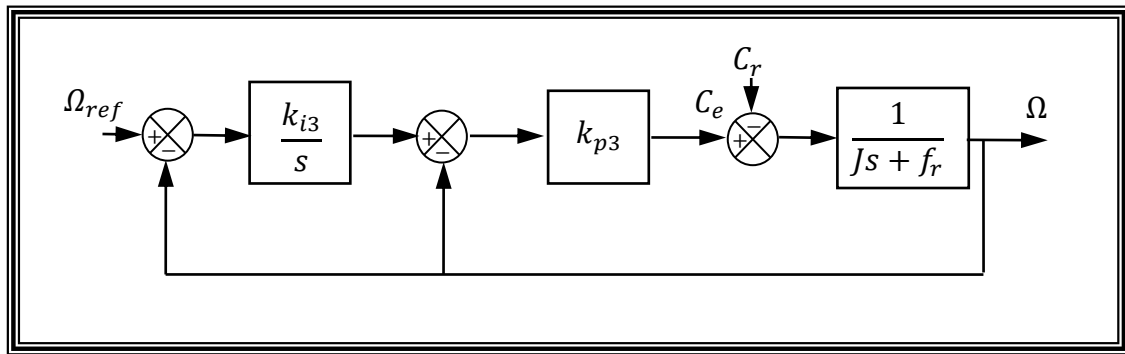


Figure II.8 : Schéma en BF de régulation de vitesse par IP classique

Dans le cas de l'utilisation de régulateur *IP* classique, Ω s'écrit alors

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_r} \left[k_{p3} \left(\frac{k_{i3}}{s} (\Omega_{ref} - \Omega) - \Omega \right) - C_r \right] \quad (\text{II. 22})$$

On boucle fermée on obtient ;

$$\Omega = \frac{1}{\frac{J}{k_{p3}k_{i3}}s^2 + \frac{k_{p3}+f_r}{k_{p3}k_{i3}}s + 1} \Omega_{ref} - \frac{s/k_{p3}k_{i3}}{\frac{J}{k_{p3}k_{i3}}s^2 + \frac{k_{p3}+f_r}{k_{p3}k_{i3}}s + 1} C_r \quad (\text{II. 23})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre

En identifiant le dénominateur à la forme de réponse apériodique $\tau_2^2 s^2 + 2\tau_2 s + 1$, nous avons à résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \tau_2^2 = \frac{J}{k_{p3}k_{i3}} \\ 2\tau_2 = \frac{k_{p3} + f_r}{k_{p3}k_{i3}} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Pour un temps de réponse imposé $t_{rep3(5\%)} \approx 3\tau_2$, nous obtenons les gains suivants :

$$\begin{cases} k_{p3} = \frac{6J}{t_{rep3(5\%)} - f_r} \\ k_{i3} = 3 \frac{k_{p3} + f_r}{2k_{p3} t_{rep3(5\%)}} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

II.5 Résultats de Simulations et Interprétations

Nous allons présenter dans les résultats suivant plusieurs test qui nous permettrons de valider la stratégie de commande.

Démarrage à vide puis introduction du couple de charge :

Les résultats de simulation de la machine dans un démarrage à vide avec injection d'un couple résistant sont donnés en Figure II.9. Les valeurs de référence sont : une vitesse de 100 *rad/sec* et un flux de 0.85 *Wb*.

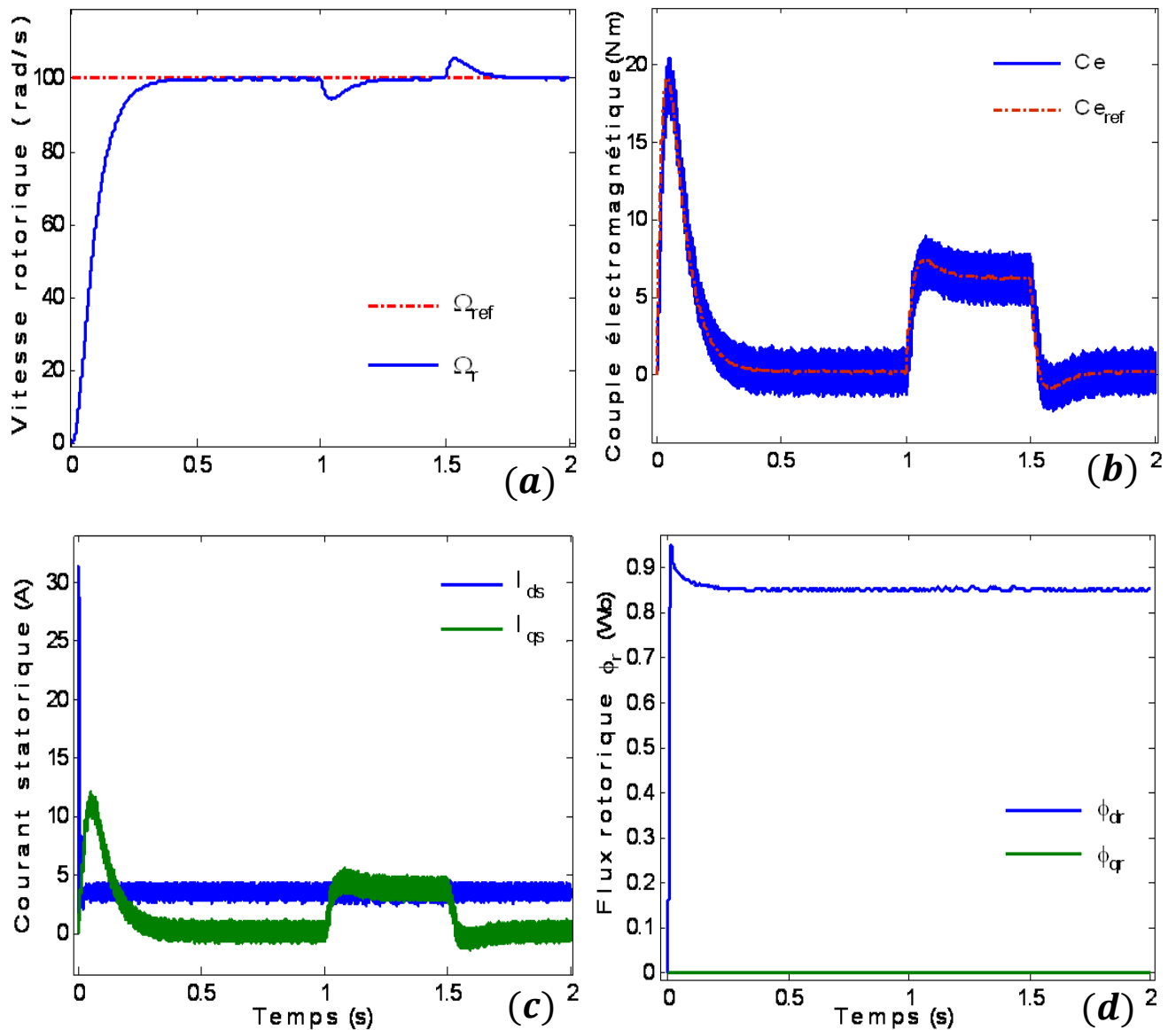


Figure II.9 : Simulation de démarrage à vide puis l'introduction d'une charge

Nous remarquons que la vitesse augmente jusqu'à la valeur de consigne choisie dans le temps qu'on a fixé par le régulateur de vitesse (0.3s).

Le flux rotorique s'établit à la valeur 0.85 Wb après un temps déterminé par le régulateur du flux qui est (10ms), le dépassement n'affecte pas beaucoup le flux rotorique pendant le démarrage, ce dernier est léger. Le courant en quadrature est l'image du couple, ils ont la même forme de variation.

Après le démarrage de la machine, on introduit un couple de 6 N.m dans l'intervalle du temps $t \in [1s, 1.5s]$. L'introduction de cette charge n'influe pas le flux, mais elle diminue légèrement la vitesse de rotation. Ce dernier revient à sa valeur de consigne après une courte

durée par l'effet de régulation. Le couple électromagnétique augmente jusqu'à 6 N.m aussi la courant en quadrature qui va à la valeur correspond à la charge.

Après 1.5 s la machine se soulage, le couple électromagnétique et son image en courant revient aux ses valeurs correspondent à la charge nulle, la vitesse augmente puis va suivre sa référence.

La différence est au niveau du flux qui n'est pas affecté par la variation du couple, c'est l'effet du découplage, alors nous avons bienfait le découplage flux-couple.

Inversion du sens de rotation :

La référence de la vitesse est de 100 rad/s au démarrage et après une seconde on inverse le sens de rotation de la machine et la consigne de vitesse devient -100 rad/s . Les résultats sont donnés en Figure II.10 La machine tourne à vide.

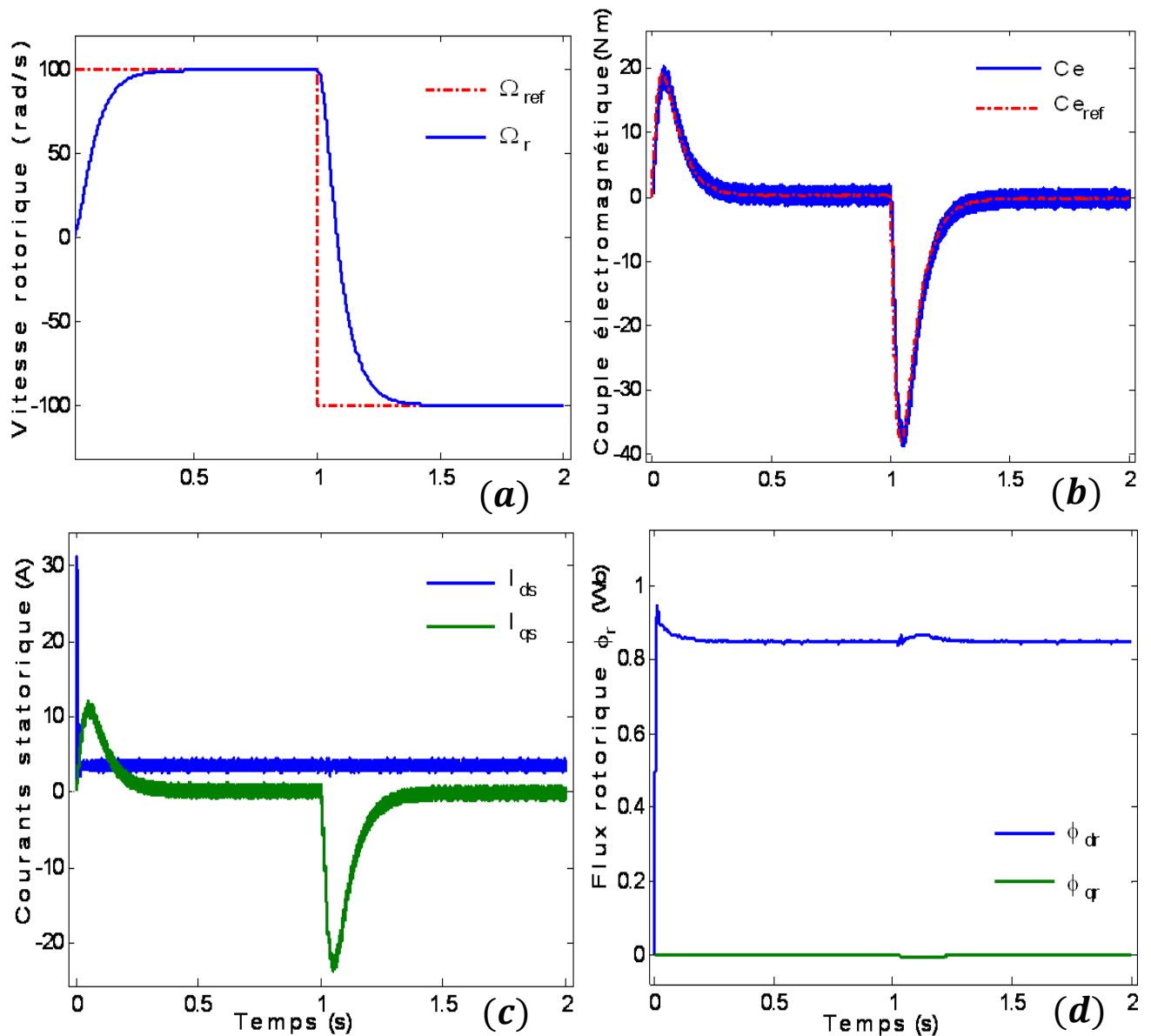


Figure II.10 Simulation de l'inversion de sens de rotation

On remarque que l'inversion du sens de rotation influe sur le couple développé. Le choix du régulateur est justifié, la réponse est rapide. Le flux rotorique est légèrement affecté, une influence négligeable; ce qui montre la robustesse en de la commande à l'inversion du sens de rotation.

Résultats de simulation en basses vitesses :

La consigne de vitesse est de 20 rad/s et après 1 s on inverse le sens de rotation.

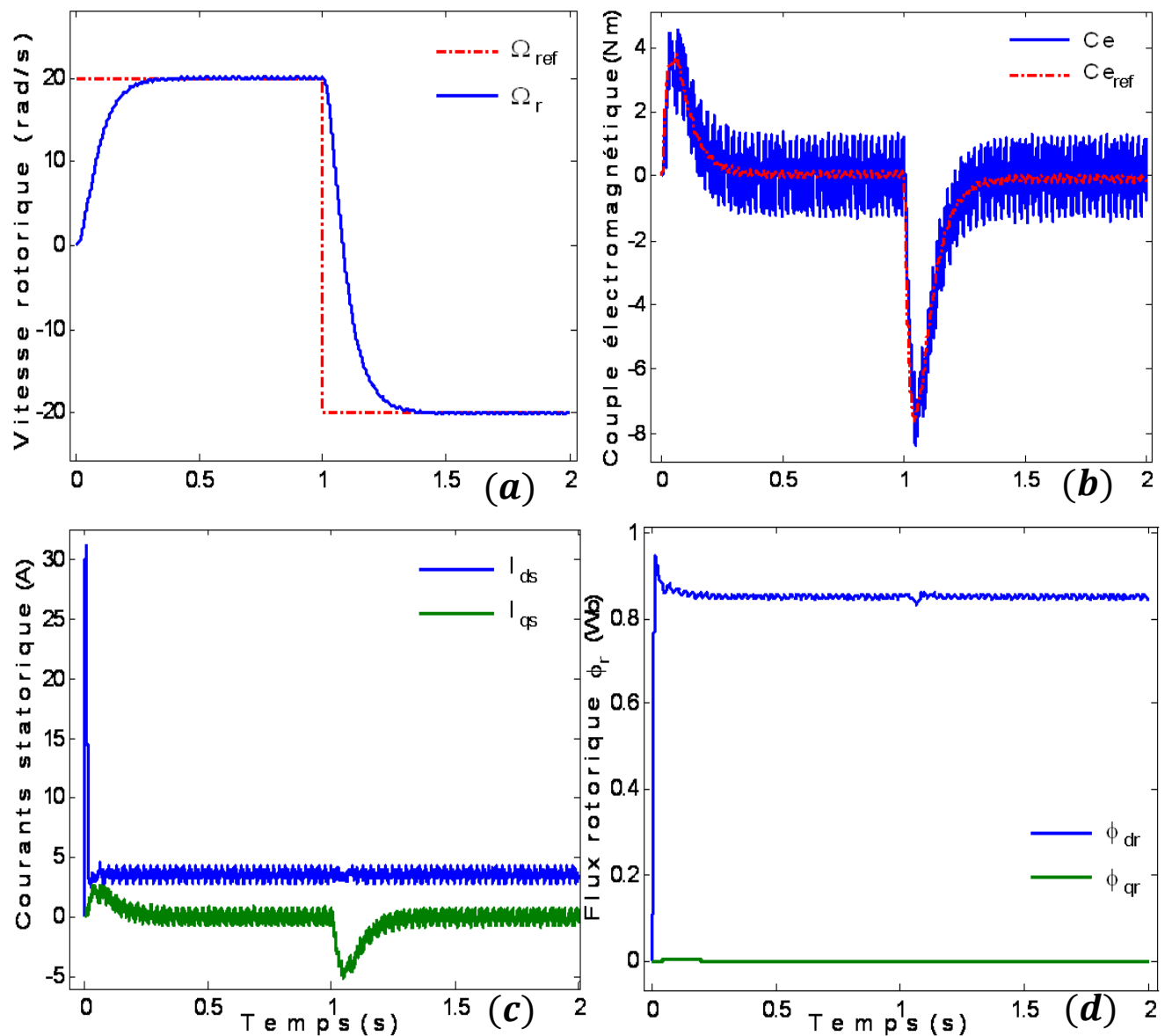


Figure II.11 Simulation de la commande à basse vitesse

Dans la Figure (II.1), nous montrons la robustesse de la commande en basses vitesses; le couple suit sa référence, la vitesse aussi avec peu de fluctuation. Le temps de réponse de régulation de la vitesse de rotation est toujours le même (0.3 s) ainsi que celui de la régulation du flux rotorique (10 ms).

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons explicité la commande de la machine asynchrone par le contrôle vectoriel direct à flux rotorique orienté. La commande découplante, nous a permis d'utiliser des régulateurs classiques linéaires et d'avoir un effet découplé sur la régulation du flux rotorique et du couple électromécanique. Les régulateurs classiques utilisés sont un régulateur classique PI dans les boucles de régulation de couple et de flux rotorique et un IP pour la boucle de vitesse.

Nous avons montré en simulations les performances de la commande. Le découplage entre le flux et le couple est clairement identifié par plusieurs scénarios de simulations. Le choix des régulateurs est justifié, à savoir, la rapidité de la réponse et son dépassement acceptable.

Le chapitre qui va suivre traite l'application de la technique de commande robuste H_∞ dans la régulation de la vitesse de la MAS à base du control vectoriel direct à flux rotorique orienté.

Chapitre III : La commande adaptative du processus

III.1 Introduction

La motivation réelle de la commande adaptative est d'apporter une solution au contrôle des systèmes dont le comportement dynamique est partiellement ou totalement inconnu et éventuellement variable dans le temps. Dans ces situations, les méthodes classiques de commande n'aboutissent pas aux performances désirées en boucle fermée et peuvent même conduire à une détérioration de la stabilité du aux variations dynamiques [23].

III.2 Principe de la Commande Adaptative

Il est difficile de donner une définition précise à l'adaptation. Cependant, le sens retenu est de dire qu'un régulateur est adaptatif s'il peut modifier son comportement en réponse à des changements dans la dynamique du procédé ou des perturbations. Cette modification doit se faire d'une manière automatique, sans intervention externe. Le régulateur adaptatif, est défini par son aptitude à maintenir, dans ces conditions, un certain niveau de performance préalablement choisi [24]. Lorsque le système de commande est non-linéaire et que les paramètres de son modèle de connaissance varient dans de grandes proportions, la commande adaptative est une alternative intéressante qui permet de prendre en compte ces problèmes.

III.2.1 Commande à Contre-réaction et Commande Adaptative

La structure de base de la commande adaptative est constituée de deux boucles de régulation. On retrouve la boucle classique à contre réaction comportant le procédé et le régulateur à paramètres ajustables. La seconde boucle permet de réajuster en ligne les paramètres du régulateur en fonction d'un certain indice de performance. Cet indice regroupe les objectifs désirés [25].

La boucle à contre réaction, prend en charge l'effet des perturbations agissant sur les variables à réguler. La boucle d'adaptation quant-à-elle, permet de diminuer l'effet des variations paramétriques agissant sur le procédé. Ce dernier point s'obtient en ajustant les paramètres du régulateur directement ou indirectement face à ses variations paramétriques.

Le schéma de base de la commande adaptative est représenté par la Figure (III.1).

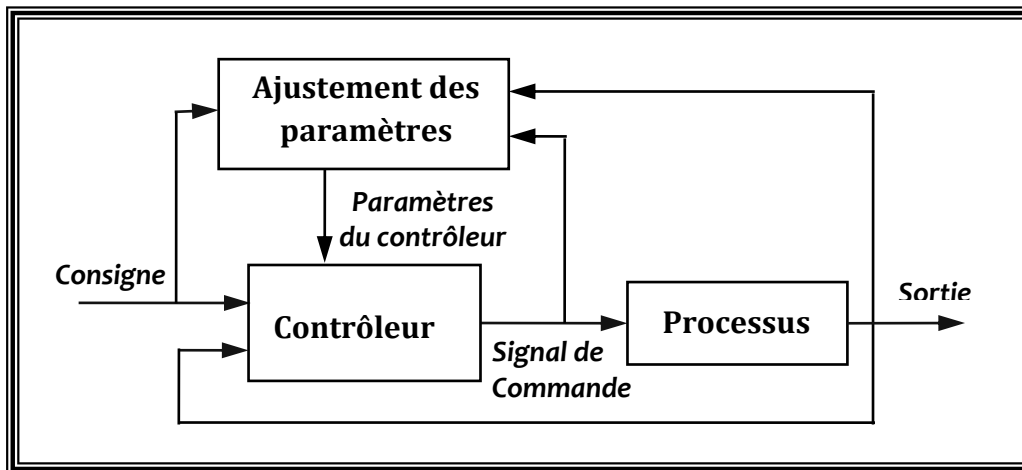


Figure III.1: Structure de base d'une commande adaptative

III.3. Différentes Techniques de Commande Adaptative

Parmi les méthodes de commande adaptative, deux principales approches ont attiré le plus d'attention [24]:

- La commande adaptative à modèle de référence (**M**odel **R**eference **A**daptive **C**ontrol "**M.R.A.C**").
- Les systèmes de commande auto-ajustable (**S**elf-**T**uning **C**ontrol "**S.T.C**").

La principale différence qui existe entre les deux approches réside dans le mode d'ajustement des paramètres du régulateur. Nous allons présenter les principes de ces méthodes de commande tout en se focalisons sur la méthode choisie par la suite pour notre application.

III.3.1 Commande adaptative à modèle de référence

La commande adaptative à modèle de référence (abréviation MRAC) a été introduite pour la première fois en 1961 [26]. L'idée de base de ces systèmes est de synthétiser le signal de commande qui forcera le système en boucle fermée de se conduire d'une certaine manière prescrite par un modèle de référence idéalement choisi (Figure IV.2). La manière dont le système en boucle fermée suivra le modèle de référence s'obtient par minimisation d'un indice de performances.

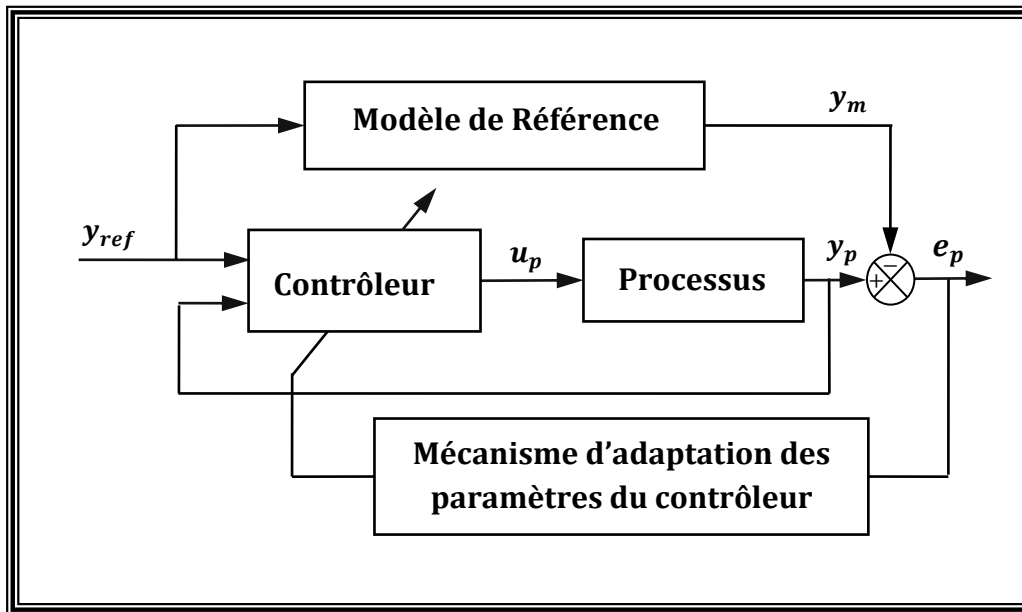


Figure III.2: Schéma de principe de la commande directe MRAC

La technique MRAC permet de spécifier la forme désirée de la réponse du processus par l'intermédiaire d'un modèle de référence défini paramétriquement. Ainsi l'image des performances souhaitées en boucle fermée sera codée dans ce modèle paramétrique ainsi que dans le critère de performance formulé dans l'écart de réponse entre le modèle de référence et la boucle fermée. En fonction de cet écart le mécanisme d'adaptation modifie certains paramètres du système ajustable ou injecte un signal supplémentaire afin de minimiser cet écart comme le montre la Figure IV.2. Par conséquent, l'adaptation peut être réalisée par l'ajustement des paramètres ou par l'injection d'un signal supplémentaire.

III.3.2 Commande auto-ajustable

Cette stratégie de commande a été proposée par Kalman en 1958 et elle est aussi appelée commande adaptative indirecte avec identification du modèle (MIAC). Le schéma block de commande est représenté dans la Figure III.3 [26].

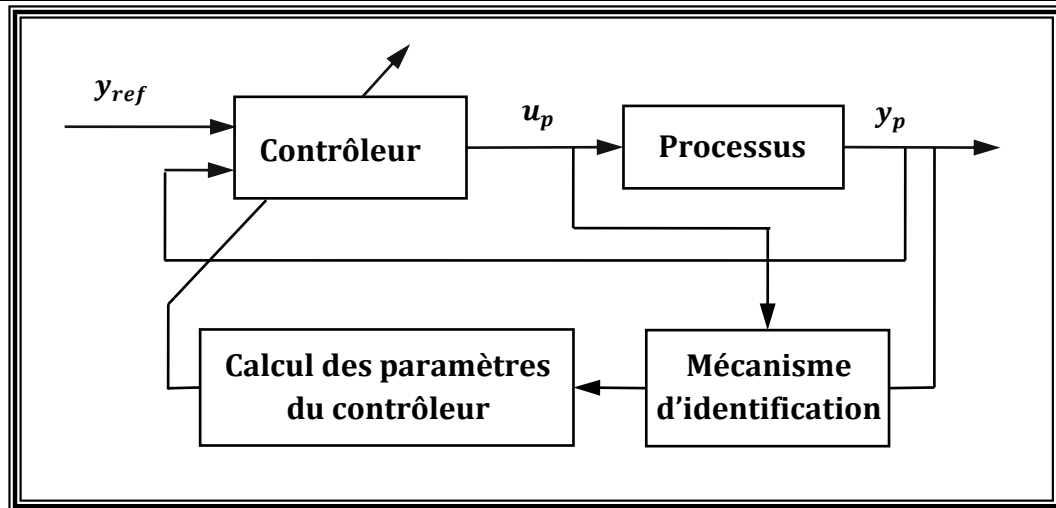


Figure III.3: Schéma de principe de la commande auto-ajustable STC

Ce type de commande adaptative est basé sur les principes de séparation et d'équivalence. On distingue une première étape servant à l'estimation en temps réel du modèle du processus à partir de ses entrées et sorties. Sur la base de ce modèle identifié une deuxième étape se charge de calculer les paramètres du régulateur.

L'hypothèse de base consiste à supposer que le bloc d'identification est capable de fournir une bonne estimation de l'état du système à chaque instant précédent le calcul proprement dit de la loi de commande. L'avantage de la séparation entre identification et calcul de la commande est de pouvoir estimer les paramètres du système à contrôler tout en satisfaisant les objectifs de commande. Pour l'élaboration du régulateur, aucune erreur d'estimation n'est donc prise en compte. Cependant, la stabilité de cette commande dépend fortement de la compatibilité des modèles utilisés pour les tâches d'identification et de calcul de la commande [26]. De ce fait, il est indispensable de bien choisir la structure du modèle identifié pour le processus.

III.4 Identification Paramétrique du Processus

L'identification d'un système ou d'un procédé consiste à déterminer les caractéristiques dynamiques du procédé ou du système à partir des mesures. Elle est donc une approche expérimentale pour la détermination du modèle dynamique du système. L'identification nous permet d'éviter les modèles purement théoriques à partir des équations différentielles qui sont longues à obtenir et souvent trop complexes. Elle comporte quatre étapes [27] et [28]:

1. Acquisition des entrées/sorties sous un protocole d'expérimentation.
2. Choix de la structure du modèle.

3. Estimation des paramètres du modèle.
4. Validation du modèle identifié (structure et valeur des paramètres).

III.4.1 Principe de l'Identification :

L'un des éléments clés de cette approche est l'algorithme d'adaptation paramétrique (A.A.P Figure (III.04)), qui pilote les paramètres du modèle ajustable de prédiction à partir des informations recueillies sur le système à chaque pas d'échantillonnage. Cet algorithme a une structure récursive, c'est-à-dire que la nouvelle valeur des paramètres est égale à la valeur précédente plus un terme de correction qui dépendra des dernières mesures [28].

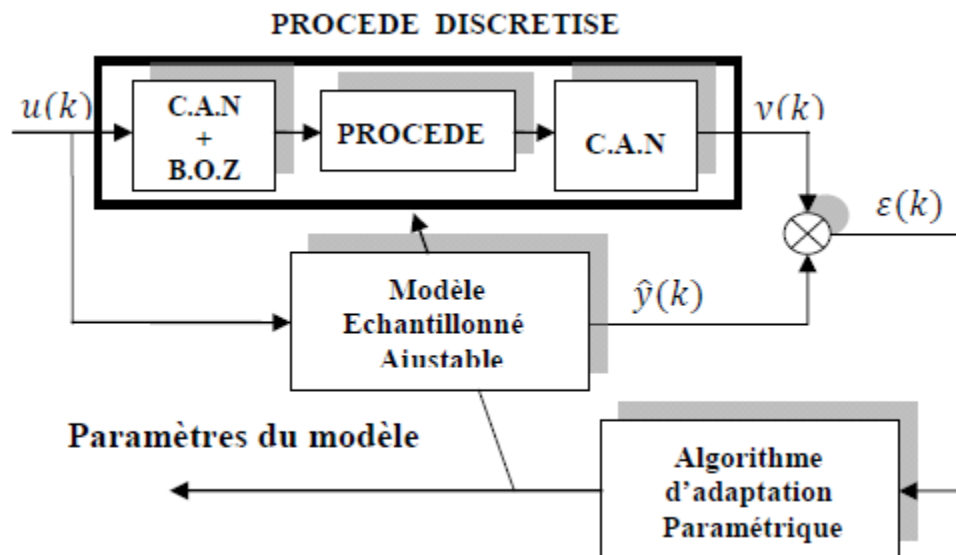


Figure III.04 : Principe de l'estimation du processus.

On définit en général un vecteur des paramètres θ dont les composants sont les différents paramètres qui doivent être identifiés.

Les algorithmes d'adaptation paramétrique ont tous la structure ci-après [28]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Nouvelle estimation} \\ \text{Des paramètres} \\ \text{(Vecteurs)} \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{l} \text{Estimation précédente} \\ \text{Des paramètres} \\ \text{(Vecteurs)} \end{array} \right\} + \left\{ \begin{array}{l} \text{Gain d'adaptation} \\ \text{Matrice} \end{array} \right\} * \left\{ \begin{array}{l} \text{Fonction des mesures} \\ \text{(Vecteurs)} \end{array} \right\} * \left\{ \begin{array}{l} \text{Fonction de l'erreur} \\ \text{de prédiction} \\ \text{(Scalaire)} \end{array} \right\}$$

Soit : $H(z) = (1 - z^{-1})Z\{L^{-1}(\frac{G(s)}{s})\}$, correspondant à la représentation discrète de la fonction de transfert $G(s)$. Afin d'établir un modèle de représentation, un algorithme d'identification analyse les signaux d'entrée $\{u(k)\}$ et de sortie $\{y(k)\}$. afin d'estimer, puis de mettre à jour si nécessaire les paramètres de $H(z)$. Ces paramètres sont des coefficients des polynômes du dénominateur et du numérateur de l'expression rationnelle $H(z)$. Nous pouvons remarquer que l'identification donne directement la fonction de transfert $H(z)$ du système échantillonné. Pour mener à bien cette tâche, plusieurs méthodes d'identifications existent, mais comme nous l'avons mentionné plus haut, la méthode que nous utiliserons est la plus connue et la plus utilisée soit la méthode des moindres carrés récursifs [28].

III.4.2 Avantages de l'Estimation Paramétrique Récursive

L'estimation des paramètres par la méthode des moindres carrés récursifs procure les avantages suivants [29] et [30]:

- Obtention d'une estimation du modèle au fur et à mesure que le procédé évolue.
- Compression importante des données.
- Nécessite moins de puissance de calcul et de mémoire.
- Mise en œuvre facile sur microprocesseur.
- Identification en temps réel si nécessaire.
- Possibilité de poursuite des paramètres variables dans le temps.

III.4.3 Régression Linéaire

La régression linéaire est une technique mathématique qui consiste à trouver la relation existant entre un ensemble de variables parmi lesquels au moins une est aléatoire, inconnue ou sujette à des variations aléatoires ou à des mesures inconnues. Le but de la régression linéaire est de calculer la meilleure valeur possible de chacun des p paramètres du vecteur θ .

$$\theta = [\theta, \theta_1, \theta_2, \dots \dots \theta_p] \quad (\text{III. 01})$$

C'est-à-dire qu'il faut estimer les p paramètres afin que notre modèle représente fidèlement la réalité (le système physique).

En général le modèle utilisé pour la régression linéaire est de la forme :

$$y(k) = \phi^T(k)\theta + e(k) \quad (\text{III. 02})$$

Ou :

$y(k)$: représente la sortie du modèle.

$\phi^T(K)$: représente le « régresseur ». C'est un vecteur $(1 \times p)$, où p est le nombre de paramètres à estimer. Il est formé de données enregistrées sur le système et/ou de constantes.

θ : est le vecteur des paramètres. C'est un vecteur $(p \times 1)$ formé des paramètres à estimer.

$e(k)$: est la partie aléatoire du modèle. On suppose généralement qu'il est un bruit blanc centré.

III.4.4 Méthodes des Moindres Carrés Récursifs

Considérons tout d'abord une régression linéaire et l'équation de l'erreur d'un processus dont les paramètres sont à identifier [28] et [30].

$$y(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_n y(k-n) - b_1 u(k-1) - \dots - b_n u(k-n) = e(k) \quad (\text{III. 03})$$

Définissons ensuite le vecteur d'entrées et sorties $\phi(k)$ comme suit:

$$\phi(k) = [-y(k-1), -y(k-2), \dots, -y(k-n), u(k), \dots, u(k-n)]^T \quad (\text{III. 04})$$

Le vecteur des paramètres θ à estimer:

$$\theta = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_n, b_1, \dots, b_m] \quad (\text{III. 05})$$

De façon que la sortie à l'instant K s'écrive :

$$y(k) = \phi^T(k)\theta + e(k) \quad (\text{III. 06})$$

L'estimation se fera à partir de $N - n + 1$ séries de mesures et puisque le processus est d'ordre n , nous aurons:

$$y(k) = \phi^T(k)\theta + e(k)$$

$$y(n+1) = \phi^T(n+1)\theta + e(n+1)$$

⋮

⋮

$$y(N) = \phi^T(N)\theta + e(N)$$

Exprimons cet ensemble de $N - n + 1$ série de mesures sous la forme plus compacte comme suit:

$$Y = \Phi^T \theta + e \quad (\text{III. 07})$$

Avec :

$$Y = [y(n), y(n+1), \dots, y(N)]^T \quad (\text{III. 08})$$

$$\phi = [\varphi(n), \varphi(n + 1), \dots \dots \varphi(N)]^T \quad (\text{III. 09})$$

$$Y = [e(n), e(n + 1), \dots \dots e(N)]^T \quad (\text{III. 10})$$

Définissons ensuite une forme quadratique à minimiser soit :

$$J(\theta) = e^T e = \sum_{k=n}^N e^2(k) \quad (\text{III. 11})$$

$$J(\theta) = e^T e = (Y - \phi \theta)^T (Y - \phi \theta) = Y^T Y - 2y^T \phi \theta + \theta^T \phi^T \theta \quad (\text{III. 12})$$

Dérivons ensuite $J(\theta)$ par rapport à θ et égalons à zéro

$$\left| \frac{\partial J(\theta)}{\partial \theta} \right|_{\theta=} = -2Y^T \phi + 2\theta^T \phi^T \phi = 0 \text{ D'où } Y^T \phi = \theta^T \phi^T \phi \quad (\text{III. 13})$$

Transposant de part et d'autre du signe d'égalité puis isolant θ nous obtenons:
Le vecteur optimal des paramètres peut s'écrire :

$$\hat{\theta} = (\phi^T \phi)^{-1} Y^T \phi = \left[\sum_{k=1}^N \varphi(k) \varphi^T(k) \right]^{-1} \cdot \sum_{k=1}^N \varphi(k) y(k)$$

Pour l'identification en ligne d'un système variant dans le temps (III. 14)

$$\hat{\theta}_k = \left[\sum_{i=1}^k \varphi(i) \varphi^T(i) \right]^{-1} \cdot \sum_{i=1}^k \varphi(i) y(i) \quad (\text{III. 15})$$

Posons :

$$F_k = \sum_{i=1}^k \varphi(i) \varphi^T(i) \quad (\text{III. 16})$$

La forme récursive de l'équation (III. 16), devient :

$$F_{k+1}^{-1} = F_k^{-1} + \varphi(k + 1) \varphi^T(k + 1) \quad (\text{III. 17})$$

Réécrivons la matrice ϕ comme suit:

$$\phi(N + 1) = [\varphi(n), \varphi(n + 1), \dots \dots \varphi(N), \varphi(N + 1)]^T \quad (\text{III. 18})$$

Puis le terme :

$$\phi(N + 1) W(N + 1) \phi^T(N + 1)$$

Définissons la matrice P comme suit:

$$p(N) = [\phi^T(N) W(N) \phi(N)]^{-1} \quad (\text{III. 19})$$

Ce qui nous permet alors d'écrire:

$$P(N + 1) [\lambda P^{-1}(N) + \varphi(N + 1) \varphi^T(N + 1)]^{-1} \quad (\text{III. 20})$$

Cette inversion peut être réalisée analytiquement grâce à la formule suivante:

$$(A + BCD)^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B(c^{-1} + DA^{-1}B)^{-1}DA^{-1} \quad (\text{III. 21})$$

Posons :

$$A = \lambda P^{-1}(N)$$

$$B = \varphi(N + 1)$$

$$C = 1$$

$$D = \varphi^T(N + 1)$$

Nous obtenons alors :

$$P(N + 1) = \frac{P(N)}{\lambda} + \frac{P(N)}{\lambda} \varphi(N + 1) [1 + \varphi^T(N + 1) \varphi(N + 1)]^{-1} \varphi^T(N + 1) \frac{P(N)}{\lambda} \quad (\text{III. 22})$$

Nous remarquons que l'expression de P (N+ 1) ne nécessite pas d'inversion de matrice

puisque le terme $\varphi^T(N + 1) \frac{P(N)}{\lambda} \varphi(N + 1)$ est un scalaire. Par ailleurs, on remarque que

L'expression de θ comprend aussi le terme $\varphi^T W Y$. Trouvons une équation récurrente pour ce terme :

$$\varphi(N + 1) W(N + 1) Y(N + 1) = \lambda \varphi^T(N) W(N) Y(N) + \varphi(N + 1) Y(N + 1) \quad (\text{III. 22})$$

Regroupons ensuite tous les termes dans l'expression de θ et considérons pour simplifier

que:

$$P = P(N), \quad \varphi = \varphi(N), \quad Y = Y(N), \quad \varphi = \varphi(N) \quad (\text{III. 23})$$

On obtient :

$$\theta(N + 1) = \left[\frac{p}{\lambda} + \frac{p}{\lambda} \varphi \left(1 + \varphi^T \frac{p}{\lambda} \varphi \right)^{-1} \varphi^T \frac{p}{\lambda} \right] [\lambda \varphi^T W Y + \varphi Y] \quad (\text{III. 24})$$

Posons ensuite :

$$K(N + 1) = \frac{p}{\lambda} \varphi \left(1 + \varphi^T \frac{p}{\lambda} \varphi \right)^{-1} \quad (\text{III. 25})$$

On obtient alors :

$$\hat{\theta}(N + 1) = \hat{\theta}(N) + \frac{p}{\lambda} \varphi y - K(N + 1) \varphi^T \hat{\theta}(N) - K(N + 1) \varphi^T \frac{p}{\lambda} \varphi y \quad (\text{III. 26})$$

Et finalement :

$$\hat{\theta}(N + 1) = \hat{\theta}(N) + K(N + 1) [y - \varphi^T \hat{\theta}(N)]$$

Les composants du gain K sont des facteurs de pondération qui indiquent comment l'ancienne estimation et l'erreur de prédiction $[y - \varphi^T \hat{\theta}(N)]$ doivent être combinées afin de former la nouvelle estimation. Par ailleurs, la matrice P peut s'écrire plus simplement en fonction de K : $P(N + 1) = \frac{1}{\lambda} [I - K(N + 1)\varphi^T] P(N)$. Il est important de constater que les termes de la matrice P peuvent devenir démesurément grands si le vecteur φ s'annule et $\lambda < 1$.

Pour la structure ARMAX en ajoutant le modèle de perturbation au modèle ARMA. Il faudra tout d'abord introduire des modèles de perturbation en plus des modèles de procédé. La structure retenue est le modèle ARMAX signifiant (Auto- régressif à Moyenne Ajustée avec entrée exogène) Figure (III.05). Ainsi, l'opération d'identification aura comme objectif d'identifier le modèle du procédé et le modèle de perturbation [28].

Considérons le système discret linéaire mono-entrée mono-sortie (SISO) représenté par l'équation (III. 24) suivante :

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})e(t) \tag{III. 27}$$

Où $U(t)$, $e(t)$, $y(t)$ et d sont respectivement la commande, la perturbation, la sortie du procédé et le retard.

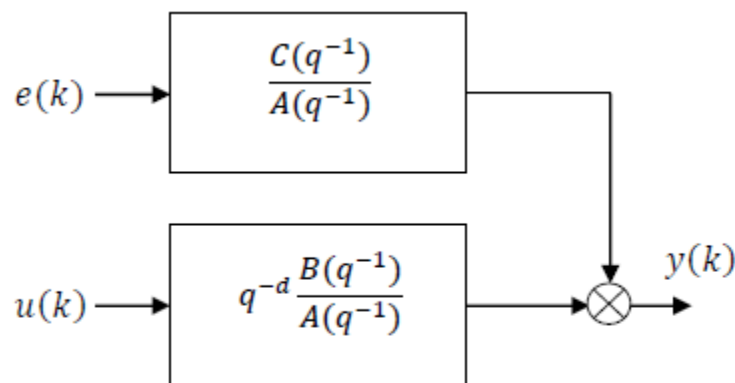


Figure III.05 Structure du modèle ARMAX.

$A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ et $C(q^{-1})$ sont des polynômes en q^{-1} est l'opérateur retard défini par : $q^{-1}y(t) = y(t - 1)$

Avec :

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_nq^{-n}$$

Chapitre III : La commande adaptative du processus.

$$B(q^{-1}) = 1 + b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_m q^{-m}$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_n q^{-n}$$

Nous supposons les connaissances a priori suivantes sur le système :

* Le retard est connu et constant.

* Les zéros du polynôme $C(q^{-1})$ appartiennent strictement au cercle unité, cela revient à supposer que la perturbation est stationnaire.

Les vecteurs des paramètres et d'observation se reviennent :

$$\theta^T = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_n, b_0, b_1, \dots, b_m, c_1, \dots, c_n] \quad (\text{III. 28})$$

$$\varphi(k) = [-y(k-1), -y(k-2), \dots, -y(k-n), u(k-1), \dots, u(k-n), e(k-1), \dots, e(k-n)]^T$$

(III. 29)

Finalement l'algorithme récursif d'identification est comme suit :

$$\begin{cases} e(k+1) = y(k+1) - \varphi^T(k+1)\hat{\theta}_k \\ F_{k+1} = F_k + \frac{F_k \varphi(k+1) \varphi^T(k+1) F_k}{1 + \varphi^T(k+1) F_k \varphi(k+1)} \\ \hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + F_{k+1} \varphi(k+1) e(k+1) \end{cases}$$

L'algorithme est initialisé par un choix adéquat de F_0 , on la prend souvent sous la forme $F_0 = \alpha I$. Où α est une grande valeur si on ne dispose pas d'information initiale sur les paramètres. Ceci permet d'opérer un changement rapide sur les paramètres θ_k initiaux. Par contre, si on dispose de l'estimation initiale des paramètres on prend α petit.

La détermination des paramètres du système par la méthode de moindre carré récursif se résume donc comme suit:

- 1- Choisir les valeurs numériques de λ et de N sachant que $\lambda = 1$ correspond aux moindres carrés ordinaires et $0 < \lambda < 1$ correspond à une pondération exponentielle.
- 2- Choisir les valeurs initiales pour $P(N)$ et $\hat{\theta}(N)$. Si aucune connaissance des paramètres n'existe, on posera $\hat{\theta}(N) = 0$ et $P(N) = \alpha I$ ou α est une valeur numérique assez grande.
- 3- Poser $K = N$ et recueillir $\varphi(k+1)$ et $y(k+1)$.
- 4- Calculer le gain $K(k+1)$.

$$K(k+1) = P(k) \varphi(k+1) [\lambda + \varphi^T(k+1) P(k) \varphi(k+1)]^{-1}$$

- 5- Calculer les paramètres estimés.

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + K(k+1)[y(k+1) - \varphi^T(k+1)\hat{\theta}(k)]$$

6- Calculer la matrice

$$P(k+1) = \frac{1}{\lambda} [I - K(k+1)\varphi^T(k+1)]P(k)$$

7- Incrémenter et retourner en 4.

III.5 Conclusion

Avec la structure adaptative, on peut améliorer les performances de système mieux, lorsque le système variant dans le temps s'écarte du nominal à cause des incertitudes et des perturbations, l'algorithme de mise à jour des paramètres du régulateur a des difficultés à maintenir les performances spécifiées, il faut envisager une méthode de robustification de ce régulateur.

Le régulateur adaptatif robuste élimine les oscillations de sortie dues aux incertitudes, ces robustifications ont aussi une influence sur la commande. La robustesse améliore sensiblement les performances, en permettant de reproduire un comportement se maintenant assez proche de celui souhaité au nominal, et une bonne stabilité, rapidité et dépassement, et on peut noter que les performances sont encore améliorées avec régulateur prise en compte les contraintes.

Chapitre IV : Commande Adaptative Auto-Ajustable à Variance Minimale

Introduction

Après avoir identifié les paramètres du modèle du système étudié par la méthode des moindres carrés récurrents. Nous allons développer dans ce chapitre une loi de commande adaptative par la technique à variance minimale afin de contrôler la vitesse rotorique de la machine asynchrone. Ensuite nous allons faire une étude comparative des performances de la simulation et de l'expérimentale afin d'affirmer que le contrôleur proposé s'adapte bien à la commande du système.

IV. 1 Principe de la commande

Le premier régulateur auto-ajustable développé par Åström & Wittenmark, est basé sur le principe de la variance minimale stochastique. C'est une approche utilisant l'objectif de commande optimale. Les suppositions requises sont que le système soit à *phase minimale*, le *temps de retard soit connu* et qu'une limite de l'ordre du système soit donnée. L'objectif de cette approche est de minimiser la variance de la sortie mesurée à des instants d'échantillonnage Figure IV.1 [22].

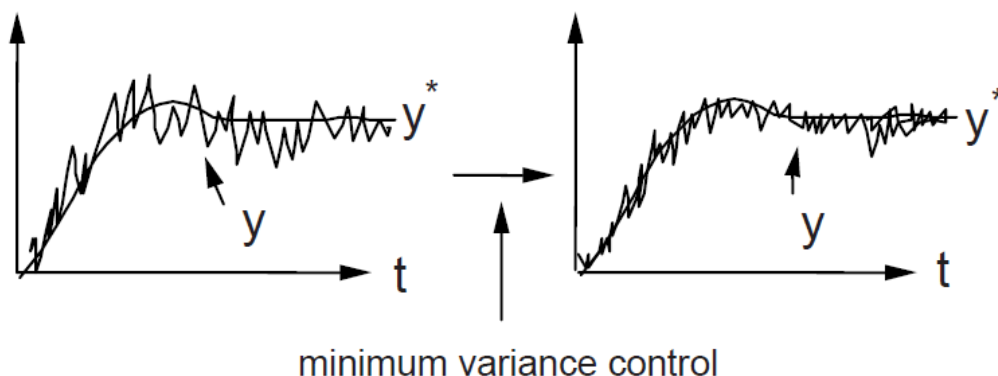


Figure IV.1: L'effet de la commande à variance minimale.

IV.2 Formulation du Problème

Il faudra tout d'abord introduire des modèles de perturbation en plus des modèles de procédé. La structure retenue est le modèle ARMAX signifiant (**A**uto-**R**égressif à **M**oyenne **A**justée) avec entrée exogène « externe » Figure IV.2. Ainsi, l'opération d'identification aura comme objectif d'identifier le modèle du procédé et le modèle de perturbation. [22]. Il conviendra donc lors de l'opération d'identification, d'identifier le modèle du procédé et le modèle de perturbation.

Considérons le système discret linéaire mono-entrée mono-sortie (SISO) représenté l'équation (IV.1) suivant :

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})e(t) \quad (IV.1)$$

Où $u(t)$, $e(t)$, $y(t)$ et d sont respectivement la commande, la perturbation, la sortie du procédé et le retard.

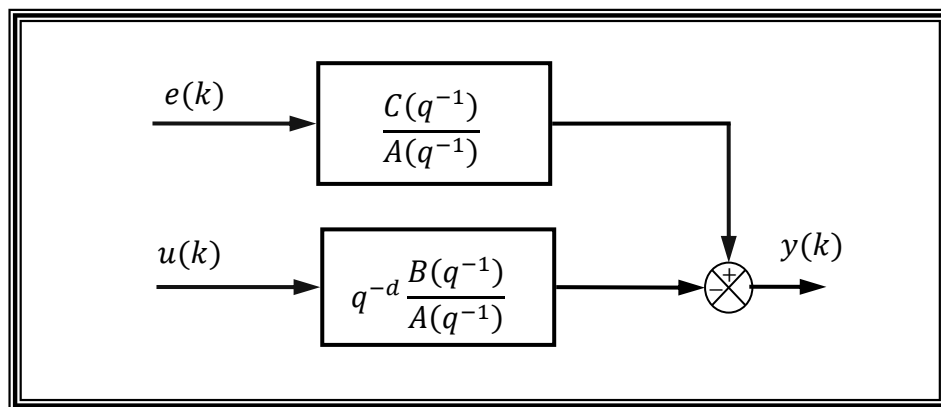


Figure IV.2: Structure du modèle ARMAX.

$A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ et $C(q^{-1})$ sont des polynômes en q^{-1} est l'opérateur retard défini par:

$$q^{-1}y(t) = y(t - 1)$$

Avec :

$$\begin{cases} A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_nq^{-n} \\ B(q^{-1}) = b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_mq^{-m} \\ C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_nq^{-n} \end{cases}$$

Nous supposons les connaissances a priori suivantes sur le système :

- Le retard d est connu et constant.
- Les zéros du polynôme $C(q^{-1})$ appartiennent strictement au cercle unité, cela revient à supposer que la perturbation est stationnaire.

Nous choisissons de minimiser le critère à minimum de variance suivante :

$$J(t) = E[\{y(t+d) - y_m(t+d)\}^2 + \lambda_0\{u(t) - u(t-1)\}^2] \quad (IV.2)$$

Le second terme du critère $\lambda_0\{u(t) - u(t-1)\}^2$ représente la séquence des variations de la commande, pondérée par une séquence positive éventuellement variable λ_0 . Cette pondération est introduite pour contrôler des systèmes à phase non minimale[21].

Nous désirons calculer, à chaque période d'échantillonnage, la loi de commande qui minimise la fonction de coût (IV.2).

IV.3 Synthèse de la Loi de Commande Auto-ajustable [21]

Plaçons nous, dans un premier temps, dans le cas où les polynômes $A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ et $C(q^{-1})$ sont connues. Pour la détermination de la loi de commande, une prédiction à d pas est nécessaire.

Pour expliciter ceci, nous introduisons l'identité[21] suivante :

$$C(q^{-1}) = A(q^{-1})F(q^{-1}) + q^{-d}G(q^{-1}) \quad (IV.3)$$

Où les polynômes $F(q^{-1})$ et $G(q^{-1})$ satisfont à la relation (IV.3) et sont définis par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} F(q^{-1}) = 1 + f_1q^{-1} + f_2q^{-2} + \dots + f_{d-1}q^{-(d-1)} \\ G(q^{-1}) = g_0 + g_1q^{-1} + g_2q^{-2} + \dots + g_{n-1}q^{-(n-1)} \end{cases}$$

Les polynômes $F(q^{-1})$ et $G(q^{-1})$ sont uniques sous la condition : $F(0) = 1$ et $\text{deg}[F(q^{-1})] = d - 1$

L'équation (IV.1) s'écrira alors :

$$y(t) = F(q^{-1})e(t) + q^{-d} \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(t) + q^{-d} \frac{G(q^{-1})}{A(q^{-1})} e(t) \quad (IV.4)$$

Après multiplication de tous les termes de l'équation (IV.4) par q^d on obtient :

$$y(t + d) = F(q^{-1})e(t + d) + \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(t) + \frac{G(q^{-1})}{A(q^{-1})}e(t) \quad (IV.5)$$

Compte tenu de l'information disponible jusqu'à l'instant t , les quantités $e(t)$, $e(t - 1)$, ... peuvent être calculées à partir des observations effectuées jusqu'à l'instant t , soit d'après l'équation (IV. 1):

$$e(t) = \frac{A(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t) - q^{-d}\frac{B(q^{-1})}{C(q^{-1})}u(t) \quad (IV.6)$$

En éliminant $e(t)$ au niveau des équations (IV.5) et (IV.6), il vient :

$$y(t + d) = F(q^{-1})e(t + d) + \left\{ \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} - q^{-d}\frac{B(q^{-1})G(q^{-1})}{C(q^{-1})A(q^{-1})} \right\} u(t) + \frac{G(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t) \quad (IV.7)$$

Compte tenu de l'identité (IV.3), l'équation (IV.7) s'écrira alors :

$$y(t + d) = F(q^{-1})e(t + d) + \frac{G(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t) + \frac{B(q^{-1})F(q^{-1})}{C(q^{-1})}u(t) \quad (IV.8)$$

Compte tenu de l'équation (IV.5), l'erreur de prédiction s'écrira :

$$\varepsilon(t + d) = F(q^{-1})e(t + d) \quad (IV.9)$$

$$\text{Avec } \varepsilon(t + d) = e(t + d) + f_1e(t + d - 1) + \dots + f_{d-1}e(t + 1)$$

Si on appelle $\hat{y}(t + d)$ la meilleure estimation au sens des moindres carrés de la sortie à l'instant t , nous aurons :

$$\varepsilon(t + d) = y(t + d) - \hat{y}(t + d) \quad (IV.10)$$

L'erreur de prédiction correspond à la composante du second terme de l'équation (IV.1), qui n'est pas fonction des observations effectuées jusqu'à l'instant t .

En introduisant l'erreur de prédiction équation (IV.10) dans l'expression du critère équation (IV.2), ce dernier s'écrira.

$$J(t) = E[\{\hat{y}(t + d) + \varepsilon(t + d) - y_m(t + d)\}^2 + \lambda_0\{u(t) - u(t - 1)\}^2] \quad (IV.11)$$

L'erreur de prédiction est indépendante de la prédiction $\hat{y}(t + d)$ et de la commande $u(t)$.

Supposons qu'elle est en plus indépendante de la consigne $y_m(t + d)$.

Chapitre IV : Commande Adaptative Auto-Ajustable à Variance Minimale

Comme les quantités $\hat{y}(t+d)$, $y_m(t+d)$ et $u(t)$ sont connus à l'instant t , le critère s'écrit sous la forme suivante :

$$J(t) = \{\hat{y}(t+d) - y_m(t+d)\}^2 + \lambda_0\{u(t) - u(t-1)\}^2 + E[\varepsilon^2(t+d)] \quad (IV.12)$$

On est ramené à un problème d'optimisation à caractère déterministe. La condition d'optimalité est donnée par l'annulation de la dérivée première du critère par rapport au contrôle $u(t)$, il vient :

$$\frac{\partial J(t)}{\partial u(t)} = 2(y(t+d) - y_m(t+d)) \cdot \frac{\partial y(t+d)}{\partial u(t)} + 2\lambda_0(u(t) - u(t-1)) \quad (IV.13)$$

L'équation (IV.8) permet d'écrire :

$$\frac{\partial \hat{y}(t+d)}{\partial u(t)} = \frac{F(0) \cdot B(0)}{C(0)} \quad \text{où: } F(0) = C(0) = 1$$

Donc

$$\frac{\partial \hat{y}(t+d)}{\partial u(t)} = b_0 \quad (IV.14)$$

La loi de commande qui minimise la fonction de coût (IV.2) correspondra à :

$$(\hat{y}(t+d) - y_m(t+d)) + \frac{\lambda_0}{b_0}(u(t) - u(t-1)) = 0 \quad (IV.15)$$

Posons $\frac{\lambda_0}{b_0} = \lambda$, il vient :

$$u(t) = \frac{1}{\lambda}(y_m(t+d) - \hat{y}(t+d)) + u(t-1) \quad (IV.16)$$

Les quantités $y_m(t)$ et $u(t)$ étant de nature déterministe, l'équation (IV.15) peut être interprétée comme la prédiction de la sortie auxiliaire :

$$\psi(t+d) = y(t+d) - y_m(t+d) + \lambda(u(t) - u(t-1)) \quad (IV.17)$$

Et, la loi de contrôle minimisant le critère (IV.2) correspond à la loi de contrôle qui annule la prédiction de la sortie auxiliaire $\psi(t+d)$. La sortie du système en boucle fermée est donnée par :

$$y(k) = \frac{[(1 - q^{-1})\lambda C(q^{-1}) + B(q^{-1})F(q^{-1})]e(k) + B(q^{-1})y_m(k)}{(1 - q^{-1})\lambda A(q^{-1}) + B(q^{-1})} \quad (IV.18)$$

Le contrôle correspond à :

$$u(k) = \frac{C(q^{-1})y_m(k+d) - G(q^{-1})y(k) + \lambda C(q^{-1})u(k-1)}{\lambda C(q^{-1}) + B(q^{-1})F(q^{-1})} \quad (IV.19)$$

Le schéma bloc du système en boucle fermée est mentionné sur la Figure IV.5.

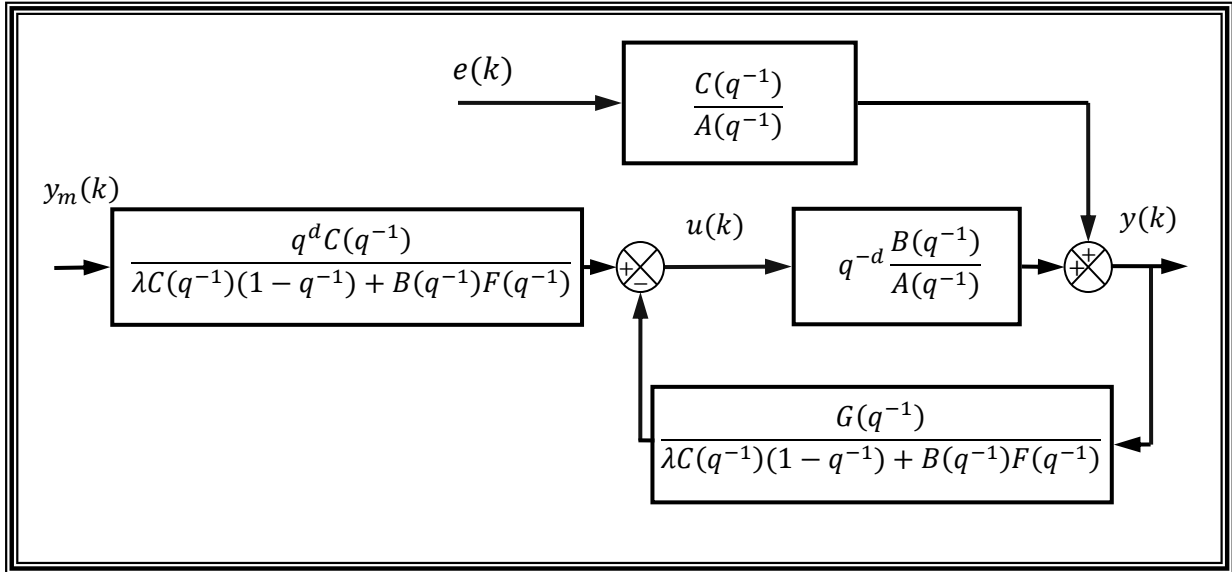


Figure IV.3: Schéma bloc du système en boucle fermé.

IV.4 Application de la Commande Adaptative à la MAS

Nous appliquons, dans cette section, les stratégies du contrôle adaptatif analysées à la commande de vitesse de la machine asynchrone combiné avec la commande vectorielle. Le régulateur auto-ajustable est destiné à prendre en charge les variations paramétriques dues aux changements dans les conditions de fonctionnement de la machine ou à des perturbations indésirables. Parmi les différentes dispositions probables la variation du couple de charge que subit l'axe de rotation, de la poursuite des variations de la consigne et éventuellement les variations des paramètres physiques de la machine.

La structure générale de la commande adaptative appliquée à la MAS est montrée par le schéma global de la Figure IV.4.

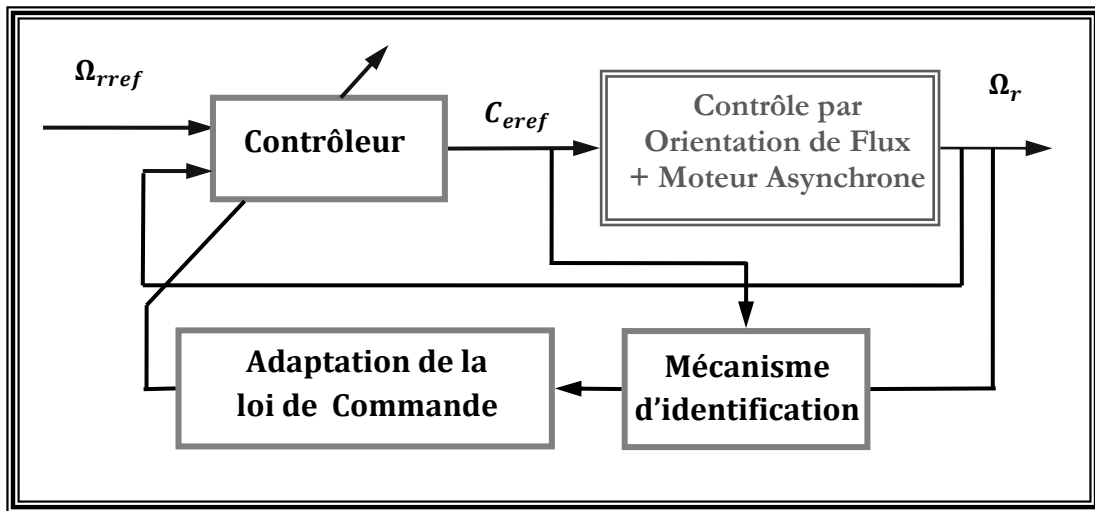


Figure IV.4: Schéma bloc de la commande adaptative à variance minimale de la MAS

IV.5 Résultats et Interprétation

Le comportement de la commande vis-à-vis de la variation de la consigne de vitesse, de la charge de la machine sera examiné par simulation puis validé par l'expérimentation. L'effet de la variation paramétrique va être testé par simulation, Le comportement du système a été simulé en utilisant les paramètres de la machine présentée dans l'annexe A, qui se trouve sur le banc d'essais du Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande du centre de recherche nucléaire de Birine.

Les valeurs du retard d et des degrés n , m des polynômes $A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ sont connus. Donc: $d = 1$, $n = 2$, $m = 1$. L'initialisation des gains d'adaptation $F_0 = 10$ pour la simulation et $F_0 = 0.1$, pour l'expérimentation.

La pondération de la commande choisie est : $\lambda = 0,1$ elle a été ajustée de telle sorte, qu'au démarrage à vide, la vitesse s'installe le plus rapidement possible, sans dépassement considérable.

1- Réponse de la Machine Asynchrone suite à une commande adaptative à variance minimale :

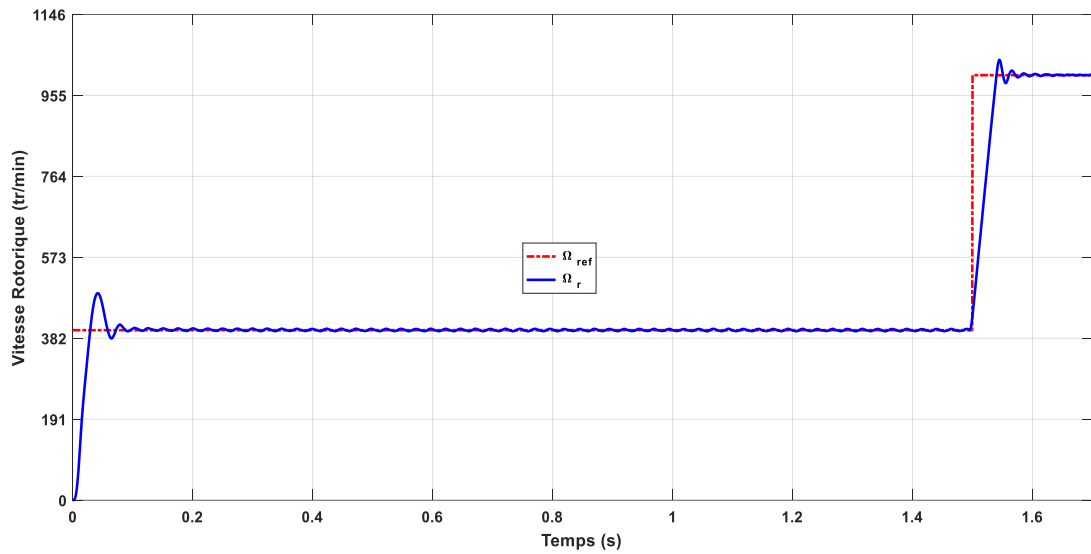


Figure IV.5 : évolution de la vitesse par simulation.

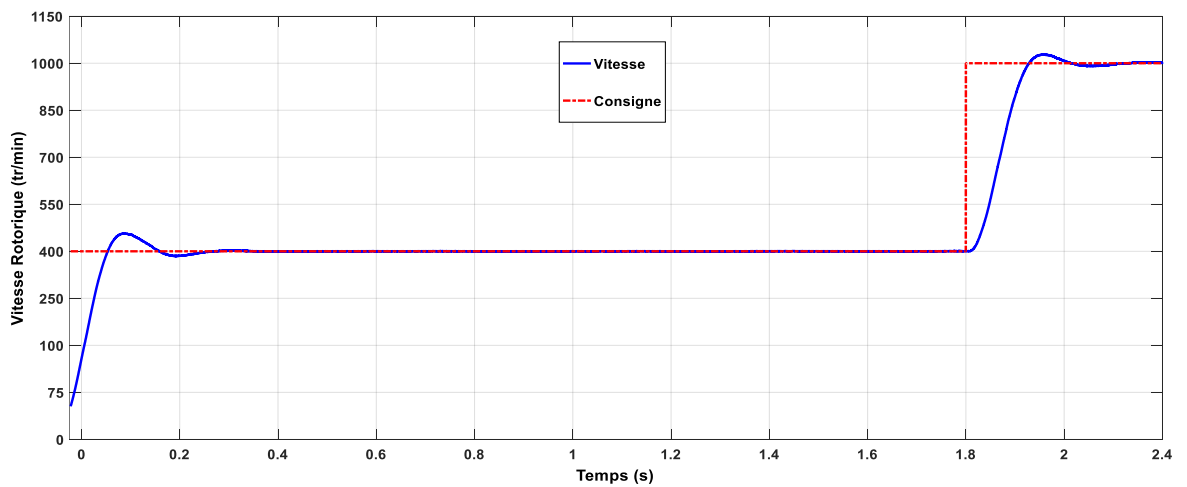


Figure IV.6 : évolution de la vitesse sous expérimentation.

On remarque que le comportement et l'évolution de la vitesse de notre simulation est identique à l'expérimentation.

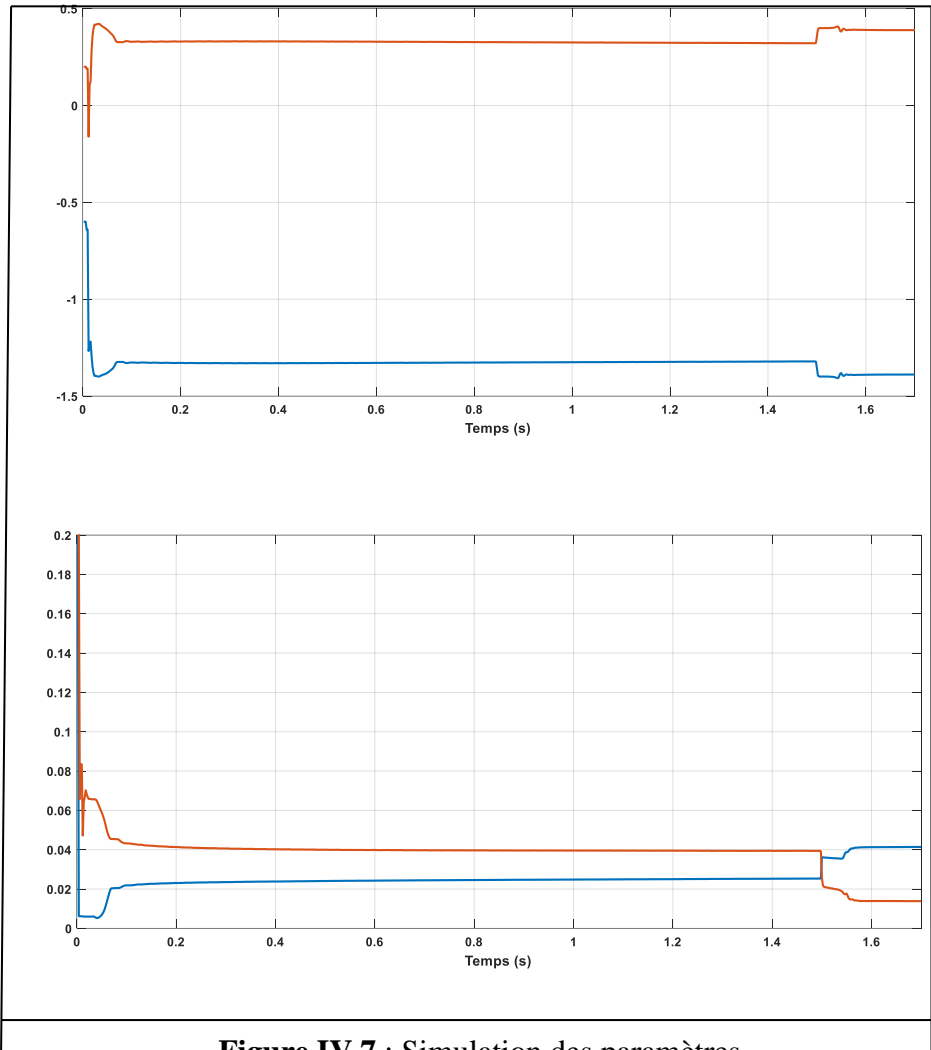


Figure IV.7 : Simulation des paramètres

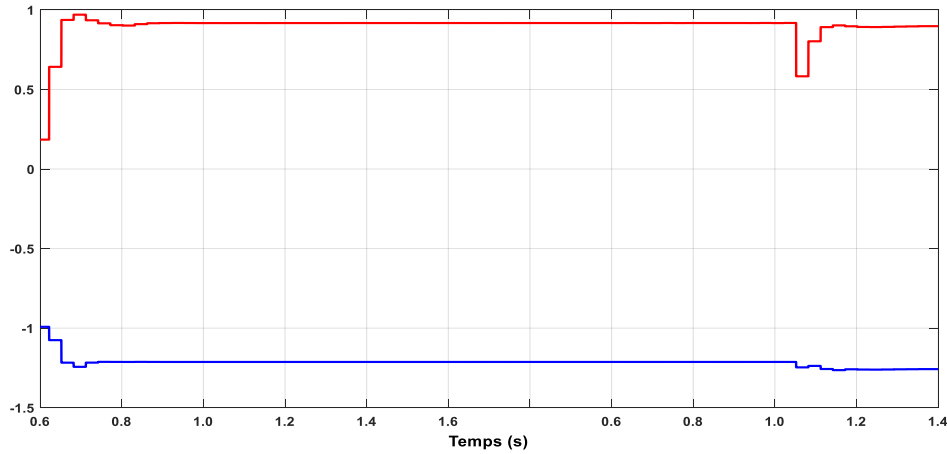


Figure IV.8 : les paramètres sous experimentation

2- application d'un couple égale à : 8.5 (N.m) :

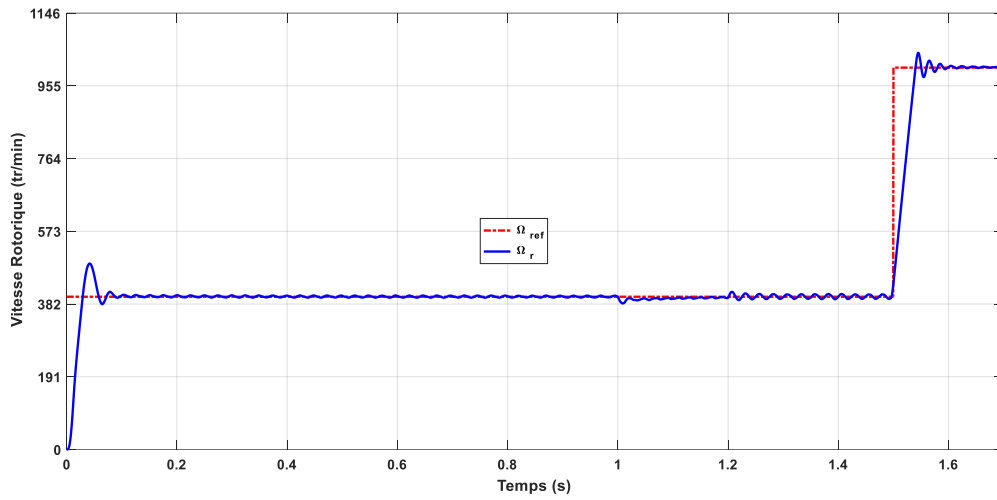


Figure IV.9 : simulation d'application de couple.

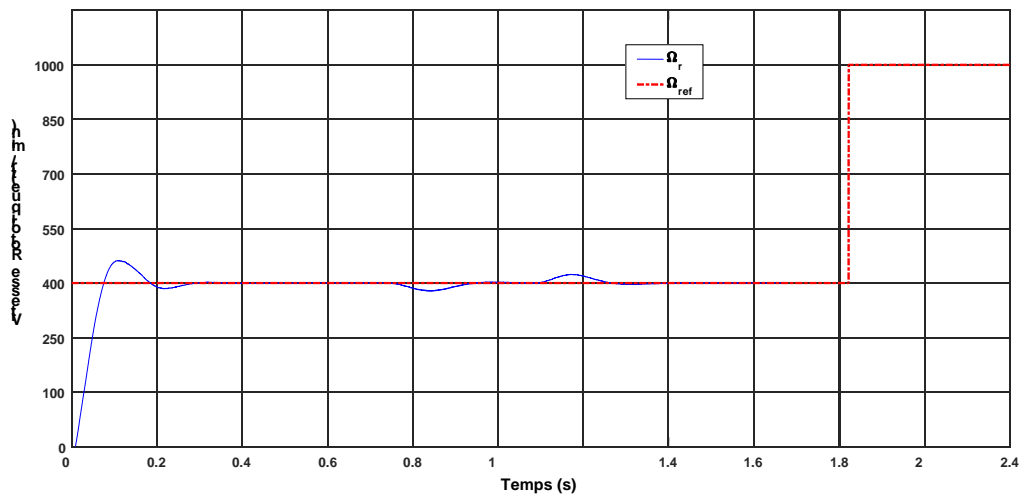


Figure IV.10 : application du couple, expérimentation.

On remarque les perturbations engendré par le couple entre l'intervalle $t=1s$ et $t= 1.2s$ en ce qui concerne la simulation, même perturbation ont été aperçu lors de l'expérimental.

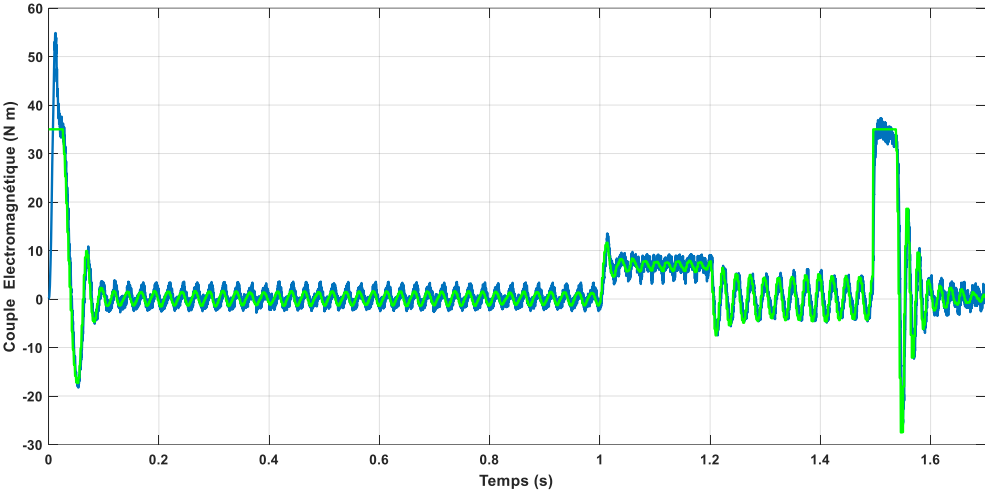


Figure IV.11 : couple électromagnétique sous perturbation

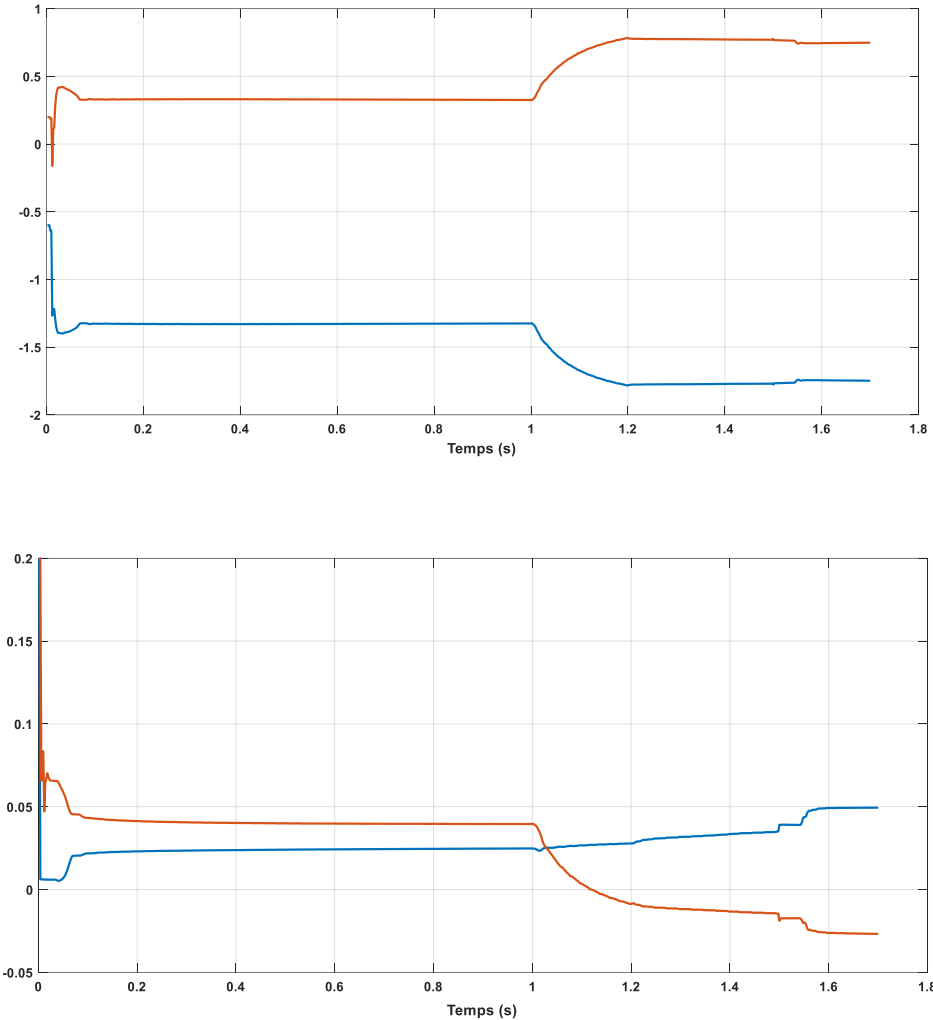


Figure IV.12 : simulation des paramètres avec le couple

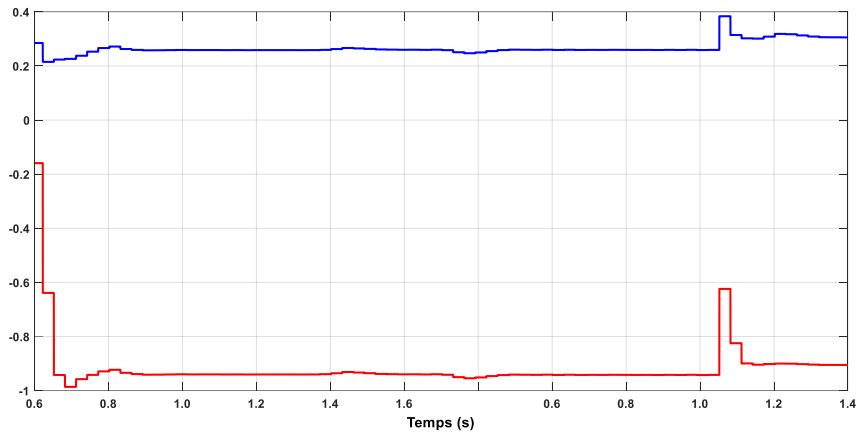


Figure IV.13 : les paramètres avec un couple sous expérimentation

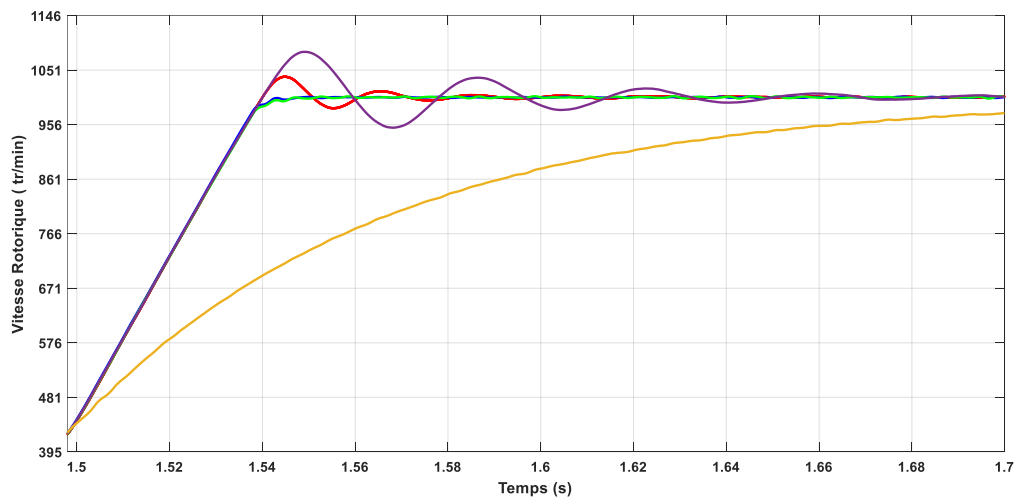


Figure IV.14 : simulation de la pondération de commande

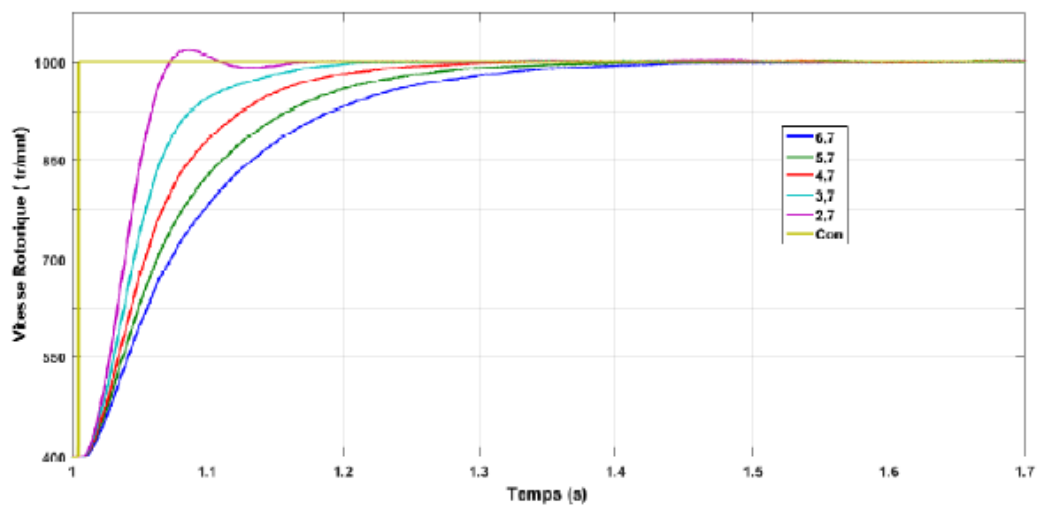


Figure IV.15 : la pondération de la commande sous expérimentation

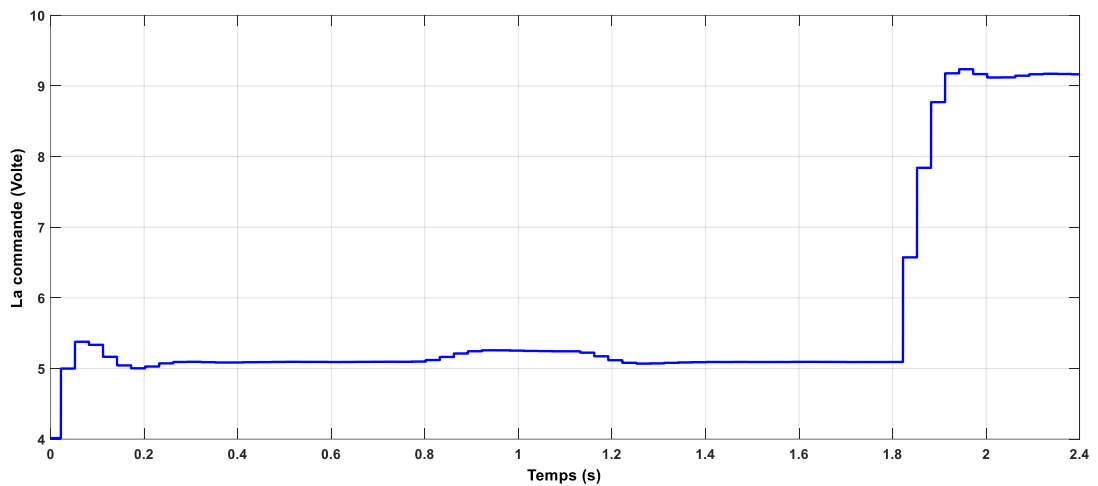


Figure IV.16 : comportement de la commande sans couple

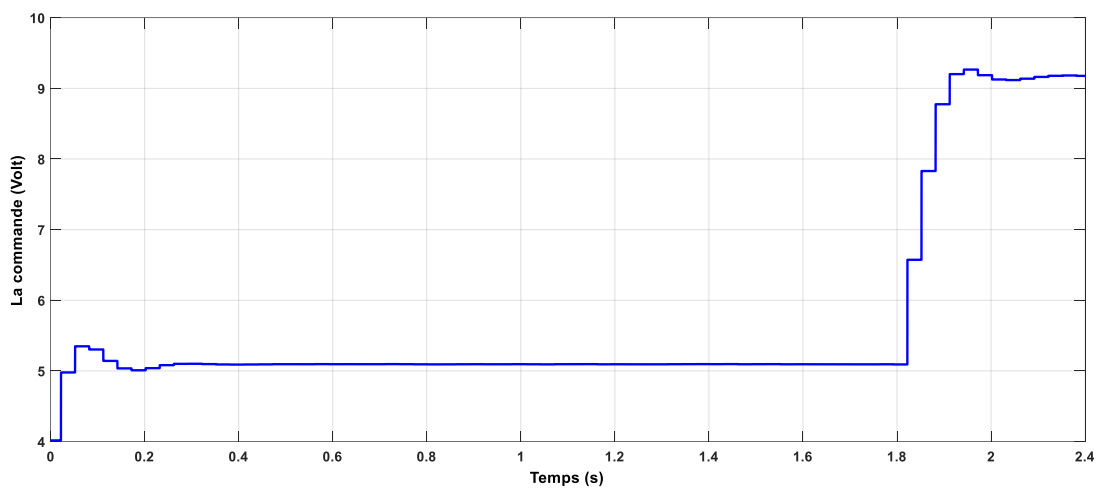


Figure IV.17 : comportement de la commande sous un couple

Poursuite :

Les résultats de simulation et expérimentale des figures IV.5 et IV.6 respectivement représentent l'évolution de la vitesse suivant une trajectoire de référence et de commande. La figure IV.5 montre que la vitesse de la machine suit avec précision sa référence avec une erreur dynamique moins de 1 rad/set atteint sa consigne avec une erreur statique presque nulle.

Parallèlement de l'expérimentation la figure IV.6 présente une bonne poursuite avec une erreur statique nulle et celle des régimes transitoire convergente lentement due au faible gain d'adaptation,

Pour la même configuration, les résultats expérimentaux de la figure IV.6 montrent :

- un temps de réponse de la vitesse très court.
- un comportement satisfaisant en poursuite et annulation des erreurs.

Les paramètres estimés changent légèrement au moment de changements de consigne, ce qui prouve la robustesse de l'estimateur utilisé.

L'efficacité de la commande est testée en présence d'une perturbation de charge dans la figure IV.9, un couple résistant de 8.5 (N.m) est appliqué entre l'instant $t=1$ s et $t=1.2$ s.

Au moment d'application de couple, on remarque une chute de vitesse, cette chute est compensée par la commande en un temps trop rapide de 0.2s.

Nous constatons que l'effet de la charge est complètement pris en charge avec la commande. L'introduction du couple de charge influe légèrement sur les paramètres du modèle estimé. La perturbation de charge ayant un effet particulier en basse fréquence elle va changer les propriétés entrée sortie du système. Mais la structure à modèle de perturbation a pris en charge cet effet.

IV.6 Conclusion

Après avoir identifié les paramètres du modèle du système étudié par la méthode des moindres carrés récursifs. Nous avons développé dans ce chapitre une loi de commande adaptative par la technique à variance minimal afin de contrôler la vitesse rotative de la machine asynchrone. Une étude comparative des performances de la simulation et de l'expérimentale nous a permis d'affirmer que le contrôleur proposé s'adapte bien à la commande du système. et que Le comportement de la commande vis-à-vis de la variation de la consigne de vitesse, de la charge de la machine est validé.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude de la commande adaptative d'une machine asynchrone munie d'un contrôle vectoriel. La machine a été modélisée dans le repère de Park, puis une étude détaillée des caractéristiques statiques est effectuée dans le régime permanent afin d'optimiser le fonctionnement de la machine et assurer sa stabilité. Nous avons entamé notre étude par la modélisation de la machine asynchrone avec la représentation complexe, puis une étude de la commande vectorielle de cette machine par la structure de base. La stratégie de commande vectorielle la plus souvent utilisée pour la commande de la machine asynchrone est celle à id nulle. Cette stratégie conduit à une loi de commande simplifiée et linéaire du couple en fonction du courant.

Après avoir présenté les principaux concepts de la commande adaptative et de l'identification des paramètres du modèle, une stratégie de commande adaptative a été analysée et appliquée à l'asservissement de vitesse d'une machine asynchrone à savoir : la commande adaptative à variance minimale dont la poursuite, la régulation adaptative et l'influence des perturbations sur la réponse du système, nous avons développé un contrôleur adaptatif à variance minimale que nous avons implanté à notre système par des essais expérimentaux et simulation à l'aide des logiciels Matlab et Matlab simulink ainsi que la carte 'real-time simulink'.

Les résultats obtenus ont montré des performances très satisfaisantes de commande à variance minimale en termes de poursuite des variations de la consigne, du rejet de la perturbation du couple de charge ainsi qu'une robustesse incontestable vis-à-vis des variations des paramètres de la machine. Comme cette stratégie est réalisée par une approche indirecte, elle nécessite une puissance de calcul relativement importante. Nous avons remarqué que le contrôleur adaptatif réagissait mieux à la variation du paramètre, c'est-à-dire que l'erreur en régime permanent demeurerait nulle malgré ces variations.

Ce projet a été très bénéfique sur plusieurs plans. D'une part, il nous a permis d'appliquer nos connaissances acquises pendant ces années d'étude et d'analyser le comportement des actionneurs électriques. D'autre part, il nous a permis d'apprendre de nouvelles techniques de programmation sur Matlab ainsi que simulink qui apportent une efficacité remarquable au domaine de l'électronique. Aussi on a été chanceux de manipuler un matériel de pointe et de haute gamme comme la carte real time simulink, le frein à poudre et les modules Modmeca, qui ont été mis à notre disposition par le centre de recherche nucléaire de Birine.

En perspective notre travail peut être enrichi par l'ajout d'autres commandes adaptatives comme le placement de pôle, Dead-beat controller, Takahashi's controller, ect. Et faire une comparaison afin de déterminer la commande la plus optimale.

Bibliographie

- [1] T. Toudja, « Commande non linéaire robuste d'un moteur synchrone à aimant permanent », mémoire de magister, ENP, Alger, Février 2008.
- [2] O. Bouchhida, « Contribution à l'Optimisation de Structure des Convertisseurs pour la Commande des Machines Asynchrones : Réalisation expérimentale », Thèse de Doctorat, ENP, Alger, Juillet 2008.
- [3] G. Salloum, « Contribution a la commande robuste de la machine asynchrone a double alimentation », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Mars 2007.
- [4] G. Scorletti, V. Fromion, « Automatique fréquentielle avancée », Notes de cours, Ecole Centrale de Lyon, France, 2008.
- [5] A. Boulkroune, « Commande floue adaptative avec et sans observateur des systèmes non linéaires incertains », Thèse de Doctorat, ENP, Alger, Juillet 2008.
- [6] G. Buhe, « Commande Vectorielle De Machine Asynchrone En Environnement Temps Réel Matlab/Simulink », Ingénieur C.N.A.M. en Automatismes Industriels, Grenoble, France, 2001.
- [7] R. Achouri, M. Hidouche, « Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone 'Simulation sur le logiciel SIMPLORER - Validation expérimentale sur banc d'essai' », PFE, ENP, Alger, Juin 2007.
- [8] A. Boukhelifa, « Les Éléments d'Optimisation du Pilotage d'une Machine asynchrone en Vue d'un Contrôle Vectoriel », Thèse de Doctorat, ENP, Alger, Décembre 2007.
- [9] M. OuldSass, « Commande synergétique d'un moteur asynchrone », mémoire de magister, ENP, Alger, Mars 2008.
- [10] A. Lokriti, Y. Zidani, S. Doubabi, « Comparaison des performances des régulateurs PI et IP appliqués pour la commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone », 8^e Conférence Internationale de Modélisation et Simulation MOSIM'10, Tunisie, 10-12 Mai 2010.
- [11] D.-W. Gu, P. Hr. Petkov, M. M. Konstantinov, « Robust control design with MATLAB », Springer, Germany, 2005.
- [12] C. P. Bottura, M. F. S. Neto, S. A. A. Filho, « Robust Speed Control of Induction Motor H_{∞} Theory Approach with Field Orientation and μ - Analysis », *IEEE Transactions on power electronics*, Vol. 15, No. 5, pp. 908-915, 2000.
- [13] P. Apkarian, « Éléments de la théorie de la Commande robuste », Notes de cours, France, 2008.
- [14] G. Balas, R. Chiang, A. Packard, M. Safonov, « Robust Control Toolbox for use with MATLAB® » User's Guide, Version 3, 2007.

Bibliographie

- [15] K. Zhou, J.C. Doyle, K. Glover, « *Robust and Optimal Control* », Prentice Hall, 1995.
- [16] Y. Granjon, « Automatique : Systèmes linéaires, non linéaires, à temps continu, à temps discret, représentation d'état », Dunod, 2^e édition, Paris, 2010.
- [17] A. Nait Seghir, « Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Doctorat, ENP, Alger, Décembre 2007.
- [18] K.J. Åström, B. Wittenmark, « *Adaptive control* », Dover publication, 2nd ed, 2008.
- [19] I.D. Landau, R. Lozano, M. M'Saad, « *Adaptive control* », Springer, 2008.
- [20] S. Meziane, « Commande Adaptative et Prédictive de la Machine Asynchrone », Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Juin 2009.
- [21] K. Halbaoui, S. Touati, D. Boukhetala and F. Boudjema. « An Indirect Adaptive Controller to Regulate UTSG Water Level in Pressurized Water Nuclear Reactor ». Journal of Applied Sciences, 2012.
- [22] I.D. Landau, « Identification et Commande des systèmes », Hermès, 1988.
- [23] Norman S. Nise, " Control System Engineering ", 2011, 2006, 2003, 1996 by John Wiley & Sons, Inc.
- [24] Andrzej M. Trzynadlowski " The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors " Springer USA 1994.
- [25] Petros A. Ioannou, Jing Sun, " Robust adaptive control" Prentice Hall, N.J., 1995.
- [26] Edoardo Mosca, " Optimal, Predictive and Adaptive Control " Prentice Hall, N.J., USA, 1995.
- [27] Abid mohamed, Aissaoui abdel ghani, Dehiba boubekour, Tahour ahmed, Robustesse de la Commande Adaptative de Vitesse d'une Machine Asynchrone, Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotechn. et Énerg., Bucarest, 2007.
- [28] I.D. Landau, « Identification et Commande des systèmes », Hermès, 1988.
- [29] Boukhelifa Akkila, " Les Eléments d'Optimisation du Pilotage d'une Machine
- [30] Yassine Koubaa " Recursive Identification of Induction Motor Parameters ", science direct, Elsevier 2004. Asynchrone en vue d'un Contrôle Vectoriel ", Thèse de doctorat 2007 ENP.

ANNEXE

PRESENTATION DE LA PLATE FORME EXPERIMENTALE

1. MATERIELS UTILISES DANS LES ESSAIS PRATIQUES

On a travaillé sur un banc d'essai LEROY SOMER. Le banc d'essai est constitué d'un ensemble machine asynchrone et variateur à MLI.

Le groupe synchrone se compose de :

- ⇒ Une machine asynchrone
- ⇒ Un variateur à modulation de largeur d'imputions
- ⇒ Un Oscilloscope TDS
- ⇒ Un frein à poudre pour la mesure du couple ainsi que pour la simulation d'un couple résistant.
- ⇒ Un module MODMECA pour la mesure des grandeurs mécaniques (vitesse, couple et puissance mécanique).

Nous détaillerons dans cette annexe la structure électromécanique du banc d'essai, les éléments de commande de la machine asynchrone et les organes de mesures.

La représentation de la plate forme est donnée par la photo suivante :

- Une machine asynchrone
- Un variateur de vitesse (onduleur de tension).
- Un frein à poudre muni d'un capteur de couple statique.
- Une tachygénératrice pour la mesure de la vitesse.
- D'un oscilloscope numérique à mémoire.

Ainsi que d'autres outils de laboratoire et appareils de mesure (ampèremètre, voltmètre, ...etc.). L'image ci-dessous représente une vue globale du banc d'essai qui se trouve au niveau du département de génie électrique de la **Division d'Etudes et de Développement de l'Instrumentation Nucléaire (DEDIN)**.

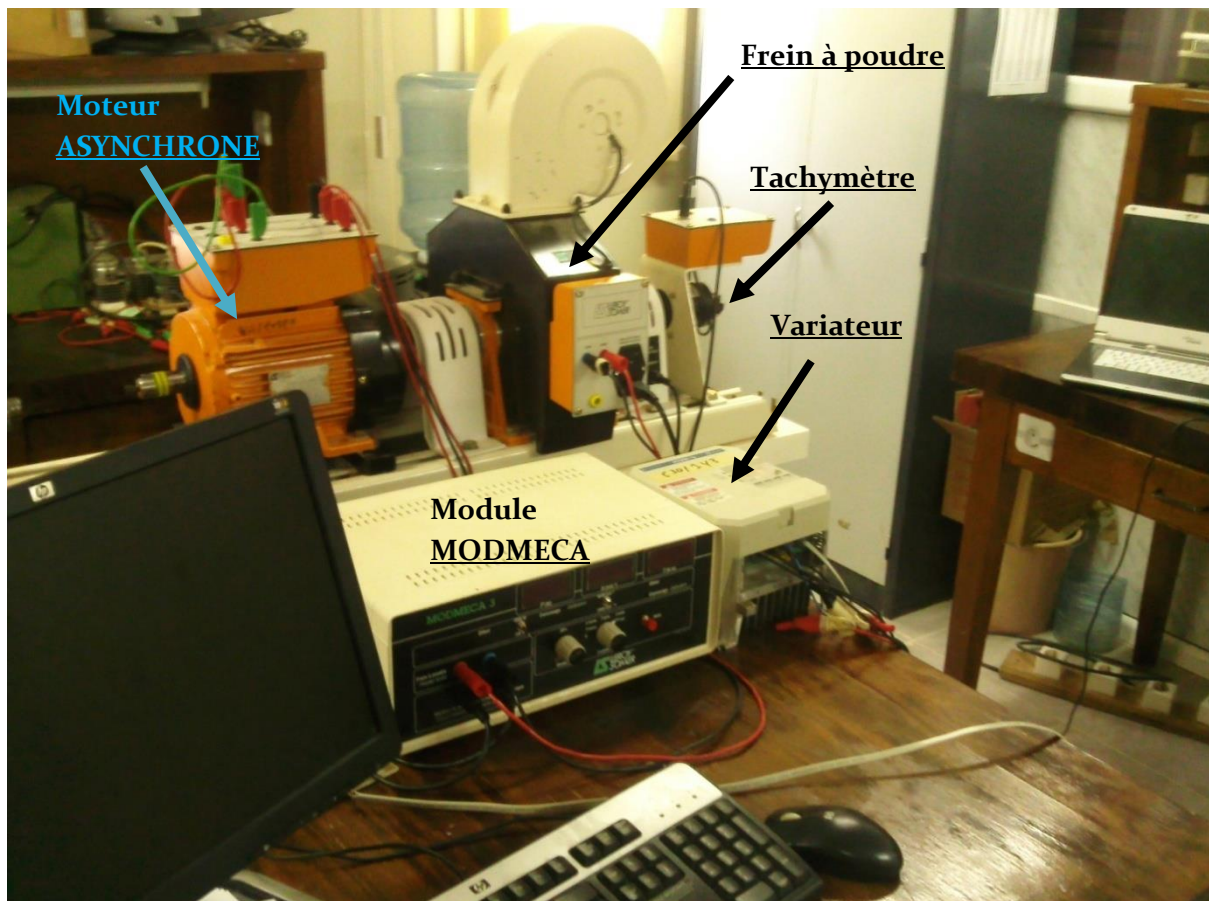


Figure A-1 Vue Générale du Banc d'essai de machines électriques

2. UN MOTEUR ASYNCHRONE (réf. 115UMA300CACAA)

Les principales caractéristiques du moteur asynchrone sont:



Puissance nominale	1,5 Kw
Tension nominale	220/380 V
Courant nominale	6.1/3,4 A
$\cos\varphi$	0,86
Vitesse nominale	1425 tr/mn
Nombre de paire de pôles (P)	2
Inductance statorique L_s	0.253H
Inductance rotorique L_r	0.253H
Inductance mutuel L_{sr}	0.243H
Résistance statorique R_s	4.58 Ω

Résistance rotorique R_r	4.468 Ω
Moment d'inertie, J_m	0.023Ns/rd
Coefficient de frottement, f_m	0.0026Ns ² /rd

Table .1. : Paramètres de la machine

3. FREIN A POWDRE (FP 10/15 D2)

3.1 Définition



Le frein FP10/15 D2 permet de réaliser les essais en charge des moteurs électriques de la gamme 1.5 kW. Il est constitué d'un stator monté en "Balance" et d'un rotor entraîné par la machine à essayer. Le couple résistant proportionnel au courant d'excitation de la bobine du frein est indépendant de la vitesse de rotation du rotor.

3.2 Le principe de mesure du moment du couple résistant

Le montage dit "Balance" permet de mesurer le moment du couple résistant opposé par le frein. Cette mesure est réalisée directement au moyen d'un capteur de force réf. CAP.FOR monté sur le bloc de freinage, associé au module de mesure MODMECA.

3.3 Caractéristiques

- ⇒ Vitesse de rotation nominale : 1500 min⁻¹
- ⇒ Vitesse de rotation maximale : 3000 min⁻¹
- ⇒ Courant d'excitation : $i_{max.} = 1$ A
- ⇒ Couple de freinage :

$T_{nom.} = 10$ N.m et $T_{max.} = 35$ N.m

$T_{résiduel} < 0,4$ Nm pour $i = 0$

- ⇒ Ventilation forcée 230V monophasé 50Hz, protégée par fusibles.
- ⇒ Puissance de freinage pour 20°C d'ambiance :
 - 1,5 kW durant 45 min.
 - 2,0 kW durant 15 min environ.

4. MODULE MODMECA

Le module qui se présente en coffret plastique, est constitué principalement des afficheurs à LED et des dispositifs de mesure :



(a) vue de face

(b) vue d'arrière

- Le dispositif de mesure et de lecture de la vitesse de rotation (n) de la machine entraînée, à partir de la tension délivrée par la dynamo tachymétrique.
- Le conditionneur afficheur du capteur de force ou de couple pour l'alimentation, la mesure et l'affichage du moment du couple (T).
- Le dispositif de mesure et de lecture de la puissance mécanique (P) à partir de la vitesse et du couple.
- Le dispositif de commande du frein à poudre.

L'exploitation des informations obtenues sur les afficheurs à LED et celles issues des sorties analogiques des interfaces peut être réalisée de différentes manières selon la disponibilité du matériel. Soit par lecture directe des afficheurs. Soit par oscilloscope à mémoire (comme nous avons utilisé). Soit par l'utilisation d'un micro-ordinateur associé à une Interface A/N et un logiciel d'application.

En face arrière, le module dispose des 5 sorties analogiques $\pm 5V$, isolées galvaniquement, correspondant aux grandeurs mesurées :

- VITESSE valeur moyenne et instantanée
- COUPLE valeur moyenne et instantanée
- PUISSANCE mécanique valeur moyenne
- Une entrée analogique 0 à 5 V pour la commande extérieure du couple.

5. ONDULEUR MLI

Tension d'alimentation	Puissance moteur	Courant ligne	Courant nominale variateur	Courant transitoire maximale	P_n dissipée à la charge nominale
400/460 V -15% +15% 50/60Hz±2Hz Triphasé	1.5Kw	6A	4.1A	5.5A	70W



Variateur (Onduleur de tension).

6. OSCILLOSCOPE



On a utilisé un oscilloscope numérique TDS 3052, de la série des oscilloscopes numériques de phosphore

Les oscilloscopes TDS 3052 sont de taille évaluée par rapport à la plupart des oscilloscopes numériques portatifs

7. La carte real-time simulink : Créez, exécutez et testez des applications en temps réel



Real time Simulink fournit un environnement de prototypage hôte et cible élevé qui Vous permet de connecter vos modèles Simulink® et Stateflow® aux systèmes physiques et de les exécuter en temps réel sur le matériel **μTECH-SRT**. Il fournit des fonctionnalités logicielles complètes our le prototypage rapide et la simulation hardware-in-the-loop de systèmes de contrôle.

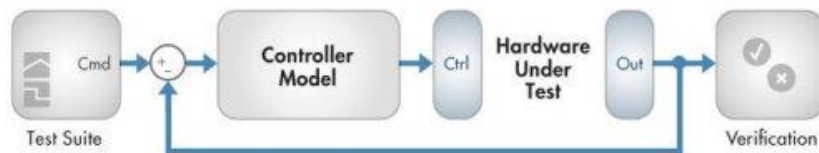
MTECH-SRT Vous permet également d'ajouter des blocs d'interface E / S à vos modèles, générer automatiquement un code avec un atelier en temps réel et Stateflow Coder, et télécharger le code à la **μTECH-SRT**.

μTECH-SRT permet aux utilisateurs de:

- * **test, vérifier et valider** plus tôt vos conceptions algorithmiques et système.
- * **Atteindre le déterminisme** par la génération automatique et l'exécution des applications en temps réel Sur notre matériel.
- * **Évaluer** de nouvelles idées au moyen d'une Plate-forme flexible, évolutive, le développement de la production indépendante.

Prototypage de contrôle rapide (RCP) :

Prototypage de contrôle rapide (RCP) est une méthode de test et de développement utilisée pour accélérer le processus de conception en utilisant une conception basée sur un modèle pour tester une stratégie de contrôle sur le matériel physique au début du processus de conception.



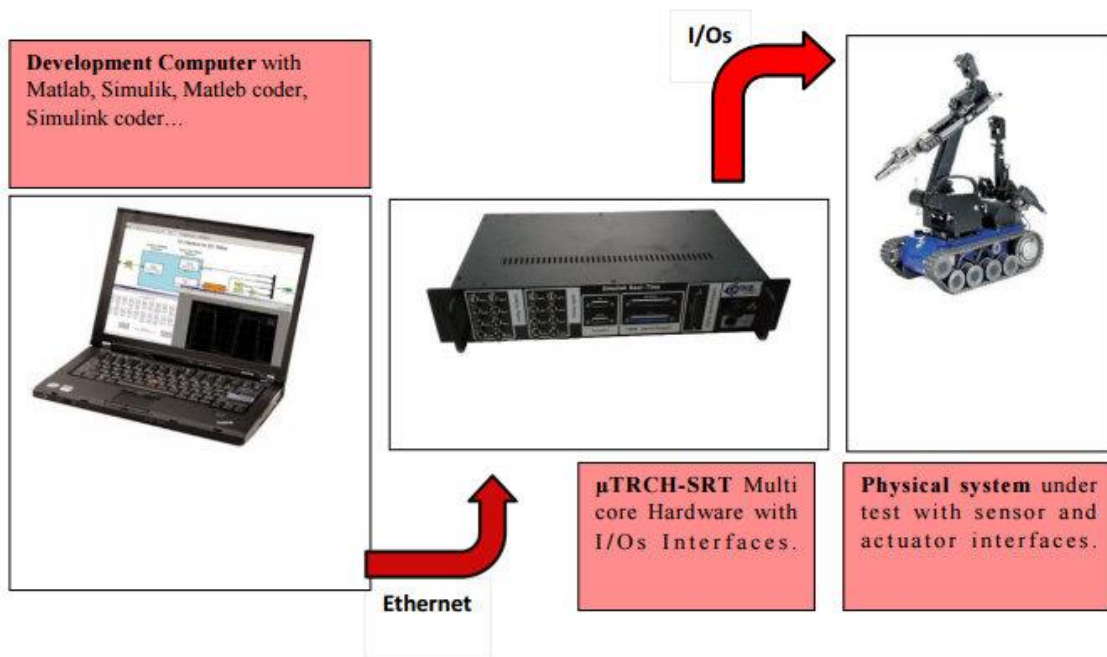
Aucun codage logiciel n'est nécessaire - en utilisant une approche de conception basée sur un modèle, Les chercheurs / étudiants / ingénieurs peuvent rapidement créer le modèle en utilisant graphiquement Simulink ou diagramme d'état en utilisant Stateflow, et crée un exécutable directement à partir du PC hôte. En quelques minutes, l'algorithme peut être testé dans le matériel **μTECH-SRT**.

Le systèmes **μTECH-SRT** fournies une large gamme de types d' E / S avec une flexibilité et une capacité suffisantes pour couvrir un large éventail d'applications. De plus, **μTECH-SRT** OI sont totalement compatibles avec les autres unités de commande de moteur **μTECH Lab** (DSP, ARM, FPGA ...) et les produits dSPACE (DS1103, DS1104 ...).

Ethernet, I / O, Système physique, Test avec capteur et Interfaces d'actionneur.

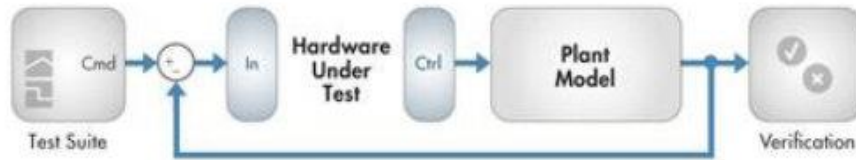
μTRCH-SRT multi-Core Hardware avec Interfaces E / S.

Poste de développement avec Matlab, Simulink, codeur Matlab, Codeur Simulink ...

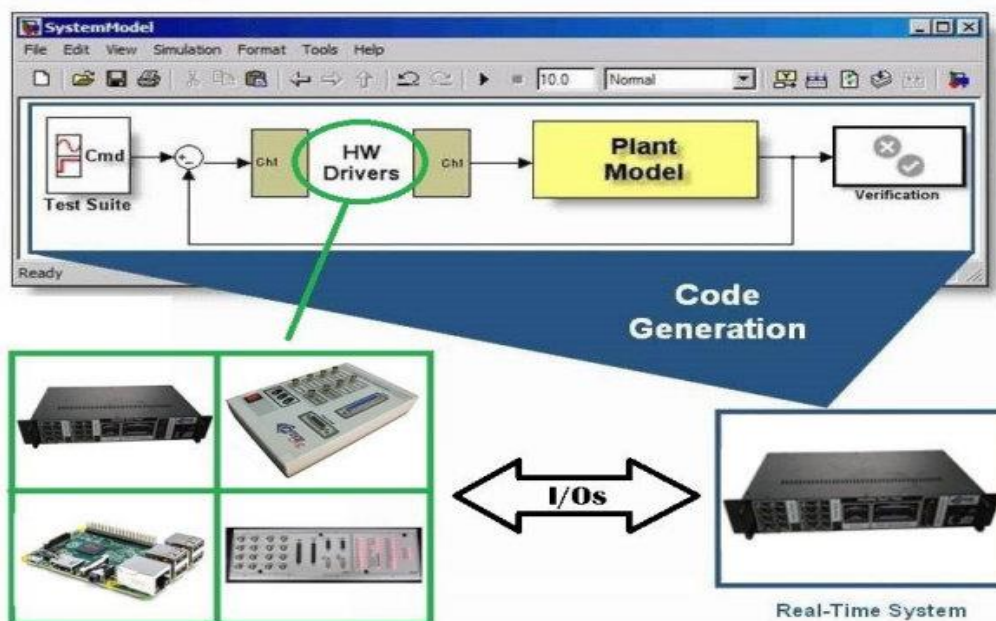


Hardware-in-the-loop (HIL)

Le test de hardware-in-the-loop (HIL) est une méthode de test qui peut être utilisée tout au long du développement de contrôleurs intégrés en temps réel pour réduire le temps de développement et améliorer l'efficacité des tests



Les tests de hardware-in-the-loop permettent de simuler des sources d'alimentation, des convertisseurs de puissance, de l'alimentation Les réseaux, les capteurs, les actionneurs et les composants mécaniques d'une manière qui relie toutes les E / S du réel- Contrôleurs embarqués en temps réel, longtemps avant l'intégration du système final. Il le fait en utilisant les Réponses représentatives en temps réel, stimuli électrique et cas d'utilisation fonctionnelle. La partie de la simulation qui représente l'environnement, les capteurs et le matériel associé est appelée Le modèle de l'usine. Les parties de la simulation qui représentent d'autres contrôleurs s'appellent les modèles de contrôleur.



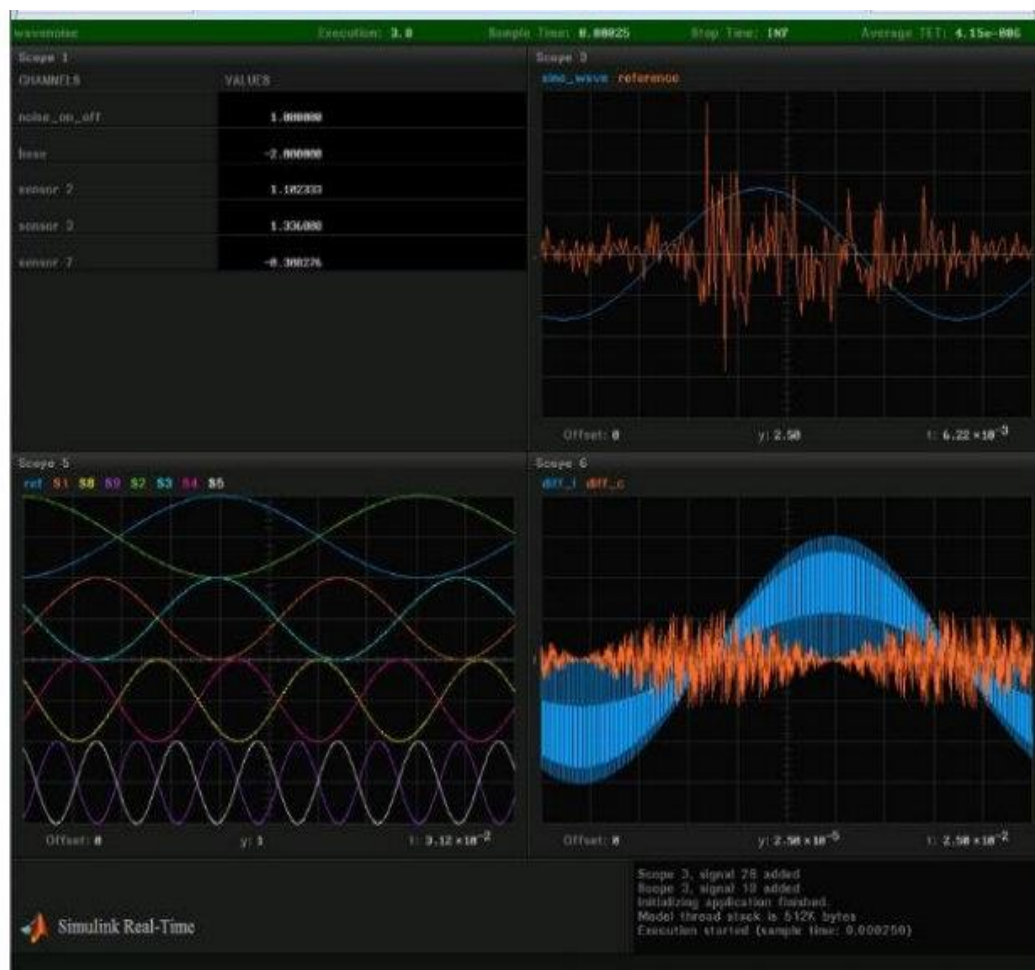
Instrumentation d'une application en temps réel

Simulink Real-Time fournit une instrumentation flexible pour l'interface avec l'ordinateur cible et l'application en cours d'exécution en temps réel.

- ❖ Affichage Simulink Real-Time Explorer (étendue hôte).
- ❖ Écran multi-affichage haute définition (jusqu'à 9) sur écran indépendant (champs cibles).
- ❖ Analyse des données enregistrées (étendue des fichiers).
- ❖ Mode externe Simulink.
- ❖ Gérer et contrôler plusieurs machines simultanément **μTECH –SRT**.
- ❖ Gérer et contrôler les applications en temps réel.
- ❖ Contrôles et affichages graphiques pour concevoir et exécuter des tableaux de bord.
- ❖ Surveillez les signaux et enregistrez les données.
- ❖ Paramétrez les paramètres individuellement ou en tant que groupes.
- ❖ Exporter des packages distribuables pour une application cible autonome



Matlab interface du simulink real-time explorer.



Interface du simulink real-time.

