

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION	8
LISTE DES SYMBOLES UTILISEES	9
Chapitre I : GRANDEURS ET EQUATIONS D'ETAT	
1-1: Représentation d'état	11
1-2 : Relation entre équation d'état et fonction de transfert	12
1-3 : Résolution des équations d'état	13
1-4 : Commandabilité	14
1-5 : Observabilité	15
1-6 : Equation d'état d'un MCC	16
Chapitre II : REGLAGE D'ETAT	
2-1 : Rappel d'asservissement	
2-1-1 : Système en boucle ouverte	19
2-1-2 : Système bouclé	19
2-1-3 : Régulateurs standards	19
2-1-4 : Stabilité	20
2-1-5 : Relations entre les pôles et la performance d'un système	20
2-2 : Principe du réglage par contre-réaction d'état	22
2-3 : Equation d'état du système global	24
2-4 : Détermination de la matrice de contre-réaction d'état K	25
2-5 : Détermination des matrices d'intervention directe	26
2-6 : Choix des pôles	26
Chapitre III : DIMENSIONNEMENT ET VERIFICATION DYNAMIQUE	
3-1 : <i>Dimensionnement</i>	
3-1-1 : Réglage d'état avec découplage	28
3-1-2 : Structure générale	28
3-1-3 : Principe	29
3-1-4 : Relations générales	30
3-1-5 : Déterminations des matrices K_d et K_s	30
3-1-6 : Calcul de l'intervention directe du vecteur consigne	32
3-1-7 : Calcul de l'intervention directe de la perturbation	33
3-1-8 : Analogie entre systèmes continus et échantillonnés	33
3-2 : <i>Vérification dynamique</i>	
3-2-1 : Introduction	34
3-2-2 : Equation d'état discrète	34
3-2-3 : Calcul des matrices d'état discrétisées	34
3-2-4 : Evaluation des matrices F et H	35
3-2-5 : Réponse indicielle	35

Chapitre IV : LOGICIEL DE CALCUL ET DE SIMULATION	
4-1 : L'environnement DELPHI	37
4-2 : Algorithme général de conception du réglage d'état	40
4-3 : Organigramme de calcul du régulateur	41
4-4 : Organigramme général de simulation	42
4-5 : calcul de e^{AT}	43
4-6 : Présentation du logiciel	44
4-7 : Exemple d'application	50
4-8 : Conclusion	54
Chapitre V : REGLAGE D'ETAT PARTIEL	
5-1 : Introduction	55
5-2 : Structure du circuit de réglage	55
5-3 : Systèmes d'équation	55
5-4 : Détermination de la contre-réaction d'état	57
5-5 : Intervention directe de la consigne et de la perturbation	58
5-6 : Logiciel de calcul et de simulation	59
6-1 : Modélisation du MCC	66
6-2 : Circuits de réglage	68
6-3 : Convertisseur de courant	69
6-4 : Grandeurs relatives	70
6-5 : Données du moteur	71
6-6 : Circuit de réglage de courant	
6-6-1 : Equations générales	72
6-6-2 : Schéma de réglage de courant	72
6-6-3 : Résultats	73
6-6-4 : Comportement approximatif du circuit de réglage de courant	74
6-7 : Circuit de réglage de la vitesse de rotation	
6-7-1 : Equations générales	74
6-7-2 : Schéma de réglage de vitesse	75
6-7-3 : Résultats	75
6-8 : Observateur du couple résistant	
6-8-1 : Observateur du couple résistant	77
6-8-2 : Observateur du couple résistant du premier ordre	77
6-8-3 : Observateur du couple résistant du second ordre	78
6-9 : Conclusion	78
CONCLUSION GENERALE	
Annexe : LES REGULATEURS D'ETAT ANALOGIQUE	
1-1 : Tâches d'un régulateur d'état	A11
1-2 : Régulateur d'état analogique	A12
1-3 : Relations de base	A12
1-4 : Introduction des valeurs relatives	A13
1-5 : Régulateurs d'état avec limitation	A14
BIBLIOGRAPHIE	
LISTE DES TABLEAUX ET FIGURES	

INTRODUCTION

La complexité des systèmes de production dont requiert l'évolution technologique actuelle nécessite une bonne tenue des systèmes automatiques, que ce soit en matière d'entraînement ou de positionnement, face aux conditions les plus exigeantes. Moyennant des outils informatiques et électroniques sophistiqués, les automaticiens ne cessent de porter des améliorations aux systèmes de réglages qu'ils mettent en œuvre.

Le réglage d'état est une méthode moderne qui permet d'influencer surtout sur les grandeurs internes du système à régler pour obtenir une performance inégalée vis à vis des sollicitations extérieures au système. Ses avantages se manifestent surtout lorsqu'on l'applique aux systèmes multivariables dont la méthode de réglage classique s'avère trop coûteuse et moins performante. C'est ainsi que nous avons opté pour cette méthode de réglage dont le présent mémoire se veut être le recueil.

Le premier chapitre parle essentiellement de la représentation d'état tandis que le second montre comment s'effectue le réglage dans l'espace d'état. Le troisième, qui traite le dimensionnement et la vérification dynamique, permet de juger la qualité du réglage par rapport aux grandeurs de consigne et de perturbation. Le logiciel de dimensionnement et de simulation que nous avons conçu sous environnement DELPHI sera présenté au quatrième chapitre. Le cinquième chapitre étudie particulièrement le réglage d'état partiel qui est le cas des systèmes avec organe de commande. Enfin le dernier chapitre traite le réglage d'état du moteur à courant continu.

LISTE DES SYMBOLES UTILISES:

A	matrice fondamentale
A _g	matrice fondamentale globale
A _s	matrice fondamentale du système à régler
B	matrice d'entrée
B _g	matrice d'entrée globale
B _{gv}	matrice globale de perturbation
B _s	matrice d'entrée du système à régler
B _{sv}	matrice de perturbation du système à régler
B _v	matrice de perturbation
C	matrice de sortie
C _g	matrice de sortie globale
C _m	Couple moteur [Nm]
c _m	Couple moteur relatif [Φ]
C _r	Couple résistant [Nm]
c _r	Couple résistant relatif [Φ]
C _s	matrice de sortie du système à régler
D	matrice d'intervention directe
Det	Determinant
D _{max}	Dépassement maximum [%]
F	matrice fondamentale discrète
F _g	matrice fondamentale discrète globale
F _s	matrice fondamentale discrète du système à régler
G	fonction de transfert par rapport à la consigne
G _v	fonction de transfert par rapport à la perturbation
H	matrice d'entrée discrète
H _g	matrice d'entrée discrète globale
H _s	matrice d'entrée discrète du système à régler
H _{sv}	matrice de perturbation discrète du système à régler
I	matrice unité
I _a	courant d'induit [A]
J	moment d'inertie []
K	matrice de contre-réaction d'Etat
k	coefficient de contre-réaction d'Etat [Φ]
K _{cm}	gain statique de l'organe de commande [Φ]
K _r	matrice d'intervention de l'intégrateur
K _{r'}	matrice d'intervention de l'intégrateur avec découplage
k _{ri}	coefficient d'intervention de l'intégrateur au circuit 'courant' [Φ]
k _{rn}	coefficient d'intervention de l'intégrateur au circuit 'vitesse' [Φ]
K _s	matrice de contre-réaction d'Etat
k _{si}	coefficient de contre-réaction d'Etat au circuit 'courant' [Φ]
k _{sn}	coefficient de contre-réaction d'Etat au circuit 'vitesse' [Φ]
K _u	matrice de découplage
K _v	matrice d'intervention directe de la perturbation
K _{v'}	matrice d'intervention directe de la perturbation avec découplage
k _{vi}	coefficient d'intervention de la perturbation au circuit 'courant' [Φ]
k _{vn}	coefficient d'intervention de la perturbation au circuit 'vitesse' [Φ]
K _w	matrice d'intervention de la consigne
K _{w'}	matrice d'intervention de la consigne avec découplage

k_{wi}	coefficient d'intervention de la consigne au circuit 'courant' [Φ]
k_{wn}	coefficient d'intervention de la consigne au circuit 'vitesse' [Φ]
L	coefficient de contre-réaction de l'observateur du premier ordre [Φ]
L_a	
L_i	coefficient d'intégration de l'observateur du second ordre [Φ]
m	nombre d'entrées/sorties multivariable [Φ]
n	ordre du système global [Φ]
n_s	ordre du système à régler [Φ]
P	matrice de sortie échantillonnée
Q	matrice directe échantillonnée
R_a	résistance de l'induit [Ω]
R_t	Résistance total [Φ]
S	
s	variable de Laplace, pôles en continu
S_i	Bloc 'courant'
S_v	bloc 'vitesse'
t, ζ	Temps [s]
T_{cm}	petite constante de temps de l'organe de commande [s]
T_{eq}	petite constante de temps équivalente [s]
T_m	constante de temps mécanique [s]
t_{max}	temps de réponse maximum [s]
T_t	constante de temps total [s]
U	vecteur de commande
U_a	tension d'induit [V]
u_{cm}	tension d'entrée de l'organe de consigne [V]
U_i	tension d'induit [V]
U_n	tension nominale [V]
U_o	vecteur d'entrée découplé
V	vecteur de perturbation
W_c	matrice de commandabilité
W_o	matrice d'observabilité
X	vecteur d'Etat
X_g	vecteur d'Etat global
X_r	vecteur d'état de l'intégrateur
X_s	vecteur d'Etat du système à régler
Y	vecteur de sortie
Y_s	vecteur d'Etat du système à régler
z	pôle des systèmes échantillonnés
α_i	coefficients du polynôme caractéristique
β	matrice intermédiaire de commandabilité et d'observabilité
Λ	matrice diagonale de découplage
λ_i	éléments de la matrice diagonale de découplage
ρ	pôle à imposer maximal
φ	flux d'induction relatif
Φ_a	flux d'induction du MCC [Wb]
Ψ	angle d'imposition des pôles [rad]
Ω	vitesse de rotation [rad/s]
γ	éléments du polynôme caractéristique
\tilde{m}_r	couple résistant estimé

Chapitre I

REPRESENTATION D'ETAT

1-1: Grandeurs et équation d'état:

La représentation d'état met en évidence le comportement interne des systèmes physiques en donnant les relations entre les grandeurs d'entrée, les grandeurs de sortie et les grandeurs internes du système.

Une grandeur d'état est une grandeur interne d'un système dont sa dérivée est encore fonction de la même grandeur.

L'équation d'état est un système d'équation différentielle matricielle du premier ordre qui lie les entrées, les sorties et l'état du système considéré.

$$\begin{bmatrix} \dot{X} = AX + BU + B_v V \\ Y = CX + DU \end{bmatrix} \quad (1-1)$$

X : grandeur d'état,

U : grandeur d'entrée,

Y : grandeur de sortie,

V : grandeur de perturbation,

A : matrice fondamentale, elle détermine le comportement dynamique du système, elle est carrée d'ordre n.

B : matrice de sortie, elle est d'ordre (n, m) .

B_v: matrice de perturbation, elle est d'ordre (n, m)

C : matrice de sortie, elle est d'ordre (m, n)

D : matrice d'action, elle est d'ordre (m, n), elle est généralement nulle pour un système réel.

Un système monovisible ou **SISO** (Single Input Single Output) est un système à grandeur d'entrée et de sortie unique, dans le cas contraire on a un système multivariable ou **MIMO** (Multiple Input Multiple Output)

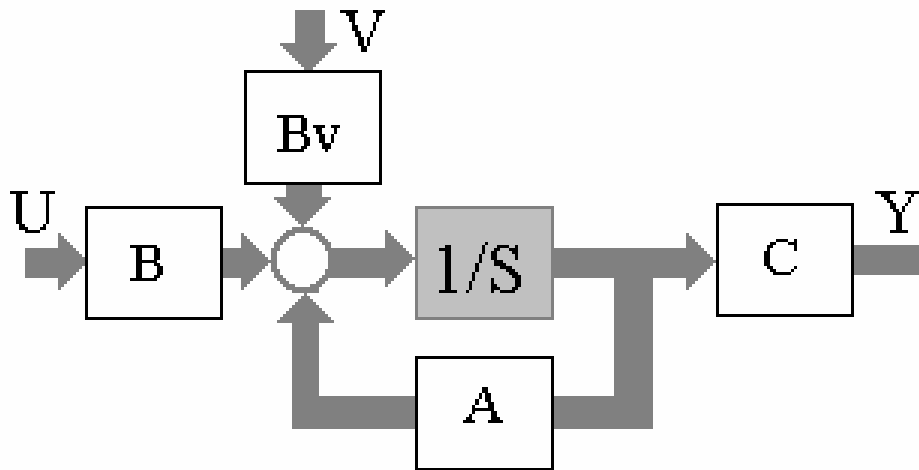


Figure 1-1:Diagramme structurel

Le choix des grandeurs d'état n'est pas unique ainsi les matrices A , B , B_v , C et D peuvent avoir des formes variées.

Ces matrices peuvent se calculer soit à partir des équations différentielles, soit à partir des fonctions de transfert.

1-2: Relation entre équation d'état et fonction de transfert:

Le diagramme structurel de la figure (1-1) peut être représenté par le schéma bloc de fonction de transfert $G(s)$ par rapport à la grandeur de consigne et $G_v(s)$ par rapport à la grandeur de perturbation.

Notons que s représente la variable de Laplace.

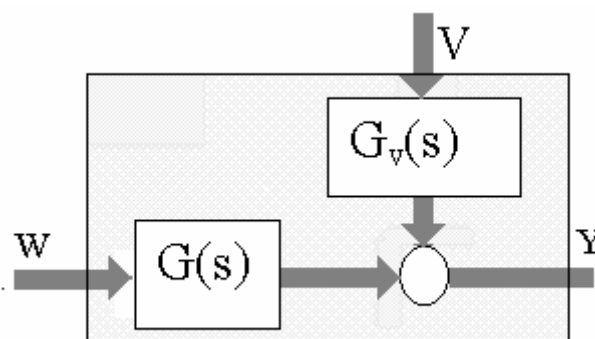


Figure 1-2: Schéma bloc

A l'aide d'une transformée de Laplace de la relation (1-1), on obtient:

$$\begin{cases} sX(s) - X(0) = AX(s) + BU(s) + BV(s) \\ Y(s) = CX(s) \quad (D = 0) \end{cases} \quad (1-2)$$

La première relation donne :

$$X(s) = \frac{X(0) + BU(s) + BV(s)}{sI - A} \quad (1-3)$$

Et en le portant à la seconde relation, on obtient:

$$Y(s) = C \frac{X(0) + BU(s) + BV(s)}{sI - A} \quad (1-4)$$

En supposant une condition initiale nulle, on a:

$$Y(s) = \frac{CB}{sI - A} U(s) + \frac{CBv}{sI - A} V(s) \quad (1-5)$$

Ce qui nous donne finalement:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{CB}{sI - A} \quad (1-6)$$

$$G_v(s) = \frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{CBv}{sI - A} \quad (1-7)$$

Comme on peut le constater avec les formules (1-5) et (1-6), les pôles des fonctions de transferts sont égaux aux solutions de l'équation caractéristique du système:

$$\det(sI - A) = 0 \quad (1-8)$$

De ce fait, on peut voir que la matrice A permet de' apprécier le comportement dynamique du système.

1-3: Résolution des équations d'état:

Il s'agit de rechercher l'expression $\mathbf{X}(t)$ où t représente le temps.

Comme nous avons une équation différentielle du premier ordre avec second membre, la solution est composée d'une solution générale $\mathbf{X}_g(t)$ et d'une solution particulière $\mathbf{X}_p(t)$.

La solution générale s'obtienne facilement par:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} \quad (1-9)$$

Ce qui donne:

$$\mathbf{X}_g(t) = \mathbf{X}(t_0) e^{\mathbf{A}(t-t_0)} \quad (1-10)$$

Cette solution générale nous montre l'importance de la matrice **A**.

Quant à la solution particulière, procédons comme suit:

- Posons comme solution l'équation:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{B} e^{-\mathbf{A}t} \mathbf{z}(t) \quad (1-11)$$

- Dérivons cette expression et portons-la dans l'équation différentielle avec second membre, en utilisant le théorème de convolution:

$$\mathbf{z}(t) = \int_{t_0}^t \mathbf{B} \mathbf{U}(\tau) e^{\mathbf{A}(t-\tau)} \mathbf{z}(t_0) d\tau \quad (1-12)$$

- Pour calculer $\mathbf{z}(t_0)$, il suffit de prendre $\mathbf{X}(t) = \mathbf{X}_g(t)$, d'où :

$$\mathbf{z}(t_0) = e^{-\mathbf{A}t_0} \mathbf{X}(t_0) \quad (1-13)$$

D'où la solution complète:

$$\mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}(t-t_0)} \mathbf{X}(t_0) + \int_{t_0}^t e^{\mathbf{A}(t-\tau)} \mathbf{B} \mathbf{U}(\tau) d\tau \quad (1-14)$$

La solution particulière montre le rôle de la matrice de sortie **B**.

1-4: Commandabilité :

Pour qu'on puisse asservir un système afin d'obtenir un état final prédéterminé à partir d'un état existant, il faut que ce système soit commandable.

Un système est commandable depuis l'entrée **U** s'il est possible d'intervenir sur cette entrée pour atteindre un état final $\mathbf{X}(t_1) = \mathbf{0}$ à partir de conditions initiales $\mathbf{X}(t_0)$ quelconques en un temps t fini.

Considérons la solution de l'équation d'état avec $t_0=0$:

$$\mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}t} \mathbf{X}(0) + \int_0^t e^{\mathbf{A}(t-\tau)} \mathbf{B} \mathbf{U}(\tau) d\tau \quad (1-15)$$

En appliquant le critère de commandabilité $\mathbf{X}(t_1)=0$, partant de l'expression $\mathbf{X}(t_0)$, on aura:

$$0 = e^{\mathbf{A}t_1} \mathbf{X}(0) + \int_0^{t_1} e^{\mathbf{A}(t_1-\tau)} \mathbf{B} \mathbf{U}(\tau) d\tau \quad (1-16)$$

Ce qui nous donne:

$$X(0) = \int_0^{t_1} e^{A(t_1-\tau)} B U(\tau) d\tau = \int_0^{t_1} e^{-A\tau} B U(\tau) d\tau \quad (1-17)$$

Or :

$$e^{-A\tau} = \sum_{k=0}^{n-1} \alpha_k(\tau) A^k \quad (1-18)$$

D'où:

$$\begin{aligned} X(0) &= \int_0^{t_1} \sum_{k=0}^{n-1} A^k B \alpha_k(\tau) A^k d\tau \\ &= \sum_{k=0}^{n-1} A^k B \beta_k \end{aligned} \quad (1-19)$$

Matriciellement, cette dernière se traduit par:

$$X(0) = \begin{bmatrix} B & A B & A^2 B & \dots & A^{n-1} B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ \beta_{n-1} \end{bmatrix} \quad (1-20)$$

Le système est donc commandable si les vecteurs

$(B\beta_0, AB\beta_1, A^2B\beta_2, \dots, A^{n-1}B\beta_{n-1})$, d'où le critère de KALLMAN: "Un système est commandable si sa matrice de commandabilité Q_c est de rang n ", où:

$$Q_c = \begin{bmatrix} B & A B & A^2 B & \dots & A^{n-1} B \end{bmatrix} \quad (1-21)$$

1-5: Observabilité :

Pour des raisons technologiques ou économiques, on ne peut ou on ne veut pas mesurer les grandeurs d'état. On a recours alors aux observateurs d'état.

Un système est dit observable si on peut déterminer de manière univoque son état de départ $X(t_0)$ en mesurant sa sortie $Y(t)$ lorsqu'il est soumis à une commande $U(t)$ pendant un temps fini. .

Pour cela, considérons l'équation d'état d'un système libre:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX \\ Y &= CX \end{aligned} \quad (1-22)$$

La résolution de cette forme donne:

$$Y(t) = C e^{At} X(t_0) \quad (1-23)$$

Comme on sait le développement en série de e^{At} , alors:

$$\begin{aligned} Y(t) &= C \sum_{k=0}^{n-1} \frac{A^k}{k!} (t-t_0)^k X(t_0) \\ &= \alpha_0(t) C X(t_0) + \alpha_1(t) C A X(t_0) + \dots + \alpha_{n-1}(t) C A^{n-1} X(t_0) \end{aligned} \quad (1-24)$$

On peut sortir $X(t_0)$ si et seulement si les vecteurs lignes composés des matrices $[C, CA, \dots, CA^{n-1}]$ sont linéairement indépendants, d'où le critère de KALLMAN:

"Un système est observable si sa matrice d'observabilité W_0 est régulière, c'est à dire de rang n ".

$$W_0 = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \dots \\ C A^{n-1} \end{bmatrix} \quad (1-25)$$

1-6 Equation d'état d'un moteur à courant continu:

Comme exemple concret d'équation d'état, nous allons modéliser un moteur à courant continu. La figure ci-après illustre son schéma équivalent:

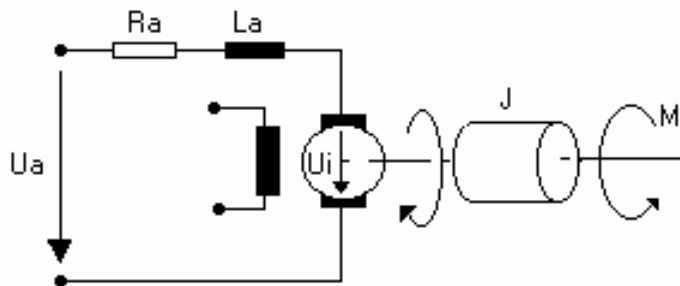


Figure 1-3: Moteur à Courant Continu

Voici les équations différentielles régissant ce système:

$$U_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} = U_i \quad (1-26)$$

$$U_i = C_m \phi_e \Omega \quad (1-27)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \mathbf{M}_e - \mathbf{M}_r \quad (1-28)$$

$$\mathbf{M}_e = \mathbf{C}_m \varphi_e \mathbf{I}_a \quad (1-29)$$

(1-11)+(1-12) donne:

$$d\mathbf{I}_a/dt = \frac{\mathbf{R}_a}{\mathbf{L}_a} \mathbf{I}_a - \frac{\mathbf{C}_m \varphi_e}{\mathbf{L}_a} \Omega + \frac{1}{\mathbf{L}_a} \mathbf{U}_a \quad (1-30)$$

(1-12)+(1-13) donne:

$$d\mathbf{I}_a/dt = \frac{\mathbf{R}_a}{\mathbf{L}_a} \mathbf{I}_a - \frac{\mathbf{C}_m \varphi_e}{\mathbf{L}_a} \Omega + \frac{1}{\mathbf{L}_a} \mathbf{U}_a \quad (1-31)$$

En prenant comme:

- Grandeur d'entrée \mathbf{U}_a ,
- Grandeur de sortie, Ω
- Grandeur de perturbation \mathbf{M}_r ,
- Grandeurs d'état: \mathbf{I}_a et Ω

On trouve:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{I}}_a \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_a/\mathbf{L}_a & -\mathbf{C}_m \Phi_e/\mathbf{L}_a \\ \mathbf{C}_m \Phi_e/\mathbf{L}_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_a \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/\mathbf{L}_a \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{U}_a + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} \mathbf{M}_r \quad (1-32)$$

$$[\Omega] = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \mathbf{I}_a \\ \Omega \end{bmatrix}$$

Donc:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_a/\mathbf{L}_a & -\mathbf{C}_m \Phi_e/\mathbf{L}_a \\ \mathbf{C}_m \Phi_e/\mathbf{L}_a & 0 \end{bmatrix} \quad (1-33)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/\mathbf{L}_a \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1-34)$$

$$\mathbf{B}_v = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1-35)$$

$$\mathbf{C} = [0 \quad 1] \quad (1-21)$$

Remarque:

Pour des raisons pratiques, il est avantageux de travailler en grandeurs relatives. Ce problème sera abordé au réglage du moteur à courant continu dont on verra plus tard.

Chapitre II

REGLAGE DANS L'ESPACE D'ETAT

2-1: Rappel d'asservissement:

2-1-1: système en boucle ouverte:

Un système est en boucle ouverte si sa grandeur de commande U et sa grandeur de sortie Y sont indépendantes.

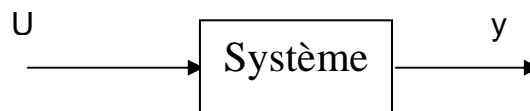


Figure 2-1: Système en boucle ouverte

Un système en boucle ouverte présente l'avantage d'être simple, plus stable et économique. Par contre, ses performances sont médiocres par rapport aux variations des sollicitations extérieures: par exemple, lorsque la charge d'un moteur varie, il existe une variation de sa vitesse de rotation. Ces variations ne sont pas corrigées à cause de l'absence d'un circuit de retour.

2-1-2: Système bouclé:

Pour pallier les inconvénients du système en boucle ouverte, on insère un circuit de contre-réaction qui compare en permanence la grandeur de sortie y du système à sa grandeur de consigne w . La grandeur qui commande le système agit alors en relation avec l'écart entre y et w .

Le système est plus précis que celui ouvert mais présente le désavantage d'être plus compliqué.

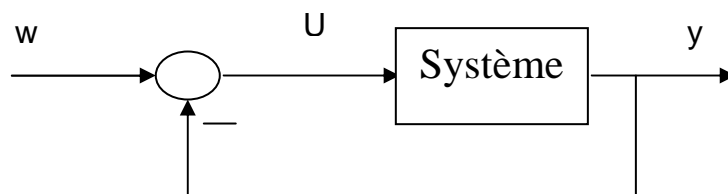


Figure 2-2: système en boucle fermée

2-1-3: Régulateurs standards:

L'idée de base des régulateurs est d'améliorer les performances des systèmes en boucle ouverte. On insère ainsi un élément de correction R en série avec le système à régler.

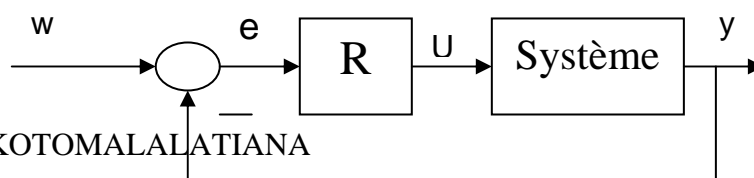


Figure 2-3: système bouclé avec régulateur

Les régulateurs ont pour rôle de donner au système une performance optimale, c'est à dire un minimum de dépassement avec un meilleur temps de réponse.

Parmi les régulateurs standards, on compte les régulateurs proportionnels(P), intégrales(I), dérivées(D), proportionnels- intégrales(PI), proportionnels- intégrales- dérivées (PID), régulateurs tout ou rien, ...

Le régulateur d'état dont nous allons voir fait partie de ces régulateurs Il donne une meilleure performance au système asservi.

2-1-4: **Stabilité:**

Un système est stable si, abandonné hors état d'équilibre, il atteint ce dernier en un temps raisonnable. Appliqué à un système bouclé, cela signifie que lorsqu'on applique une consigne nulle, la grandeur réglée sera nulle en un temps raisonnable. De là, on peut encore attendre que lorsqu'on l'applique à une consigne constante, la grandeur réglée aura la même valeur.

Les pôles d'un système stable sont tous à partie réelle négative, c'est à dire situé à gauche du plan complexe.

2-1-5: **Relations entre les pôles et la performance d'un système:**

Les attentes pour le système asservi s'expriment souvent en termes de temps de réponse et de dépassement maximal de la réponse indicielle. Comme nous le savons, la stabilité peut être analysée par les lieux des pôles. On peut également y exprimer les performances d'un système.

Le temps de réponse peut être approximé par à partir du pôle p_x le plus proche de l'axe des imaginaires, en considérant que l'effet des autres pôles s'atténue beaucoup plus rapidement.

On aura alors:

$$t_r = -\frac{3}{\text{Re}(p_x)} \quad (2-1)$$

Pour exprimer un temps de réponse t_{rmax} connu, on peut alors tracer une verticale passant par le point $-\rho_{\text{cli}}$. Pour que le temps de réponse prescrit soit respecté, il suffit de placer tout les pôles à gauche de cette verticale.

$$\rho_{\text{cli}} = \frac{3}{t_{\text{rmax}}} \quad (2-2)$$

Le dépassement est lié au coefficient δ d'amortissement selon la relation :

$$\frac{\ln D_1}{\pi} = -\frac{\delta}{\sqrt{1-\delta^2}} \quad (2-3)$$

Les pôles complexes conjugués sont aussi liés au coefficient d'amortissement selon la relation:

$$p_{\text{fl}} = -\omega_0 \delta + j\omega_0 \sqrt{1-\delta^2} \quad (2-4)$$

On peut pour ce pôle établir le quotient de la partie réelle et de sa partie imaginaire, c'est à dire une tangente telle que :

$$\frac{\text{Re}(p_{\text{fl}})}{\text{Im}(p_{\text{fl}})} = -\frac{\delta}{\sqrt{1-\delta^2}} = -\tan \psi \quad (2-5)$$

On définit alors la marge de stabilité relative Ψ_{cli} d'après le dépassement maximal accepté pour le système.

Si les parties imaginaire et réelle des pôles définissent des angles supérieurs à la marge de stabilité maximale acceptée, le dépassement sera inférieur au dépassement maximal accepté.

$$\Psi_{\text{cli}} = \arctan\left(-\frac{\ln(D_1)}{\pi}\right) \quad (2-6)$$

Autrement dit, les pôles doivent tous se situer à l'intérieur de la portion du plan limité par les deux droites formant un angle Ψ_{cli} avec l'axe imaginaire.

Les limites de l'espace dans lequel doivent se situer les pôles pour respecter le cahier de charge sont appelées contour d'Evans. La description dans le lieu des pôles est particulièrement utilisée dans le réglage d'état mais aussi dans le réglage classique.

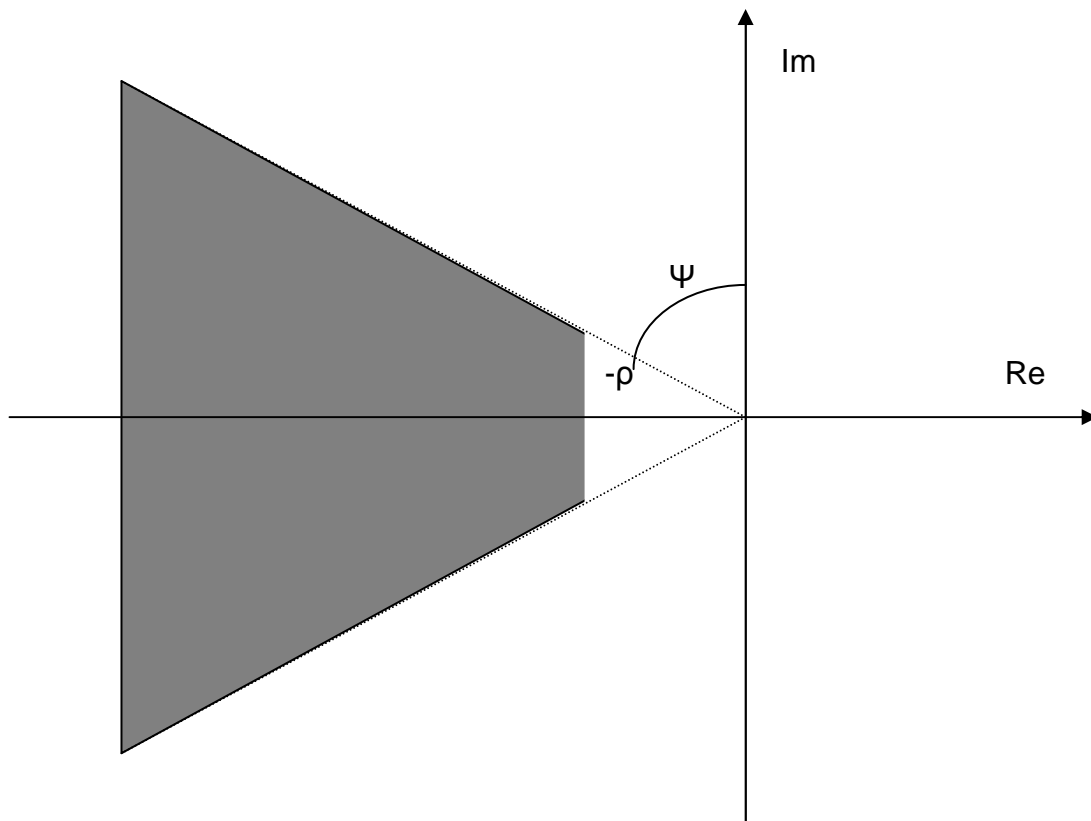


Figure 2-4: Marge de stabilité dans le contour d'Evans

2-2 Principe du réglage par contre-réaction d'état:

Le réglage par contre-réaction d'état ou tout simplement réglage d'état consiste, à l'aide de la contre réaction adéquate des vecteurs d'état et de l'intervention directe des vecteurs de consignes et de perturbation, à déplacer les pôles qui caractérisent le comportement dynamique d'un système.

En particulier, un régulateur intégrateur incorporé assure l'annulation des erreurs statiques en régime établi.

La structure générale du réglage d'état est illustrée par la figure (2-5):

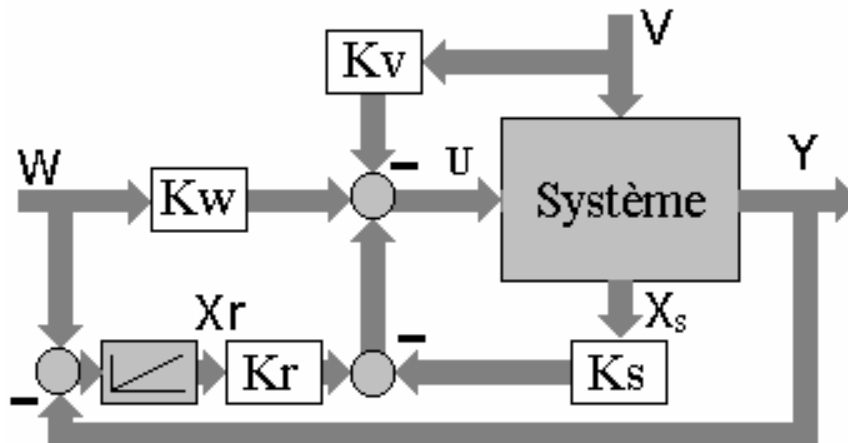


Figure 2-5: Réglage d'état

Cette structure résulte des études théoriques basées sur la minimisation d'un critère d'intégrale I définissant la surface entre une entrée unité, et la réponse indicielle, mais une telle minimisation n'évite pas un bon compromis entre le dépassement et le temps de réponse. En effet, un dépassement important durant un temps très court donne une surface petite, alors que le système n'est pas amorti. La même considération s'applique dans le cas d'un système sans dépassement mais avec un temps de réponse très long.

Ainsi, on adopte la même structure mais on utilise une autre méthode de dimensionnement qui est la méthode d'assignation ou d'imposition des pôles. Dans ce dernier, les pôles choisis seront directement en relation avec la dynamique imposée par un cahier de charge qui donne le temps de réponse et le dépassement maximum.

La figure suivante montre l'intégrale I qu'on appelle aussi 'surface de réglage':

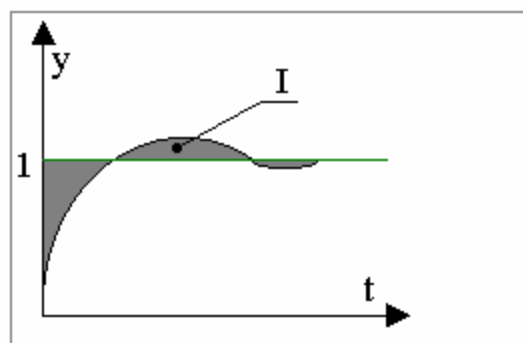


Figure 2-6: critère d'intégrale

2-3: Equation d'état du système global:

Le système à régler est défini par l'équation:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}_s = \mathbf{A}_s \mathbf{X}_s + \mathbf{B}_s \mathbf{U} + \mathbf{B}_{sv} \mathbf{V} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C}_s \mathbf{X}_s \end{cases} \quad (2-7)$$

et le régulateur intégrateur par:

$$\dot{\mathbf{X}}_r = \mathbf{X}_r + \mathbf{W} - \mathbf{K}_s \mathbf{X}_s \quad (2-8)$$

en considérant la sortie du régulateur intégrateur R comme un vecteur d'état, on aura:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_s \\ \mathbf{X}_r \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

on peut alors écrire:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \mathbf{X} + \mathbf{B} \mathbf{U} + \mathbf{B}_w \mathbf{W} + \mathbf{B}_v \mathbf{V} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C} \mathbf{X} \end{cases} \quad (2-10)$$

où:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{C}_s & \mathbf{1}_m \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_s \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_w = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{1} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_v = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{sv} \\ \mathbf{0}_m \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_s & \mathbf{0}_m \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

En partant de la structure de la figure (2-5), on peut écrire:

$$\mathbf{U} = \mathbf{K}_w \mathbf{W} - \mathbf{K}_v \mathbf{V} + \mathbf{K}_r \mathbf{X}_r - \mathbf{K}_s \mathbf{X}_s \quad (2-12)$$

$$= \mathbf{K}_w \mathbf{W} + \mathbf{K}_v \mathbf{V} + \mathbf{K} \mathbf{X} \quad (2-13)$$

$$\text{où: } \mathbf{K} = [\mathbf{K}_s, -\mathbf{K}_r] \quad (2-14)$$

Ce qui donne finalement:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}_g \mathbf{X} + \mathbf{B}_g \mathbf{W} + \mathbf{B}_{gv} \mathbf{V} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C} \mathbf{X} \end{cases} \quad (2-15)$$

Avec:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_g &= \mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K} \\ \mathbf{B}_g &= \mathbf{B}_w - \mathbf{B} \mathbf{K}_w \\ \mathbf{B}_{gv} &= \mathbf{B}_v - \mathbf{B} \mathbf{K}_v \end{aligned} \quad (2-16)$$

Rappelons que les pôles du système sont déterminés par les solutions de l'équation caractéristique:

$$\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_g) = \det(s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{BK}) = 0 \quad (2-17)$$

2-4: Détermination de la matrice de contre-réaction d'état K:

Pour les systèmes monovariables, d'après la relation (2-17), les pôles du système global sont déterminés par les matrices A et B qui sont inhérents au système à régler et par la matrice $\mathbf{K}=[\mathbf{K}_s, \mathbf{K}_r]$: la contre-réaction d'état.

Ainsi, il suffit d'imposer ces pôles pour pouvoir définir complètement la matrice K. Pour des systèmes d'ordre moins élevé, un calcul manuel ne poserait pas de problème, mais quand l'ordre augmente, le calcul devient très lourd, d'où la nécessité d'un outil de calcul numérique.

En ce qui concerne les systèmes multivariable, la matrice K contient $(m.n_s+m)$ éléments, alors que la matrice \mathbf{A}_g est de dimension $(m+n_s, m+n_s)$, l'imposition des n_s pôles ne permet plus de déterminer complètement tous les éléments de la matrice K. Il existe une certaine liberté supplémentaire pour la détermination de ses éléments. Actuellement, on utilise généralement trois méthodes pour y accéder:

- Par combinaison linéaire du vecteur de commande: on choisit un vecteur de longueur m, à savoir \mathbf{K}_u , de telle sorte qu'on obtienne une grandeur de commande U_0 (scalaire) qui ramènera le système à un système monovisible. On détermine ainsi les éléments de la matrice K comme on procède pour un système monovisible, à savoir l'imposition des n_s pôles. Cette méthode, en dépit de sa facilité, donne malheureusement une dynamique médiocre par rapport aux consignes et perturbations.
- En utilisant une forme canonique de réglage: on procède à une transformation linéaire pour obtenir une équation d'état sous forme canonique de réglage particulière qui permettrait de subdiviser le système global en m sous systèmes simples à dimensionner. L'alternative de cette méthode est de pouvoir obtenir une performance satisfaisante. Bien que le résultat obtenu soit excellent, le calcul se fait de manière aléatoire et arbitraire, ce qui rend très difficile et compliqué une éventuelle programmation numérique.

- Par découplage: on procède de manière à découpler le système global en insérant une matrice de découplage K_u , pour que chaque grandeur de consigne agisse uniquement sur son propre grandeur de sortie. La méthode donne en générale une dynamique appréciable et la difficulté de calcul ne pose pas de problème en utilisant l'outil informatique. C'est ainsi qu'on a opté à utiliser cette dernière.

2-5: Détermination des matrices d'intervention directe des vecteurs de consigne et de perturbation:

La méthode la plus simpliste serait de les poser tout égaux à 0, cette solution est très défavorable vis à vis des vecteurs consigne et perturbation. On renoncera alors à cette solution triviale.

Généralement, on utilise deux méthodes pour déterminer la matrice K_v et K_w à savoir:

- Limitation de l'intervention du régulateur intégrateur: on exige que la grandeur de sortie de ce dernier soit nulle en régime établi. On obtient ainsi une certaine relation qui permettrait de calculer K_v et K_w , en posant tour à tour $V=0$ et $W=0$. La dynamique obtenue est plus amortie par rapport à la perturbation mais très pulsant par rapport à la consigne.
- La seconde méthode consiste à utiliser les zéros introduits par ces matrices pour compenser les pôles du système global. En compensant un pôle, on réduit l'ordre du système global, donc du temps de réponse. Cette dernière donne une réponse bien amortie par rapport à la consigne, mais médiocre par rapport à la perturbation.

Ainsi, pour déterminer la matrice d'intervention directe K_w du vecteur consigne, on utilisera la méthode de compensation des pôles. Par contre, la matrice d'intervention directe K_v du vecteur consigne de perturbation K_v , on exigera une sortie nulle en régime établi du régulateur intégrateur.

2-6: Choix des pôles:

Un processus itératif est souvent adopté pour le calcul des régulateurs: *Premier choix des pôles - calcul des coefficients- nouveau choix des pôles si les coefficients sont trop petits ou trop grands ou le cahier de charge n'est pas respecté- nouveau calcul, ...jusqu'on soit satisfait des résultats.* Ainsi, la connaissance du choix des pôles réduira considérablement le nombre d'opération à entretenir.

Une étude bibliographique nous permet d'énoncer les certaines directives qui suivent:

- Il est **impératif** de choisir des pôles à **partie réelle négative** pour obtenir un système **stable**.
- On doit disposer les pôles sur une même axe vertical afin qu'un pôle ne devienne dominant, et retarder ainsi le système.
- Il est judicieux de choisir des pôles complexes conjugués pour que les parties imaginaires se compensent elles-mêmes.
- Les pôles doivent tous être réelle quant on ne veut aucun dépassement.

Chapitre III	DIMENSIONNEMENT ET VERIFICATION DYNAMIQUE
------------------------	--

3-1: DIMENSIONNEMENT:

3-1-1 Réglage d'état avec découplage :

Dans notre travail, nous avons opté sur le réglage d'état avec découplage vu la bonne conformité du calcul à la dynamique obtenue.

Cette méthode s'applique particulièrement bien aux systèmes multivariables et le cas des systèmes monovariabiles n'est qu'un cas particulier en posant $m=1$.

3-1-2: Structure générale :

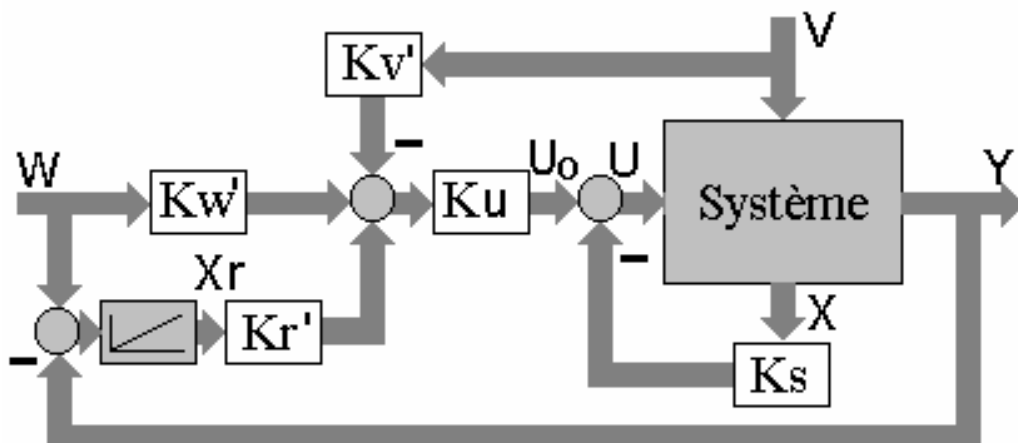


Figure 3-1 : Structure de réglage d'état avec découplage

Cette structure se ramène facilement à la structure optimale en utilisant les relations qui suivent :

$$\mathbf{K}_w = \mathbf{K}_u \cdot \mathbf{K}_w' \quad (3-1)$$

$$\mathbf{K}_v = \mathbf{K}_u \cdot \mathbf{K}_v' \quad (3-2)$$

$$\mathbf{K}_r = \mathbf{K}_u \cdot \mathbf{K}_r' \quad (3-3)$$

3-1-3: Principe :

L'idéologie générale du découplage est que chaque grandeur d'entrée (consigne) agit uniquement sur sa propre grandeur de sortie. pour cela, on insère à la structure optimale qu'on a déjà vu une matrice \mathbf{K}_u qui assurera le découplage voulu, ainsi on aura un système découplé entre la nouvelle grandeur de consigne $\mathbf{U0}$ et la sortie \mathbf{Y} .

Les démonstrations qui suivent concernent les systèmes échantillonnés dont la manipulation s'avère plus aisée. L'analogie avec les systèmes continus s'effectue en utilisant le tableau (3-1).

SYSTEME CONTINUS	SYSTEMES ECHANTILLONES
Equation d'état	
$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} + \mathbf{B}_v \mathbf{V}$	$\mathbf{X}[k+1] = \mathbf{F}\mathbf{X}[k] + \mathbf{H}\mathbf{U}[k] + \mathbf{H}_v \mathbf{V}[k]$
Vecteurs	
\mathbf{X}	$\mathbf{X}[k]$
$\dot{\mathbf{X}}$	$\mathbf{X}[k+1]$
\mathbf{U}	$\mathbf{U}[k]$
\mathbf{V}	$\mathbf{V}[k]$
\mathbf{Y}	$\mathbf{Y}[k]$
Matrices	
\mathbf{A}	\mathbf{F}
\mathbf{B}	\mathbf{H}
\mathbf{B}_v	\mathbf{H}_v
\mathbf{C}	\mathbf{P}
\mathbf{D}	\mathbf{Q}
pôles	
\mathbf{S}	\mathbf{z}

Tableau 3-1 : Analogie entre les systèmes continus et échantillonnés

Ces relations seront démontrées lors de la simulation dynamique, à la fin de ce chapitre.

3-1-4 Relations générales :

Pour une première approche, on va supposer un système sans perturbation ($V=0$) :

$$X_s[k+1] = H_s X_s[k] + H_s U[k] \quad (3-4)$$

$$Y[k] = C_s X_s \quad (3-5)$$

$$X_r[k+1] = X_r[k] + W[k] - Y[k] \quad (3-6)$$

L'indice s rappelle qu'il s'agit ici des équations liées au système à régler et l'indice r au régulateur intégrateur intégré.

Pour le vecteur de commande $U[k]$, selon la figure (3-1), on peut avoir :

$$U[k] = K_s X_s[k] + K_u U_0[k] \quad (3-7)$$

$$U_0[k] = K'_r X_r[k] + K'_x W[k] \quad (3-8)$$

Lorsqu'on introduit la relation (3-7) dans (3-4), on aura l'équation d'état du système à régler avec contre-réaction d'état :

$$X_s[k+1] = (X_r \quad H_s K_s) X_s[k] + K_s K_u U_0[k] \quad (3-9)$$

3-1-5 Détermination des matrices K_u et K_s :

Pour déterminer K_s et K_u , on utilise la condition de découplage obtenu avec la réponse impulsionnelle $G[k]$ où cette dernière serait toujours diagonale quelle que soit la valeur de k .

Selon la bibliographie [6] formule (19-365), $G[k]$ s'écrit :

$$G[k] = C_s (F_s - H_s K_s)^{k-1} K_s K_u, \quad k \geq 1 \quad (3-10)$$

Pour commencer, considérons l'instant où $k=1$ et posons d'une manière arbitraire

$$G[1] = I_m \quad (3-11)$$

En le portant dans (3-10), on aura :

$$K_u = (C_s H_s)^{-1} \quad (3-12)$$

Par la suite, on suppose que le produit matriciel $C_s H_s$ est inversible, ce qui est d'ailleurs la condition à remplir pour pouvoir utiliser un réglage par découplage.

Pour l'instant $k=2$, posons :

$$G[2] = \Lambda \quad (3-13)$$

Où Λ est une matrice diagonale avec :

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & \dots & 0 \\ \dots & \lambda_i & \dots \\ 0 & \dots & \lambda_l \end{bmatrix} \quad (3-14)$$

En portant (3-13) dans (3-10), tout en respectant (3-12), on aura:

$$\mathbf{C}_s (\mathbf{F}_s - \mathbf{H}_s \mathbf{K}_s) \mathbf{H}_s = \Lambda \mathbf{C}_s \mathbf{H}_s \quad (3-15)$$

En particulier, cette relation est vérifiée pour:

$$\mathbf{C}_s (\mathbf{F}_s - \mathbf{H}_s \mathbf{K}_s) = \Lambda \mathbf{C}_s \quad (3-16)$$

On obtient alors la matrice de contre-réaction d'état:

$$\mathbf{K}_s = (\mathbf{C}_s \mathbf{H}_s)^{-1} (\mathbf{C}_s \mathbf{F}_s - \Lambda \mathbf{C}_s) \quad (3-17)$$

En adoptant une démarche récurrente, on aura:

$$\mathbf{G}[k] = \Lambda^k \quad (3-18)$$

Ainsi, $\mathbf{G}[k]$ possède toujours sa forme diagonale puisque le produit de matrices diagonales sont toujours diagonales quelle que soit la valeur de k .

En ce qui concerne le vecteur de sortie, on a:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}[k+1] &= \mathbf{C}_s \mathbf{X}_s[k+1] \\ &= \mathbf{C}_s (\mathbf{F}_s - \mathbf{H}_s \mathbf{K}_s) \mathbf{X}_s[k+1] + \mathbf{C}_s \mathbf{H}_s \mathbf{K}_u \mathbf{U}_0[k+1] \end{aligned} \quad (3-19)$$

On obtient alors une équation aux différences du premier ordre pour le vecteur de sortie \mathbf{Y} . Puisque Λ est diagonale, on trouve le découplage voulu pour le réglage.

En plus, on voit que les éléments λ_i déterminent le comportement dynamique de chaque sous-système découplé qui est du premier ordre.

On peut alors écrire:

$$\mathbf{y}_i[k+1] = \lambda_i \mathbf{y}_i[k] + \mathbf{U}_{0i}[k] \quad (3-20)$$

L'équation d'état du régulateur intégrateur(3-6) peut également être décomposée comme suit:

$$\mathbf{x}_{ri}[k+1] = \mathbf{x}_{ri}[k] + \mathbf{w}_i[k] - \mathbf{y}_i[k] \quad (3-21)$$

De même pour le vecteur \mathbf{U}_0 :

$$\mathbf{u}_{0i}[k] = \mathbf{k}'_{ri}[k] \mathbf{x}_{ri}[k] + \mathbf{k}'_{wi}[k] \quad (3-22)$$

On a 'm' sous-systèmes indépendants d'ordre 2 où on peut introduire comme vecteur d'état:

$$\mathbf{x}'_i[k] = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_i[k] \\ \mathbf{x}_{ri}[k] \end{bmatrix} \quad (3-23)$$

En réunissant (3-20) jusqu'à (3-23), on obtient:

$$\mathbf{x}'_i[k+1] = \begin{bmatrix} \lambda_i & \mathbf{k}'_{ri} \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}'_i[k] + \begin{bmatrix} \mathbf{k}'_{wi} \\ 1 \end{bmatrix} \mathbf{w}_i[k] \quad (3-24)$$

On écrit alors l'équation caractéristique correspondant à l'équation d'état (3-24):

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_i[z] &= \det \begin{bmatrix} z - \lambda_i & \mathbf{k}'_{ri} \\ 1 & z - 1 \end{bmatrix} \\ &= z^2 - (1 + \lambda_i)z + (\lambda_i + \mathbf{k}'_{ri}) \end{aligned} \quad (3-25)$$

D'autre part, en imposant deux pôles correspondant à la dynamique voulue au système réglé, on obtient une autre forme de cette équation caractéristique:

$$\mathbf{P}_i(z) = z^2 + \alpha_{i,1}z + \alpha_{i,0} \quad (3-26)$$

Avec :

$$\alpha_{i,1} = \mathbf{z}_{i,1} + \mathbf{z}_{i,2} \quad (3-27)$$

$$\alpha_{i,0} = \mathbf{z}_{i,1} \mathbf{z}_{i,2} - (\mathbf{z}_{i,1} + \mathbf{z}_{i,2}) + 1 \quad (3-28)$$

En identifiant (3-25) et (3-26), on obtient:

$$1 + \lambda_i = -\alpha_{i,1} \quad (3-29)$$

$$\lambda_i + \mathbf{k}'_{ri} = \alpha_{i,0} \quad (3-30)$$

D'où l'on obtient finalement:

$$\lambda_i = -(1 + \alpha_{i,1}) = (\mathbf{z}_{i,1} + \mathbf{z}_{i,2} - 1) \quad (3-31)$$

$$\mathbf{k}'_{ri} = \alpha_{i,0} - \lambda_i = \mathbf{z}_{i,1} \mathbf{z}_{i,2} - (\mathbf{z}_{i,1} \mathbf{z}_{i,2}) + 1 \quad (3-32)$$

3-1-6: Calcul de l'intervention directe du vecteur consigne:

Pour calculer \mathbf{K}_w' , puisque cette dernière est aussi diagonale, on va calculer chaque élément qui est inhérent à chaque sous-système.

Comme on l'a déjà parlé, il est avantageux de calculer cette dernière en compensant un pôle du système réglé, on diminue de 1 ainsi l'ordre du système global, ce qui augmente la rapidité du réglage.

On choisit alors un pôle $z_{i,l}$ à compenser et on applique la formule ci-dessous:

$$k'_{wi} = \frac{k'_{ri}}{1 - z_{i,l}} \quad (3-33)$$

Lorsque le pôle à compenser est complexe, on compense sa partie réelle puisque la valeur de k'_{wi} doit être réelle.

3-1-7 Calcul de l'intervention directe de la perturbation:

Maintenant, on va considérer le vecteur perturbation V , on a alors:

$$X[k+1] = FX[k] + HU[k] + H_v V[k] \quad (3-34)$$

Comme on l'a déjà signalé, il est judicieux de procéder à un calcul qui consiste à limiter le fonctionnement du régulateur intégrateur incorporé seulement au régime transitoire, la grandeur d'état de celui-ci sera donc nulle en régime établi, on obtient alors les relations suivantes:

$$X_r = 0 \quad (3-35)$$

$$Y = W \quad (3-36)$$

$$X_s[k+1] = X_s[k] \quad (3-37)$$

Ce qui nous donne

$$U = -K_s X_s + K_u (K'_w W - K'_v V) \quad (3-38)$$

$$W = Y = C_s X_s \quad (3-39)$$

$$(1 - F_s) X_s = H_s U + H_{sv} V \quad (3-40)$$

En combinant ces trois relations et en annulant la grandeur de consigne W , on obtient:

$$K'_v = [K_u (1 - F_s + H_s K_s)^{-1} H_s]^{-1} C_s (1 - F_s + H_s K_s)^{-1} H_{sv} \quad (3-41)$$

3-1-8 Analogie entre systèmes continus et échantillonnés:

L'analogie aux systèmes continus se fait en utilisant le tableau (3-1). La relation s'effectue comme si l'on faisait tendre la période d'échantillonnage vers 0.

Particulièrement, le choix des pôles devient s et leurs choix se fait dans le lieu des pôles.

3-2: VERIFICATION DYNAMIQUE:

3-2-1: Introduction:

Après avoir calculé les éléments du régulateur d'état, il est indispensable de pouvoir vérifier si la réponse obtenue correspond au cahier de charge.

Une simulation numérique sur ordinateur serait alors la meilleure méthode pour y parvenir. Cette étape est très utile avant de câbler le régulateur calculé pour éviter une perte que ce soit matérielle, financière et surtout humaine.

Comme nous allons travailler sur ordinateur, un calcul récursif est aisé et permet d'élaborer un calcul plus efficace.

3-2-2: Equations d'état discrétisées:

Partant de l'équation d'état des systèmes continus:

$$\begin{bmatrix} \dot{X} = AX + BU + B_v V \\ Y = CX + DU \end{bmatrix} \quad (3-42)$$

On va former l'équation d'état discrète en adoptant un pas de calcul T:

$$\begin{aligned} X[k+1] &= FX[k] + HU[k] + H_v V[k] \\ Y[k] &= PX[k] + QY[k] \end{aligned} \quad (3-43)$$

Ce pas de calcul T sera calculé, pour notre cas, selon le pas des 'pixels' du composant 'paintbox' de DELPHI dont nous allons utiliser.

Cherchons alors les relations entre ces deux équations.

3-2-3: Calcul des matrices d'état discrétisés:

Connaissant l'état du système au temps t_k , écrivons l'état au temps $t_{k+1}=t_k+t=(k+1).T$:

$$X(t_{k+1}) = e^{A(t_{k+1}-t_k)} X(t_k) + \int_{t_k}^{t_{k+1}} e^{A(t_{k+1}-\tau)} BU(\tau) d\tau \quad (3-44)$$

Puisque U(t) ne varie pas au moins au cours d'un instant d'échantillonnage, on peut le faire sortir de cette intégrale. En plus, on peut poser:

$$v = \tau - t_k \quad (3-45)$$

On aura alors:

$$X(k+1) = e^{A(t-v)} X(k) + \int_0^T e^{A(T-v)} dv \cdot BU(k) \quad (3-46)$$

Par identification à (3-43), on a:

$$F = e^{AT} \quad (3-47)$$

$$H = \int_0^T e^{A(T-v)} dv \cdot B \quad (3-48)$$

De la même manière, on a:

$$H_v = \int_0^T e^{A(T-v)} dv \cdot B_v \quad (3-49)$$

Puisqu'on a toujours $Y[k]=Y(t)$, quel que soit t , on a:

$$P = C \quad (3-50)$$

$$Q = D \quad (3-51)$$

3-2-4: Evaluation des matrices F et H:

Pour calculer ces deux matrices, un calcul direct devient quasiment impossible au fur et à mesure que l'ordre du système augmente, on procède alors au calcul en utilisant un développement en série entière.

En mathématique, on sait que:

$$e^{AT} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} (AT)^k \quad (3-52)$$

En utilisant un calcul itératif, on calcule chaque élément de la somme jusqu'à ce que celui-ci soit inférieur à une précision prédéterminée.

La même méthode s'applique au calcul de H et H_v , surtout lorsqu'on sait que:

$$H = A^{-1}(F-I)B \quad (3-53)$$

$$H_v = A^{-1}(F-I)B_v \quad (3-54)$$

3-2-5: Réponse indicielle:

Pour la simulation des systèmes linéaires, la réponse indicielle permet bien de définir la dynamique, c'est à dire le temps de réponse et le dépassement maximal.

On applique une entrée unitaire au système modélisé par son équation d'état. Cette entrée unitaire est l'image de la grandeur de consigne nominale qui vaut 1 en utilisant des grandeurs relatives qui sont référencées à des valeurs fixes du système.

En particulier, pour un système multivariable, puisqu'on a m entrées, on applique m entrées unitaires, c'est à dire un vecteur W tel que:

$$W = \begin{bmatrix} 1 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3-54)$$

L'allure de la réponse indicielle se présente comme la figure (3-2) l'illustre:

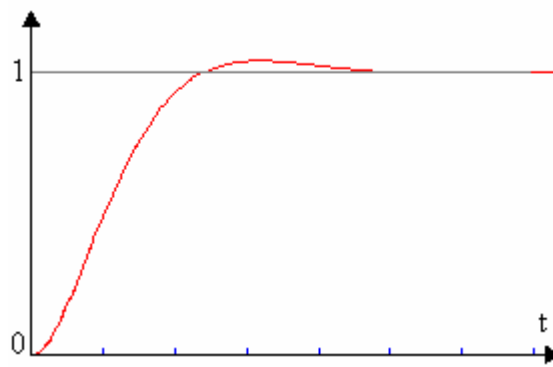


Figure 3-2: Réponse indicielle

<p>Chapitre IV</p>	<p>LOGICIEL DE CALCUL ET DE SIMULATION</p>
-------------------------------	---

4-1: L'environnement Delphi:

Pour concevoir les logiciels de calcul et de simulation, en ce qui concerne l'environnement de travail, nous avons opté sur DELPHI 7 version entreprise dont les performances sont irréfutables.

Cet outil de développement qui est maintenant à sa septième version appartient à la lignée de programmes développée par la société BORLAND.

Il permet la création d'applications sous Windows sans pour autant oublier les éventuelles applications sous Dos(application console), qui sont de temps en temps nécessaires.

Delphi utilise le langage PASCAL pour la construction des lignes de programmes qui seront compilés lors de l'application.

Dès qu'on 'lance' le logiciel DELPHI 7, la fiche vierge(1) et la palette d'outils(2) apparaît avec l'inspecteur d'objets(3) qui est nécessaire lors de la mise en forme des composants (voir figure 4-1).

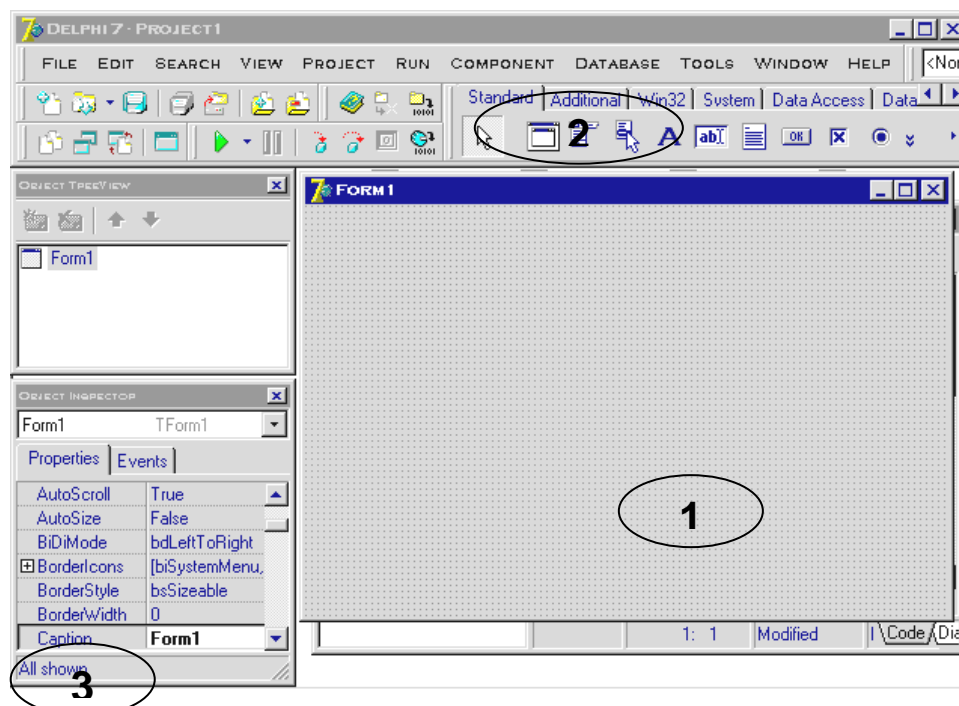


Figure 4-1: Page de développement DELPHI7

Les fichiers exécutables (.EXE) sont 'propres' et s'obtiennent directement après compilation. Ces derniers sont utilisables sans avoir besoin d'installer DELPHI7. Ces fichiers exécutables sont diffusibles sans droits à verser auprès de société BORLAND, ce qui n'est pas le cas des autres environnements tels que VISUAL BASIC et beaucoup d'autres.

La majorité des applications se fait en mode graphique: l'utilisateur dispose de feuilles (fiches) vierges et d'une bibliothèque de composants dont un simple clic suffit pour placer un composant sur la fiche. Le corps du programme se construit automatiquement et le concepteur n'a plus qu'à compléter les procédures, fonctions et évènements liés à chaque action que l'utilisateur effectuera sur la fiche. Ainsi, un programme d'apparence complexe ne nécessite qu'un jeu réduit d'instructions sans grande difficulté. Voici le contenu du programme à compléter que DELPHI génère automatiquement:

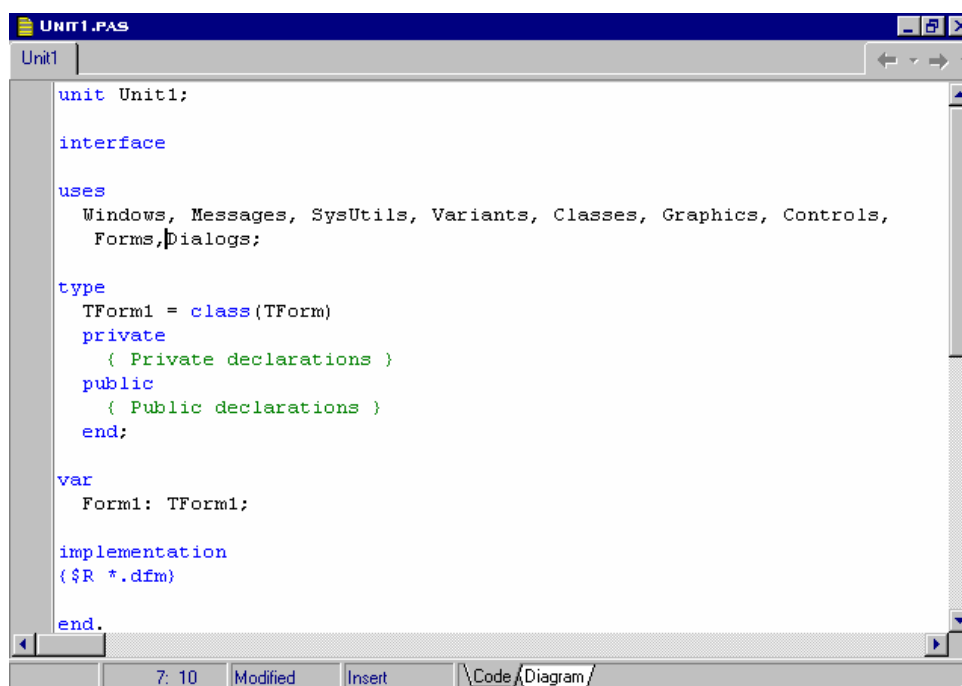


Figure 4-2: Ligne de programmes à compléter

Néanmoins, pour un bon fonctionnement, DELPHI 7 version entreprise requiert au moins un ordinateur du type INTEL PENTIUM 166Mhz avec 64 MO de RAM et environ 475 MO de disque dur disponible. Le système d'exploitation minimum nécessaire est à partir de Windows 98 et le moniteur à partir d'un type VGA. Le logiciel utilise les périphériques standard tels que souris, clavier, port parallèles ...

4-2: Algorithme général de conception du réglage d'état:

Lors du dimensionnement et de simulation du réglage dans l'espace d'état, il est opportun de suivre l'organigramme de fonctionnement suivant:

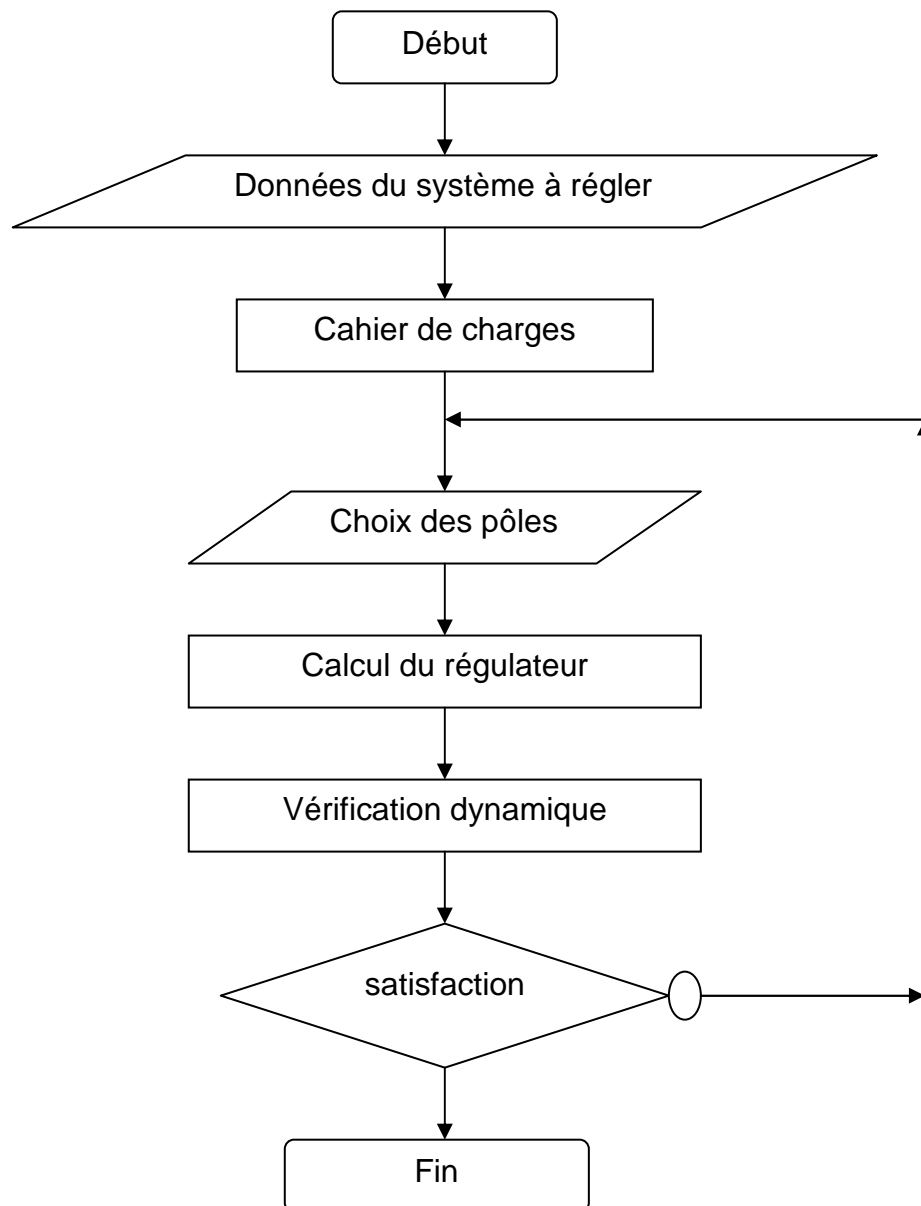


Figure 4-3: Organigramme général

Remarque:

Le logiciel considère que le système qui est régi par son équation d'état est commandable. L'utilisateur pourra vérifier cette dernière en utilisant le logiciel LETSIMBA qui est un travail de mémoire déjà soutenu au sein de notre département.

4-3: Organigramme de calcul du régulateur:

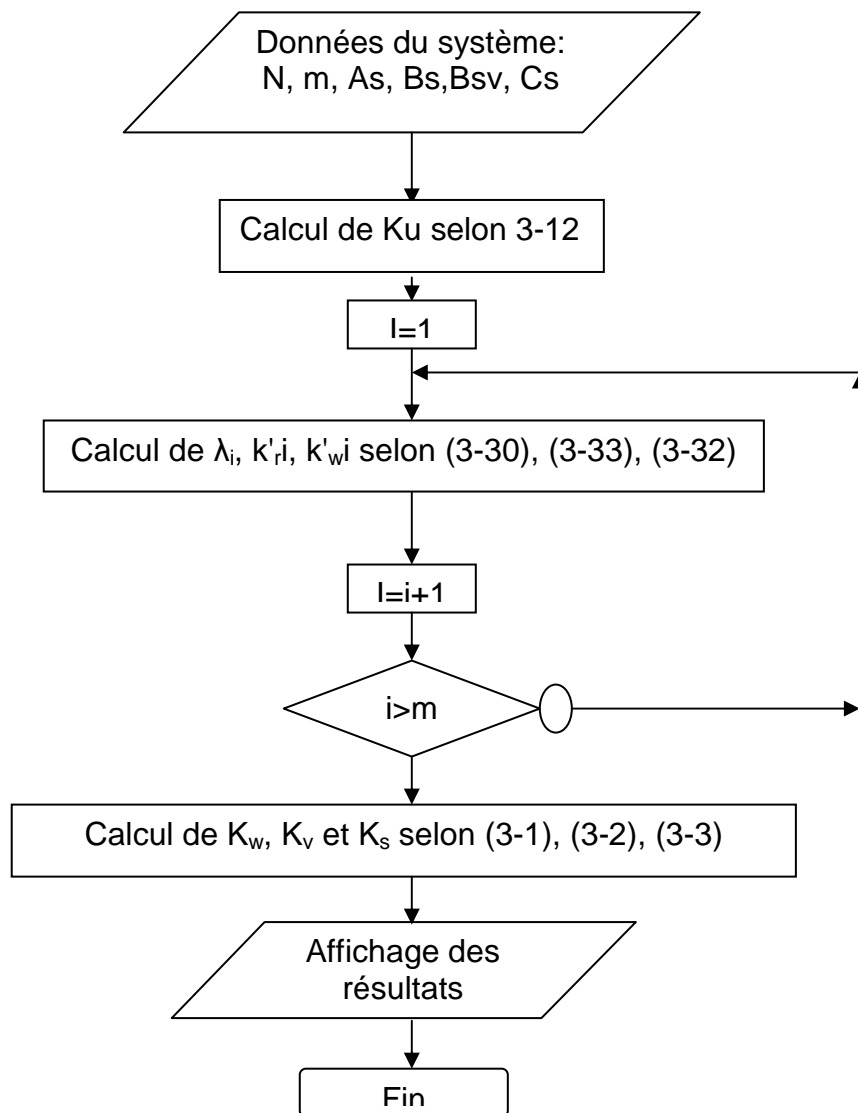


Figure 4-4: Organigramme de calcul

4-4: Organigramme général de simulation:

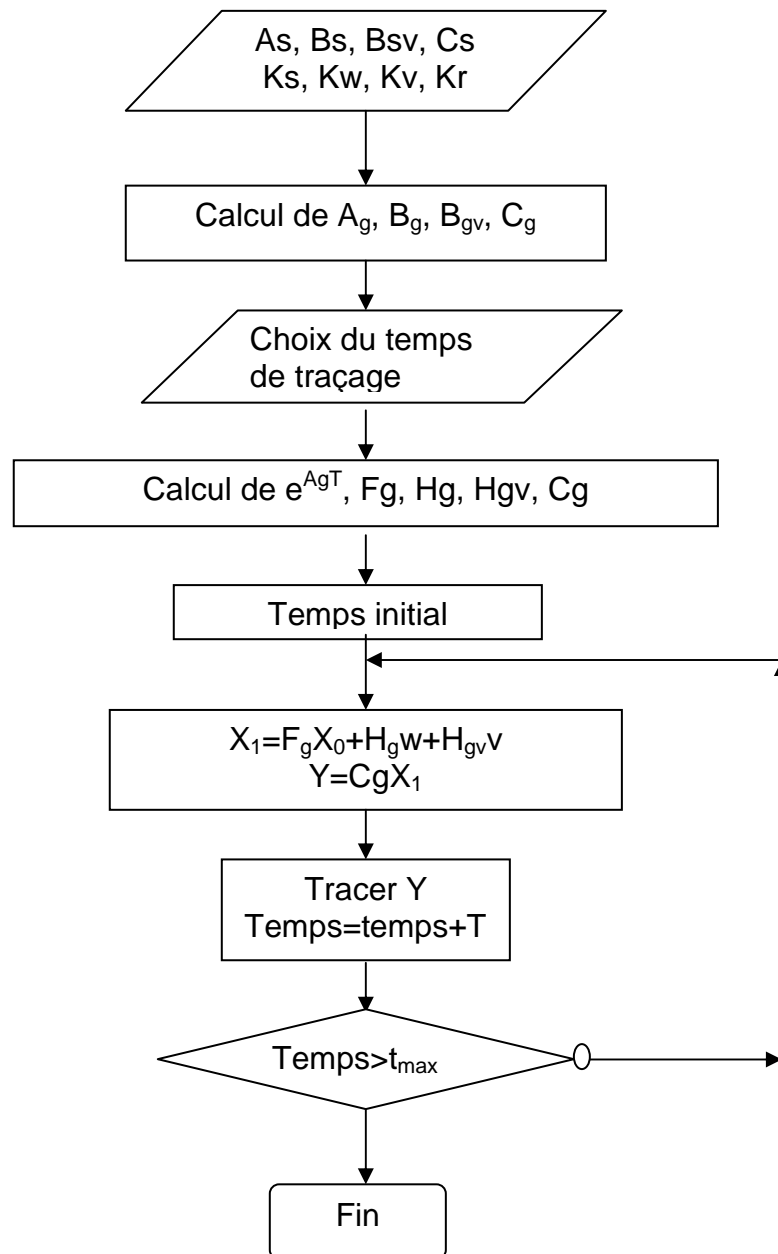


Figure 4-5: Organigramme de simulation dynamique

4-5: Calcul de e^{AT} :

Comme nous l'avons vu, le calcul de l'exponentielle de la matrice AT effectué en utilisant le développement en série entière selon la formule (3-52).

Chaque élément de la somme sera calculé jusqu'à ce que celui-ci serait négligeable devant les termes précédents.

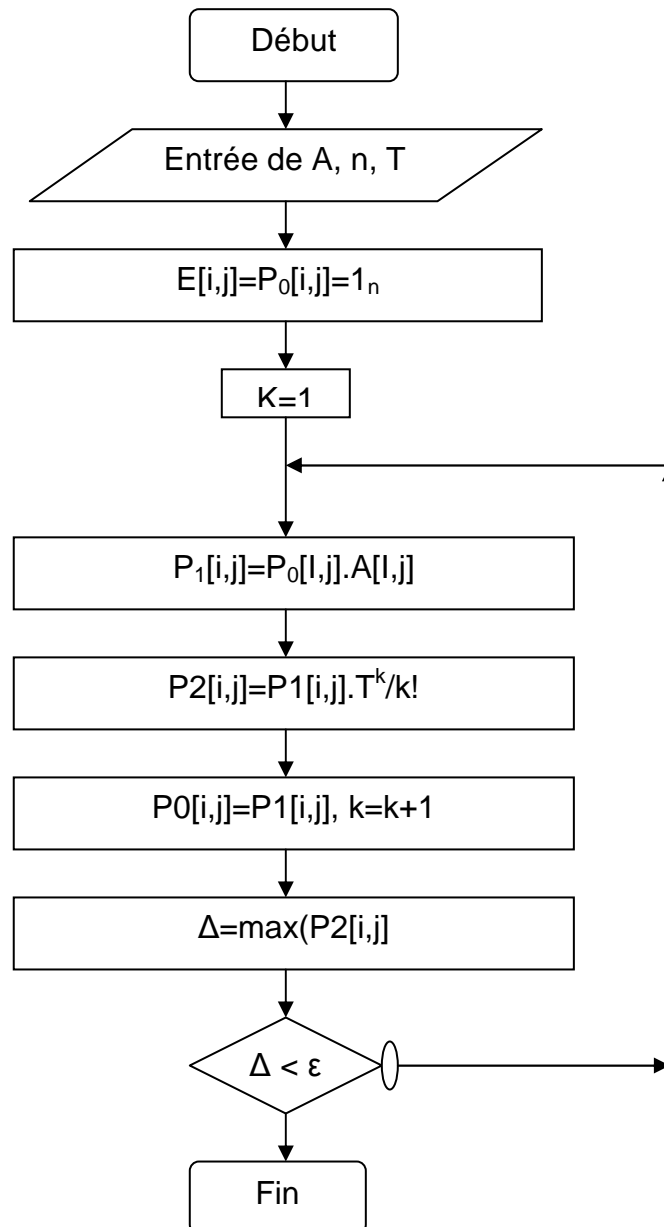


Figure 4-6: Organigramme de calcul de l'exponentielle matricielle

Remarque:

max est une fonction qui calcule l'élément le plus élevé en valeur absolue dans une matrice.

4-6: Présentation du logiciel:

Le logiciel qu'on a conçu se présente comme on l'explique ci-dessous:

Lorsqu'on lance le logiciel, la page d'introduction suivante apparaît pendant quelque seconde:



Figure 4-7: Page d'accueil

Puis apparaît la page générale qui permet le choix du système à dimensionner.

L'utilisateur choisit alors les caractéristiques du système qu'il a l'intention de régler en sélectionnant l'ordre, le nombre d'entrées/sorties, les pôles qu'il veut imposer:

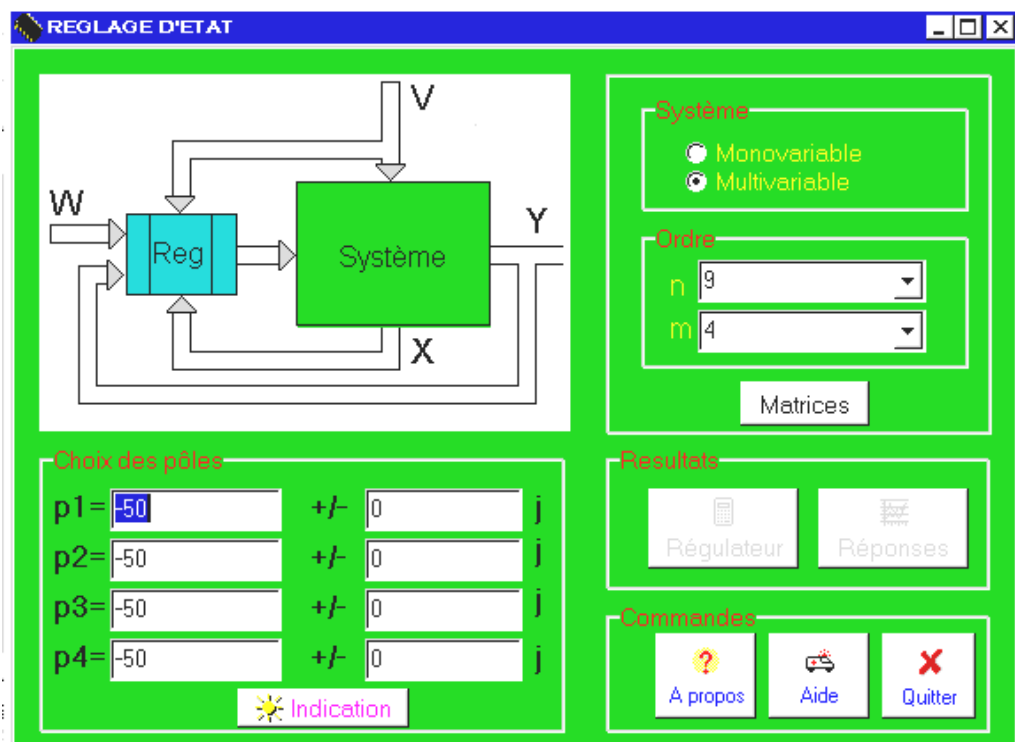


Figure 4-8: Page de choix

Choix du système:

- Le choix du système se fait en cochant le bouton-radio correspondant(monovariable ou multivariable) et au choix de m et n en choisissant dans les menus déroulant.

Figure 4-9: Choix du système

- Les pôles sont choisis par paires complexes en écrivant sa partie réelle et sa partie imaginaire.

figure 4-10:Choix des pôles

- Un clic sur le bouton matrice fait apparaître la page qui montre la structure générale du système à régler:

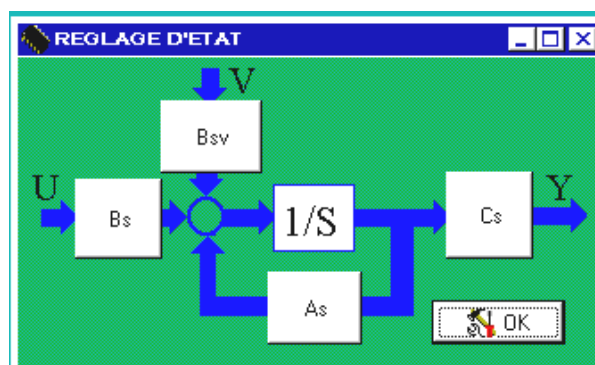


Figure 4-11:Page d'entrées des matrices

- Un clic sur chaque bouton fait apparaître le zone de saisie correspondant à chaque matrice à savoir:

Figure 4-12: Page de saisie de la matrice As

Figure 4-13: Pages de saisie des matrices Bs et Bsv

Figure 4-14: Page de saisie de la matrice C

Résultats:

Après avoir choisi les pôles et défini le système, un clic sur le bouton régulateur fait apparaître la page d'affichage des paramètres du régulateur sous forme matricielle.

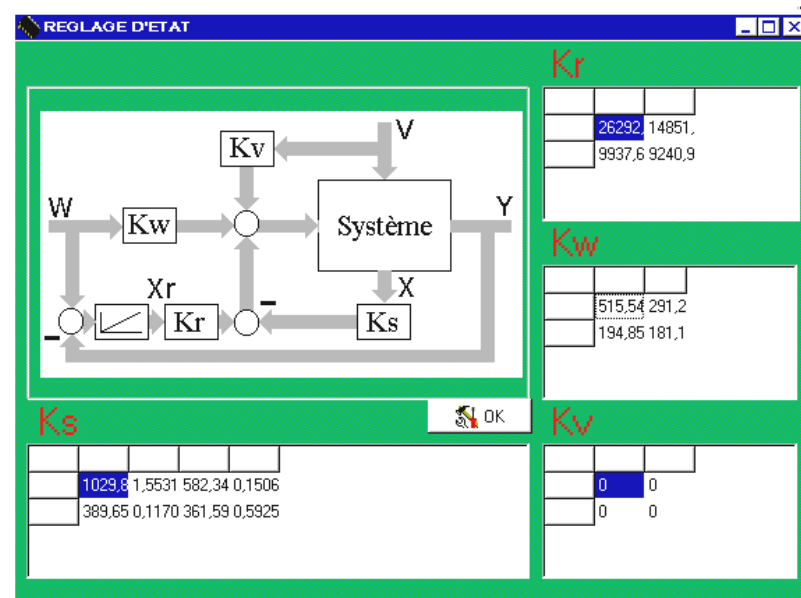


Figure 4-13: Page des résultats

Après un clic sur le bouton réponse, on obtient la page suivante, qui permet de choisir la réponse à tracer:



Figure 4-14: Page de choix des réponses

Ensuite, après choix du type de réponse et du temps de simulation, on accède à la page des réponses indicielles:

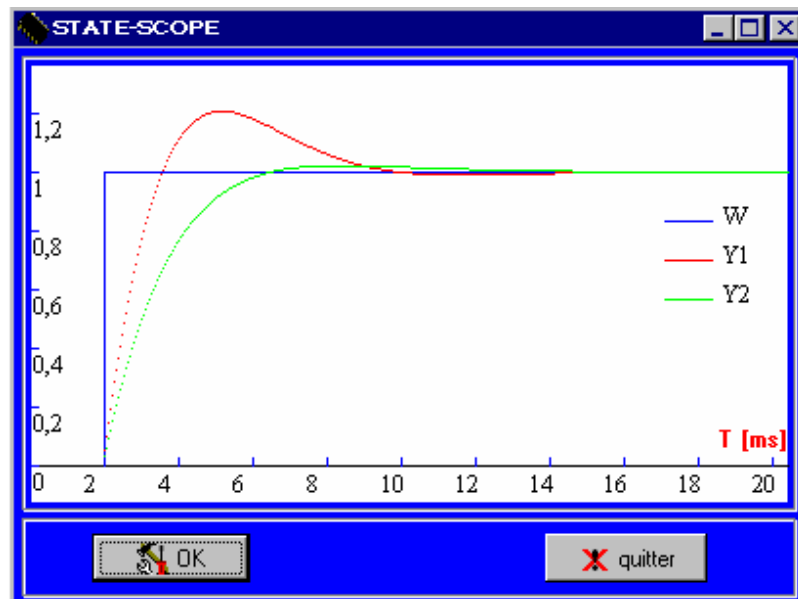


Figure 4-15: Page de réponse indicielle

Pour une utilisation aisée du logiciel, des différents assistants interactives complètent le logiciel:

- Le bouton 'à propos' montre les informations concernant le logiciel:



Figure 4-16: Page 'à propos'

- Le bouton 'aide' montre une page qui explicite la manière de décrire le système:

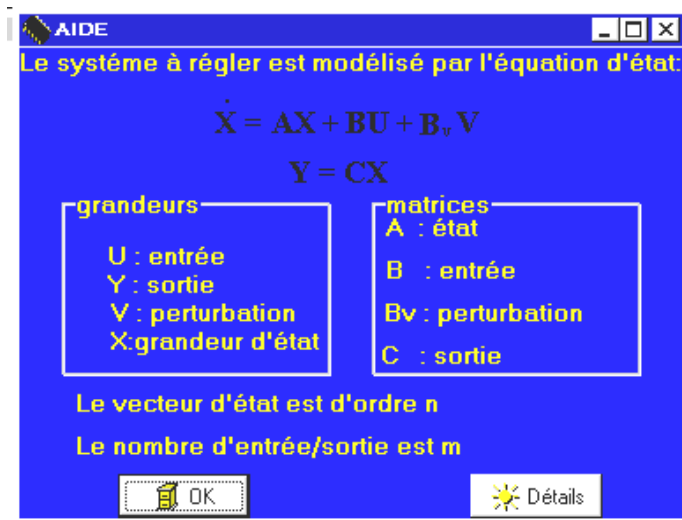


Figure 4-17: Page d'aide

- Le bouton 'détail' de l'aide fait apparaître une aide sous forme de fichier-texte:

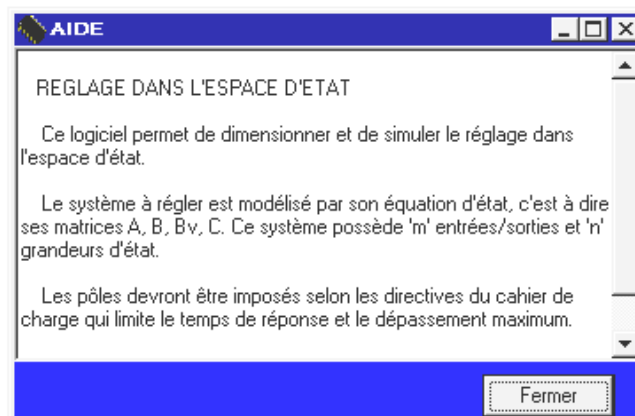


Figure 4-18: Page d'aide sous forme de texte

4-7: Exemple d'application:

Comme exemple d'application, nous allons prendre un système décrit par les paramètres suivants:

- Ordre **n=4**
- Entrées/sorties: **m=2**
- Matrice fondamentale **As:**

$$\begin{bmatrix} 0.702 & 0.344 & 0.304 & -0.202 \\ 0 & 0.368 & 0 & 0 \\ 0.304 & -0.337 & 0.449 & 0.384 \\ 0 & 0 & 0 & 0.135 \end{bmatrix}$$
- Matrice d'entrée **Bs:**

$$\begin{bmatrix} 0.252 & -0.405 \\ 0.632 & 0 \\ -0.271 & 0.717 \\ 0 & 0.865 \end{bmatrix}$$
- Matrice fondamentale **Bsv:**

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$
- Matrice fondamentale **Cs:**

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

pour le choix des pôles, on doit en imposer 4 , on va alors prendre 3cas:

- 4 Pôles réels à savoir:
 - $p_1 = p_2 = -100$
 - $p_3 = p_4 = -150$
- 2 pôles complexes conjugués avec partie imaginaire égale à la moitié de la partie réelle:
 - $p_{1,2} = -100 \pm j50$
 - $p_{3,4} = -150 \pm j75$
- 2 pôles complexes conjugués avec partie imaginaire égale à la partie réelle:
 - $p_{1,2} = -100 \pm j100$
 - $p_{3,4} = -150 \pm j150$

Nous obtenons les résultats affichés dans les pages suivantes:

▪ **Premier cas:**

Ks			
2040	1.55	1724	0.15
771	0.12	1072	0.5925

Kr	
103118	862
38975	81008

Kw	
1021	862
386	536

Kv	
0	0
0	0

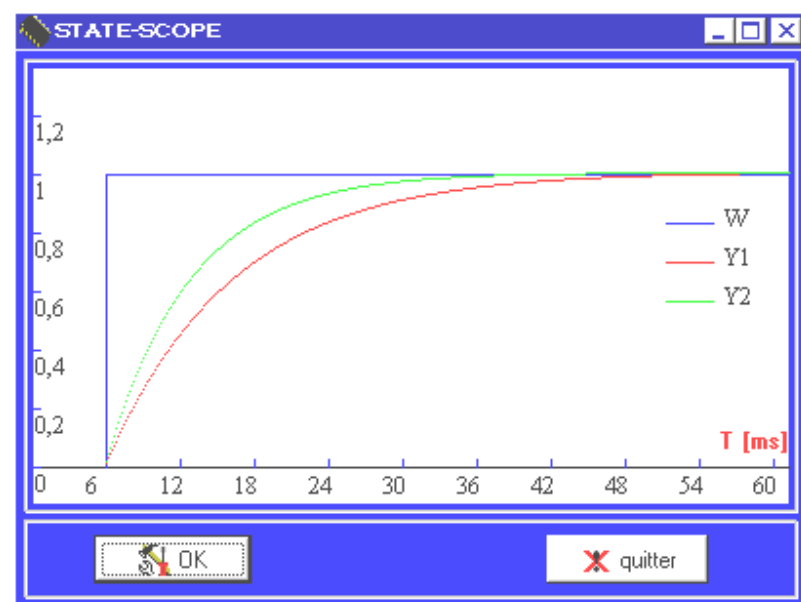


Figure 4-19: Réponse indicielle correspondant au cas 1

▪ **Second cas:**

Ks			
2040	1.55	1724	0.15
771	0.12	1072	0.5925

Kr	
128390	162310
48526	100993

Kw	
1271	1074
480	668

Kv	
0	0
0	0

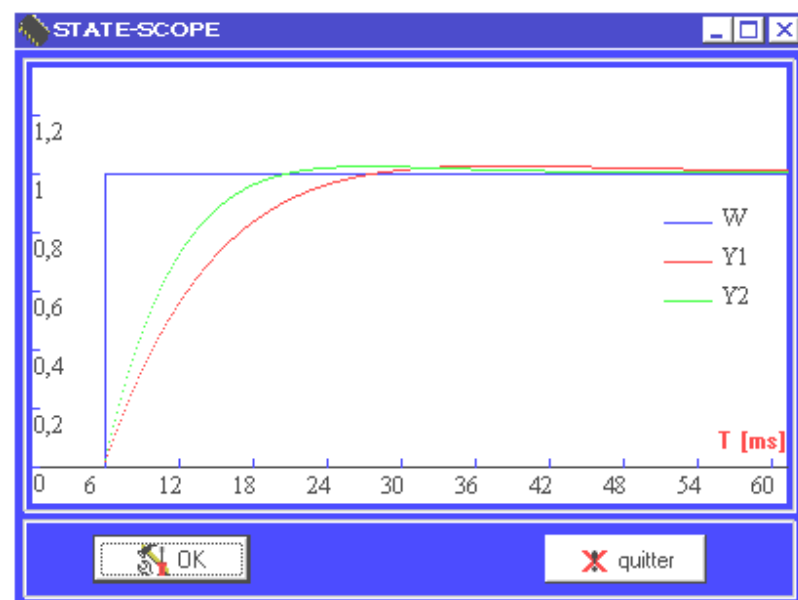


Figure 4-20: Réponse indicielle correspondant au cas 2

▪ **Troisième cas:**

Ks			
2040	1.55	1724	0.15
771	0.12	1072	0.5925

Kr	
204205	25866
77182	160947

Kw	
2021	1713
764	1065

Kv	
0	0
0	0

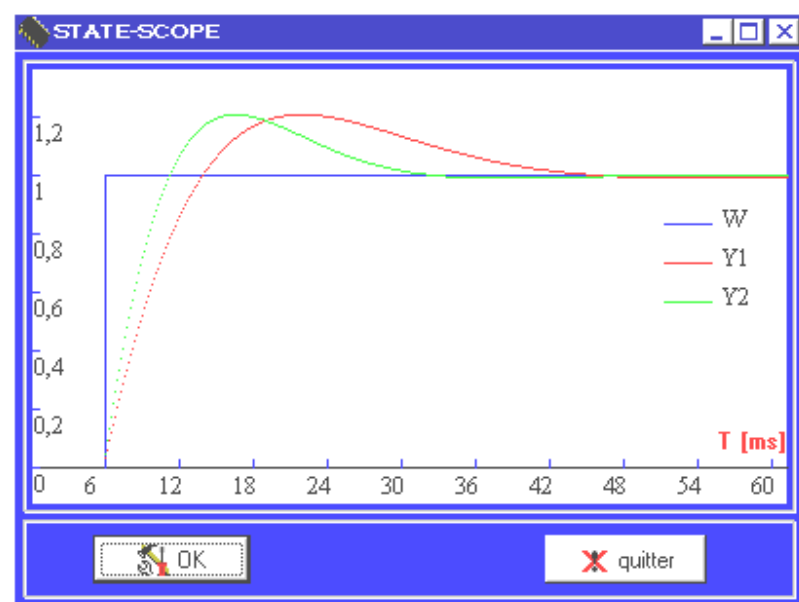


Figure 4-21: réponse indicielle correspondant au cas 3

4-8: Conclusions:

Cet exemple simple nous a permis de tirer les quelques conclusions qui suivent:

- ✗ Plus la partie réelle des pôles imposés s'éloigne de l'axe des imaginaires dans le plan d'Evans, plus le système est plus rapide mais les éléments constituant les matrices de contre-réaction augmentent. Il y a donc risque de saturation des montages électroniques. Ce sont ces derniers donc qui limiteront le temps de réponse admissible.
- ✗ Avec une partie imaginaire nulle des pôles, le système ne présente aucun dépassement mais est un peu lent. Au fur et à mesure que celle-ci augmente, le système devient de plus en plus rapide mais le dépassement augmente.
- ✗ Si l'on se conformait aux directives de choix des pôles énoncé au chapitre 2, on devrait avoir un amortissement relatif optimal(dépassement =4%) en imposant une partie imaginaire égale à la partie réelle(cas 3). Or ce n'est qu'en imposant une partie imaginaire égale à la moitié de la partie réelle(cas 2) qu'on l'obtient. C'est qu'en principe, avec le découplage utilisé, on ne peut pas imposer tous les pôles, donc il subsiste des autres pôles non imposables qui déforment la réponse obtenue.

Chapitre V

REGLAGE D'ETAT PARTIEL

5-1: Introduction:

Dans la plupart des cas pratiques, certaines grandeurs d'état ne peuvent être contre-réactionnées. Cette situation se présente particulièrement dans le cas de systèmes avec organe de commande (OCM) présentant un petit retard qu'on ne devrait jamais compenser sous peine de déstabiliser le système.

Ainsi, une certaine contrainte devrait alors être respectée lors du choix des pôles. Comme on le verra, il n'est plus possible de les imposer tous librement.

Le présent chapitre parle essentiellement de ces contraintes.

5-2: structure du circuit de réglage:

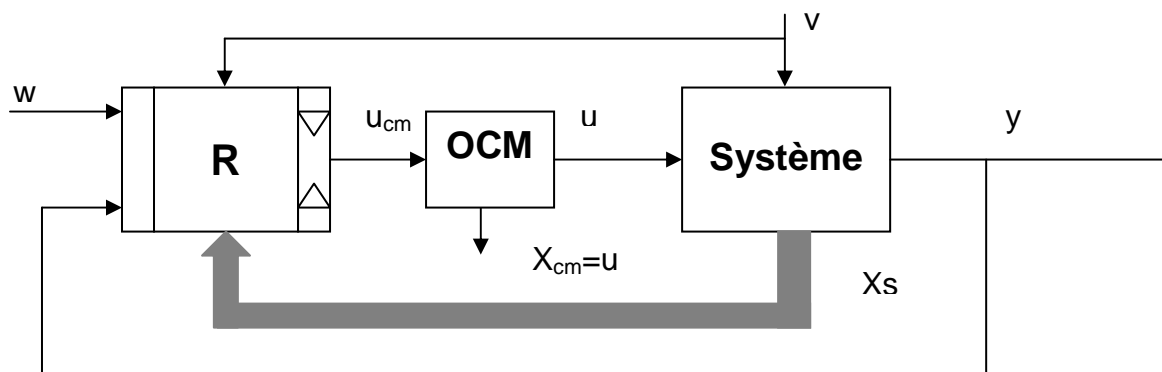


Figure 5-1: Structure de réglage avec organe de commande

Le régulateur d'état possède la même structure que ce qu'on a vu au second chapitre (figure 2-1).

5-3: Systèmes d'équation:

Aux équations d'état définissant le système à régler(2-1) et du régulateur intégrateur incorporé(2-2), on va ajouter celle de l'organe de commande(5-7).

On a alors les 3 équations d'état suivant:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}_s = \mathbf{A}_s \mathbf{X}_s + \mathbf{B}_s \mathbf{U} + \mathbf{B}_{sv} \mathbf{V} \end{cases} \quad (5-1)$$

$$\dot{\mathbf{X}}_r = \mathbf{X}_r + \mathbf{W} - \mathbf{K}_s \mathbf{X}_s \quad (5-2)$$

$$\dot{\mathbf{X}}_{cm} = -\frac{1}{\mathbf{T}_{cm}} \mathbf{X}_{cm} + \frac{\mathbf{K}_{cm}}{1+\mathbf{T}_{cm}} \mathbf{u}_{cm} \quad (5-3)$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C}_s \mathbf{X}_s \quad (5-4)$$

On va alors adopter le nouveau vecteur d'état \mathbf{X} tel que:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_d \\ \mathbf{X}_s \\ \mathbf{X}_r \end{bmatrix} \quad (5-5)$$

Il possède la dimension $n = n_s + 2$ où n_s est la dimension du vecteur d'état du système à régler.

On obtient alors l'équation d'état du système global ouvert:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \mathbf{X} + \mathbf{b} \mathbf{U}_{cm} + \mathbf{b}_w \mathbf{w} + \mathbf{b}_v \mathbf{v} \quad (5-6)$$

dans cette équation, on a:

$$\mathbf{A}_i = \begin{bmatrix} -1/\mathbf{T}_{cm} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{b}_s & \mathbf{A}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\mathbf{C}_s & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (5-7)$$

$$\mathbf{b}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{cm} / \mathbf{T}_{cm} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (5-8)$$

$$\mathbf{b}_{iw} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad (5-9)$$

$$\mathbf{b}_{iv} = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{b}_{sv} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5-10)$$

L'équation de sortie devient:

$$\mathbf{y} = \mathbf{c}\mathbf{x} \quad (5-11)$$

Où:

$$\mathbf{c} = [0 \quad \mathbf{C}_s \quad 0]$$

Pour le vecteur de commande \mathbf{U}_{cm} on obtient:

$$\mathbf{u}_{cm} = k_w w - k_v v - kx \quad (5-12)$$

Où:

$$\mathbf{k}_G = [0 \quad k_s \quad -k_r] \quad (5-13)$$

Finalement, pour le système global on l'équation d'état global fermé:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}_G \mathbf{X} + \mathbf{b}_G w + \mathbf{b}_{gv} v \quad (5-14)$$

Avec:

$$\mathbf{A}_G = \mathbf{A}_i - \mathbf{b}_i k_G \quad (5-15)$$

$$\mathbf{b}_G = \mathbf{b}_{iw} + \mathbf{b}_i k_w \quad (5-16)$$

$$\mathbf{b}_{GV} = \mathbf{b}_{iv} + \mathbf{b}_i k_v \quad (5-17)$$

5-4: Détermination de la contre-réaction d'état:

L'équation caractéristique du système global fermé s'écrit:

$$\begin{aligned} P(s) &= \det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_G) \\ &= s^n + \gamma_{n-1} s^{n-1} + \dots + \gamma_1 s + \gamma_0 \end{aligned} \quad (5-18)$$

En imposant les pôles on obtient:

$$P(s) = (s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n) \quad (5-19)$$

en utilisant le théorème de Viète:

$$\begin{aligned}
 \alpha_{n-1} &= -(s_1 + s_2 + s_3 + \dots + s_n) \\
 \alpha_{n-2} &= -(s_1 s_2 + s_1 s_3 + \dots + s_{n-1} s_n) \\
 &\dots \\
 \alpha_0 &= -(s_1 s_2 s_3 \dots s_n)
 \end{aligned} \tag{5-20}$$

cette formule s'écrit sous la forme:

$$P(s) = s^n + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \dots + \alpha_1 s + \gamma_0 \tag{5-21}$$

En identifiant ces deux polynômes on obtient la matrice A_G donc, la contre-réaction d'état.

Selon l'équation (5-13), le premier élément du vecteur de contre-réaction d'état global est égal à zéro. Cela introduit une condition de liaison

$$\sum_i p_i = \text{tr}(A_G) = -\frac{1}{T_{cm}} + \text{tr}(A_s) \tag{5-22}$$

5-5: Intervention directe de la consigne et de la perturbation:

Pour l'intervention directe de la grandeur de consigne, le coefficient sera calculé de manière à compenser un pôle du système global fermé.

Ainsi, on choisit un pôle à compenser parmi ceux qu'on vient d'imposer pour le réglage d'état. On obtient alors:

$$k_w = -\frac{k_r}{p_k} \tag{5-23}$$

Pour le calcul du coefficient d'intervention directe de la perturbation, cette stratégie n'apporte pas de meilleur résultat. On utilise la méthode qui consiste à annuler la sortie de l'intégrateur en régime établi.

En régime établi, en annulant la sortie de l'intégrateur on a les équations suivantes:

$$X_{cm} = K_{cm} u_{cm} \tag{5-24}$$

$$0 = b_s X_{cm} + A_s X_s + b_{sv} v \tag{5-25}$$

$$y = w = c_s X_s \tag{5-26}$$

$$u_{cm} = k_w w - k_v v - k_s X_s \tag{5-27}$$

En combinant ces relations pour faire disparaître les grandeurs internes et en annulant la consigne, on obtient finalement:

$$k_v = \frac{c_s (k_{cm} b_s k_s - A_s)^{-1} b_{sv}}{c_s (k_{cm} b_s k_s - A_s)^{-1} b_s k_{cm}} \tag{5-28}$$

5-6: Logiciel de dimensionnement et de simulation:

La particularité de la contre-réaction d'état partiel nous a conduit à élaborer un second logiciel spécialisé aux systèmes monovariables qui sera utilisé lors de la dimensionnement du système de réglage du moteur à courant continu.

5-6-1) Organigramme de dimensionnement:

Le déroulement général de la dimensionnement du réglage d'état se fait selon l'organigramme suivant:

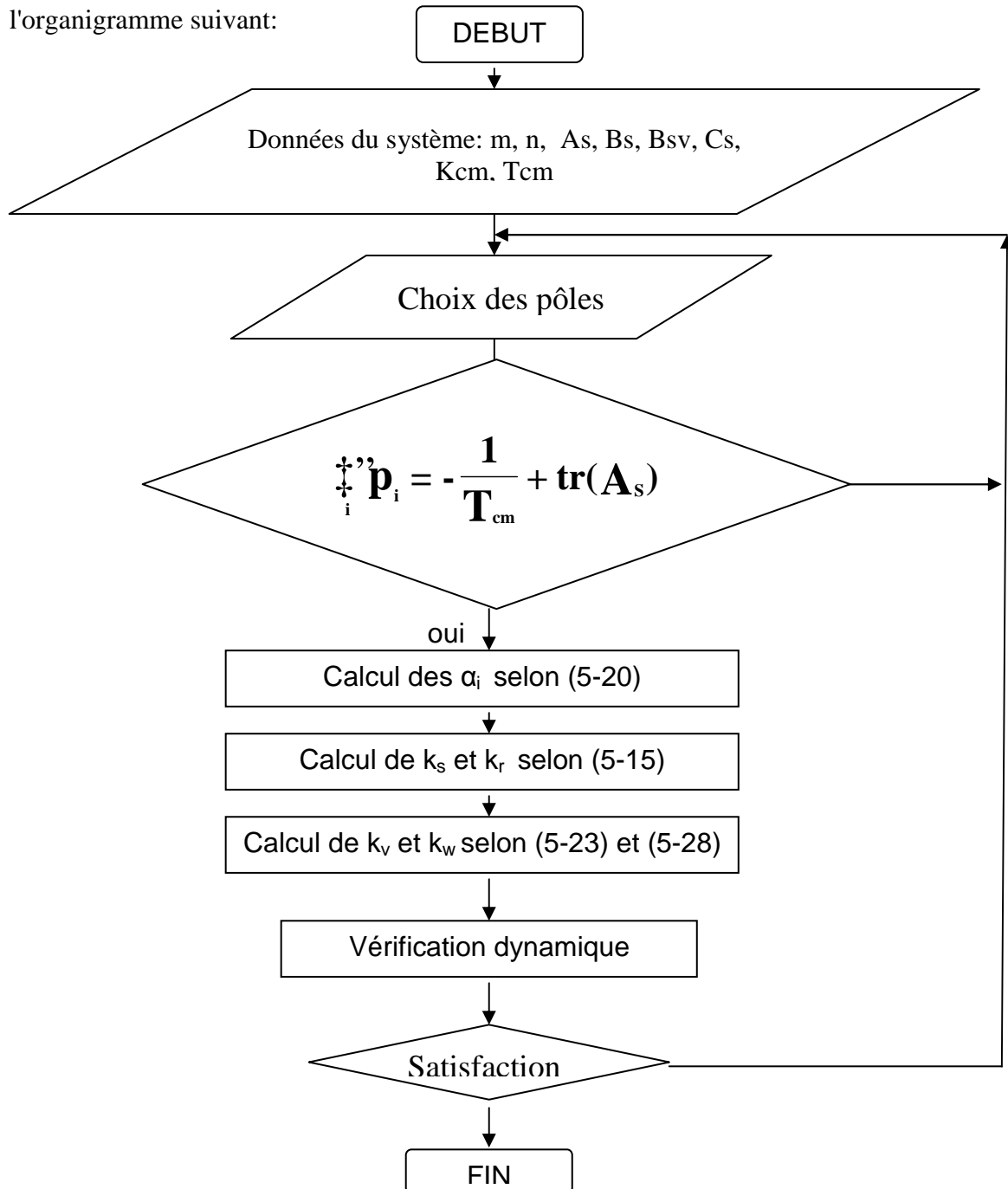


Figure 5-2: Organigramme de dimensionnement

5-6-2) Présentation du logiciel:

Après lancement du logiciel en un double-clic sur l'icône suivant:



Monovar

le logiciel se charge comme suit:

- Une page d'accueil apparaît pendant quelque seconde



Figure 5-3: Page d'accueil

- La page de configuration générale apparaît ensuite:

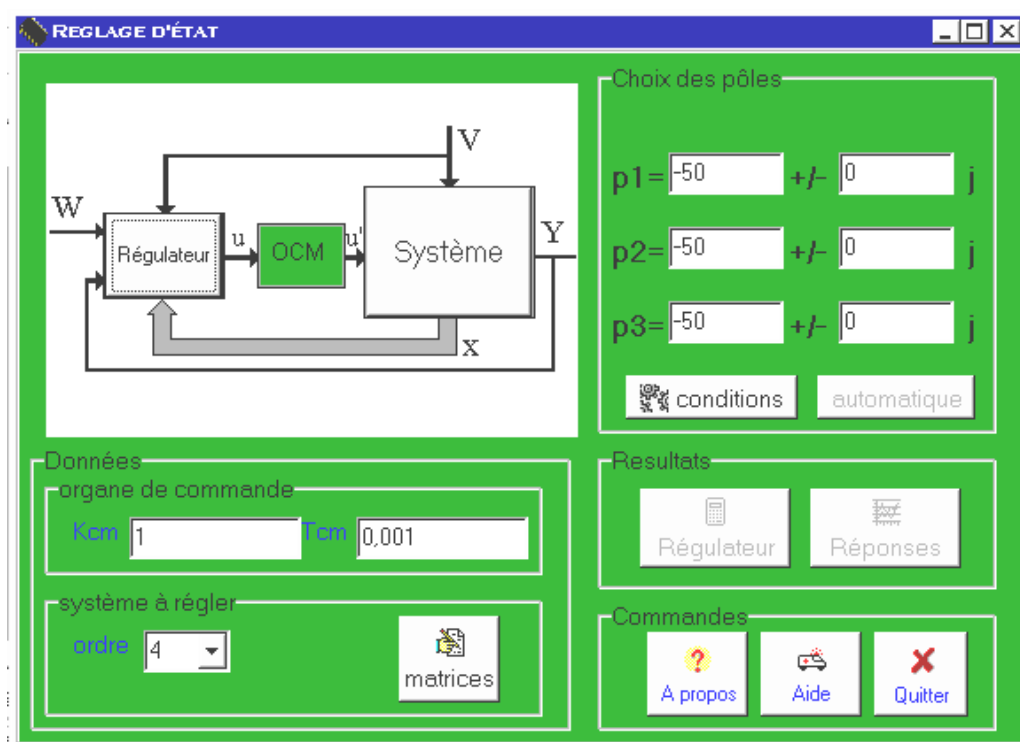


Figure 5-4: Page de choix

sur cette page, on peut:

- Choisir les éléments de l'organe de commande, l'ordre et les matrices d'état du système à régler:

Figure 5-5: Choix du système et de l'organe de commande

- Faire apparaître les résultats obtenus

Figure 5-6: Boutons 'résultats'

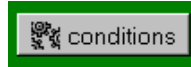
- Choisir les pôles

Figure 5-7: Choix des pôles



Particulièrement, pour le choix des pôles, deux boutons permettent à l'utilisateur de faciliter le calcul :

- La première intitulée 'conditions' fait apparaître l'équation à respecter lors des choix.



- La seconde intitulée 'automatique' remplit automatiquement les pôles de manière à avoir un système à amortissement optimal (déphasement = 4%).



Le bouton matrices permet d'afficher la page de saisie des matrices d'état du système à régler:

SAISIE DES DONNEES

matrice A				
	0	0	0	0
	0	0	0	0
	0	0	0	0
	0	0	0	0

matrice B			matrice Bv	
	0			0
	0			0
	0			0
	0			0

matrice C				
	0	0	0	0

OK

Figure 5-8: Page de saisie des matrices

Le bouton 'régulateur' montre les coefficients du régulateur d'état:

REGLAGE D'ÉTAT

Contre-réaction du vecteur d'état

266,88522757263

Intervention du régulateur intégrateur 26554,8482176364

Intervention directe de la consigne 132,942613786315

Intervention directe de la perturbation :1

OK

Figure 5-9: Page des coefficients du régulateur d'état

En appuyant sur le bouton 'réponses', on choisit le temps de traçage et le type d'entrée:



Figure 5-10 Page de choix du type de réponse indicielle à tracer

puis la page des réponses indicielles:

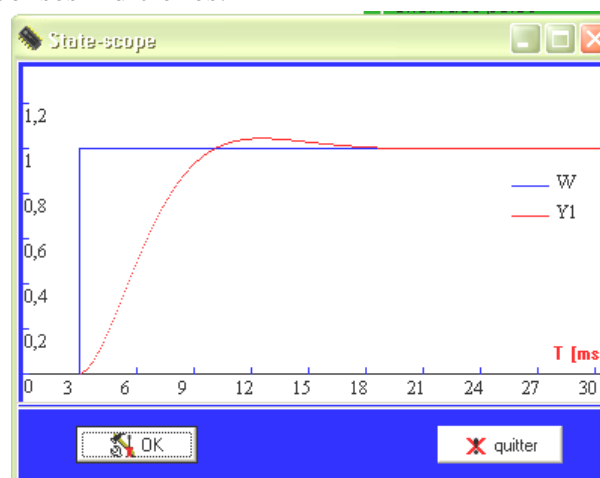


Figure 5-11: Page des réponses indicielle

Comme le cas du système multivariable sans organe de commande, les habituelles pages d'aide complètent le logiciel:

- Un clic sur le bouton 'à propos' fait apparaître la page suivante:



Figure 5-12: Page 'à propos'

- Le bouton 'aide' ouvre la page d'aide sous forme de texte:

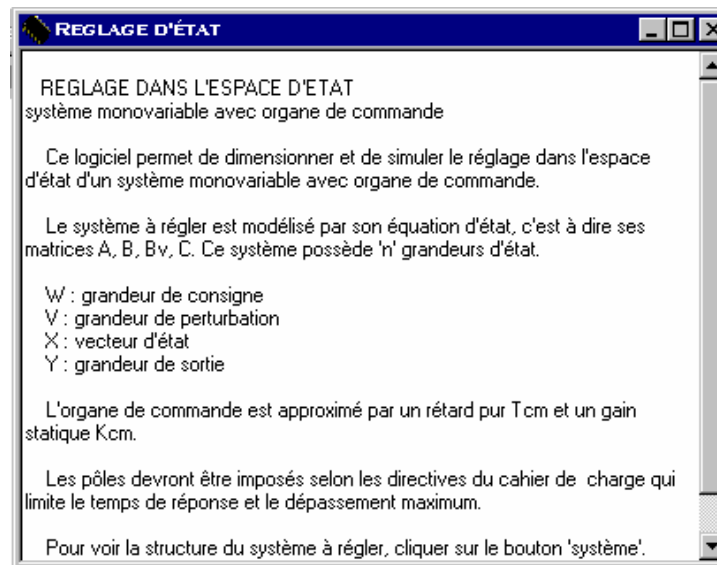


Figure 5-13: Page d'aide sous forme de fichier-texte

Sur le schéma bloc du circuit de réglage de la page qui suit,

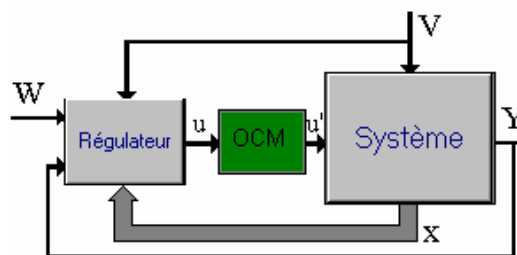


Figure 5-14: Schéma bloc du circuit de réglage

La structure interne du régulateur d'état peut être visualisée en y appuyant

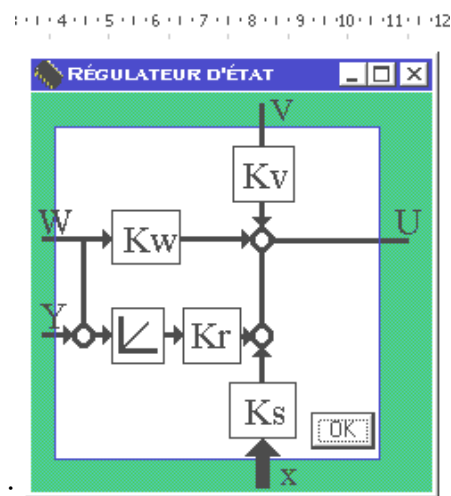


Figure 5-15: Structure interne du réglage d'état monovarié

De même pour le système à régler:

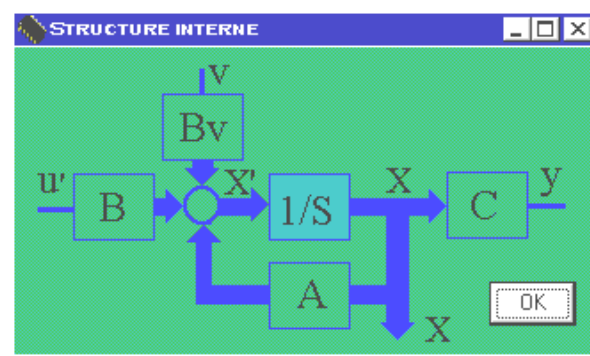


Figure 5-16: Structure interne du système à régler monovariable

Chapitre
VI

REGLAGE D'ETAT DU MOTEUR A
COURANT CONTINU

6-1: Modélisation du Moteur à Courant Continu:

Un moteur à courant continu (MCC) est un système électromécanique servant à transformer l'énergie électrique, sous forme de courant continu, en énergie mécanique.

Malgré sa constitution très complexe, le MCC est réputé par sa facilité de réglage. C'est ainsi que nous l'avons pris comme application pratique pour le réglage d'état. En effet, les thyristors et les transistors de puissance permettent de réaliser simplement et économiquement des convertisseurs de courant ou des variateurs de tension continue comme organe de commande de telle machine.

Pour bien se focaliser dans le réglage proprement dit, nous allons adopter les hypothèses et considérations suivantes:

- Les enroulements et circuits relatifs à l'induit seront représentés par une résistance R_a et une inductance L_a en série.
- La machine est parfaitement compensée et fonctionne à son régime nominal.
- Les phénomènes liés aux pertes-fer et Joules seront négligés.
- La machine est à excitation séparée et fonctionne à flux constant nominal.

le moteur fonctionne avec une charge modélisée par un couple résistant C_r et un moment d'inertie global J .

la figure suivante montre le schéma équivalent correspondant:

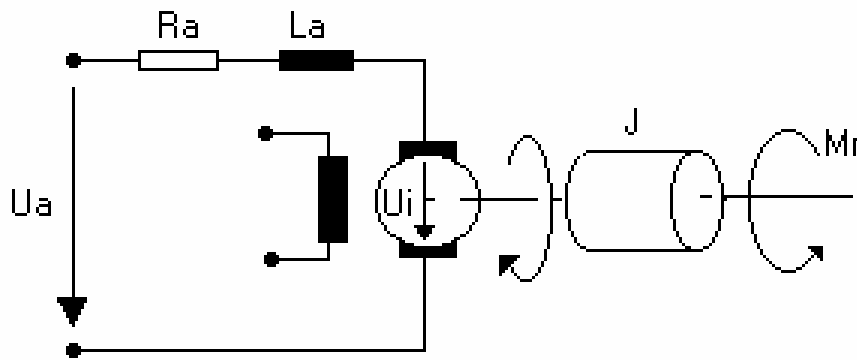


Figure 6-1: Moteur à courant continu

Compte tenu des considérations ci-dessus, nous pouvons écrire les équations suivantes:

➤ Circuit d'induit:

$$U_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + U_i \quad (6-1)$$

$$U_i = C_m \Phi_e \Omega \quad (6-2)$$

➤ Equation du mouvement:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M_e - M_r \quad (6-3)$$

$$M_e = C_m \Phi_e I_a \quad (6-4)$$

avec:

- U_a : tension d'induit
- U_i : tension induite
- I_a : courant d'induit
- R_a : résistance d'induit
- L_a : inductance d'induit
- Φ_e : flux d'induction
- C_m : couple moteur
- C_r : couple résistant

Compte-tenu des équations ci-dessus, on peut représenter le moteur en deux blocs distincts mise en série, à savoir le bloc courant (S_i) et le bloc vitesse (S_v).

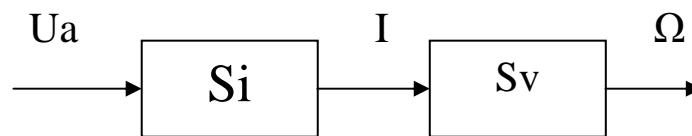


Figure 6-2: Schéma bloc

6-2: Circuits de réglage:

Pour asservir la vitesse du MCC, on a deux possibilités:

- Soit en agissant sur le flux d'induction, c'est à dire le circuit d'excitation (fonctionnement en survitesse)
- Soit en agissant sur la tension d'induit.

Cette deuxième solution est la plus adaptée car une alimentation à flux variable pourrait entraîner la saturation du circuit magnétique du moteur. On alimente alors le moteur à partir d'un convertisseur de courant qui transforme la tension alternative triphasée fixe en tension continue variable.

Dans le cas des entraînements réglés, le réglage de courant est plus important pour éviter un éventuel emballement de courant lors de l'intervention du régulateur de courant. Ainsi, on adopte un réglage de courant et de vitesses en cascade illustré par la figure suivante:

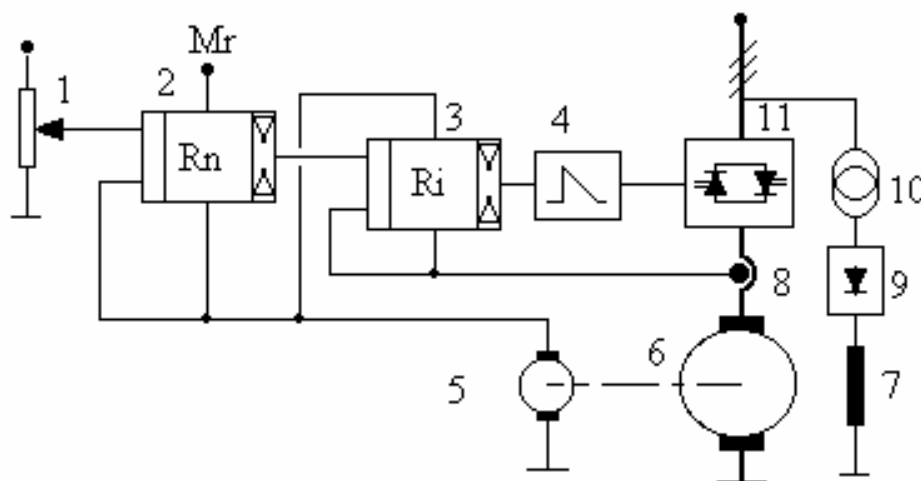


Figure 6-3: Circuit de réglage

Le circuit inducteur (7) est alimenté par un redresseur(9) et un transformateur(10) tandis que le circuit d'induit(6) par le convertisseur (11).

La commande des interrupteurs électroniques du convertisseur est obtenue par un dispositif d'allumage (4) piloté par le régulateur de courant(3) et le régulateur de vitesse(2).

La consigne de vitesse est obtenue par le dispositif(1) tandis que la vitesse est mesurée par le capteur de vitesse(6). Le courant d'induit est mesuré par le capteur de courant(8).

La vitesse de rotation agit comme grandeur de perturbation dans le circuit de réglage de courant tandis que le couple résistant comme perturbation dans le circuit de réglage de vitesse.

6-3: Convertisseur de courant:

Le convertisseur de courant est un pont redresseur triphasé double alternance.

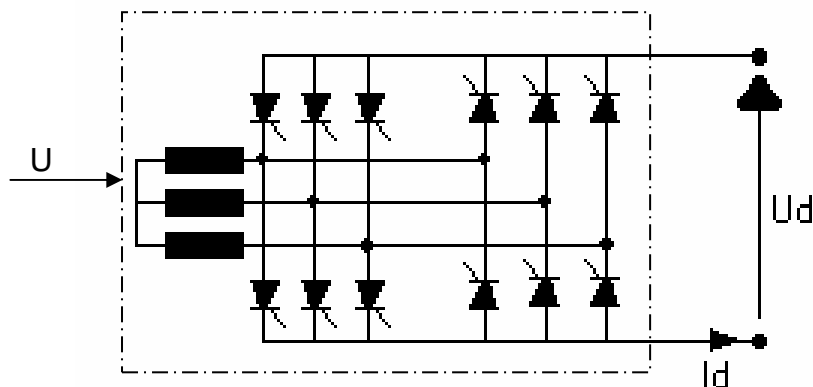


Figure 6-4: Convertisseur de courant

On peut modéliser le convertisseur comme un bloc dont l'entrée est la tension de commande u et la sortie est la tension d'alimentation du moteur U_a .

Comme on le sait, les convertisseurs fonctionnent en système échantillonné, alors, on ne peut pas modifier sa sortie qu'aux instants d'échantillonnage c'est à dire à l'instant où la tension du réseau passe à zéro.

Cela se traduit par un petit retard variable entre 0 et T . on prend alors la moyenne, c'est à dire la moitié de la période T .

La fonction de transfert s'écrit alors:

$$G(s) = K_{CM} e^{-T_{CM}s} \quad (6-6)$$

Une approximation donne:

$$G(s) = \frac{K_{CM}}{1 + s T_{CM}} \quad (6-6)$$

D'où l'équation différentielle régissant le convertisseur:

$$\dot{U}_d = -\frac{1}{T_{CM}} U_d + \frac{K_{CM}}{1 + T_{CM}} U \quad (6-7)$$

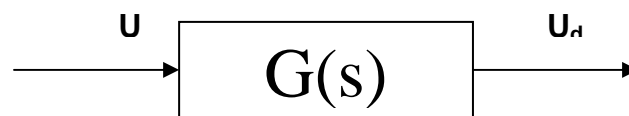


Figure 6-5: schéma bloc du convertisseur

Pour un redresseur en pont triphasé, la période est

$$T = T_{réseau} / 6 = 20ms / 6 = 3.3333ms \quad (6-8)$$

Ce qui donne finalement:

$$T_{cm} = 1.6667ms \quad (6-9)$$

6-4: Grandeurs relatives:

L'utilisation de grandeurs relatives g s'avère avantageuse surtout lors de la comparaison de systèmes de même nature mais de dimensions différentes.

Pour cela, on réfère chaque grandeur réelle G à une grandeur fixe G_n qui est souvent la grandeur nominale et quelquefois la grandeur maximale.

$$g = \frac{G}{G_n} \quad (6-10)$$

Il est à noter que l'utilisation de grandeurs relatives se prête bien à la simulation analogique. Chaque grandeur est de dimension 1, ce qui met en avantage la réponse unitaire.

Le tableau suivant donne les grandeurs de références et relatives correspondantes à chaque paramètre du moteur à courant continu:

Grandeur réelle	U_a	I_a	U_i	Ω	Φ_e	M_e	M_r
Grandeur de référence	U_n	I_n	U_n	Ω_n	Φ_n	M_n	M_n

<i>Grandeur relative</i>	u_a	i_a	u_i	n	φ_e	m_e	m_r
--------------------------	-------------------------	-------------------------	-------------------------	-----------------------	-------------------------------	-------------------------	-------------------------

Tableau 6-1: Relation entre les grandeurs

A flux constant, on a un flux d'induction qui est égal à sa valeur nominale. On a alors:

$$\Phi_e = \Phi_n \rightarrow \varphi = 1 \quad (6-11)$$

En introduisant ces relations et en combinant les équations du moteur, on obtient finalement:

$$\frac{d\dot{i}_a}{dt} = -\frac{1}{T_t}\dot{i}_a + \frac{1}{r_t T_t}u_a - \frac{1}{r_t T_t}n \quad (6-12)$$

$$\frac{dn}{dt} = -\frac{1}{T_m}\dot{i}_a - \frac{1}{T_m}m_r \quad (6-13)$$

Où:

$$\bullet \quad T_t = \frac{L_a}{R_a} \quad (6-14)$$

$$\bullet \quad r_t = R_a \frac{I_n}{U_n} \quad (6-15)$$

$$\bullet \quad T_m = \frac{1}{T_m} m_r \quad (6-16)$$

La relation (6-10) définit le bloc 'courant' tandis que la relation (3-11) définit le bloc 'vitesse'.

6-5: Données du moteur:

Les données relatives au moteur et à l'organe de commande sont celui d'un moteur à courant continu qui a été étudié par Pierre FELLER lors de sa thèse d'état à l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL).

Nous avons particulièrement choisi ceci parce qu'au sein de notre école, aucune étude n'a jamais été établie en ce qui concerne le réglage d'état, alors, nous avons été forcés de chercher ailleurs.

6-6-3: **résultats:**

En introduisant les paramètres du moteur et de l'organe de commande et en laissant le logiciel faire le choix des pôles automatique, on obtient les résultats suivants:

- Pôles imposés:
 - $P1 = -209.52 + j209.52$
 - $P2 = -209.52 - j209.52$
 - $P3 = -209.52$
- Coefficients:
 - $K_{si} = 0.74$
 - $K_{wi} = 0.4097$
 - $K_{vi} = -1$
 - $K_{ri} = 85.85$
- Réponse indicielle:

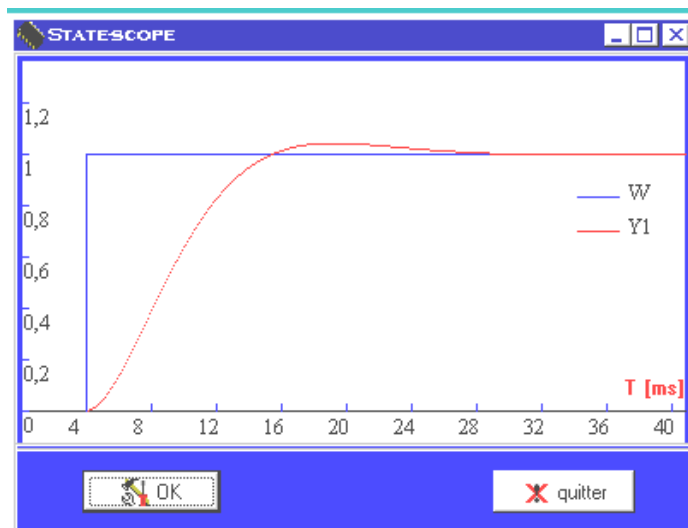


Figure 6-7: Réponse suite à un saut de consigne de courant

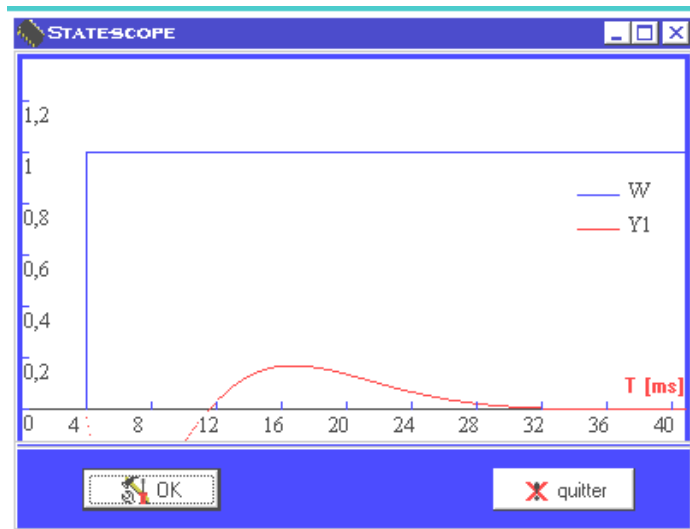


Figure 6-8: Réponse suite à un saut de vitesse

6-6-4: comportement approximatif du circuit de réglage de courant:

La mise en équation du circuit de réglage de vitesse risque de devenir complexe si l'on tenait compte du comportement exact du circuit de réglage de vitesse en boucle fermée.

Il est plus aisé d'approximer son comportement à un système du premier ordre de la forme

$$G(s) = \frac{1}{1 + s T_{pe}} \quad (6-19)$$

Où T_{eq} est la petite constante de temps équivalente.

Celle-ci est déterminée par le principe de l'égalité de surface de réglage du circuit réglé à la surface de réglage du système équivalent.

Cette approximation est tout à fait satisfaisante pour des circuits amortis, ce qui est vérifiée dans la méthode que nous utilisons.

Selon une étude bibliographique, on a:

$$T_{eq} = T_{cm} \quad (6-20)$$

6-7: circuit de réglage de la vitesse de rotation:

6-7-1) Equations générales:

Les équations régissant le circuit de réglage de vitesses et du comportement équivalent du circuit de réglage de courant d'induit sont données par les formules:

$$\frac{dn}{dt} = -\frac{1}{T_m} \dot{i}_a - \frac{1}{T_m} m_r \quad (6-21)$$

$$G(s) = \frac{1}{1 + s T_{pe}} \quad (6-22)$$

6-7-2) schéma de réglage de vitesse:

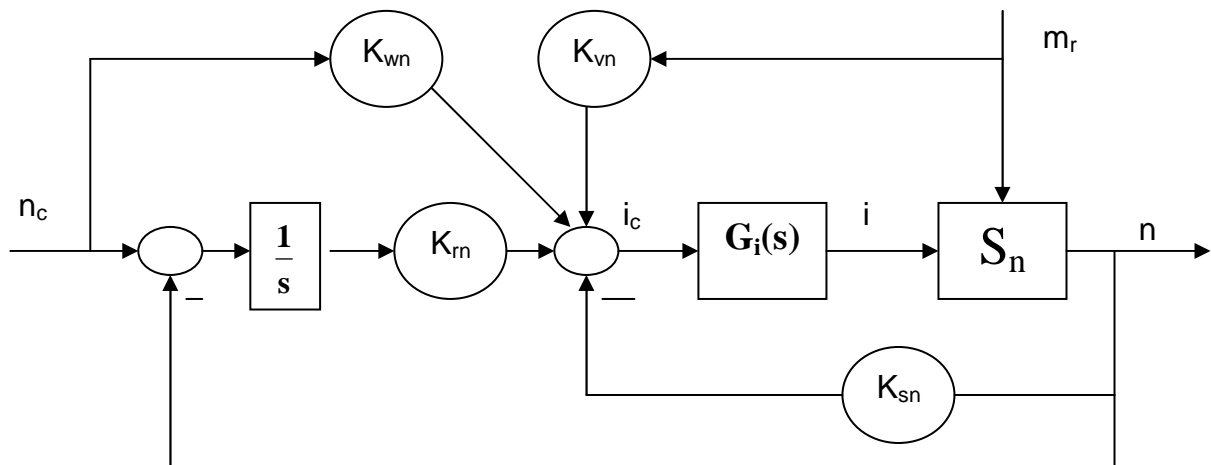


Figure 6-9: Structure du circuit de réglage de vitesse

6-7-3) résultats:

En introduisant les paramètres du moteur et de l'organe de commande et en laissant le logiciel faire le choix des pôles automatique, on obtient les résultats suivants:

- Pôles imposés:
 - $P1 = -209 + j209$
 - $P2 = -209 - j209$
 - $P3 = -209$
- Coefficients:
 - $K_{sn} = 292.667$
 - $K_{wn} = 30660.289$
 - $K_{vn} = 146.333$
 - $K_{rn} = -1$

➤ Réponse indicielle:

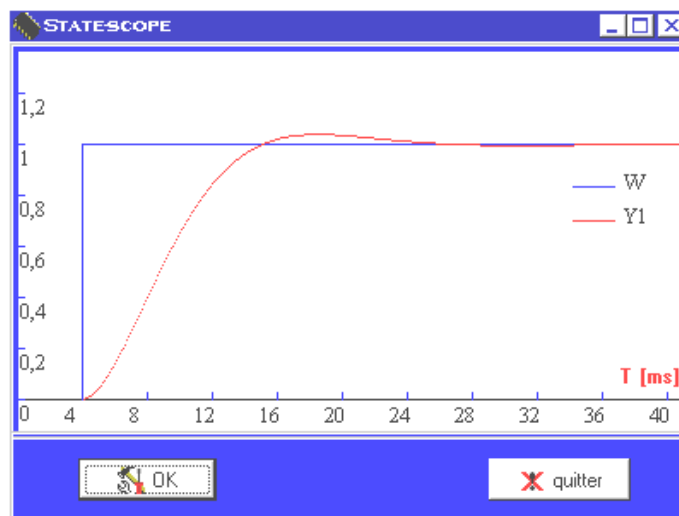


Figure 6-10: Réponse indicielle suite à un saut de la consigne de vitesse

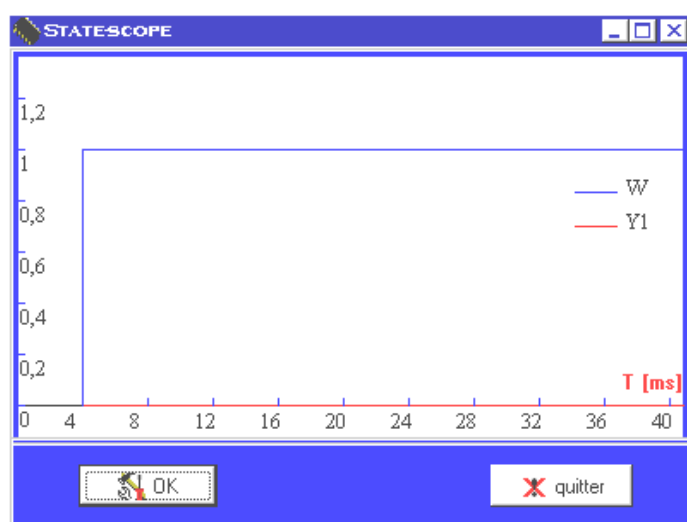


Figure 6-11: Réponse indicielle suite à un saut du couple résistant

6-8: observateur du couple résistant:

Aux paragraphes précédents, nous avons supposé un couple résistant mesurable. En réalité, telle n'est pas le cas, seule une valeur estimée pourra être utilisée. Il faut alors procéder à une observation du couple résistant.

Le principe général des observateurs consiste à câbler le modèle du système considéré. Ainsi, on peut y observer la grandeur que la réalité ne permet pas.

En réalité, le système modélisé ne correspond jamais au système réel, il faut alors procéder à une correction qui rapprochera le modèle à la réalité.

6-8-1) Observateur du couple résistant:

Comme nous le savons, le couple résistant est inséré dans la formule:

$$\frac{dn}{dt} = -\frac{1}{T_m} \dot{i}_a - \frac{1}{T_m} m_r \quad (6-23)$$

Puisque le courant i_a et la vitesse n est mesurable, alors, on peut évaluer le couple résistant en réalisant le circuit suivant sachant que d'après(6-23), on obtient:

$$m_r = i_a - T_m \frac{dn}{dt} \quad (7-8)$$

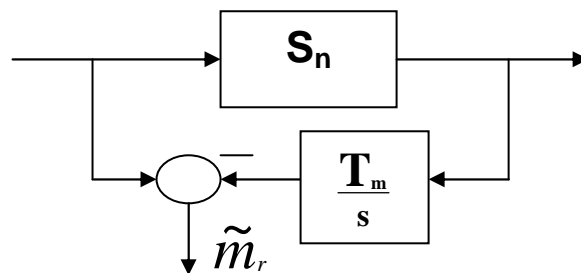


Figure 6-12: Observateur du couple résistant

Comme on a dit plus haut, une correction est nécessaire pour approcher le modèle à la réalité, on peut utiliser alors les modèles suivants.

6-8-2) Observateur du couple résistant du premier ordre:

Le coefficient L est choisi de manière à avoir un observateur plus rapide que le système à observer pour ne pas compromettre la rapidité de réglage.

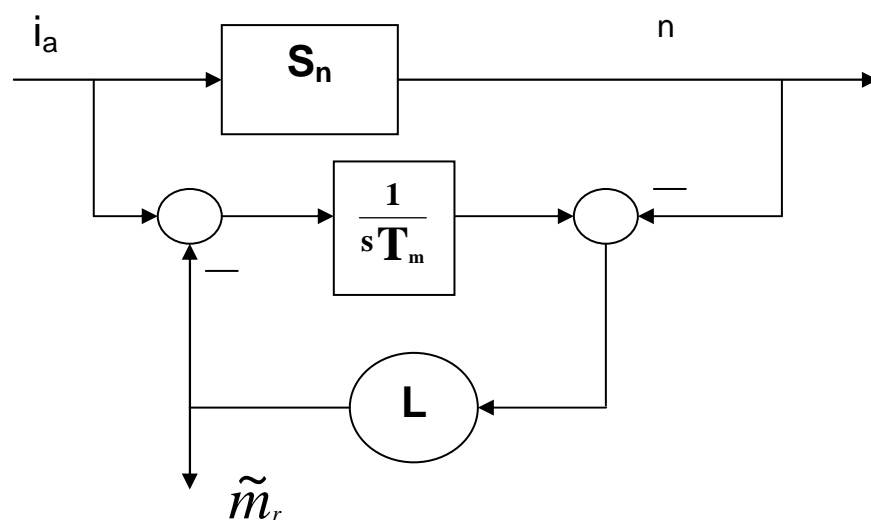


Figure 6-13: Observateur du premier ordre

6-8-3) Observateur du couple résistant du second ordre:

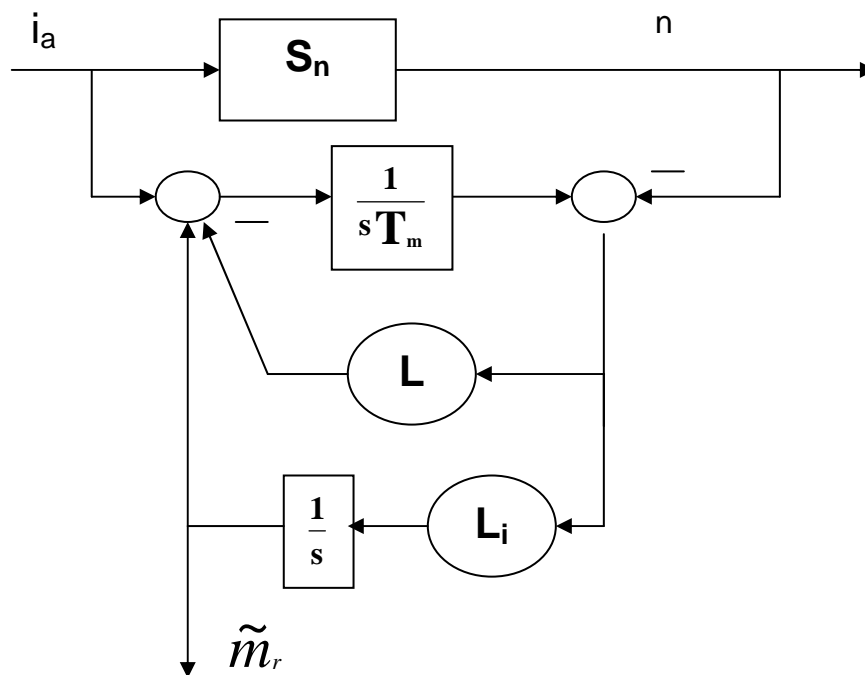


Figure 6-14: Observateur du second ordre

Avec l'observateur du second ordre, l'observation est plus rigoureuse mais le système devient moins rapide. Le concepteur a alors le choix selon les conditions imposées par le cahier de charge.

6-9: Conclusion:

Tant pour le réglage de courant que pour le réglage de vitesse, l'usage d'une structure de réglage par contre-réaction d'état permet d'obtenir de très bons résultats.

L'exemple que nous avons pris est certes très simple mais nous a permis de mettre en valeur les qualités obtenues lors du réglage d'état.

CONCLUSION GENERALE:

L'utilisation d'une structure de réglage par contre-réaction des vecteurs d'état et interventions directes des vecteurs de consigne et de perturbation permet effectivement d'améliorer la qualité des systèmes de réglage que ce soit dans des cas simples ou compliqués.

Au cours des quatre premiers chapitres, nous avons traité le cas du réglage d'état des systèmes multivariables. L'élaboration d'un logiciel de calcul et de simulation utilisant la méthode de découplage nous a permis de mettre en lumière les avantages que procure le réglage d'état. Quant aux deux derniers chapitres, nous avons traité le cas des systèmes monovariables avec organe de commande. A cet effet, un second logiciel de calcul et de simulation a été spécialement conçu. Lors du réglage du moteur à courant continu, nous avons pu constater que quelle que soit la qualité du circuit de réglage utilisé, le système ne pourrait jamais atteindre une rapidité inférieure à celle de l'organe de commande. Néanmoins, le réglage d'état permet au système d'atteindre cette limite.

En conclusion le réglage dans l'espace d'état permet en toute circonstance de doter au système réglé une performance excellente et à priori inaccessible avec les systèmes de réglage habituelles. Si la structure s'avère un peu compliquée en monovariable, tel n'est pas le cas en multivariable. D'ailleurs, quelle que soit la complexité de celle-ci, l'utilisation des composants intégrés rend toujours la réalisation plus modeste.

Annexe
I

LES REGULATEURS D'ETAT ANALOGIQUE

1-1: tâches d'un régulateur d'état:

La figure 1-1 montre la structure d'un régulateur d'état analogique. Comme nous l'avons vu, les tâches de ce régulateur sont:

- Mise en contre-réaction des grandeurs d'état x_1, x_2, \dots, x_n du système à régler à l'aide des coefficients k_1, k_2, \dots, k_n .
- Intervention directe de la consigne w par le coefficient k_w .
- Intervention directe de la perturbation v par le coefficient k_v .
- Formation de l'intégrale de l'écart de réglage $e=w-y$ et intervention de la grandeur d'état de ce régulateur intégrateur par le coefficient k_r .

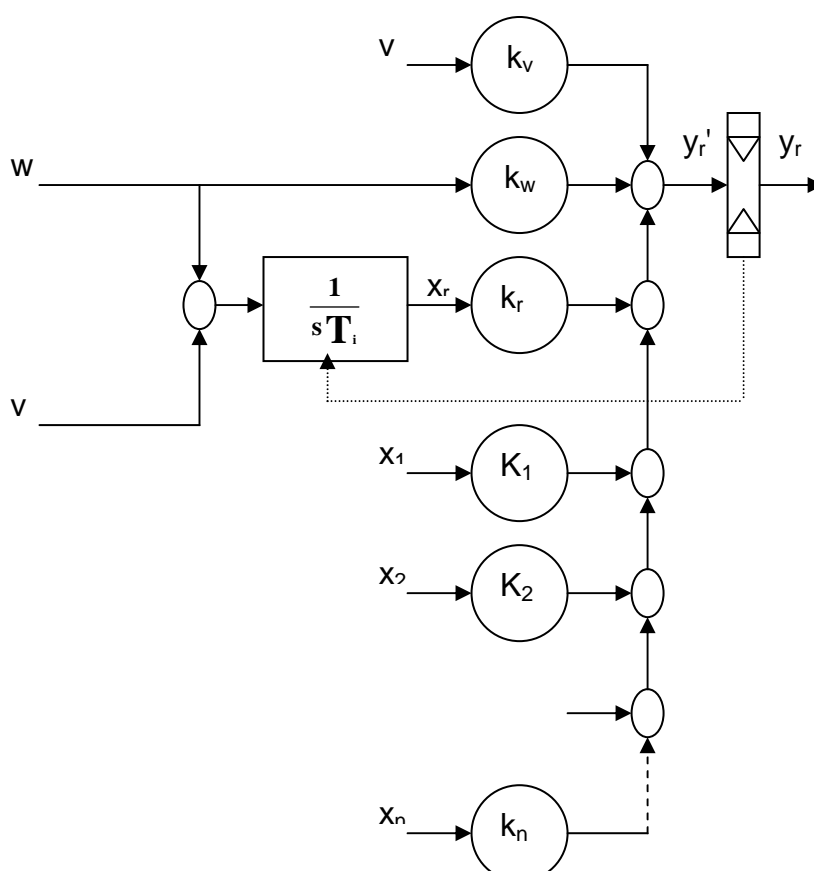


Figure 1-1: schéma-bloc d'un régulateur d'état avec limitation.

A la sortie du régulateur, une limitation (symbolisée par le rectangle avec deux petits triangles en opposition à l'intérieure) est incorporée afin d'éviter tout emballement possible de y_r lors de son intervention sur le système à régler ou sur l'organe de commande.

Lorsque cette limitation est active, une correction du régulateur intégrateur incorporé est indispensable afin que ce dernier n'intervienne en cas de limitation.

1-2: Régulateurs d'état analogique:

La figure 1-2 montre la configuration générale d'un régulateur d'état analogique sans limitation incorporée.

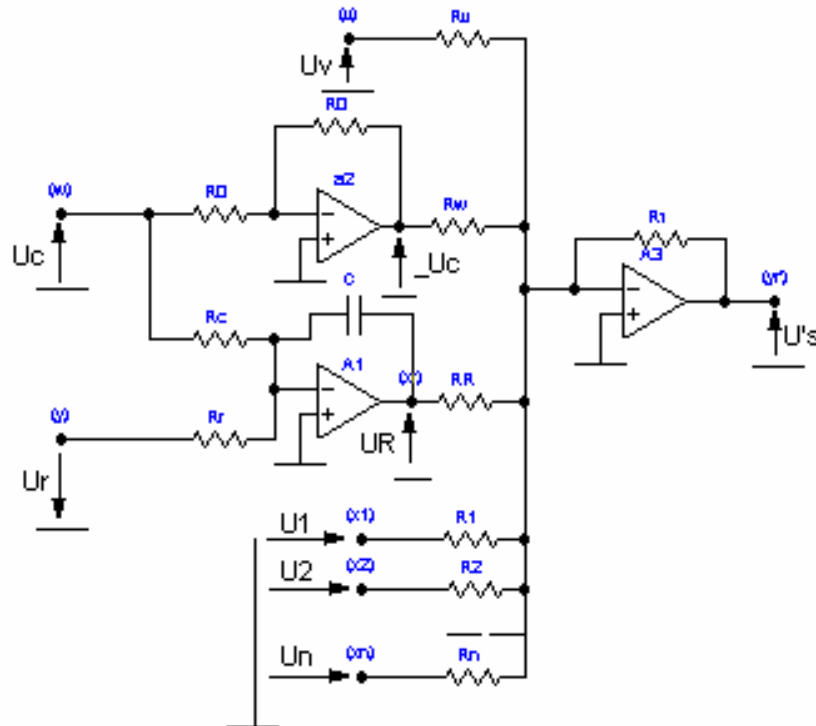


Figure A1-2: Configuration générale d'un régulateur d'état analogique.

L'amplificateur opérationnel A1 réalise le régulateur intégrateur. A son entrée inverseuse sont reliées les résistances de comparaison R_c et R_r . Il est directement mis en contre-réaction par le condensateur C .

L'amplificateur opérationnel A2 sert d'amplificateur inverseur afin de mettre à disposition la tension $-U_c$ permettant l'intervention de la grandeur de consigne sur la composante proportionnelle avec le bon signe.

Enfin, l'amplificateur opérationnel A3 forme un montage sommateur qui réunit tous les signaux nécessaires à sa sortie.

1-3: Relations de base:

Pour établir les relations de base, on va supposer que les amplificateurs opérationnels idéals.

Pour le régulateur intégrateur, montage lié à l'amplificateur opérationnel A1, on a:

$$\frac{U_c}{R_c} - \frac{U_r}{R_r} + sC U_R = 0 \quad (A1-1)$$

d'où l'on obtient:

$$U_R = -\frac{1}{R_c} \left(\frac{U_c}{R_c} - \frac{U_r}{R_r} \right) = -\frac{1}{s R_c C} \left(U_c - \frac{R_c}{R_r} U_r \right) \quad (A1-2)$$

Pour le montage lié à l'amplificateur opérationnel A3, on peut écrire:

$$\frac{U_v}{R_v} - \frac{U_c}{R_w} + \frac{U_R}{R_r} + \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \dots + \frac{U_n}{R_n} + \frac{U_s'}{R_f} = 0 \quad (A1-3)$$

$$U_s' = \frac{R_f}{R_w} U_c - \frac{R_f}{R_v} U_v - \frac{R_f}{R_R} U_R - \frac{R_f}{R_1} U_1 - \frac{R_f}{R_2} U_2 - \dots - \frac{R_f}{R_n} U_n \quad (A1-4)$$

1-4: Introduction des grandeurs relatives:

Pour introduire les grandeurs relatives, on va utiliser les grandeurs de références qui suivent:

$$\begin{aligned} U_c &= w U_{cn}; \\ U_r &= y U_{rn} \\ U_R &= -x_R U_{Rn} \\ U_v &= v U_{vn} \\ U_i &= x_i U_{in}; i=1 \dots n \\ U_s' &= y_R' U_{sn} \end{aligned} \quad (A1-5)$$

En introduisant ces relations dans les formules précédentes, on obtient:

$$y_R' = k_w w - k_v v + k_R x_R - (k_1 x_1 + k_2 x_2 + \dots + k_n x_n) \quad (A1-6)$$

Avec:

$$k_w = \frac{R_f U_{cn}}{R_w U_{sn}} \quad (A1-7)$$

$$k_v = \frac{R_f U_{vn}}{R_v U_{sn}} \quad (A1-8)$$

$$k_R = \frac{R_f U_{Rn}}{R_R U_{sn}} \quad (A1-9)$$

$$k_i = \frac{R_f U_{in}}{R_i U_{sn}} \quad ; i = 1..n \quad (A1-10)$$

Lors du dimensionnement du réglage d'état, on obtient chaque coefficient. Pour la réalisation du régulateur, il s'agit alors de déterminer les valeurs des résistances et condensateurs inhérents au montage. On utilise alors les relations ci-dessus pour y parvenir.

En générale, les tensions de références sont données par l'organe de consigne, les différents organes de mesure et de l'organe de commande. Par contre, la tension U_{Rn} n'est pas donné à priori, cette dernière étant une grandeur interne du régulateur d'état, on doit alors l'estimer en limitant la saturation de l'amplificateur A1 et en estimant la valeur maximale que peut prendre x_R .

Le problème n'est pas entièrement défini: le concepteur se trouve devant une certaine liberté. Cette dernière permet de calculer les composants selon les valeurs normalisées tout en considérant les charges admissibles de chaque organe qui fournit les signaux.

1-5: Régulateur d'état avec limitation:

Le montage de la figure A1-2 doit être complété par une limitation dont voici le montage:

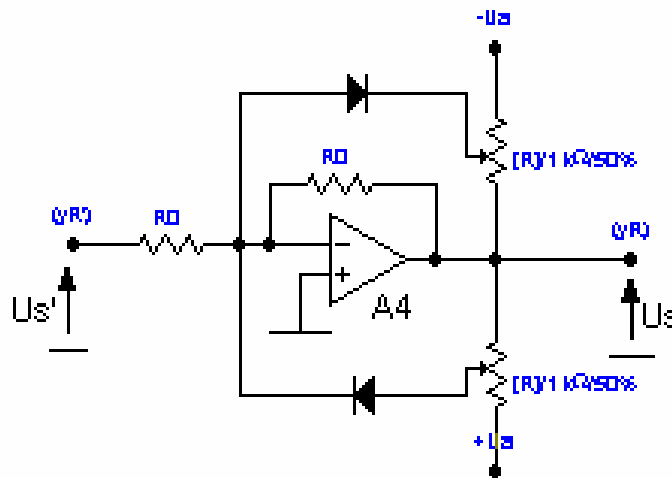


Figure A1-3: Circuit de limitation

La limitation est réalisée par l'amplificateur opérationnel A4 à une valeur maximale ou minimale selon les positions des potentiomètres.

Comme nous l'avons vu plus haut, en cas de limitation, on doit corriger le régulateur intégrateur incorporé. On obtient alors le schéma du circuit de réglage d'état complet de la figure A1-4.

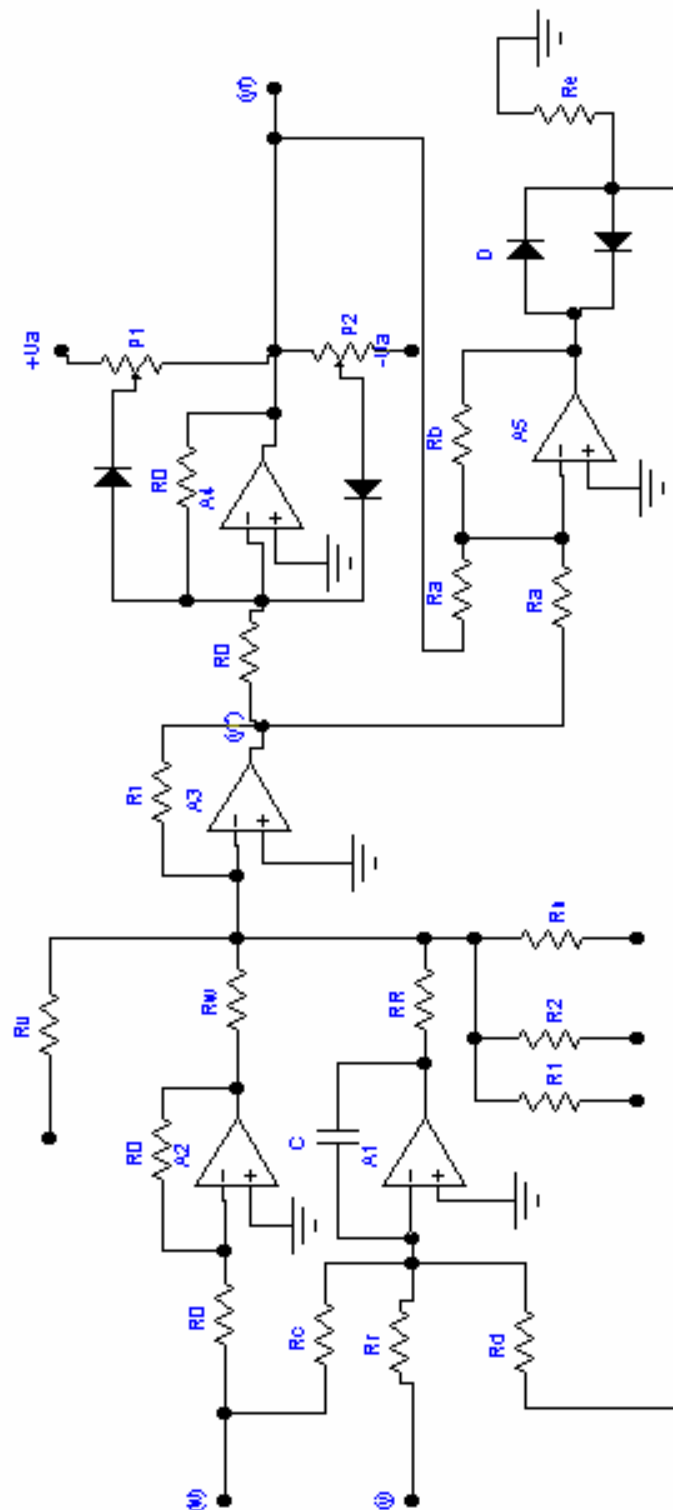
Pour la correction du régulateur, on emploie l'amplificateur opérationnel A5. Sa tension de sortie est donnée par la relation:

$$U_d = -\frac{R_b}{R_a}(U_s' - U_s) \quad (A1-11)$$

Si la limitation est inactive, on a alors: $U_s = U_s'$ donc $U_d = 0$. Sinon elle est proportionnelle à la différence entre U_s' et U_{smax} ou U_s' et U_{smin} .

La tension U_d intervient avec la résistance R_d sur le régulateur intégrateur et corrige la tension de sortie U_R .

Pour éliminer les éventuelles tensions gênantes lorsque la limitation n'est pas active, on prévoit deux diodes antiparallèles qui servent à éliminer les tensions inférieures à leur tension de seuil.



FigureA1-4: structure complète du régulateur d'état analogique

BIBLIOGRAPHIE

	Auteur	Titre
[1]	J.M. ALLENBACH	Réglages par les variables d'état http://www.eig.unige.ch mars 2004
[2]	Solofomboahangy ANDRIAMITANJO	Cours d'asservissement I E.S.P.A. 2003
[3]	Yvon ANDRIANAHARISON	Cours de Machine a Courant Continu E.S.P.A. 2002
[4]	Harlin ANDRIATSIHOARANA	Cours d'asservissement II- E.S.P.A. 2004
[5]	J.C. ARMICI	DELPHI http://www.unvrai.com Décembre 2004
[6]	Hansruedi Bühler	Réglages échantillonnés vol2: traitement dans l'espace d'état Presse Polytechnique Universitaire Romande 1983
[7]	Hansruedi Bühler	Traité d'électricité vol2: électronique de réglage et de commande Edition Georgi, saint Saphorin Suisse 1979
[8]	Hansruedi Bühler	Conception des systèmes automatiques Presse Polytechnique Universitaire Romande 1983
[9]	Pierre FELLER	Réglage analogique moderne appliqué à la MCC et à la MAS Thèse d'état EPFL 1984
[10]	Arimonjy RAMELINA	Cours d'analyse numérique E.S.P.A. 2002-2003-2004
[11]	Falimanana RANDIMBINDRAINIBE	Cours d'analyse Fonctionnelle E.S.P.A. 2002
[12]	M. Rivoire - J.L.Ferrier	Cours et exercices d'automatique vol1-2-3 Eyrolles Décembre 1988
[13]	A. SAYER	DELPHI: programmation dans l'environnement Windows www.commentcamarche.fr

LISTE DES FIGURES

Numéro	Titre
1-1	Diagramme structurel
1-2	Schéma bloc
1-3	Moteur à Courant Continu
2-1	Système en boucle ouverte
2-2	système en boucle fermée
2-3	système bouclé avec régulateur
2-4	Marge de stabilité dans le contour d'Evans
2-5	Réglage d'état
2-6	critère d'intégrale
3-1	Structure de réglage d'état avec découplage
3-2	Réponse indicielle
4-1	Page de développement DELPHI7
4-2	Ligne de programmes à compléter
4-3	Organigramme général
4-4	Organigramme de calcul
4-5	Organigramme de simulation dynamique
4-6	Organigramme de calcul de l'exponentielle matricielle
4-7	Page d'accueil
4-8	Page de choix
4-9	Choix du système
4-10	Choix des pôles
4-11	Page d'entrées des matrices
4-12	Page de saisie de la matrice A_s
4-13	Pages de saisie des matrices B_s et B_{sv}
4-14	Page de saisie de la matrice C_s
4-15	Page des résultats
4-16	Page de choix des réponses
4-16	Page de réponse indicielle
4-17	Page 'à propos'
4-18	Page d'aide
4-19	Page d'aide sous forme de texte
4-20	Réponse indicielle correspondant au cas 1
4-21	Réponse indicielle correspondant au cas 2
4-22	réponse indicielle correspondant au cas 3
5-1	Structure de réglage avec organe de commande
5-2	Organigramme de dimensionnement
5-3	Page d'accueil
5-4	Page de choix
5-5	Choix du système et de l'organe de commande
5-6	Boutons 'résultats'
5-7	Choix des pôles
5-8	Page de saisie des matrices
5-9	Page des coefficients du régulateur d'état
5-10	Page de choix du type de réponse indicielle à tracer
5-11	Page des réponses indicielle
5-12	Page 'à propos'

5-13	Page d'aide sous forme de fichier texte
5-14	Schéma bloc du circuit de réglage
5-15	Structure interne du réglage d'état monovariable
5-16	Structure interne du système à régler monovariable
6-1	Moteur à courant continu
6-2	Schéma bloc
6-3	Circuit de réglage
6-4	Convertisseur de courant
6-5	schéma bloc du convertisseur
6-6	Structure de réglage de courant
6-7	Réponse suite à un saut de consigne de courant
6-8	Réponse suite à un saut de vitesse
6-9	Structure du circuit de réglage de vitesse
6-10	Réponse indicielle suite à un saut de la consigne de vitesse
6-11	Réponse indicielle suite a un saut du couple résistant
6-12	Observateur du couple résistant
6-13	Observateur du premier ordre
6-14	Observateur du second ordre
6-15	schéma bloc d'un régulateur d'état avec limitation.
6-16	Configuration générale d'un régulateur d'état analogique.
6-17	Circuit de limitation
6-18	structure complète du régulateur d'état analogique

LISTE DES TABLEAUX

Numéro	Titre
3-1	Analogie entre les systèmes continus et échantillonnés
6-2	Relation entre les grandeurs