

25/93
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT: GENIE ELECTRIQUE

OPTION: AUTOMATIQUE

UNIVERSITE ALGERIE
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

**COMMANDE NUMERIQUE PAR RETOUR
D'ETAT**

**Application à un actionneur
asynchrone avec sa commande vectorielle**

Proposé par:

M^r M.S. BOUCHERIT

Etudié par:

M^{lle} A.HAMDANI

Dirigé par:

Mr M.S. BOUCHERIT

PROMOTION
SEPTEMBRE 1993

E.N.P. 10, Avenue Hacen Badi El-Harrach - ALGER

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT: GENIE ELECTRIQUE

OPTION: AUTOMATIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

COMMANDE NUMERIQUE PAR RETOUR
D'ETAT

Application à un actionneur
asynchrone avec sa commande vectorielle

Proposé par:

M^r M.S. BOUCHERIT

Etudié par:

M^{lle} A.HAMDANI

Dirigé par:

Mr M.S. BOUCHERIT

PROMOTION
SEPTEMBRE 1993

E.N.P. 10, Avenue Hacén Badi El-Harrach - ALGER

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

DEDICACES

DEDICACES

A mes parents et toute ma famille,

A mes amis et tous ceux qui m'aiment et qui m'attendent,

Je dédie ce modeste travail

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

REMERCIEMENTS

REMERCIEMENTS

Je tiens d'abord à remercier Monsieur M.S. BOUCHERIT qui m'a inspirée le sujet de ce projet de fin d'études ainsi que pour ses conseils et ses remarques qui m'ont permis de mener à terme ce travail.

Mes remerciements vont aussi à Monsieur H.CHEKIREB pour sa collaboration et sa sollicitude qu'il a manifesté à mon égard lors de l'absence de Monsieur M.S. BOUCHERIT, ainsi qu'à tout les professeurs et le personnel du département Génie-Electronique.

Je remercie toute personne qui m'a aider de près ou de loin pour effectuer ce travail et pour toute ma formation.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE 1 SYNTHÈSE DU REGLAGE ECHANTILLONNE DANS L'ESPACE D'ETAT.

1.1	Introduction	3
1.2	Synthèse du régulateur d'état par minimisation d'un critère quadratique	3
1.2.1	Equations d'état du système continu à régler	4
1.2.2	Equations d'état du système échantillonné à régler	4
1.2.3	Introduction d'un régulateur	5
1.2.4	Critère quadratique d'intégrale	6
1.2.5	Forme générale de la commande	7
1.2.6	Solution stationnaire	8
1.2.6.1	Contre réaction du vecteur d'état	8
1.2.6.2	Intervention directe du vecteur de consigne et de perturbation	9
1.2.7	Structure optimale	11
1.2.8	Equations d'état du système global, avec réglage optimal	12
1.3	Synthèse du régulateur d'état par placement des pôles	12
1.3.1	Structure optimale de réglage pour un système monovariable	12
1.3.2	Equations de réglage	13
1.3.3	Détermination des coefficients de réglage	15
1.3.3.1	Coefficients de la contre réaction d'état	15
1.3.3.2	Coefficients de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation	16
CHAPITRE 2	MODELISATION DE L'ACTIONNEUR ASYNCHRONE AVEC COMMANDE VECTORIELLE	
2.1	Modélisation	18

2.1.1 Equations de l'actionneur	18
2.1.2 Choix du referentiel	20
2.2 Commande vectorielle	22
2.3 Mise en équation d'état du système à régler	24
 CHAPITRE 3 SYNTHÈSE DU REGULATEUR D'ETAT DE VITESSE PAR MINIMISATION D'UN CRITERE QUADRATIQUE	
3.1 Structure optimale de réglage de vitesse	26
3.2 Equations d'état du système continu	27
3.3 Equations d'état du système échantillonné	27
3.4 Détermination des coefficients de réglage	29
3.4.1 Choix des matrices de pondération	30
3.4.2 Coefficients de la contre réaction d'état	30
3.4.3 Coefficients de l'intervention directe de la grandeur de consigne et de perturbation	31
3.5 Réponses indicielles	32
 CHAPITRE 4 SYNTHÈSE DU REGULATEUR D'ETAT DE VITESSE PAR PLACEMENT DES POLES	
4.1 Equations d'état du système global	37
4.2 Détermination des coefficients de réglage	38
4.2.1 Choix des pôles	38
4.2.2 Détermination des coefficients de la contre réaction d'état	39
4.2.3 Détermination des coefficients K_w et K_v	39
4.3 Réponses indicielles	40
 CHAPITRE 5 SIMULATION NUMERIQUE DE L'ACTIONNEUR ASYNCHRONE A FLUX ORIENTE	

5.1 Simulation du réglage d'état par minimisation d'un critère quadratique	44
5.2 Simulation du réglage d'état par placement des pôles	50
5.3 Commentaires	51
CONCLUSION GENERALE	57
BIBLIOGRAPHIE	
ANNEXE : LISTE DES SYMBOLES ET DE LEUR SIGNIFICATION	

INTRODUCTION

INTRODUCTION GENERALE :

L'industrie mondiale a vécu une véritable mutation imposée par la robotisation faisant appel aux systèmes d'actionnement électriques utilisant les machines à courant alternatif.

Du fait de sa simplicité de construction, sa robustesse, son bon rendement et son faible coût, le moteur asynchrone détrône progressivement le moteur à courant continu.

D'autres parts le moteur à courant continu se caractérise par la simplicité de commande et présente des performances très satisfaisantes. C'est pourquoi différentes études du moteur asynchrone alimenté par onduleur visent à adapter le moteur asynchrone pour arriver aux performances du moteur à courant continu grâce à l'emploi de stratégies évoluées de commande.

Ainsi nous nous intéressons à la machine asynchrone alimentée en tension avec orientation du flux.

D'autres parts grâce à l'évolution continue des microprocesseurs, il est de plus en plus fait appel à des techniques de réglage par calculateurs numériques dans les entraînements électriques à vitesse variable.

Cette étude est consacrée à la commande numérique par retour d'état appliquée au moteur asynchrone muni de sa commande vectorielle. Le premier chapitre est consacré à l'étude du réglage échantillonné dans l'espace d'état. On commence par la synthèse du régulateur d'état par minimisation d'un critère quadratique dont on présente la structure optimale de réglage et la méthode de détermination des coefficients de réglage. On présente ensuite une autre méthode de synthèse du régulateur d'état basée sur le placement des pôles. Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de l'actionneur asynchrone avec sa commande vectorielle.

Ainsi à partir des équations électriques du moteur, nous avons abouti au schéma fonctionnel réduit de la machine.

Dans les chapitres trois et quatre, on applique le réglage d'état de vitesse de l'actionneur asynchrone par minimisation d'un critère quadratique et par placement des pôles. Il est présentée la synthèse des deux types de réglage et les réponses indicielles correspondantes à

chacun d'eux.

Dans le chapitre cinq, nous faisons la simulation numérique du fonctionnement réel de l'actionneur asynchrone avec sa commande vectorielle muni de chacun des deux types de réglages. A partir des résultats de cette simulation, nous analysons les performances des réglages.

CHAPITRE I

CHAPITRE 1

SYNTHESE DU REGLAGE ECHANTILLONNE DANS L'ESPACE D'ETAT :

1.1 INTTRODUCTION :

La théorie de réglage d'état se base sur le retour des variables d'état pour former la commande. Cette théorie n'a été introduite dans le domaine industriel qu'avec l'apparition de mini ou micro-ordinateur. Ces derniers permettent l'élaboration d'algorithmes numériques de réglage et remplacent ainsi les régulateurs classiques. En effet dans beaucoup de cas on obtient une qualité de réglage meilleure que celle du réglage classique.

Dans ce chapitre, il est présenté la notion de commande par retour d'état.

La structure optimale de commande par retour d'état est obtenue au moyen de la minimisation d'un critère quadratique.

Dans la première section, est présentée la synthèse du régulateur d'état par minimisation d'un critère quadratique qui exprime de manière convenable les qualités globales recherchées pour la commande. Cette commande qui assure le meilleur compromis entre certaines performances représentées en termes de pondération faisant intervenir les variables d'état et une économie d'énergie [1] [3].

La deuxième section est consacrée à la synthèse du régulateur d'état en utilisant la méthode de placement des pôles [1]. En gardant la structure optimale de réglage obtenue précédemment, les coefficients de réglage seront déterminés en fonction de la dynamique recherchée. Toutes les grandeurs d'état sont supposées mesurables.

1.2 SYNTHESE DE REGULATEUR D'ETAT PAR MINIMISATION D'UN CRITERE QUADRATIQUE :

L'étude sera consacrée à la détermination du régulateur d'état optimal lors de l'influence des grandeurs de consigne et de perturbation, où on introduit un régulateur intégrateur pour annuler l'écart de réglage en régime établi qui sera pris en considération dans le critère d'intégrale.

1.2.1 EQUATIONS D'ETAT DU SYSTEME CONTINU A REGLER :

- Soit un système linéaire à régler sur lequel agit le vecteur de commande U, et le vecteur de perturbation V, son vecteur de sortie étant Y et X₀ son vecteur d'état.

La représentation d'état permet d'écrire :

$$X_0(t) = A_0 X_0(t) + B_0 U(t) + B_{0v} V(t) \tag{1-1}$$

$$Y(t) = C_0 X_0(t) \tag{1-2}$$

1.2.2 EQUATIONS D'ETAT DU SYSTEME ECHANTILLONNE A REGLER :

Pour le système linéaire échantillonné, (1-1) et (1-2) s'écrivent :

$$X_0(k+1) = F_0 X_0(k) + H_0 U(k) + H_{0v} V(k) \tag{1-3}$$

$$Y(k) = C_0 X_0(k) \tag{1-4}$$

Ces équations déterminent l'état du système aux instants d'échantillonnage.

Dans le chapitre 3, est présenté le passage des équations d'état du système continu aux équations d'état du système échantillonné en utilisant la méthode qui fait appel à la matrice de transition d'état $\phi(t)$ telle que :

$$\phi(s) = (s.I - A)^{-1}$$

s étant l'opérateur laplacien.

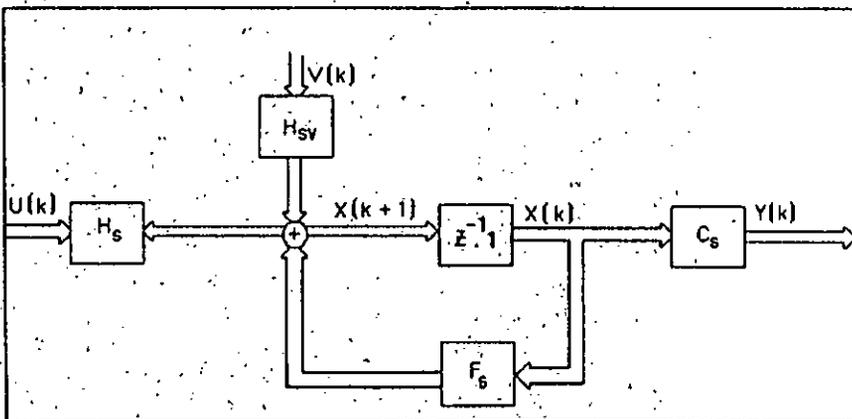


Figure (1-1) Représentation schématique du système Echantillonné

1.2.3 INTRODUCTION D'UN REGULATEUR :

Pour l'annulation de l'écart de réglage en régime établi, il est nécessaire d'introduire un régulateur.

L'équation d'état du régulateur numérique est la suivante :

$$X_R(k+1) = F_R X_R(k) + H_R (W(k) - Y(k)) \quad (1-5)$$

avec :

$W(k) - Y(k) = e(k)$ qui constitue l'écart de réglage entre le vecteur de consigne $W(k)$ et le vecteur de sortie $Y(k)$.

L'écart de réglage s'annule en régime établi à condition que les matrices F_R et H_R vérifient [1] :

$$F_R = 1 \quad \text{et} \quad H_R = 1$$

Ainsi le régulateur à choisir est un régulateur intégrateur.

Le vecteur d'état du système à régler avec régulateur est :

$$X(k) = \begin{bmatrix} X_B(k) \\ X_R(k) \end{bmatrix} \quad (1-6)$$

Les équations d'état du système global en boucle ouverte sont donc

$$X(k+1) = F X(k) + H U(k) + H_W W(k) + H_V V(k) \quad (1-7)$$

$$Y(k) = C X(k) \quad (1-8)$$

avec :

$$F = \begin{bmatrix} F_B & 0 \\ -C_B & 0 \end{bmatrix}; \quad H = \begin{bmatrix} H_B \\ 0 \end{bmatrix}; \quad H_W = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad H_V = \begin{bmatrix} H_{Bv} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} C_B & 0 \end{bmatrix}$$

1.2.4 CRITERE QUADRATIQUE D'INTEGRALE :

Le critère quadratique d'intégrale choisi est défini par :

$$I = e^T(k) Q_e e(k) + X_R^T(k) Q_R X_R(k) + \sum_{k=0}^{N-1} (e^T(k) Q_e e(k) + X_R^T(k) Q_R X_R(k) + U^T(k) R U(k)) \quad (1-9)$$

$$\text{avec } e(k) = W(k) - Y(k) = W(k) - C X(k) \quad (1-10)$$

Dans ce critère d'intégrale intervient donc le vecteur de l'écart de réglage $e(k)$ (qui dépend du vecteur d'état du système à régler $X_s(k)$ ainsi que le vecteur d'état du régulateur $X_R(k)$) aux instants d'échantillonnage $k = 0, 1, \dots, N$, et le vecteur d'entrée $U(k)$ aux instants d'échantillonnage $k = 0, 1, \dots, N-1$.

Les matrices Q_e , Q_R et R sont des matrices de pondération respectivement pour l'écart de réglage $e(k)$, le vecteur d'état du régulateur $X_R(k)$ et la commande $U(k)$.

Ces matrices sont des matrices carrées et doivent être symétriques et définies positives [1] [3] [6].

En éliminant $e(k)$ dans (1-9) par (1-10), le critère d'intégrale est mis sous la forme :

$$I = X^T(N) Q X(N) - 2 W^T(N) Q_e C X(N) + W^T(N) Q_e W(N) + \sum_{k=0}^{N-1} (X^T(k) Q X(k) - 2 W^T(k) Q_e C X(k) + W^T(k) Q_e W(k) + U^T(k) R U(k)) \quad (1-11)$$

avec

$$Q = \begin{bmatrix} C_s^T Q_e C_s & 0 \\ 0 & Q_R \end{bmatrix}$$

Ainsi la matrice Q pondère le vecteur $X(k)$ du système global.

Pour obtenir un réglage optimal, le critère d'intégrale (1-11) doit prendre une valeur minimale.

1.2.5 Forme générale de la commande :

La commande optimale recherchée pour le système d'équation (1-7) doit minimiser le critère d'intégrale (1-11).

Pour obtenir le minimum de ce critère, il est fait appel au principe d'optimisation de BELLMAN.

L'application de ce principe a permis d'établir les relations récursives pour la détermination de la commande optimale [1].

Le vecteur de commande optimale à l'instant d'échantillonnage $k = N-j$ est donné par :

$$U(N-j) = -K(N-j) X(N-j) + U^Z(N-j) \quad (1-12)$$

Le vecteur $U(N-j)$ se compose de deux termes :

- une contre-réaction du vecteur d'état par $K(N-j)$
- une intervention directe du vecteur de consigne et du vecteur de perturbation par $U^Z(N-j)$.

La matrice $K(N-j)$ de la contre-réaction d'état est :

$$K(N-j) = (H^T P(N-j+1) H + R)^{-1} H^T P(N-j+1) F \quad (1-13)$$

avec la condition que la matrice $(H^T P(N-j+1) H + R)$ soit régulière.

La matrice $P(N-j+1)$ est donnée par l'équation de RICATTI discrète [1] [3] :

$$P(N-j) = Q + F^T P(N-j+1) \left[1 - H (H^T P(N-j+1) H + R)^{-1} H^T P(N-j+1) \right] F \quad (1-14)$$

avec pour valeur initiale pour $j = 1$ c à d $k = N-1$:

$$P(N) = Q.$$

Le terme correspondant à l'intervention directe de la grandeur de consigne et de perturbation est :

$$U^Z(N-j) = L(N-j) (P(N-j+1) Z(N-j) + S(N-j)) \quad (1-15)$$

avec :

$$L(N-j) = (H^T P(N-j+1)H + R)^{-1} H^T \quad (1-16)$$

$$Z(N-j) = H_w W(N-j) + H_v V(N-j) \quad (1-17)$$

Le vecteur $S(N-j)$ est donné par la relation de récurrence suivante :

$$S(N-j) = -C^T Q_0 W(N-j) + F^T \left[1 - P(N-j+1) H (H^T P(N-j+1) H + R)^{-1} H^T \right] \\ (P(N-j+1) Z(N-j) + S(N-j+1)) \quad (1-18)$$

Avec comme valeur initiale pour la récurrence :

$$S(N) = -C^T Q_0 W(N)$$

1.2.6 SOLUTION STATIONNAIRE :

La commande optimale telle qu'elle a été précédemment déterminée est variable avec l'instant d'échantillonnage, en particulier la matrice $K(N-j)$ et la composante $U^a(N-j)$.

En plus les relations de récurrence sont définies dans le sens inverse du temps, tandis que le phénomène transitoire du système se déroule dans le sens normal, ce qui implique que ces éléments doivent être connus au moment de la mise en oeuvre de la commande. Dans la plus part des applications pratiques, l'horizon d'optimisation est considéré comme très grand (théoriquement $N \rightarrow \infty$).

La matrice $K(N-j)$ devient alors constante et égale à K , tandis que, la composante $U^a(N-j)$ est constante à condition que le vecteur de consigne et le vecteur de perturbation soient eux-mêmes constants c'est à dire que théoriquement, ils ne soient modifiables que sous forme d'un échelon à l'instant initial considérée [1][3].

Dans ces conditions, la solution stationnaire est déterminée.

1.2.6.1 CONTRE REACTION DU VECTEUR D'ETAT :

La matrice $K(N-j)$ de la contre réaction du vecteur d'état dépend selon (1-13) de la matrice $P(N-j+1)$.

La solution stationnaire est obtenue en considérant :

$$P = \lim_{N \rightarrow \infty} P(N-j)$$

En remplaçant $N-j$ dans la relation (1-14) par i , et en inversant le sens de la récurrence, (1-14) devient :

$$P(i) = Q + F^T P(i-1) \left\{ \left[1 - H (H^T P(i-1) H + R)^{-1} H^T P(i-1) \right] F \right\} \quad (1-19)$$

Le calcul de $P(i)$ se fait jusqu'à ce que la différence entre $P(i)$ et $P(i-1)$ soit négligeable, ainsi la valeur de $P(i)$ obtenue est P , et la relation (1-13) donnant la matrice $K(N-j)$ devient :

$$K = (H^T P H + R)^{-1} H^T P F \quad (1-20)$$

La composante du vecteur de commande due à la contre réaction d'état est :

$$U^X(k) = -K X(k) \quad (1-21)$$

1.2.6.2 INTERVENTION DIRECTE DU VECTEUR DE CONSIGNE ET DE PERTURBATION :

Le vecteur $U^B(N-j)$ peut être séparé en une intervention directe du vecteur de consigne $U^W(N-j)$ et en une intervention directe du vecteur de perturbation $U^V(N-j)$, lesquelles s'expriment par :

$$U^W(N-j) = L (T - P H_w) W \quad (1-22)$$

$$U^V(N-j) = -L (S + P H_v) V \quad (1-23)$$

Les matrices T et S sont respectivement données par les relations de récurrence suivante :

$$T(i) = C^T Q_0 \left\{ \left[1 - H (H^T P(i-1) H + R)^{-1} H^T P(i-1) \right] F \right\}^T (T(i-1) - P(i-1) H_V) \quad (1-24)$$

Comme valeur initiale pour la récurrence $T(0) = C^T Q_0$

$$S(i) = \left\{ \left[1 - H (H^T P(i-1) H + R)^{-1} H^T P(i-1) \right] F \right\}^T (S(i-1) + P(i-1) H_V) \quad (1-25)$$

Avec la valeur initiale pour la récurrence $S(0) = 0$.

Les valeurs de T et S sont obtenues en effectuant le calcul récursif jusqu'à ce que la différence respectivement entre $T(i)$ et $T(i-1)$ et entre $S(i)$ et $S(i-1)$ devienne négligeable, à ce moment T correspond à $T(i)$ et S correspond à $S(i)$.

Ainsi l'intervention du vecteur de consigne devient :

$$U^W(k) = K_W W(k) \quad (1-26)$$

avec :

$$K_W = (H^T P H + R)^{-1} H^T (T - P H_V) \quad (1-27)$$

L'intervention de vecteur de perturbation s'exprime par :

$$U^V(k) = -K_V V(k) \quad (1-28)$$

avec :

$$K_V = (H^T P H + R)^{-1} H^T (S - P H_V) \quad (1-30)$$

Le vecteur de commande optimale est donc donné par :

$$U(k) = -K X(k) + K_W W(k) - K_V V(k) \quad (1-40)$$

La contre réaction du vecteur d'état peut être décomposée en :

$$K X(k) = \begin{bmatrix} K_S & -K_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_B(k) \\ X_R(k) \end{bmatrix}$$

Le vecteur de commande prend alors la forme :

$$U(k) = -K_B X_B(k) + K_R X_R(k) + K_W W(k) - K_V V(k) \tag{1-41}$$

1.2.7 STRUCTURE OPTIMALE:

La structure optimale du réglage d'état d'un système multivariable est donnée par la figure (1-2).

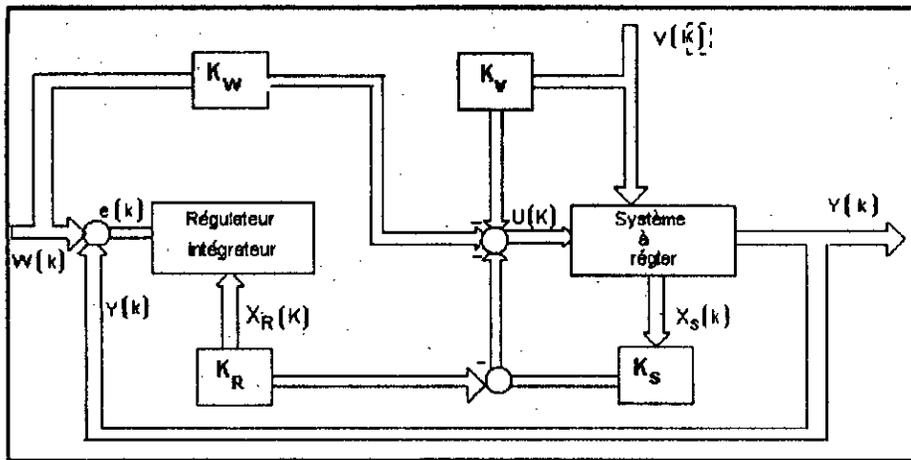


Figure (1-2) Structure optimale du réglage d'état

Il apparaît d'une part la contre réaction d'état du système à régler par l'intermédiaire du bloc contenant la matrice K_B , et d'autre part l'intervention du régulateur par l'intermédiaire du bloc contenant la matrice K_R avec un signe négatif.

L'intervention du vecteur de consigne $W(k)$ et de perturbation $V(k)$ se fait respectivement par l'intermédiaire des blocs contenant les matrices K_W et K_V .

1.2.8 EQUATION D'ETAT DU SYSTEME GLOBALE AVEC REGLAGE OPTIMAL :

En introduisant le vecteur de commande donné par (1-41) dans l'équation d'état (1-7), l'équation d'état du système global avec réglage optimal est :

$$X(k+1) = (F-H K) X(k) + (H_w + H K_w).W(k) + (H_v - H K_v) V(k) \quad (1-42)$$

1.3 SYNTHESE DU REGULATEUR D'ETAT PAR PLACEMENT DES POLES :

Cette section est consacrée à la présentation d'une autre méthode de synthèse du régulateur d'état.

En gardant la même structure optimale de réglage obtenue précédemment, les coefficients des différents éléments du vecteur de commande sont déterminés en imposant les pôles du système global fermé.

L'étude est faite pour le cas d'un système monovariabile.

1.3.1 STRUCTURE OPTIMALE DE REGLAGE POUR UN SYSTEME MONOVARIALE :

La structure optimale de réglage (figure (1-3)) d'un système monovariabile est déduite de la structure optimale déterminée précédemment figure (1-2) qui est valable pour un système multivariabile.

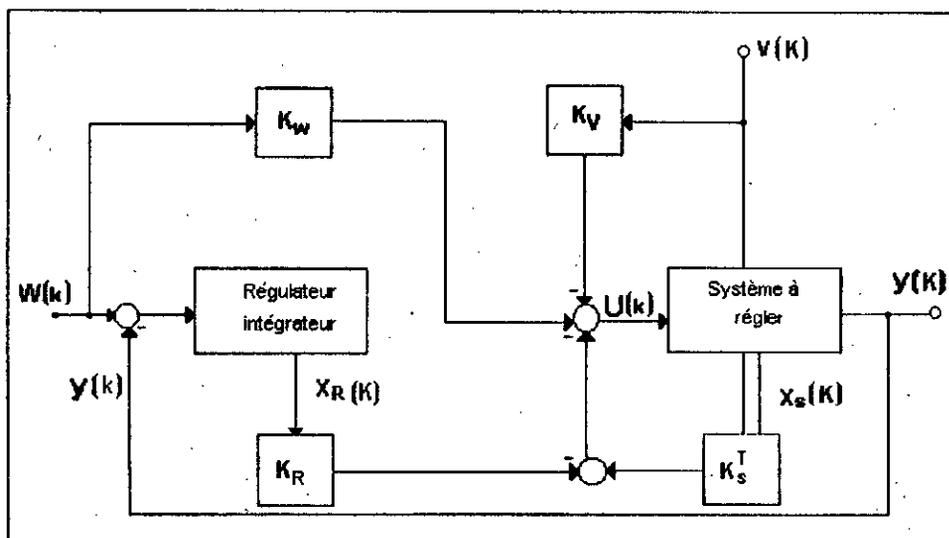


Figure (1-3) Structure optimale de réglage d'un système monovariante

1.3.2 EQUATIONS DE REGLAGE :

Le modèle mathématique échantillonné du système monovariante à régler est donné par :

$$x_s(k+1) = F_s x_s(k) + h_s u(k) + h_{sv} v(k) \tag{1-43}$$

$$y(k) = c_s^T x_s(k) \tag{1-44}$$

Dans ce cas, il y a une seule grandeur de commande $u(k)$, une seule grandeur de sortie $y(k)$, et il est supposé qu'une seule grandeur de perturbation $v(k)$ qui intervient sur le système.

Sachant que le régulateur est régi par l'équation d'état suivante :

$$x_R(k+1) = x_R(k) + w(k) - c_s^T x_s(k) \tag{1-45}$$

Les équations d'état du système global à régler deviennent :

$$x(k+1) = F x(k) + h u(k) + h_w w(k) + h_v v(k) \quad (1-46)$$

$$y(k) = c^T x(k) \quad (1-47)$$

avec :

$$F = \begin{bmatrix} F_s & 0 \\ -c_s^T & 1 \end{bmatrix}; \quad h = \begin{bmatrix} h_s \\ 0 \end{bmatrix}; \quad h_w = \begin{bmatrix} h_{sw} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad h_v = \begin{bmatrix} h_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$c^T = \begin{bmatrix} c_s^T & 0 \end{bmatrix}$$

Le vecteur d'état étant :

$$x(k) = \begin{bmatrix} x_o(k) \\ x_R(k) \end{bmatrix} \quad (1-48)$$

A partir de la relation (1-41), la grandeur de commande $u(k)$ est :

$$u(k) = -K^T x(k) + k_w w(k) - k_v v(k) \quad (1-49)$$

avec :

$$K^T = \begin{bmatrix} k_o^T & -k_R \end{bmatrix}$$

En introduisant (1-49) dans (1-46), l'équation d'état du système global en boucle fermée s'écrit :

$$x(k+1) = F_{\sigma} x(k) + h_{\sigma w} w(k) + h_{\sigma v} v(k) \quad (1-50)$$

avec :

$$F_{\sigma} = F - h K^T \quad (1-51)$$

$$h_{\sigma w} = h_w + h k_w \quad (1-52)$$

$$h_{\sigma v} = h_v - h k_v \quad (1-53)$$

1.3.3 DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE REGLAGE :

- Les éléments du vecteurs ligne k^T de la contre-réaction d'état sont déterminés en imposant les pôles du système global en boucle fermée, c'est-à-dire les valeurs propres de la matrice F_G .
 Pour les coefficients de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation, il est présenté d'autres méthodes pour leur détermination.

1.3.3.1 COEFFICIENTS DE LA CONTRE REACTION D'ETAT :

Pour la détermination des coefficients de la contre réaction d'état, il est fait appel aux relations concernant la suite de la grandeur d'entrée u [1].

La matrice de commandabilité du système est donnée par :

$$Q_0 = \begin{bmatrix} h & Fh & F^2h & \dots & F^{n-1}h \end{bmatrix} \quad (1-54)$$

Cette matrice doit être régulière.

Ainsi la grandeur de commande à l'instant d'échantillonnage k est :

$$u(k) = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1] Q_0^{-1} (F_G^n - F^n) x(k) \quad (1-55)$$

La relation qui donne le vecteur k^T est donnée par :

$$K^T = -e^T (F_G^n - F^n) \quad (1-58)$$

avec :

$$e^T = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1] Q_0^{-1} \quad (1-57)$$

L'équation (1-56) ne permet pas encore de trouver les coefficients k^T car F_G^n n'est pas connue.

Le vecteur ligne k^T peut être donné par :

$$k^T = e^T (\alpha_0 1 + \alpha_1 F_a + \dots + \alpha_{n-1} F_a^{n-1} + F^n) \quad (1-58)$$

avec $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{n-1}$ les coefficients de l'équation caractéristique imposée qui sont en relation avec les pôles.

La relation (1-57) est transformée en :

$$e^T Q_c = e^T \begin{bmatrix} h & Fh & F^2h & \dots & F^{n-1}h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1-59)$$

A partir de (1-58) et (1-59), la relation finale qui donne le vecteur ligne k^T est :

$$k^T = \alpha_0 e^T + \alpha_1 e^T F + \dots + \alpha_{n-1} e^T F^{n-1} + e^T F^n \quad (1-60)$$

1.3.3.2 COEFFICIENTS DE L'INTERVENTION DIRECTE DES GRANDEURS DE CONSIGNE ET DE PERTURBATION:

En imposant que la grandeur d'état du régulateur soit nulle en régime établi, les relations qui permettent de déterminer les coefficients k_w et k_v de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation sont :

$$k_v = \frac{1}{c_s^T (1 - F_s + h_s k_s^T)^{-1} h_s} \quad (1-61)$$

$$k_w = \frac{c_s^T (1 - F_s + h_s k_s^T)^{-1} h_{sv}}{c_s^T (1 - F_s + h_s k_s^T)^{-1} h_s} \quad (1-62)$$

- Une autre méthode pour déterminer le coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne qui consiste à compenser un pôle du système global en boucle fermée.

k_w est donné par :

$$k_w = \frac{k_R}{1 - Z_i} \quad (1-69)$$

Pour k_v , la relation précédente reste valable.

CHAPITRE II

CHAPITRE 2

MODELISATION DE L'ACTIONNEUR ASYNCHRONE AVEC SA COMMANDE VECTORIELLE

Vue les avantages que présente le moteur asynchrone (simplicité de construction, robustesse, coût peu élevé, ...) est maintenant fréquemment utilisé dans les applications industrielles pour la commande de mouvement (vitesse et /ou position) et remplace ainsi le moteur à courant continu.

D'autre part le moteur asynchrone nécessite des stratégies de commande beaucoup plus complexes pour des hautes performances statiques et dynamiques.

Les recherches récentes ont abouti à une commande du moteur asynchrone équivalente à celle du moteur à courant continu, dite commande vectorielle, permettant ainsi d'atteindre des performances très élevées.

Ce chapitre est consacré à l'établissement d'un modèle de l'actionneur asynchrone muni de sa commande vectorielle.

2.1 MODELISATION :

2.1.1 EQUATIONS DE L'ACTIONNEUR :

Le modèle de PARK d'un actionneur asynchrone triphasé à une paire de pôles dans un référentiel généralisée $d - q$ (sans composante homopolaire), est donné par les équations suivantes [8][11] :

$$U_d = R_s i_{sd} + \frac{d \phi_{sd}}{dt} - \omega \phi_{sq} \quad (2-1)$$

$$U_q = R_s i_{sq} + \frac{d \phi_{sq}}{dt} + \omega \phi_{sd} \quad (2-2)$$

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d \phi_{rd}}{dt} - (\omega - \omega_m) \phi_{rq} \quad (2-3)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d \phi_{rq}}{dt} + (\omega - \omega_m) \phi_{rd} \quad (2-4)$$

l'expression du couple électromagnétique peut être exprimée par :

$$T_{em} = M (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (2-5)$$

Dans ces équations :

(ϕ_{sd}, ϕ_{sq}) ; (ϕ_{rd}, ϕ_{rq}) sont les flux dans les axes d et q respectivement du stator et du rotor.

R_s et R_r sont respectivement les résistances statoriques et rotoriques des bobinages (d,q) équivalents

L_s et L_r sont respectivement les inductances statoriques et rotoriques des bobinages (d,q) équivalents

M est l'inductance mutuelle entre les bobinages (d,q) équivalents statoriques et rotoriques.

ω est la vitesse angulaire du référentiel, et θ sa position

$$\left(\frac{d\theta}{dt} = \omega \right)$$

ω_m est la vitesse angulaire du rotor.

Les flux sont reliés aux courants par les équations suivantes :

$$\phi_{ed} = L_e i_{ed} + M i_{rd} \quad (2-6)$$

$$\phi_{eq} = L_e i_{eq} + M i_{rq} \quad (2-7)$$

$$\phi_{rd} = M i_{ed} + L_r i_{rd} \quad (2-8)$$

$$\phi_{rq} = M i_{eq} + L_r i_{rq} \quad (2-9)$$

2.1.2 CHOIX DU REFERENTIEL :

En imposant à θ (position du référentiel) d'avoir une valeur telle que $\phi_{rq} = 0$, le modèle final de l'actionneur peut être exprimé par le système d'équations suivant :

$$U_d = R_e i_{ed} + \sigma L_e \frac{d i_{ed}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d \phi_{rd}}{dt} - \omega \sigma L_e i_{eq} \quad (2-10)$$

$$U_q = R_e i_{eq} + \sigma L_e \frac{d i_{eq}}{dt} + \omega \frac{M}{L_r} \phi_{rd} + \omega \sigma L_e i_{ed} \quad (2-11)$$

$$M i_{ed} = \phi_{rd} + \frac{L_r}{R_r} \frac{d \phi_{rd}}{dt} \quad (2-12)$$

$$\omega = \omega_m + \frac{M R_r}{L_r} \frac{i_{eq}}{\phi_{rd}} \quad (2-13)$$

$$T_{em} = \frac{M}{L_r} \phi_{rd} i_{eq} \quad (2-14)$$

Avec :

σ est le coefficient de dispersion de la machine :

$$\sigma = 1 - M^2 / (L_e L_r)$$

Le schéma bloc représentant ces équations associées à l'équation de la partie mécanique du système (rotor de l'actionneur et système entraîné) est représenté à la figure (2-1) avec :

- La constante de temps électrique statorique : $\tau_\sigma = \frac{L_\sigma}{R_\sigma}$
- La constante de temps électrique rotorique : $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$
- L'inertie du rotor J
- Le coefficient de frottement visqueux K
- Le couple résistant T_R .

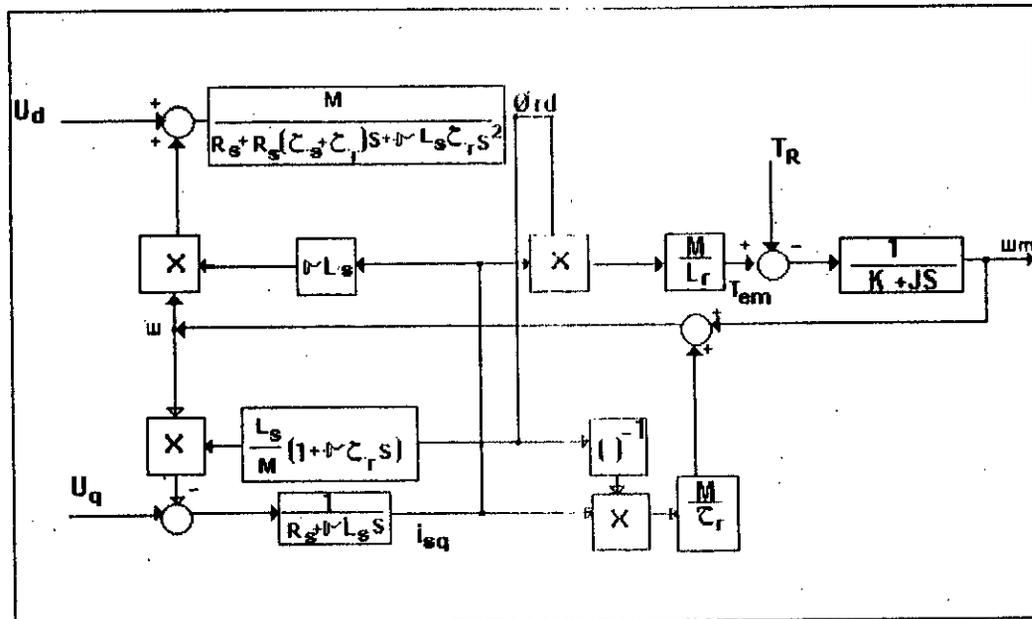


Figure (2-1) Schéma bloc de l'actionneur asynchrone.

Les équations (2-10) à (2-14) et le schéma bloc de la figure (2-1) montrent que le modèle de l'actionneur est un système non linéaire et multivariable.

2.2 COMMANDE VECTORIELLE :

La commande vectorielle a comme objectif de [11] [12] :

- Maintenir le flux ϕ_{rd} constant en contrôlant i_{sd} .
- Contrôler la vitesse ou la position de la machine à travers la tension U_q .

Ceci est obtenu en effectuant un découplage des deux axes d et q de la machine afin d'éviter les interactions entre les contrôles de flux et de la vitesse.

L'action de l'axe d sur l'axe q peut être annuler simplement par un retour d'état [10] [11].

Cette boucle est représentée en traits discontinus sur la figure (2-2).

Le flux est alors contrôlé au moyen de la tension U_d en considérant :

$$U_d = \frac{R_s}{M} (\phi_{rd})_{ref} - \omega \sigma L_e i_{sq} \quad (2-15)$$

avec :

$$\omega = \omega_m + \frac{M R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{(\phi_{rd})_{ref}} \quad (2-16)$$

$(\phi_{rd})_{ref}$ étant la valeur de référence pour le flux.

$-\omega \sigma L_{eq}$ représente le retour d'état de découplage.

Lorsque le découplage est réalisé et le flux imposé à sa valeur de référence dans la machine, l'axe q de la machine se réduit à un système linéaire monovisible équivalent à celui d'un moteur à courant continu (figure (2-3)).

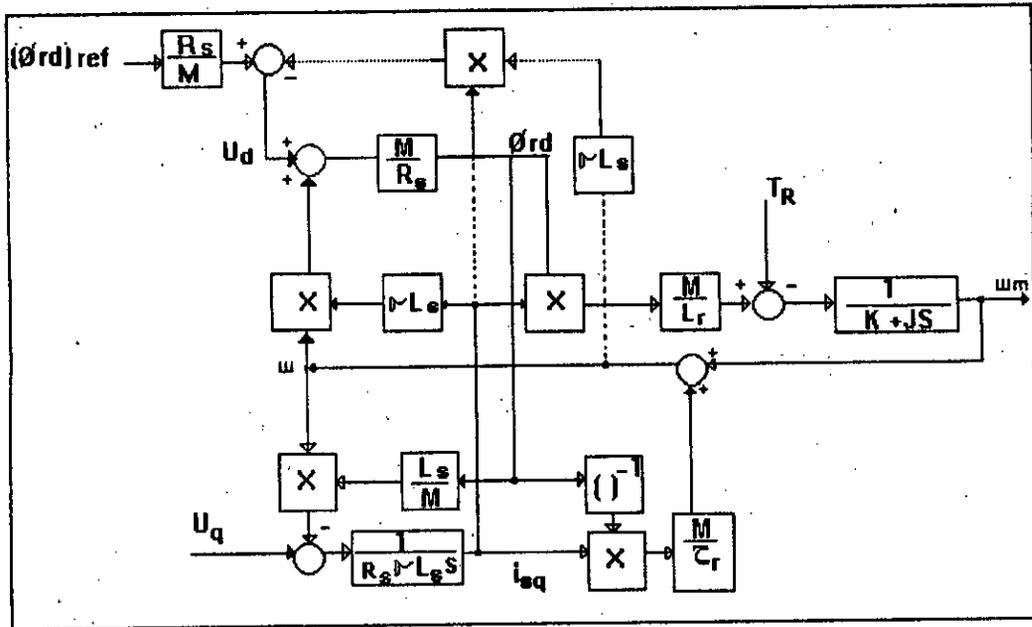


Figure (2-2) Contrôle du flux en utilisant un retour d'état de découplage.

Quand le flux ϕ_{rd} est maintenu constant, la tension U_q devient :

$$U_q = (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r) i_{sq} + \sigma_s L \frac{d i_{sq}}{dt} + \omega_m \frac{L_s}{M} \phi_{rd} \quad (2-18)$$

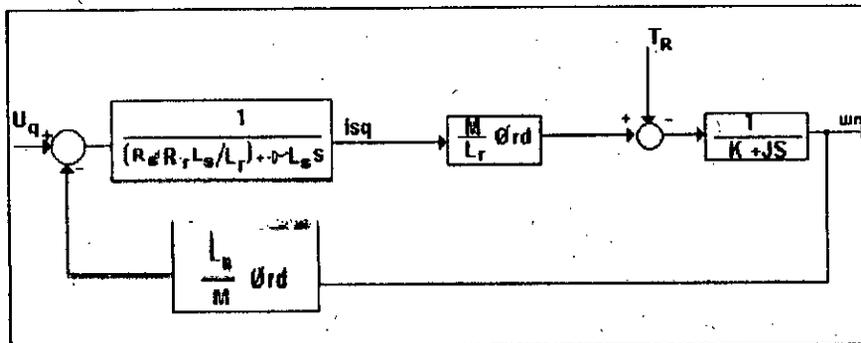


Figure (2-3) Schéma bloc de l'axe q quand le flux ϕ_{rd} est maintenu constant

pour le contrôle de vitesse de l'actionneur, il est fait appel à un régulateur d'état qui génère la tension de commande U_q .

2.3 MISE EN EQUATION D'ETAT DU SYSTEME A REGLER :

A partir du schéma bloc (2-3), où le modèle est réduit à l'axe q de l'actionneur, les équations différentielles régissant le système à régler sont :

$$\frac{d i_{sq}}{dt} = - \frac{1}{T_e} i_{sq} - A_1 \omega_m + \frac{1}{T_t} U_q \quad (2-19)$$

L'équation mécanique :

$$\frac{d \omega_m}{dt} = A_2 i_{sq} - \frac{1}{T_m} \omega_m - \frac{1}{J} T_k \quad (2-20)$$

Avec :

$$T_e = \frac{\sigma L_s}{R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r} ; \quad T_m = \frac{J}{k} ; \quad T_t = \sigma L_s$$

$$A_1 = \frac{\phi_{rd}}{\sigma M} ; \quad A_2 = \frac{M \phi_{rd}}{J L_r}$$

L'écriture sous la forme matricielle donne :

$$\begin{bmatrix} i_{\theta q} \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_e} & -A_1 \\ A_2 & -\frac{1}{T_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\theta q} \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{T_l} \\ 0 \end{bmatrix} U_q + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} T_R \quad (2-21)$$

Ces équations ont été établies en supposant que le système est insensible aux faibles variations de ces paramètres et aux faibles variations du flux dues à l'imperfection du découplage.

- DONNEES NUMERIQUES DE LA MACHINE :

Les réponses du système obtenues par simulation numérique au cours de cette étude concernant l'actionneur et son système mécanique dont les paramètres sont [8] :

Tension nominale = 110 v

Puissance nominale = 0,25 KW

Vitesse nominale = 1800 tours/min

$$J = 4 \cdot 10^{-9} \text{ kg m}^2$$

$$K = 2,5 \cdot 10^{-4} \text{ Nm/s}$$

$$R_e = 1,923 \Omega$$

$$R_r = 1,739 \Omega$$

$$L_e = 0,1157 \text{ H}$$

$$L_r = 0,1154 \text{ H}$$

$$M = 0,1126 \text{ H}$$

La valeur du flux de référence étant $\phi_{rd} = 0,3 \text{ Wb}$

Ainsi les paramètres du système à régler sont :

$$T_e = 1,5906 \cdot 10^{-8} \text{ s}$$

$$T_m = 16 \text{ s}$$

$$T_l = 5,8312 \cdot 10^{-8} \text{ s}$$

$$A_1 = 52,8630$$

$$A_2 = 73,1802$$

avec $\sigma = 0,0504$.

CHAPITRE III

CHAPITRE 3

SYNTHESE DU REGULATEUR D'ETAT DE VITESSE PAR MINIMISATION D'UN CRITERE QUADRATIQUE

Avec les hypothèses introduites dans le chapitre 2, le contrôle de vitesse de l'actionneur à flux orienté peut être réalisé en utilisant un régulateur d'état. La synthèse du régulateur d'état est basée sur la minimisation d'un critère quadratique permettant ainsi la détermination des coefficients de réglage en faisant un choix adéquat des matrices de pondération.

Une analyse des performances du réglage est donnée par les réponses indicielles du système.

3.1 STRUCTURE OPTIMALE DE REGLAGE DE VITESSE :

La structure optimale de réglage de la vitesse (figure (3.1)) est constituée d'un échantillonneur à pulsation, d'un élément de maintien, d'un régulateur intégrateur, des coefficients de réglage et du système à régler défini par ses fonctions de transfert (schéma-bloc de la figure (2.3)).

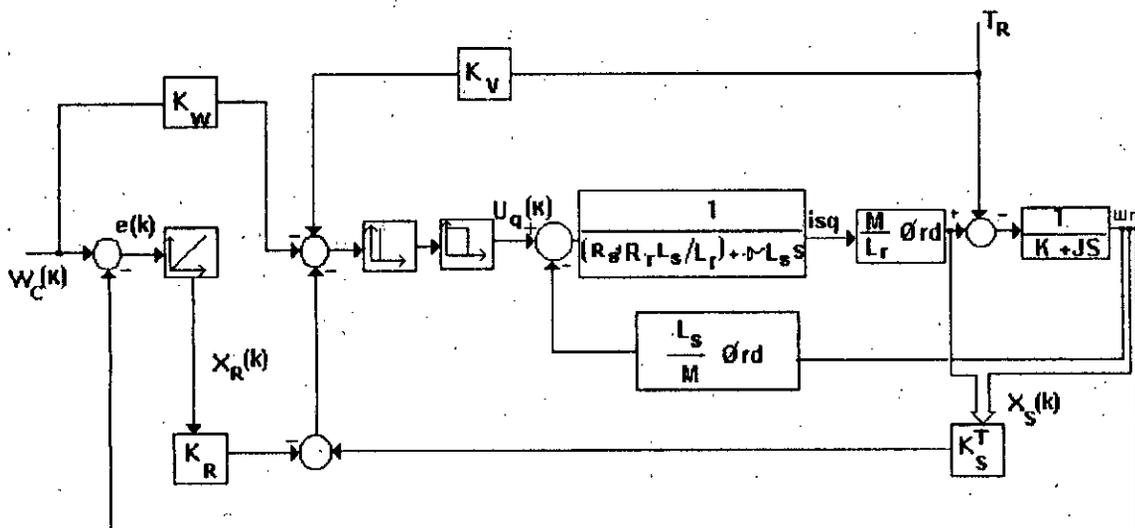


Figure (3-1) Structure optimale de réglage de vitesse.

3.2 EQUATIONS D'ETAT DU SYSTEME CONTINU :

Les équations d'état du système à régler (2-21) peuvent être écrites sous la forme :

$$\dot{x}_e = A x_e + B_e U_q + B_{ev} \cdot T_R \quad (3-1)$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_\sigma} & -A_1 \\ A_2 & -\frac{1}{T_m} \end{bmatrix} ; \quad B_e = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_t} \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad B_{ev} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix}$$

Le vecteur d'état du système est :

$$x_e = \begin{bmatrix} i_{sq} \\ \omega_m \end{bmatrix}$$

L'équation de sortie est :

$$\omega_m = c_e x_e \quad (3-2)$$

avec :

$$c_e = [0 \quad 1]$$

3.3 EQUATION D'ETAT DU SYSTEME ECHANTILLONNE :

Le passage aux équations d'état échantillonnées du système nécessite la détermination de la matrice de transition

$\phi(t)$ est celle de la matrice $\psi(t)$.

$\phi(t)$ est introduite en utilisant la transformation de LAPLACE

inverse :

$$\phi(t) \xrightarrow{\text{Laplace}} \phi(s) = (S.I - A)^{-1}$$

Donc pour trouver la matrice de transition $\phi(t)$, il faut former la matrice $(S1-A)$, ensuite l'inverser et appliquer la transformation de LAPLACE inverse à ses éléments :

$$(S1 - A)^{-1} = \begin{bmatrix} S + \frac{1}{T_e} & A_1 \\ -A_2 & S + \frac{1}{T_m} \end{bmatrix}^{-1}$$

Après calcul :

$$\phi(s) = \begin{bmatrix} \frac{S + \frac{1}{T_e}}{S^2 + \frac{T_e + T_m}{T_e T_m} S + \frac{1}{T_e T_m} + A_1 A_2} & \frac{A_1}{S^2 + \frac{T_e + T_m}{T_e T_m} S + \frac{1}{T_e T_m} + A_1 A_2} \\ \frac{A_2}{S^2 + \frac{T_e + T_m}{T_e T_m} S + \frac{1}{T_e T_m} + A_1 A_2} & \frac{S + \frac{1}{T_m}}{S^2 + \frac{T_e + T_m}{T_e T_m} S + \frac{1}{T_e T_m} + A_1 A_2} \end{bmatrix}$$

(3-4)

$\phi(t)$ est donné par :

$$\phi(t) = L^{-1} [\phi(s)] \tag{3-5}$$

La transformation des matrices B_o, B_{ov} se fait en introduisant la matrice $\psi(t)$ obtenue par intégration de chaque élément de $\phi(t)$ tel que :

$$\psi(t) = \int_0^t \phi(\tau) d\tau \tag{3-6}$$

3.4.1 CHOIX DES MATRICES DE PONDERATION :

Comme mentionné précédemment, les matrices Q_e , Q_R et R doivent être des matrices symétriques et définies positives.

En respectant ces conditions, le test de possibilité peut être simplifier en se limitant au choix de matrices diagonales.

Dans le cas du système à régler monovariabiles, pour pondérer l'écart de réglage, la grandeur d'état du régulateur intégrateur et la grandeur de commande, les matrices Q_e , Q_R , R deviennent des facteurs telque :

$$\begin{aligned} Q_e &= q_e \\ Q_R &= q_r \\ R &= r \end{aligned} \tag{3-13}$$

Ces facteurs sont choisis en faisant varier q_r de 0 à 100, r de 0 à 100 tandis que q_e est gardée égale à 1.

La matrice Q devient :

$$Q = \begin{bmatrix} c_s^T & q_e & c_s & 0 \\ 0 & & & q_r \end{bmatrix} \tag{3-14}$$

Avec :

$$c_s = [0 \quad 1]$$

donc Q est donnée par :

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_r \end{bmatrix} \tag{3-15}$$

3.4.2 COEFFICIENTS DE LA CONTRE-REACTION D'ETAT

En se basant sur les relations (1-19), (1-20), pour le cas du système à régler monovariable, le vecteur ligne k^T de la

contre réaction d'état est donné par :

$$k^T = (H^T P H + r)^{-1} H^T P F \quad (3-16)$$

où P est calculée par la relation de récurrence :

$$P(i) = Q + F^T P(i-1) \left\{ [1 - H(H^T P(i-1) H + r)^{-1} H^T P(i-1)] F \right\} \quad (3-17)$$

Avec la valeur initiale pour la récurrence pour $i = 1$:

$$P(0) = Q$$

3.4.3 COEFFICIENTS DE L'INTERVENTION DIRECTE DE LA GRANDEUR DE CONSIGNE ET DE PERTURBATION :

Les coefficients k_w et k_v sont respectivement donnés par les relations :

$$k_w = (H^T P H + r)^{-1} H^T (T - P H_w) \quad (3-18)$$

$$k_v = (H^T P H + r)^{-1} H^T (S + P H_v) \quad (3-19)$$

avec :

T et S sont respectivement les solutions des équations :

$$T(i) = c^T q_0 + \left\{ [1 - H(H^T P(i-1) H + r)^{-1} H^T P(i-1)] F \right\}^T (T(i-1) - P(i-1) H_w) \quad (3-20)$$

$$S(i) = \left\{ [1 - H(H^T P(i-1) H + r)^{-1} H^T P(i-1)] F \right\}^T (S(i-1) + (P(i-1) H_v) \quad (3-21)$$

Avec les valeurs initiales pour la récurrence pour $i = 1$

$$T(0) = c^T q_0$$

$$S(0) = 0$$

3.5 REPONSES INDICIELLES :

Les coefficients de réglage sont obtenus par un calcul numérique dont le programme est élaboré à partir de l'organigramme de la figure (3-2).

Les figures (3-3) et (3-4) représentent les influences du facteur de pondération q_r sur les réponses indicielles du système respectivement à un échelon de consigne de 1500 (tours/min) à vide, ensuite à un échelon de consigne de 1500 (tours/min) en charge de 0,66 (N.m).

On a fixé $r = 10$ et pris trois valeurs de q_r . On constate une rapidité du réglage lorsque q_r augmente mais aussi un grand dépassement.

Les figures (3-5) et (3-6) montrent l'influence du facteurs de pondération r sur les réponses du système en fixant $q_r = 3$. On remarque que le régime transitoire diminue lorsque r augmente. Ainsi une augmentation du facteur de pondération r entraîne un ralentissement du phénomène transitoire.

Les coefficients de réglage obtenus pour les facteurs de pondération :

$r = 10$, $q_r = 3$ et $q_v = 1$ sont :

$$k^r = [-0,00001 \quad 0,00370 \quad -0,00100]$$

$$k_w = -0,0104 \quad ; \quad k_v = -0,0044$$

L'influence de l'apparition d'une perturbation de charge en régime établi est donnée par les réponses indicielles (figures (3-7) et (3-8)). On remarque à partir de ces résultats que celle-ci n'affecte pas la grandeur de sortie.

On peut dire que le choix des facteurs de pondérations a donné un réglage avec de bonnes performances.

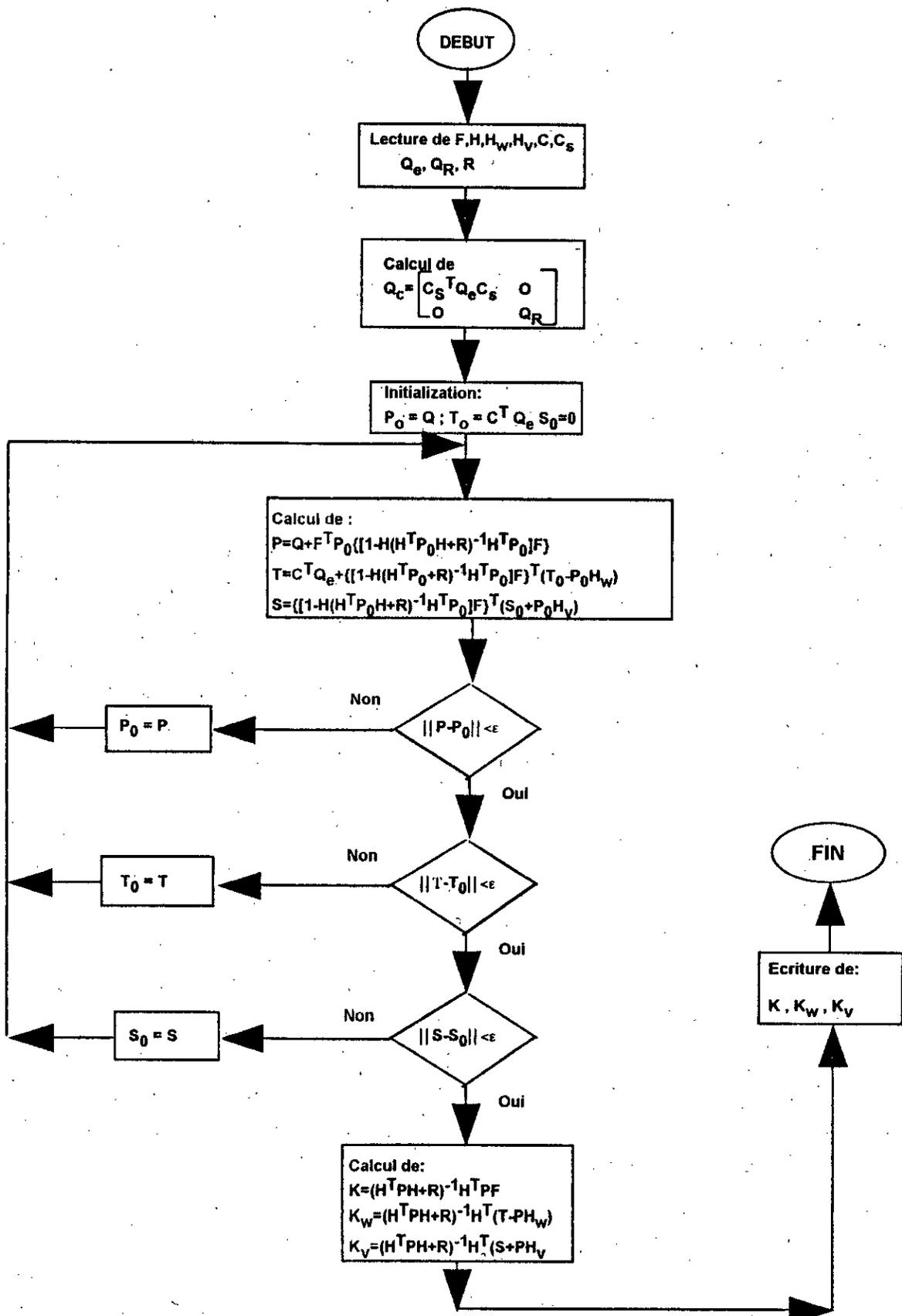


Fig (3-2) Organigramme de calcul des coefficients de réglage K, K_w et K_v

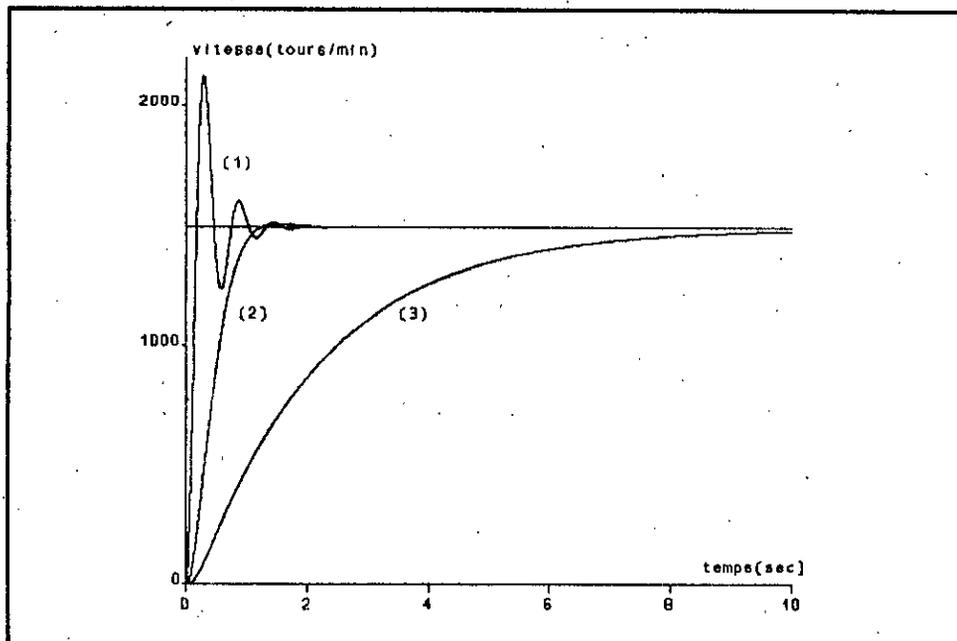


Figure (3-3) Réponse indicielle du système globale par rapport à la grandeur de consigne pour $r=10$.
 (1): $q_r = 10$; (2): $q_r = 3$; (3): $q_r = 2$

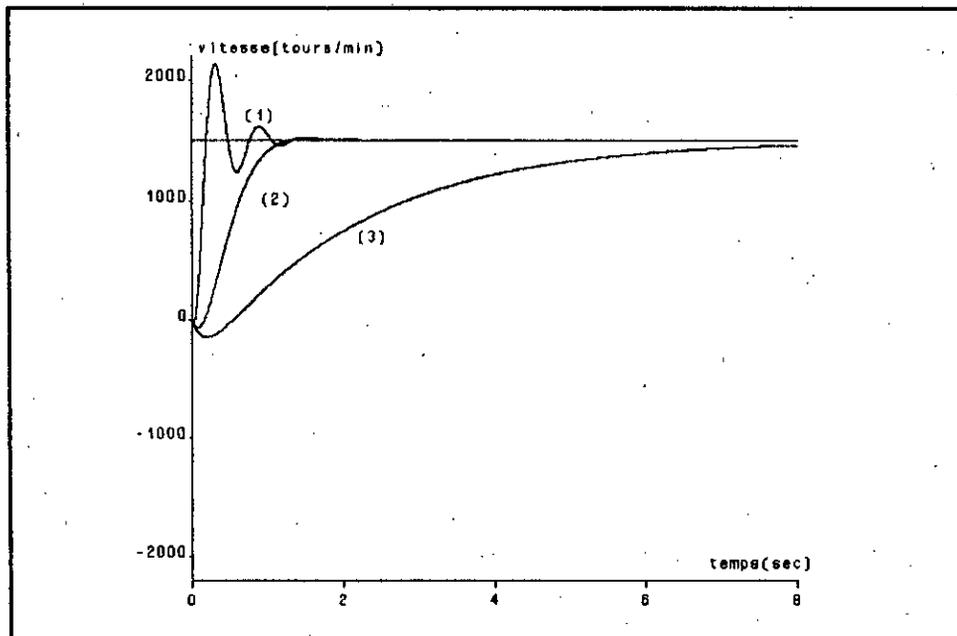


Figure (3-4) Réponse indicielle du système globale à une consigne de 1500(tours/min) et une perturbation égale à 0,66 (N.m) pour $r=10$.
 (1): $q_r = 10$; (2): $q_r = 3$; (3): $q_r = 2$

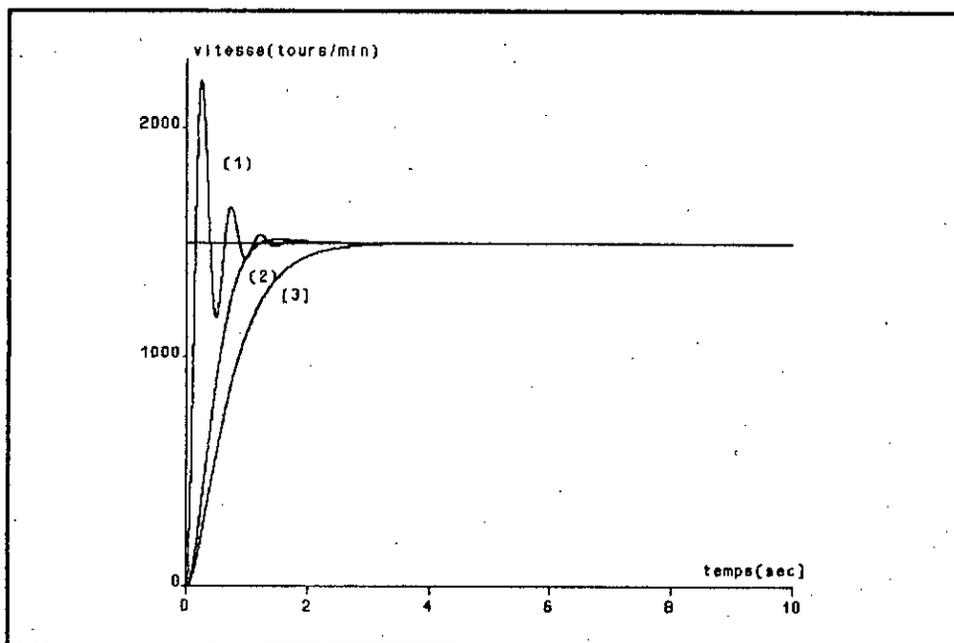


Figure (3-5) Réponse indicielle du système global par rapport à la grandeur de consigne pour $q_r = 3$.
 (1) : $r = 1$; (2) $r = 10$; (3) $r = 20$

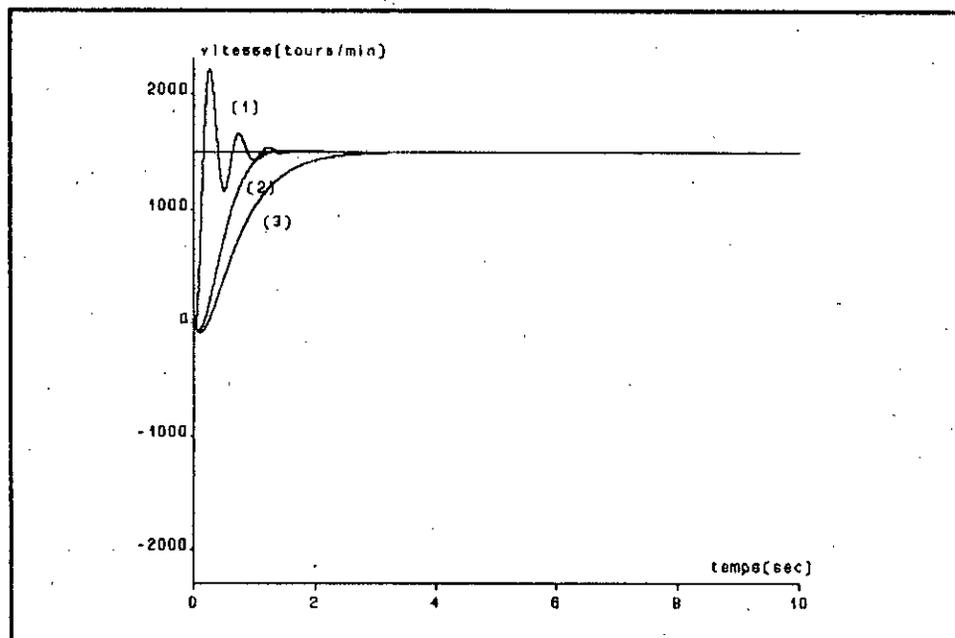


Figure (3-6) Réponse indicielle du système global à une consigne de 1500 (tours/min) et une perturbation égale à 0,66 (N.m) pour $q_r = 3$.
 (1) : $r = 1$; (2) $r = 10$; (3) $r = 20$

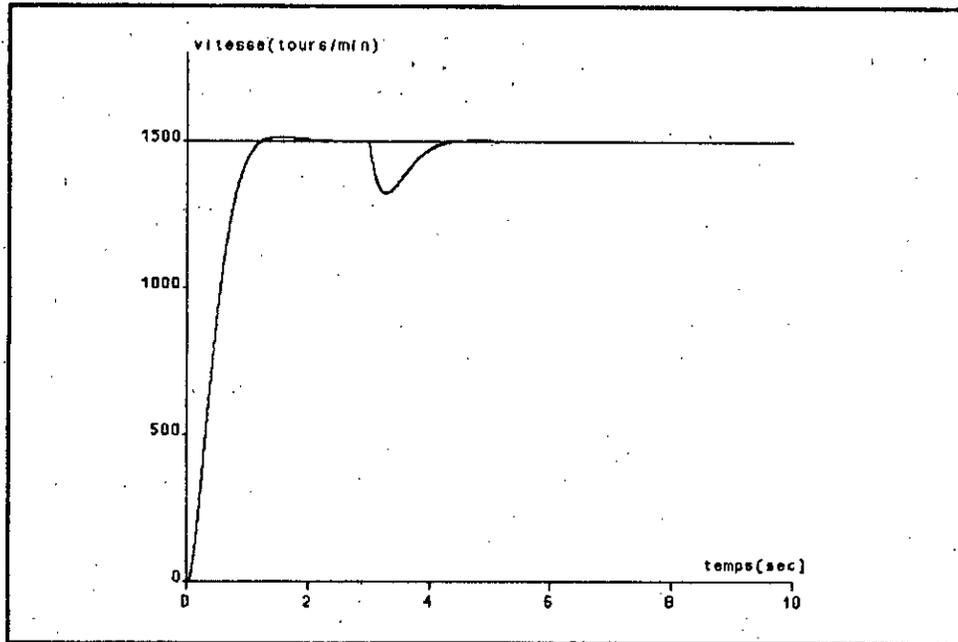


Figure (3-7) Influence de la perturbation en régime établi pour $q_r=3$, $r=10$ et $T_R = 0,66$ (N.m)

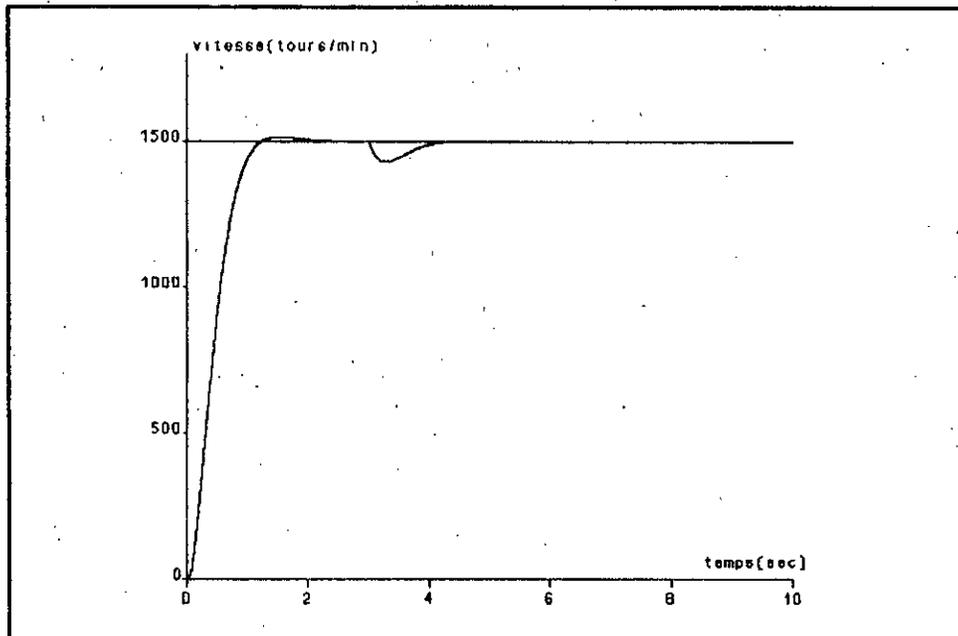


Figure (3-8) Influence de la perturbation en régime établi pour $q_r=3$, $r=10$ et $T_R = 0,26$ (N.m)

CHAPITRE IV

CHAPITRE 4

SYNTHESE DU REGULATEUR D'ETAT DE VITESSE PAR PLACEMENT DES POLES

Au chapitre précédent, les calculs d'optimisation effectués ont permis de déterminer la structure optimale de réglage ainsi que les coefficients de la contre-réaction d'état et de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation par un calcul récursif. Le calcul numérique correspondant est assez volumineux et nécessite toujours l'emploi d'un ordinateur. En plus le comportement dynamique du système dépend fortement des coefficients de pondération.

Ce chapitre est consacré à la détermination des coefficients de réglage du système global en utilisant la méthode de placement des pôles. En gradant la même structure de réglage de vitesse donnée à la figure (3-1), les coefficients de réglage sont déterminés en imposant les valeurs propres de la matrice F_G du système global fermé.

4.1 EQUATIONS D'ETAT DU SYSTEME GLOBAL :

Le système échantillonné en boucle ouverte étant défini par les équations d'état suivantes :

$$x(k+1) = F x(k) + h U_Q(k) + h_W W_C(k) + h_V T_R(k) \quad (4-1)$$

$$Y(k) = C x(k) \quad (4-2)$$

En introduisant la grandeur de commande donnée par la relation (1-49), les équations d'état du système global en boucle fermée deviennent :

$$x(k+1) = F_G x(k) + h_{GW} W_C(k) + h_{GV} T_R(k) \quad (4-3)$$

$$Y(k) = c x(k) \quad (4-4)$$

avec :

$$F_G = F - h k^T \quad (4-5)$$

$$h_{GW} = h_W + h k_W \quad (4-6)$$

$$h_{GV} = h_V - h k_V \quad (4-7)$$

4.2 DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE REGLAGE :

Selon la relation (4-5), la matrice F_G du système global fermé dépend des coefficients k^T de la contre-réaction d'état. Ces coefficients peuvent être déterminés en imposant les valeurs propres de la matrice F_G qui dépendent des pôles imposés ceci nécessite un bon choix de ces pôles.

4.2.1 CHOIX DES POLES :

Afin d'obtenir un comportement dynamique satisfaisant du réglage d'état, il est indispensable de faire un choix adéquat des pôles à imposer.

Le système à régler étant du troisième ordre, pour cela il est choisi une paire de pôles complexes conjugués correspondant à un amortissement relatif optimal et un pôle réel, à savoir :

$$Z_{1,2} = 0,7077 \pm j 0,2189$$

$$Z_3 = 0,71$$

4.2.2 DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE LA CONTRE REACTION D'ETAT:

Les coefficients k^T de la contre-réaction d'état sont déterminés en établissant la matrice de commandabilité Q_c donnée par la relation (1-60)

Pour le cas du système à régler du troisième ordre Q_c devient :

$$Q_c = [h \quad Fh \quad F^2h] \quad (4-8)$$

Celle-ci permet de déterminer le vecteur ligne e^T :

$$e^T = [0 \quad 0 \quad 1] Q_c^{-1} \quad (4-9)$$

Le vecteur ligne k^T est donné par la relation :

$$k^T = \alpha_0 e^T + \alpha_1 e^T F + \alpha_2 e^T F^2 + e^T F^3 \quad (4-10)$$

où :

α_0 , α_1 et α_2 sont les coefficients de l'équation caractéristique imposée qui est donnée par :

$$p(Z) = (Z-Z_1)(Z-Z_2)(Z-Z_3) = 0 \quad (4-11)$$

d'où :

$$Z^3 + \alpha_2 Z^2 + \alpha_1 Z + \alpha_0 = 0 \quad (4-12)$$

avec :

$$\alpha_2 = -2,1255 \quad ; \quad \alpha_1 = 1,5538 \quad ; \quad \alpha_0 = -0,3897$$

Enfin, le vecteur k^T est :

$$k^T = [0,0004 \quad 0,0142 \quad -0,0020]$$

4.2.3 DETERMINATION DES COEFFICIENTS K_w ET K_v :

En imposant à la grandeur d'état du régulateur d'être nulle en régime établi, les coefficients k_w et k_v donnés respectivement par les relations (1-67) et (1-68) prennent les valeurs :

$$k_w = 5,8367 \quad ; \quad k_v = 2,2570$$

Une autre possibilité pour la détermination des coefficients k_w et k_v consiste à compenser un pôle du système global fermé.

D'où en gardant la valeur précédente de k_v il vient :

$$k_w = \frac{k_R}{1 - Z_g} \quad (4-13)$$

d'où :

$$k_w = 0,0067$$

- Un programme de calcul des coefficients de réglage est élaboré à partir de l'organigramme donné par la figure (4-1).

4.3 REPONSES INDICIELLES :

La figure (4-2) montre l'influence des pôles sur le comportement de la grandeur à régler. On remarque que plus des pôles se déplacent vers l'origine plus l'origine transitoire diminue. Ainsi, on peut dire que le choix des pôles $Z_{1,2} = 0,7077 \pm j 0,2189$; $Z_g = 0,71$ a donné le meilleur réglage pour la réponse à vide (figure (4-2)) et pour la réponse en charge (figure (4-3)).

L'influence de l'apparition d'une perturbation en régime établi est donné par les réponses indicielles (figure (4-4)).

On remarque que notre réglage atténue rapidement l'effet de la perturbation.

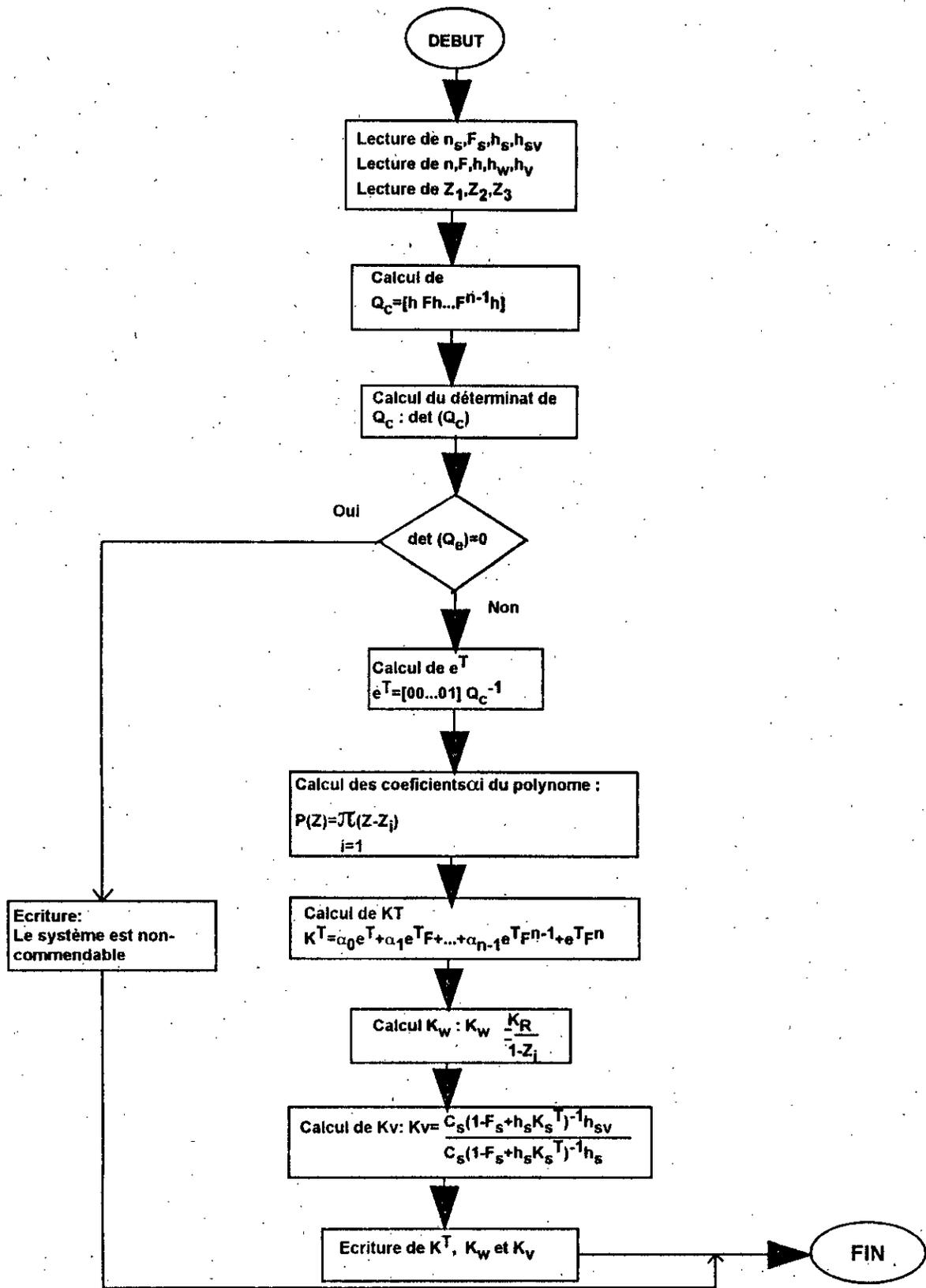


Fig (4-1) Organigramme de calcul des coefficients K^T, K_w et K_v

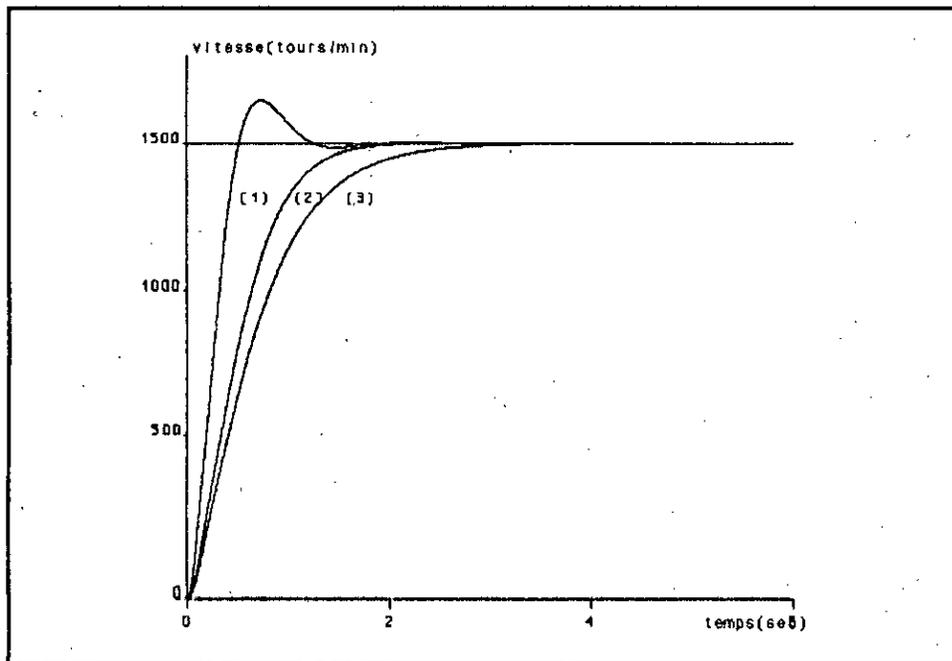


Figure (4-2) Influence des pôles sur la réponse indicielle du système.

- (1) : $Z_{1,2} = 0,6174 \pm j 0,2610$; $Z_3 = 0,62$
- (2) : $Z_{1,2} = 0,7077 \pm j 0,2189$; $Z_3 = 0,71$
- (3) : $Z_{1,2} = 0,7264 \pm j 0,2089$; $Z_3 = 0,73$

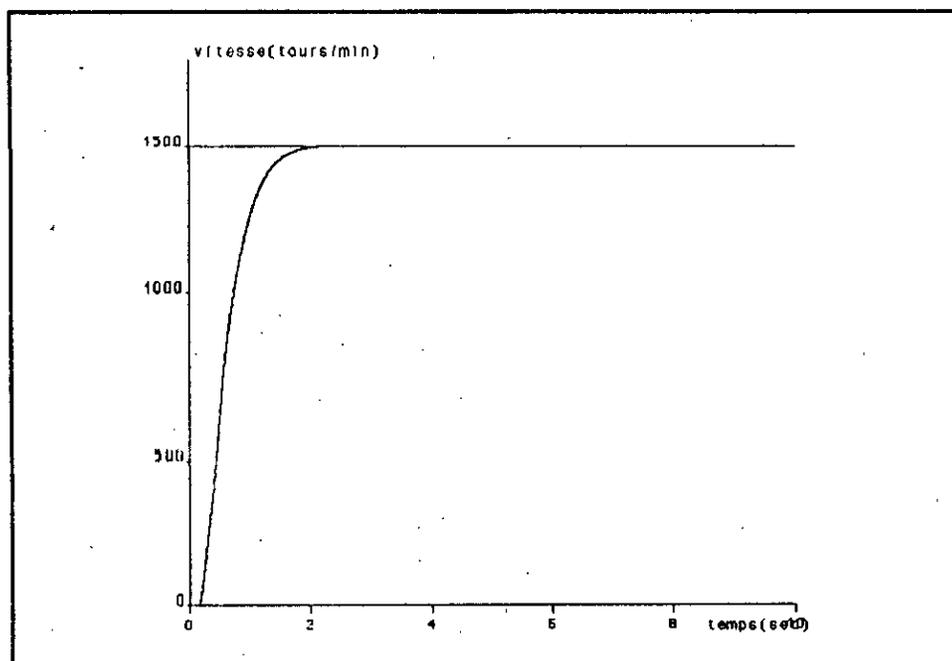
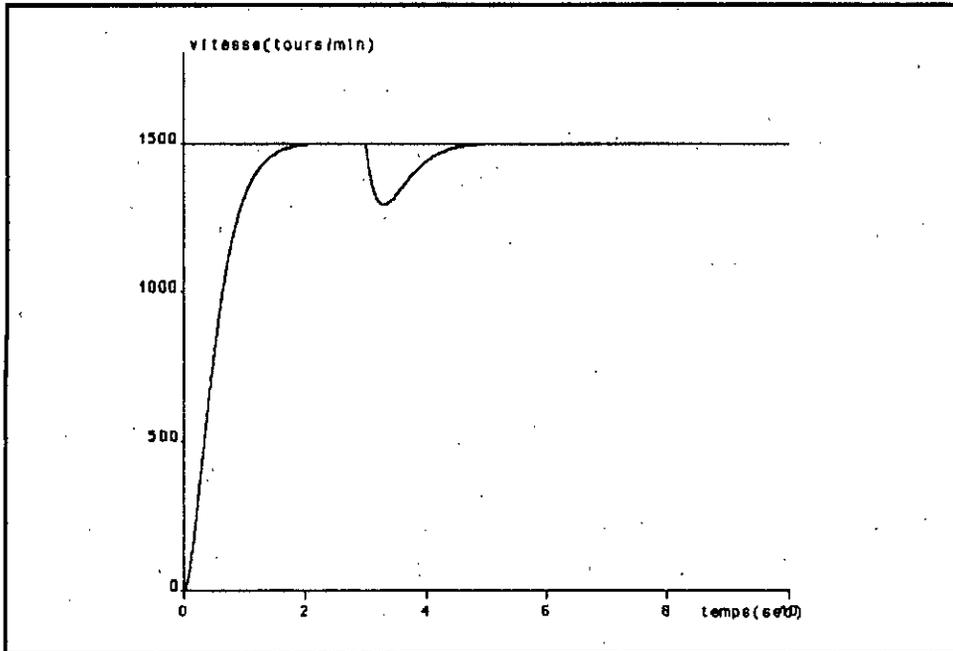
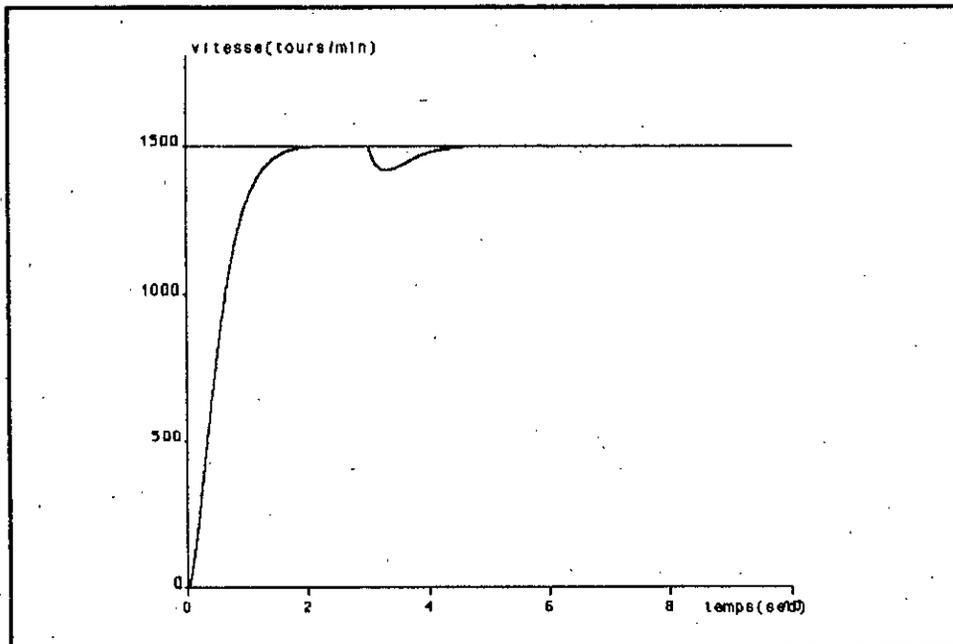


Figure (4-3) Réponse indicielle du système global à une consigne de 1500 (tours/min) et une perturbation de 0,66 (N.m) selon le choix des pôles:
 $Z_{1,2} = 0,7077 \pm j 0,2189$; $Z_3 = 0,71$



$$T_R = 0,66 \text{ (N.m)}$$



$$T_R = 0,26 \text{ (N.m)}$$

Figure (4-4) Influence de la perturbation en régime établi sur la réponse indicielle du système.

CHAPITRE V

CHAPITRE 5

SIMULATION NUMERIQUE DE L'ACTIONNEUR ASYNCHRONE A FLUX ORIENTE

Après avoir étudié le modèle de l'actionneur asynchrone équivalent à celui d'un moteur à courant continu, il est nécessaire d'effectuer une simulation numérique du système complet (actionneur, commande vectorielle et régulateur d'état) afin de mettre en évidence les écarts entre le système réel et le modèle qui en a été adopté, d'estimer les conditions de démarrage et de voir les performances du réglage d'état soit en régime établi, soit à la suite d'une perturbation sur le système.

5.1 SIMULATION DU REGLAGE D'ETAT PAR MINISATION D'UN CRITERE QUADRATIQUE :

Ce schéma bloc du circuit de réglage du système global est représenté à la figure (5-1). Le découplage entre les axes "d" et "q" réalisé par la méthode du flux orienté conduit à transformer notre système initial comportant deux entrées et deux sorties en deux sous systèmes mono-entrée mono-sortie (SISO). Ceci permet d'étudier séparément les boucles de régulation de flux et de couple.

La commande de flux est assurée par U_d (retour d'état de découplage) tandis que, la commande de couple est assurée par U_q .

On supposant que le flux rotorique dans l'axe d est maintenu à sa valeur de référence $\phi_{rd} = 0,3Wb$, la grandeur optimale de commande U_q est donnée par la relation :

$$U_q(k) = -k^T x(k) + k_v W_o(k) - k_v T_R(k)$$

Les coefficients de réglage de la vitesse déterminés par la méthode de minimisation d'un critère quadratique sont :

$$k^T = [-0,00001 \quad 0,00370 \quad -0,0010]$$

$$k_w = -0,0104 \quad ; \quad k_v = -0,0044$$

pour les coefficients de pondération :

$$r = 10 \quad , \quad q_r = 3 \quad \text{et} \quad q_\omega = 1.$$

La période d'échantillonnage adoptée pour la simulation numérique du système complet (moteur asynchrone, commande vectorielle et régulateur d'état) est de 2 ms.

Nous avons effectué tout d'abord la simulation du moteur lors d'un démarrage à vide avec une consigne de 1500 (tours/min) (figure (5-2)), ainsi nous avons relevé les comportements de la vitesse, courant de ligne, tension U_q , tension U_d , flux ϕ_{rd} et couple. D'après la courbe de vitesse, on peut dire que la différence entre la réponse du système réel et celle du modèle idéalisé équivalent à celui d'un moteur à courant continu (figure (3-3) (courbe (2))) reste faible.

Nous déduisons que les caractéristiques dynamiques (temps de réponse, dépassement) sont très performantes.

La figure (5-3) montre la réponse du système à un échelon de consigne de vitesse de 1500 (tours/min) et un couple résistant valant 50 % du couple nominal du moteur.

La compensation d'axe d remplit bien son rôle comme le montre la courbe du flux ϕ_{rd} .

La figure (5-4) montre les performances du système lors d'une variation de la charge sous forme d'échelon appliquée entre les instants $t = 2,5$ s et $t = 4$ s. Nous constatons une faible variation de la vitesse avant de reprendre sa valeur imposée, le courant augmente sous l'effet de la charge et le couple mécanique se met à la valeur imposée au couple de charge puis s'annule après élimination de la charge.

On peut dire que le réglage d'état par minimisation d'un critère quadratique a donné des performances très satisfaisantes.

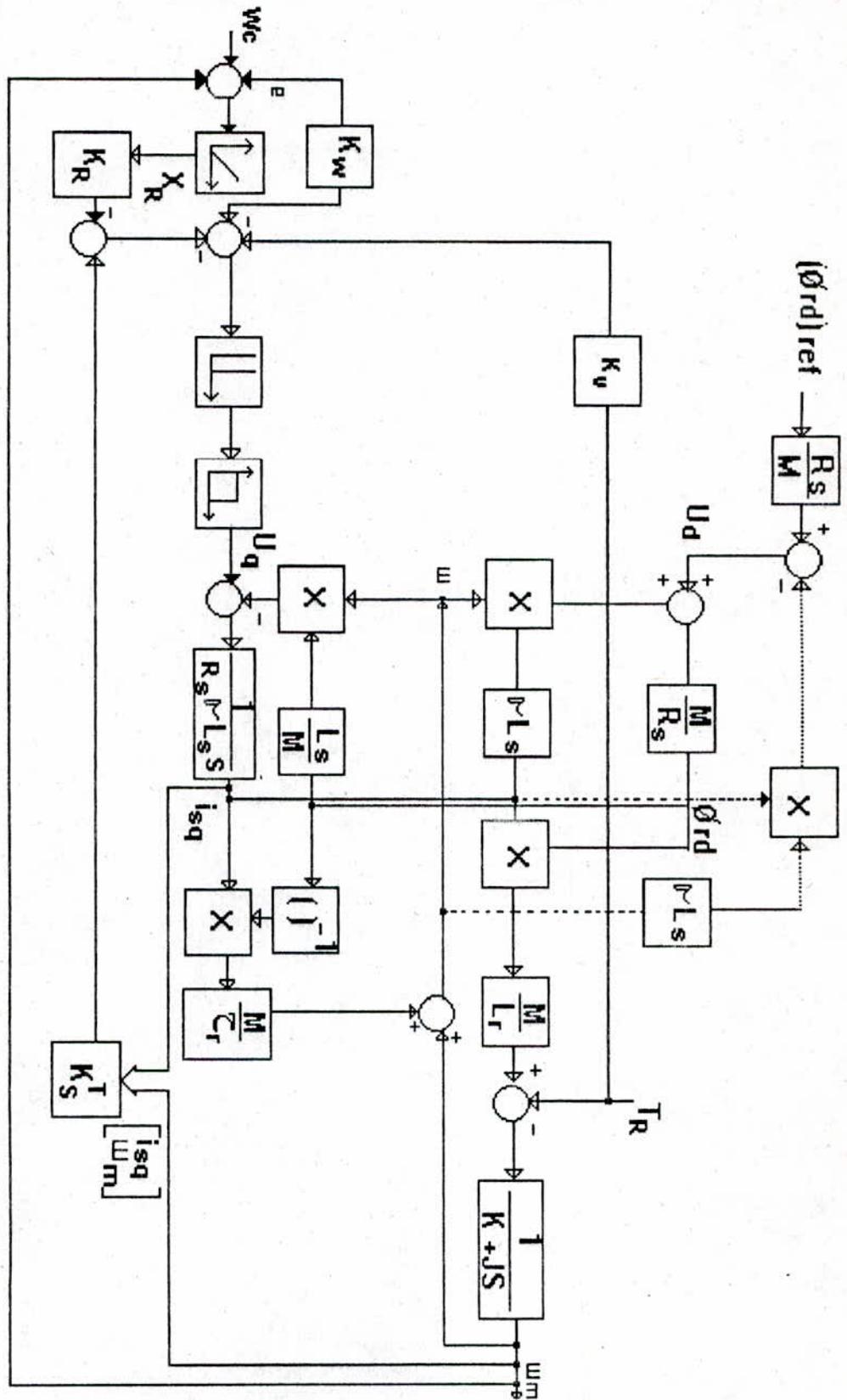


Figure (5-1) Structure de réglage de l'actionneur asynchrone à flux orienté

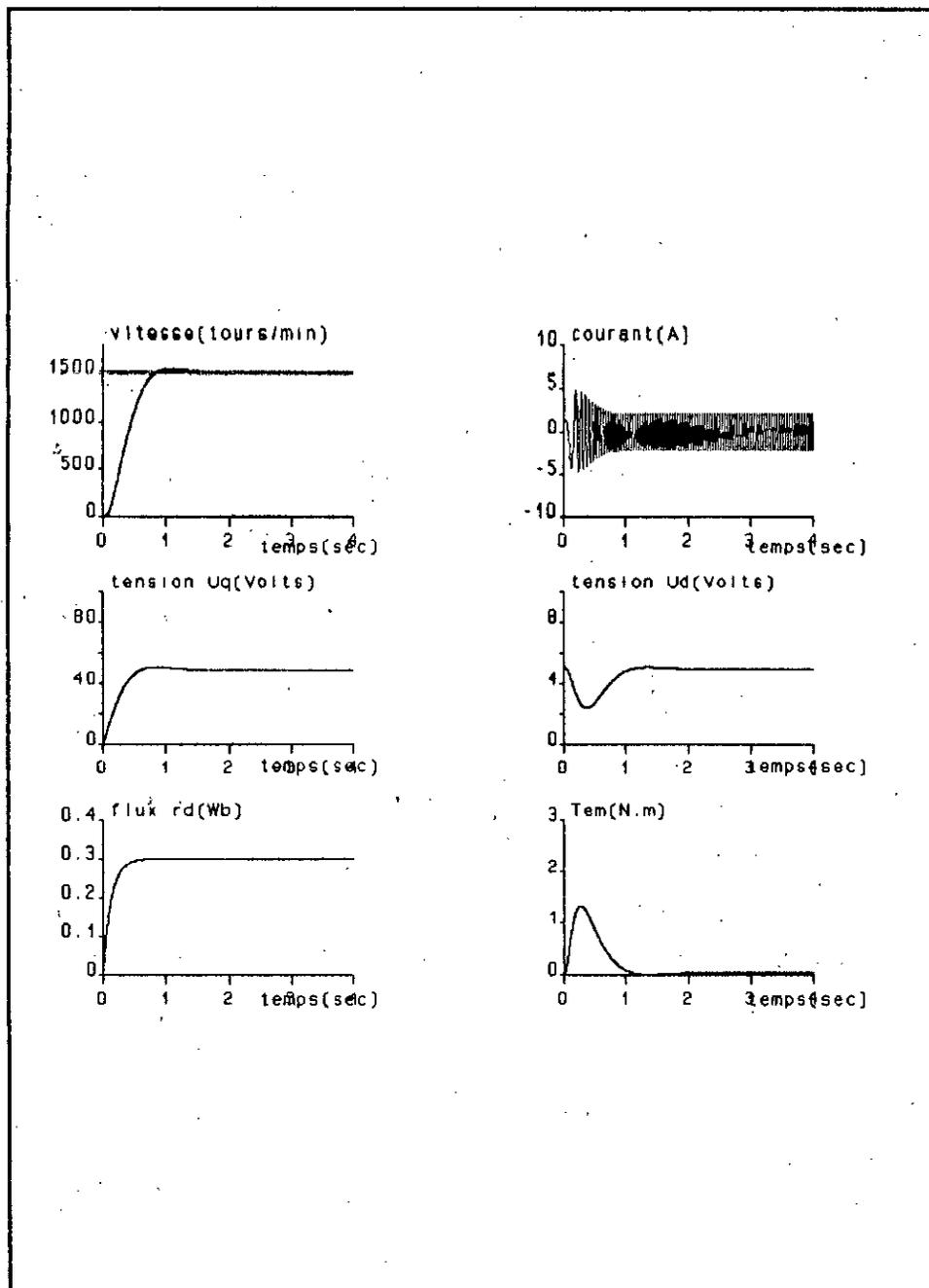


Figure (5-2) Réponse du système à une consigne de 1500 (tours/min) et sans charge.

* Minimisation d'un critère quadratique *

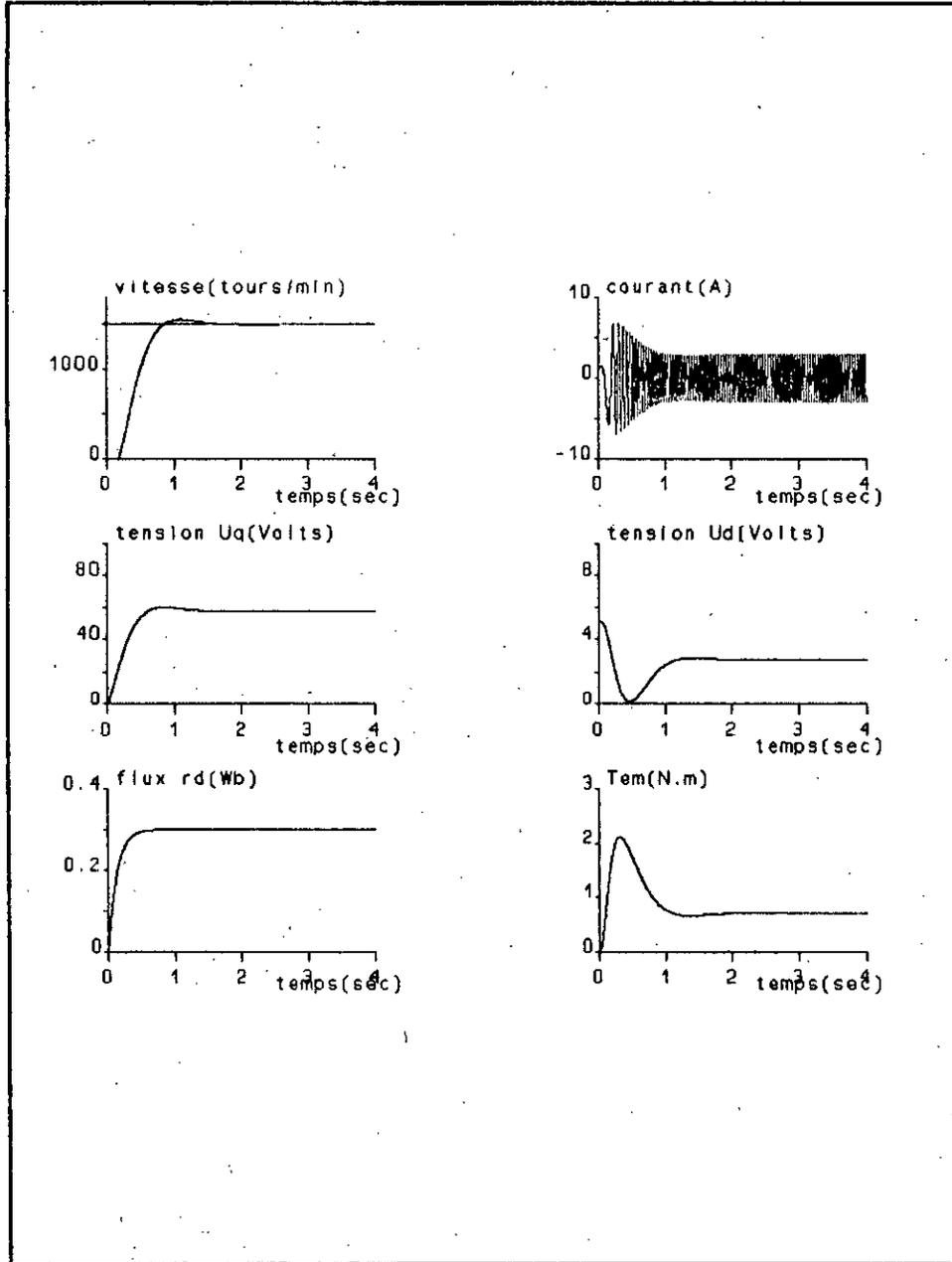


Figure (5-3) Réponse du système à une consigne de 1500 (tours/min) et un couple de résistant $T_R = 0,66$ (N.m)

* Minimisation d'un critère quadratique *

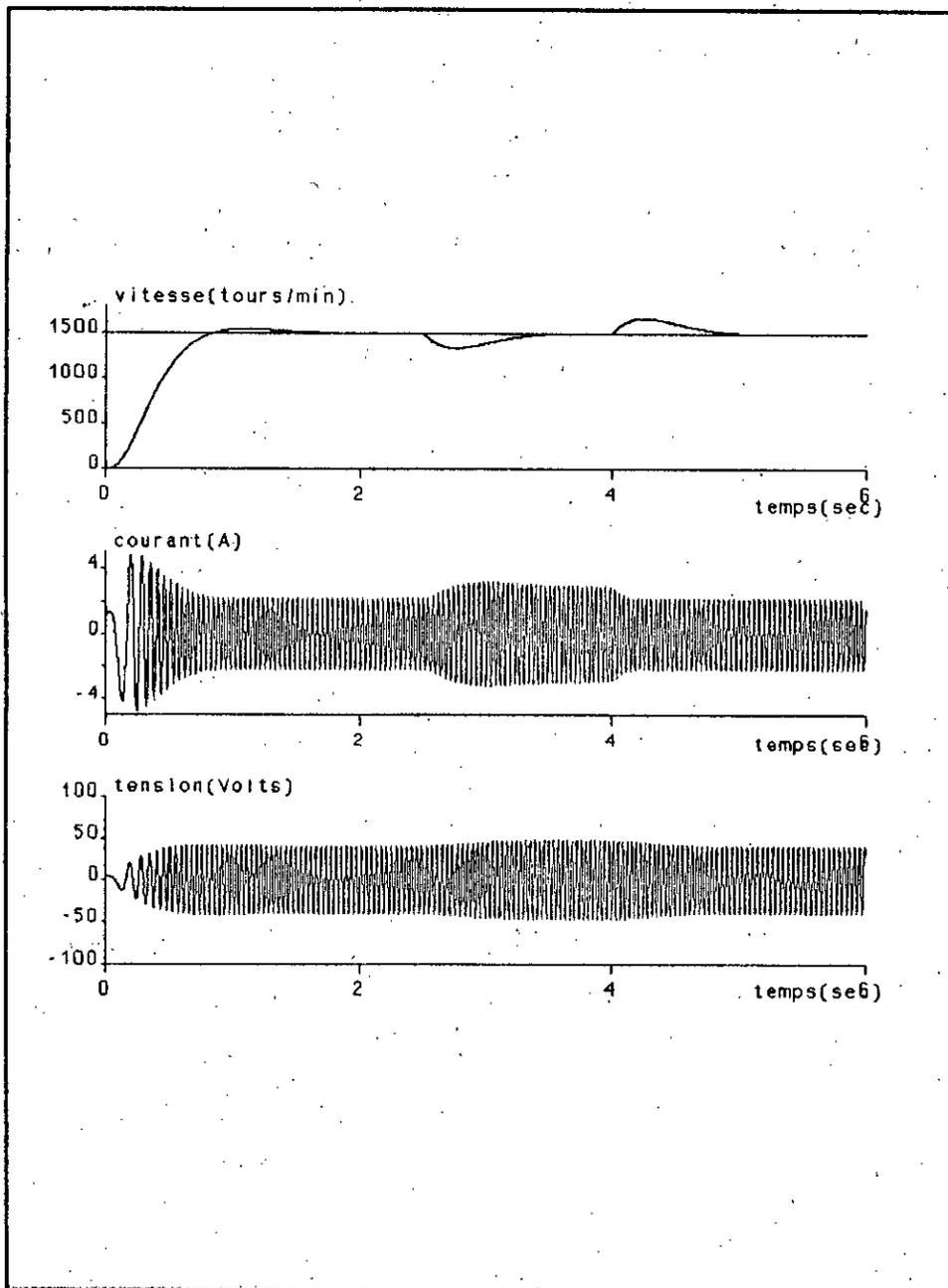


Figure (5-4) Réponse du système à une consigne de 1500 (tours/min). Influence de la charge en régime établi.

* Minimisation d'un critère quadratique *

5.2- SIMULATION DU REGLAGE D'ETAT PAR PLACEMENT DES POLES :

Il est à noter que la relation de la grandeur de commande reste inchangée . Ainsi la tension de commande de la vitesse de l'actionneur asynchrone est :

$$U_q(k) = -k^T x(k) + k_w W_o(k) - k_v T_R(k)$$

avec :

$$k^T = [0,0004 \quad 0,0142 \quad -0,0020]$$

$$k_w = 0,0067 \quad ; \quad k_v = 2,2570$$

pour les pôles :

$$Z_{1,2} = 0,7077 \pm j 0,2189$$

$$Z_3 = 0,71$$

Les figures (5-5) et (5-6) montrent le démarrage du moteur respectivement à vide et en charge, par contre la figure (5-7) représente le démarrage du moteur à vide et l'introduction d'une charge entre les instants $t = 2,5$ s et $t = 4$ s.

Le figure (5-8) donne les valeurs simulées de la vitesse et du courant durant une inversion de la vitesse de consigne de 1500 (tours/min) à -1500 (tours/min). On remarque que la vitesse suit fidèlement sa consigne après un transitoire caractérisé par un faible dépassement.

Enfin, la figure (5-9) représente la réponse de l'actionneur lorsque la condition initiale sur le flux de l'axe d est telle que :

$\phi_{rd} = 0,3$ Wb. Nous remarquons que le flux rotorique est maintenu à sa valeur de référence.

Cette méthode présente aussi des performances très satisfaisantes.

5.3 COMMENTAIRES :

Les résultats obtenus par les deux méthodes de réglage d'état sont satisfaisants et voisins, aussi bien lors d'une variation de vitesse de consigne que lors d'une variation de la perturbation de charge. La méthode du placement des pôles est avantageuse par rapport à la première qui est basée sur une variation arbitraire des facteurs de pondération car le choix judicieux de ces facteurs de pondération n'est pas immédiat, il nécessite le calcul des réponses indicielles pour plusieurs valeurs afin de déterminer les facteurs de pondération optimaux et ceci nécessite toujours l'emploi d'un ordinateur. On peut dire aussi que le phénomène physique est plus clair en manipulant les pôles du système en boucle fermée qu'en manipulant des facteurs de pondération.

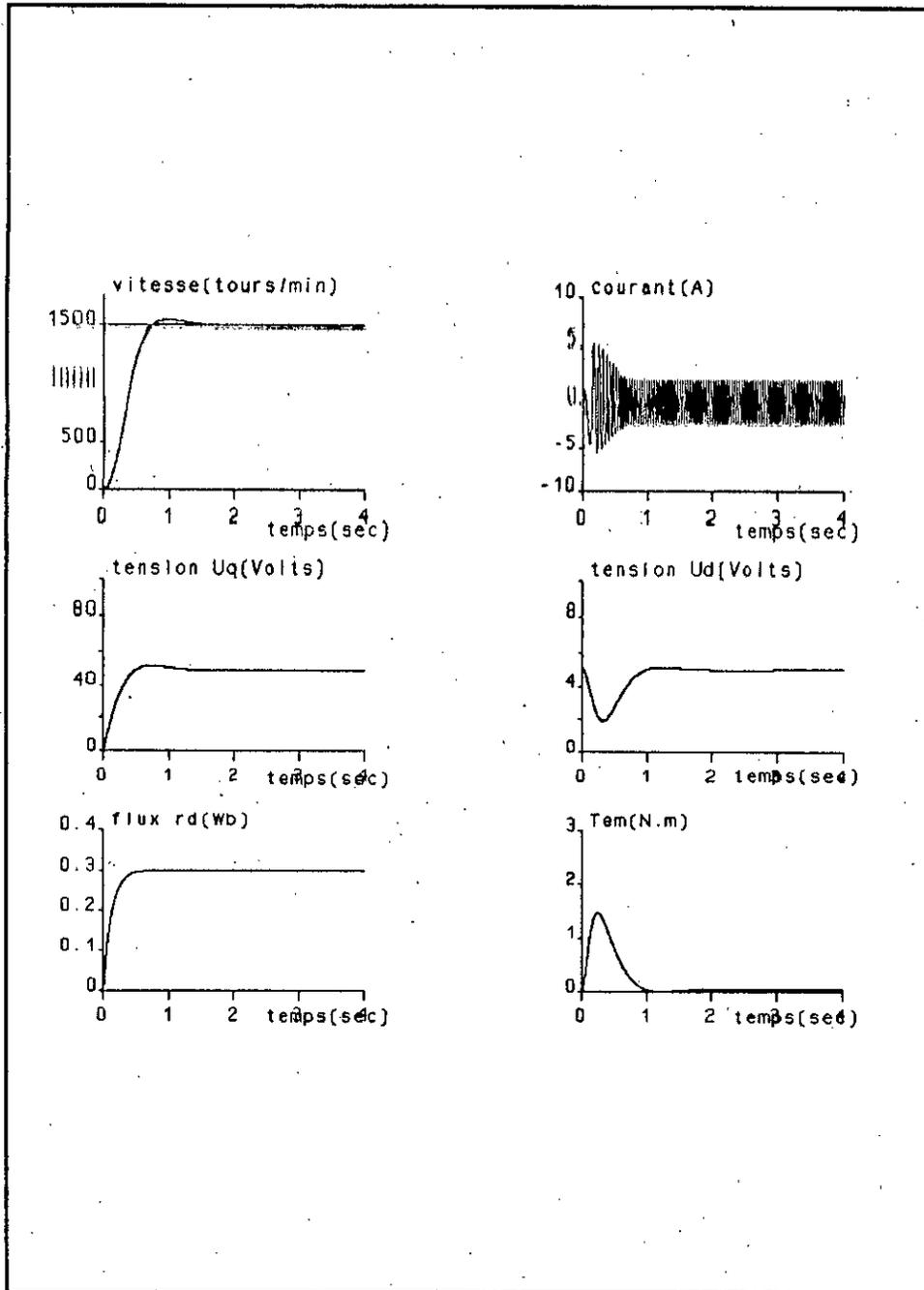


Figure (5-5) Réponse du système à une consigne de 1500 (tours/min) et sans charge.

* Placement des pôles *

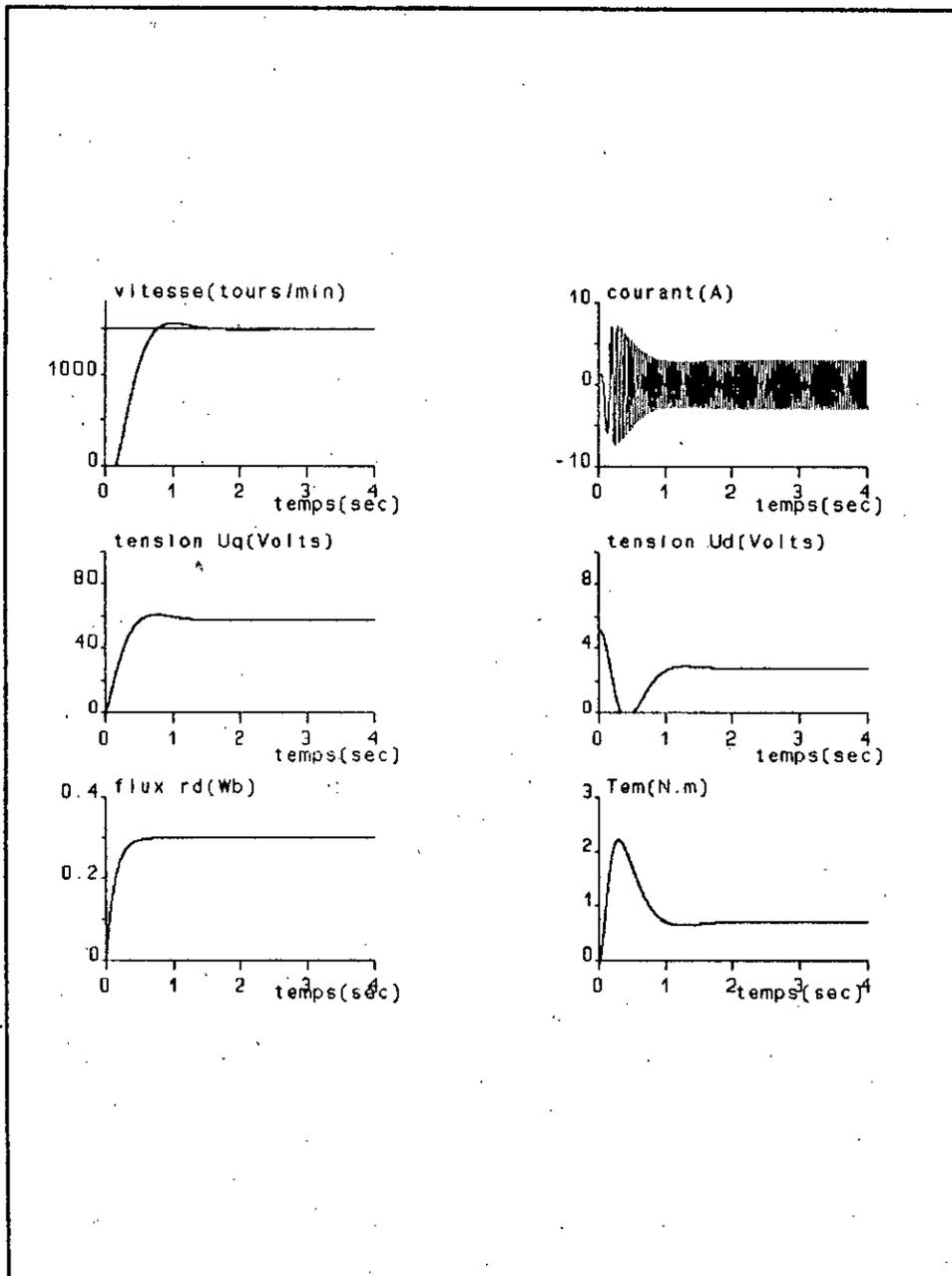


Figure (5-6) Réponse du système à une consigne de 1500 (tours/min) et un couple de résistant $T_R = 0,66$ (N.m)

* Placement des pôles *

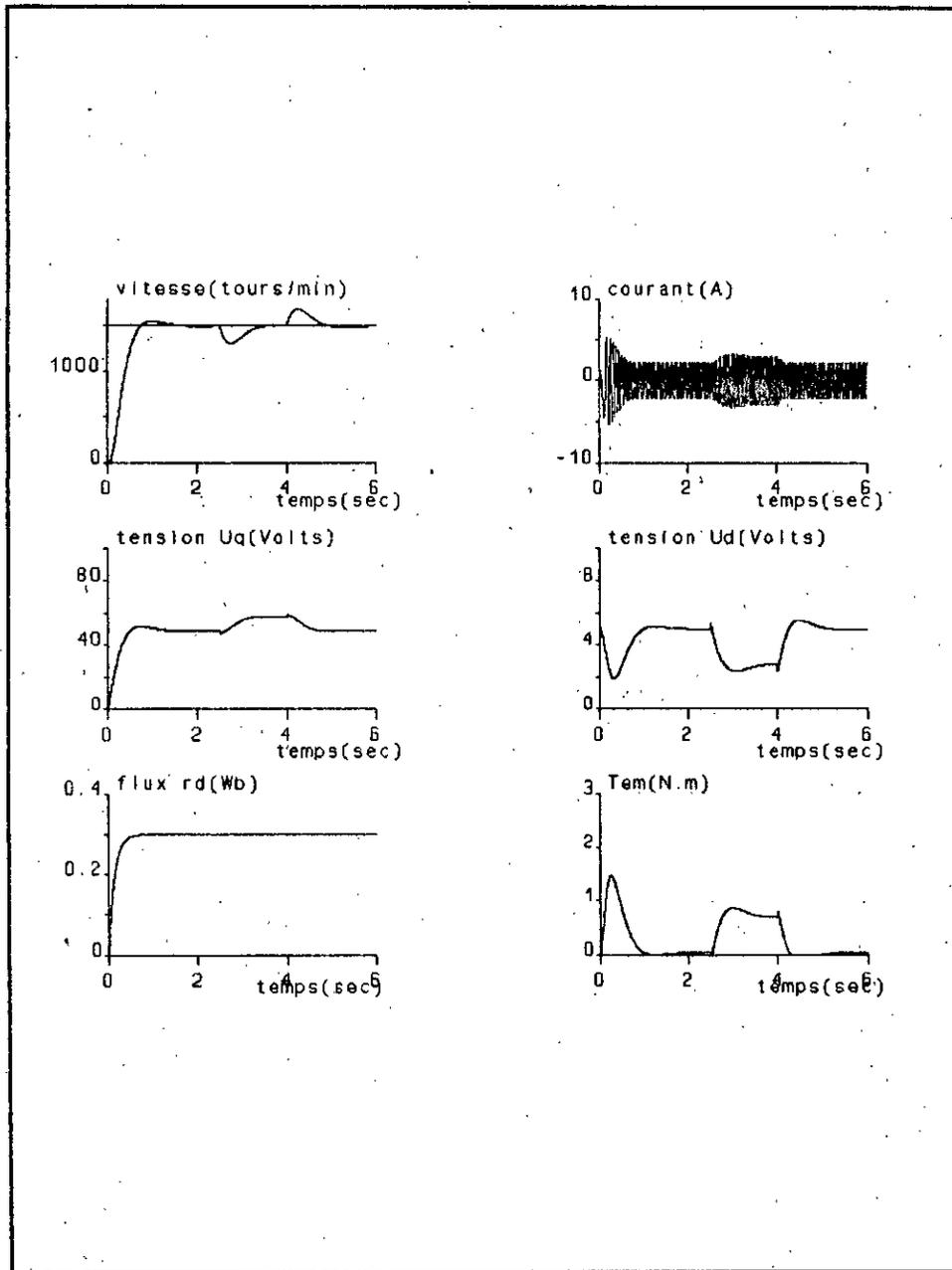


Figure (5-7) Réponse du système à une consigne de 1500 (tours/min). Influence de la charge en régime établi.

* Placement des pôles *

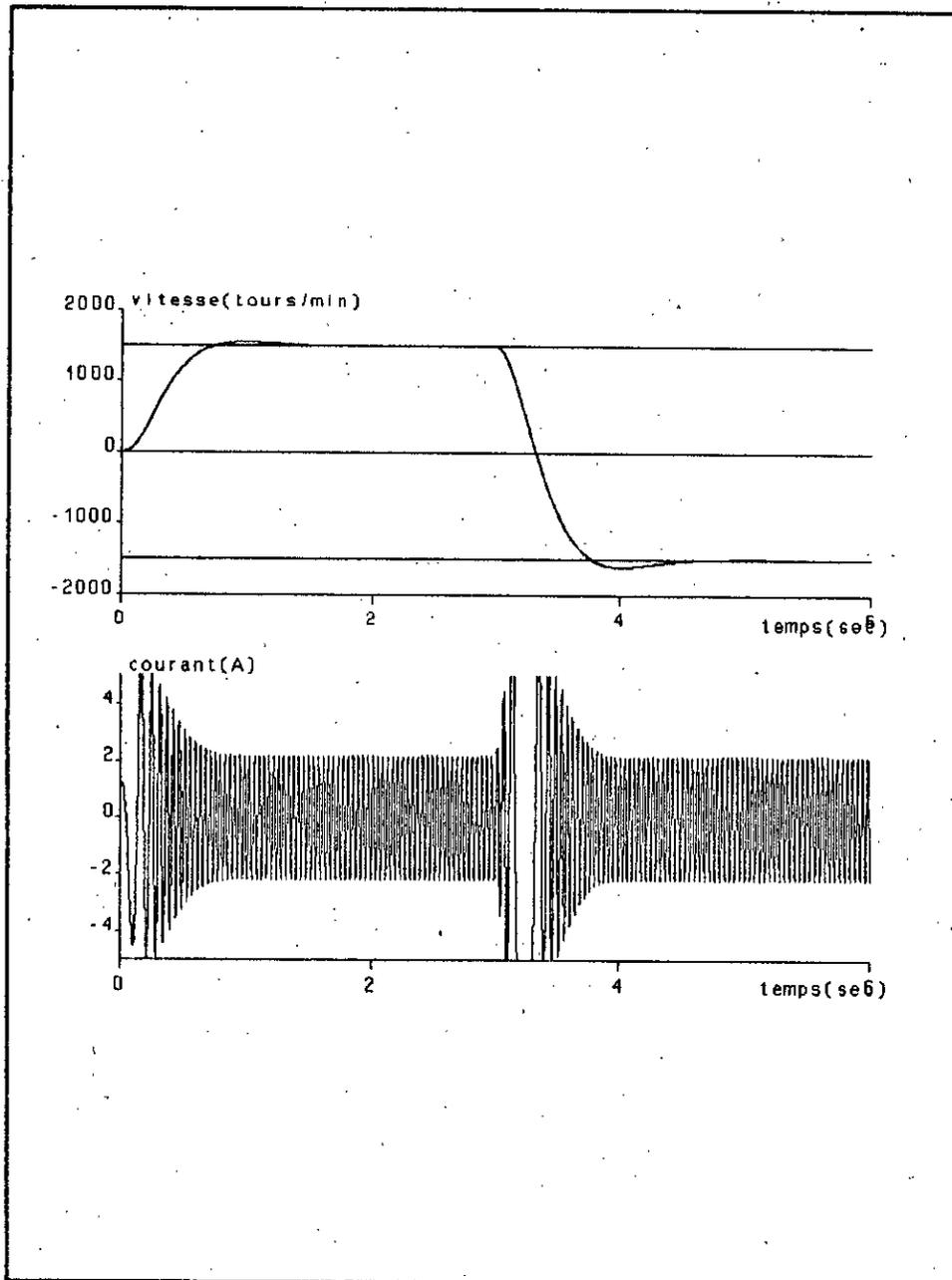


Figure (5-8) Réponse du système à une inversion de vitesse de consigne de 1500 (tours/min) à -1500 (tours/min).

* Placement des pôles *

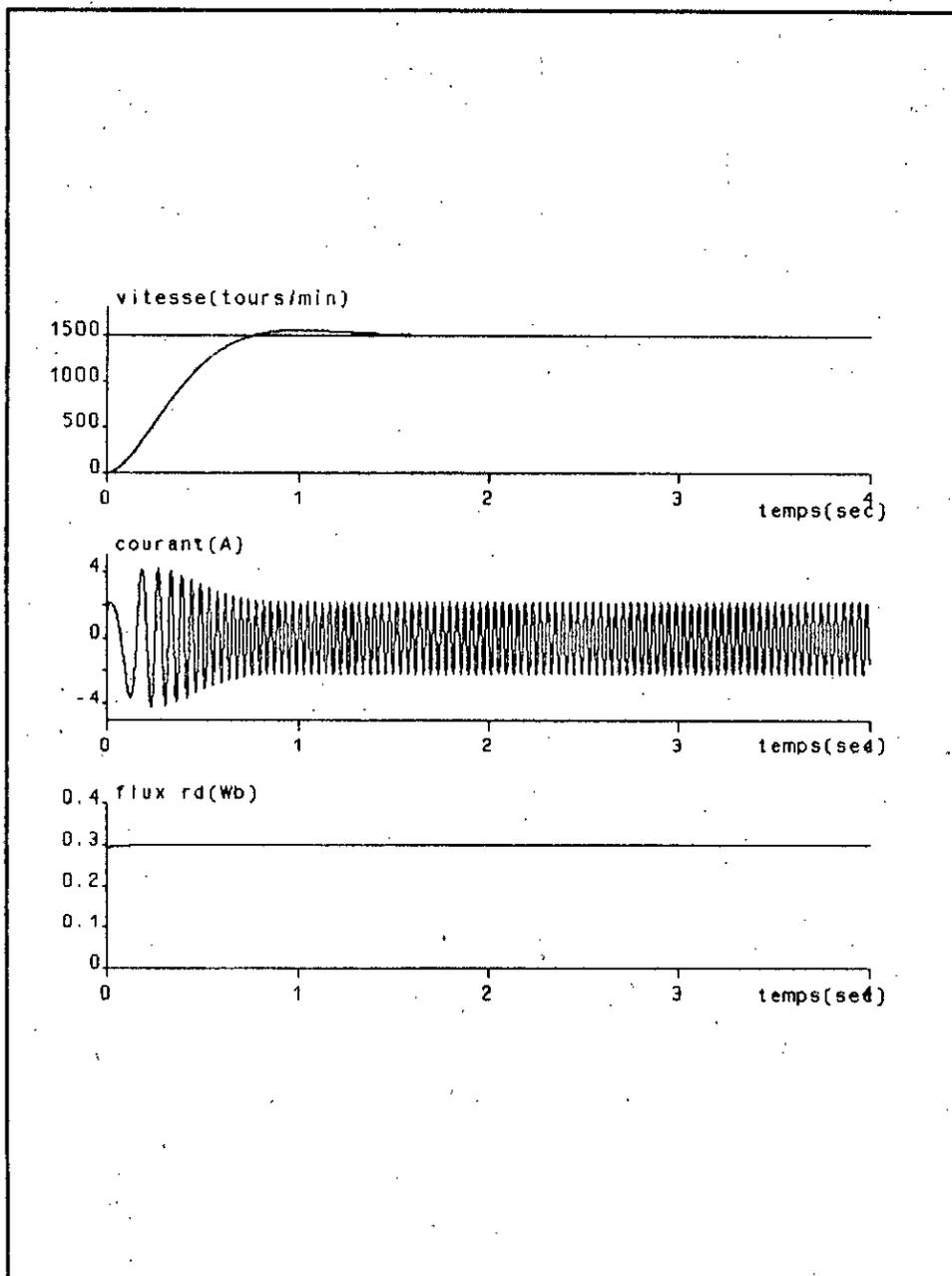


Figure (5-9) Réponse du système avec la condition initiale $\phi_{rd} = 0,3$ Wb.

* Placement des pôles *

CONCLUSION

CONCLUSION GENERALE :

Cette étude nous a permis de voir les performance de la commande par orientation de flux qui est un outil de commande fort intéressant permettant de traiter la machine asynchrone de façon semblable à celle de la machine à courant continu d'où la possibilité de découplage tant recherchée.

Après avoir étudié le réglage d'état par minimisation d'un critère quadratique et par placement des pôles et analyser les performances dynamiques du système, on peut constater que les résultats sont très voisins et qu'il existe une analogie entre les deux types de commande.

Le traitement dans l'espace d'état d'une régulation numérique pose beaucoup de problème mathématiques en particulier pour la première méthode, néanmoins son avantage réside dans le fait qu'en plus des grandeurs de consigne et de sortie, de tenir compte des grandeurs d'état à tout instant dans le calcul de la commande.

D'après les résultats obtenus, les performances sont très satisfaisantes aussi bien lors d'une variation de vitesse de consigne que lors une variation de la perturbation.

L'étude de l'actionneur asynchrone a été faite sans l'introduction de limiteur de courant, cependant il est souhaitable d'introduire une limitation du courant pour protéger le système lors des grandes variations en charge.

Cette étude peut être aussi poursuivie en introduisant des observateurs (états, perturbations) dans le réglage, en faisant un traitement multivariable du réglage,...

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] H. BUHLER, réglages échantillonnés, vol 2, Traitement dans l'espace d'état. Presses polytechniques romandes - 1983.
- [2] K.J. ASTROM, B. WITTENMARK, computer controlled systems : Theory and design. Prentice - Hall International Editions - 1990.
- [3] C. FOULARD, S. GENTIL, J.P. SANDRAZ, commande et régulation par ordinateur numérique. Edition EYROLLES - 1977.
- [4] H. BUHLER, Réglages échantillonnés, Vol 1, Traitement par la transformée en Z. Presses polytechniques romandes - 1982.
- [5] R. ISERMAN, Digital control systems. Vol 1, deterministic control. Springer Verlag 1989.
- [6] B. FRIEDLAND, Control system design (An introduction to state space methods). MCGRAW Hill book company. International. Edition 1987.
- [7] Y. SEVELY, Systèmes et asservissements linéaires échantillonnés. 2^{ème} Edition 1973.
- [8] J. DENTE, R. FARIA, F. LABRIQUE, B. ROBYNS.
A low cost digital field oriented control system for an induction machine.
International conference on modeling and simulation of electrical machines. Nancy, Septembre 1990.
- [9] B. ROBYNS, F. LABRIQUE, H. BUYSE.
Position tracking control with an induction actuator using pole placement and decoupling state feedback.
IMACS, Symposium on modeling and control of technological systems. CASABLANCA, 7-10 Mai 1991.

- [10] B.ROBYN, D.GALARDINI, R.GOREZ, F.LABRIQUE, H.BUYSE,
Asservissement de vitesse d'un actionneur asynchrone par modèle
de l'actionneur et de sa commande vectorielle.
Journées d'études sur les asservissements électromécaniques
rapides, Metz 21 et 22 Octobre 1992.
- [11] B.ROBYNS, COMMANDES MULTIVARIABLES ÉVOLUÉES D'ACTIONNEURS
ASYNCHRONES.
Premier rapport de synthèse concernant le travail de Doctorat.
Université Catholique de Louvain. Septembre 1990.
- [12] M.PIETRZAK - DAVID, B de FORNEL.
COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR ASYNCHRONE.
Journée d'études. 2 Décembre 1992 à LILLE
- [13] J.CHATELAIN, MACHINES ÉLECTRIQUES.
Coll. Traité d'ELECTRICITE.
Ecole Polytechnique de Lausanne. Edition GEORGI - 1983.
- [14] W. LEONHARD, Control of electrical drives.
Springer Verlag 1985.
- [15] B.K.BOSE, Power electronics and Ac drives.
Prentice - Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 1986.
- [16] Paul C. KRAUSE, Analysis of Electric Machinery.
Mc Graw-Hill, International Editions 1987.
- [17] B.ROBYNS, Commande numérique des machines synchrone et
asynchrone.
Séminaire sur les entraînements électriques, Rabat - 1991.

ANNEXE

ANNEXE

SIGNIFICATION DES SYMBOLES UTILISES

A_1, A_2	Constantes
A_s	Matrice de système d'un système continu
B_s	Matrice d'entrée d'un système continu
B_{sv}	Matrice d'entrée d'un système continu liant la perturbation au système à régler.
C	Matrice de sortie du système global
C_s	Matrice de sortie du système.
c^T	Vecteur ligne de sortie du système global
c_s^T	Vecteur ligne du système.
d	Axe du référentiel généralisé du moteur.
e^T	Vecteur ligne auxiliaire.
$e(k)$	Vecteur de l'écart de réglage.
F	Matrice de système du système échantillonné global
F_s	Matrice de système du système global fermé
F_B	Matrice de système du système échantillonné
F_R	Matrice de système du régulateur
h	Vecteur d'entrée du système échantillonné global.
h_s	Vecteur d'entrée du système échantillonné.
h_{sv}	Vecteur d'entrée du système échantillonné par rapport à la perturbation.
h_{sv}	Vecteur d'entrée du système échantillonné global fermé par rapport à la perturbation.
h_{sv}	Vecteur d'entrée du système échantillonné global fermé par rapport à la consigne.
H	Matrice d'entrée du système échantillonné global.
H_s	Matrice d'entrée du système échantillonné.
H_{sv}	Matrice d'entrée du système échantillonné par rapport à la perturbation
H_{sv}	Matrice d'entrée du système échantillonné global fermé par rapport au vecteur de consigne.
H_R	Matrice d'entrée du régulateur.
H_v	Matrice d'entrée du système échantillonné global par rapport au vecteur de perturbation.

H_w	Matrice d'entrée du système échantillonné global par rapport au vecteur de consigne.
i	Indice de sommation
i_{rd}	Courant rotorique dans l'axe d du moteur
i_{rq}	Courant rotorique dans l'axe q du moteur
i_{ed}	Courant statorique dans l'axe d du moteur
i_{eq}	Courant statorique dans l'axe q du moteur.
I	Critère d'intégrale
J	Inertie du rotor
k	Instant d'échantillonnage.
k	Coefficient de frottement du moteur
k_R	Coefficient de la contre-réaction d'état du régulateur
k_s^T	Vecteur ligne de la contre-réaction du vecteur d'état du système.
k^T	Vecteur ligne de la contre-réaction d'état
k_v	Coefficient de l'intervention directe de la perturbation
k_w	Coefficient de l'intervention directe de la consigne.
K	Matrice de contre-réaction d'état
K_R	Matrice de contre-réaction du régulateur
K_e	Matrice de contre-réaction d'état du système à régler
K_v	Matrice d'intervention directe du vecteur de perturbation
K_w	Matrice d'intervention directe du vecteur de consigne
L_r	Inductance rotorique du bobinage (d-q) du moteur
L_e	Inductance statorique du bobinage (d-q) du moteur
$L^{(N-j)}$	Matrice auxiliaire
M	Inductance mutuelle entre les bobinage (d-q) du moteur
n	Ordre du système
N	Période d'échantillonnage dans le critère d'intégrale.
$P^{(N-j)}$	Matrice de l'équation de RICATTI discrète
$p(Z)$	Polynome caractéristique du système.
q	Axe du référentiel généralisé du moteur
q_e	Facteur de pondération pour l'écart de réglage
q_r	Facteur de pondération pour le régulateur
Q	Matrice de pondération
Q_c	Matrice de commandabilité
Q_e	Matrice de pondération pour l'écart de réglage
Q_R	Matrice de pondération pour le régulateur
r	Facteur de pondération de la grandeur d'entrée

R	Matrice de pondération des entrées du système
R_r	Résistance rotorique du bobinage (d-q) du moteur
R_s	Résistance statorique du bobinage (d-q) du moteur
$S(i)$	Matrice auxiliaire
$S(N-j)$	Vecteur auxiliaire
t	Temps
T	Période d'échantillonnage
T_e	Constante de temps électrique du moteur
T_m	Constante de temps mécanique du moteur
T_R	Couple résistant du moteur.
T_{em}	Couple électromagnétique du moteur
$T(i)$	Matrice auxiliaire
u	Grandeur de commande
U	Vecteur de commande
U_d	Tension de commande dans l'axe d du moteur
U_q	Tension de commande dans l'axe q du moteur
$U(N-j)$	Commande optimale
$U^z(N-j)$	Composante de commande optimale due au vecteur de consigne et de perturbation.
v	Grandeur de perturbation
V	Vecteur des grandeurs de perturbation
w	Grandeur de consigne
$W(k)$	Vecteur de consigne
$W_o(k)$	Consigne de vitesse du moteur
x	Vecteur d'état
x_s	Vecteur d'état du système à régler
x_R	Grandeur d'état du régulateur
X_R	Vecteur d'état du régulateur
$X_s(k)$	Vecteur d'état du système à régler
$X(k)$	Vecteur d'état du système global
y	Grandeur de sortie
Y	Vecteur de sortie
Z_i	Pôles du système échantillonné.
Z	Vecteur dû aux vecteurs de consigne et de perturbation
α_i	Coefficient de l'équation caractéristique du système global fermé.
σ	Coefficient de dispersion du moteur.
τ	Grandeur auxiliaire pour le temps

τ_r	Constante de temps électrique rotorique du moteur
τ_s	Constante de temps électrique statorique du moteur
$\phi(t)$	Matrice de transition d'état
ϕ_{rd}	Flux rotorique dans l'axe d du moteur
ϕ_{rq}	Flux rotorique dans l'axe q du moteur
ϕ_{sd}	Flux statorique dans l'axe d du moteur
ϕ_{sq}	Flux statorique dans l'axe q du moteur
$(\phi_{rd})_{ref}$	Flux de référence
$\psi(t)$	Intégrale de la matrice de transition d'état
ω	Vitesse angulaire du référentiel (d-q)
ω_m	Vitesse angulaire du rotor
θ	Position angulaire du référentiel (d-q)
1	Matrice unité.