

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

République Algérienne Démocratique et Populaire

*Ministère des universités et de la recherche
scientifique
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER*

*Département de Génie - Electrique
Option :Automatique*



PROJET DE FIN D'ETUDES

En vue de l'obtention du diplôme
d'ingénieur d'Etat en Automatique

THEME

***Commande Adaptative Par Retour d'Etat
Application
à une machine asynchrone triphasée***

Proposé par:
Mr: M.S.BOUCHERIT

Etudié par:
Mr: A.FERHAT
Mr: A.TOUAL

Dirigé par:
Mr: M.S.BOUCHERIT



***Promotion : Septembre 1997
ENP 10 Avenue Hacén Badi, El Harach; Alger***

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

République Algérienne Démocratique et Populaire

*Ministère des universités et de la recherche
scientifique
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER*

*Département de Génie - Electrique
Option : Automatique*



PROJET DE FIN D'ETUDES

En vue de l'obtention du diplôme
d'ingénieur d'Etat en Automatique

THEME

*Commande Adaptative Par Retour d'Etat
Application
à une machine asynchrone triphasée*

Proposé par:
Mr: M.S. BOUCHERIT

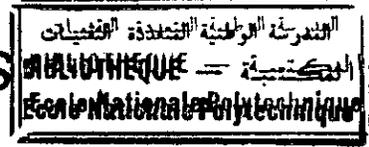
Etudié par:
Mr: A. FERHAT
Mr: A. TOUAL

Dirigé par:
Mr: M.S. BOUCHERIT



*Promotion : Septembre 1997
ENP 10 Avenue Hacén Badi, El Harach; Alger*

DEDICACES



Aux êtres les plus chères dans ma vie, pour leur soutien et leur encouragement.
Pour tout ce qu'ils ont pu sacrifier afin que nous puissions arriver à ce que l'on est
aujourd'hui.

A vous deux,

Père et Mère,

A mes chers frères,

A mes chères soeurs,

A mes oncles et tantes, à toi Allouche Mohamed,

A cousins et cousines,

A vous mes chers frères Daoud, Hocine, Toufik, Aboubakeur et
oussama,

A tous mes amis, en particulier : L. M.El. Amine, C.Mourad,

A. Djériba, D. Rachid, B. Noureddine, R. Azziz, B. Boukhari, B. Hamza, B. hannachi,
A.Bencharef, S. Fadjar, T. Salem, F.l'Aid, F. Slimane, S. Zahi, M. Houari, B. Mohamed,
B. Slimane, M. Mesaoud .

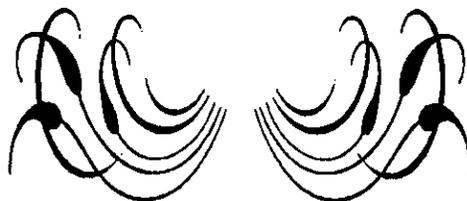
A vous F. Nafissa, Samia, Hayette, H. Hériidi, K. Hamida, M. Nawel,
B. Radhia, M. Zahia, B. Malika, M. Karima.

A toute ma famille,

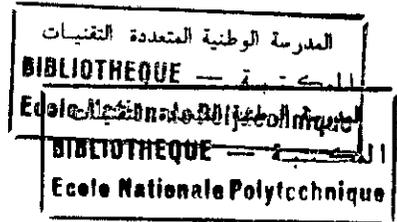
A ma chère soeur Ahlem et nièce Soumia

A vous tous, je dédie ce travail

AHMED



DEDICACES



Aux êtres les plus chers dans ma vie, pour leur soutien et leur encouragement. Pour tout ce qu'ils ont pu sacrifier afin que nous puissions arriver à ce que l'on est aujourd'hui.

A vous deux,

Père et Mère,

A mes chers frères,

A mes chères soeurs,

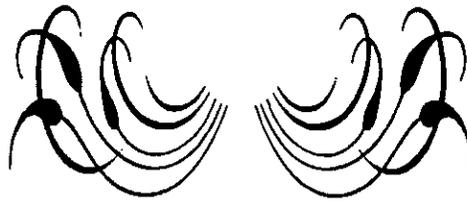
A cousins et cousines,

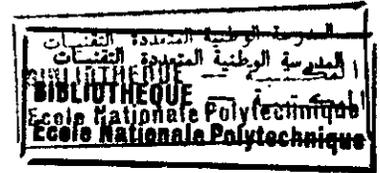
A tous mes amis (es),

A toute ma famille,

A vous tous, je dédie ce travail

AMIROUCHE





Remerciements

Nous voudrions exprimer notre reconnaissance à toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire.

nous voudrions particulièrement exprimer notre reconnaissance à monsieur M. S. Boucherit docteur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour ses encouragements, ses conseils et ses propositions qui ont guidé à bien notre travail.

Pour tout les enseignants du département, pour leurs efforts durants toutes ses années, qu'ils trouvent ici notre reconnaissance.

Que les membres de jury trouvent ici l'expression de notre gratitude pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant d'évaluer notre travail.

IV.2.1 - Hypothèses simplificatrices	27
IV.2.2 - Equations électriques	29
IV.2.3 - Equations magnétiques	30
IV.2.4 - Equations mécaniques.....	30
IV.3 - Modèle biphasé de la machine.....	31
IV.3.1 - Transformation de Park	31
IV.3.2 - Equations électriques.....	33
IV.3.3 - Equations magnétiques.....	34
IV.3.4 - Equations mécaniques.....	34
IV.4 - Modèle de la machine asynchrone	35
CHAPITRE V : INTERPRETATION DES RESULTATS	37
V.1 - Introduction	37
V.2 - Simulation en boucle ouverte	37
V.3 - Etude de l'influence des matrices de pondération	40
V.3.1 - Représentation d'état linéaire continue de la MAS	41
V.3.2 - Représentation d'état échantillonné de la MAS.....	42
V.3.3 - Réglage d'état échantillonné de la vitesse de la MAS	44
V.3.3.1 - Structure du réglage	44
V.3.3.2 - Simulation.....	45
V.4 - Application du réglage d'état adaptatif au modèle non- linéaire de la MAS.....	48
V.4.1 - Introduction	48
V.4.2 - Structure du réglage.....	49
V.4.3 - Simulation	50
V.5 - Amélioration du réglage	54
V.6 - Etude de la robustesse du réglage d'état adaptatif	57
V.6.1 - Robustesse du réglage par-rapport aux variations de la consigne.....	58
V.6.1 - Robustesse du réglage par-rapport aux variations des paramètres du modèle.....	59
V.7 - Conclusion	63
CONCLUSION GENERALE	64
ANNEXES	
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	

المدرسة الوطنية للمهندسين
المدرسة الوطنية للتكنولوجيا
BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

Le développement extraordinaire des microprocesseurs a provoqué des changements importants dans la conception des systèmes de commande/régulation. Leur puissance de calcul et leur faible coût les rendent apte à prendre intégralement en charge les aspects commande/régulation avec des performances nettement supérieures à celles des régulateurs analogiques. Ce développement a favorisé l'émergence de différentes commandes plus évoluées telles que les commandes adaptatives, les commandes optimales, les commandes prédictives, les commandes robustes, etc...

Au cours des vingt dernières années, des contributions fondamentales en commande adaptative, aussi bien théoriques que pratiques, ont apporté des éléments nécessaires à une meilleure compréhension des systèmes adaptatifs. Le principal objet de la commande adaptative est la synthèse des lois d'adaptation, pour l'ajustement automatique en ligne et en temps réel des régulateurs des boucles de commande, afin de réaliser ou de maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres du procédé à commander sont inconnus ou mal connus et / ou susceptibles de varier dans le temps.

En effet, la plupart des méthodes classiques de commande aboutissent parfois à de faibles performances en boucle fermée, et à une détérioration de la robustesse du régulateur. Surtout que le dimensionnement robuste du régulateur ne donne plus de résultats satisfaisants, lorsque les paramètres du système à commander varient dans le temps.

Plusieurs techniques assez similaires, mais présentant quelques différences dans l'interprétation des concepts clés, ont été proposées dans le domaine de la commande adaptative. La plupart étaient basées sur la modélisation linéaire des procédés à régler. Ceci pour des raisons de facilité de traitement, le cas d'un modèle linéaire présente en plus l'avantage de se situer dans un contexte théorique très riche.

La théorie moderne des systèmes linéaires, fait appel à la notion des variables d'état, avec lesquelles le comportement d'un système peut être entièrement décrit. Cette théorie se prête bien au traitement des systèmes continus et échantillonnés.

L'utilisation de cette représentation pour les systèmes échantillonnés, a conduit au développement de plusieurs techniques numériques. Ces derniers, ont permis l'utilisation pratique des algorithmes plus complexes de la commande adaptative.

L'idée génératrice de ce mémoire, est de présenter la commande adaptative dans l'espace d'état que nous allons l'appliquer à un moteur asynchrone alimenté en tension. Ce mémoire contient cinq chapitres.

Le premier chapitre de ce travail sert comme introduction générale à la commande adaptative. Nous présenterons sa définition générale, nous donnerons ensuite quelques aspects de cette commande. Nous examinerons alors trois approches principales à savoir:

- ◆ Commande adaptative avec modèle de référence (M.R.A.C).
- ◆ Commande adaptative Auto-Ajustable (S.T.R), directe et indirecte.
- ◆ Commande adaptative à gains programmés.

Le second chapitre exposera la commande dans l'espace d'état. Nous présenterons alors, la structure optimale de ce réglage ainsi, que les équations d'état régissant le système global. Comme on ne peut faire appel à un réglage d'état, que si le système est commandable, cependant nous supposerons que notre système l'est.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de la commande adaptative dans l'espace d'état. Nous présenterons alors, deux extensions pour la détermination des coefficients du régulateur. La première est basée sur le principe de l'assignation des pôles du système global fermé, tandis que la seconde s'appuie sur la minimisation d'un critère quadratique.

Dans le quatrième chapitre, nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension, où nous retiendrons pour le modèle de Park pour la simulation numérique de la machine.

Nous nous intéressons dans le cinquième chapitre aux résultats de simulation, où nous utilisons la commande auto-ajustable (directe) dans l'espace d'état. Enfin nous finirons ce mémoire par une conclusion générale.

CHAPITRE I:

***COMMADE
ADAPTATIVE***

1.1 Introduction

Dans de nombreux domaines, les méthodes de commande de type proportionnel, intégral et dérivé montrent rapidement leurs limites. Aucun régulateur à paramètres constants ne peut prendre en charge les évolutions temporelles du système à commander. En effet, l'approximation d'un procédé réel par un système linéaire peut se traduire par le fait que les paramètres caractérisant le point de fonctionnement dépendent du temps. Les performances d'une commande classique se dégradent quand l'écart entre les paramètres approximatés et réels sont non négligeables.

Aujourd'hui, les progrès de l'informatique et de la micro-électronique rendent possible l'implémentation de lois de commande complexes. Ce développement a favorisé l'émergence de différentes méthodes d'identification et de commande de processus en temps réel.

Durant les dernières années un important travail a été fait en ce qui concerne la commande adaptative. En Automatique, le sens généralement retenu consiste à dire qu'un régulateur est dit adaptatif, s'il peut modifier son comportement en réponse à des changements dans la dynamique du procédé à contrôler ou à des perturbations par un réajustement de ces paramètres.

Dans ce chapitre, on donnera les aspects généraux de la commande adaptative, ensuite nous présenterons trois méthodes principales, ainsi que leurs schémas blocs pour la mise en oeuvre de cette commande.

1.2 Principe général de la commande adaptative

La commande adaptative est un ensemble de techniques utilisées pour l'ajustement automatique et en temps réel des régulateurs des boucles de commande, afin de maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres du procédé varient dans le temps [1].

Les tâches typiques qui peuvent être effectuées par un système de commande adaptative sont les suivantes:

- * Ajustement automatique des régulateurs.

- *
 - * Détermination automatique des paramètres optimaux des régulateurs dans les différents points de fonctionnement du procédé.
 - * Maintien des performances du système de commande quand les caractéristiques du procédé changent.
 - * Possibilité de mise en oeuvre de plusieurs régulateurs plus complexes et plus performants que les P.I.D (Régulateurs classiques).

Le schéma de base d'une commande adaptative est le suivant:

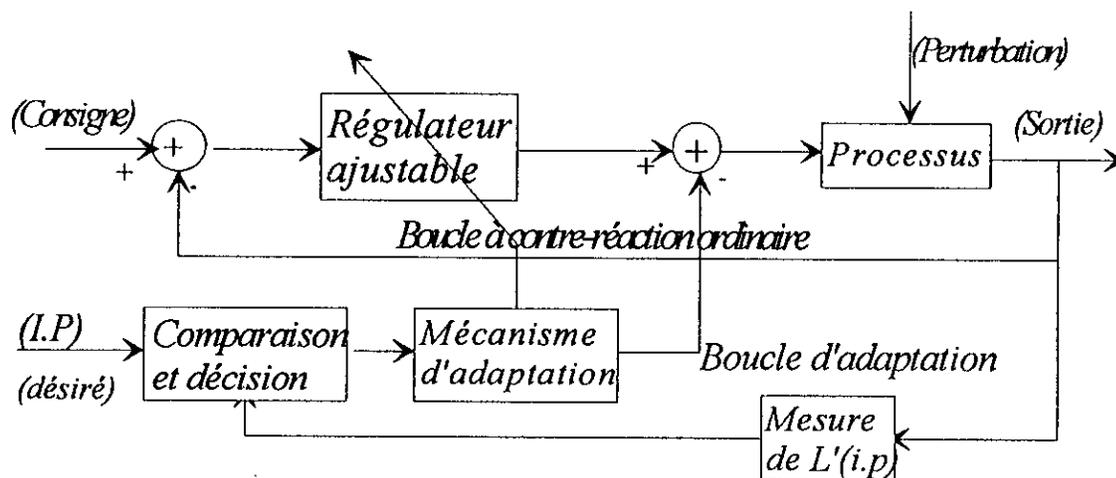


Figure (I.1): Principe général de la commande adaptative

$L'(I.P)$: désigne une mesure des performances du système à commander.

Plusieurs techniques de commande adaptative ont été développées; les trois principales sont:

- 1- Commande adaptative à modèle de référence (MRAC).
- 2- Commande adaptative Auto-Ajustable (STR).
- 3- Commande adaptative à gains programmés.

1.3 Commande adaptative auto-adjustable (S.T.R)

Cette approche a été introduite par Astrom et Wittenmark en 1973; elle a pour objectif de commander les systèmes à paramètres inconnus ou variables dans le temps.

Le principe de cette approche est l'ajustement des paramètres du régulateur à l'aide d'une boucle externe, celle-ci est composée de deux blocs.

- ◆ Bloc d'estimation récursive.
- ◆ Bloc de calcul de commande à partir des paramètres estimés.

Cette commande est basée sur l'estimation en temps réel des paramètres du système ou ceux du régulateur, la commande est ensuite calculée en utilisant les paramètres estimés.

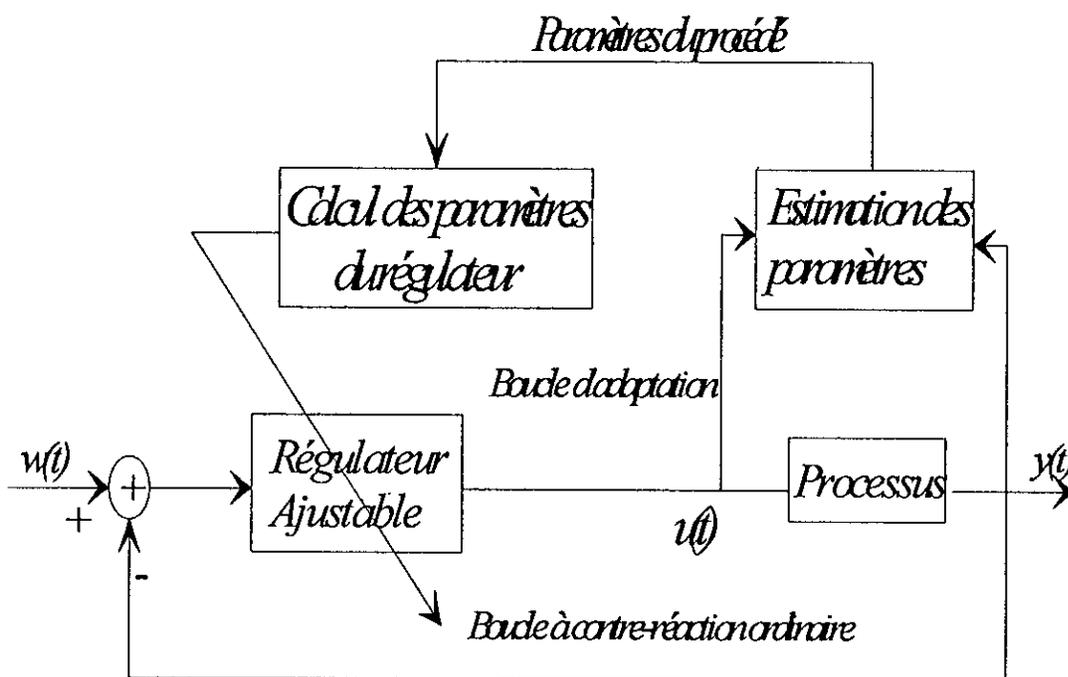


Figure (I.3): Réglage Auto-Ajustable (S.T.R) [1]

On peut distinguer deux approches de commande Auto-Ajustable, la commande adaptative indirecte et directe.

I.3.1 La commande adaptative indirecte

Dans ce cas le calcul des paramètres du régulateur se fait en deux étapes à chaque période d'échantillonnage. Dans une première phase; on identifie de manière récursive les paramètres du modèle, puis dans une deuxième phase, on calcul les paramètres du régulateur à partir des paramètres estimés du procédé.

Pour l'estimation des paramètres du procédé, il existe plusieurs méthodes telles que les moindres carrés récursifs à trace constante, maximum de vraisemblance...

I.3.2 La commande adaptative directe

Cette approche ne comprend qu'un seul étage à chaque période d'échantillonnage, les paramètres du régulateur sont directement identifiés de manière récursive. Dans ce cas, les paramètres du procédé sont identifiés implicitement. En effet, le temps de calcul d'une telle commande est très réduit, par contre la connaissance à priori sur le procédé pour le mettre en ouvre est importante [5].

I.4 Commande adaptative à modèle de référence (MRAC)

Cette approche a été originellement proposée par Witaker en 1958. Elle est basée sur la réalisation de la fonction de transfert du modèle désiré. Le (MRAC) conduit directement à l'estimation des paramètres de la loi de commande. Le schéma bloc du (MRAC) est montré par la Figure (I.2).

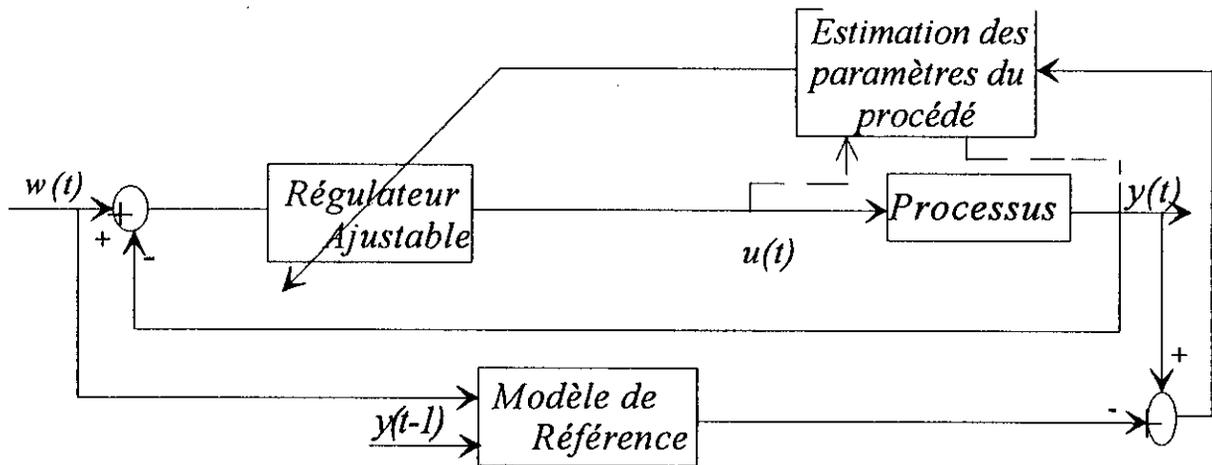


Figure (I.2): Commande adaptative à modèle de référence (M.R.A.C) [1]

En effet l'écart entre la sortie du modèle de référence et celle du système réel est utilisé par le bloc d'adaptation ainsi que d'autres informations pour modifier ou ajuster automatiquement les paramètres du régulateur de façon à minimiser l'écart.

Cette approche est très utilisée dans de larges domaines, pour résoudre une variété importante de problèmes rencontrés en commande, identification et estimation d'état.

1.5 Commande adaptative à gains programmés

La Figure (I.4) présente le schéma bloc de la commande adaptative à gains programmés.

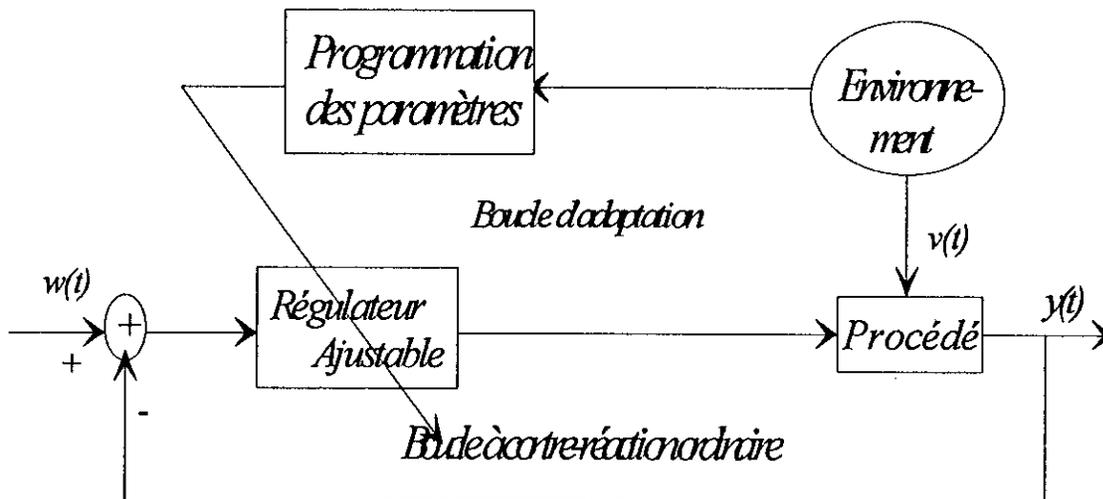


Figure (I.4): Commande adaptative à gains programmés

Dans ce cas, les modifications des performances causées par la modification des paramètres du régulateur ne sont pas mesurées et comparées avec les performances désirées. Les valeurs des paramètres du régulateur sont lues dans une table associée aux mesures de l'environnement opératoire. Cette table contient alors des gains disponibles calculés préalablement par l'utilisateur. Ce schéma a l'avantage de permettre un ajustement rapide des paramètres du régulateur en cas de changements rapides de la dynamique du système à régler.

1.6 Conclusion

Nous avons exposé dans ce chapitre, l'aspect général de la commande adaptative.

La figure (I.1) présente le schéma de base de la commande adaptative. Cette structure est constituée de deux boucles:

- Boucle interne, dite boucle à contre-réaction ordinaire: qui comprend le processus et le régulateur. Elle a pour but, de réduire l'effet des perturbations agissant sur les variables à régler.
- Boucle externe, dite boucle d'adaptation: Constituée de deux blocs:
 - ◆ Un estimateur des paramètres.

Bloc de conception du régulateur.

Cette boucle a été introduite pour pallier l'effet des perturbations agissant sur les performances du système de commande.

Dans le chapitre trois, nous présenterons cette technique de commande dans l'espace d'état. Nous présenterons alors la structure générale d'un réglage d'état avec un bloc d'adaptation qui détermine le type de commande.

CHAPITRE II:

REGLAGE D'ETAT

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous aborderons une méthode de réglage moderne, "le réglage d'état". En effet, la plupart des systèmes de commande modernes utilisent l'espace d'état comme un champ de travail. Dans beaucoup de cas, on obtient une qualité de réglage meilleure par rapport à celle du réglage classique.

Ce chapitre sert comme introduction pour ce qui suit, où nous présenterons les relations de base du réglage d'état. Nous présenterons donc dans ce but les équations en boucle ouverte et en boucle fermée du système à régler. Ce réglage sera ensuite complété par un régulateur intégrateur, qui a pour but d'éliminer l'erreur en régime établi, pour aboutir aux relations générales du réglage d'état qui seront valables pour un système à régler avec une structure quelconque.

En effet, on ne peut faire appel au réglage d'état, que si le système est commandable, cependant nous supposons que notre système l'est. De plus nous supposons que notre système est observable. La vérification de ces deux conditions peut être assurée par des algorithmes adéquats.

II.2 Principe du réglage d'état

La Figure (II-1) montre la structure générale du réglage d'état. Cette structure est valable pour un système multivariable. Dans ce cas, il y'a une seule grandeur de commande u et une seule grandeur à régler y . Par conséquent, il existe une seule grandeur de consigne w . En plus, nous supposons qu'une seule grandeur de perturbation v intervient sur le système à régler.

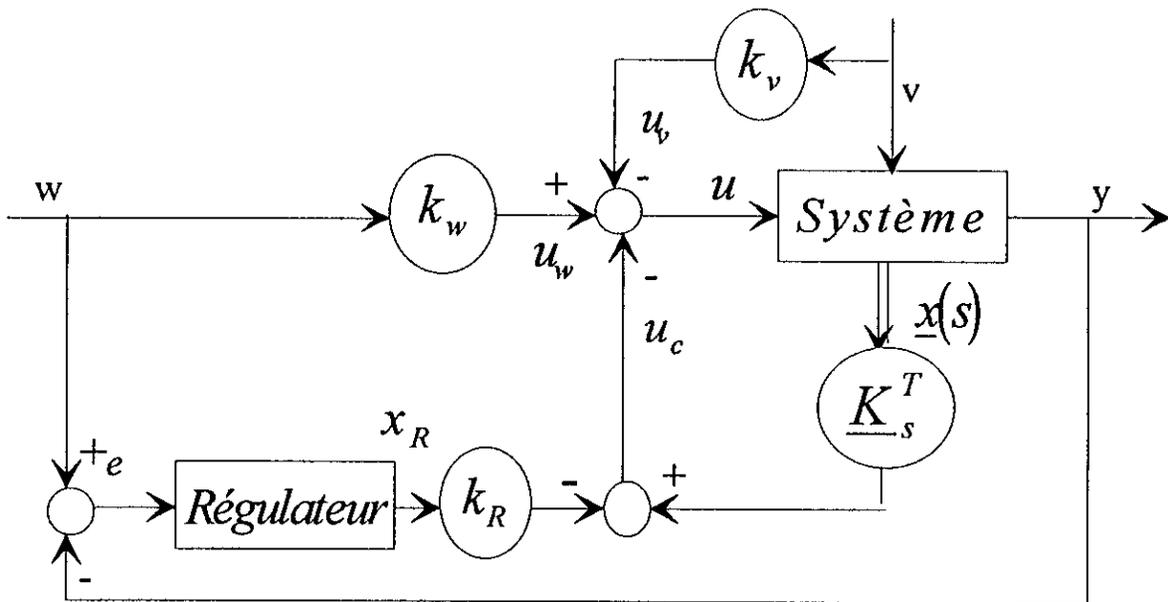


Figure (II.1): Schéma bloc du réglage d'état

Dans cette structure, la composante u_c de la grandeur de commande est due à la contre-réaction du vecteur d'état. Elle est donnée d'une part par la contre-réaction du vecteur d'état \underline{x}_s du système à régler par l'intermédiaire du vecteur ligne \underline{K}_s^T et d'autre part par la contre-réaction de la grandeur d'état x_R du régulateur par l'intermédiaire du coefficient k_R . Il est judicieux de faire intervenir cette grandeur sur u_c par le signe négatif. Ainsi, le coefficient k_R prend des valeurs positives.

Nous prendrons également en considération l'intervention directe de la grandeur de consigne w par l'intermédiaire du facteur k_w et l'intervention directe (avec le signe négatif) de la grandeur de perturbation v par l'intermédiaire du facteur k_v . Cette deuxième grandeur est supposée mesurable. Dans le cas contraire, nous devons faire appel à un observateur de la grandeur de perturbation.

Ainsi le signal de commande u peut être exprimé par:

$$u = k_w \cdot w - k_v \cdot v + k_R \cdot x_R - \underline{K}_s^T \cdot \underline{x}_s \quad (\text{II.1})$$

II.2.1 Equations d'état du système à régler

Pour le système à régler, dans le cas d'un système monovarié, nous pouvons établir les équations d'état suivantes:

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}}_s(t) &= A_s \cdot \underline{x}_s(t) + \underline{b}_s(t) \cdot u(t) + \underline{b}_{sv} \cdot v(t) \\ y(t) &= c_s^T \cdot \underline{x}_s(t) \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

L'échantillonnage du procédé continu (II-2) conduit au système d'équations échantillonnées:

$$\begin{aligned} \underline{x}_s(k+1) &= F_s \cdot \underline{x}_s(k) + \underline{h}_s \cdot u(k) + \underline{h}_{sv} \cdot v(k) \\ y(k) &= c_s^T \cdot \underline{x}_s(k) \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

Pour le vecteur d'état du régulateur intégrateur, on a:

$$x_R(k) = \sum_{i=0}^{k-1} e(i) \quad (\text{II.4})$$

Nous obtenons alors l'équation aux différences:

$$x_R(k+1) = \sum_{i=0}^k e(i) = x_R(k) + e(k) \quad (\text{II.5})$$

avec:
$$e(k) = w(k) - y(k) = w(k) - c_s^T \underline{x}_s(k) \quad (\text{II.6})$$

Enfin, en ce qui concerne la grandeur de commande, elle est donnée par:

$$u(k) = u_w(k) - u_c(k) - u_v(k) \quad (\text{II.7})$$

Où les trois composantes sont données par:

$$\begin{aligned} u_c(k) &= \underline{K}_s^T \cdot \underline{x}_s(k) - k_R \cdot x_R(k) \\ u_w(k) &= k_w \cdot w(k) \\ u_v(k) &= k_v \cdot v(k) \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

II.2.2 Equations d'état du système global

Pour le système global, le vecteur d'état est le suivant:

$$\underline{x}(k) = \begin{bmatrix} \underline{x}_s(k) \\ x_R(k) \end{bmatrix}$$

Ce vecteur possède la dimension $n = n_s + 1$, où n_s est la dimension du système à régler.

L'introduction du régulateur intégrateur dans la boucle de commande conduit aux équations globales suivantes:

$$\begin{aligned} \underline{x}(k+1) &= F \cdot \underline{x}(k) + \underline{h} \cdot u(k) + \underline{h}_w \cdot w(k) + \underline{h}_v \cdot v(k) \\ y(k) &= c^T \cdot \underline{x}(k) \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

avec:

$$F = \begin{pmatrix} F_s & 0 \\ -c_s^T & 1 \end{pmatrix}; \quad \underline{h} = \begin{pmatrix} h_s \\ 0 \end{pmatrix}; \quad \underline{h}_w = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}; \quad \underline{h}_v = \begin{pmatrix} h_w \\ 0 \end{pmatrix}; \quad c = \begin{pmatrix} c_s \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Les relations (II.9) désignent les équations d'état du système global ouvert, sans la contre-réaction d'état et l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation.

Enfin, pour aboutir aux équations d'état du système global fermé, il suffit d'introduire la grandeur de commande donnée par la relation (II.7) dans (II.9). Après un brève calcul, on trouve:

$$\begin{aligned} \underline{x}(k+1) &= F_G \cdot \underline{x}(k) + \underline{h}_{Gw} \cdot w(k) + \underline{h}_{Gv} \cdot v(k) \\ y(k) &= c^T \cdot \underline{x}(k) \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

avec:

$$\begin{aligned} F_G &= F - \underline{h} \cdot \underline{K}^T \\ \underline{h}_{Gw} &= \underline{h}_w + \underline{h} \cdot k_w \\ \underline{h}_{Gv} &= \underline{h}_v - \underline{h} \cdot k_v \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

et:

$$\underline{K}^T = \left(\underline{K}_s^T \quad -k_R \right) \quad (\text{II.13})$$

Ce vecteur ligne contient $n = n_s + 1$ éléments. Le vecteur ligne \underline{K}_s^T et les coefficients k_w , k_v et k_R sont à déterminer.

II.3 Dimensionnement du réglage d'état

Deux possibilités se présentent pour la détermination des coefficients du retour d'état, à savoir:

- Placement de pôles.
- Minimisation d'un critère quadratique.

Le principe de placement de pôles ou assignation de pôles, impose une certaine dynamique pour le système à commander en boucle fermée. En effet, en assignant les n valeurs particulières pour les n valeurs propres de la matrice F_G , on peut alors déterminer

les n éléments du vecteur ligne \underline{K}^T de la contre-réaction d'état. Par contre la détermination des deux coefficients de l'intervention directe de la consigne et de la perturbation exige d'autres réflexions qui seront présentées à la section

La minimisation d'un critère quadratique, est une autre approche qui permet de déterminer la commande optimale, et donc la structure de réglage optimale. En effet, la minimisation d'un critère quadratique permet d'exprimer d'une manière convenable les qualités recherchées par la commande, afin d'assurer le meilleur compromis entre les performances présentées par des termes de pondération et les performances désirées.

Dans ce cas, le critère quadratique à minimiser est le suivant:

$$I = \underline{x}_N^T \cdot Q \cdot \underline{x}_N + \sum_{k=0}^{N-1} \left(\underline{x}_k^T \cdot Q \cdot \underline{x}_k + r \cdot u_k^2 \right) \quad (\text{II.14})$$

Ce critère porte le nom ' Critère d'intégrale '. Dans la pratique, il est exigé que la sortie y_k prenne en régime établi une valeur imposée par la consigne w_k , indépendamment de grandeurs de perturbation influençant le système à régler où de petites variations de paramètres de ce dernier. Ceci nécessite l'introduction d'un régulateur intégrateur dans le procédé d'optimisation. En plus, lorsque des perturbations influencent le système à régler, la contre-réaction du vecteur d'état ne donne plus un comportement optimal. En effet, la présence de grandeurs de perturbation doit également être prise en considération. Ainsi, le critère d'intégrale dans le cas des systèmes (MIMO) que nous allons utiliser par la suite doit être étendu à l'expression:

$$I = \underline{e}_N^T \cdot Q_e \cdot \underline{e}_N + \underline{x}_{R,N}^T \cdot Q_R \cdot \underline{x}_{R,N} + \sum_{k=0}^{N-1} \left(\underline{e}_k^T \cdot Q_e \cdot \underline{e}_k + \underline{x}_{R,k}^T \cdot Q_R \cdot \underline{x}_{R,k} + \underline{u}_k^T \cdot R \cdot \underline{u}_k \right) \quad (\text{II.15})$$

Où; \underline{u}_k et \underline{e}_k représentent respectivement les vecteurs de commande et l'écart de réglage à l'instant d'échantillonnage k . Les matrices Q_e , Q_R et R représentent

respectivement les matrices de pondération de l'écart de réglage, des états du régulateur et de la commande. Ces matrices doivent être symétriques et définies positives.

Enfin, pour trouver le minimum de ce critère, il suffit d'intervenir uniquement sur le vecteur de commande \underline{u}_k . Dans ce but, nous devons faire recours au principe d'optimisation de Bellman, qui sera présenté dans la section.

II.4 Conclusion

Nous avons présente, dans ce chapitre, la structure générale du réglage d'état, et les équations générales régissant le système à régler. Cette structure a été présentée par Bùhler [2] pour le réglage des systèmes stationnaires, elle fait intervenir le retour d'état \underline{K}^T et les coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation k_w et k_v . Cette structure sera utilisée comme structure de base pour ce qui suit.

A noter que cette structure exige que toutes les grandeurs d'état du système à régler soient mesurables afin de pouvoir mettre en contre-réaction ces grandeurs et imposer au système global fermé un certain comportement dynamique [2]. Cependant, dans la plupart des cas, il n'est pas possible de mesurer directement ces grandeurs d'état. On doit alors employer un observateur d'état pour reconstruire les grandeurs d'état. Cet observateur consiste en un algorithme qui permet de déterminer la valeur des grandeurs d'état aux instants d'échantillonnage [2].

CHAPITRE III:

***REGLAGE
D'ETAT ADAPTATIF***

III.1 Introduction

Depuis une dizaine d'années, on note d'important progrès dans le domaine du réglage d'état aussi bien en théorie qu'en pratique. L'inconvénient majeur de ces réglages réside dans la difficulté de leurs applications à des procédés à paramètres variant dans le temps dans un large domaine. Pour remédier à ce problème, on fera appel à un réglage d'état adaptatif.

En effet, cette commande constitue une méthode de réglage moderne qui utilise l'espace d'état comme un champ de travail. Les résultats obtenus ainsi que les études théoriques ont prouvé la validité et l'efficacité de cette méthode par-rapport au réglage d'état classique, vue de ces possibilités de calcul offertes par les mini et les micro-ordinateurs ainsi que le champ d'application de cette dernière.

Dans ce chapitre, le bloc d'adaptation fera l'objet de notre contribution. Dans ce but on présentera deux algorithmes pour la détermination des coefficients de la contre-réaction d'état et les facteurs d'intervention directe de la consigne et de la perturbation. On présentera alors, l'algorithme d'adaptation par placement de pôles, et l'algorithme de minimisation d'un critère quadratique (Critère d'intégrale). Ces deux algorithmes faisant appel à la structure de base illustrée dans la figure (II.1).

III.2 Structure générale du réglage d'état adaptatif:

Notre contribution consiste essentiellement à étendre l'algorithme de Bùhler au cas adaptatif. Ceci consiste à mettre en évidence le bloc d'adaptation. Ce bloc contient les coefficients de réglage préalablement calculés par l'utilisateur, où des relations récurrentes linéaires qui lient l'environnement au système à régler.

La figure (III.1), illustre la structure générale du réglage d'état adaptatif. Dans cette structure apparaît la contre-réaction d'état de \underline{x}_s et x_R , ainsi que l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation. Cette structure peut être étendue au cas multivariable.

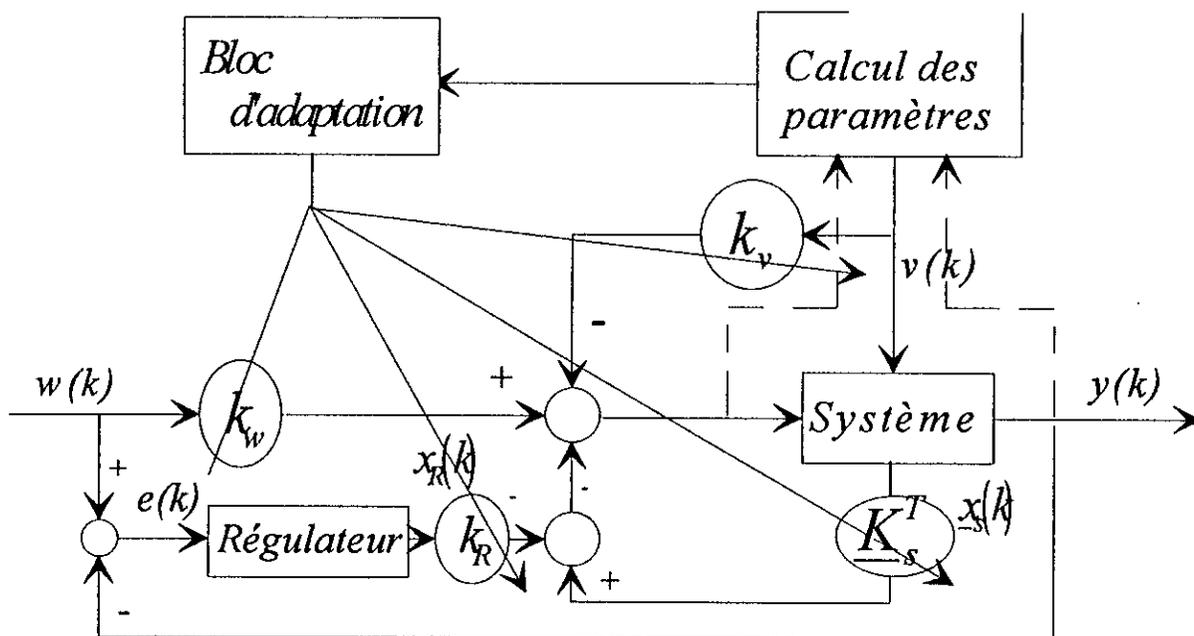


Figure (III.1): Structure générale du réglage d'état adaptatif

En effet, le bloc de calcul des paramètres n'est pas un estimateur, les paramètres sont calculés à partir des relations prédéfinies. Les nouveaux paramètres sont soit fonction de l'environnement soit fonction de la sortie du procédé. C'est donc un cas particulier de la commande Auto-Ajustable qui suppose les paramètres inconnus et utilise un estimateur de paramètres.

III.3 Algorithme d'adaptation par placement de pôles

La figure (III.1) rappelle la structure d'un réglage d'état adaptatif. Dans ce cas le bloc d'adaptation contient une table des gains des coefficients de réglage préalablement calculés par l'utilisateur.

En effet, les principes adoptés pour calculer les coefficients de réglage pour cette commande sont les même que ceux adoptés pour les systèmes stationnaires. Lors du réglage d'état, on doit déterminer les éléments du vecteur ligne \underline{K}^T de la contre-réaction d'état, ainsi

que les coefficients k_w et k_v de l'intervention directe de la grandeur de consigne et de perturbation. Dans ce but, on désire imposer les pôles, c'est-à-dire les valeurs propres du système global fermé.

La loi de commande est alors donnée par:

$$u(k) = -\underline{K}^T \underline{x}(k) + k_w w(k) - k_v v(k) \quad (\text{III.1})$$

avec:
$$\underline{K}^T = \left[\underline{K}_s^T \quad -k_R \right]$$

Cette structure de réglage est composée de trois actions combinées:

- Une contre-réaction des grandeurs d'état à travers le vecteur \underline{K}^T , composé de \underline{K}_s^T et de k_R .
- Un effet d'anticipation par l'action directe de la consigne, à travers le coefficient k_w .
- Un effet de compensation, par l'intervention directe du vecteur de perturbation, à travers le coefficient k_v .

Le modèle d'état du système global fermé échantillonné est donné par:

$$\begin{aligned} \underline{x}(k+1) &= F_G \underline{x}(k) + \underline{h}_{Gw} w(k) + \underline{h}_{Gv} v(k) \\ y(k) &= C^T \underline{x}(k) \end{aligned}$$

avec:

$$\begin{aligned} F_G &= F - \underline{h} \underline{K}^T \\ \underline{h}_{Gw} &= \underline{h}_w + \underline{h} k_w \\ \underline{h}_{Gv} &= \underline{h}_v - \underline{h} k_v \end{aligned}$$

III.3.1 Détermination du vecteur de la contre-réaction d'état

Le calcul des coefficients de réglage du vecteur de contre-réaction d'état fait appel à la forme canonique de réglage. Cette dernière est obtenue par une transformation linéaire telle que:

$$\underline{x}_r(k) = T\underline{x}(k) \quad (\text{III.2})$$

Où; $\underline{x}_r(k)$ est l'image de $\underline{x}(k)$ par la transformation T.

La matrice de transformation T est égale à l'inverse de la matrice non singulière S, définie récursivement à partir des vecteurs colonnes $\underline{S}_n, \underline{S}_{n-1}, \dots, \underline{S}_1$ telle que:

$$\begin{aligned} \underline{S}_{n-1} &= F\underline{S}_n + a_{n-1}\underline{S}_n \\ \underline{S}_{n-2} &= F\underline{S}_{n-1} + a_{n-2}\underline{S}_n \\ \text{M} \\ \underline{S}_1 &= F\underline{S}_2 + a_1\underline{S}_n \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

Où; \underline{S}_n est définie par:

$$\underline{S}_n = \underline{h}$$

Tandis que les coefficients a_i sont les coefficients du polynôme caractéristique du système global ouvert, c'est-à-dire sans la contre-réaction d'état:

$$\text{Det}(ZI_d - F) = Z^n + a_{n-1}Z^{n-1} + \dots + a_1Z + a_0 \quad (\text{III.4})$$

Les coefficients de la contre-réaction d'état sont donnés par:

$$\underline{K}^T = \underline{K}_r^T T \quad (\text{III.5})$$

Où; les coefficients K_{ri} sont définies par:

$$K_{ri} = \alpha_{i-1} - a_{i-1} \quad ; i = \overline{1, n} \quad (\text{III.6})$$

Ainsi, la détermination de \underline{K}^T , nécessite une assignation des pôles qui permettent de fixer la dynamique du système global en boucle fermée en imposant le polynôme caractéristique défini par:

$$P(Z) = \text{Det}(ZI_d - F_G) = Z^n + \alpha_{n-1}Z^{n-1} + \dots + \alpha_1Z + \alpha_0 \quad (\text{III.7})$$

Les coefficients K_{ri} ainsi obtenus ne sont valables que pour le système exprimé sous forme canonique de réglage.

III.3.2 Détermination des coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation

Une fois le calcul du vecteur \underline{K}^T effectué, il reste à déterminer les coefficients d'intervention directe de la consigne k_w et de la perturbation k_v .

Le coefficient k_w est calculé de manière à compenser un pôle réel du système échantillonné tel que:

$$k_w = \frac{k_R}{1 - Z_r} \quad (\text{III.8})$$

Le coefficient k_v est calculé à partir du critère de l'annulation de la grandeur d'état du régulateur intégrateur en régime établi qui abouti à:

$$k_v = \frac{C_s^T (I_d - F_s + \underline{h}_{su} \underline{K}_s^T)^{-1} \underline{h}_{sv}}{C_s^T (I_d - F_s + \underline{h}_{su} \underline{K}_s^T)^{-1} \underline{h}_{su}} \quad (\text{III.9})$$

III.3.3 Choix des pôles en boucle fermée

Afin d'obtenir un comportement dynamique satisfaisant du réglage d'état, il est indispensable de faire le choix des pôles à imposer de manière adéquate. Ce choix doit prendre en compte le comportement dynamique désiré, donc des phénomènes d'amortissement et de temps de réponse. Dans ce but, il est judicieux de choisir des pôles qui garantissent un amortissement relatif optimal selon la relation:

$$Z_i = e^{-w_i T_e} (\cos w_i T_e \pm j \sin w_i T_e) \quad (\text{III.10})$$

Où; w_i est considéré comme un paramètre qui permet d'influencer la rapidité de réglage. Il est évident qu'il faut toujours choisir une paire des complexes conjugués.

III.3.4 Choix de la période d'échantillonnage

Souvent, la période d'échantillonnage T_e est considérée comme un paramètre lors de l'étude du réglage d'état. En général, la qualité de réglage augmente lorsque la période d'échantillonnage diminue. Cependant, il est possible que la grandeur de commande devienne trop élevée lorsqu'on choisit une période d'échantillonnage trop petite. Par contre si cette dernière est trop grande, il est possible que des variations de la grandeur de perturbation ne soient pas détectées assez rapidement, ce qui conduira à une diminution de la qualité de réglage. En plus, pour une période d'échantillonnage trop élevée, on peut obtenir des variations importantes des grandeurs à régler entre les instants d'échantillonnage, ce qui dégrade la qualité de réglage [2].

En général, et selon le théorème de Shannon, la fréquence d'échantillonnage f_e est fonction de la plus grande des fréquences contenues dans le spectre du signal que l'on échantillonne, elle est alors donnée par:

$$T_e = \frac{\tau_{\min}}{2} \quad (\text{III.11})$$

est la matrice qui pondère le vecteur d'état \underline{x}_k du système global sur la base des matrices de pondération Q_e et Q_R .

III.4.1 Principe d'optimisation de Bellman

Pour obtenir un réglage optimal, on exige que le critère d'intégrale (III.13) prenne une valeur minimale. Dans ce but, on peut intervenir uniquement sur le vecteur d'entrée \underline{u}_k . A noter qu'il existe comme relation entre le vecteur d'état \underline{x}_k et le vecteur de commande \underline{u}_k l'équation d'état aux différences suivante:

$$\begin{aligned} \underline{x}(k+1) &= F\underline{x}(k) + H\underline{u}(k) + H_v v(k) \\ y(k) &= C\underline{x}(k) \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

Remarque: On désignera par la suite $\underline{u}(k)$ par \underline{u}_k , k : désigne l'instant d'échantillonnage.

En effet, l'application du principe d'optimalité de Bellman permet d'aboutir à la loi de commande suivante:

$$\underline{u}_k = -\underline{K}^T \underline{x}_k + \underline{k}_w \underline{w}_k - \underline{k}_v v_k \quad (\text{III.15})$$

avec:

- * Vecteur de la contre-réaction d'état.

$$\underline{K} = (H^T P H + R)^{-1} H^T P F \quad (\text{III.16})$$

- * Vecteur de l'intervention de la grandeur de consigne

$$\underline{k}_w = (H^T P H + R)^{-1} H^T (T - P H_w) \quad (\text{III.17})$$

- * Vecteur de l'intervention de la grandeur de perturbation

$$\underline{k}_v = (H^T PH + R)^{-1} H^T (S + PH_v) \quad (\text{III.18})$$

Sur la base des matrices F , H et H_v caractérisant le système global, et selon le choix des matrices de pondération, Q_e , Q_R et R , on peut calculer préalablement les matrices P , T et S et par conséquent la loi de commande optimale.

Selon l'équation (III.16), la matrice \underline{K} dépend de la matrice P (solution de l'équation de Ricatti). Cette matrice peut être calculée en utilisant la relation:

$$P = P_k = Q + F^T P \left\{ \left[I - H(H^T PH + R)^{-1} H^T P \right] F \right\} \quad (\text{III.19})$$

avec, $P = P_0 = Q$, ce calcul récursif doit être répété jusqu'à ce qu'il n'y ait pas pratiquement de différence entre la valeur de P_k et P_{k-1} [2].

Le calcul de \underline{k}_w dépend de la matrice T , cette matrice peut être calculée en utilisant la formule récursive:

$$T = T_k = C^T Q_e + \left\{ \left[I - H(H^T PH + R)^{-1} H^T P \right] F \right\}^T (T - PH_w) \quad (\text{III.20})$$

On doit prendre comme valeur initiale $T_0 = C^T Q_e$. Ce calcul doit se faire jusqu'à ce que la différence entre les valeurs de T_k et T_{k-1} devienne négligeable.

Enfin, pour trouver la solution stationnaire de l'intervention directe de la grandeur de perturbation, on voit qu'il existe pour la matrice S , la formule récursive:

$$S = S_k = \left\{ \left[I - H(H^T PH + R)^{-1} H^T P \right] F \right\}^T (S + PH_v) \quad (\text{III.21})$$

Il faut prendre comme valeur initiale $S_0 = \underline{0}$. Ce calcul doit être effectué de manière à ce que la différence entre S_k et S_{k-1} soit négligeable.

Ainsi, nous élaborons la structure optimale du réglage d'état par minimisation du critère d'intégrale (II.14).

III.5 Conclusion

Nous avons présenté, dans ce chapitre, deux méthodes pour la synthèse du réglage d'état adaptatif. La première méthode est basée sur le principe de placement de pôles du système global en boucle fermée. Tandis que, la seconde s'appuie sur la minimisation d'un critère quadratique, qui permet de calculer les coefficients de réglage d'une manière récursive.

Un avantage des formules récurrentes des algorithmes de commande adaptative, est qu'elles se prêtent bien à la commande en temps réel des systèmes. L'autre avantage est de ne pas avoir à mettre en mémoire les données entrées / sorties. Elle permet aussi de réduire la complexité des algorithmes de réglage, et donc de pouvoir être facilement implémentés sur calculateur.

CHAPITRE IV:

***MODELISATION DE LA
MACHINE ASYNCHRONE***

IV.1 Introduction

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (maintenance, coûteuse, prix élevé, lieu d'installation approprié) tout en gardant les avantages (grande plage de variation de vitesse, la stabilité de fonctionnement).

Lorsque nous voulons étudier une commande particulière d'un système quelconque, l'une des parties les plus importantes est la modélisation du système en question. En effet, la machine asynchrone n'est pas un système simple car, de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de foucaults, l'effet péliculaire etc...

Cependant, nous allons pas tenir compte de ces phénomènes car, d'une part, leur formulation mathématique est difficile, voir même impossible, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable, ou, du moins, dans certaines conditions [10]. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Nous commençons donc, dans un premier temps, par citer les hypothèses simplificatrices; puis nous donnerons les équations qui traduisent le modèle réel de la machine (machine triphasée) après une brève mise au point de certaines conventions. Nous présenterons ensuite le modèle général de Park, duquel, nous déduirons après un choix judicieux du repère d'observation, le modèle de la machine alimenté en tension.

IV.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

IV.2.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de définir le modèle de la machine asynchrone, certaines hypothèses simplificatrices sont à prendre en considération:

- ◆ La machine asynchrone est supposée symétrique et que son circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants.

- ◆
- ◆ On suppose le circuit magnétique parfaitement feuilleté, ce qui permet de considérer que seuls les enroulements (Inducteur, Induit) sont parcourus par des courants.
- ◆ On suppose que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires.
- ◆ La répartition du flux dans l'entrefer est sinusoïdale.

La machine asynchrone triphasée est représentée schématiquement par la figure (IV.1), dont les phases sont repérées respectivement au stator a_s, b_s, c_s et au rotor a_r, b_r, c_r . L'angle électrique θ_r est fonction du temps, définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases a_s et a_r , choisis comme axes de référence.

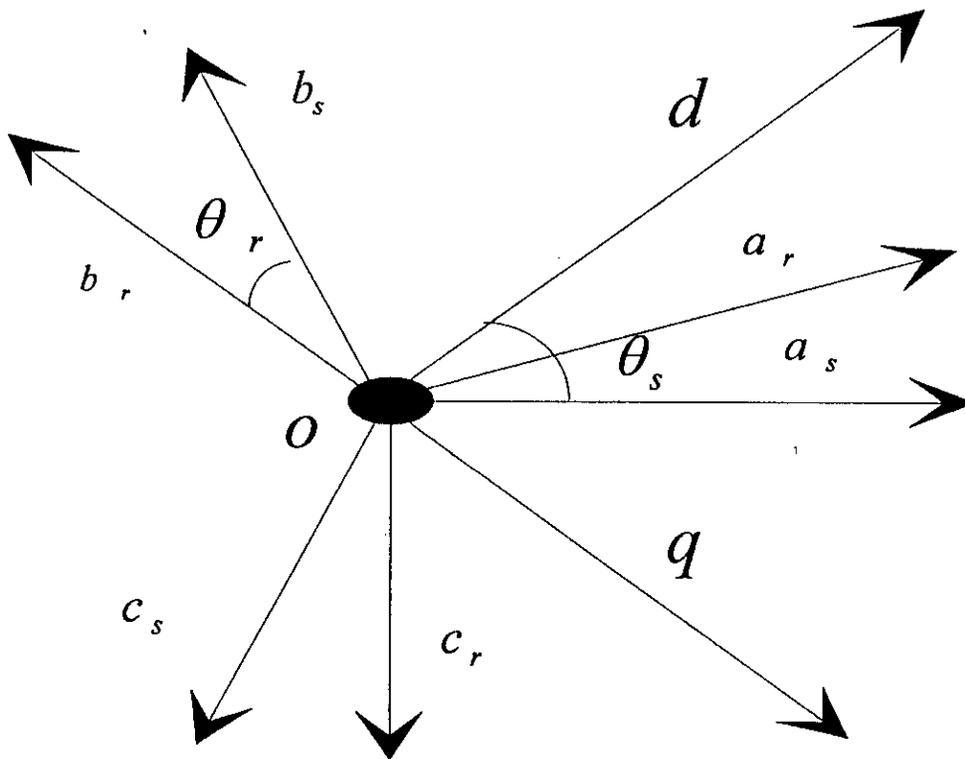


Figure (IV.1): Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

On adopte les conventions suivantes:

- a- Chaque phase est représentée par un axe magnétique.
- b- L'axe magnétique $O a_s$ est considéré comme origine des phases.
- c- L'axe magnétique $O a_r$ est un repère lié au rotor.

On propose les notations suivantes:

θ : Angle électrique stator/rotor.

θ_m : Angle mécanique stator/rotor.

w_m : Vitesse électrique du rotor.

Ω : Vitesse mécanique du rotor.

Avec:

$$\Omega = \frac{w}{p} \quad \text{et} \quad w_m = \frac{d\theta_m}{dt}$$

p : désigne

Les équations régissant la machine asynchrone équilibrée s'écrivent sous la forme matricielle suivante:

IV.2.2 Equations électriques

$$[U_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Psi_s] \quad (\text{IV.1})$$

$$[U_r] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Psi_r] \quad (\text{IV.2})$$

où: $[U_{s,r}]$, $[I_{s,r}]$, et $[\Psi_{s,r}]$ sont données par:

$$\begin{aligned} [U]_{s,r} &= [u_a \ u_b \ u_c]_{s,r}' \\ [I]_{s,r} &= [i_a \ i_b \ i_c]_{s,r}' \\ [\Psi]_{s,r} &= [\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]_{s,r}' \end{aligned} \quad (\text{IV.3})$$

IV.2.3 Equations magnétiques

Les flux totalisés couplés avec les phases rotoriques et statoriques peuvent être exprimés aussi sous forme matricielle par:

$$[\Psi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [L_m] \cdot [I_r] \quad (\text{IV.4})$$

$$[\Psi_r] = [L_r] \cdot [I_r] + [L_m] \cdot [I_s] \quad (\text{IV.5})$$

où les matrices $[L_s]$, $[L_r]$, et $[L_m]$ sont données par:

$$[L_s] = \begin{pmatrix} l_s & l_{ms} & l_{ms} \\ l_{ms} & l_s & l_{ms} \\ l_{ms} & l_{ms} & l_s \end{pmatrix}; \quad [L_r] = \begin{pmatrix} l_r & l_{mr} & l_{mr} \\ l_{mr} & l_r & l_{mr} \\ l_{mr} & l_{mr} & l_r \end{pmatrix} \quad (\text{IV.6})$$

$$[L_m] = l_m \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{pmatrix}$$

IV.2.4 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par:

$$J \frac{dw_m}{dt} = C_{em} - k_f w_m - c_r \quad (\text{IV.7})$$

Le couple électromagnétique développé par le moteur:

$$C_{em} = p [I_s]' \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} [L_{sr}] \cdot [I_r] \quad (\text{IV.8})$$

On note:

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

$[L_s]$, $[L_r]$: Les matrices d'inductances statoriques et rotoriques.

$[L_m]$: La matrice d'inductances mutuelles stator/rotor.

l_s, l_r : Inductance d'une phase statorique et rotorique.

l_{ms}, l_{mr} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques et rotoriques.

l_m : Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

C_{em} : Couple électromagnétique de la machine.

c_r : Couple résistant imposé à la machine.

k_f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

Nous obtenons par substitution les équation suivantes:

$$[U_s] = R_s[I_s] + [L_s] \cdot \frac{d}{dt}[I_s] + \frac{d}{dt}[L_m][I_r] \quad (\text{IV.9})$$

$$[U_r] = R_r[I_r] + [L_r] \cdot \frac{d}{dt}[I_r] + \frac{d}{dt}[L_m][I_s] \quad (\text{IV.10})$$

Les équations ainsi obtenues sont à coefficients variables dans le temps, d'où la difficulté dans leur résolution. Afin de pallier ce problème de dépendance avec le temps, la transformation de Park s'impose alors comme alternative dans le but d'obtenir un modèle équivalent plus simple à manipuler.

IV.3 Modèle biphasé de la machine

IV.3.1 Transformation de Park

Comme nous l'avons mentionné antérieurement, la transformation de Park nous permet d'exprimer le modèle dynamique de la machine asynchrone dans un nouveau référentiel et cela en transformant les trois enroulements de la machine en deux autres équivalents du point de vue électrique et magnétique figure (IV.2).

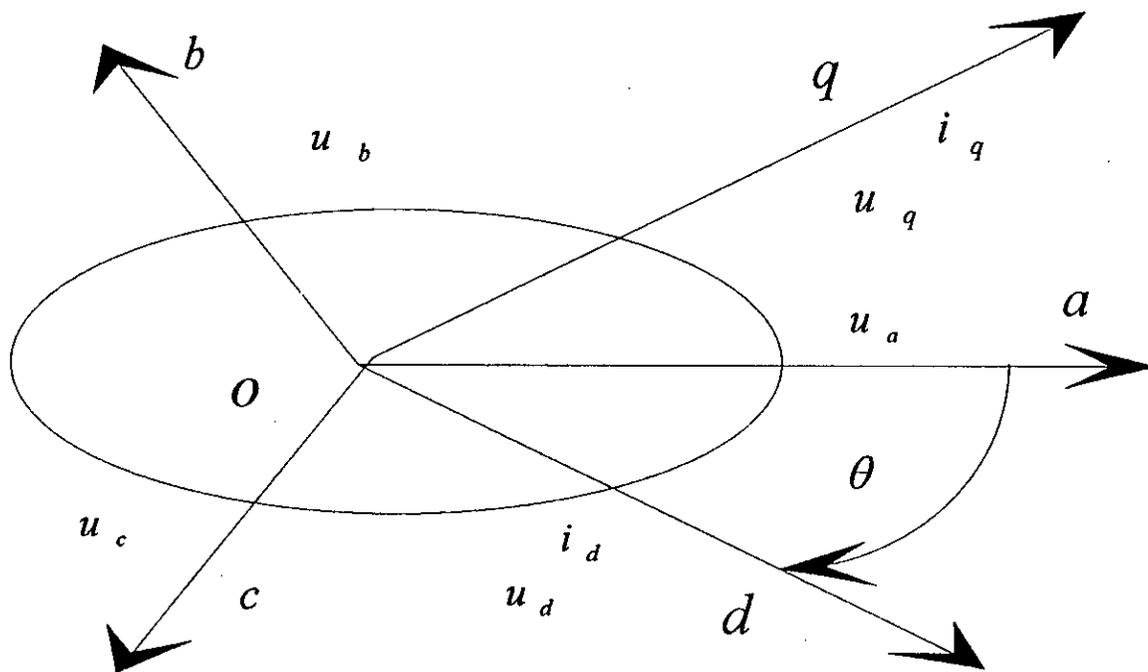


Figure (IV.2): Transformée de Park.

Ainsi, nous pouvons exprimer dans le repère de Park l'écriture transformée suivante:

$$M_{dq} = A_r(\theta) \cdot M_r \tag{IV.11}$$

Où:

M_r : est un vecteur de grandeurs physiques pouvant être des courants, des flux ou des tensions.

M_{dq} : est l'image de M_r dans le repère de Park.

$A_r(\theta)$: étant la matrice unique de transformation pour les courants, les flux et les tensions

définies par:

$$A_r(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \tag{IV.12}$$

La matrice de transformation inverse est donnée par l'expression suivante:

$$A_r^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (\text{IV.13})$$

Cette matrice nous permet d'exprimer les valeurs réelles des grandeurs considérées.

IV.3.2 Equations électriques

Dans le but d'obtenir un système d'équations différentielles à coefficients constants, nous utilisons la méthode de transformation de Park, qui nous permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques en des enroulements orthogonaux équivalents figure (IV.2). En effet, l'application de cette méthode aux équations électriques données sous forme matricielle par (IV.1)

et (IV.2) donne:

$$\begin{aligned} u_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} - w_a \psi_{qs} \\ u_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} + w_a \psi_{ds} \end{aligned} \quad (\text{IV.14})$$

$$\begin{aligned} u_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - (w_a - w_r) \psi_{qr} \\ u_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} + (w_a - w_r) \psi_{dr} \end{aligned} \quad (\text{IV.15})$$

Ou; w_a et w_r sont respectivement la vitesse du nouveau repère (d,q) et la pulsation électrique des grandeurs rotoriques.

IV.3.3 Equations magnétiques:

L'application de cette méthode donne pour les équations du flux:

$$\begin{aligned}\psi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \psi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr}\end{aligned}\quad (\text{IV.16})$$

$$\begin{aligned}\psi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \psi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs}\end{aligned}\quad (\text{IV.17})$$

Où; $L_s = l_s - l_{ms}$, $L_r = l_r - l_{mr}$, et $L_m = \frac{3}{2} l_m$.

IV.3.4 Equation mécanique:

L'expression du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_{em} = p(\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{IV.18})$$

Qu'on peut exprimer aussi à l'aide du flux rotorique et des courants statoriques par:

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r}(\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{IV.19})$$

D'autre-part le couple électromagnétique est donné par:

$$C_{em} = J \frac{dw_m}{dt} + k_f w_m + c_r \quad (\text{IV.20})$$

Choix du référentiel

Les équations de la machine peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse w_a qu'on veut attribuer au référentiel (d,q) à savoir:

* Référentiel lié au stator:

Il se traduit par les conditions suivantes:

$$w_a = 0 \quad \text{soit} \quad \frac{d\theta_a}{dt} = 0$$

* Référentiel lié au rotor:

Il se traduit par les conditions suivantes:

$$\omega_r = \omega_a \quad \text{soit} \quad \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_r$$

* Référentiel lié au champ tournant:

Il se traduit par la condition suivante:

$$\omega_a = \omega_s$$

Le modèle de la machine asynchrone exprimé dans un référentiel lié au champ tournant est exprimé par les équations différentielles (IV.14) à (IV.20).

IV.4 Modèle de la machine asynchrone

Notre système peut être décrit par différentes variables d'état, qu'on peut choisir parmi:

$$\begin{aligned} 1 - & (\psi_{ds} \quad \psi_{qs} \quad i_{ds} \quad i_{qs} \quad \Omega)^t \\ 2 - & (\psi_{ds} \quad \psi_{qs} \quad \psi_{dr} \quad \psi_{qr} \quad \Omega)^t \\ 3 - & (\psi_{dr} \quad \psi_{qr} \quad i_{dr} \quad i_{qr} \quad \Omega)^t \\ 4 - & (\psi_{dr} \quad \psi_{qr} \quad i_{ds} \quad i_{qs} \quad \Omega)^t \\ 5 - & (i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr} \quad \Omega)^t \end{aligned}$$

Nous choisissons le vecteur d'état (N^0 4), il nous permet d'avoir les courants statoriques en sortie, et qui contient le flux rotorique qu' on veut observer. En remplaçant les courants rotoriques de l'équation (IV.16) par leurs valeurs respectives déduites de (IV.17) nous aurons:

$$\begin{aligned} \psi_{dr} &= \frac{L_r}{L_m} (\psi_{ds} - \sigma \cdot L_s i_{ds}) \\ \psi_{qr} &= \frac{L_r}{L_m} (\psi_{qs} - \sigma \cdot L_s i_{qs}) \end{aligned} \quad \text{(IV.21)}$$

Les équations différentielles des courants dans le repère de Park sont déduites de (IV.18), ce qui donne:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{ds} &= \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s L_r} \frac{d}{dt} \psi_{dr} \\ \frac{d}{dt} i_{qs} &= \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \frac{d}{dt} \psi_{qs} - \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s L_r} \frac{d}{dt} \psi_{qr} \end{aligned} \quad (\text{IV.22})$$

Finalement, et après arrangement, nous aboutissons au modèle dynamique flux rotorique, courants statoriques, ce modèle se traduit dans l'espace d'état par les équations d'état suivantes:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \psi_{dr} &= \frac{R_r}{L_r} L_m i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{dr} + (w_s - w_r) \psi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \psi_{qr} &= \frac{R_r}{L_r} L_m i_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{qr} - (w_s - w_r) \psi_{dr} \\ \frac{d}{dt} i_{ds} &= \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left\{ - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{ds} + \sigma \cdot L_s w_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} w_r \psi_{qr} + \frac{R_r L_m}{L_r^2} \psi_{dr} + u_{ds} \right\} \\ \frac{d}{dt} i_{qs} &= \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left\{ - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{qs} - \sigma \cdot L_s w_s i_{ds} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} w_r \psi_{dr} + u_{qs} \right\} \\ \frac{d}{dt} w_r &= \frac{p^2 L_m}{J L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) - \frac{k_f}{J} w_r - \frac{p}{J} C_r \end{aligned} \quad (\text{IV.23})$$

Avec: $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ Coefficient de dispersion de Blondel.

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ Constante de temps rotorique.}$$

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} \text{ Constante de temps statorique.}$$

CHAPITRE V:

***INTERPRETATION
DES RESULTATS***

V.1 Introduction

Nous nous intéressons dans ce chapitre à la simulation du système en boucle ouverte, puis en boucle fermée en utilisant un réglage d'état classique, et un régulateur adaptatif basé sur la commande adaptative par retour d'état. Dans ce dernier cas, nous étudierons dans une première étape l'influence des matrices de synthèse du réglage d'état adaptatif (Q_e , Q_R et R) appliquées sur un système linéaire, puis dans la deuxième étape, nous présenterons les résultats obtenus lorsque le réglage d'état adaptatif est appliqué au modèle non-linéaire de la machine.

Avant d'entamer les simulations, nous allons remplacer les paramètres du système par leurs valeurs numériques, on aura le modèle suivant (voir § IV.4):

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \psi_d(t) = -1388.13 \psi_d(t) + [w_s - w_r(t)] \psi_q(t) + 35828 i_d(t) \\ \frac{d}{dt} \psi_q(t) = -[w_s - w_r(t)] \psi_d(t) - 1388.13 \psi_q(t) + 35828 i_q(t) \\ \frac{d}{dt} i_d(t) = 4209145 \psi_d(t) + 303102 w_r(t) \psi_q(t) - 264.7173 i_d(t) + 09999 i_q(t) + 321899 \sqrt{3} V_d \\ \frac{d}{dt} i_q(t) = -303102 w_r(t) \psi_d(t) + 4209145 \psi_q(t) - 09999 w_s i_d(t) - 264.7173 i_q(t) + 321899 \sqrt{3} V_q \\ \frac{d}{dt} w_r(t) = 1214973 [\psi_d(t) i_q(t) - \psi_q(t) i_d(t)] - 2580 w_r(t) - 645161 C_r \end{cases} \quad (\text{V.1})$$

v.2 Simulation en boucle ouverte

Pour simuler la commande en vitesse du MAS, nous résolvons par la méthode de Runge-Kutta du 4^{ème} ordre, le système d'équations différentielles (V.1) régissant le fonctionnement de la machine, à laquelle sont appliquées les tensions V_{ds} et V_{qs} dont les valeurs sont données par $V_{ds} = 0 \text{ V}$; $V_{qs} = 220 \text{ V}$. Les résultats de simulation sont représentés dans la Figure (V.1).

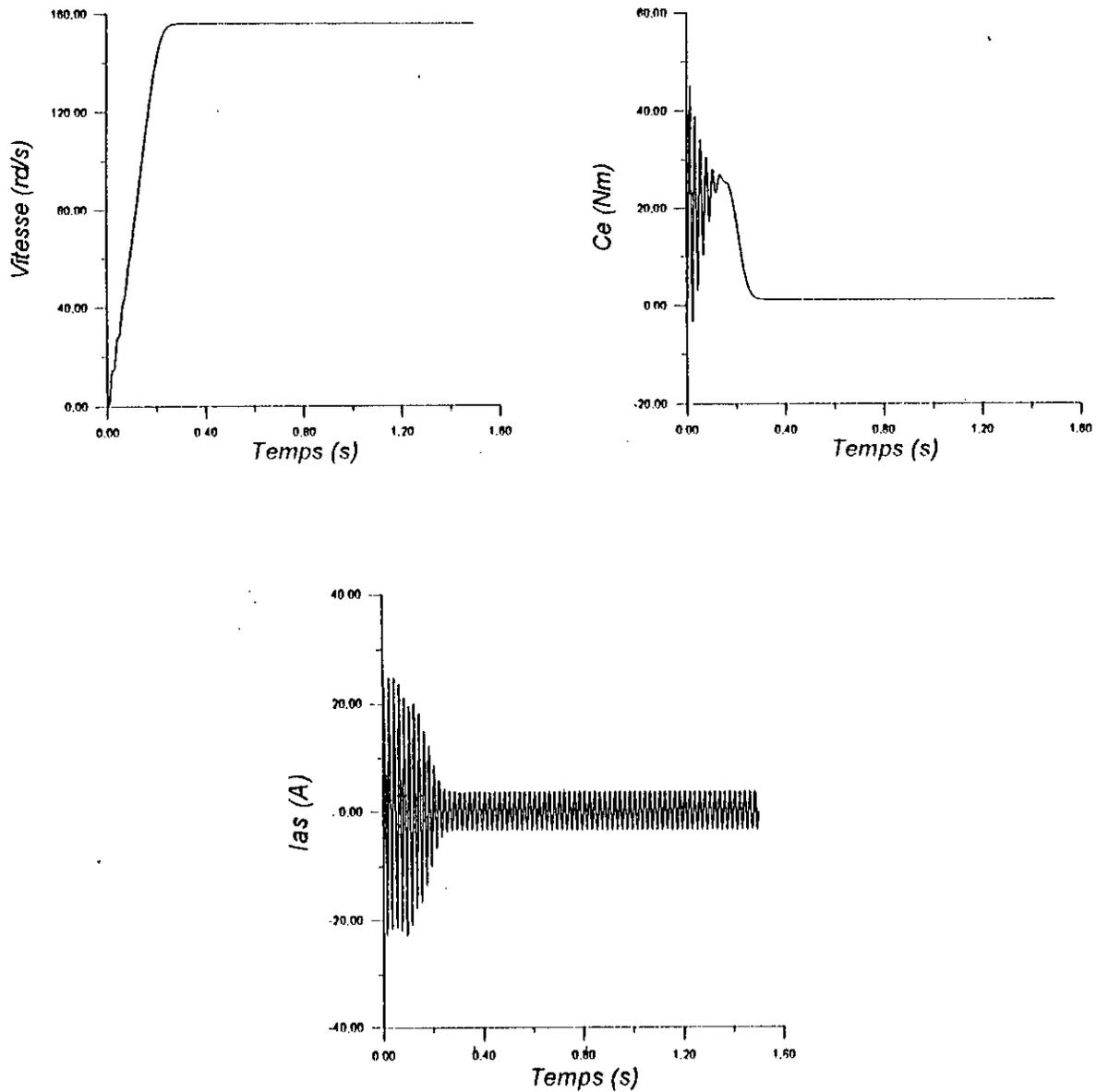


Figure (V.1) : Fonctionnement à vide

Donc pour un démarrage à vide du système en tensions de fréquence 50 Hz, la machine atteint pratiquement la vitesse de synchronisme de 1500 tr/mn (157.08 rd/s), 'glissement négligeable'. Cette vitesse est atteinte au bout de 0.27 s environ, donc la machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide.

Le couple électromagnétique se stabilise à une valeur qui compense les pertes de frottements 1.24 Nm, après un régime transitoire caractérisé par quelques oscillations et un couple maximal (45.07 Nm) environ.

On remarque un fort appel de courant de démarrage environ (24.73 A), ce régime à une durée équivalente au temps de démarrage et s'atténue par la suite jusqu'à se stabiliser en régime permanent à la valeur nominale.

Pour mettre en évidence la nécessité d'introduire une commande, on introduit une charge nominale de $C_r = 5 \text{ Nm}$ à $t = 0.5 \text{ s}$, Figure (V.2). L'atténuation de la vitesse est naturelle.

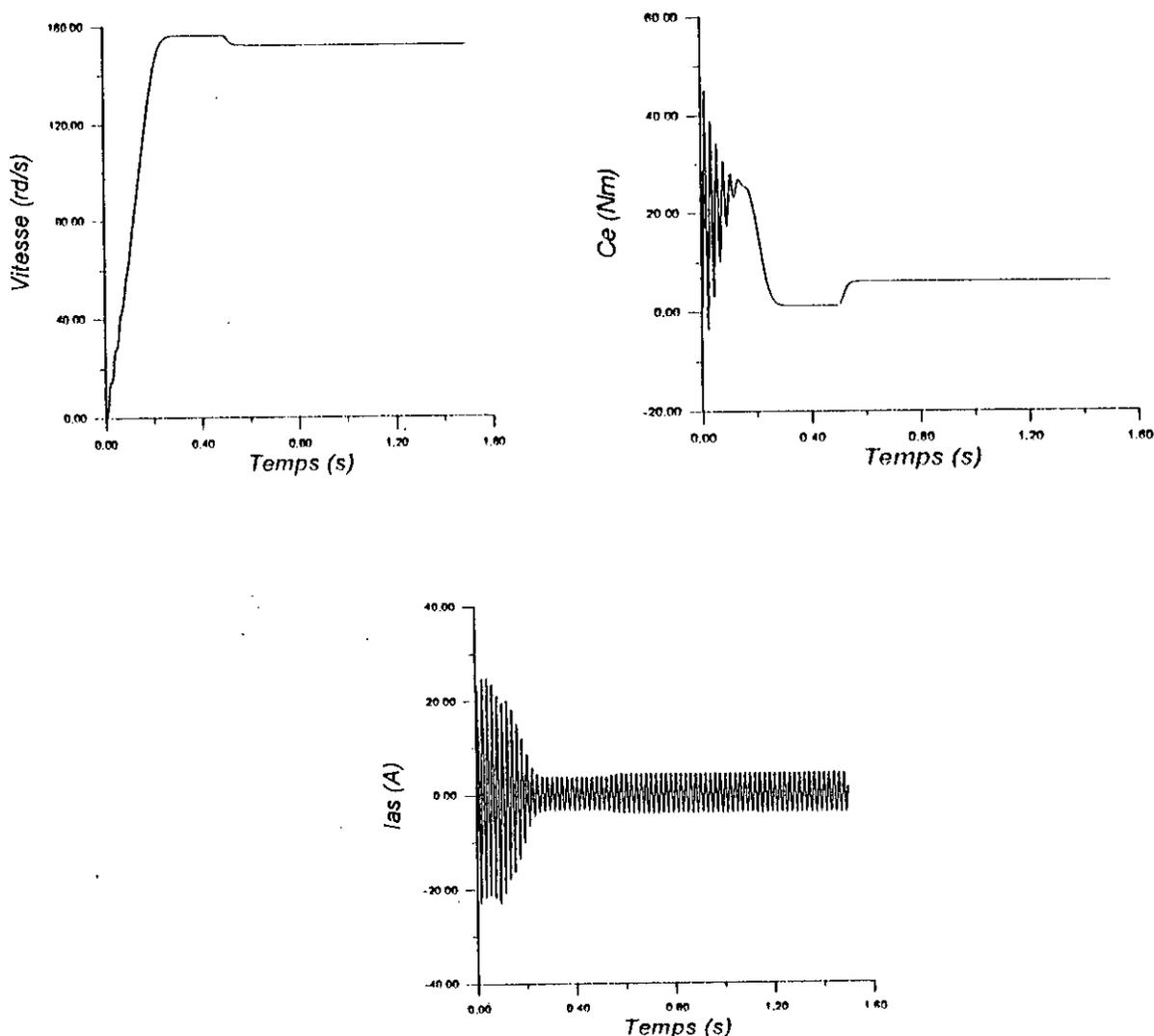


Figure (V.2) : Fonctionnement en charge avec $C_r = 5.0 \text{ Nm}$ à $t = 0.5 \text{ s}$

v.3 Etude de l'influence des matrices de pondération

Notre système de simulation dépend de trois matrices de pondération Q_e , Q_R et R . Ces matrices ne peuvent être obtenues a priori, elles sont arbitrairement choisies et corrigées de manière à assurer les performances désirées. Afin d'arriver aux matrices assurant les meilleures performances, nous étudierons l'influence de chacune d'elles sur le comportement du modèle non linéaire. Dans ce but, une étude pour le choix de ces matrices est faite sur le modèle linéaire de la MAS, pour aboutir enfin aux matrices assurant les performances désirées que nous appliquerons par la suite au modèle non-linéaire.

V.3.1 Représentation d'état linéaire continue de la MAS

Les équations qui régissent le fonctionnement de la MAS sont non-linéaires. Pour déterminer la représentation d'état linéaire de ce système, nous devons donc linéariser ses équations en faisant une petite variation $x = x_0 + \delta x$ autour d'un point de fonctionnement. Nous obtenons alors la représentation d'état de la MAS sous la forme linéaire suivante:

$$\dot{\underline{x}}_s = A_s \underline{x}_s + B_s \underline{\delta u} + \underline{b}_{sv} \delta C_r \quad (\text{V.2})$$

Avec:

\underline{x} : est la grandeur considérée.

\underline{x}_0 : est la grandeur au point de fonctionnement considéré.

δx : est la petite variation autour de ce point de fonctionnement.

et:

$$A_s = \begin{pmatrix} \frac{R_f}{L_f} & w_s - w_{s0} & \frac{R_f}{L_f} I_m & 0 & -\psi_{q0} \\ w_{s0} - w_s & \frac{R_f}{L_f} & 0 & \frac{R_f}{L_f} I_m & \psi_{d0} \\ \frac{L_m R_f}{\sigma_s L_f^2} & \frac{1}{\sigma_s} \frac{I_m w_{s0}}{L_f} & -\frac{1}{\sigma_s} \left(R_f + \frac{I_m^2}{L_f^2} R_f \right) & w_s & \frac{1}{\sigma_s} \frac{I_m}{L_f} \psi_{q0} \\ \frac{1}{\sigma_s} \frac{I_m w_{s0}}{L_f} & \frac{L_m R_f}{\sigma_s L_f^2} & -w_s & -\frac{1}{\sigma_s} \left(R_f + \frac{I_m^2}{L_f^2} R_f \right) & -\frac{1}{\sigma_s} \frac{I_m}{L_f} \psi_{d0} \\ \frac{p^2 I_m i_{q0}}{J L_f} & \frac{p^2 I_m i_{d0}}{J L_f} & \frac{p^2 I_m}{J L_f} \psi_{q0} & \frac{p^2 I_m}{J L_f} \psi_{d0} & \frac{k_f}{J} \end{pmatrix} \quad (V.3)$$

et:

$$B_s = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{\alpha_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\alpha_s} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad \underline{b}_{sv} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{p}{J} \end{pmatrix}; \quad \underline{x}_s = \begin{pmatrix} \delta \psi_{dr} \\ \delta \psi_{qr} \\ \delta i_{ds} \\ \delta i_{qs} \\ \delta w_r \end{pmatrix} \quad (V.4)$$

Remarque:

La représentation d'état ainsi obtenue n'est valable que pour de petites variations autour du point de fonctionnement.

V.3.2 Représentation d'état échantillonnée de la MAS

A partir du modèle linéaire continu du système à régler et avec un choix adéquat de la période d'échantillonnage, nous obtenons le modèle d'état échantillonné qui s'écrit sous la forme suivante:

$$\underline{x}_s(k+1) = F_s \underline{x}_s(k) + H_{su} \underline{u}(k) + \underline{h}_{sv} C_r(k) \quad (\text{V.5})$$

Les différents éléments des matrices F_s et H_{su} et du vecteur \underline{h}_{sv} sont calculés en utilisant la matrice de transition aux instants d'échantillonnage [2]. Dans ce cas, le système est d'ordre élevé, nous utilisons pour la détermination de la matrice de transition d'état, la méthode numérique de discrétisation [2], ou:

$$F_s = \phi_s(T_e)$$

$$H_{su} = \varphi(T_e) B_S ; \quad \underline{h}_{sv} = \varphi(T_e) \underline{b}_{sv} \quad (\text{V.6})$$

$$\varphi(T_e) = A_s^{-1} [\phi_s(T_e) - I] \quad (\text{V.7})$$

$$\phi_s(T_e) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} (A_s T_e)^i \quad (\text{V.8})$$

I : étant la matrice identité.

Ainsi, la discrétisation du système autour du point de fonctionnement nominal ($Cr = 5.0 Nm$, $\Omega_{ref} = 1500 tr / mn$) et avec une période d'échantillonnage $T_e = 0.01 sec$ donne:

$$F_s = \begin{pmatrix} 0.7358 & 0.3314 & 0.0076 & 0.0077 & 0.0011 \\ -0.4929 & 0.5988 & -0.0120 & 0.0144 & 0.0116 \\ -9.3769 & 10.5652 & -0.1464 & 0.2132 & 0.0799 \\ -7.8856 & -5.6281 & -0.0754 & -0.2372 & -0.1893 \\ -19.4311 & -19.2068 & -0.4841 & 0.2915 & 0.4982 \end{pmatrix}$$

et:

$$H_{su} = \begin{pmatrix} 0.0023 & 0.0011 \\ -0.0017 & 0.0034 \\ 0.0768 & 0.0742 \\ -0.0562 & 0.0553 \\ 0.1393 & -0.0928 \end{pmatrix} ; \quad \underline{h}_{sv} = \begin{pmatrix} -0.0002 \\ -0.0048 \\ -0.0239 \\ 0.0968 \\ -0.5148 \end{pmatrix}$$

En tenant compte du régulateur intégrateur, défini par ses équations d'état suivantes:

$$x_R(k+1) = x_R(k) - [w_r(k) - w_s(k)] \tag{V.9}$$

Ce qui permet la formation du vecteur d'état augmenté \underline{x} et abouti à la représentation d'état du système global suivante:

$$\underline{x}(k+1) = F\underline{x}(k) + H\underline{u}(k) + H_w w_s(k) + \underline{h}_v C_r(k) \tag{V.10}$$

Ou;

$$\underline{x}(k) = \begin{pmatrix} x_s(k) \\ x_R(k) \end{pmatrix}; \quad F = \begin{pmatrix} F_s & & & & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ & & & & 1 \end{pmatrix}$$

$$H = \begin{pmatrix} H_{su} \\ 0 \end{pmatrix}; \quad H_w = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}; \quad \underline{h}_v = \begin{pmatrix} h_{sv} \\ 0 \end{pmatrix}$$

V.3.3 Réglage d'état échantillonné de la vitesse de la MAS

V.3.3.1 Structure du réglage

L'application de la structure de réglage par retour d'état à la MAS, après linéarisation des équations du système à régler autour d'un point de fonctionnement, conduit à la structure optimale du réglage d'état suivante:

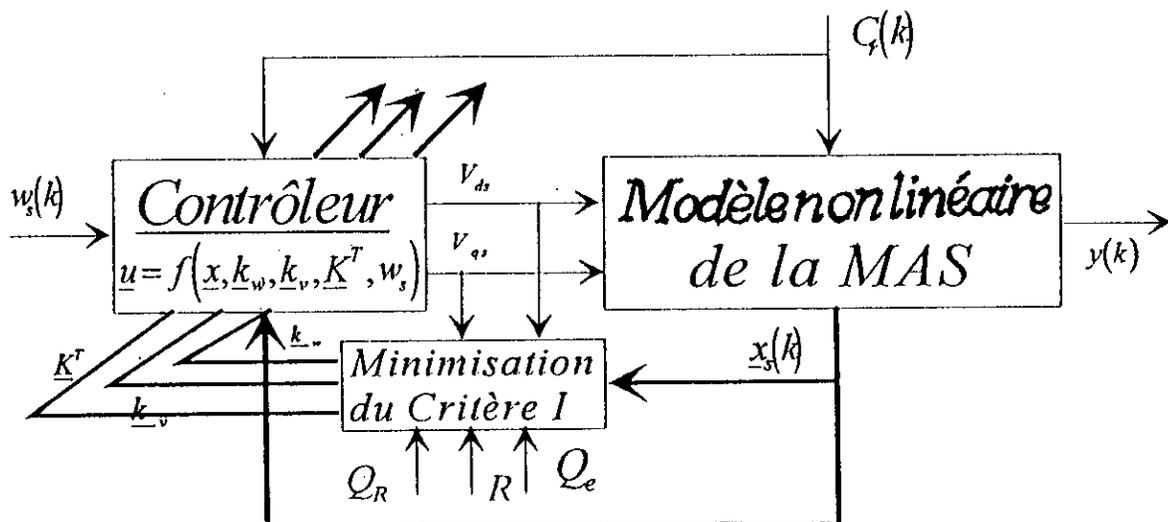


Figure (V.3): Structure optimale du réglage de la vitesse de la MAS

V.3.3.2 Simulation

Pour pouvoir mieux juger de l'influence du choix des matrices de pondération Q_e , Q_R et R sur le réglage, on a également simulé le comportement de la vitesse w_r et des tensions V_{ds} et V_{qs} pour un fonctionnement à vide pour une consigne de vitesse de 157.08 rd / sec. Notre programme de commande obéit aux étapes suivantes:

* Données à spécifier:

- Données de la machine.
- Matrices de commande (pondération) Q_e , Q_R et R .
- Période d'échantillonnage.
- Initialisation des états (E / S).

* Etape 1

- Discrétisation du système.
- Introduction du régulateur intégrateur dans la boucle de commande selon les relations (II.9) et (II.10).
- Calcul de la nouvelle consigne w_r .

* Etape 2

- Calcul des solutions stationnaires de P, S et T en utilisant les relations (III.19), (III.20) et (III.21).
- Calcul des matrices du retour d'état $\underline{K}^T = \left[\underline{K}_s^T \quad -k_R \right]$, \underline{k}_w et \underline{k}_v à partir des équations (III.16), (III.17) et (III.18).

* Etape 3

- Calcul de la commande \underline{u} , d'où, V_{ds} et V_{qs} .
- Simulation de la machine.

* Etape 4

- Mémorisation des valeurs des états de la machine.
- Faire $t = t+1$, et revenir à l'étape 1.

Toutes les conditions initiales sont considérées nulles.

a) Influence de la matrice R

Nous fixons $Q_e = 1 I_6$ et $Q_R = 1 I_6$, alors que R prend les matrices $10^{-2} I_2$, $10^2 I_2$ et $10^3 I_2$. La Figure (V.4.a) montre que la matrice de pondération du régulateur intégrateur a une influence sur le comportement du système, on faisant augmenter R , le système devient plus lent.

b) Influence de la matrice Q_R

Nous fixons cette fois les valeurs de R et Q_e respectivement à $10^2 I_2$ et $1 I_6$, alors que Q_R prend les valeurs $0 I_6$, $1 I_6$ et $10^6 I_6$. On remarque qu'en faisant augmenter Q_R , le système devient lent Figure (V.4.b).

c) Influence de la matrice Q_e

Dans ce cas, Q_R et R sont fixées respectivement à $1 I_6$ et $10^2 I_2$, alors que Q_e prend les valeurs $1 I_6$, $10 I_6$ et $100 I_6$. La Figure (V.4.c) montre que la variation de la matrice de pondération Q_e a une influence sur la réponse du système. En effet, en augmentant Q_e , la réponse en vitesse présente des oscillations importantes.

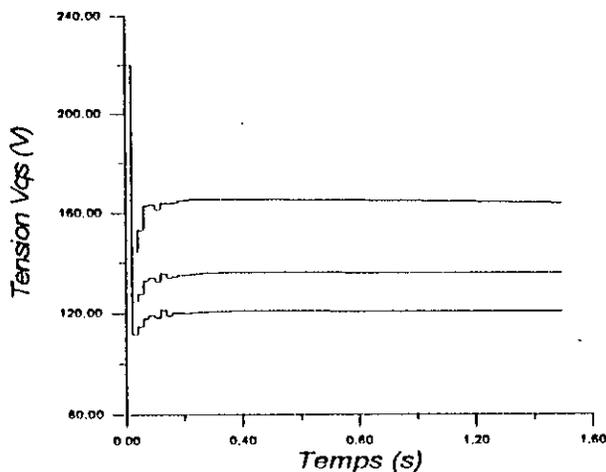
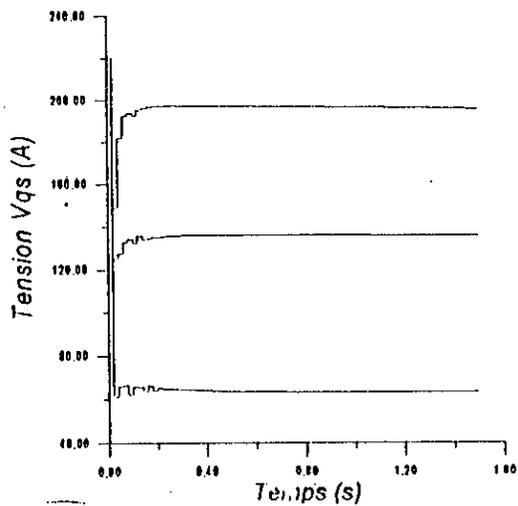
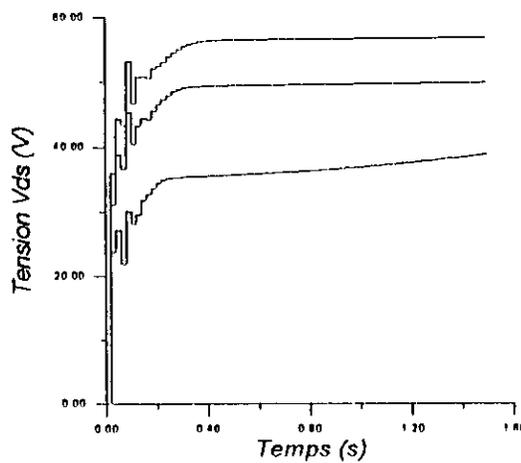
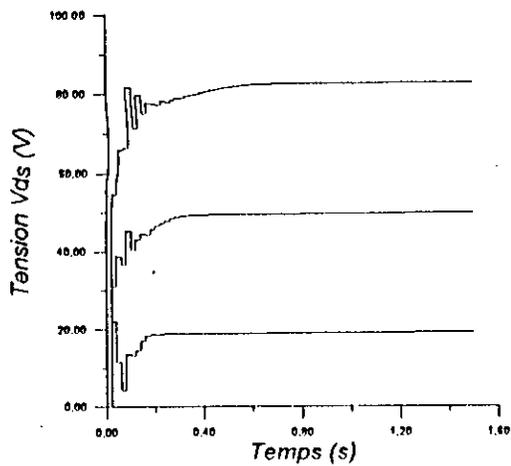
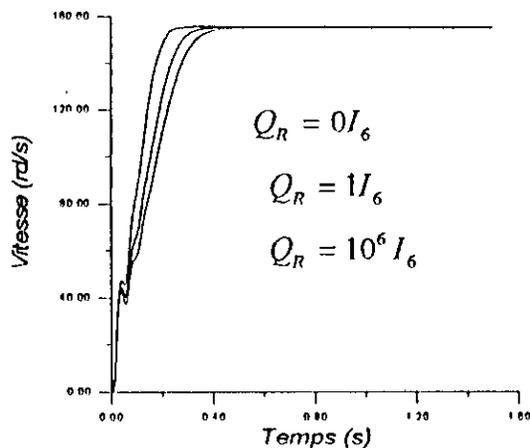
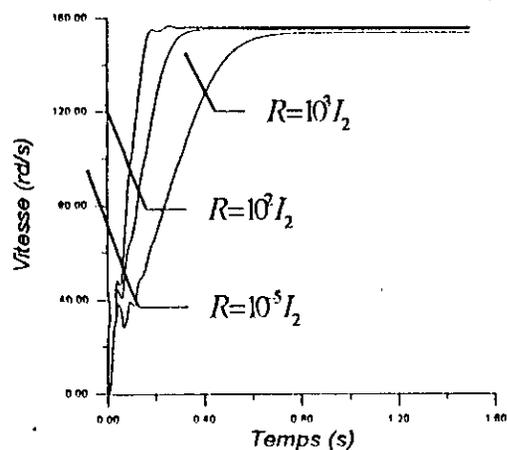


Figure (V.1.a): Influence de la matrice R sur le modèle non linéaire de le MAS.

Figure (V.1.b): Influence de la matrice Q_R sur le modèle non linéaire de le MAS.

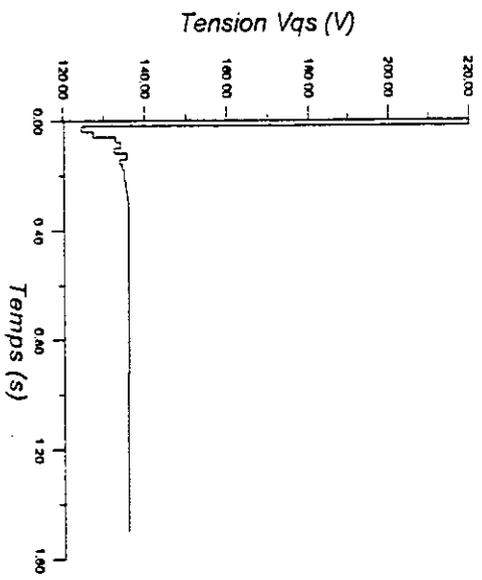
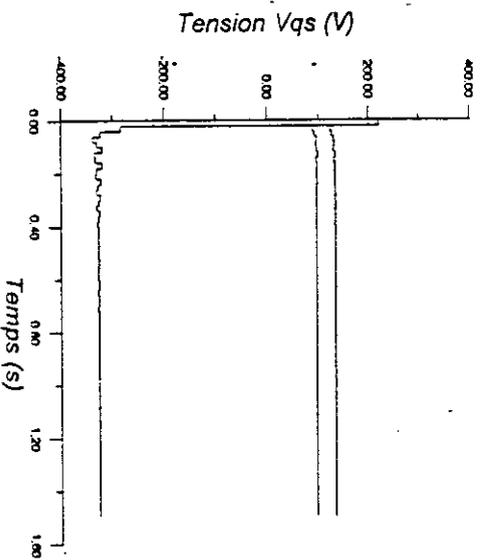
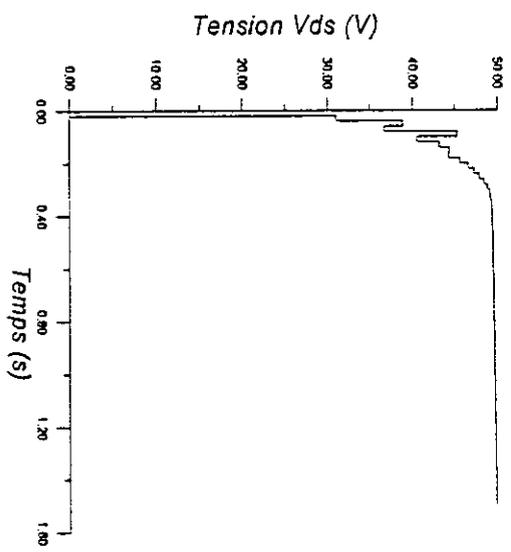
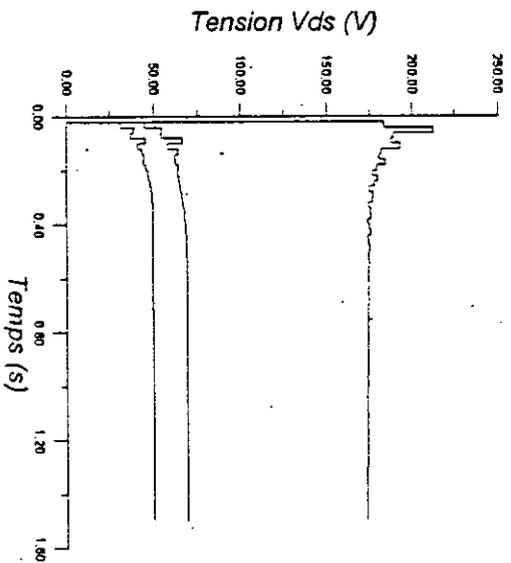
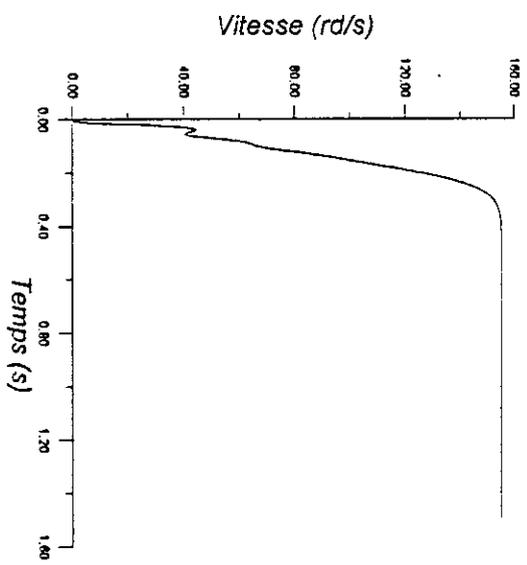
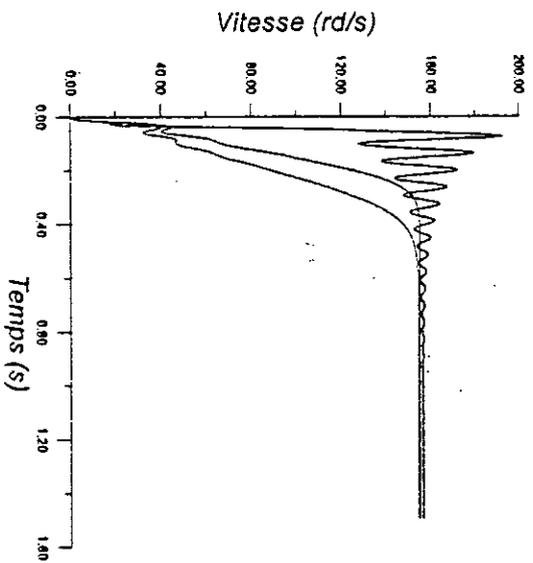


Figure (V.4.c): Influence de la matrice Q_e sur le modèle non linéaire de la MAS.

Figure (V.5): Réponse du modèle non linéaire de le MAS à vide.

v.4 Application du réglage d'état adaptatif au modèle non-linéaire de la MAS

V.4.1 Introduction

Le régulateur auto-ajustable et la commande adaptative par modèle de référence (MRAC), ont apporté un grand essor dans la théorie de la commande adaptative avec leurs applications impressionnantes dans divers domaines pratique par-rapport aux approches classiques [4]. Les deux avantages principaux de ces commandes résident dans la possibilité d'implémenter des algorithmes issus des développements théoriques motivés par l'évolution technologique des calculateurs numériques d'une part, et d'autre part par l'absence à priori d'informations sur le système à commander.

En effet, la plupart des systèmes rencontrés en pratique sont régis par des modèles non-linéaires. Souvent, la commande des systèmes est basée sur la linéarisation autour d'un point de fonctionnement, suivi par l'utilisation des techniques linéaires. Parfois cette approche ne donne pas de résultats satisfaisants, surtout si le système est fortement non-linéaire est à champ de fonctionnement large.

Dans la partie précédente, nous avons appliqué le réglage d'état adaptatif au modèle linéaire échantillonné de la machine asynchrone. Afin d'approcher le fonctionnement réel de la machine nous faisons, dans cette partie une simulation de la commande du MAS en utilisant le modèle non-linéaire de la machine. Dans ce cas, les deux tensions V_{ds} et V_{qs} sont calculées en minimisant le critère d'intégrale (III.13)

Le modèle mathématique de la MAS comporte des non-linéarités assez importantes dues au couplage complexe entre les variables internes de la machine. Ce problème peut être surmonté en écrivant le système d'équations différentielles (V.1), sous la forme suivante:

$$\dot{\underline{x}}_s(t) = \tilde{A}_s \underline{x}_s(t) + B_s \underline{u}(t) + \underline{b}_{s,r} c_r \quad (\text{V.9})$$

Avec, \tilde{A}_s : est une matrice non-linéaire qui dépend de la vitesse w_r et des deux courants i_{ds} et i_{qs} , elle est donnée par:

$$\tilde{A}_s = \begin{pmatrix} -13.8868 & w_s - w_r(t) & 3.5828 & 0 & 0 \\ w_r(t) - w_s & -13.8868 & 0 & 3.5828 & 0 \\ 420.9145 & 30.3102w_r(t) & -264.7173 & 0.9999w_s & 0 \\ -30.3102w_r(t) & 420.9145 & -0.9999w_s & -264.7173 & 0 \\ 121.4975i_{qs}(t) & -121.4975i_{ds}(t) & 0 & 0 & -0.2580 \end{pmatrix} \quad (\text{V.10})$$

et:

$$B_s = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 32.1899 & 0 \\ 0 & 32.1899 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad \underline{b}_{sv} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -64.5161 \end{pmatrix}; \quad \underline{u}(t) = \begin{pmatrix} V_{ds}(t) \\ V_{qs}(t) \end{pmatrix}; \quad \underline{x}_s = \begin{pmatrix} \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ w_r \end{pmatrix}$$

Ainsi, nous synthétisons une commande adaptative dans l'espace d'état. Nous présenterons d'abord la structure globale du réglage, nous simulons ensuite le comportement du système quand la commande adaptative par retour d'état lui est appliquée, en prenant les matrices de pondération obtenues dans la partie précédente. Enfin, nous faisons une étude de la robustesse de cette commande vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

V.4.2 Structure du réglage

En utilisant le modèle non-linéaire de la machine asynchrone donné par (V.1), et en tenant compte de la représentation d'état (V.3), nous élaborons la structure du réglage suivante:

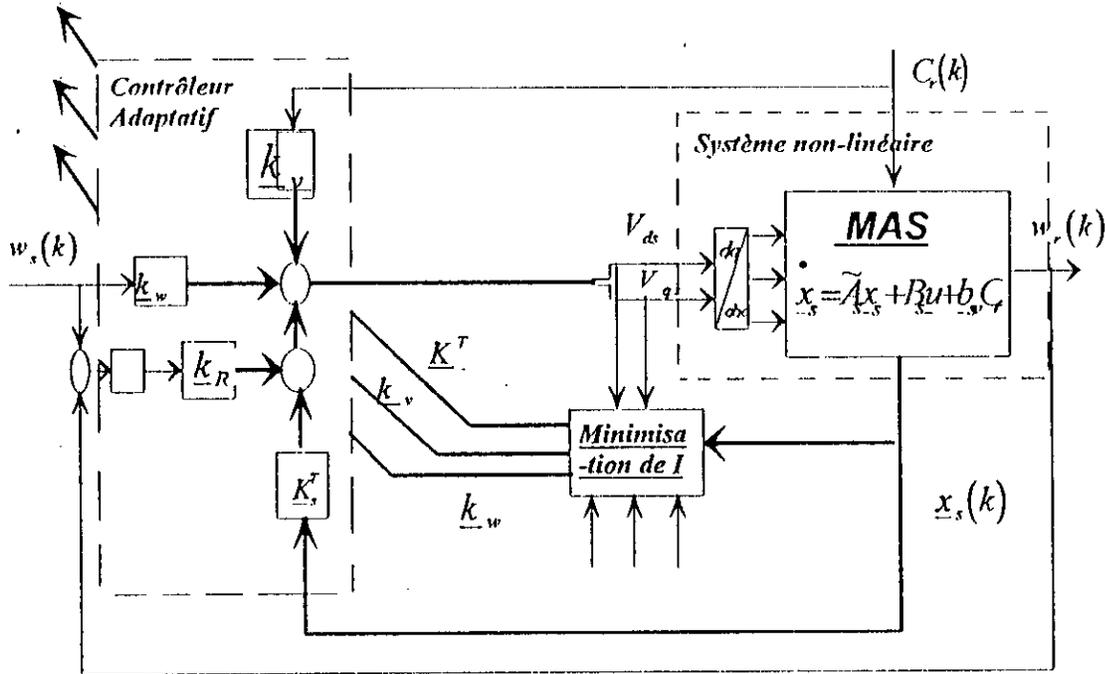


Figure (V.6): Structure globale du réglage

V.4.3 Simulation

Pour simuler la commande en vitesse de la MAS, nous appliquons, les deux tensions de commande V_{ds} et V_{qs} au modèle non-linéaire de la machine donné par (V.10). Ces deux tensions de commande sont calculées en minimisant le critère (III.13).

Dans une première étape de la simulation, nous adoptons les mêmes matrices de pondérations obtenues lors du réglage du modèle linéaire de la machine. Ainsi, il est simulé le comportement de la vitesse, des tensions V_{ds} et V_{qs} , des courants i_{ds} et i_{qs} , des flux ψ_d et ψ_q et du courant de phase I_{as} .

Notre programme de simulation obéit aux étapes suivantes:

- ♦ Données à spécifier:
 - Données de la machine
 - Matrices de pondération (commande) Q_e , Q_R et R .
 - Période d'échantillonnage.

→ Initialisation des états (E / S).

♦ Etape 1:

→ Mise sous forme d'équation d'état aux différences donnée par (V.9).

→ Discrétisation du système.

→ Introduction du régulateur intégrateur dans la boucle de commande selon les relations (II.9) et (II.10)

→ Calcul de la nouvelle consigne w_s .

♦ Etape 2:

→ Calcul des solutions stationnaires de P , S et T en utilisant les équations (III.19), (III.20) et (III.21).

→ Calcul des matrices du retour d'état $\underline{K}^T = \begin{bmatrix} \underline{K}_s^T & -\underline{k}_R \end{bmatrix}$, \underline{k}_w et \underline{k}_v à partir des équations (III.16), (III.17) et (III.18).

♦ Etape 3:

→ Calcul de la commande \underline{u} , d'où: V_{ds} et V_{qs} .

→ Simulation de la machine.

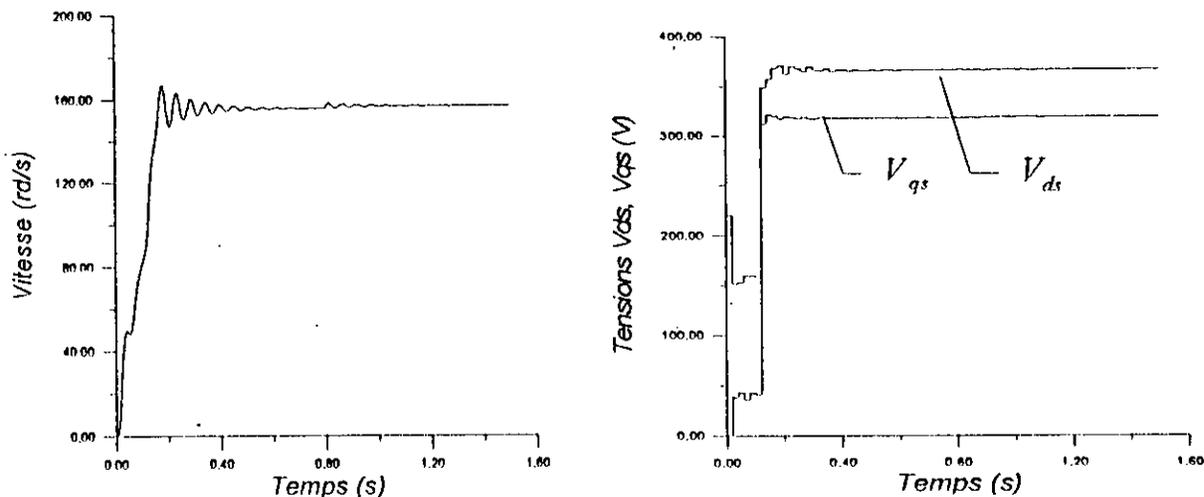
♦ Etape 4:

→ Mémorisation des anciennes valeurs de w_r , i_{ds} et i_{qs} .

→ Faire $t = t+1$, et revenir à l'étape 1.

Afin d'évaluer les performances de cette commande, nous commençons les essais de simulation par un démarrage en charge ($C_r = \alpha w_r$) du moteur avec une consigne de 1500 tr /mn, et suppression du couple résistant une fois le régime permanent est établi Figure (V.7).

Les figures (V.7.a) à (V.7.d) montrent que les matrices de pondérations obtenues avec le modèle linéaire n'assurent pas les mêmes performances par-rapport aux résultats précédents (système linéaire).



Figure(V.7.a): Evolution de la vitesse et des deux tensions de commande lors du démarrage en charge avec suppression du couple $\alpha = 0.0318$.

En effet, la réponse de vitesse présente un dépassement, tandis que le pic du courant i_{ds} présente une augmentation importante.

La suppression du couple résistant entraîne une légère variation de la vitesse de sa valeur de référence, cependant elle s'établit assez rapidement.

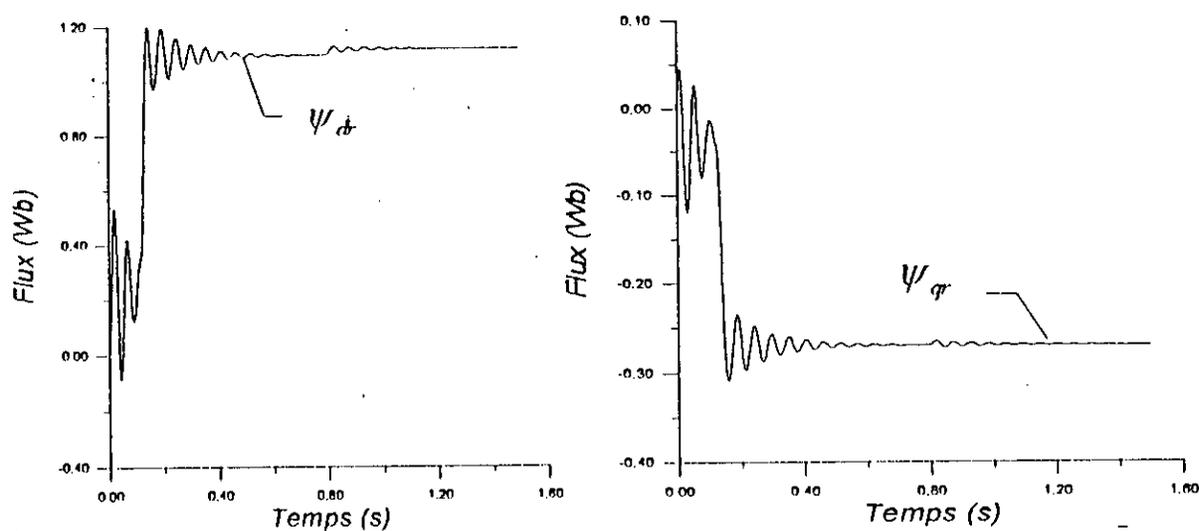


Figure (V.7.b): Evolution des flux Ψ_{dr} et Ψ_{qr} .

4

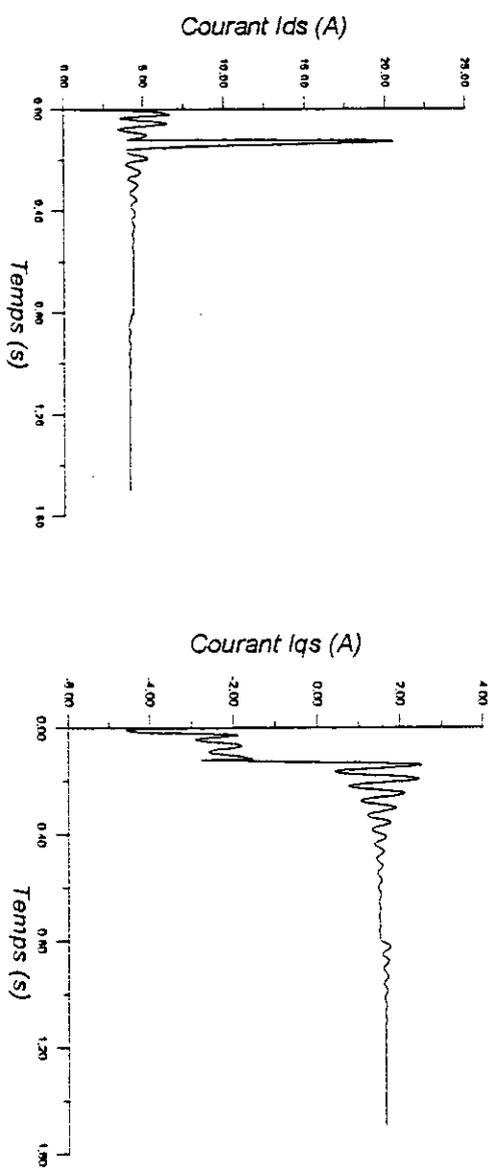


Figure (V.7.c): Evolution des courants i_{ds} et i_{qs} .

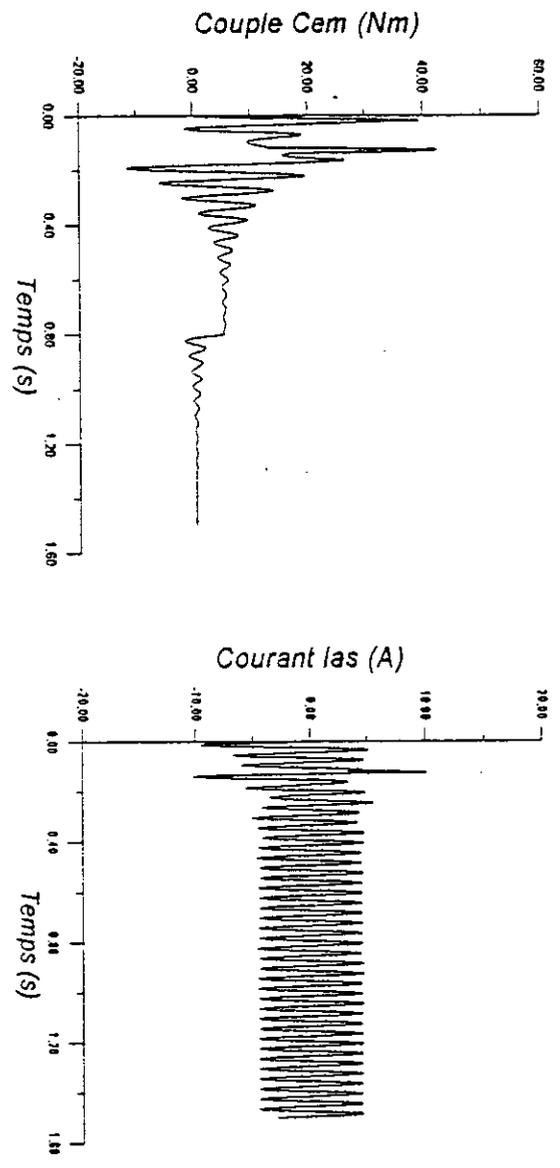


Figure (V.7.d): Evolution du couple électromagnétique et du courant I_{as} .

v.5 Amélioration du réglage

Dans le but d'améliorer les performances du réglage (réduire le dépassement de la réponse en vitesse), on agit directement sur les matrices de commande. En procédant de la même manière que pour le système linéaire de la MAS, nous retenons pour la synthèse du régulateur les matrices qui assurent un compromis entre la rapidité de la réponse en vitesse et sans autant avoir un dépassement. Pour cela nous adoptons les matrices suivantes:

$$R = 100I_2; \quad Q_e = 0.01I_6; \quad Q_R = I_6$$

La Figure (V.7.d) montre que le courant I_{as} présente un pic de courant qui dépasse la valeur maximale tolérée, ce qui entraîne une diminution de la qualité de réglage. Dans le but d'éviter ce dépassement indésirable, nous faisons un démarrage à vide avant de charger la machine.

Prenant le cas le plus défavorable, celui du démarrage en charge, l'introduction d'un dispositif de limitation dans la boucle de commande s'avère nécessaire. Cette limitation peut se réaliser comme suit[10]:

$$0 \leq i_{ds} \leq \frac{\phi_r}{L_m}$$

Donc, en maintenant en régime établi, le flux ψ_{qr} constant, on peut contrôler le courant i_{ds} .

Les flux ψ_{dr} et ψ_{qr} sont calculés à chaque instant.

Ainsi, nous simulons dans une première étape, un démarrage à vide de la machine avec introduction de la perturbation (couple résistant) à $t = 0.6$ sec, pour une consigne de vitesse de 1500 tr/mn. Il est relevé dans les Figures (V.8.a) à (V.8.d) la vitesse w_r , les deux courants i_{ds} et i_{qs} , les deux tensions V_{ds} et V_{qs} , les deux flux ψ_{dr} et ψ_{qr} , le courant de phase I_{as} et le couple électromagnétique. Puis dans une deuxième phase, nous simulons la machine avec un démarrage en charge et suppression du couple résistant à $t = 0.6$ sec, et nous relevons les mêmes grandeurs caractéristiques Figures (V.9.a) à (V.9.d).

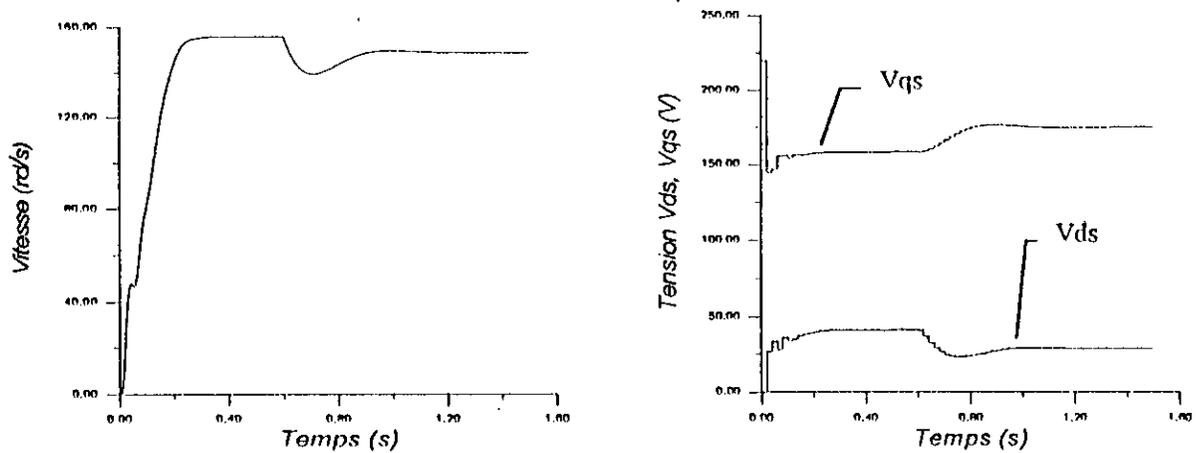


Figure (V.8.a): comportement de la vitesse et des deux tensions de commande avec introduction du couple à $t = 0.6$ sec.

L'analyse de la courbe en vitesse permet de conclure que l'intervention directe de la consigne impose un établissement rapide de la vitesse, sans dépassement. De plus, le rejet de la perturbation (charge) est efficace, grâce à l'effet de la compensation (k_v).

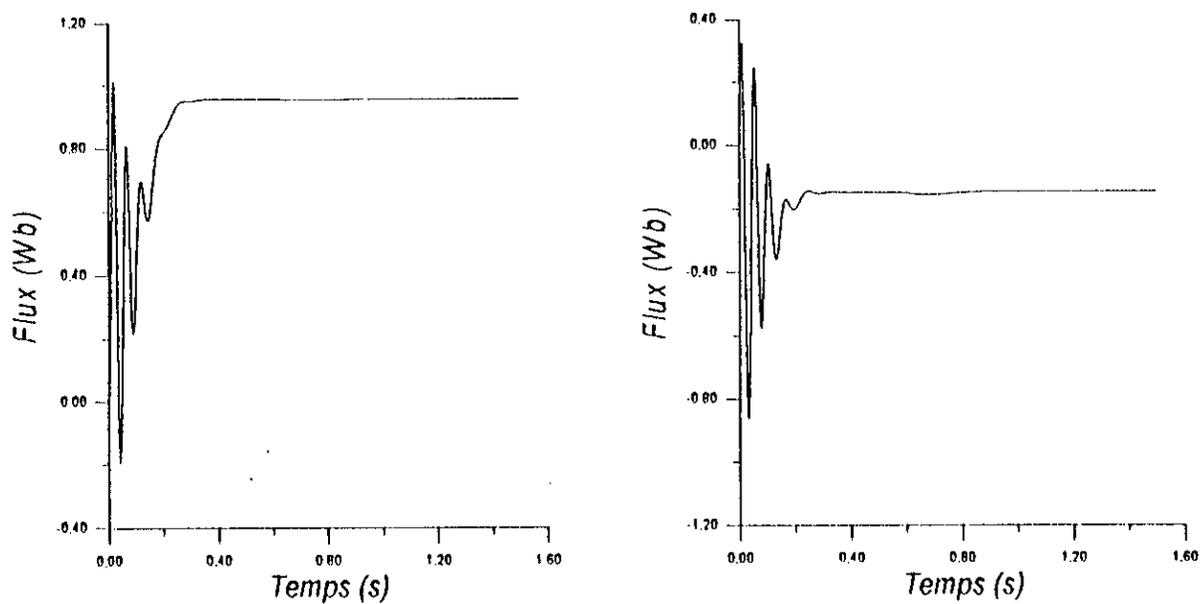


Figure (V.8.b): Comportement des flux Ψ_{dr} et Ψ_{qr} .

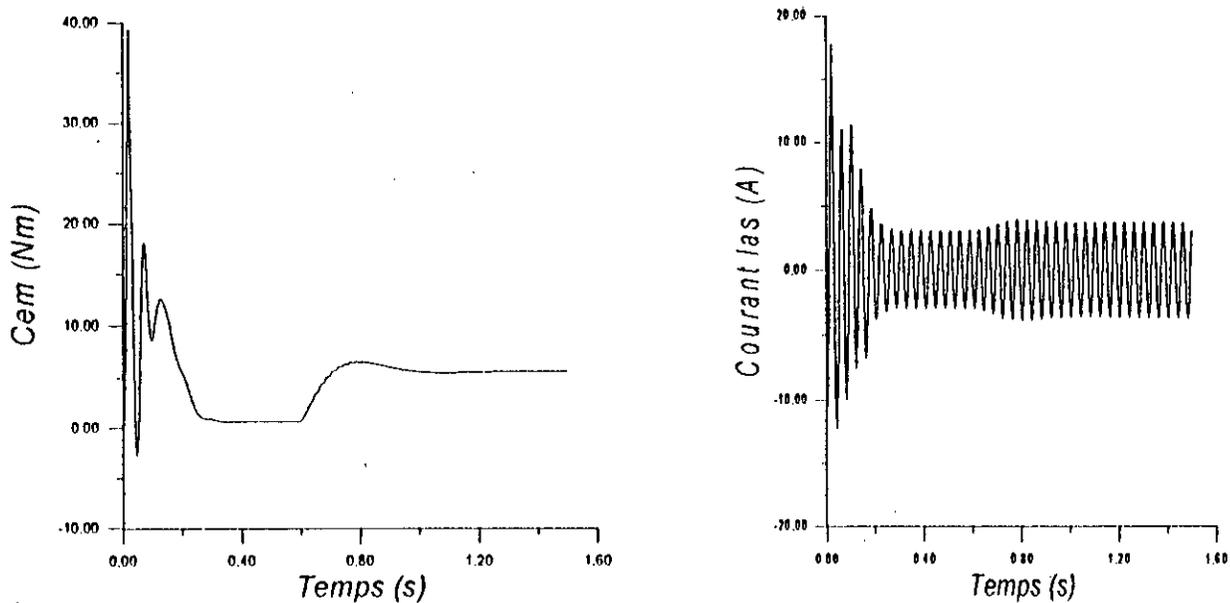


Figure (V.8.d): Evolution du couple électromagnétique et du courant I_{as} .

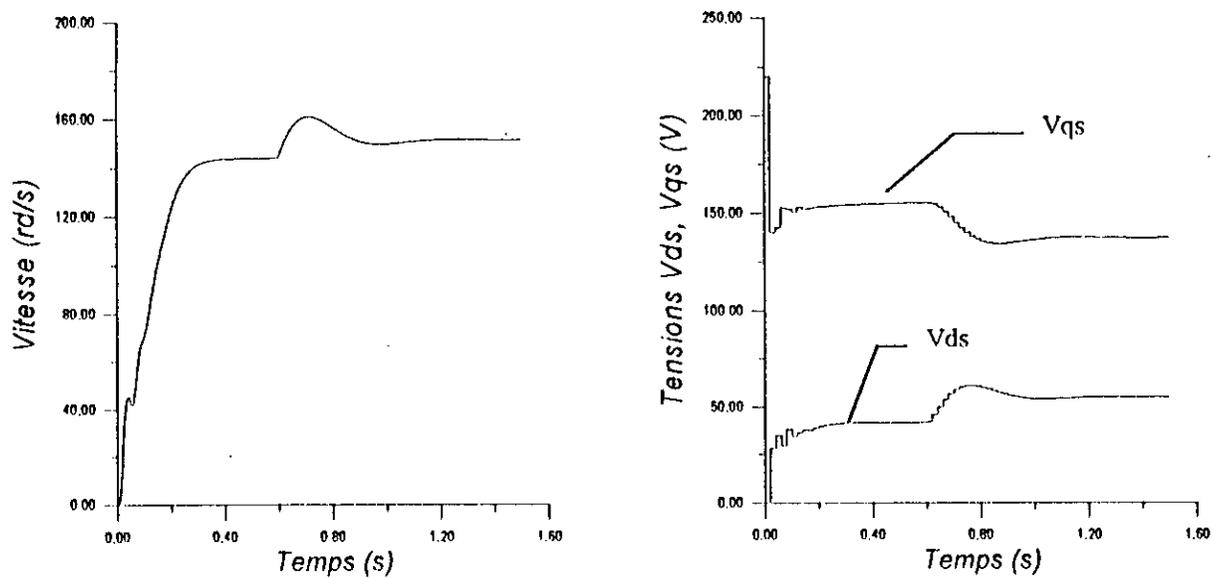


Figure (V.9.a): Comportement de la vitesse et des deux tensions de commande avec suppression du couple à $t = 0.6$ sec.

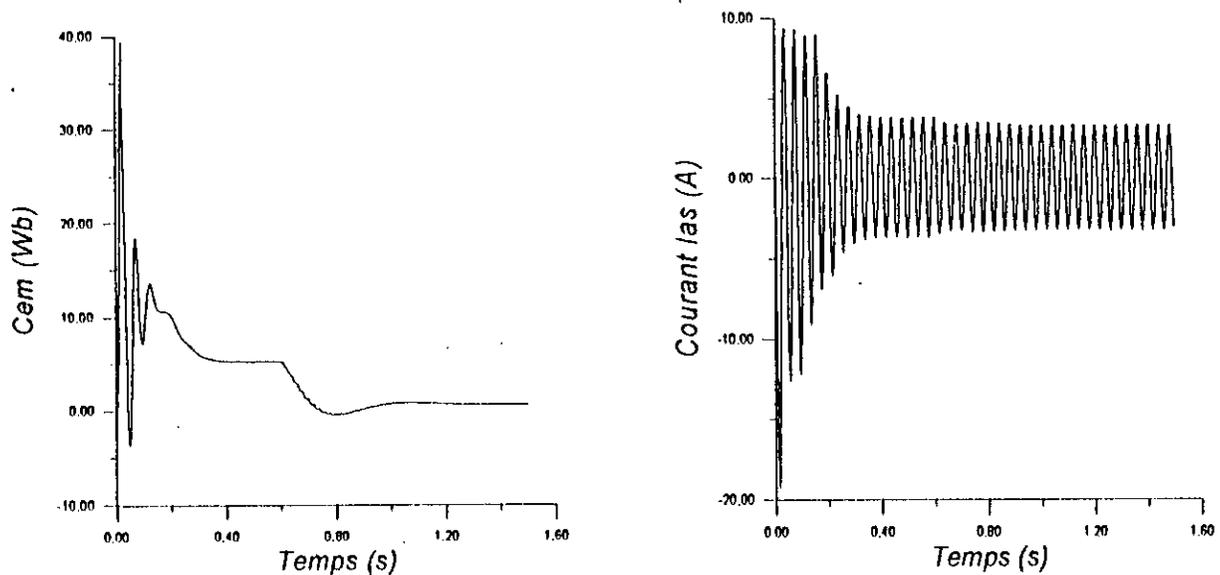


Figure (V.9.d): Comportement du couple électromagnétique et du courant I_{ds} .

Des courbes de simulations précédentes, on peut tirer les résultats suivants:

- La mise en oeuvre de la simulation sur le courant i_{ds} impose un établissement rapide de la vitesse, sans dépassement, lors de l'introduction et de la suppression du couple résistant.
- L'effet de la charge est minimisé grâce à l'effet de la compensation (choix des matrices de pondération).

V.6 Etude de la robustesse du réglage d'état adaptatif

Pour synthétiser une commande, on se base toujours sur un modèle mathématique représentant le processus à commander, or en réalité ce modèle présente des erreurs de modélisation ainsi que des incertitudes sur les valeurs des paramètres le constituant. De plus lors du fonctionnement ces paramètres seront soumis à des variations qui peuvent être dues à la saturation ou à l'échauffement, ces paramètres peuvent atteindre 50% dans le cas des grandeurs électriques, et jusqu'à 100% dans le cas de l'inertie [11].

Il est donc nécessaire de faire l'analyse de la robustesse lorsque:

- Le système est soumis à des variations de consigne.
- Le système est soumis à des variations des paramètres du modèle.

Cette étude nous a amené à examiner la possibilité de l'adaptation des paramètres du réglage. Les matrices de pondération qui ont été choisies sont les suivantes:

$$R = 100I_2; \quad Q_e = 0.01I_6; \quad Q_R = I_6$$

V.6.1 Robustesse du réglage par-rapport aux variations de la consigne

Afin d'évaluer la robustesse du réglage par-rapport à la grandeur de consigne, nous avons effectué la simulation de la machine à vide avec une double variation de la consigne allant de 157.08 rd/s à 100 rd/s. Il est donc relevé le comportement de la vitesse ω_r , les deux tensions V_{ds} et V_{qs} , le courant de phase I_{as} et le couple électromagnétique.

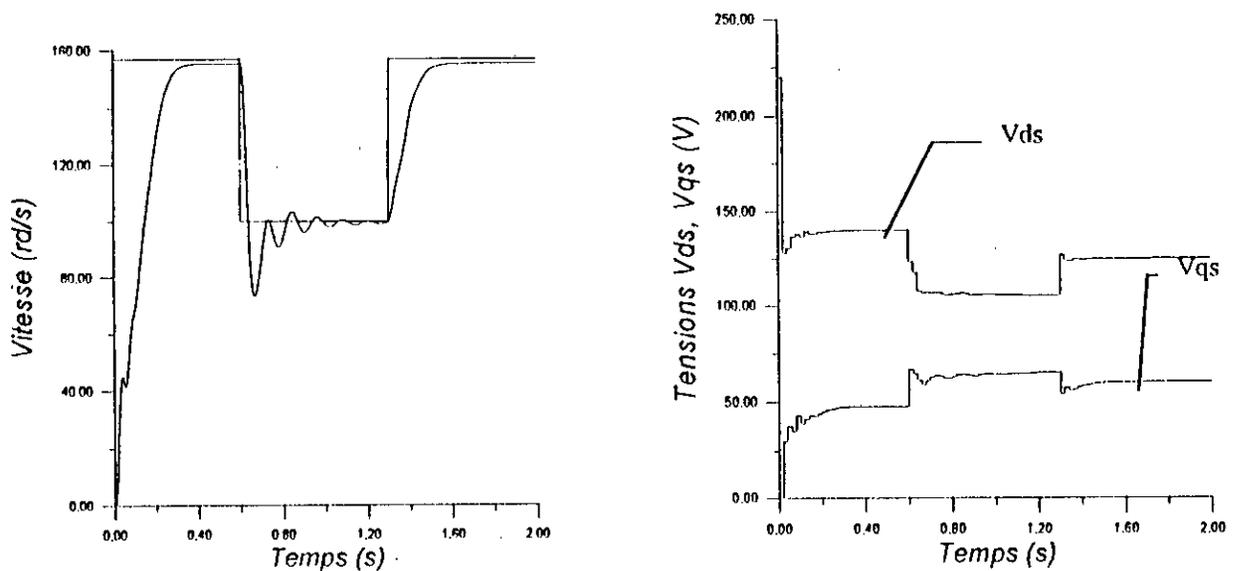
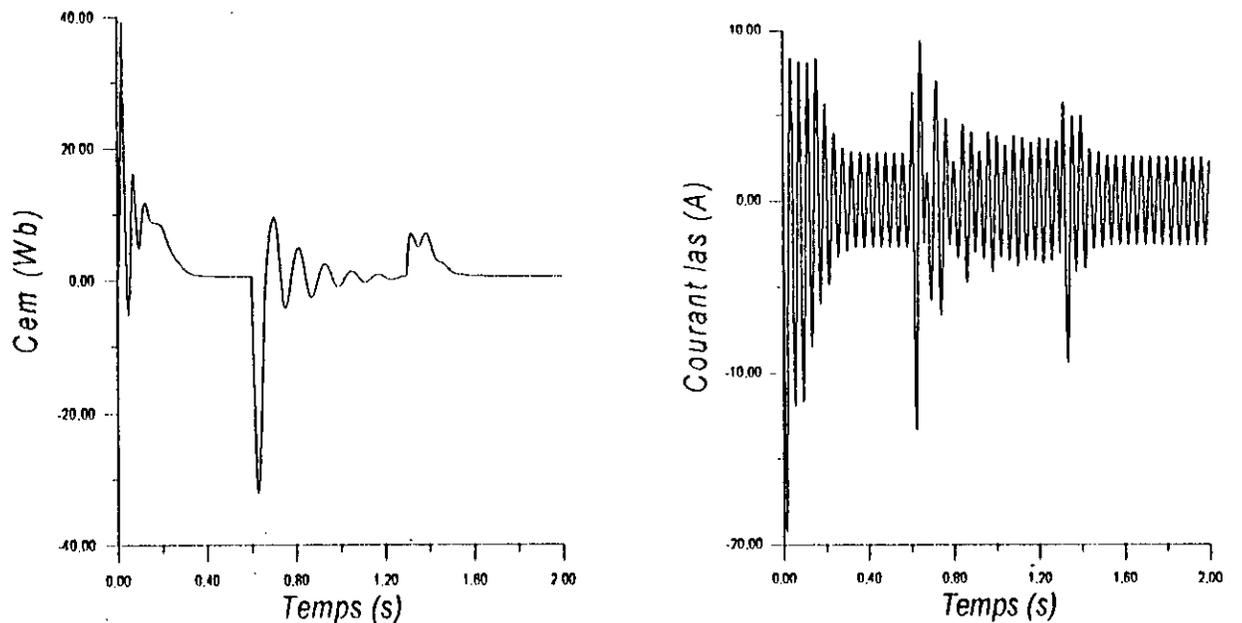


Figure (V.10.a): Variation de la vitesse et des deux tensions de commande pour un changement de consigne.

Nous constatons que les performances de poursuite sont peu satisfaisantes sauf qu'il existe quelques oscillations et de dépassement de vitesse. Cette dégradation de performances est dûe aux choix des matrices de pondération.



Figure(V.10.b): Evolution du couple électromagnétique et du courant I_{as}

V.6.2 Robustesse du réglage par-rapport aux variations des paramètres du modèle

Pour mieux juger les performances du réglage, il est judicieux de faire l'analyse de la robustesse du réglage vis-à-vis des variations des paramètres du modèle.

Pour cela, nous faisons varier la résistance statorique R_s , la résistance rotorique R_r , ainsi que l'inertie J . Les variations adoptées sont de 25% puis de 50% pour les deux résistances R_s et R_r , tandis que l'inertie varie de 50% puis de 100%.

Il est simulé un fonctionnement à vide de la machine avec une double variation de la consigne allant de 157.08 rd/sec à 100 rd/sec. Nous avons alors relevé la vitesse ω_r , les deux tensions V_{ds} et V_{qs} et le courant i_{ds} .

1) Variation de la résistance statorique R_s

Les figures (V.11.a) et (V.11.b) montrent les variations des états pour une augmentation de 25% puis de 50% pour la résistance R_s .

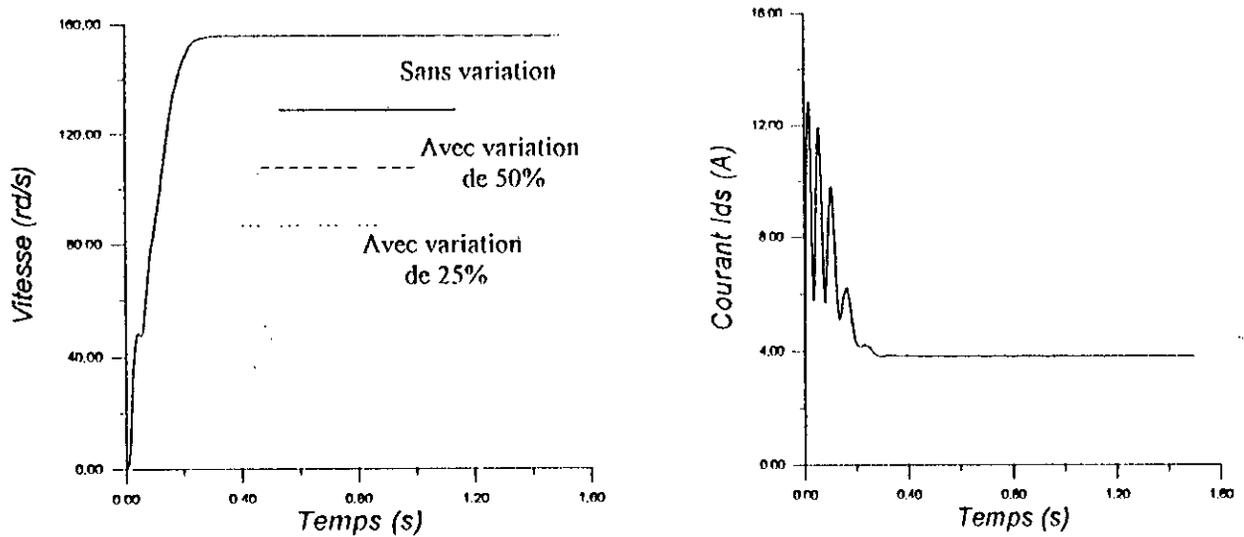


Figure (V.11.a): comportement de la vitesse et du courant i_{ds} pour une variation de la résistance R_s ,

On constate que les trois courbes de vitesse sont pratiquement les mêmes, ce qui nous permet de dire que les variations de la résistance R_s , ont une influence négligeable sur les performances du système.

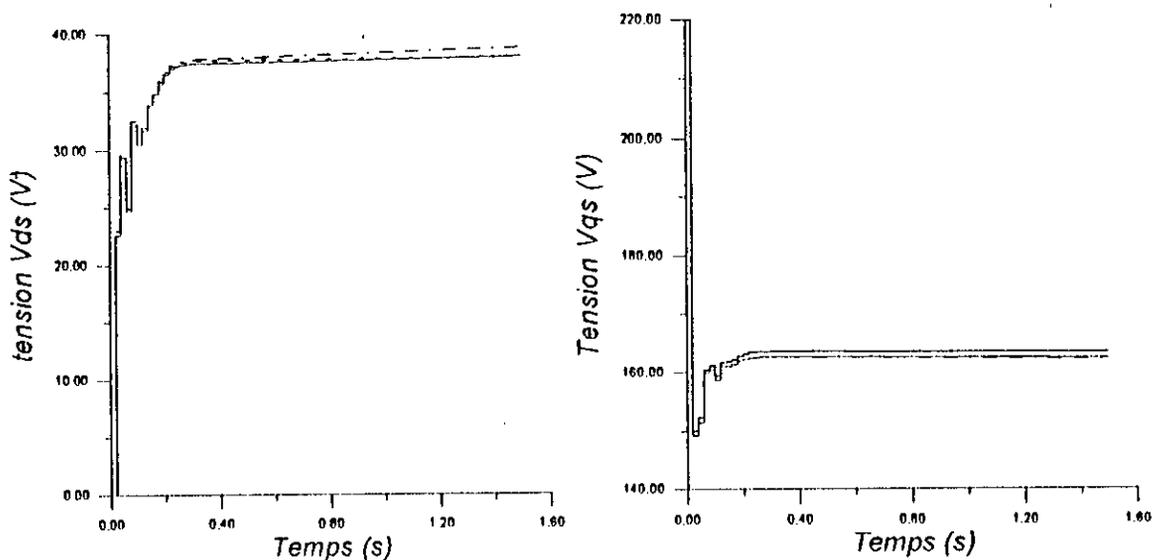


Figure (V.11.b) : Comportement des deux tensions de commande vis-à-vis des variations de R_s .

2) Variation de la résistance rotorique R_r

On procède de la même manière que précédemment, R_r est augmentée de 25% puis de 50%.

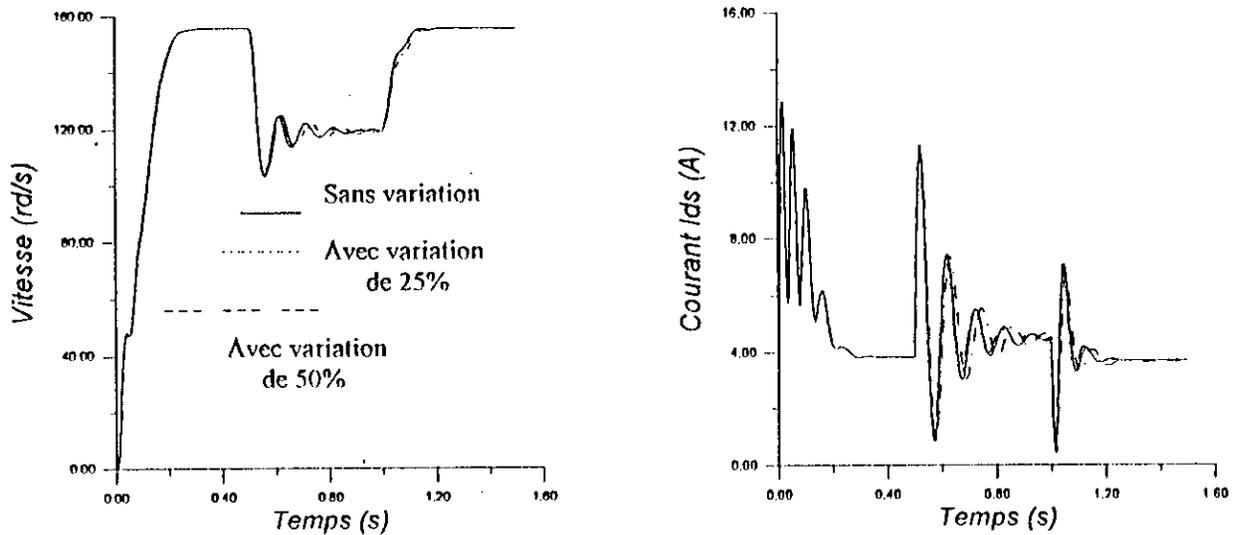


Figure (V.12.a): Comportement de la vitesse et du courant i_{ds}
pour une variation de la résistance R_r

La figure (V.12.a) montre que les variations de la résistance R_r n'ont aucun effet sur les performances du système, sauf qu'il y'a une légère variation de la vitesse lors de changement de consigne.

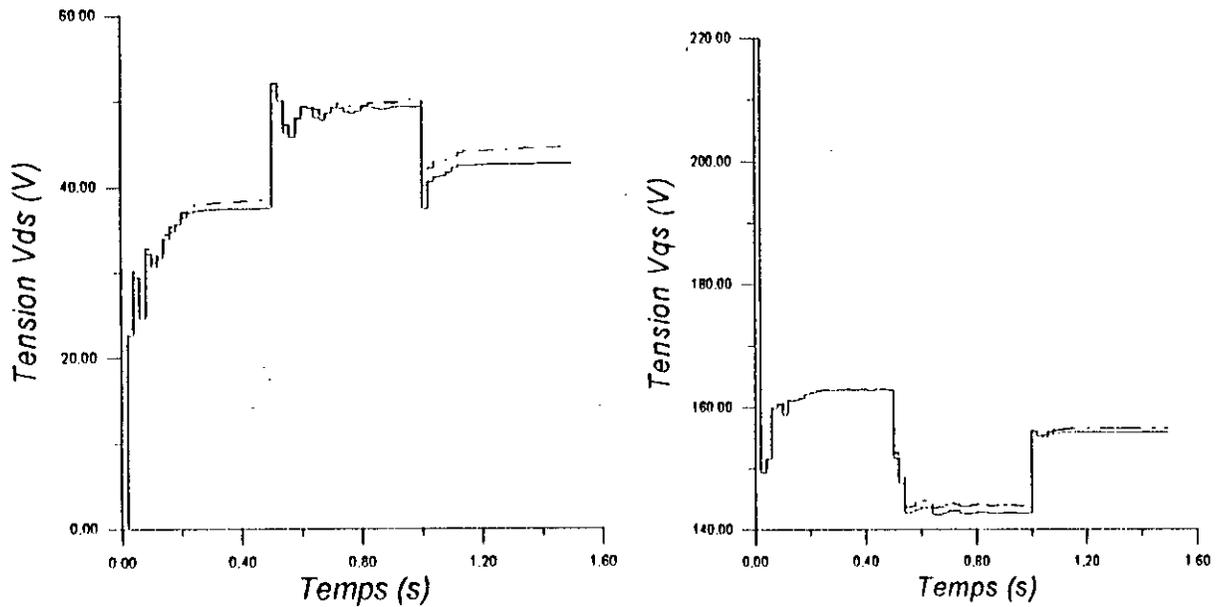


Figure (V.12.b): comportement des deux tensions de commande

viv-à-vis des variations de R_r

c) Variation de l'inertie J

Dans ce cas, on fait augmenter J de 50% puis de 100% de sa valeur réelle.

Les figures (V.12.a) et (V.12.b) montrent les variations des états de la machine.

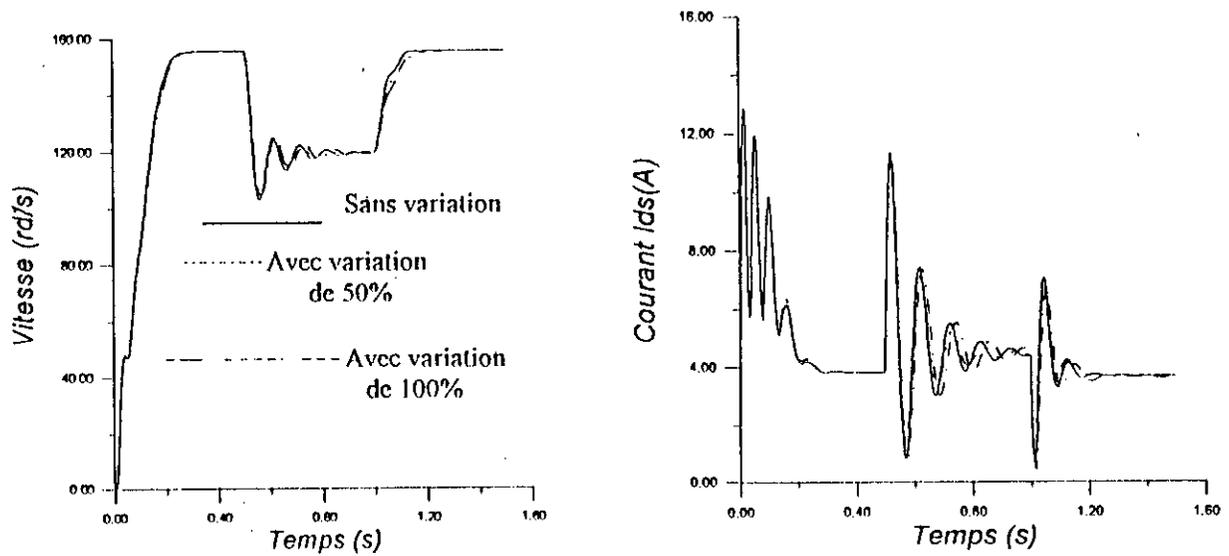
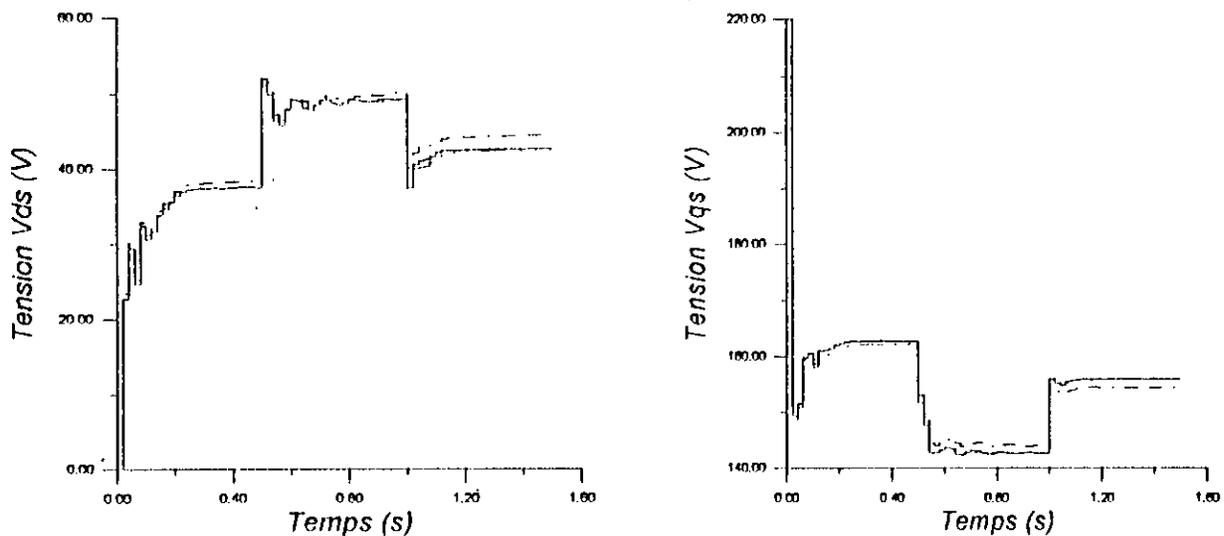


Figure (V.13.a): Copmportement de la vitesse et du courant i_{ds}

pour une variation de l'inertie J



Figure(V.13.b): Evolution des deux tensions de commande
vis-à-vis des variations de J .

Dans ce cas, l'écart entre les courbes en vitesse devient important.

V.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une étude sur le réglage adaptatif dans l'espace d'état, les résultats des simulations obtenus lors de l'application de ce réglage permettent de retenir les constatations suivantes:

- Le réglage est fortement sensible aux variations des matrices de pondération. En effet, une légère variation de ces entraîne une diminution de la qualité du réglage.
- La dynamique de poursuite est satisfaisante sauf qu'il y'a de petits dépassements lors de grandes variations de la consigne.
- La prise en compte du couple résistant est immédiate ce qui traduit le bon choix des matrices de pondération.
- Les performances du système à régler vis-à-vis des variations des paramètres sont satisfaisantes.

***CONCLUSION
GENERALE***

Durant les dernières années, la commande adaptative et la commande par retour d'état ont fait l'objet de nombreux travaux de recherches.

Dans ce mémoire, nous sommes intéressés à étudier par simulation, la commande adaptative dans l'espace d'état, nous avons étudié les performances de cette commande en utilisant le modèle linéaire, puis le modèle réel de la machine asynchrone, nous avons aussi étudié la robustesse de la commande par rapport aux variations de la consigne et des paramètres de la machine.

Afin de voir l'intérêt de cette commande, nous avons appliqué la commande adaptative par retour d'état pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone. Les résultats de simulation ont montré que cette approche but sur le choix difficile des matrices de pondération, pour lesquelles nous n'avons pas de connaissances à priori. Cependant, un choix adéquat de ces matrices a pu donner d'assez bonnes performances. Cette commande a permis une amélioration des performances de poursuite et une prise en compte efficace des perturbations. Nous notons aussi que pour une grande variation de la consigne, le réglage ne permet pas une meilleure poursuite de la consigne.

Il apparaît aussi de nos résultats que l'application de cette commande au modèle non-linéaire de la machine asynchrone présente une caractéristique importante qui est la robustesse des algorithmes de commande, non seulement vis-à-vis des variations de la consigne, mais aussi vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine. En effet, les performances n'ont été que légèrement détériorées, ceci est montré par les écarts observés entre les courbes des cas sans variations et avec variations, toute fois, elles restent satisfaisantes d'où, nous pouvons conclure que la commande adaptative par retour d'état est robuste par rapport aux variations des paramètres du modèle.

Les paramètres de la machine que nous avons utilisés dans nos simulations sont:

Puissance nominale	1.5 kw
Tension nominale	220 v
Rendement nominal	0.78
Facteur de puissance nominal	0.8
Vitesse nominale	1420 tr/mn
Fréquence nominale	50 Hz
Courant nominal	3.64 A (y) et 6.31 A (Δ)
Résistance statorique	4.85 Ω
Résistance rotorique	3.805 Ω
Inductance cyclique du stator	0.274 H
Inductance cyclique du rotor	0.274 H
Inductance mutuelle cyclique	0.258 H
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie	0.031 kg .m ²
coefficient de frottement	0.008 Nm.s/rd.

ANNEXES

C_{em} , C_r : Couple électromagnétique, couple résistant

$d(q)$: Axe direct (en quadrature)

$I_{x,s,r}$: Courant de phase x du stator, rotor

I_{ds} , I_{qs} : Courant statorique d'axe direct (en quadrature)

J : Moment d'inertie

L_s , L_r : Inductance cyclique, statorique et rotorique.

M_{sr} : Mutuelle inductance stator rotor

P : Nombre de pôles.

R_s , R_r : Résistance d'une phase statorique et rotorique

T_e : Période d'échantillonnage

$V_{a,b,c}$: Tensions instantannés des ohases de la machine

V_{ds} , V_{qs} : Tensions statoriques d'axe direct et en quadrature.

θ_r : Position angulaire.

ω_r : Vitesse angulaire de rotation du rotor.

σ : Coefficient de dispersion de Blondel

$u_{x,s,r}$: Tension de phase x du stator, rotor

$\phi_{x,s,r}$: Flux de phase x, stator rotor.

$i_{s,r,d,q}$: Courant statorique rotorique d'axes $d(q)$

$\Psi_{s,r,d,q}$: Flux statorique rotorique d'axes $d(q)$

$\tau_{s,r}$: Constante de temps du stator/ rotor

Ω : Vitesse du rotor tr/mn

w_s : Vitesse de synchronisme

θ : Angle entre une phase du stator et une phase du rotor.

$\theta_{s,r}$: Angle entre l'axe d et entre une phase du stator, rotor.

A_t : Matrice de transformation de Park

A, A_s, \tilde{A}_s : Matrices d'état du système continu.

F_G, F, F_s : Matrices d'état du système échantillonné.

ϕ_t : Matrice de transition d'état.

B, B_s : Matrices d'entrée du système continu.

H, H_s, H_{sv} : Matrices d'entrée du système échantillonné

\underline{b}_{sv} : Vecteur d'entrée de la grandeur de perturbation pour le système continu

$\underline{h}_{sv}, \underline{h}_v, \underline{h}_{Gv}, \underline{h}_w$: Vecteur d'entrée de la grandeur de perturbation et de la consigne du système discret.

\underline{u} : Vecteur d'entrée

$\underline{x}_s, \underline{x}$: Vecteur d'état

k : Instant d'échantillonnage.

$\underline{C}_s, \underline{C}$: Vecteur de sortie.

\underline{K}_s : Matrice de contre-réaction d'état du système

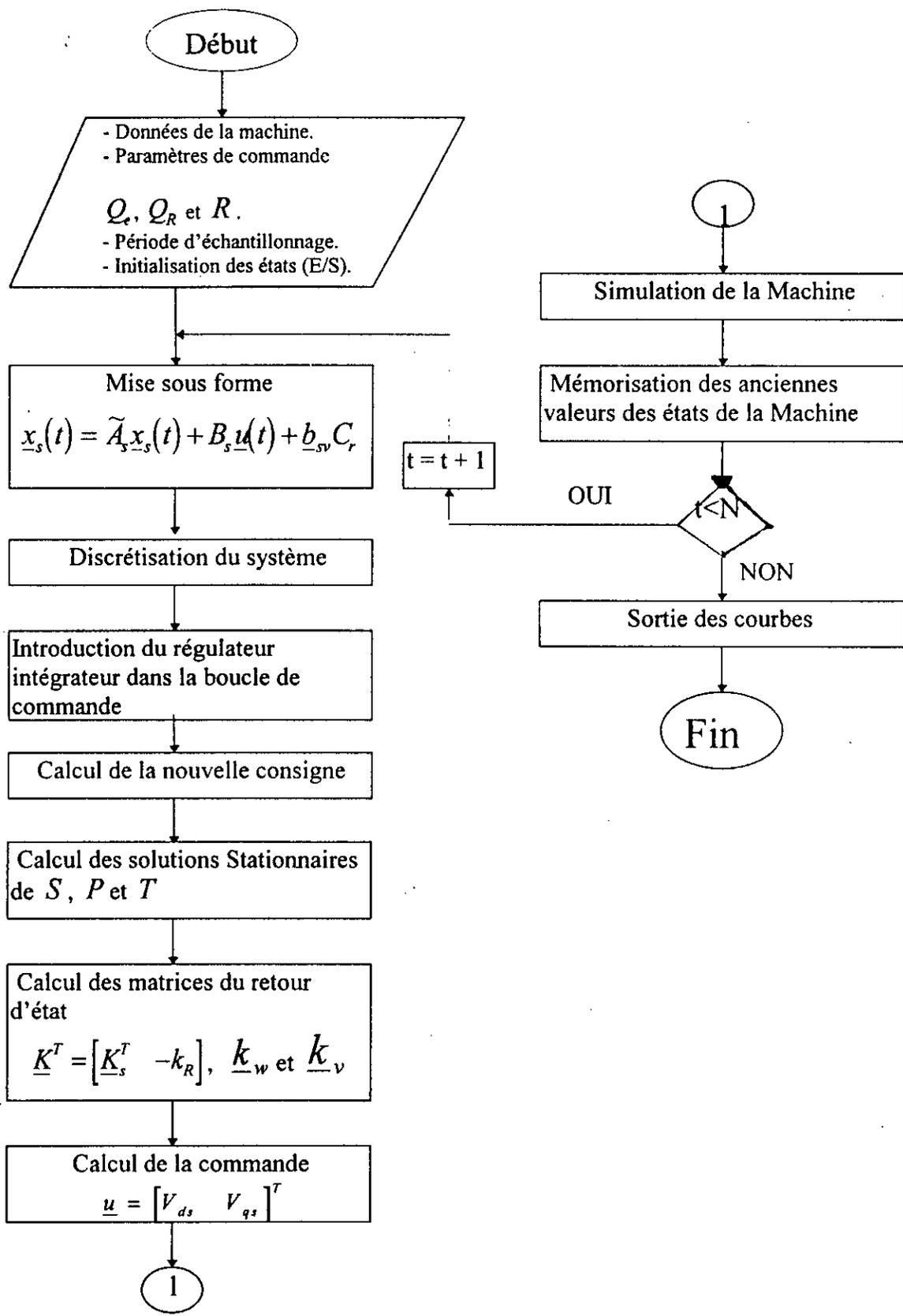
k_R : Coefficient de la contre-réaction du régulateur intégrateur.

K_V, K_W : Coefficient de l contre-réaction de la grandeur de consigne, perturbation.

I : Critère quadratique

I_n : Matrice identité de dimension n

Q_e, Q_R, R : Matrices de pondération.



REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

Références bibliographiques

- [1] **I. D. Landau & L. Dugard** : ' Commande adaptative: Aspects pratiques et théoriques ' .
Masson, 1986.
- [2] **H. Böhler** ' Réglages échantillonnés, Volume 2: Traitement dans l'espace d'état ' ,
Press Polytechnique romandes, 1983.
- [3] **H. Böhler** ' Conception de systèmes automatiques ' , Press Polytechnique romandes
1988
- [4] **K. J. Aström & Wittenmark** ' On self tuning régulators', PP195-199, 1973.
- [5] **K. J. Aström & Al** ' Théory and application of self tuning régulators', Automatica,
Vol 13, PP-457-476,1997
- [6] **J. Chatelain** ' machine électriques' Vol 2, Dunod,1983.

Thèses

- [7] **A. Boumedienne** ' Etude par simulation numérique du réglage d'état échantillonné de la
machine synchrone autopilotée alimentée en tension ' , Thèse de magister, E.N.P,
1994.
- [8] **L. Guenfaf** ' Etude de différentes stratégies de commande adaptative: Application à un
robot manipulateur ' , Thèse de Magister, E.N.P, 1995.
- [9] **M. Djemai** ' commande numérique par retour d'état adaptatif ' , E.N.P, 1991,
Option Automatique.
- [10] **L. Ighmouracène & A. Benbellil** ' Contrôle vectoriel d'une machine asynchrone
alimentée en tension ' , E.N.P, 1994, option électrotechnique.
- [11] **M. Ingrachen & M. Hocine** ' Commande prédictive généralisée appliquée à un moteur
asynchrone triphasée ' , E.N.P, 1995, option Automatique.