

1998-09

Etude et analyse de systèmes numériques de contrôle de l'alimentation énergétique du four de fusion de la verrundi

MUREKAMBANZE Jean Berchmans

UB, FACULTE DES SCIENCES APPLIQUEES

<https://repository.ub.edu.bi/handle/123456789/639>

Téléchargé depuis le dépôt institutionnel officiel de l'Université du Burundi

UNIVERSITE DU BURUNDI

**FACULTE DES SCIENCES APPLIQUEES
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTROMECHANIQUE**

**ETUDE ET ANALYSE DE SYSTEMES
NUMERIQUES DE CONTROLE DE
L'ALIMENTATION ENERGETIQUE
DU FOUR DE FUSION DE LA VERRUNDI**

Directeur du Projet :
Dr. Ir. Saïdi KIBEYA

Projet de fin d'études présenté
et défendu publiquement en vue de
l'obtention du grade d'Ingénieur Civil
en Génie Electromécanique

Par :
Jean Berchmans MUREKAMBANZE

Bujumbura, Septembre 1998

DEDICACE

A mon Père;
A la mémoire de mes regrettées
mère,
grand-mère Angélique NIYAKIRE,
Tante Anastasie NTAKIMAZI;
A ma petite soeur Espérance KARORERO;
A Tous mes amis;

Je dédie ce travail.

*" Les petits Généraux qui gagnent de petites guerres, on les décore.
Les grands Généraux qui évitent de grandes guerres, on ne les décore pas !"*

Frederico MAYOR

REMERCIEMENTS

Au terme de ce travail, nous nous en voudrions de ne pas remercier tous ceux qui, d'une manière ou d'une autre, ont contribué à notre formation tant humaine que scientifique durant notre séjour à l'Université du Burundi.

Je pense notamment à tous les professeurs de la faculté des sciences (section polytechnique) et à ceux de la faculté des sciences appliquées (Département de Génie Electromécanique). Particulièrement, nos remerciements sont adressés au professeur Dr. Ir Saïdi KIBEYA, Directeur du présent projet. C'est grâce à son savoir - faire, sa compétence et sa disponibilité malgré ses nombreuses autres sollicitations que nous sommes parvenus à produire un tel travail.

Aux responsables et agents techniques de la Verrundi, pour tous les renseignements et documentations qu'ils nous ont fournis, nous témoignons notre profonde gratitude.

A nos parents; pour l'éducation, les conseils et le soutien matériel dont nous avons toujours bénéficié tout au long de notre scolarité, nous adressons également nos sincères remerciements. Qu'ils trouvent en l'aboutissement de ce travail, le couronnement de leurs efforts et le fruit de leurs privations.

Que toute personne (parenté ou ami(e)) qui aurait manifesté une certaine sympathie envers nous, qui nous aurait apporté un soutien moral ou matériel; trouve ici l'expression de notre profonde reconnaissance.

TABLE DES MATIÈRES

Dédicace	i
Remerciements	ii
Table des matières	iii
Introduction générale	1
Chap I : Présentation générale du système d'alimentation énergétique du four de fusion de la VERRUNDI	3
I.1 Système énergétique à brûleur	3
I.2 Alimentation électrique du four	5
I.2.1 Système régulateur	7
I.2.2 Transformateur du four	8
Chap II: Modélisation du système d'alimentation énergétique du four	10
II.0 Introduction	10
II.1 Modèle mathématique du système à brûleur	12
II.1.1 Système O.C.V-Régulateur de proportion-Venturi	12
II.1.2 contrôle du débit d'air	13
II.1.2.1 Vanne	14
II.1.2.2 Commande de la vanne	16
II.1.3 Modèle mathématique du four (voûte)	21
II.1.3.1 Rappel sur les principaux modes de transfert de chaleur	21
II.1.3.2 Modélisation du four	25
II.1.4 Capteur de température	28
II.1.5 Fonction de transfert du système à brûleur	30
II.2 Modèle mathématique du système électrique	31
II.2.1 Transformateur du four	31
II.2.2 Transformateurs dévolteur et survolteur	36
II.2.3 Régulateur de tension et dispositif de commande ..	42
II.2.3.1 Dispositif de commande	42
II.2.3.2 Régulateur de tension	42
II.2.4 Modèle mathématique du four (base)	44
II.2.5 Fonction de transfert de tout le système électrique	47

Chap III: Modèle du système échantillonné d'alimentation	
énergétique du four	51
III.1 Généralités théoriques	51
III.1.1 Rappel sur les transformées de Laplace et les	
transformées en Z	51
III.1.1.1 Transformée de Laplace	51
III.1.1.2 Transformée en Z	52
III.1.2 Recherche du modèle d'un système échantillonné	54
III.1.2.1 Première méthode	54
III.1.2.2 Deuxième méthode: $G_e(z)$ est obtenue à partir de	
la fonction de transfert $G_a(s)$ du système	
analogique	66
III.1.2.3 Recherche du pas d'échantillonnage	68
III.2 Modèle du système à contrôler	70
III.2.1 Introduction	70
III.2.2 $G_e(z)$ est obtenue à partir de la fonction de	
transfert (en continu)	70
III.2.3 Détermination du pas d' échantillonnage	72
Chap IV : Synthèse des contrôleurs numériques	74
IV.1 Structure d'une boucle de régulation numérique	74
IV.2 Fonction de transfert de la boucle d'asservissement	
numérique	75
IV.3 Fonction de transfert $C(z)$ des compensateurs	
numériques	76
IV.4 Stabilité des systèmes numériques régulés	78
IV.5 Précision	84
Chap V: Contrôle et commande du système d'alimentation	
énergétique du four	87
V.1 Le micro-ordinateur et son environnement	87
V.1.1 Schéma de principe d'un micro-ordinateur	87
V.1.2 Structure et fonctionnement des multiplexeurs	90
V.1.3 Autres principaux éléments d'une carte d'acquisition-	

restitution des données pour micro-ordinateur ...	92
V.1.3.1 Convertisseur analogique-numérique (CAN)	92
V.1.3.2 Convertisseur numérique-analogique	93
V.2 Programmation du micro-ordinateur	94
V.2.1 Equations de régulation et d'ajustage de Consigne électrique	94
V.2.1.1 Equations récurrentes de régulation	94
V.2.1.2 Ajustage de consigne électrique	96
V.2.2 Organigrammes des programmes de gestion du système d'alimentation énergétique	101
V.2.2.1 Organigramme du programme "affichage et régulation"	101
V.2.2.2 Organigramme du programme d'ajustage de consigne électrique	102 bis
V.3 Schéma général du système numérique de contrôle de l'alimentation énergétique du four	112
V.3.1 Commande des moteurs de changement de plots	112
V.3.2 Schéma général du système numérique de commande et de contrôle de l'alimentation énergétique du four ..	113
Conclusion générale	115
Bibliographie	117
Annexes	119

INTRODUCTION GENERALE.

Depuis que les systèmes numériques ont vu le jour, un nombre de plus en plus grand d'applications en électronique et même d'autres disciplines exploitent des techniques numériques pour réaliser ce qui auparavant était effectué par des solutions analogiques.

Cette conversion à la technologie numérique s'explique par des raisons suivantes:

- les systèmes numériques sont plus simples à concevoir.
- le stockage de l'information est facile
- la précision et l'exactitude sont accrues
- on peut programmer leurs opérations. Il est vrai que l'on peut programmer aussi les systèmes analogiques mais les opérations programmables sont peu variées et élémentaires.
- on peut mettre un grand nombre de circuits numériques dans une puce de C.I.

Seulement, un seul inconvénient majeur joue contre les circuits numériques: le monde réel est analogique. Pour exploiter au mieux les techniques numériques dans le traitement d'entrée et de sorties analogiques, on doit mettre en oeuvre les trois phases suivantes:

1. Traduire les signaux analogiques du "monde réel" en signaux numériques,
2. Traiter (agir sur) l'information numérique,
3. Convertir les sorties numériques en une forme analogique adaptée au monde réel..

Ainsi à cause :

- des performances que réalisent les techniques numériques dans la conduite des processus notamment les procédés industriels
 - de l'exigence de plus en plus accrue de compétence de la part des exploitants des systèmes numériques
-

des exploitants des systèmes numériques

- du désir d'intéresser et de stimuler le monde industriel local à se doter des systèmes numériques afin de pouvoir en bénéficier les atouts,

Nous avons consacré notre travail de fin d'études au thème formulé ainsi:

" ETUDE ET ANALYSE DE SYSTEMES NUMERIQUES DE CONTROLE
D'ALIMENTATION ENERGETIQUE DU FOUR DE FUSION DE LA
VERRUNDI"

L'objectif de ce travail est d'introduire un contrôle automatique, à base de micro-ordinateur, du système d'alimentation énergétique (comportant 2 sous-systèmes) du four de fusion du verre de la VERRUNDI.

Il est composé de 5 chapitres à savoir:

- la présentation générale du système d'alimentation énergétique du four de fusion de la VERRUNDI,
- la modélisation du système d'alimentation énergétique du four,
- le modèle du système échantillonné d'alimentation énergétique du four,
- la synthèse des contrôleurs numériques,
- la commande et le contrôle du système d'alimentation énergétique par le micro-ordinateur.

CHAPITRE I. PRÉSENTATION GÉNÉRALE DU SYSTÈME D'ALIMENTATION ÉNERGÉTIQUE DU FOUR DE FUSION DE LA VERRUNDI.

Le four verrier de la VERRUNDI est de la catégorie des fours à flamme sur appoint électrique. Il est alimenté par un système électrique et par un brûleur qui consomme le "fuel-oil" (huile lourde).

I.1. Système énergétique à brûleur.

Le brûleur est alimenté par un mélange air-combustible soigneusement dosé pour qu'il puisse développer une bonne flamme. Le combustible (le gas-oil généralement) est stocké dans un réservoir principal. Il passe au brûleur via un tank de transfert et de préchauffage (autour de 100°C) et un système régulateur de proportion qui sert à tenir constant le rapport huile/air.

S'agissant de l'air, il est fourni par un ventilateur et arrive au brûleur via un récupérateur où il est porté à une température d'environ 450°C. La figure (1.1) [1] illustre tout le système d'alimentation énergétique par brûleur.

41

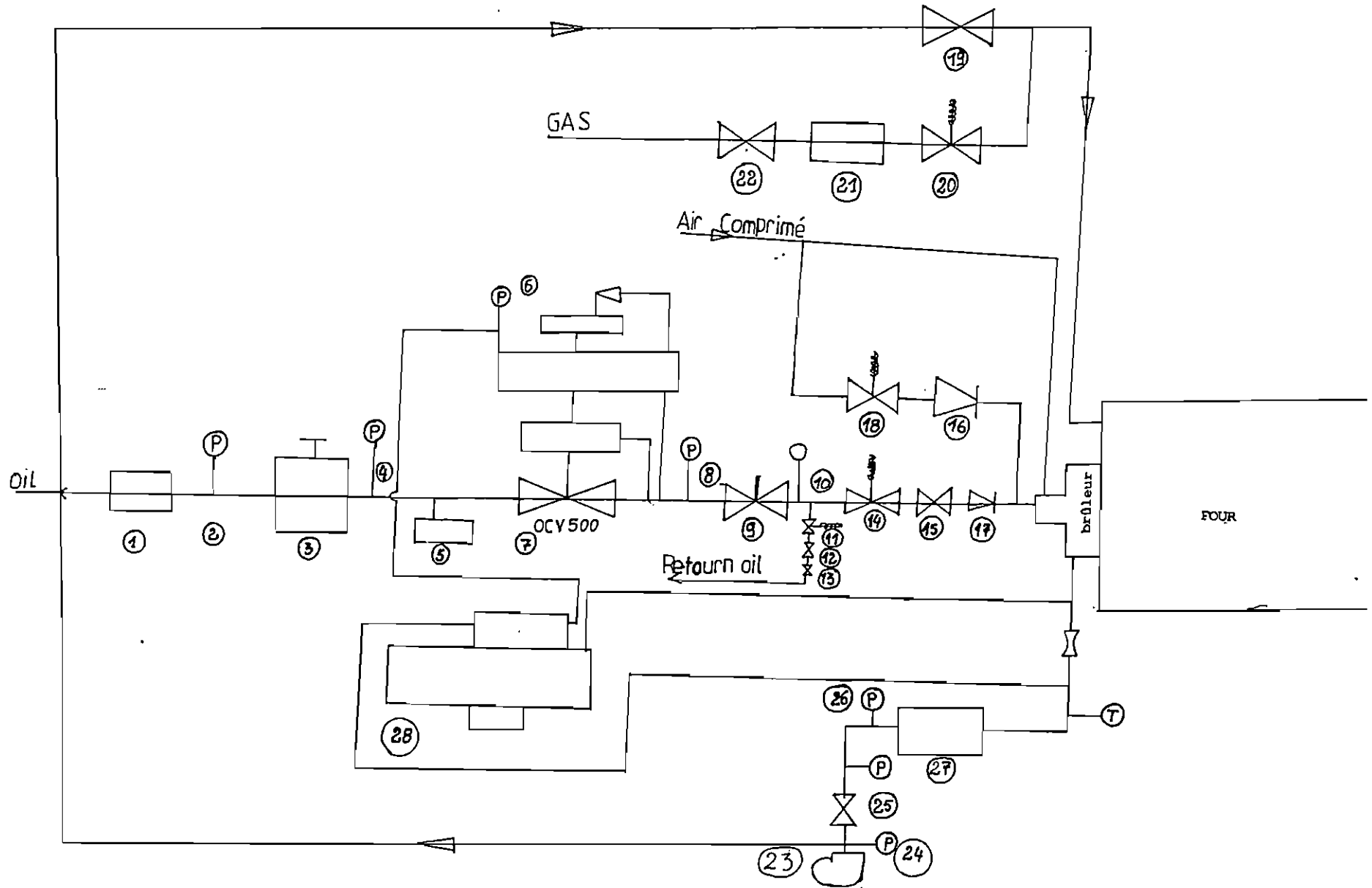


fig 1.1 Système d'alimentation énergétique du four par brûleur

Légende

- 1) $R_c^{1/2}$: "filtre"
- 6), 8), 10), 24), 26).
- 2), 4), oil pressure gange
- 3) pressure reducing valve
- 5) oil pressure switch
- 7) oil ratio regulator
- 11), 14), 18), 20) oil solonoïde valve
- 12) Minimum restrction valve
- 13), 19), 22), 25) Ball valve
- 15) globe valve
- 16), 17) non return valve
- 21) pilot gas governor javons
- 23) FAN
- 27) ,récupérateur
- 28) Régulateur de proportion huile/air.

I.2. Alimentation électrique du four.

Le four de fusion est alimenté par un système triphasé de 6,6 KV, 50 Hz via un disjoncteur, un système régulateur et trois transformateurs monophasés comme l'illustre la figure 1.2.

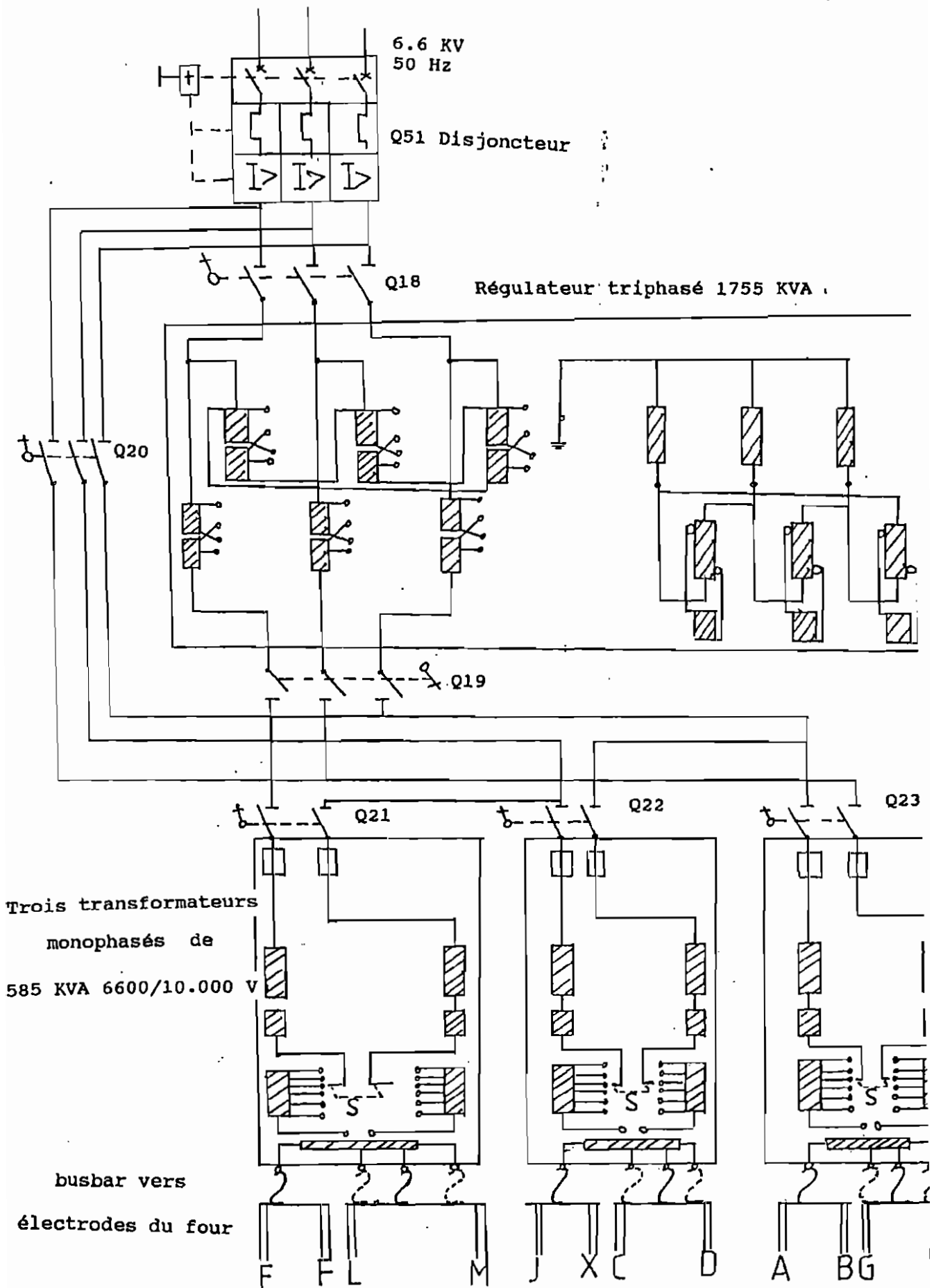


fig 1.2 Alimentation électrique du four

Notre analyse porte particulièrement sur le système régulateur et le transformateur du four à cause de l'intérêt qu'ils présentent dans notre travail.

I.2.1. Système régulateur.

Le système régulateur est composé de trois transformateurs à savoir:

- le transformateur dévolteur
- le transformateur régulateur
- le transformateur survolteur

a) Transformateur dévolteur.

C'est un transformateur dont les enroulements primaires sont couplés en triangle. Ceux du secondaire sont en étoile. Il fournit une tension d'alimentation au transformateur régulateur.

b) Transformateur régulateur.

Celui-ci fait partie d'un système tertiaire. L'énergie primaire provenant du transformateur dévolteur est appliquée à travers un groupe triphasé d'enroulements auto-transformateurs. Chacun de ces enroulements cylindriques est équipé de deux ensembles de mécanismes porte-balais à contacts roulants. Ils sont groupés sur des arbres d'entraînement commun pour se déplacer en sens opposés le long de la surface des enroulements. La position relative du dispositif porte-balais sur chacun des enroulements produit une variation de la tension du capteur sur les balais depuis une valeur positive jusqu'à une valeur négative en passant par zéro. Cette tension du capteur sert à amorcer le transformateur survolteur.

c) Transformateur survolteur.

Il reçoit son énergie primaire à partir du système décrit

ci-haut (régulateur) et l'applique à un enroulement dévolteur/survolteur connecté en série avec la tension d'alimentation fixe. Cet enroulement fait varier de $\pm 7,5\%$ la tension de sortie sur la bande de contrôle du régulateur.

I.2.2. Transformateur du four.

Il est constitué par trois transformateurs distincts à double enroulements, monophasés de 585 KVA chacun comme le montre la figure 1.3.

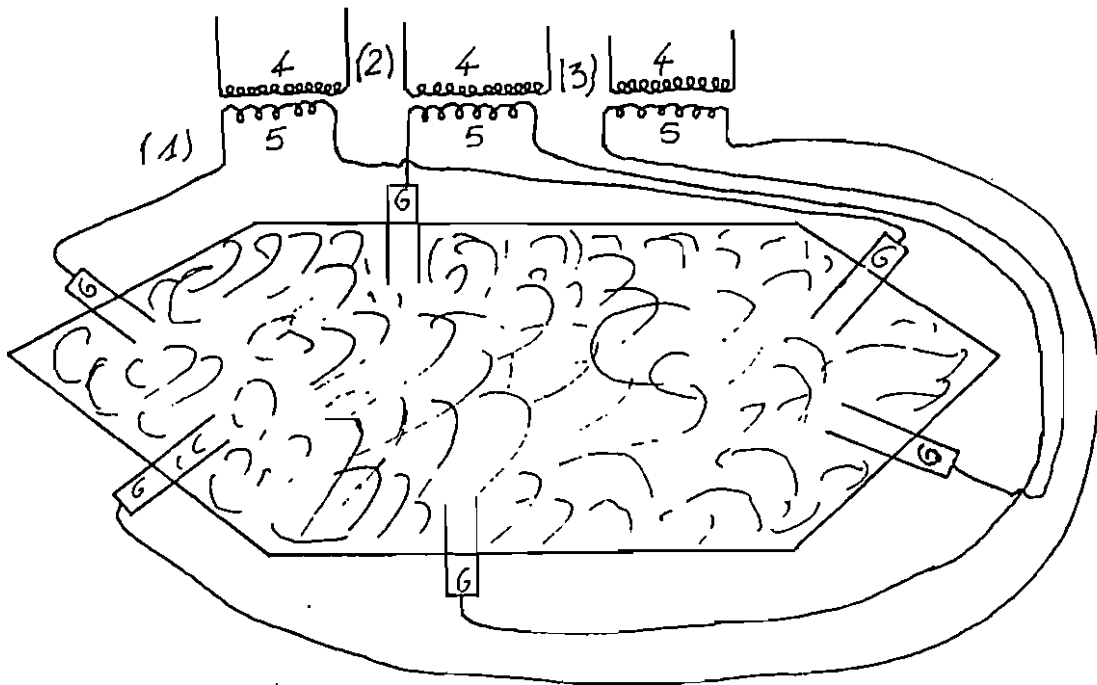


Figure 1.3.: Transformateurs monophasés alimentant les électrodes de chauffage du four.

- (1), (2), (3): Transformateurs monophasés.
- (4) : enroulements primaires des transformateurs
- (5) : enroulements secondaires des transformateurs
- (6) : électrodes
- (7) : verre en fusion.

Le primaire est surenroulé et comporte des plots de connexion à un commutateur de changement de plots à six

positions, motorisé à vide. Ce commutateur permet de varier de 100 à 75% la tension de sortie du secondaire par palier de 5%.

Ces enroulements secondaires du transformateur comportent également des plots faisant disposer d'une gamme de sortie pour couvrir une grande variété de tonnages du four et différents types de verre.

La commande du changement de plot peut être manuelle ou motorisé. Le fonctionnement motorisé du changement de plots s'effectue à l'aide d'un ensemble-boîte de vitesse motorisé. Les moteurs réversibles de 220 V, 50 Hz monophasés sont commutés par des contrôleurs "levage/abaisseur".

CHAPITRE II. MODELISATION DU SYSTEME D'ALIMENTATION ENERGETIQUE
DU FOUR.

II.0. Introduction.

Le système d'alimentation énergétique du four (principalement le four) est assez complexe et son modèle mathématique en est d'autant plus compliqué. Dans le souci de simplifier cette complexité et par conséquent obtenir un modèle beaucoup plus simple, nous scinderons le système en deux sous-systèmes à savoir:

- le système à brûleur
- le système électrique.

Le système à brûleur est composé de la partie supérieure du four (au dessus du bain du verre), d'un régulateur de proportion air-combustible et d'un capteur de température comme l'illustre la figure (2.1).

Il faut également noter que le régulateur de proportion est un système composé d'un O.C.V. (Oil Control Valve), d'un amplificateur de pression différentielle recueillie au borne de la venturi. Cette différence de pression est obtenue en agissant sur la vanne d'air et sert à réguler le débit du fuel au débit d'air.

Quant au système électrique, il agit sur la partie inférieure du four où baigne le verre en fusion et comporte le système régulateur de tension et de sa commande, des transformateurs respectivement dévolteur, survolteur et du four, et enfin des capteurs de température. La figure (2.2.) représente le système électrique.

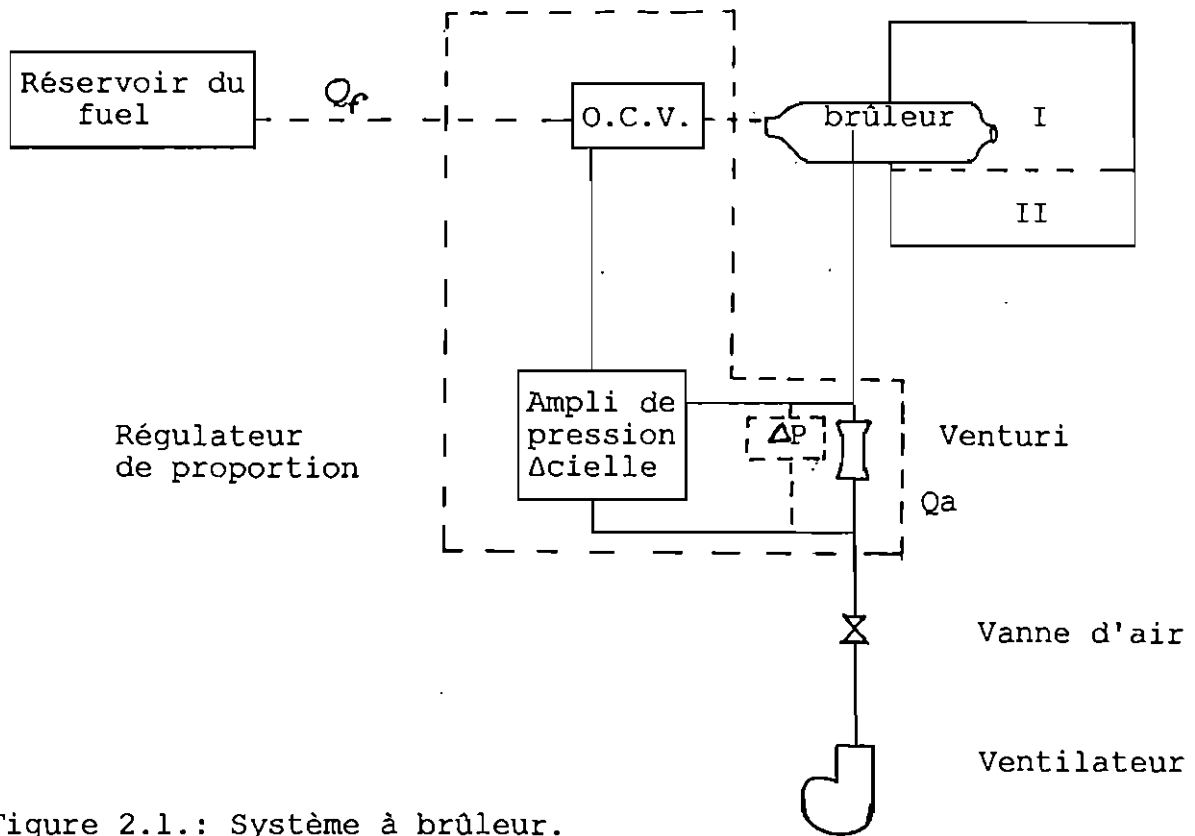
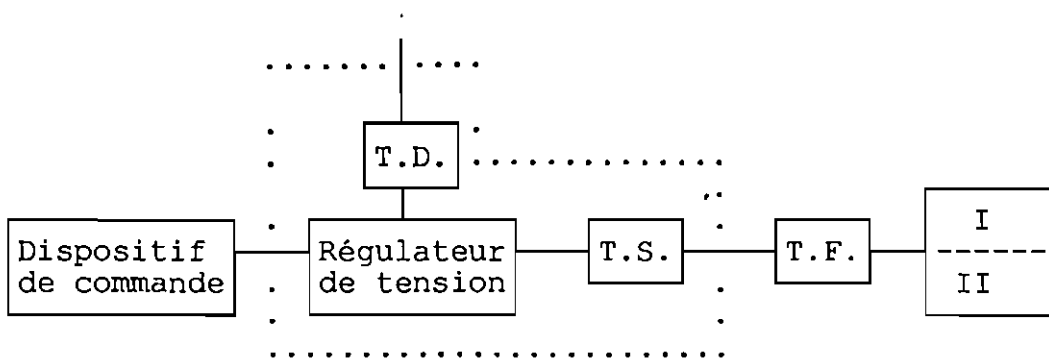


Figure 2.1.: Système à brûleur.

O.C.V.: Oil Control Valve
 Q_f : débit du fuel
 Q_a : débit d'air
 ΔP : Pression différentielle
 I: Partie supérieure du four.



Système régulateur de tension

Figure 2.2.: Système électrique.

T.D.: Transformateur dévolteur
 T.S.: Transformateur survolteur
 T.F.: Transformateurs du four

II: Partie inférieure du four où baigne le verre en fusion.

II.1. Modèle mathématique du système à brûleur.

II.1.1. Système OCV - Régulateur de proportion - Venturi.

Soit ΔP , la pression différentielle aux bornes de la Venturi. La relation entre ΔP et le débit d'air Q_a traversant la conduite est donnée par:

$$Q_a = K_1 s_1 (\Delta P)^{1/2} (2/\rho_1)^{1/2} [3] \quad (2.1)$$

$$S_1^2$$

avec $K_1 = \left(\frac{S_1^2 - s_1^2}{S_1^2} \right)^{1/2}$

- où S_1 : section de la conduite d'air
- s_1 : section de l'étranglement
- ρ_1 : masse volumique de l'air.

En considérant que, grâce à l'amplificateur de pression différentielle, la pression Δp est transférée aux bornes de l'O.C.V. avec un gain d'amplification A , le débit du fuel sera donné par:

$$Q_f = k_2 s_2 (A \cdot \Delta p)^{1/2} (2/\rho_2)^{1/2} \quad (2.2)$$

$$S_2^2$$

avec $k_2 = \frac{S_2^2 - s_2^2}{S_2^2}$

- où S_2 : section de la conduite du fuel
- s_2 : section de l'étranglement
- ρ_2 : masse volumique du fuel

En faisant le rapport de (2.2) et de (2.1), on a:

$$\frac{Q_f}{Q_a} = \frac{K_2 \cdot s_2 (A \cdot \Delta p)^{1/2} (2/\rho_2)^{1/2}}{K_1 \cdot s_1 (\Delta P)^{1/2} (2/\rho_1)^{1/2}}$$

ou $\frac{Q_f}{Q_a} = C_1$

avec $C_1 : \frac{K_2 S_2 (A/\rho_2)^4}{K_1 S_1 (1/\rho_1)^4}$

C'est-à-dire que $Q_f = C_1 Q_a$. (2.3).

Dès lors, nous pouvons remplacer notre système par le schéma bloc de la figure 2.3.

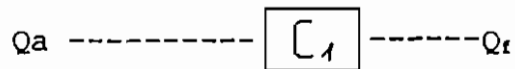


Figure 2.3. Schéma du système régulateur de proportion.

II.1.2. Contrôle du débit d'air.

Le débit d'air est réglé par un signal de commande v_e fourni par un régulateur numérique via un moteur pas à pas et une vanne de réglage. On a alors le schéma bloc de la figure (2.4).

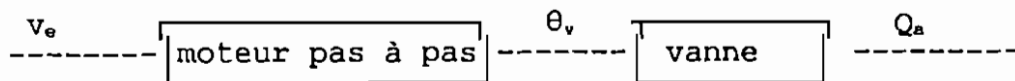


fig.2.4 Schéma bloc de contrôle du débit d'air.

II.1.2.1. Vanne.

La vanne est l'organe qui permet le réglage du débit d'un fluide par le déplacement linéaire ou angulaire de son obturateur. Pour le cas présent, la vanne utilisée est un robinet à papillon. L'obturateur se déplace en effectuant une rotation, autour d'une charnière fixe, de 0° à 90°.

Notre objectif est de trouver une relation mathématique qui lie le débit d'air, traversant la vanne, au déplacement de l'obturateur. Dans la littérature, cette relation est connue sous le nom de "caractéristique de débit de la vanne" [4].

On en distingue 3, à savoir:

- caractéristique de débit linéaire
- caractéristique égal pourcentage
- caractéristique réel,

qui sont respectivement établies à partir des équations suivantes:

$$Q = Q_{100} \times \frac{\theta}{\theta_{100}} \quad (2.4)$$

$$Q = b e^{a\theta} \quad (2.5)$$

$$\frac{Q}{Q_{100}} = \frac{1}{1 + A[(Q_{100}/Q)^2 - 1]} \quad (2.6)$$

où Q est le débit quelconque du fluide

θ est le déplacement quelconque de l'obturateur.

Q_{100} est le débit maximal

θ_{100} est le déplacement à grande ouverture de l'obturateur

a et b sont des constantes.

A est le facteur d'autorité et est égal au rapport de la

perte de charge du robinet en grande ouverture (ΔP_{100}) et de la perte de charge résistive ΔP_r .

Dans notre travail, nous utiliserons la caractéristique de débit linéaire car elle est la plus simple (linéarité). Ainsi, de la relation (2.4) nous déduisons le modèle mathématique de la vanne.

$$\frac{Q_a}{\theta_v} = \frac{Q_{100}}{\theta_{100}} = C_2$$

où Q_a : le débit quelconque d'air

θ_v : déplacement quelconque de l'obturateur.

θ_{100} : est égal au rayon de la conduite multiplié par le sinus de 90° .

C'est-à-dire $Q_{100} = R \sin 90^\circ = R$ (rayon de la conduite).

Q_{100} est tiré de la relation (2.7) régissant le calcul du coefficient de débit (C_v)

$$C_v = 1.156 Q_{100} (d/\Delta P_{min})^{1/4} \quad (2.7).$$

où d est la densité du fluide.

ΔP_{min} est la variation minimale de pression disponible entre l'amont et l'aval de la vanne.

Pour déterminer le C_v , nous utiliserons le tableau (2.1) [5]

Type de vanne	Coefficient de débit	Diamètre nominal en mm				
		50	100	200	400	600
Robinet à soupape à tête droite	C_v	35	150	750	3000	-
Robinet à soupape à tête inclinée	C_v	70	360	1690	7425	48118
Robinet-vanne	C_v	232	1040	4360	20560	22000
Robinet à papillon	C_v	95	400	2000	9500	-
Robinet à tournant sphérique à passage réduit	C_v	100	550	300	-	-
Robinet à tournant sphérique à passage intégral	C_v	313	1300	6000	-	-

Tableau 2.1. Coefficients de débit de divers types de vannes en fonction du diamètre nominal.

Comme la vanne utilisée pour le réglage d'air est un robinet à papillon, il suffit d'avoir le diamètre de la conduite pour fixer le paramètre C_v .

Ainsi, sachant que $d_{ext} = 215 \text{ mm}$

$$\approx 200 \text{ mm (diamètre nominal)}$$

où d_{ext} : diamètre extérieur de la conduite (obtenu par mesure).

On trouve $C_v = 2.000$

On peut alors calculer Q_{100} .

$$Q_{100} = \frac{C_v}{1.156 (d/\Delta P_{min})^4} \cdot \frac{2000}{1.156 (1,43/0,06895)^4} = 380 \text{ l/min}$$

$$\begin{aligned} \text{Dès lors, nous obtenons } C2 &= \frac{Q_{100}}{\theta_{100}} = \frac{380}{R \cdot \sin 90^\circ} \\ &= \frac{380}{0,1} \end{aligned}$$

$$C2 = 3800$$

Finalement, le modèle de la vanne est donnée par le schéma bloc de la figure 2.5.

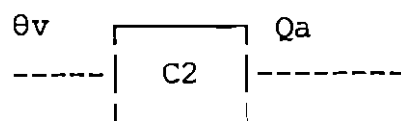


Fig.2.5.: Modèle mathématique de la vanne de réglage du débit d'air.

II.1.2.2. Commande de la vanne.

La vanne de réglage du débit d'air est commandée par un moteur pas à pas piloté à son tour par un microordinateur. Par définition, un moteur pas à pas est un transducteur de caractère

électromécanique. Son alimentation est de type électrique digital ou impulsionnel. Son mouvement rotatif ou de translation est de type incrémental continu. Sa structure est une modification d'un moteur à courant continu.

a) Alimentation et commande du moteur pas à pas.

1°) Alimentation.

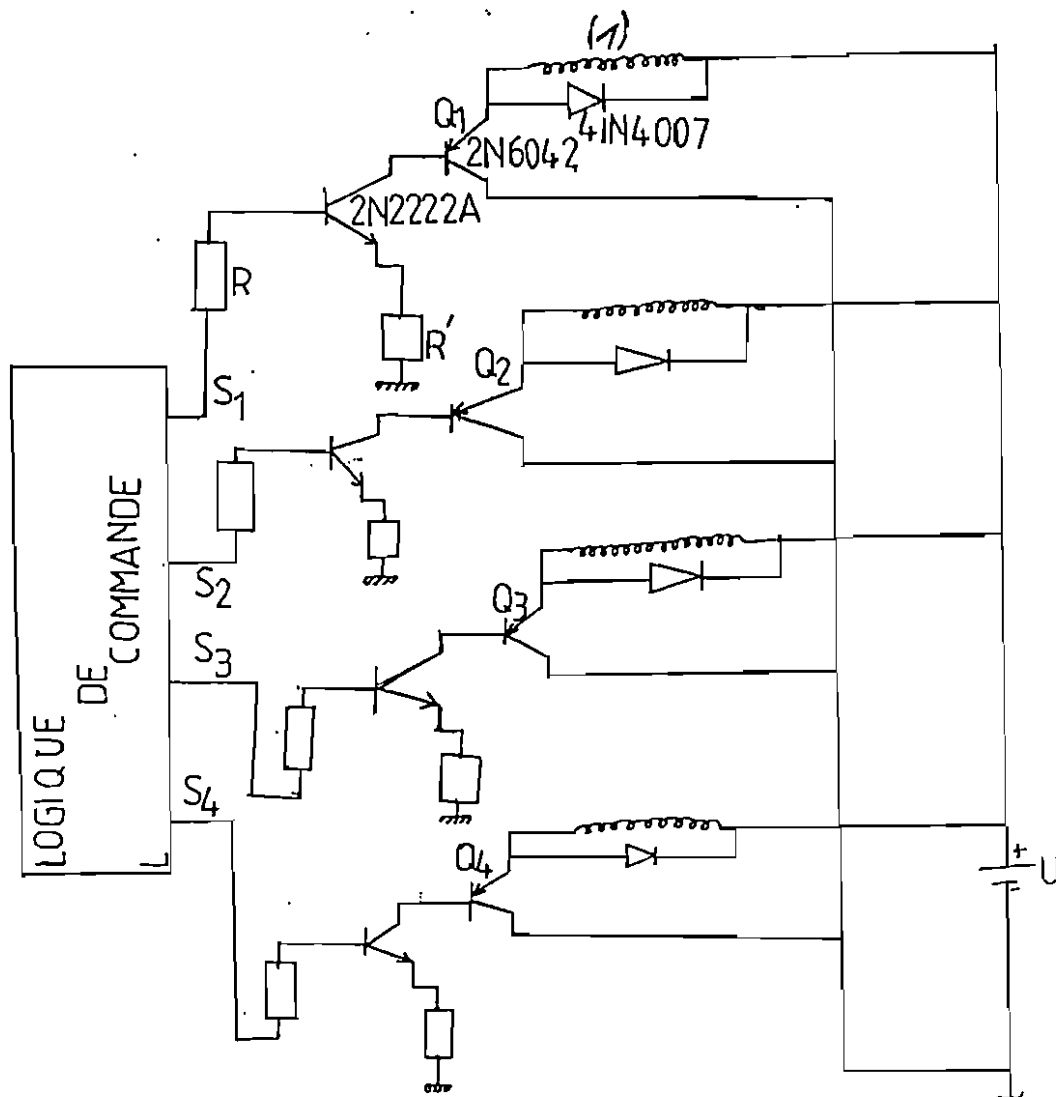


Fig.2.6.: Alimentation du moteur pas à pas par un montage Darlington, avec un circuit d'extinction.

L'alimentation comprend des transistors Q_i fonctionnant alternativement en régime saturé et bloqué. C'est un montage Darlington dont l'avantage est d'obtenir une amplification et une résistance d'entrée très grande. Les deux transistors (2N 6042 et 2N2222A) constituant le montage Darlington soutirent leur courant de base du signal S_i de commande via une grande résistance de $10\text{ k}\Omega$. Les transistors Q_i d'amplification 2N6042 étant de type PNP, leur courant de base est de sens compatible avec le courant de collecteur des transistors 2N 2222A contrôlé par une résistance jointe à l'émetteur et reliée à la masse.

La commutation logique des divers transistors Q_i est assurée par une logique de commande L tandis que l'alimentation du système est faite par une source de tension U . La description faite ci-haut est illustrée par le schéma de la figure 2.6. [6].

2°) Commande du moteur pas à pas.

La commande du moteur pas à pas est donnée par le schéma de la figure 2.7. Elle permet au moteur de tourner dans le sens horaire comme dans le sens antihoraire ou de s'arrêter. Ceci se fait en enclenchant ou en coupant le convertisseur tension-fréquence qui sert à générer une fréquence f_p d'alimentation du moteur à partir d'une tension V_e suivant la relation [7].

$$f_p = \frac{200}{R_1 R_2 C} V_e \quad (2.8).$$

Cette opération est exécutée par une porte "ET" (sens horaire) et un ensemble constitué de 2 portes "NOT-AND" (sens antihoraire). Les signaux de sortie du convertisseur et du comparateur constituent à la fois les 2 entrées respectives des portes "ET" et "NOT-AND" tels que représentés à la figure 2.7.. De plus, les signaux de sortie des registres à décalage (registre sens horaire et registre sens antihoraire) sont appliqués aux entrées du circuit de puissance via une porte

logique ou.

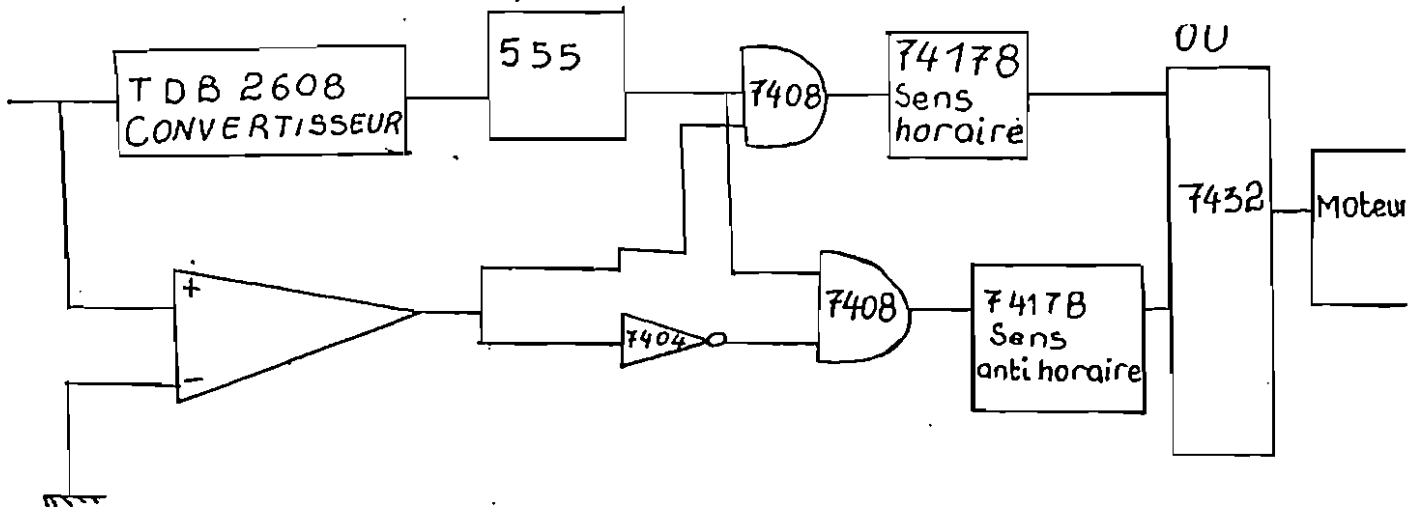


Fig.2.7: Commande du moteur pas à pas [mém 8 LAD].

b) Modélisation de l'ensemble commande-puissance du moteur pas à pas

Si nous supposons que le moteur tourne en régime quasi-statique (vitesse de rotation constante), la relation entre la position angulaire θ_m du moteur à tout instant et la fréquence f_p d'alimentation est donnée par l'équation suivante [8]:

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \Omega = \frac{2\pi}{N_p} f_p \quad (2.9)$$

où

Ω : vitesse de rotation du moteur pas à pas

N_p : est le nombre de pas par tour.

f_p : est la fréquence géométrique correspondant au nombre de pas par seconde.

En combinant les relations (2.8) et (2.9), on obtient:

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \frac{2\pi}{N_p} \frac{200}{R_1 R_2 C} V_e$$

En combinant les relations (2.8) et (2.9), on obtient:

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \frac{2\pi}{N_p} \frac{200}{R_1 R_2 C} V_e$$

En posant $C_4 = \frac{2\pi \cdot 200}{N_p R_1 R_2 C}$

On a: $\frac{d\theta_m}{dt} = C_4 V_e$ (2.10).

On obtient alors le schéma fonctionnel de l'ensemble de commande du moteur pas à pas tel que représenté à la figure (2.8).

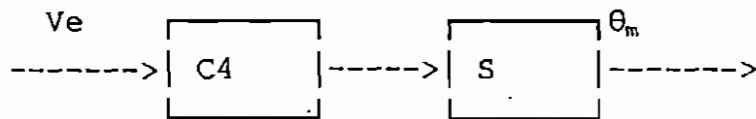


Fig.2.8: Schéma fonctionnel de l'ensemble de commande du moteur pas à pas.

En considérant que la position angulaire θ_m du moteur est proportionnelle à la position angulaire de l'obturateur de la vanne θ_v , on a:

$$\theta_m = C_3 \theta_v.$$

La combinaison des figures (2.5) et (2.8) conduit finalement au schéma bloc du système de commande (transducteur d'entrée) du débit d'air (fig.2.9).

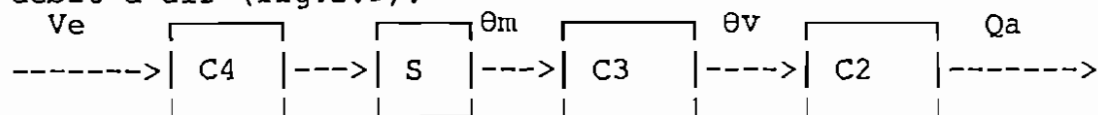


Fig.2.9: Schéma bloc du système de contrôle du débit d'air.

II.1.3. Modèle mathématique du four (voûte ou partie supérieure au bain du verre).

II.1.3.1. Rappel sur les principaux modes de transfert de chaleur.

1°) Transfert de chaleur par conduction.

La conduction est un transfert de chaleur d'une partie d'un corps vers un autre corps par interaction de molécule et/ou d'électrons. La loi de Joseph Fourier stipule que le taux d'écoulement de chaleur par conduction est proportionnelle à l'aire normale à la direction d'écoulement de chaleur et au gradient de température dans cette direction [9].

Pour la direction X, par exemple, la loi de Fourier est donnée par la relation (2.11).

$$Q_x = -kA \frac{\delta T}{\delta x} \quad (2.11)$$

ou

$$q_x = \frac{Q_x}{A}$$

$$\text{C'est-à-dire } q_x = -k \frac{\delta T}{\delta x} \quad |$$

- où
- * Q_x est la quantité de chaleur s'écoulant à travers l'aire A normale à la direction X
 - * q_x est la densité de flux de chaleur,
 - * k est la constante de proportionnalité appelé "conductivité thermique".

Le signe (-) signifie que q_x ou Q_x est une quantité positive

quand l'écoulement de chaleur se fait suivant la direction des X positifs.

2°) Transfert de chaleur par convection.

La convection est un mode de transfert de chaleur par contact de la surface chaude avec un fluide (air, liquide) qui s'échauffe soit par déplacement naturel le long de la surface, soit par déplacement forcé. La densité de flux de chaleur par convection est donnée par la relation (2.12):

$$q = h(T_c - T_f) \quad (2.12)$$

où h est le coefficient de transfert de chaleur,
 T_c est la température de la surface chaude,
 T_f est la température de la surface froide.

3°) Transfert de chaleur par rayonnement.

Le rayonnement est l'émission de l'énergie sous forme d'ondes électromagnétiques. Tous les corps à une température au-dessus de zéro absolu rayonnent. Le rayonnement d'un corps est absorbé, réfléchi et transmis. Soit un corps à une température T_1 enfermé dans une enceinte à une température T_2 . Ce corps émet une énergie $A \sigma T_1^4$ et absorbe une énergie radioactive $A \sigma T_2^4$ [9]. L'énergie radioactive nette qui quitte le corps devient:

$$Q = A \sigma (T_1^4 - T_2^4) \quad (2.13)$$

où

σ est la constante de Stefan-Boltz Mann.

Si les deux corps ne sont pas parfaitement noirs et que l'air de surface A n'est pas toute encerclée par l'autre corps, on modifie la relation (2.13) pour obtenir celle donnée en (2.14).

$$Q = F A \sigma (T_1^4 - T_2^4) \quad (2.14)$$

où

F est un facteur de forme

Si la différence des températures T_1 et T_2 est suffisamment petite par rapport à T_1 , l'équation (2.14) peut être linéarisée comme suit:

$$Q = FA \sigma (T_1 - T_2) (T_1 + T_2) (T_1^2 + T_2^2)$$

$$Q = 4 FA \sigma T_1^3 (T_1 - T_2)$$

où $q = Q/A$

$$q = 4 F \sigma T_1^3 (T_1 - T_2)$$

le coefficient de transfert h_r est défini par:

$$h_r = 4 F \sigma T_1^3$$

On écrit alors:

$$q_r = h_r (T_1 - T_2) \quad (2.15)$$

Cette approximation de transfert de chaleur radioactive n'est applicable que si:

$$|T_1 - T_2|/T_1 \ll 1 \quad [10]$$

4°) Transfert de chaleur par convection et par rayonnement simultanés [11]

Soit à étudier le phénomène de transmission de chaleur pour un système représenté à la figure 2.10.

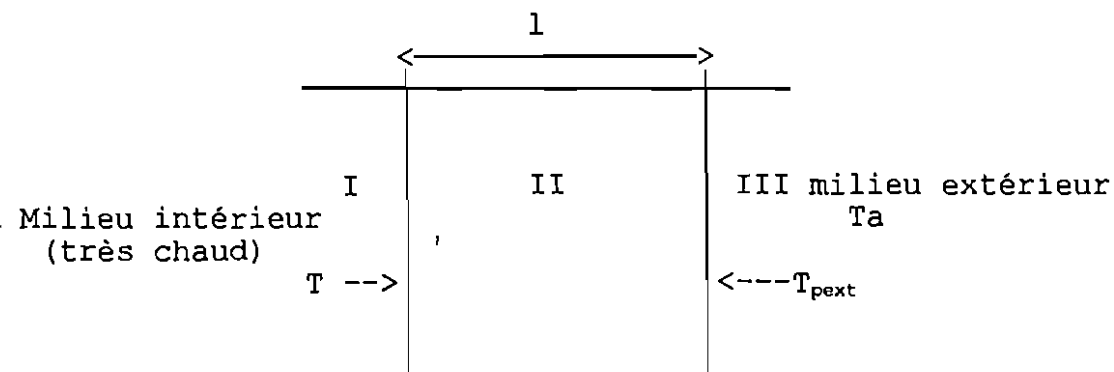


Figure 2.10: Schéma illustrant le transfert de chaleur à travers

les parois du four.

Sur la figure 2.10,

- T représente la température au niveau des parois internes du four.
- T_{pext} représente la température au niveau des parois externes.
- T_a est la température ambiante.

La chaleur se transmet par convection et par rayonnement au niveau de la surface extérieure.

- Convection:

$$q_c = h_c (T_{\text{pext}} - T_a)$$

où h_c est le coefficient de transfert de chaleur par convection.

- Rayonnement:

$$q_r = h_r (T_p - T_a).$$

L'énergie transmise par convection et par rayonnement est donnée par:

$$q_2 = q_c + q_r = (h_c + h_r) (T_{\text{pext}} - T_a)$$

Entre l'intérieur et l'extérieur, la chaleur se transmet par conduction.

$$q_1 = \frac{\lambda A}{e} (T - T_{\text{ext}})$$

$$q_1 = \frac{\lambda A}{e} T \text{ si } T_{\text{pext}} \ll T$$

T: température intérieure

T_{pext} : cfr plus haut

λ : conductivité thermique.

e: épaisseur.

$$\text{Or, } q_2 = q_1.$$

$$D'où \quad q_2 = \frac{\lambda A}{e} T \quad (2.16)$$

Donc, la chaleur transmise par rayonnement et par convection au niveau de la surface extérieure d'un système est proportionnelle à la température interne si sa température externe est très petite vis-à-vis de celle de l'intérieur.

II.1.3.2. Modélisation du four (partie de la voûte).

Envisageons le bilan énergétique du système pendant un temps dt . En se référant aux équations développées au paragraphe II.1.3.1, on peut établir une équation de la forme:

$$C_{pg} m_{ge} \frac{dT_v}{dt} = P_b - C_c q_e (T_v - T_a) - K_1 A_1 T_v + \alpha A (T_b - T_v) - C_{pg} m_{gs} (T_v - T_a) \quad (2.17)$$

où $C_{pg} m_{ge} \frac{dT_v}{dt}$ est l'énergie stockée dans le système considéré.

C_{pg} - chaleur spécifique des gaz

m_{ge} - masse des gaz restant dans le four,

T_v - température à laquelle se trouve le système.

P_b - puissance développée par le brûleur,

$C_c q_e (T_v - T_a)$ - énergie prise par le mélange vitrifiable enfourné par unité de temps.

C_c - chaleur spécifique du mélange,

q_e - débit du mélange,

T_a : température du milieu ambiant au four,

$K_1 A_1 T_v$ - énergie perdue par convection et par rayonnement au niveau des parois externes du four et de la voûte.

$$K_1 = \frac{\lambda_1}{e_1}$$

où λ_1 est la conductivité thermique des éléments impliqués dans la déperdition de chaleur,

e_1 - épaisseur des parois du four et de la voûte,

A_1 surface par laquelle se fait la transmission,

$\alpha A (T_b - T_v)$: énergie échangée par rayonnement et par convection au niveau des 2 surfaces: mélanges gazeux - verre en fusion.

α - coefficient de transfert de chaleur,

A - surface par laquelle se fait les échanges de chaleur

$C_{pg} m_{gs} (T_v - T_c)$ - énergie perdue par le système dans les gaz d'échappement,

m_{gs} - masse des gaz d'échappement.

En réaménageant les termes de l'équation (2-17), on obtient:

$$a_0 \dot{T}_v(t) = - a_1 T_v(t) + b_0 P_b + C_1 T_b + C_2 T_a \quad (2.18)$$

où

$$a_0 = 1$$

$$a_1 = \frac{C_c q_e + K_1 A_1 + \alpha A + C_{pg} m_{gs}}{C_{pg} m_g}$$

$$b_0 = \frac{1}{C_{pg} m_g}$$

$$C_1 = \frac{\alpha A}{C_{pg} m_g}$$

$$C_2 = \frac{C_c Q_e + C_{pg} m_{gs}}{C_{pg} m_g}$$

Les termes $C_1 T_b$ et $C_2 T_a$ constituent des perturbations pour le système.

Adoptons les notations suivantes pour avoir la représentation d'état du système:

$U(t) = P_b(t)$: variable d'entrée

$C_1 T_b(t) + C_2 T_a(t) = Q_o(t)$: variables de perturbation

$X(t) = T_v(t)$: variable d'état

$Y(t) = X(t)$: variable de sortie.

On a alors le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = -a_1 X(t) + b_0 U(t) + Q_o(t) \\ Y(t) = X(t) \end{cases} \quad (2.19).$$

En opérant la transformation de Laplace, la relation (2.19) devient:

$$\begin{cases} s X(s) - X(0) = -a_1 X(s) + b_0 U(s) + Q_o(s) \\ Y(s) = X(s) \end{cases} \quad (2.20).$$

En ignorant la composante continue $X(0)$ (point de fonctionnement moyen désiré), la dynamique du système (voûte du four) est finalement représentée par:

$$\begin{cases} (s + a_1) X(s) = b_0 U(s) + Q_o(s) \\ Y(s) = X(s) \end{cases} \quad (2.21)$$

De la relation 2.21, nous tirons le schéma fonctionnel du système représenté à la figure 2.11.

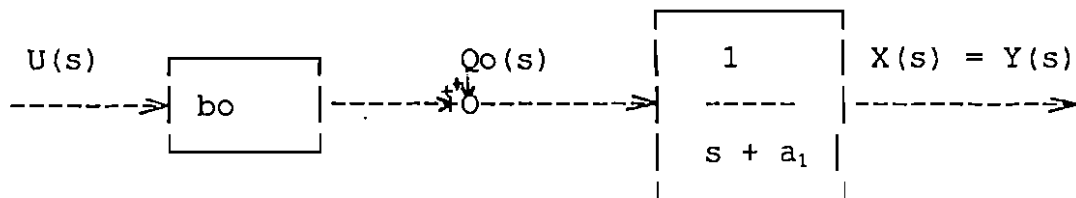


Figure 2.11: schéma fonctionnel du four (Voûte).

II.1.4. Capteur de température [12].

L'élément utilisé est un thermocouple platine/platine qui fournit une force électromotrice e_c connue sous le nom de "fém de Seebeck".

Cette fém est donnée par la relation suivante [12]:

$$e_c = \theta_{A/B}(T_0 - T_v) \quad (2.22)$$

où

T_v est la température à mesurer (température de la voûte).

T_0 est la température de référence,

$\theta_{A/B}$ est le pouvoir thermoélectrique du couple des conducteurs A et B.

En supposant que $T_0 = 0^\circ\text{C}$, on a:

$$e_c = \theta_{A/B} T_v \quad (2.23)$$

Entre le capteur et le reste de la chaîne de mesure se trouve un circuit d'interface que nous appellerons "conditionneur" de signal issu du capteur.

Comme les thermocouples sont des capteurs qui présentent le signal de sortie sous forme d'une différence de deux potentiels $e_c = e_A - e_B$, il est alors nécessaire d'utiliser comme conditionneur, un amplificateur différentiel ou plus simplement un amplificateur d'instrumentation.

Nous préférons le second au 1er parce que, l'A.I. est un amplificateur de haute précision à entrées différentielles et à sortie référencée à la masse. Il doit réaliser en plus un bon isolement entre la source et le reste du système de mesure. Il peut être représenté par le schéma de la figure 2.12. [12].

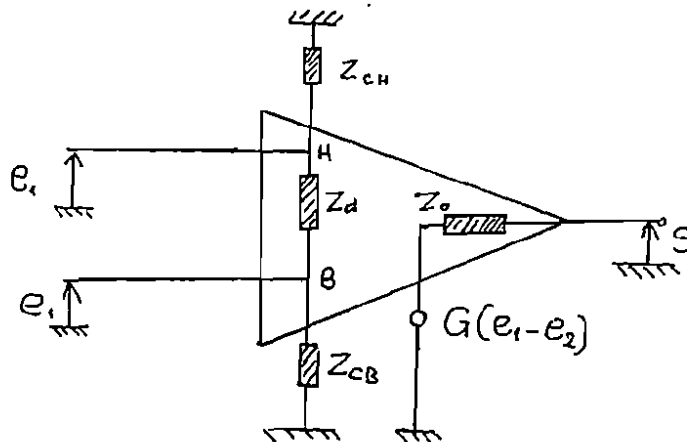


Fig.2.12: Modèle de l'amplificateur d'instrumentation

e_1, e_2 - signaux référencés par rapport à la masse

G - gain

S - sortie

Z_o : impédance de sortie.

Z_d - impédance de mode différentiel.

Z_{cB}, Z_{cH} - impédance de mode commun

Cependant, l'amplificateur d'instrumentation demeure un composant assez cher. Les résistances associées extérieurement à l'amplificateur, pour le réglage du gain, rendent le système onéreux et souvent inutilement compliqué parce que dans la pratique le gain est réglé une fois pour toute à une valeur bien définie.

Comme il existe aujourd'hui des amplificateurs opérationnels de très bonne précision, il est possible de réaliser un amplificateur d'instrumentation à coût très faible utilisant seulement deux amplificateurs opérationnels [12].

Le schéma de la figure 2.13 en donne l'illustration avec cette fois-ci un gain $g = 10$.

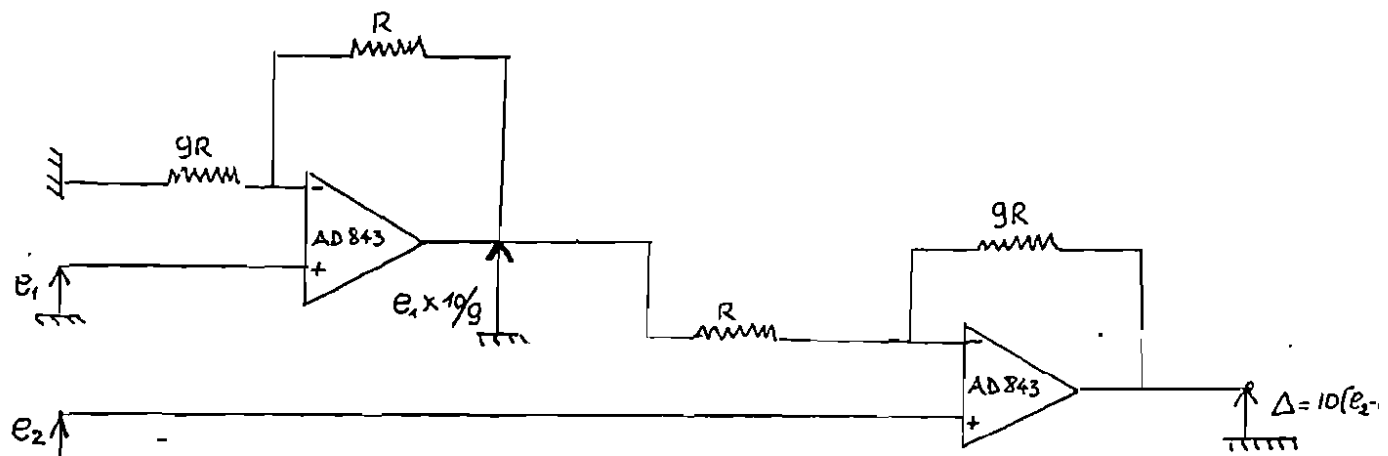


Fig.2.13: Amplificateur d'instrumentation à deux amplificateurs opérationnels.

N.B.: Pour le cas de notre système, e_A et e_B correspondent respectivement à e_1 et e_2 .

$$\text{Si } e_c = e_A - e_B$$

$$\text{On a } V_s = \Delta = -10 e_c$$

$$\text{Or } e_c = \theta_{A/B} T_v$$

$$\text{On obtient alors } V_s = 10 \theta_{A/B} T_v \quad (2.24)$$

Le schéma fonctionnel du capteur de température décrit ci-haut est alors représenté par la figure 2.14.

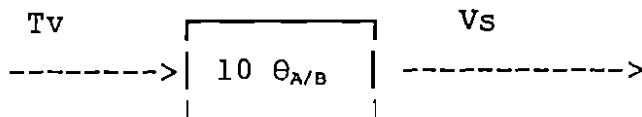


Figure 2.14: Schéma fonctionnel du capteur de température.

II.1.5. Fonction de transfert du système à brûleur.

Cherchons d'abord le schéma fonctionnel de tout le système à brûleur. Il se construit à partir des schémas-blocs des figures 2.3, 2.9, 2.11 et 2.14.

En effet, en admettant que $U(s) = P_b(s)$ et $U(s) = PCI Q_f(s)$ [13] le schéma-bloc global du système à brûleur sera de la forme de la figure 2.15:

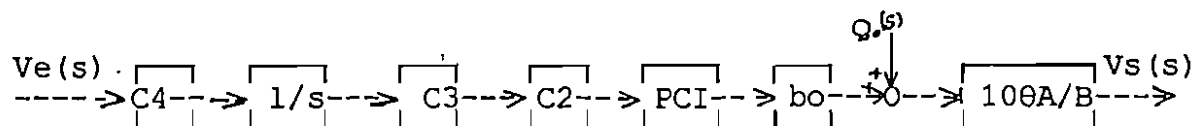


Figure 2.15: Schéma fonctionnel de tout le système à brûleur.

La fonction de transfert du système $G_{1a}(s)$ est donnée par le rapport de l'entrée $V_e(s)$ et de la sortie $V_s(s)$ mais il faut aussi tenir compte du cas où le système ne reçoit que la perturbation $Q_0(s)$ à l'entrée.

On a alors:

$$1^\circ) G_{1a}(s) = \frac{V_s(s)}{V_e(s)}$$

$$G_{1a}(s) = \frac{10 PCI b_0 C_1 C_2 C_3 C_4 \theta_{A/B}}{s(s + a_1)}, \text{ si } Q_0(s) = 0$$

$$G_{1a}(s) = \frac{K_{1a}}{s(s + a_1)} \quad (2.25)$$

où $K_{1a} = 10 PCI b_0 C_1 C_2 C_3 C_4 \theta_{A/B}$.

$$2^\circ) G_{lp}(s) = \frac{V_s(s)}{Q_0(s)} = \frac{10 \theta_{A/B}}{s + a_1}, \text{ si } V_e(s) = 0 \quad (2.26)$$

II.2. Modèle mathématique du système électrique.

Le système électrique a été largement décrit lors de l'introduction de ce chapitre. Pour la suite, nous nous intéressons à la recherche des fonctions de transfert de chaque élément du système représenté à la figure 2.2.

II.2.1. Transformateur du four.

Il est constitué de trois transformateurs monophasés dont chacun dispose des plots à six positions et à trois positions respectivement au primaire et au secondaire. Nous voulons avoir la fonction mathématique réalisée par chacun de ces

transformateurs monophasés, d'où la nécessité de trouver leurs schémas électriques équivalents et leurs rapports de transformation.

N.B.: Etant donné que ces transformateurs sont identiques, le modèle d'un seul suffit.

1°) Rapport de transformation.

Considérons la figure 2.16 sur laquelle:

* N_p représente le nombre d'enroulement actifs au primaire, avec $N_p = N_0 + p N_1$

où N_0 est le nombre d'enroulements correspondant au plot de la position 0 (circuit primaire).

$p = 0, 1, 2, 3, 4, 5$ et représente le nombre de plots au primaire.

N_1 est le nombre d'enroulements entre 2 plots successifs au primaire.

* N_s représente le nombre d'enroulements actifs au secondaire, avec $N_s = N_0' + a N_1'$,

Où N_0' est le nombre d'enroulements correspondant au plot de la position 0 (circuit secondaire),

$a = 0, 1, 2$ et représente le nombre de plots au secondaire,

N_1' est le nombre d'enroulements entre 2 plots successifs au secondaire.

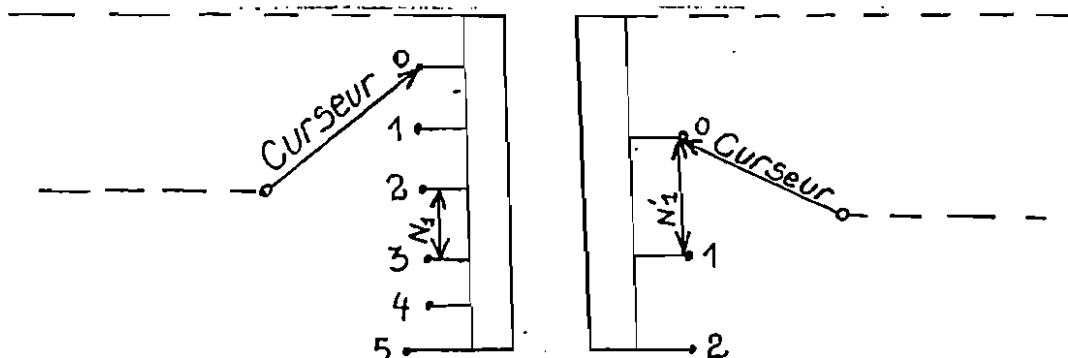


Figure 2.16: Schéma illustrant la disposition des plots sur un transformateur monophasé du four.

Le rapport de transformation est donné par la relation suivante:

$$R_F = \frac{N_s}{N_p} = \frac{N_o' + aN_1'}{N_o + pN_1}$$

$$R_F = \frac{N_o' + a N_1}{N_o + p N_1}$$

$$R_F = N_o' (1 + a \frac{N_1'}{N_o'}) \frac{1}{N_o (1 + p \frac{N_1}{N_o})}$$

1

En développant $\frac{1}{1 + p N_1/N_o}$ en série de Taylor et en négligeant les termes d'ordre supérieur à 1, on obtient:

$$R_F = \frac{N_o'}{N_o} (1 + a \frac{N_1'}{N_o'}) (1 - p \frac{N_1}{N_o}) \text{ avec } \frac{N_1}{N_o} \ll 1$$

$$R_F = \frac{N_o'}{N_o} (1 + a \frac{N_1'}{N_o'} - p \frac{N_1}{N_o}) \quad (2.27)$$

Etant donné que lorsque p varie de 0 à 5, la tension (à la sortie du transformateur) varie de 100 à 75% par palier de 5% quand a est fixé, on peut écrire:

$$N_1/N_o = 0,05 \quad (2.28).$$

De même, lorsque a varie de 0 à 2 quand p est fixé, la tension (à la sortie du transformateur) varie de 100 à 82% par palier de 16%.

$$N_1'/N_o' = 0,16 \quad (2.29).$$

En injectant (2.28) et (2.29) dans (2.27), on obtient finalement:

$$R_F = N_o'/N_o (1 + 0,16a - 0,05p) \quad (2.30).$$

2°) Circuit électrique équivalent d'un transformateur monophasé.

Le circuit équivalent d'un transformateur monophasé est donné à la figure 2.17 [12].

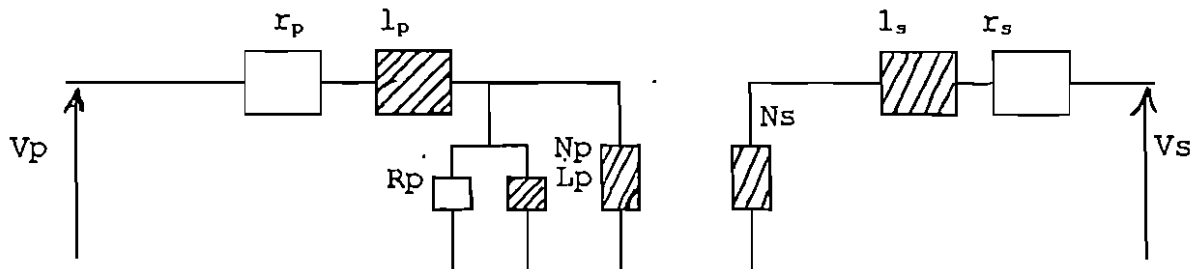


Fig.2.17: Circuit électrique équivalent d'un transformateur monophasé.

r_p, r_s : résistances des bobinages au primaire et au secondaire respectivement.

l_p, l_s : inductances de fuite des bobinages au primaire et au secondaire.

R_p, L_p : représentent les paramètres de la bobine à noyau de fer (résistance et inductance équivalents).

N_p, N_s : les enroulements au primaire et au secondaire

V_p, V_s : tensions au primaire et au secondaire.

Nous considérons que:

- le transformateur débite sur une charge résistive- R_v (résistance du verre),

- les résistances (r_p , r_s) et les inductions (l_p , l_s) de fuite sont négligeables; dès lors, le schéma de la figure (2.17) aboutit à celui de la figure 2.18.

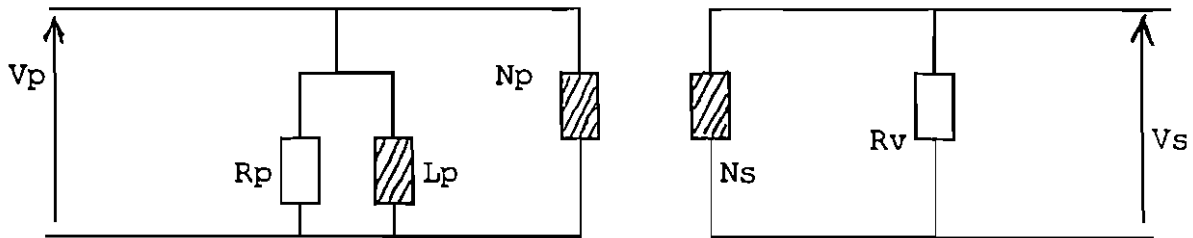


Figure 2.18: Circuit électrique équivalent d'un transformateur monophasé débitant sur une charge résistive.

En rapportant la grandeur (R_v) du secondaire au primaire, on a les mêmes effets. Cela conduit au circuit électrique équivalent représenté à la figure 2.19.

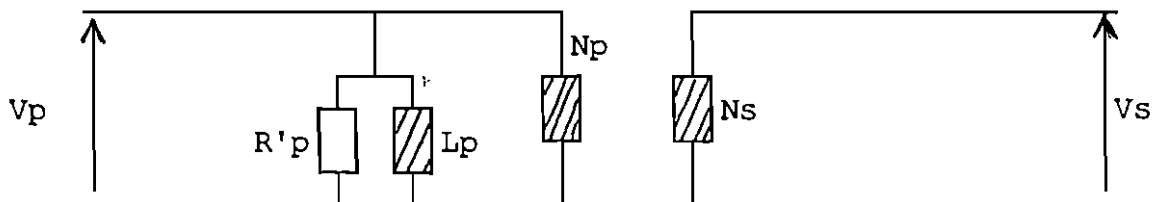


Figure 2.19: Schéma électrique équivalent avec la grandeur (R_v) du secondaire rapporté au primaire.

Les paramètres du circuit équivalent sont tels que:

$$R'_p = R_p || R'_v$$

$$R_v = R_F^2 R_v$$

où R_F est le rapport de transformation.

3°) Fonction de transfert (ou transmittance).

La transmittance (ou fonction de transfert) du transformateur monophasé s'écrit:

$$H_F = \frac{V_s}{V_p}$$

Sachant que $\frac{V_s}{V_p} = R_F$, on a finalement

$$H_F = R_F \quad (2.31).$$

II.2.2. Transformateurs dévolteur et survoleur.

1°) Généralités

Les transformateurs dévolteur et survolteur utilisés dans le système d'alimentation électrique sont tous triphasés. Par conséquent, ils présentent des différences avec les transformateurs monophasés (déjà présentés ci-haut) notamment sur la constitution, le mode de branchement des enroulements, etc...

i) Constitution [14]

- Transformateur triphasé à flux indépendants.

Il est possible de monter trois transformateurs identiques, les circuits primaires et secondaires couplés entre eux, soit en étoile, soit en triangle. L'ensemble transformateur triphasé ainsi constitué est lourd et encombrant, car, pour la même puissance nominale (transmise), la quantité de fer installée est plus grande que dans un transformateur à flux triphasé.

- Transformateur à flux triphasé.

L'agencement des trois types de circuits magnétiques est représenté sur la figure 2.20.

* Circuit magnétique cuirassé (figure 2.20a).

Les trois flux magnétiques sont presque indépendants. Il n'y a pas de contrainte sur la somme des valeurs des flux.

$$\theta_A + \theta_B + \theta_C = 0$$

* Circuit magnétique à 5 colonnes (figure 2.20 b).

Le flux magnétique de retour dans les colonnes sans bobinages est faible devant celui de l'une quelconque des colonnes bobinées:

$$\theta_A + \theta_B + \theta_C = \theta_E + \theta_D$$

Le flux magnétique de retour a pour expression:

$$\theta_N = \theta_E + \theta_D \text{ et a un module très faible devant } \theta_A, \theta_B \text{ et } \theta_C.$$

* Circuit magnétique à trois colonnes (figure 2.20 C).

Les colonnes D et E n'existent pas, les valeurs des trois flux magnétiques sont liées par la relation:

$$\theta_A + \theta_B + \theta_C = 0$$

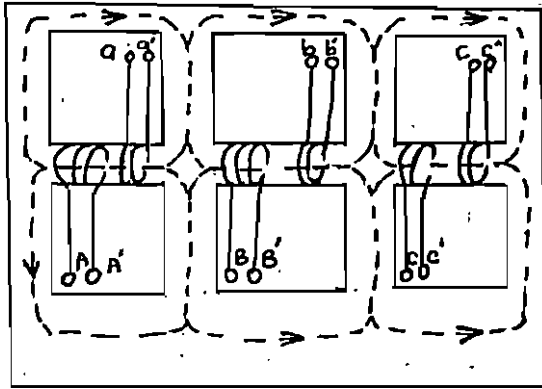


fig. 2.20a: Circuit magnétique
cuirassé

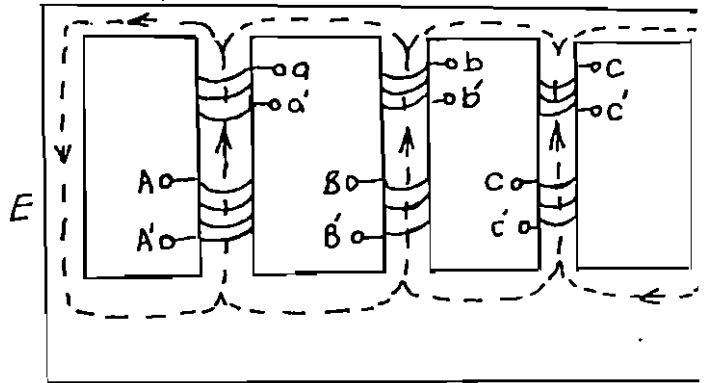


fig.2.20b: Circuit magnétique
à 5 colonnes

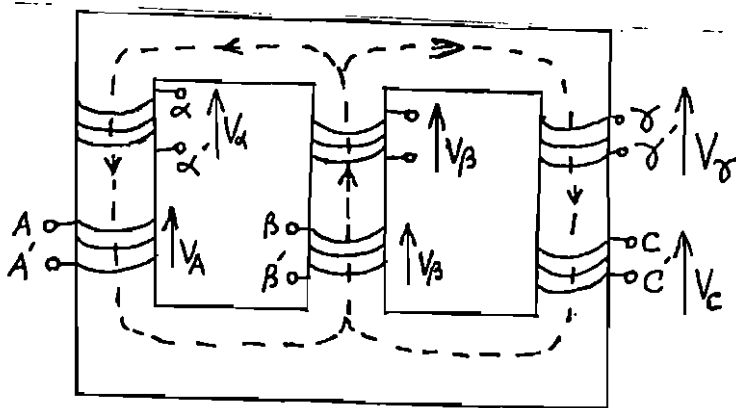


fig.2.20c: Circuit magnétique
à trois colonnes.

Figure 2.20: Divers circuits magnétiques du transformateur triphasé [14].

ii) Modes de branchements des enroulements [14]

- Représentation des enroulements.

Les enroulements AA' et $\alpha\alpha'$ sont traversés par le même flux magnétique, donc les tensions V_A et V_α sont en phase. Il en est de même pour V_B et V_β , ainsi que pour V_C et V_γ .

En définitive, chaque colonne se comporte comme un

transformateur monophasé. La figure 2.20 C est remplacée par le schéma électrique à partir de la plaque aux bornes, comme sur la figure 2.21 [14].

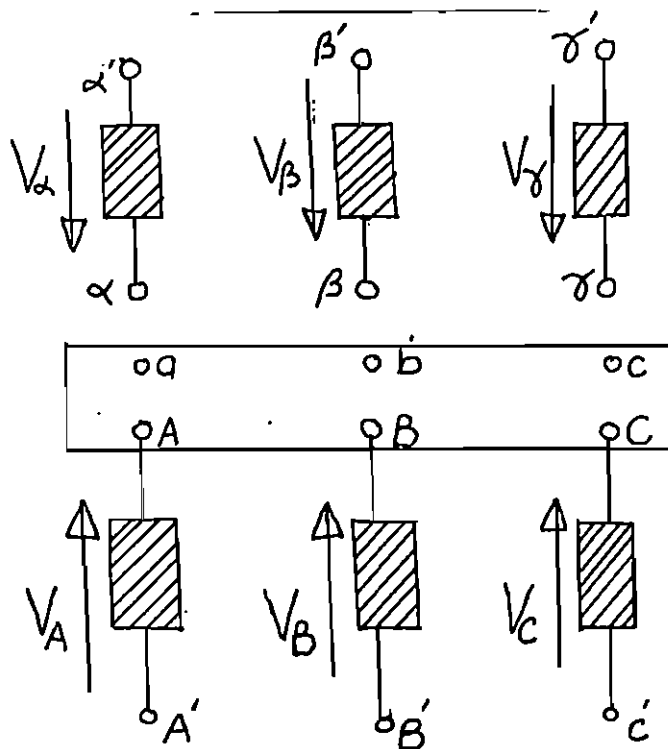


Figure 2.21: Représentations des bobinages.

- Branchement possible des enroulements.

A, B, C étant les bornes du circuit haute tension, on relie aux bornes du circuit basse tension, soit a à α , b à β , c à γ , soit inversement.

Les branchements possibles sont:

- * Côté haute tension: on a le choix entre les montages étoile (Y) et le triangle (Δ).
- * Côté basse tension: on a le choix entre les montages étoile

(Y), triangle (d) et zig-zag (Z).

- Fonctionnement à vide et en charge du transformateur triphasé.

* Fonctionnement à vide:

En régime équilibré, on note le rapport apparent $m = U_{20}/U_1$ à partir des tensions composées primaire et secondaire, et le rapport par colonne N_2/N_1 .

* Fonctionnement en charge

En régime équilibré, l'étude du transformateur triphasé est identique à celle du transformateur monophasé.

2°) Transmittance ou fonction de transfert.

Nous considérons que nous travaillons en régime équilibré. Par conséquent, chaque colonne de nos deux transformateurs (dévolteur, survolteur) peut être assimilée à un transformateur monophasé débitant sur une impédance. On considère alors les figures 21.a et 21.b représentant respectivement les schémas électriques équivalents d'une colonne du transformateur dévolteur et celle du transformateur survolteur.

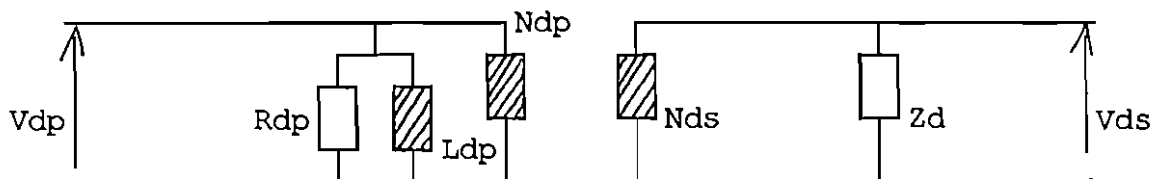
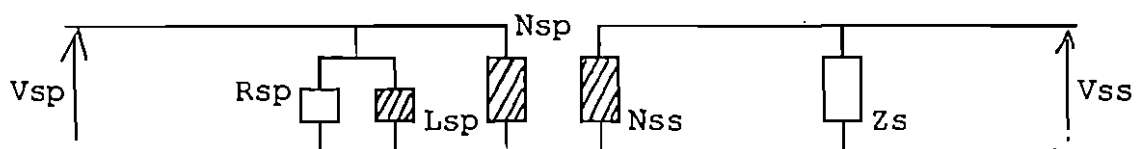


Fig.2.22 a) Schéma électrique d'une colonne du transformateur dévolteur.



b) .../...

Fig.2.22 b) Schéma électrique équivalent d'une colonne du transformateur survolteur.

Fig.2.22: Schéma électrique équivalent d'une colonne d'un transformateur triphasé débitant sur une impédance

R_{sp} , R_{dp} , L_{sp} , L_{dp} : Représentent les paramètres des bobines à noyau de fer.

N_{dp} , N_{sp} , N_{ds} , N_{ss} : représentent les enroulements au primaire et au secondaire.

Z_D , Z_s : impédances de charges.

Les circuits électriques, équivalents de la figure 2.22 nous permettent de déterminer les fonctions de transfert des colonnes correspondantes, après avoir ramené les grandeurs du secondaire au primaire.

Ainsi, on obtient pour le transformateur dévolteur, une transmittance

$$H_D = \frac{V_{Ds}}{V_{Dp}}$$

Comme $\frac{V_{Ds}}{V_{Dp}} = R_D$ (Rapport de transformation par colonne) (2.32)

Alors $H_D = R_D$ (2.32)

De manière analogue, la transmittance du transformateur survolteur est:

$$H_s = R_s \quad (2.33)$$

où R_s est le rapport de transformation du transformateur

dévolteur par colonne et est donné par la relation suivante:

$$R_s = \frac{V_{ss}}{V_{sp}}$$

II.2.3. Régulateur de tension et dispositif de commande.

II.2.3.1. Dispositif de commande.

Le système régulateur de tension sera commandé par un moteur pas à pas. Son modèle a été déjà établi (cfr la relation 2.10) et correspond à l'équation (2.34).

$$H_m = \frac{C_4}{s} \quad (2.34).$$

II.2.3.2. Régulateur de tension.

Approchons le régulateur de tension par le schéma de la figure 2.23.

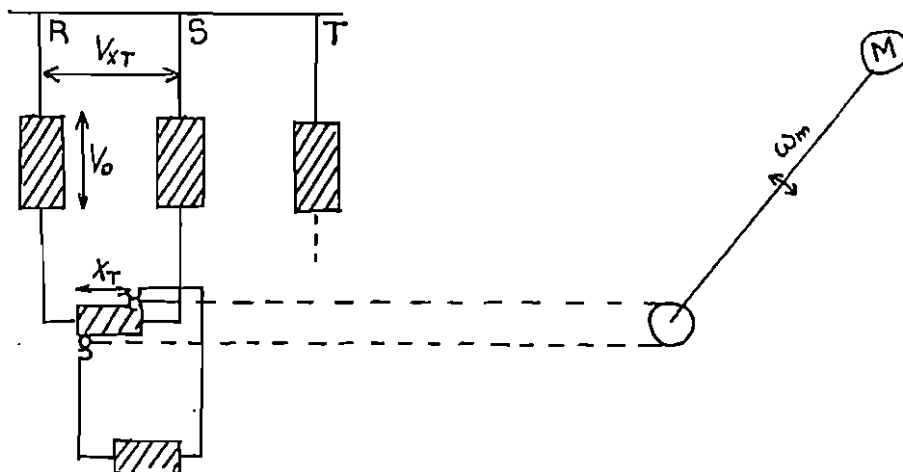


Figure 2.23: Schéma approché du régulateur de tension (cas d'une seule colonne).

V_o est la tension (phase-neutre) au secondaire du transformateur dévolteur.

X_T est la tension (phase-phase) au secondaire du transformateur dévolteur.

X_T est la distance (longueur) maximale parcourue par les contacts roulants. Ils sont entraînés par un moteur pas à pas qui reçoit le signal de commande V_e d'un microordinateur qui gère le processus de régulation.

ω_m est la vitesse du moteur pas à pas.

Essayons de trouver la relation entre l'entrée de commande V_e et la sortie du système $u(t)$ (signal de sortie).

De la figure 2.23, nous déduisons:

$$V_{XT} = (3)^{1/2} V_o \quad (2.35)$$

$$\text{Avec } V_o = V_r * R_D \quad (2.36)$$

où V_r est la tension (phase-neutre) du réseau au primaire du transformateur dévolteur.

$$V_r = V_{DP}.$$

Définissons le facteur (K_x) de variation de la tension par longueur parcourue par les contacts roulant comme suit.

$$K_x = \frac{(3)^{1/2} V_o}{X_T} \quad (\text{V/cm}) \quad (2.37)$$

En admettant que le moteur pas à pas tourne à la vitesse linéaire:

$$\rho \text{ (cm/s)} = R * \omega_m \quad (2.38)$$

$$\text{avec } \omega_m = k v_e \quad (2.39)$$

La variation du signal $u(t)$ de sortie du système (moteur pas à pas - contacts roulant), entre deux instants, t_1 et t_2 , est donnée par:

$$\Delta u(t) = 2 \ell * k_x * \Delta t \quad (2.40)$$

avec $\Delta t = t_2 - t_1$.

Des relations (2.36), (2.37), (2.38), (2.39) et (2.40), nous obtenons:

$$\Delta u(t) = \frac{2 R * k v_e(t) * (3)^h V_R R_s}{X_T} \Delta t \quad (2.41)$$

Pour des variations infinitésimales, la relation 2.41 prend la forme (2.42).

$$\frac{d u(t)}{dt} = \frac{2 R k V_e(t) (3)^h V_R R_D}{X_T} \quad (2.42)$$

En opérant la transformation de Laplace, on a:

$$s U(s) = \frac{2 * (3)^h k R R_D V_R}{X_T} V_e(s)$$

On obtient la fonction de transfert du système régulateur de tension en faisant le rapport de la sortie sur l'entrée.

$$\text{Ainsi, } H_R(s) = \frac{u(s)}{V_e(s)} = \frac{2 (3)^h k R R_D V_R}{X_T} \frac{1}{s} \quad (2.43)$$

II.2.4. Modèle mathématique du four (base).

De façon similaire au 1er sous-système (voûte), nous faisons le bilan énergétique de la base du four. On trouve l'équation suivante:

$$C_v m_v \frac{dT_b}{dt} = P_e - C_v q_s (T_b - T_s) - K_2 A_2 T_b - \alpha_A (T_b - T_v) \quad (2.44)$$

où $\frac{dT_b}{dt}$ est l'énergie prise par le verre

C_v - chaleur spécifique du verre en fusion

m_v - masse du verre

T_b : température moyenne du verre

P_e : Puissance électrique consommée par le système

$C_v q_s (T_b - T_s)$: énergie emportée par le verre sortant

q_s : débit de sortie du verre

$K_2 A_2 T_b$: énergie perdue par convection et par rayonnement au niveau des parois externes au système considéré et de la base.

$K_2 = \frac{\lambda_2}{e_2}$ avec λ_2 qui représente la conductivité thermique des parois.
 e_2 qui représente l'épaisseur traversée par le flux de chaleur.

A_2 : surface par laquelle se fait la transmission.

$\alpha A (T_b - T_v)$: énergie échangée par rayonnement et par convection au niveau de la surface séparant la base et la voûte.

α : coefficient de transfert de chaleur

A : surface par laquelle se fait les échanges de chaleur.

En réaménageant les termes de l'équation (2.44), on obtient:

$$a'_0 \dot{T}_b(t) = -a_1 T_b(t) + b'_0 P_e + C'_1 T_v + C'_2 T_s \quad (2.45)$$

où

$$a'_0 = 1$$

$$a'_1 = \frac{C_v q_s + K_2 A_2 + \alpha A}{C_v m_v}$$

$$b_0' = \frac{1}{C_v m_v \alpha A}$$

$$C'_1 = \frac{C_v m_v}{Q_s}$$

$$C'_2 = \frac{Q_s}{m_v}$$

Adoptons les notations suivantes pour avoir la représentation d'état de la base.

$P_b(t) = b_0' U(t)$: Variable d'entrée

$T_b(t) = X(t)$: Variable d'état

$T_b(t) = Y(t)$: Variable de sortie

$C'_1 T_v(t) + C'_2 T_s(t) = Q_p(t)$: variable de perturbation

En remplaçant les anciennes notations par les nouvelles, on a le système suivant:

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = -a'_1 X(t) + b_0' U(t) + Q_p(t) \\ Y(t) = X(t) \end{cases} \quad (2.46)$$

Par transformée de Laplace, le système d'équation 2.46 devient:

$$\begin{cases} s X(s) - X(0) = a'_1 X(s) + b_0' U(s) + Q_p(s) \\ Y(s) = X(s) \end{cases} \quad (2.47)$$

En ignorant le point de fonctionnement $X(0)$, on a finalement:

$$\begin{cases} (s + a_1) X(s) = b_0' U(s) + Q_p(s) \\ Y(s) = X(s) \end{cases} \quad (2.48)$$

Des relations 2.48, nous tirons le schéma fonctionnel du sous-système "base du four".

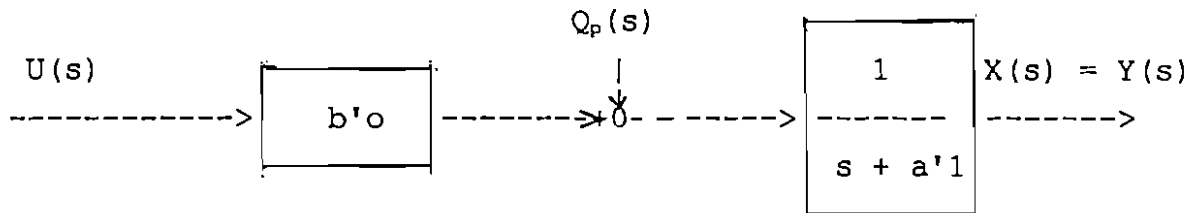


Figure 2.24: Schéma fonctionnel du four (base).

II.2.5. Fonction de transfert de tout le système électrique.

Considérons la figure 2.2 à laquelle nous ajoutons un capteur de température. En remplaçant chaque élément du système par son schéma fonctionnel, nous obtenons la figure 2.25.

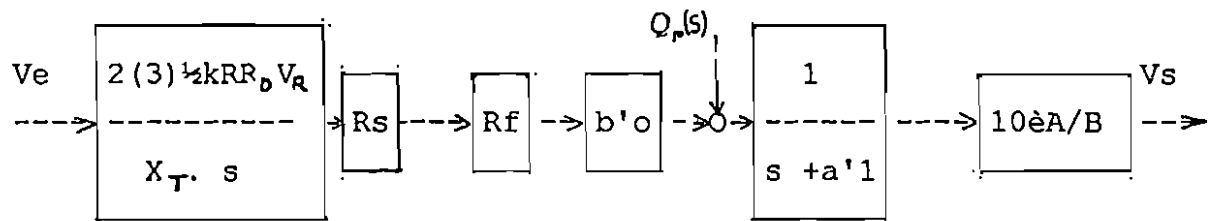


Figure 2.25: Schéma fonctionnel du système électrique.

Cependant, il faut noter que dans la modélisation de chaque élément du système, nous avons toujours considéré une seule colonne (pour les éléments triphasés) et un seul transformateur monophasé lui correspondant (pour le transformateur du four).

En admettant que les résultats trouvés pour une colonne soient identiques à ceux des autres cas restant, le schéma fonctionnel complet du système électrique devient celui que nous représentons sur la figure 2.26.

Remarque.

1°) La puissance électrique consommée par le système est

$$P_e = KU^2(t) \text{ ou encore } P_e = K (U_0 + U)^2$$

En linéalisant autour du point de fonctionnement, on trouve:

$$P_e = KU_0^2 + KU_0 U(t)$$

Le terme constituant la dynamique de l'entrée du système est

$$K U_0 U(t)$$

La régulation porte sur ce dernier terme, par conséquent, nous allons volontairement ignorer le terme en U_0^2 .

2°) Le schéma fonctionnel du capteur de température a été donné sur la figure 2.14. Nous le réutilisons sur le système électrique.

Ainsi on a le schéma suivant :

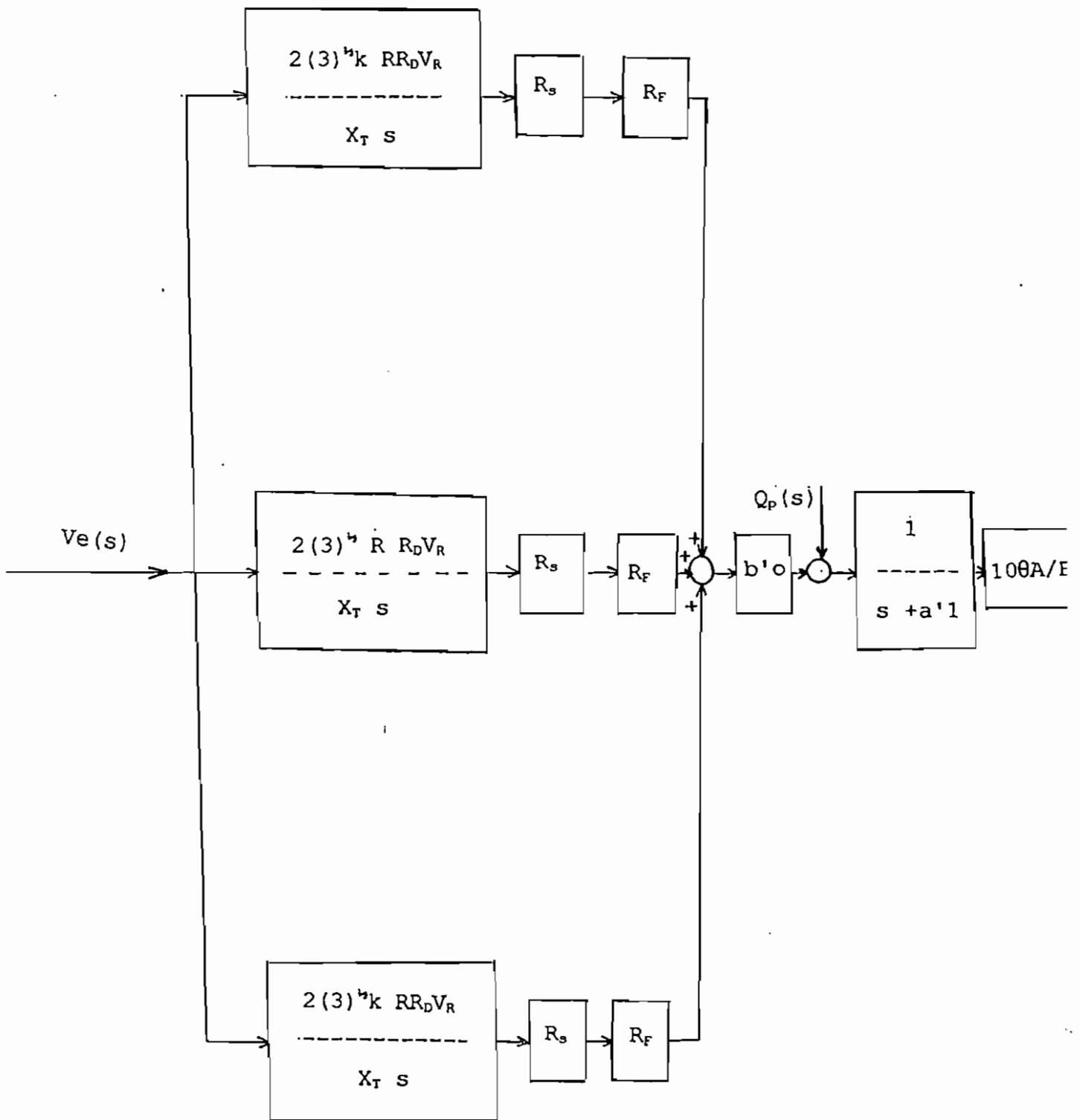


Figure 2.26: Schéma fonctionnel complet du système électrique.

En définitive, après simplification, on obtient le schéma de la figure 2.27.

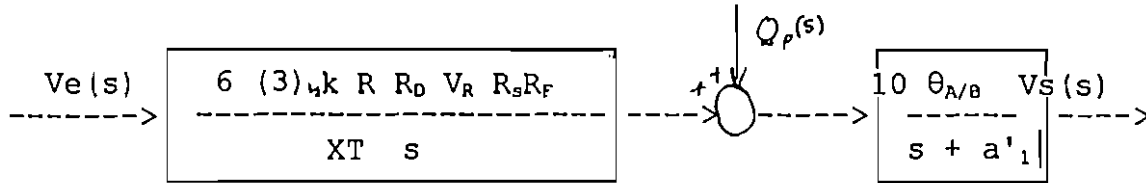


Figure 2.27: Schéma fonctionnel complet et simplifié du système électrique.

En faisant le rapport V_s/V_e de la sortie V_s sur l'entrée $V_e(s)$, nous aboutissons aux fonctions de transfert données par les relations (2.48) et (2.49).

$$G_{2a}(s) = \frac{6(3)^k k R R_D R_S R_F V_R}{X_T s} * \frac{10 \theta_{A/B}}{s + a'_1}, \text{ si } Q_p(s) = 0$$

Sous forme simplifiée, on a :

$$G_{2a}(s) = \frac{K_{2a}}{s(s + a'_1)} \tag{2.49}$$

$$K_{2a} = \frac{60(3)^k k R R_D R_S R_F V_R \theta_{A/B}}{X_T}$$

où $K_{2a} = \frac{60(3)^k k R R_D R_S R_F V_R \theta_{A/B}}{X_T}$

Lorsque le système ne reçoit que des perturbations (c'est-à-dire lorsque $V_e(s) = 0$ et $Q_p(s) = 0$), sa fonction de transfert est donnée par la relation (2.49).

$$G_{2p}(s) = \frac{10 \theta_{A/B}}{s + a'_1} \tag{2.50}$$

CHAPITRE III. MODELE DU SYSTEME ECHANTILLONNE D'ALIMENTATION
ENERGETIQUE DU FOUR.

III.1. Généralités théoriques.

III.1.1. Rappel sur les transformées de Laplace et les
transformées en Z [15].

La transformation de Laplace trouve son importance dans l'étude des systèmes, dans le fait qu'elle fournit un puissant outil de résolution, dans l'espace "fréquentiel", de problèmes posés dans l'espace "temporel" sous formes d'équations différentielles linéaires et à coefficients constants.

La transformation en Z quant à elle, est relative aux suites numériques. Elle permet, de ce fait, un traitement des signaux et systèmes numériques et échantillonnés analogues à celui que permet la transformée de Laplace pour les signaux à temps continu.

III.1.1.1. Transformé de Laplace.

Définition.

Soient T un ensemble de fonctions $f_i(t)$ intégrables (bornées, réelles et continues)
F un ensemble de fonctions F_i de variables complexes
P. Elles sont analytiques et à valeur essentiellement complexes.

La transformée de Laplace L (figure 3.1) est une application de T dans F, telle que:

$$f_{t \in \mathbb{R}} \xrightarrow{\mathcal{L}} F_{p \in \mathbb{C}} = \mathcal{L}(f)$$

Avec $F(P) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-pt} dt$ (3.1)

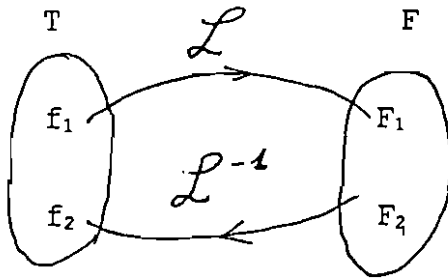


Figure 3.1.

Pour une transformation unilatérale, l'expression (3.1) devient:

$$F_p = \int_0^{+\infty} f(t) e^{-pt} dt$$

III.1.1.2. Transformé en Z.

A) Définition

Soient: T un ensemble de fonctions s_k de la variable entière k et sont à valeurs réelles.

F un ensemble de fonctions S_k de la variable complexe Z et sont à valeurs complexes.

La transformée en Z (monolatère) est une application de T dans F (figure 3.2).

$$\begin{array}{l}
 \text{z} \\
 S_{k \in \mathbb{N}} \xrightarrow{\quad\quad\quad} S_{z \in \mathbb{C}} = Z(S) \\
 \quad\quad\quad k = \\
 \text{telle que } S(z) = \sum_{k=0}^{\infty} s(k) \cdot z^{-k} \quad (3.2)
 \end{array}$$

$S(Z)$ n'existe que si la série est convergente. Il faut donc que $|Z^{-1}|$ soit assez petit, donc que $|Z|$ soit assez grand.

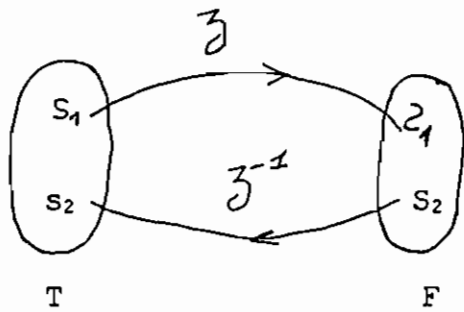


Figure 3.2.

b) Quelques propriétés.

1°) $z [af + bg] = az(f) + bz(g)$ (linéarité (3.3))

2°) Convolution.

$z [f * g] = z [f] \cdot z[g]$ (3.4)

3°) Translation temporelle.

Soit $f: k \rightarrow f(k)$, $f(k) = 0$ pour $k < 0$ (causal)

$g: k \rightarrow g(k)$, $f(k - k_0)$, $g(k) = 0$ pour $k < k_0$ ($k_0 > 0$)

$G(Z) = Z^{-k_0} F(Z)$ (3.5)

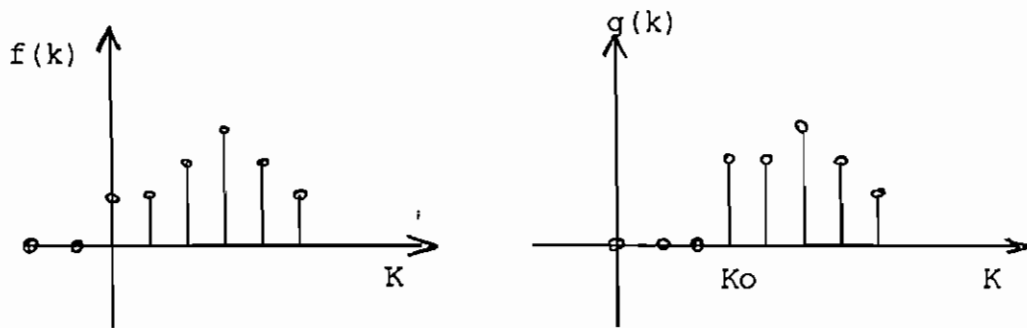


Figure 3.3

4°) Translation fréquentielle.

$$z(a^k \cdot s(k)) = \sum_{k=0}^{\infty} s(k) \cdot a^k \cdot z^{-k} = \sum_{k=0}^{\infty} s(k) \cdot \left(\frac{z}{a}\right)^{-k} = S\left(\frac{z}{a}\right) \quad (3.12)$$

avec $\left|\frac{z}{a}\right| > C$

c) Théorème de la valeur initiale et de la valeur finale.

c.1. Valeur initiale.

$$S(0) = \lim_{z \rightarrow \infty} S(z) \quad (3.7)$$

c.2. Valeur finale

$$S(\infty) = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) S(z), \text{ si la limite existe } (3.8)$$

III.1.2. Recherche du modèle d'un système échantillonné.

Il existe deux méthodes de recherche du modèle d'un système échantillonné selon que sa fonction de transfert $G_e(z)$ est obtenue:

soit directement par identification

soit à partir de la fonction de transfert $G_a(s)$ du processus continu (non encore échantillonné).

III.1.2.1. Première méthode.

$G_e(z)$ est obtenue par identification.

Soit un système continu décrit par les équations d'état (3.9) et (3.10) et représenté à la figure 3.4.

$$\dot{X}(t) = A X(t) + B u(t) \quad (3.9)$$

$$Y(t) = C X(t) + D u(t) \quad (3.10)$$

où $X(t)$ est le vecteur d'état de dimension $(n \times 1)$;
 $u(t)$ est le vecteur d'entrée de dimension $(m \times 1)$;
 A est la matrice d'état de dimension $(n \times n)$;
 B est la matrice d'entrée de dimension $(n \times m)$;
 C est la matrice de sortie de dimension $(p \times n)$;
 D est la matrice de couplage de dimension $(p \times m)$;
 $Y(t)$ est le vecteur de sortie de dimension $(p \times 1)$.

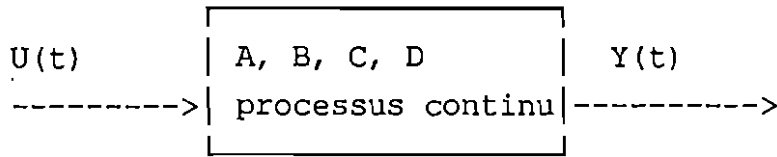


figure 3.4

Avec l'équation (3.9) et après la transformée de Laplace, on a :

$$s X(s) - X(o) = A X(s) + B U(s)$$

$$\Leftrightarrow X(s) = (sI - A)^{-1} x(o) + (sI - A)^{-1} B u(s)$$

par (TL)⁻¹

$$x(t) = \mathcal{L}^{-1} [(sI-A)^{-1}]x(o) + \mathcal{L}^{-1}[(sI - A)^{-1} Bu(s)].$$

définissant la matrice de transition [16].

$$\Phi(t) = \mathcal{L}^{-1} [(sI - A)^{-1}] = e^{At} = 1 + At + \frac{1}{2}A^2t^2 + \dots$$

$$= \sum_{i=0}^{\infty} \frac{A^i t^i}{i!}$$

On a $X(t) = \Phi(t) x(o) + \int_0^t \Phi(t - \tau) B u(\tau) d\tau, t \geq 0$
 Si la condition initiale est en t_0 au lieu de 0, on a :

$$x(t) = \Phi(t-t_0)x(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t-\tau)B u(\tau) d\tau, t \geq t_0 \quad (3.17)$$

$$\text{et } y(t) = C x(t) + D u(t). \quad (3.18)$$

Pour trouver $\Phi(t)$, on calcule $[sI - A]^{-1}$ et on opère la TL⁻¹ pour chaque élément de la matrice.

Plaçons maintenant notre système entre échantillonneur et échantillonneur bloqueur comme illustré sur la figure (3.5).

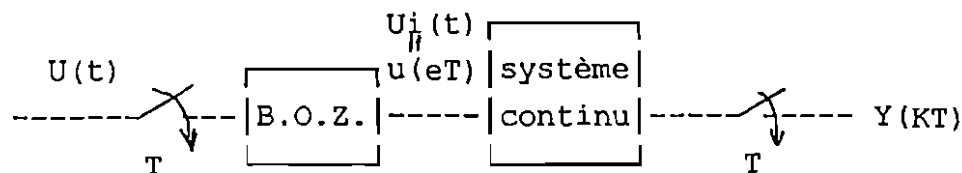


Figure 3.5: Système continu placé entre échantillonneur et échantillonneur bloqueur.

Observons maintenant le système aux instants t avec
 $KT \leq t \leq (k+1)T$.

Pour une évolution du système dans l'intervalle $[KT, (k+1)T[$

càd $t_0 = KT$, $U(z) = U(kT)$

$$X(t) = \Phi(t - KT) x(kT) + \int_{kT}^t \Phi(t - \tau) B d\tau u(kT)$$

A la limite, quand $t = (k+1)T$,

On a:

$$x[(k+1)T] = \Phi(T)x(kT) + \int_{kT}^{(k+1)T} \Phi[(k+1)T - \tau] B d\tau U(kT).$$

Définissons la matrice

$$\theta(t - KT) \stackrel{\Delta}{=} \int_{kT}^t \Phi(t - \tau) B d\tau$$

$$\text{On a } \int_{kT}^{(k+1)T} \Phi[(k+1)T - \tau] B d\tau = \theta(T)$$

$$\text{c à d } X(k+1) = \Phi(T) x(k) + \theta(T) U(k).$$

Un changement de variable de $\theta(t - KT)$ permet d'écrire

$$\theta(T) = \int_0^T \theta(t - z) B d\tau$$

Ainsi les équations d'état du système échantillonné s'écrivent

($T =$ période d'échantillonnage)

$$\begin{cases} x(k+1) = \Phi(T) x(k) + \theta(T) U(k) & (3.13) \end{cases}$$

$$\begin{cases} y(k) = c x(k) + D u(k) & (3.14) \end{cases}$$

Avec la transformée en Z , on a:

$$\begin{cases} z X(z) - z x(0) = \Phi X(z) + \theta(T) U(z) \\ y(z) = c X(z) + D U(z). \end{cases}$$

$$\text{où } X(z) \stackrel{\Delta}{=} \sum_{k=0}^{\infty} X(kT) Z^{-k} \text{ (transformée en } z)$$

$$k = 0$$

Ainsi, on écrit:

$$X(z) = [ZI - \Phi(T)]^{-1} z x(0) + [ZI - \Phi(T)]^{-1} U(T) U(z).$$

On montre que la matrice de transition est telle que

$$\Phi(kT) = z^{-1} \{ [ZI - \Phi(T)]^{-1} z \}$$

On montre aussi:

$$z^{-1} \{ [ZI - \Phi(T)]^{-1} \theta(T) U(z) \} = \sum_{i=0}^{k-1} \Phi[(k-1-i)T] \theta(T) a(iT)$$

Si $x(0) = 0$, condition initiale nulle

$$X(kT) = \sum_{i=0}^{k-1} \Phi[(k-i-1)T] \theta(T) U(iT)$$

$$D'où Y(k) = Du(k) + \sum_{i=0}^{k-1} c \Phi[(k-i-1)T] \theta(T) U(iT) \quad (3.15)$$

Si $D = 0$:

$$Y(k) = \sum_{i=0}^{k-1} c \Phi[(k-1-i)T] U(iT) \quad (3.16)$$

$k = 1, 2, 3, 4, \dots$

Si $x(0) \neq 0$, $D = 0$, l'expression de $Y(k)$ est:

$$Y(k) = \sum_{i=0}^{k-1} c \Phi[(k-1-i)T] \theta(T) U(iT) + c \Phi(kT) x(0) \quad (3.17)$$

L'équation générale de $Y(k)$ est:

$$Y(k) = D u(k) + \sum_{i=0}^{k-1} c \Phi[(k-i-1)T] \theta(T) U(iT) + c \Phi(kT) X(0) \quad (3.18).$$

Equation entrée-sortie

Cette équation est lourde et requiert toutes les entrées en kT , $(k-1)T$, $(k-2)T$, ..., $2T$, T , 0 pour tout instant kT .

Deux méthodes menant à des résultats plus simples peuvent être envisagées.

1) Relation entrée-sortie par transformée en Z.

Soit à chercher

$$Y(z) = G(z) U(z)$$

avec $G(z)$ sous la forme d'éléments:

$$G(z) = \frac{b_m + b_{m-1} Z^{-1} + \dots + b_0 Z^{-m}}{a_n + a_{n-1} Z^{-1} + \dots + a_0 Z^{-n}}, \quad n \geq m \quad (3.19)$$

$$\text{Sachant } x(Z) = [ZI - \Phi(T)]^{-1} Z X(0) + [ZI - \Phi(T)]^{-1} \Theta(T) u(Z)$$

$$y(Z) = cX(Z) + D u(Z)$$

$$\text{On a: } G(z) = c [ZI - \Phi(T)]^{-1} \Theta(T) + D \quad (3.20)$$

$G(z)$ porte le nom de "fonction ou matrice de transfert" du système échantillonné.

2) Relation entrée-sortie à partir de la simulation par approximation.

Elle est valable pour de faibles variations (linéarisation) dans la durée de temps T (c'est-à-dire faible période T).

Soit le système:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A x(t) + B u(t) \\ y(t) = C x(t) + D u(t). \end{cases}$$

$$\text{Soit } \frac{dx}{dt} \Big|_{x=KT} = \frac{1}{T} \{ x(k+1)T - x(kT) \}$$

Ainsi en $t = KT$, on a :

$$\begin{cases} x[(k+1)T] - x(KT) = T[A X(KT) + B u(KT)] \\ Y(KT) = c x(KT) + Du(KT) \end{cases}$$

$$D'où \begin{cases} x[(k+1)T] = (TA + 1) x(KT) + TB u(KT) & (3.21) \\ Y(KT) = Cx(KT) + D u(KT) & (3.22) \end{cases}$$

$$\text{càd} \begin{cases} X(k+1) = \Phi(T) x(k) + \theta(T) u(k) \\ Y(k) = c X(k) + D u(k) \end{cases}$$

$$\text{Avec } \Phi(T) = 1 + TA$$

$$\theta(T) = TB$$

$$\text{et } G_e(Z) = c [ZI - \Phi(T)]^{-1} \theta(T) + D$$

on retrouve la forme de l'expression (3.20).

3. Identification paramétrique d'un modèle entrée-sortie.

La fonction de transfert $G_e(Z)$ du système échantillonné n'est complètement déterminée que si on connaît les matrices A , B ou les éléments de l'expression (3.19). Sinon, on recourt à la méthode d'identification. L'objectif est d'établir de manière systématique la matrice W (et donc l'expression de G : vecteur des paramètres à estimer) lorsque un modèle dynamique susceptible de représenter la relation entre $X(k)$ et $Y(k)$ est choisi sous la forme (fréquentielle, plan Z):

$$\begin{aligned} Y(Z) & \quad b_m + b_{m-1}Z^{-1} + \dots + b_0Z^{-m} \\ \text{-----} = G_e(Z) = & \text{-----} \\ X(Z) & \quad a_n + a_{n-1}Z^{-1} + \dots + a_0Z^{-n} \end{aligned}$$

avec $Y(z) = G_e(z) u(z)$.

Ainsi,

$$(a_n + a_{n-1}Z^{-1} + \dots + a_0Z^{-n})Y(z) = (b_m + b_{m-1}Z^{-1} + \dots + b_0Z^{-m}) u(z) \quad (3.23)$$

$$G = \begin{bmatrix} g_{m+n} \\ g_{m+n-1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ g_n \\ g_{n-1} \\ \cdot \\ \cdot \\ g_0 \end{bmatrix}$$

Soit le système décrit par l'équation 3.24 tel que:

$$\begin{aligned} U(i) &= 0, \text{ si } i < 0 \\ U(i) &\neq 0, \text{ si } i = 0, 1, 2, \dots \\ Y(i) &= 0, \text{ si } i < 0 \end{aligned}$$

Si on écrit successivement $W(K)$ en faisant varier K , c'est à dire en prenant n mesures, on a:

en $K = 0$: $W_0 =$

$$\begin{bmatrix} u(0) \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} m+n, m < n \\ \\ \\ n \\ n-1 \\ \\ 0 \end{matrix}$$

en $K = 1$: $W_1 =$

$$\begin{bmatrix} u(1) \\ u(0) \\ \dots \\ 0 \\ Y(0) \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} m+n \\ \\ \\ n \\ n-1 \\ \\ 0 \end{matrix}$$

en $K = 2$: $W_2 =$

$$\begin{bmatrix} u(2) \\ u(1) \\ u(0) \\ \dots \\ 0 \\ Y(1) \\ Y(0) \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} \\ \\ \\ \\ n \\ n-1 \\ \\ 0 \end{matrix}$$

en $K = m$: $W_m =$

$$\begin{bmatrix} u^{(m)} \\ \ddot{u}^{(m-1)} \\ \vdots \\ u^{(1)} \\ u^{(0)} \\ Y^{(m-1)} \\ \vdots \\ Y^{(1)} \\ Y^{(0)} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} m+n \\ \\ \\ \\ n \\ n-1 \\ \\ \\ \\ 0 \end{matrix}$$

en $K = n$: $W_n =$

$$\begin{bmatrix} u^{(n)} \\ u^{(n-1)} \\ \vdots \\ u^{(n-m)} \\ Y^{(n-1)} \\ Y^{(n-2)} \\ \vdots \\ Y^{(1)} \\ Y^{(0)} \end{bmatrix}$$

On peut former la matrice Y telle que

$$Y = \begin{bmatrix} Y^{(0)} \\ Y^{(1)} \\ Y^{(2)} \\ \vdots \\ Y^{(n)} \end{bmatrix} = [W_0 \ W_1 \ \dots \ W_m \ \dots \ W_n]^T \begin{bmatrix} g_{m+n} \\ g_{m+n-1} \\ \vdots \\ g_n \\ g_{n-1} \\ g_0 \end{bmatrix}$$

càd.

$$Y = WG \text{ avec } W = \begin{bmatrix} u(0) & u(1) & u(2) & \dots & u(m) & \dots & u(n) \\ 0 & u(0) & u(1) & \dots & u(m-1) & \dots & u(m-1) \\ \cdot & \cdot & u(0) & \dots & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \vdots & \dots & \cdot & \dots & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & \dots & u(0) & \dots & u(n-m) \\ 0 & Y(0) & Y(1) & \dots & Y(m-1) & \dots & Y(n-1) \\ \cdot & 0 & Y(0) & \dots & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & Y(0) & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \dots & Y(1) \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & Y(0) \end{bmatrix}^T$$

$\begin{matrix} m+n \\ m+n-1 \\ \cdot \\ \cdot \\ n \\ n-1 \\ \cdot \\ \cdot \\ 1 \\ 0 \end{matrix}$
 $(n, m+n)$

avec $W = [w_0 w_1 w_2 \dots w_m \dots w_n]^T$

En présence des perturbations, on a [17]

$$Y(K) = W_k G + n(K) \quad (3.25)$$

d'où le schéma de la figure 3.6

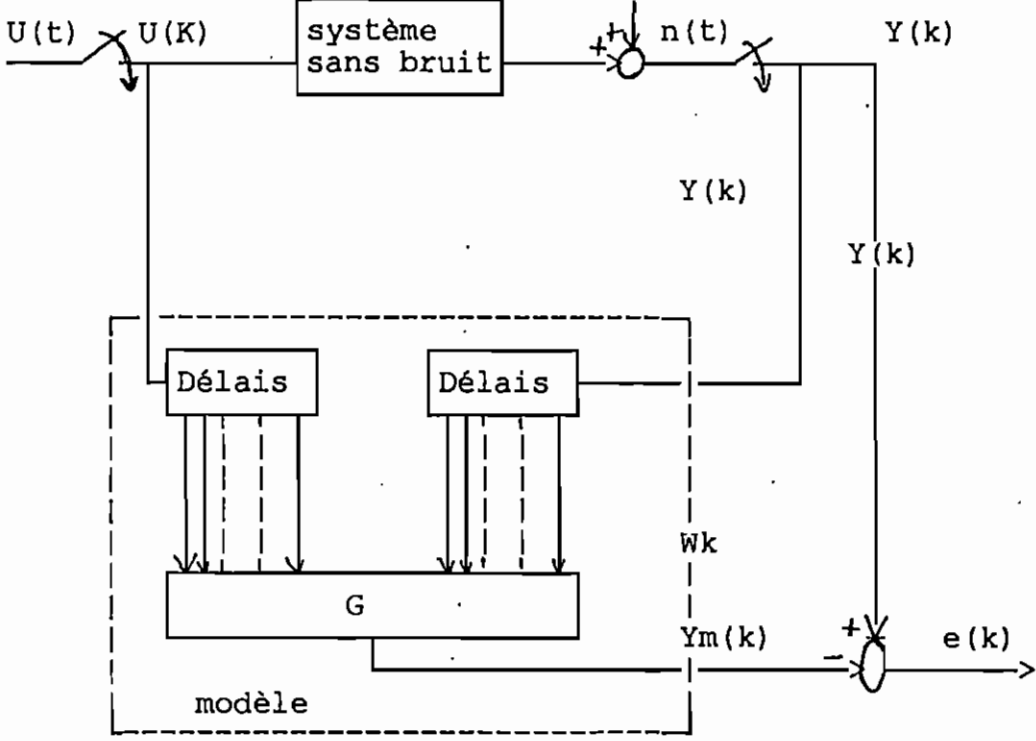


Figure 3.6: Approche d'un processus réel par un modèle théorique

Soit $N(K)$, une séquence aléatoire, stationnaire, blanche et gaussienne. $W(K)$ est formé par des éléments aléatoires issus des contributions décalées $N(K-i)$. Comme la séquence $N(K)$ est blanche et gaussienne, $N(K)$ et $N(K-i)$ sont décorrelés $\forall i \neq 0$.

La densité de probabilité de l'erreur est donnée par [17].

$$P[N] = \frac{1}{(2\pi)^{n/2} (\Gamma)^{1/2}} \exp [-1/2 (Y-WG)^T \Gamma (Y-WG)] \quad (3.26)$$

avec $N = Y(K) - W_k G$, Γ étant la covariance de N .

Si le bruit est blanc, la matrice Γ est diagonale. On aboutit à l'estimation par moindres carrés (LMS) des paramètres G [17].

$$\hat{G}^1 = [W^T W]^{-1} W^T Y \quad (3.27)$$

$$\text{avec } Y = \begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(n) \end{bmatrix} \quad W^T = \begin{bmatrix} w_{0T} \\ w_{1T} \\ \vdots \\ w_n \end{bmatrix} \quad [n, m+n]$$

Cependant, il est parfois intéressant, pour avoir une bonne précision sur le calcul de G , d'utiliser beaucoup de mesures avec un algorithme de récurrence tel que [17].

$$\hat{G}(K+1) = \hat{G}(K) + \Gamma_k W^T(K) [y(K) - W(K)\hat{G}(K)] \quad (3.28)$$

$$Y(K) \longrightarrow \hat{G}(K+1)$$

$$Y(K+1) \longrightarrow \hat{G}(k+2)$$

$$W(k+2)$$

$$W^T_k = W^T(K) = \begin{bmatrix} u(K) \\ \vdots \\ u(k-m) \\ y(k-1) \\ \vdots \\ y(k-n) \end{bmatrix}$$

Si $\Gamma(k) = 1$

$$\hat{G}(k+1) = \hat{G}(k) + W^T(k) [y(k) - W(k)\hat{G}(k)] \quad (3.29)$$

$$G(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{m+n} \\ g_{m+n-1} \\ \cdot \\ \cdot \\ g_n \\ g_{n-1} \\ \cdot \\ \cdot \\ g_1 \\ g_0 \end{bmatrix}$$

III.1.2.2. Deuxième méthode: $G_o(Z)$ est obtenue à partir de la fonction de transfert $G_a(s)$ du système analogique.

Le système analogique est d'abord connu dans le plan de Laplace par sa fonction de transfert $G_a(s)$. Placé entre échantillonneurs et muni d'un bloqueur d'ordre zéro comme l'illustre la figure 3.7 le système devient échantillonné.

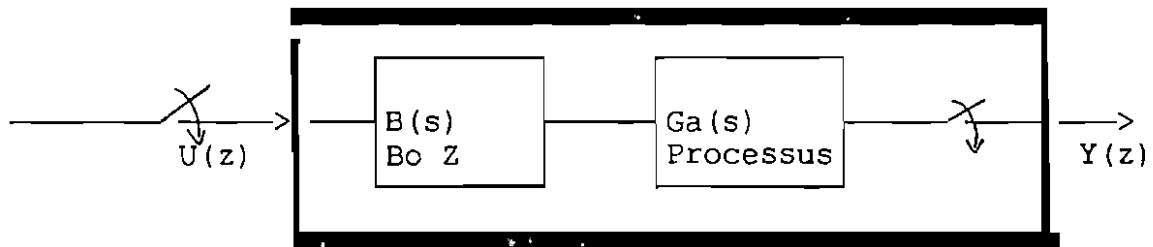


Figure 3.17. Processus échantillonné muni d'un bloqueur d'ordre zéro.

La fonction de transfert $H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)}$ du système s'écrit

$$H(z) = z[B(s)G_a(s)] \quad (3.30)$$

N.B.: L'expression (3.30) ne peut pas être séparée en $z[B(s)] \cdot z[G_a(s)]$

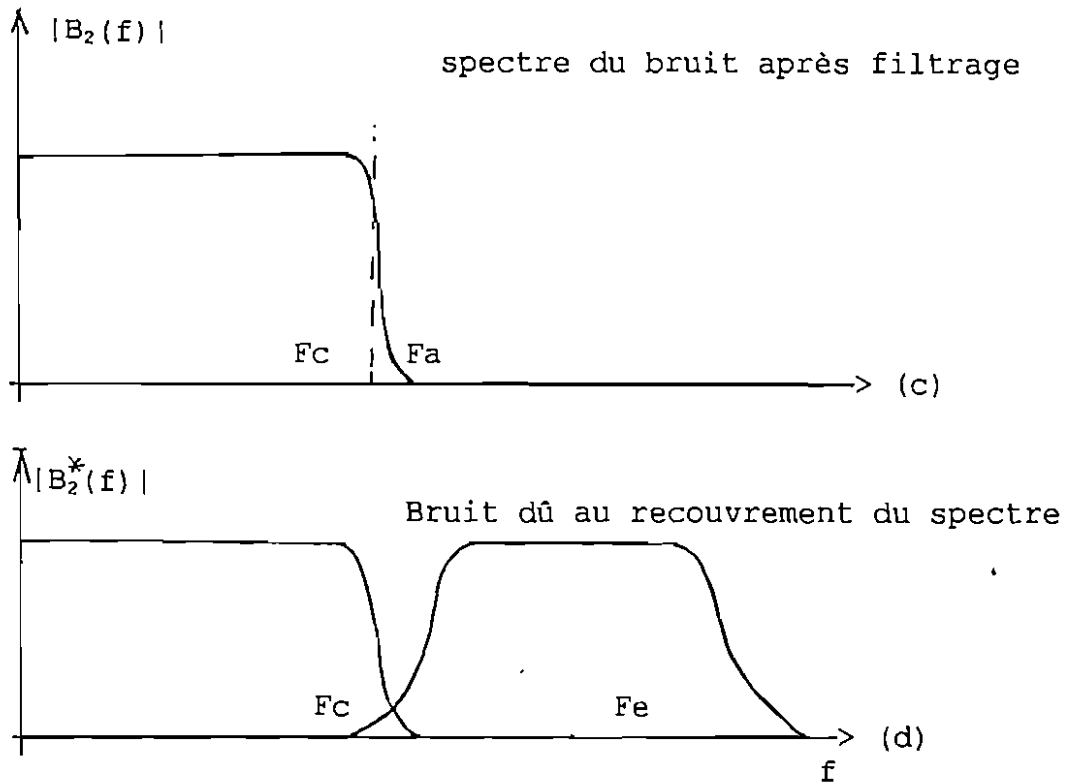


Figure 3.17. Filtre anti-repliement et spectre de bruit [12]

Ce signal se trouve souvent noyé dans un bruit de spectre très large (fig.3.8a). La fréquence du filtre anti-repliement est déterminée par la bande du spectre utile du signal $s(t)$ considéré. Comme le filtre présente une bande de transition; lorsqu'on échantillonne à la fréquence $F_e = 2 F_c$, cette bande est la cause du repliement du spectre, il en résulte une distorsion du signal reconstitué (figure 3.8d). On est donc amené à prendre pour fréquence d'échantillonnage $F_e \geq 2F_a$ (au lieu de $F_e \geq 2 F_c$);

soit:

$$F_e = 3F_c$$

(3.33)

III.2. Modèle du système à contrôler.

III.2.1. Introduction

Il aurait été préférable d'utiliser la méthode d'identification pour modéliser notre système compte tenu de sa complexifié.

Mais, avec les mesures (tableau de l'annexe 1) prises sur le four, il nous été impossible d'identifier les paramètres du système. Les mesures effectuées l'ont été en boucle fermée sur des organes régulateurs; on n'a pas pu avoir les fonctions réalisées par ces derniers. Pour prendre ces mesures, il aurait fallu que ce système fonctionne en boucle ouverte:

- sans régulation du brûleur
- sans régulation de la puissance électrique
- en évitant de sortir la masse de verre chauffée

Dès lors, l'utilisation de la 2ème méthode saurait incontournable.

III.2.2. $G_a(z)$ est obtenue à partir de la fonction de transfert (en continu).

Nous rappelons que dans le plan de Laplace, les modèles de nos deux systèmes sont respectivement donnés par les expressions (3.34) et (3.35).

$$G_{1a} = \frac{K_{1a}}{s(s+a_1)} \quad (3.34) \quad (\text{système à brûleur})$$

$$G_{2a} = \frac{K_{2a}}{s(s+a_1')} \quad (3.35) \quad (\text{système à brûleur})$$

En multipliant (3.34) et (3.35), on obtient respectivement:

$$\frac{G_{1a}}{s} = \frac{K_{1a}}{s^2(s+a_1)} = \frac{K_{1a}}{a_1 s^2} - \frac{K_{1a}}{a_1^2(s+a_1)}$$

$$\frac{G_{2a}}{s} = \frac{K_{2a}}{s^2(s+a_1')} = \frac{K_{2a}}{a_1' s^2} - \frac{K_{2a}}{a_1'^2(s+a_1')}$$

D'après la relation (3.32), on aura:

$$\begin{aligned} G_{1e}(Z) &= (1-Z^{-1})z \left[\frac{G_{1a}(s)}{s} \right] = (1-Z^{-1})z \left[\frac{K_{1a}}{a_1 s^2} - \frac{K_{1a}}{a_1 s^2} + \frac{K_{1a}}{a_1^2(s+a_1)} \right] \\ &= \left(\frac{Z-1}{Z} \right) \left[\frac{K_{1a}}{a_1} * \frac{\Delta_e Z}{(Z-1)^2} - \frac{K_{1a}}{a_1^2} * \frac{Z}{Z-1} + \frac{K_{1a}}{a_1^2} * \frac{Z}{Z-e^{-a_1 \Delta_e}} \right] \end{aligned}$$

On pose $\alpha = e^{-a_1 \Delta_e}$, $1-a_1 \Delta_e$, $\Delta_e =$ pas d'échantillonnage du système à brûleur

Après simplification, il vient que:

$$G_{1e}(Z) = \frac{\Delta_e^2 K_{1a}}{(Z-1)(Z-\alpha)} \quad ; \quad (3.36)$$

De façon similaire, on trouve:

$$G_{2e}(Z) = \frac{\Delta_e'^2 K_{2a}}{(Z-1)(Z-\alpha')}$$

où Δ'_e = pas d'échantillonnage du système électrique

$$\alpha' = e^{-a_1' \Delta'_e} , 1 - a_1' \Delta'_e$$

III.2.3. Détermination du pas d'échantillonnage.

Cherchons les fréquences de coupure respectives des systèmes à brûleur et électrique.

$$* G_{1a}(s) = \frac{K_{1a}}{s(s+a_1)} = \frac{K_{1a}/a_1}{s(1/a_1 * s + 1)}$$

$$F_c = \frac{a_1}{2\pi T_c} = \frac{1}{2\pi T_c} \quad (T_c = \frac{1}{a_1})$$

$$\text{Or, d'après la relation (3.34), } F_e = \frac{1}{T_e} = 3F_c$$

D'où en posant $T_e = \Delta_e$,

$$\Delta_e = \frac{1}{F_e} = \frac{2}{3} * \frac{1}{a_1} \quad (3.37)$$

$$* G_{2a}(s) = \frac{K_{2a}}{s(s+a_1')} = \frac{K_{1a}/a_1}{s(1/a_1' * s + 1)},$$

$$F_c' = \frac{a_1'}{2\pi T_c'} = \frac{1}{2\pi T_c'} \quad (T_c' = \frac{1}{a_1'})$$

La relation (3.34) nous donne également

$$\Delta_e' = \frac{1}{F_e'} = \frac{1}{3F_c'} = \frac{2}{3} \frac{\Pi}{a_1'} \quad (3.38)$$

CHAP IV. SYNTHESE DES CONTROLEURS NUMERIQUES.

IV.1. Structure d'une boucle de régulation numérique.

Le schéma de principe d'un processus (continu) échantillonné et automatisé piloté par un microprocesseur ou un autre calculateur numérique est donné à la figure 4.1

μ_p ou autre calculateur numérique

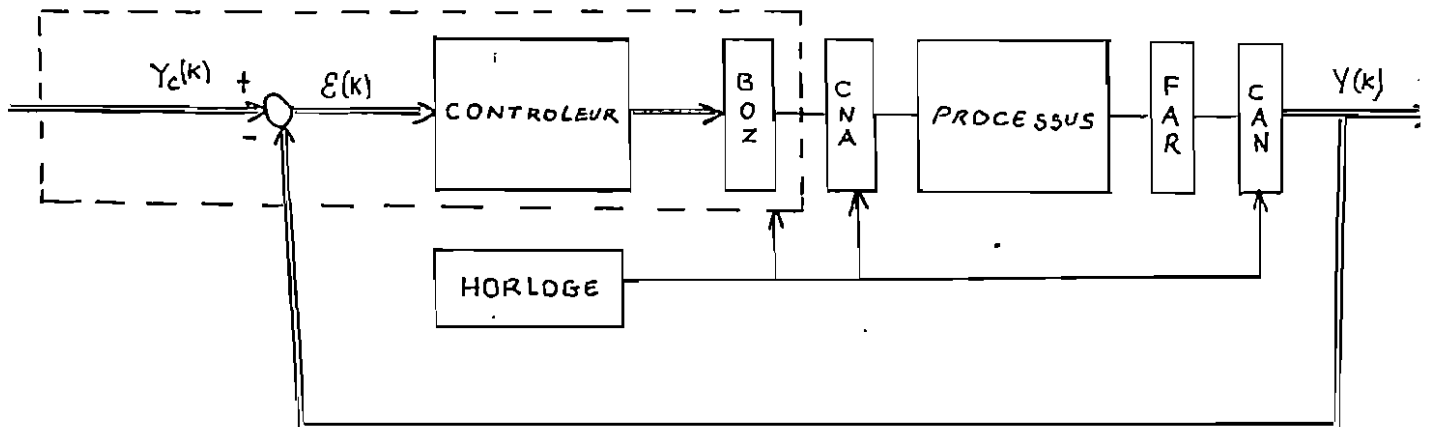


Figure 4.1. Structure d'une boucle de régulation numérique.

Le microprocesseur ou le calculateur numérique joue le rôle de contrôleur numérique;

Le BOZ (bloqueur d'ordre zéro) permet de maintenir U constant entre les instants $K\Delta$ et $(K+1)\Delta$;

Le CAN (convertisseur analogique numérique) et le CNA (Convertisseur numérique analogique) permet d'établir le dialogue entre le processus réel continu et le contrôleur numérique;

Le FAR (filtre antirepliment) placé, avant le CNA, filtre aussi le bruit de sortie.

IV.2. Fonction de transfert de la boucle de régulation numérique.

Adoptons la structure fonctionnelle du schéma de la figure 4.1. Toujours dans le domaine fréquentiel, on a: la structure de la figure 4.2

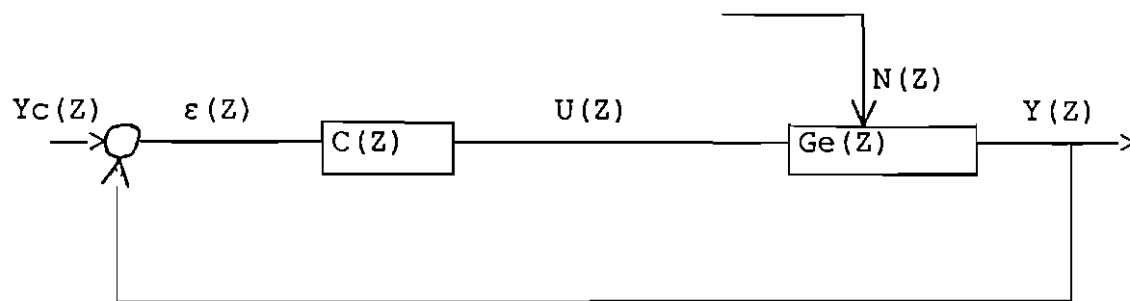


Figure 4.2. Structure fonctionnelle d'une boucle de régulation numérique.

La figure 4.2 montre que la boucle ouverte est formé de deux systèmes numériques en cascade: le correcteur et le processus numérisé dont les fonctions de transfert respectives sont $C(Z)$ et $G_e(Z)$. L'influence des perturbations a été modélisée par un signal théorique $N(Z)$ dont l'action à travers le processus est censée représenter celles des perturbations.

1°) En boucle ouverte, la fonction de transfert est donnée par:

$$G_o(Z) = \frac{Y(Z)}{\varepsilon(Z)} = C(Z) G_e(Z) \quad (4.1)$$

2°) En boucle fermée, on aura:

$$M_r(Z) = \frac{Y(Z)}{Y_c(Z)} = \frac{C(Z)G_e(Z)}{1+C(Z)G_e(Z)} \quad (4.2)$$

$$= \frac{G_o(Z)}{1+G_o(Z)}$$

IV.3. Fonction de transfert C(Z) des compensateurs numériques

Nous traitons des processus de deuxième ordre d'amortissement ζ et de pulsation propre naturelle ω_n non-connus. Toutefois, nous savons à quoi nous devons arriver.

- On désire, pour les systèmes régulés, une erreur statistique $\varepsilon(\infty)$ nulle quand l'entrée est un échelon.
- De plus, les modèles régulés doivent être en 2ème ordre, bien amorti.

Donc ω_n , ζ , a_1 , a_0 sont tels que:

- 1°) $0.7 \leq \zeta \leq 0.8$ (voir abaque)
- 2°) $\omega_n \Delta_e \leq 1$
- 3°) $-0.8 < a_1 < -0.6$
- 4°) $0.1 < a_0 < 0.3$

Dans la recherche des fonctions de transfert des compensateurs, deux voies sont possibles:

- soit corriger la boucle ouverte,
- soit se conformer à un modèle imposé pour la boucle fermée (modèle de référence).

Utilisons la première méthode:

Nous choisissons les compensateurs $C(Z)$ de façon que la boucle ouverte $C(Z)G(Z)$ ait les propriétés requises pour assurer les performances attendues de la boucle fermée.

Ainsi $C(Z)$ doit avoir les propriétés suivantes:

- compenser les pôles de $G_{1e}(Z)$ et $G_{2e}(Z)$ (pour améliorer la stabilité des boucles fermées $M_r(Z)$ et $M_{r2}(Z)$ correspondant respectivement au système à brûleur et au système électrique).
- placer une intégration en boucle ouverte (pour améliorer la précision de la boucle fermée).
- conduire à un second ordre en boucle fermée donc posséder un pôle de contrôle $Z = \beta$.
- régler l'amortissement de la boucle fermée donc posséder un paramètre de gain ajustable.

En bref, nous recherchons une fraction rationnelle

$S(Z)$

$C(Z) = \text{----}$ dont les zéros et les pôles apporteront à la boucle
 $R(Z)$ ouverte [$C(Z) G(Z) = G_0(Z)$] les propriétés qui lui
 manquent.

$$\text{Donc } * C_1(Z) = \frac{(Z-\alpha)(Z-1)}{K_1} \cdot \frac{K_2}{(Z-1)(Z-\beta)}$$

$$C_1(Z) = K \cdot \frac{(Z-\alpha)}{(Z-\beta)} \quad (\text{pour le système à brûleur}) \quad (4.3)$$

$$C_2(Z) = K' \cdot \frac{(Z-\alpha')}{(Z-\beta')} \quad (\text{pour le système électrique}) \quad (4.4)$$

$K, K', \alpha, \alpha', \beta, \beta'$ sont les paramètres à déterminer.
 connaissant ζ et Δ_e , on utilise l'abaque présentée à l'annexe
 (3).

Cependant, il faut remarquer que jusqu'à présent, rien ne

garantie la stabilité de nos deux systèmes que ce soit en boucle ouverte ou en boucle fermée. Nous devons donc, d'abord faire l'analyse de la stabilité avant d'aborder la recherche de la loi de programmation de nos deux systèmes.

IV.4. Stabilité des systèmes numériques régulés.

L'étude de la stabilité des systèmes numériques de contrôle relève essentiellement de l'extension aux systèmes numériques, de toutes les techniques développées pour les systèmes continus.

Il existe plusieurs techniques d'étude de la stabilité dont le critère de Jury (méthodes analytique), l'étude de la stabilité par le diagramme de Nyquist ou de Bode (méthodes graphiques en domaine fréquentiel).

1. Critère de stabilité de Jury [18].

Le critère de Jury est, aux systèmes numériques en Z, ce qu'est le critère de Routh aux systèmes analogiques en P. La stabilité est conditionnée par la place des pôles de la fonction de transfert en boucle fermée

$$M(z) = \frac{Y(Z) \quad N(Z)}{Y_c(Z) \quad D(Z)} = \text{-----} , \text{ c\`ad la place des racines de}$$

l'équation caractéristique

$$D(Z) = a_n Z^n + a_{n-1} Z^{n-1} + \dots + a_1 Z + a_0 = 0 \text{ par rapport au rayon}$$

unité.

On s'oblige au besoin en changeant tous les signes, à avoir
 $a_n > 0$.

on forme le tableau suivant:

	Z^0	Z^1		Z^{n-j}	Z^{n-1}	Z^n
*						
1	a_0	a_1	...	a_{n-j}	a_{n-1}	a_n
2	a_n	a_{n-1}	...	a_j	a_1	a_0
**						
3	b_0	b_1	...	$b_{n-j} \dots$	b_{n-1}	
4	b_{n-1}	b_{n-2}	...	$b_{j-1} \dots$	b_0	
5	C_0	C_1	...	$\dots C_{n-2}$		
6	C_{n-2}	C_{n-3}	...	$\dots C_0$		
.		
.		
.		
2_{n-5}	P_0	P_1	P_2	P_3		
2_{n-4}	P_3	P_2	P_1	P_0		
2_{n-3}	Q_0	Q_1	Q_2			

Tableau 4.1: Tableau de Jury [18]

N.B:

*: on pose

**: on calcule

Avec $b_j = a_0 a_j - a_n a_{n-j}$

$c_j = b_0 b_j - b_{n-1} b_{n-j-1}$

.

.

.

$q_0 = P_0 P_0 - P_3 P_3; q_1 = P_0 P_2 - P_3 P_1, q_2 = P_0 P_2 - P_3 P_1$

Critère de Jury

Si le polynôme caractéristique (avec $a_n > 0$) est tel que

$$\cdot D(1) > 0$$

$\cdot D(-1) > 0$ (pour n pair) et $D(-1) < 0$ (pour n impair) et $(n-1)$ contraintes satisfaites.

$$|a_0| < a_n, |b_0| > |b_{n-1}|, |c_0| > |c_{n-2}| \dots |q_0| > |q_2|$$

alors le système est stable.

Test de stabilité des systèmes (à brûleur, électrique) régulés
par le critère de JURY

Cherchons d'abord les réponses des systèmes régulés en boucle fermée.

Des relations (3.36), (3.37), (4.2), (4.3) et (4.4).

On obtient:

$$* M_{r1}(Z) = \frac{C_1(Z)G_{1e}(Z)}{1+C_1(Z)G_{1e}(Z)} = \frac{K_2}{Z^2 - (1+\beta)Z + \beta + K_2} \quad (4.5)$$

$$* M_{r2}(Z) = \frac{C_2(Z)G_{2e}(Z)}{1+C_2(Z)G_{2e}(Z)} = \frac{K_2'}{Z^2 - (1+\beta')Z + \beta' + K_2'} \quad (4.6)$$

où $M_{r1}(Z)$ et $M_{r2}(Z)$ représentent les réponses des systèmes à brûleur et électrique respectivement.

$C_1(Z)G_{1e}(Z) = G_{o1}(Z)$, $C_2(Z)G_{2e}(Z) = G_{o2}(Z)$ représentent les réponses des systèmes régulés, ci-haut cités en boucle ouverte.

Les équations caractéristiques correspondant aux relations (3.47) et (3.48) sont respectivement:

$$D_1(Z) = Z^2 - (1+\beta)Z + \beta + K_2$$

$$D_2(Z) = Z^2 - (1+\beta')Z + \beta' + K_2'$$

On constate que $n = 2$, donc pour que $M_{r1}(Z)$ et $M_{r2}(Z)$ soient stables, le critère de Jury se réduit aux conditions suivantes:

$$* D(1) = K_2 > 0$$

$$D(-1) = 2(1+\beta) + K_2 > 0 \quad (\text{pour } M_{r1}(Z))$$

$$|a_0| = \beta + K_2 < a_2 = 1$$

$$* D(1) = K_2' > 0$$

$$D(-1) = 2(1+\beta') + K_2' > 0 \quad (\text{pour } M_{r2}(Z))$$

$$|a_0| = \beta' + K_2' < a_2' = 1$$

2. Critère de NYQUIST

Ce système de Jury a permis de reconnaître d'après les coefficients de son équation caractéristique, si un système numérique est réglé ou non. Le critère de Nyquist permet de répondre à la même question à partir de la représentation graphique (en fréquentielle) de la fonction de transfert d'une boucle ouverte $G_o(Z) = C(Z) G(Z)$ d'un système numérique à réaction unité, en posant:

$$Z = e^{j\omega\Delta_e} \text{ avec } 0 \leq \omega \leq \pi/\Delta_e$$

Un système numérique réglé sera stable au sens de Nyquist, si en parcourant le lieu de Nyquist de $\underline{\omega} = 0$ à $\underline{\omega} = \pi/\Delta_e$, on laisse le point critique -1 à gauche (figure 4.3).

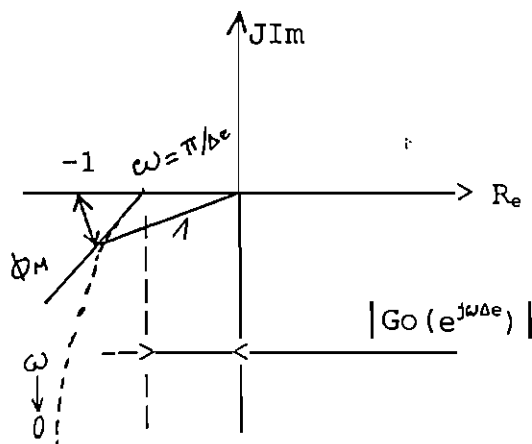


Figure 4.3: Diagramme de NYQUIST.

Mais, il faut remarquer qu'un système automatisé stable peut évoluer vers un état instable dû soit:

- à une évolution des paramètres du système
- à la perturbation du système

D'où la nécessité de prévoir une certaine marge de stabilité pendant la conception d'un système automatisé.

Marge de stabilité.

Deux des spécifications de performance dans le domaine fréquentiel, sur la stabilité relative d'un système de contrôle en boucle fermée sont la marge de gain et la marge de phase. Sur le diagramme de Nyquist, on définit:

1°) la marge de gain par l'expression:

$$GM = \frac{1}{|G_o(e^{j\omega_c \Delta t})|} \quad (4.7)$$

où $|G_o(e^{j\omega_c \Delta t})|$ est le module de $G_o(e^{j\omega \Delta t})$ mesuré au point où la courbe de Nyquist rencontre l'axe des réels négatifs.

Ce point est caractérisé par

$$\begin{aligned} \omega &= \omega_c \\ \arg G_o(e^{j\omega_c \Delta t}) &= \Pi \text{ (figure 4.3)} \end{aligned}$$

2°) La marge de phase par:

$$\phi_M = \angle G_o(e^{j\omega_g \Delta t}) - 180 \text{ (figure 4.3)} \quad (4.8)$$

où $\angle G_o(e^{j\omega_g \Delta t})$ est l'argument de $G_o(Z)$

au point caractérisé par:

$$\begin{aligned} \omega &= \omega_g \\ |G_o(e^{j\omega_g \Delta t})| &= 1 \end{aligned}$$

3. Analyse de la stabilité par le diagramme de Bode.

Comme pour le diagramme de Nyquist, on pose $Z = e^{j\omega \Delta t}$ et on analyse la marge de gain et la marge de phase pour $G_o(e^{j\omega \Delta t})$. On définit les marges de gain et de phase respectivement par les expressions (4.9) et (4.10) et sur la figure 4.4.

$$GM = 20 \log \frac{1}{G_o(e^{j\omega_c \Delta t_o})} \text{ dB} \quad (4.9)$$

et

$$\phi M = G_o(e^{j\omega_g \Delta t_o}) + \mathcal{D} \quad (4.10)$$

où $|G_o(e^{j\omega_c \Delta t_o})|$ et $\angle G_o(e^{j\omega_g \Delta t_o})$ désignent les mêmes quantités définies en (4.7) et (4.8) respectivement.

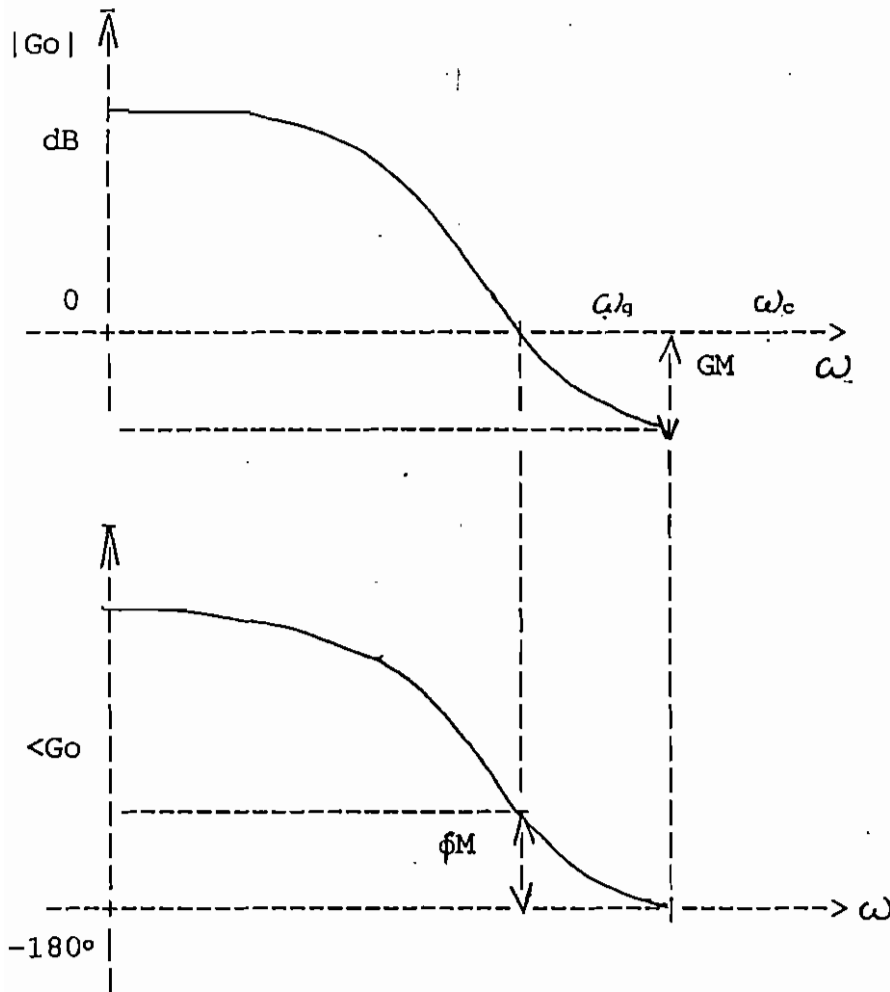


figure 4.4: diagramme de BODE

IV.5 Précision

Pour un système numérique régulé, avec un signal d'entrée donné, l'erreur de position (de stationnarité) doit être nulle à chaque instant d'échantillonnage.

Considérons la figure 4.2. La fonction de transfert en boucle fermée

$$M(Z) = \frac{Y(Z)}{Y_c(Z)} = \frac{C(Z) G_o(Z)}{1 + C(Z) G_o(Z)}$$

Le signal d'erreur entre la sortie et l'entrée est obtenue en faisant:

$$E(Z) = Y_c(Z) - Y(Z) = Y_c(Z) [1 - M(Z)]$$

soit $Y_c(Z) = \frac{A(Z)}{(1-Z^{-1})^N}$ où N est un entier positif
 A(z) un polynôme en Z^{-1} sans zéro en $Z = 1$

$$E(Z) = \frac{A(Z)}{(1-Z^{-1})^N} (1 - M(Z))$$

L'erreur de stationnarité (de position) doit être telle que:

$$\lim_{K \rightarrow \infty} e(KT) = \lim_{Z \rightarrow 1} (1 - Z^{-1}) E(Z)$$

$$= \lim_{Z \rightarrow 1} (1 - Z^{-1}) \frac{A(Z) [1 - M(Z)]}{(1 - Z^{-1})^N} = 0 \quad (4.11)$$

Autant que le polynôme A(Z) ne possède aucun zéro en $Z=1$, la condition nécessaire pour avoir une erreur de position nulle est que l'expression $1 - M(Z)$ contienne le facteur $(1 - Z^{-1})^N$. Ainsi $1 - M(z)$ pourra prendre la forme:

$$1 - M(Z) = (1 - Z^{-1})^N F(Z) \text{ où } F(Z) \text{ est un polynôme en } Z^{-1}.$$

Il vient que la relation (4.11) prendra désormais la forme suivante:

$$\lim_{K \rightarrow \infty} e(KT) = \lim_{Z=1} (1-Z^{-1}) \frac{A(Z) [1-Z^{-1}]^N F(Z)}{(1-Z^{-1})^N}$$

Supposons que le signal d'entrée soit un échelon. $A(Z) = 1$ et $N = 1$; $\lim_{K \rightarrow \infty} e(KT) = \lim_{Z=1} (1-Z^{-1}) F(Z) = 0$

Essayons d'appliquer ce qui vient d'être développé à la recherche de l'erreur de position de nos deux systèmes. Comme ils sont similaires, nous étudions un seul cas et le résultat trouvé sera aussi valable pour le 2ème. Prenons le système à brûleur.

$$M_{r1}(Z) = \frac{K_2}{Z^2 - (1+\beta)Z + \beta + K_2}$$

$$1 - M_{r1}(Z) = \frac{Z^2 - (1+\beta)Z + \beta}{Z^2 - (1+\beta)Z + \beta + K_2}$$

$$1 - M_{r1}(Z) = \frac{Z-1}{Z} \frac{Z(Z-\beta)}{Z^2 - (1+\beta)Z + \beta + K_2}$$

L'erreur de position

$$e_p = \lim_{K \rightarrow \infty} e(KT) = \lim_{Z=1} \frac{(1-Z^{-1})A(Z) (1-Z^{-1})}{Z(1-Z^{-1})^N} \frac{Z(Z-\beta)}{Z^2 - (1+\beta)Z + \beta + K_2}$$

Pour un signal échelon,

$$A(Z) = 1$$

$$N = 1$$

D'où

$$e_p = \lim_{Z=1} (1-Z^{-1}) \frac{Z(Z-\beta)}{Z^2 - (1+\beta)Z + \beta + K_2}$$

$$e_p = 0$$

CHAP V. Contrôle et Commande du système d'alimentation énergétique du four.

Les calculateurs numériques sont devenus un outil incontournable dans la gestion des informations et dans le contrôle des processus industriels. C'est pourquoi nous allons consacrer, un des paragraphes de ce chapitre, à l'étude d'un des calculateurs numériques particulièrement connus, "le micro-ordinateur".

Cette étude va nous permettre de comprendre le micro-ordinateur dans ses applications courantes et, en particulier, dans le contrôle du système que nous sommes en train d'étudier.

V.1. Le micro-ordinateur et son environnement.

Le micro-ordinateur, utilisé dans le contrôle des processus, doit être muni d'une carte d'acquisition fabriquée spécialement pour l'application envisagée ou, le plus souvent, achetée dans le commerce. Cette carte (cfr figure 5.1), regroupe les composants nécessaires à l'échange des informations.

V.1.1. Shéma de principe d'un micro-ordinateur

La structure de base d'un micro_ordinateur comme illustrée à la figure 5.2 comprend:

- 1°) un microprocesseur (CPU: Central Processing Unit) avec
 - un bus d'adresses
 - un bus de données
 - un bus de contrôle
- 2°) les mémoires ROM pour le stockage des informations fixes relatives à l'application et RAM pour le stockage des informations temporaires.

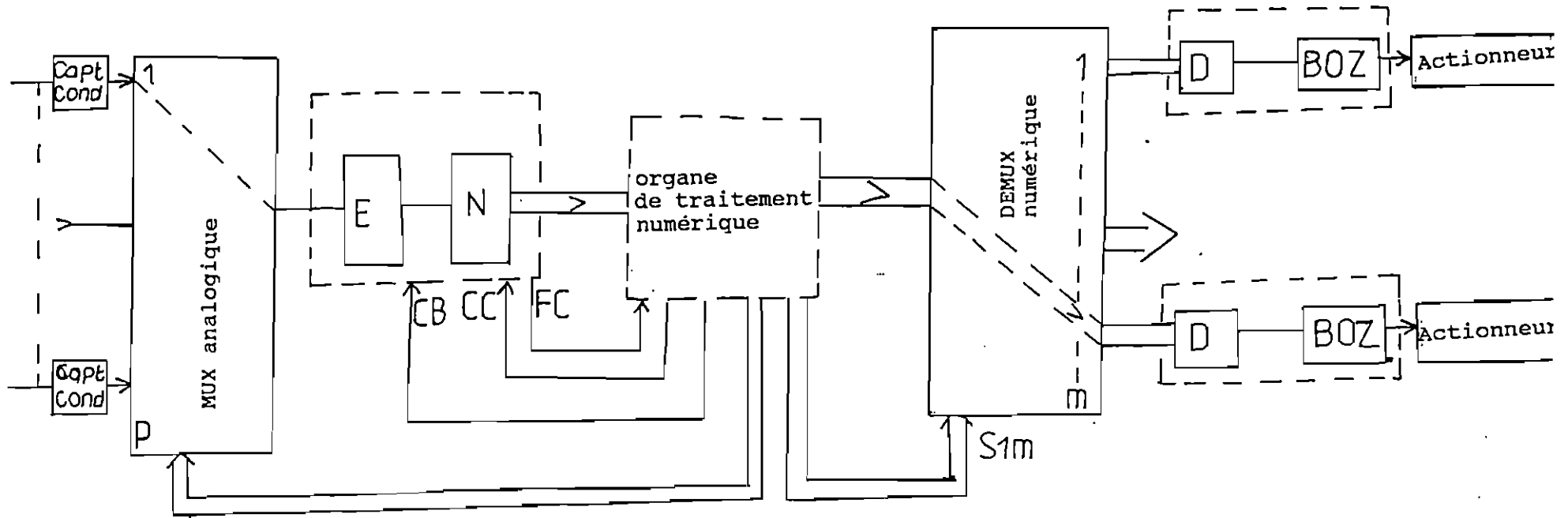


fig 5.1 Composantes principales
d'une carte d'acquisition-
restitution de données pour
micro-ordinateur [18]

3°) les interfaces programmables d'entrées/sorties permettant le dialogue entre la machine et le processus contrôlé,

4° les interfaces périphériques opérateur (coupleurs) permettant le dialogue entre l'homme et la machine,

5° les décodeurs d'adresses

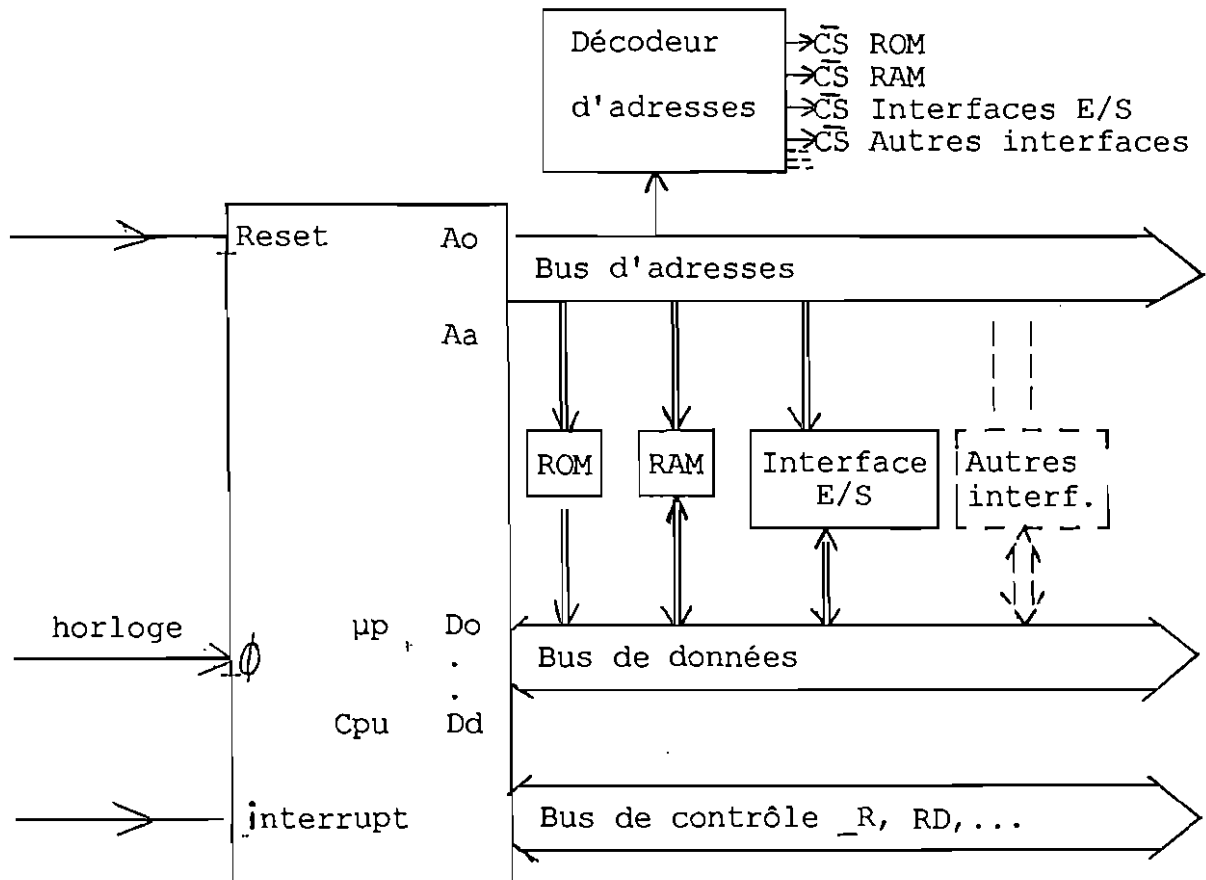


Figure 5.2. Structure de base d'un micro-ordinateur [18]

V.I.2. Structure et fonctionnement des multiplexeurs.

a) Multiplexeur analogique [12]

Le multiplexeur analogique est un ensemble de commutateurs analogiques à N entrées (souvent 4 à 16 entrées et une sortie, commandés par un système logique permettant d'aiguiller l'une des entrées vers la sortie.

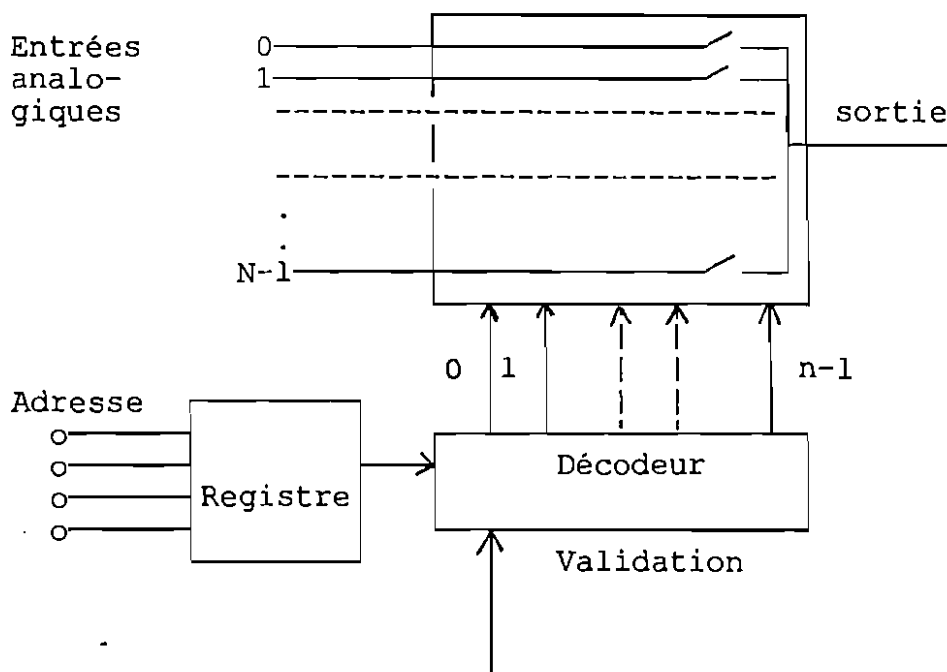


Figure 5.3. Organisation d'un multiplexeur à N entrées [12]

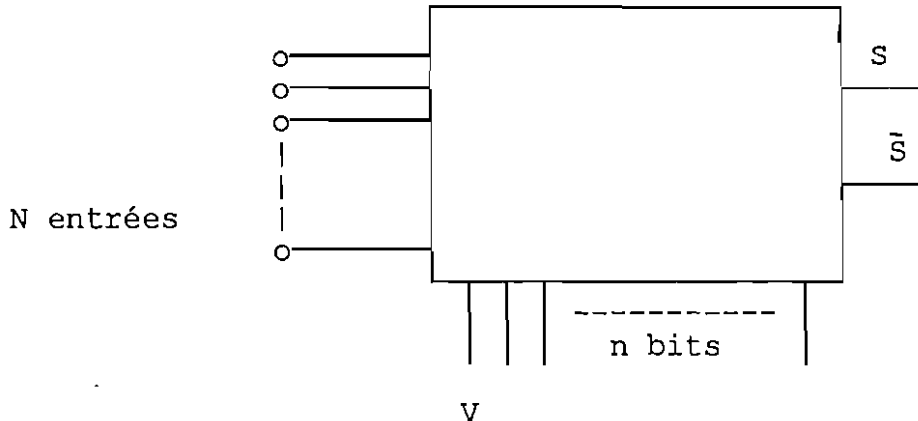
La voie à sélectionner est indiquée à l'aide d'une adresse binaire. Le décodeur décode les n bits d'adresse. Les n sorties du décodeur commandent chacune l'état d'un commutateur. Lors d'un changement d'adresse, il se peut que deux commutateurs soient simultanément fermés durant la transition (environ 0.3 μ s pour les dispositifs à c-mos). Il est possible d'éviter cette situation par l'utilisation du signal "validation" du décodeur pour bloquer le décodage à chaque changement (pendant 0.5 μ s par exemple). Il est également possible d'organiser les commutateurs de telle sorte qu'un commutateur passe de l'état "fermé" à l'état "ouvert" plus vite que de l'état "ouvert" à l'état

"fermé" pour assurer qu'à chaque changement, il y ait une seule voie reliée à la sortie du multiplexeur. La figure 5.3 résume toute la description qu'on vient de faire.

b) Multiplexeur numérique/DEMUX NUMERIQUE

Le fonctionnement est analogue à celui du multiplexeur analogique. Pour sélectionner une entrée, il faut commander le multiplexeur à l'aide d'une adresse codée (n bits) et le nombre d'entrées peut atteindre $N = 2^n$. Lorsque le signal "validation V" est égal à 1, on obtient sur la sortie S l'état de l'entrée adressée.

L'organisation d'un multiplexeur numérique est présentée à la figure 5.4 [12].



$V = 0 \quad S = 0$

$V = 1$ multiplexage

Figure 5.4. Multiplexeur numérique à N entrées.

Lorsque le dispositif fonctionne dans le sens inverse c'est-à-dire pour distribuer le même signal sur des voies différentes, on a dans ce cas un démultiplexeur numérique.

V.1.3. Autres principaux éléments d'une carte d'acquisition-restitution de données pour micro-ordinateur.

En plus des multiplexeurs (vus au §V.1.2), la figure (5.1) montre qu'une carte d'acquisition et de restitution de données peut être fournie avec des capteurs de mesures et des conditionneurs de signaux adaptés à la grandeur physique à saisir, des dispositifs d'échantillonnage-numérisation et de numérisation-mémorisation (BOZ). L'Etude des capteurs de mesures et des conditionneurs de signaux ayant été faite antérieurement, nous n'allons nous limiter qu'aux CAN et CNA et nous prions à nos lecteurs de se reporter au chapitre II (§1.4).

V.1.3.1. Convertisseur analogique-numérique (CAN) [15].

Le schéma fonctionnel du dispositif-échantillonnage numérisation est réalisé à l'aide de deux fonctions élémentaires représentées à la figure 5.5.

E est l'échantillonneur

N est le CAN proprement dit qui assure la conversion.

$Y(K)$ est alors un nombre, codé sur 8, 12, ... bits

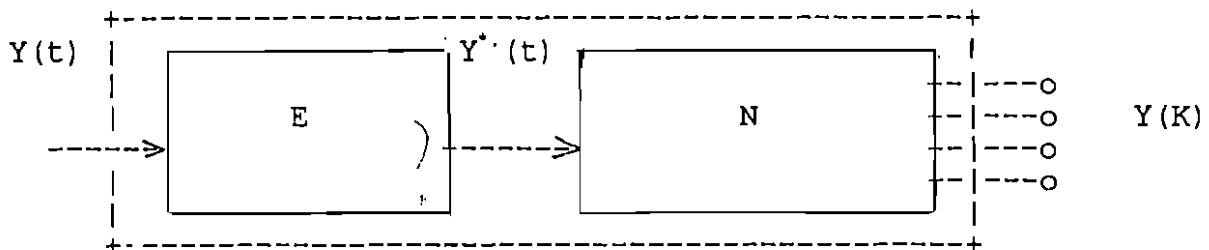


figure 5.5. Dispositif d'échantillonnage-numérisation.

V.1.3.2. Convertisseur numérique-analogique CNA[15].

L'opération est réalisée à l'aide de deux fonctions élémentaires (figure 5.6a).

D est le convertisseur numérique-analogique proprement dit, il réalise la dénumérisation. Le BOZ reconstruit le signal à temps continu (figure 3.6b).

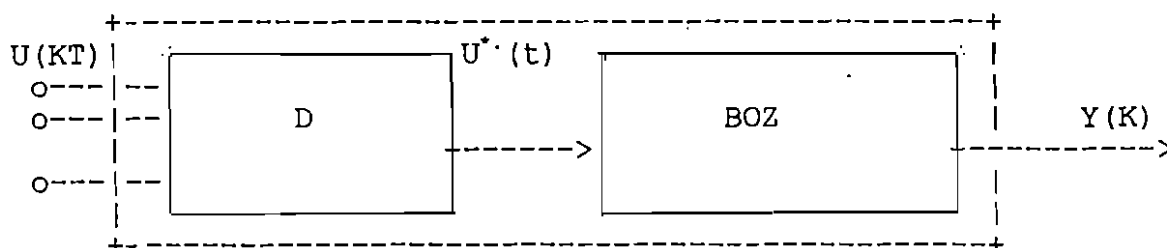


Figure 5.6a. Dispositif de dénumérisation-numérisation.

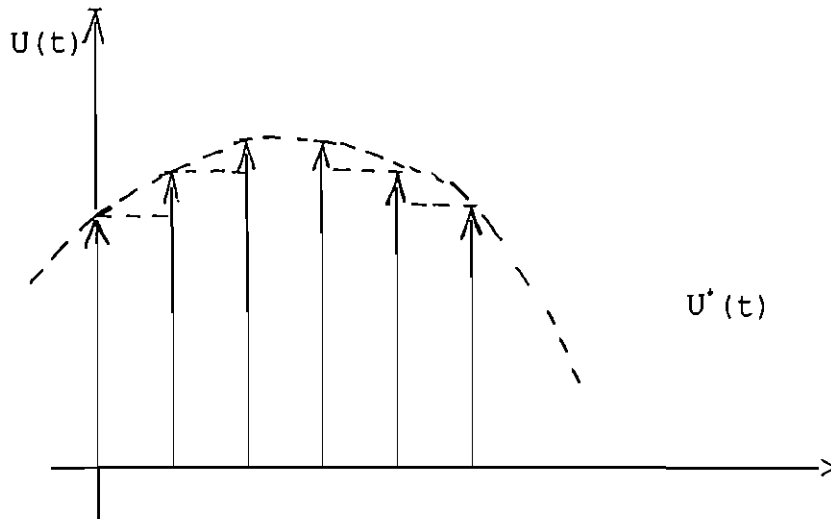


Figure 5.6b: Signal reconstruit à l'aide du BOZ

N.B. Le BOZ n'est pas un composant analogique. Le blocage est assuré par mémorisation numérique du signal $U(KT)$ dans un registre.

V.2. Programmation du micro-ordinateur.

Le programme de contrôle du système d'alimentation énergétique du four sera exprimé sous forme d'organigramme, la traduction dans un langage de programmation ne restant bien entendu utile que lorsque tous les paramètres du système sont connus et aussi le type de microprocesseur s'il s'agit du langage d'assemblage.

V.2.1. Equations de régulation et d'ajustage de consigne électrique.

V.2.1.1. Equations récurrentes de régulation.

Les équations récurrentes de régulation s'obtiennent à partir des fonctions de transfert des compensateurs numériques établies au chapitre IV (relation 4.3 et 4.4).

En effet, si nous considérons le système à brûleur (relation 4.3),

on a :

$$\frac{U_i}{e_i} = G_e(Z)$$

$$\frac{U_i}{e_i} = A \frac{Z-\alpha}{Z-\beta} \quad (5.1)$$

où U_i et e_i représentent respectivement l'évolution d'une entrée du système à réguler et d'un écart entre les valeurs de consigne et de sortie du système à réguler (four).

En développant l'équation (5.1), on obtient :

$$U(Z) = AZe(Z) - A\alpha e(Z) + \beta U(Z) \quad (5.2)$$

D'après le théorème du retard temporel, l'équation (5.2) prend la forme ci-dessous :

$$U_i(K+1) = Ae(K+1) - A\alpha e(K) + \beta U(K)$$

ou encore

$$U_i(K) = b_0 e(K) + b_1 e(K-1) + a_1 U(K-1) \quad (5.3)$$

où

$$b_0 = A$$

$$b_1 = -A\alpha$$

$$a_1 = \beta$$

$$e_i(K) = Y(K) - Y_c(K)$$

$$e_i(K-1) = Y(K-1) - Y_c(K)$$

$Y(K)$ est la valeur de sortie

$Y_c(K)$ est la valeur de consigne

De façon analogue, à partir des expressions relatives au système électrique, on trouve la 2ème loi de commande (système électrique).

En effet:

$$\frac{U_i'}{e_i'} = G_c'(Z)$$

$$\frac{U_i'}{e_i'} = A' \frac{Z-\alpha'}{Z-\beta'} \quad (5.4)$$

Après développement de l'équation (5.4) et application du théorème du retard temporel, on retrouve:

$$U_i'(K) = b_0'e'(K) + b_1'e'(K-1) + a_1' U'(K-1) \quad (5.5)$$

où

$$b_0' = A'$$

$$b_1' = -A\alpha'$$

$$a_1' = \beta'$$

$$e_i'(K) = Y'(K) - Y_c'(K)$$

$$e_i'(K-1) = Y'(K-1) - Y_c'(K)$$

$Y'(K)$ est la valeur de sortie

$Y_c'(K)$ est la valeur de consigne.

V.2.1.2. Ajustage de consigne électrique.

a) Idées de base.

Dans le fonctionnement normal, le système régulateur (cfr §I.2.1.1.) permet une variation de $\pm 7.5\%$ de la tension normale (V_0) autour du point de fonctionnement V_0 .

Lorsque on opère un changement de consigne, deux phénomènes peuvent se produire:

1°) la nouvelle consigne reste dans la plage de variation fixée par le système régulateur: ($V_c \in V_0 \pm 7.5\% V_0$).

Dans ce cas, le changement de plots n'est pas nécessaire pour ajuster la consigne.

2°) la nouvelle consigne tombe à l'extérieur de la plage de régulation fixée par le système régulateur:

$$(V_c \notin V_0 \pm 7.5\% V_0).$$

Dans ce cas, il faut voir si la consigne est supérieure à $V_0 + 7.5\% V_0$ ou inférieure à $V_0 - 7.5\% V_0$. Le changement de plots est alors indispensable.

Cas 1°) Lorsque $V_c > V_0 + 7.5\% V_0$, on sollicite une augmentation de tension (donc de puissance) et le changement de plots va se faire de manière à chercher un nouveau point de fonctionnement $V_{(I,0)} > V_0$. Aux primaires des circuits des transformateurs du four, on commencera par le plot de niveau élevé vers le plot de niveau inférieur. Lorsqu'on atteint le plot 0 sans qu'on ait encore parvenu à placer V_c dans la nouvelle plage de régulation $V_{(I,0)} \pm 7.5\% V_{(I,0)}$, on arrête les moteurs qui commandaient le changement de plots aux circuits primaires des transformateurs-four et on enclenche ceux commandant le changement de plots aux circuits secondaires.

Ici, contrairement au cas précédent, les moteurs seront initialisés de manière que le changement des plots s'opère de la plus basse position vers celle de niveau supérieur. Le nouveau point de fonctionnement sera $V_{(0,J)} > V_{(I,0)}$ et la nouvelle plage de régulation sera $V_{(0,J)} \pm 7.5\% V_{(0,J)}$.

Enfin de compte, lorsque V_c demeure supérieure à $V_{(0,J)} + 7.5\% V_{(0,J)}$ il faut afficher un message sur l'écran du micro-ordinateur.

Cas 2°) Par contre si $V_c < V_0 - 7.5\% V_0$, on sollicite une diminution de tension (de puissance) et le changement de plots va se faire de manière à chercher $V_{(0,J)} < V_0$.

Aux circuits secondaires des transformateurs-four, on commencera par positionner les moteurs de manière que le départ se fasse aux plots de niveau supérieur ($J = 2$) vers les plots de niveau inférieur.

Si V_c reste inférieure à $V(o, j) - 7.5\% V(o, j)$, il faut enclencher les moteurs commandant le changement de plots des circuits primaires des transformateurs-four en commençant par les plots de niveau inférieur. Le nouveau point de fonctionnement devient $V(i, o) < V(o, j)$ et la nouvelle plage devient $V(i, o) \pm 7,5\% V(i, o)$.

L'option d'affichage d'un message sur l'écran du micro-ordinateur pourra aussi être envisagée lorsque, après changement de plots aux circuits primaires, V_c demeure toujours inférieur à $V(j, o) - 7.5\% V(i, o)$.

Remarque: Comme le changement de plots se fait toujours à vide, il est toujours recommandé de couper le réseau d'alimentation électrique avant le démarrage des moteurs de changement de plots.

Le réseau doit être directement rétabli après les manoeuvres d'ajustage de consigne électrique.

b) Calcul de temps de course des moteurs de changement de plots.

Considérons la figure 5.7 représentant les enroulements N_p et N_s , respectivement du circuit primaire et du secondaire, d'un transformateur monophasé du four.

Les enroulements N_p comportent des plots à six positions (0 à 5) tandis que ceux du circuit secondaire (N_s) comportent des plots à trois positions (0 à 2).

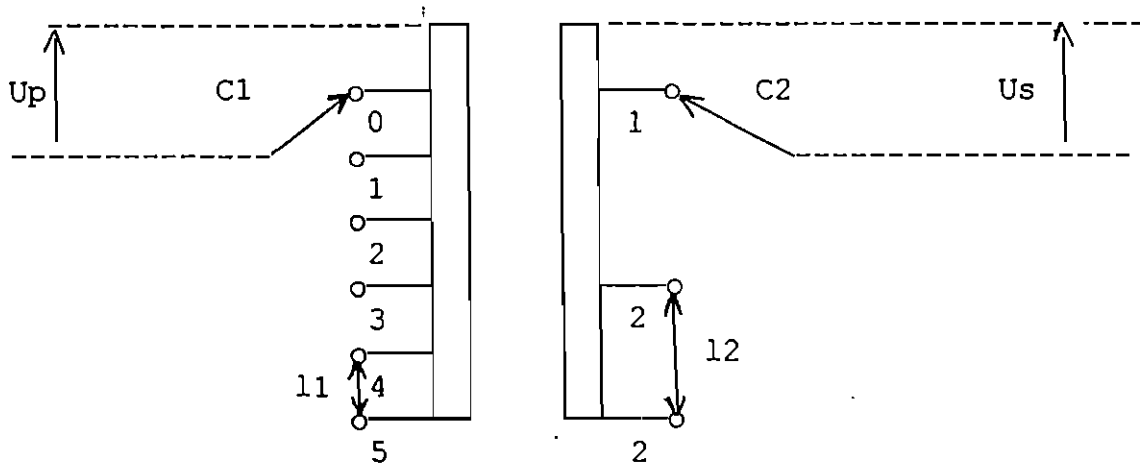


Figure 5.7. Enroulements avec plots d'un transformateur monophasé du four.

Soient l = la longueur entre 2 plots quelconques successifs.

ω = la vitesse du moteur de commande de changement de plot (actionnant le curseur c_1 par exemple).

Le temps mis par le moteur pour déplacer le curseur du 1er plot au 2ème plot est donné par la relation suivante:

$$t_u = \frac{l}{\omega} \cdot \frac{1}{r} \quad (5.6)$$

avec $\frac{1}{r}$ la constante tenant compte du rayon de l'axe r du moteur et de son système d'engrenage.

Essayons maintenant de chercher le temps que mettra le moteur pour déplacer le curseur C_1 du plot de référence R au plot quelconque I .

Si x est le nombre d'intervalles séparant les 2 plots, le temps T utilisé pour aller du plot R au plot I peut être calculé comme suit:

$$T = x \cdot t_u \quad (5.7)$$

Nous savons qu'entre 2 plots successifs la tension varie de 5%. En conséquence, entre le plot de référence R et son

successeur R + 1, la variation est donnée par:

$$|V_{R+1} - V_R| = \frac{5}{100} V_R$$

Entre un plot quelconque I et le plot de référence R, séparés par x intervalles, la variation de tension sera donnée par:

$$|V_I - V_R| = \left| V_R + x \frac{5}{100} V_R - V_R \right| = \frac{5}{100} V_R \quad (5.8)$$

De la relation (5.8) et (5.7), on tire:

$$x = \frac{100}{5} \frac{|V_I - V_R|}{V_R} \quad (5.9)$$

En combinant (5.8) et (5.9), on a:

$$T = \frac{100}{5} \frac{|V_I - V_R|}{V_R} t_u \quad (5.10)$$

V.2.2. Organigrammes des programmes de gestion du système d'alimentation énergétique.

V.2.2.1. Organigramme du programme "affichage et régulation".

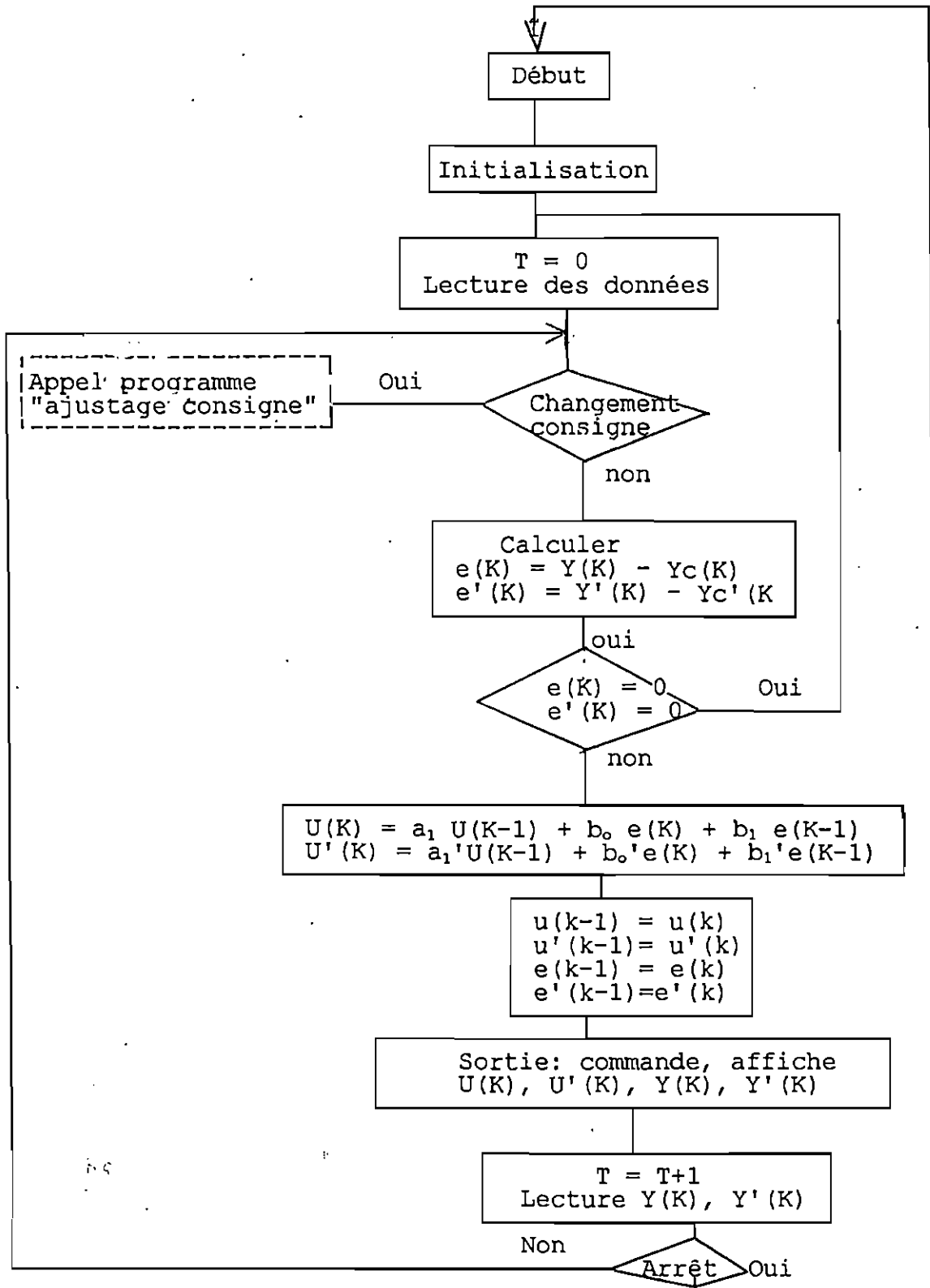


Fig.5.8 : Organigramme « affichage et régulation »

L'objectif de ce programme (figure 5.8) est de réguler l'énergie utilisée par le four lorsqu'il n'y a pas eu de changement de consignes. Il commence par configurer l'ordinateur, faire toutes les utilisations possibles avant d'entamer la lecture des données. Ce sont notamment les consignes, $Y_c(K)$ et $Y_c'(K)$, les valeurs de sorties des systèmes électrique et à brûleur.

Ensuite, il s'assure s'il n'y a pas eu un changement de consigne. Si oui, il exécute l'appel du programme d'ajustage de consigne électrique. Si non il commence à calculer les valeurs de sorties $Y(K)$, $Y'(K)$ sur les consignes $Y_c(K)$, $Y_c'(K)$ respectivement.

Après il exécute un test sur les résultats trouvés. Au cas où elles sont nulles, il faut retourner à l'initialisation. Sinon, il faut calculer les commandes $U(K)$, $U'(K)$; préparer les commandes à envoyer aux actionneurs, afficher les valeurs courantes $Y(K)$, $Y'(K)$.

Enfin, on lit les nouvelles données et on retourne au test de changement de consigne. Une demande d'arrêt renvoi directement à l'endroit de départ (début).

V.2.2.2. Organigramme d'ajustage de consigne électrique

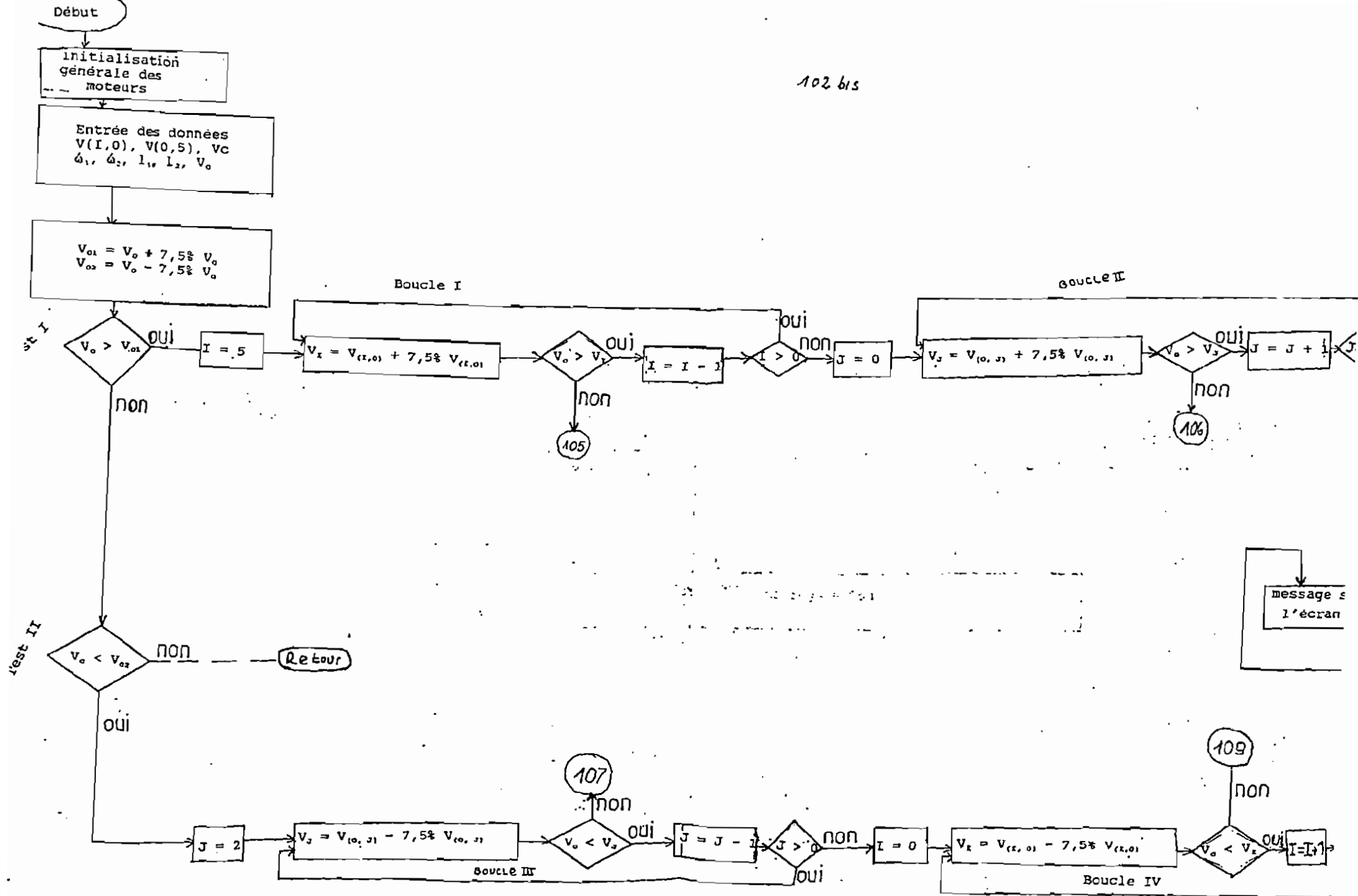


Fig 5.9 Organigramme du programme d'ajustage de consigne électrique

Signification des symboles utilisés dans l'organigramme (page 102).

$V_{(I,0)}$ ($I = 0,1,2,3,4,5$): tensions correspondant aux différentes positions des plots aux circuits primaires des transformateurs monophasés du four. Tous les plots des circuits secondaires des transformateurs sont à la position zéro.

$V(0,J)$ ($J = 0,1,2$): tensions correspondant aux différentes positions des plots aux circuits secondaires quand ceux des circuits primaires se trouvent à la position zéro.

V_c : tension de consigne

l_1 : distance entre 2 plots (circuits primaires)

l_2 : distance entre 2 plots (circuits secondaires)

ω_1 : vitesse de chacun des moteurs M_1, M_2, M_3

ω_2 : vitesse de chacun des moteurs M_4, M_5, M_6

M_1, M_2, M_3 : moteurs de changement de plots aux circuits primaires respectivement pour les transformateurs monophasés de la phase 1, phase 2 et phase 3.

M_4, M_5, M_6 : moteurs de changement de plots aux circuits secondaires respectivement pour les transformateurs monophasés de la phase 1, phase 2, phase 3.

V_o : tension correspondant au point de fonctionnement.

Symboles utilisés dans l'organigramme de la page 105

X_1 = nombre d'intervalles entre le plot I et le plot de

référence 5.

T_{u1} = temps de parcours de la distance l_1

T_1 = temps de parcours de la distance entre le plot I et le plot de référence.

$C(K)$ = signaux de commande des moteurs M_1, M_2, M_3

ω_1 = vitesse de chacun des moteurs M_1, M_2, M_3 (sens inverse).

Symboles utilisés dans l'organigramme de la page 106

X_2 = nombre d'intervalles entre le plot J et le plot de référence 0.

T_{u2} = temps de parcours de la distance entre deux plots successifs (l_2)

T_2 = temps de parcours de la distance entre le plot J et le plot de référence 0.

$C(K)$ = signaux de commande des moteurs M_4, M_5, M_6 (sens direct)

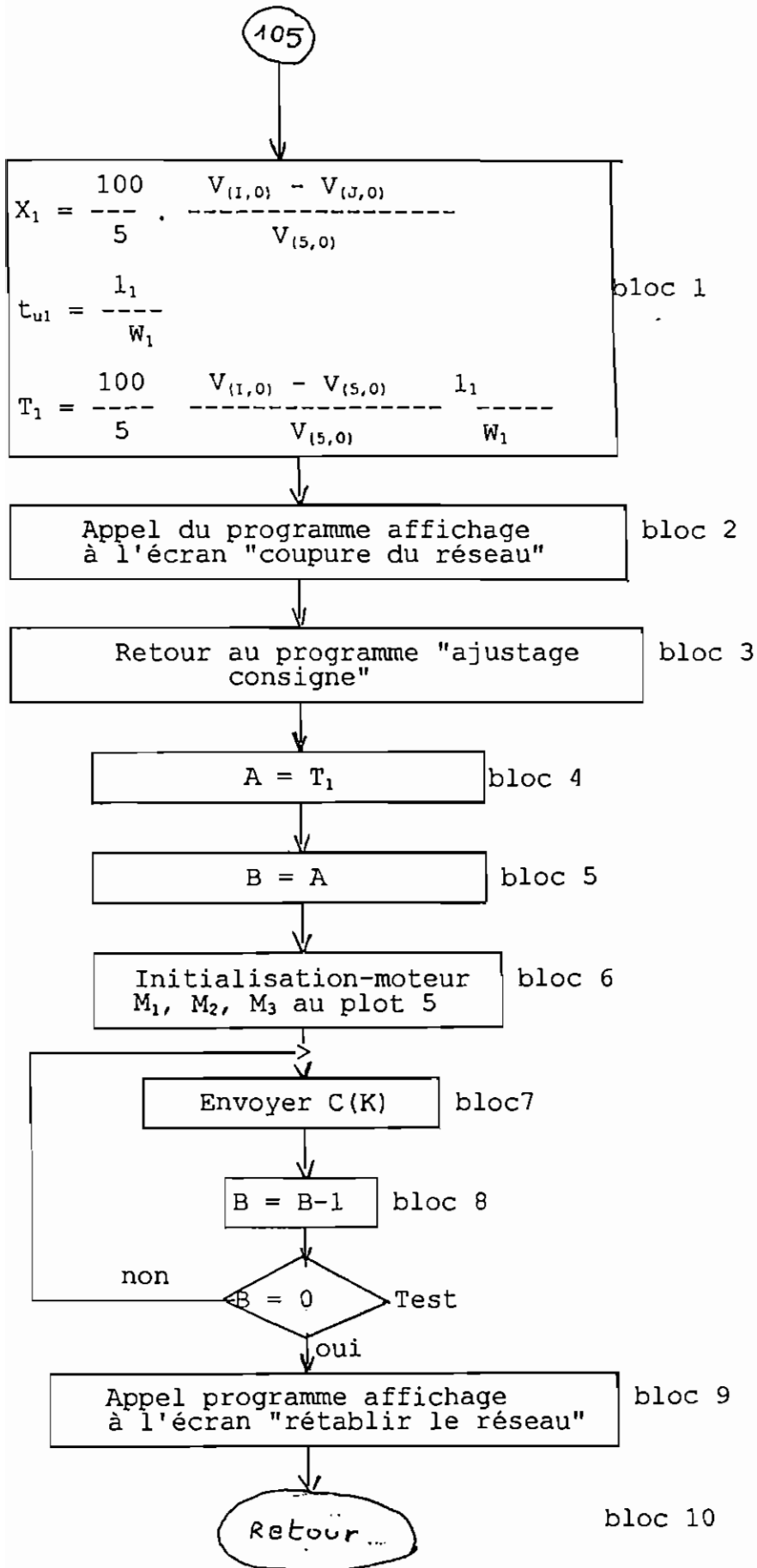
Symboles utilisés dans l'organigramme de la page 107.

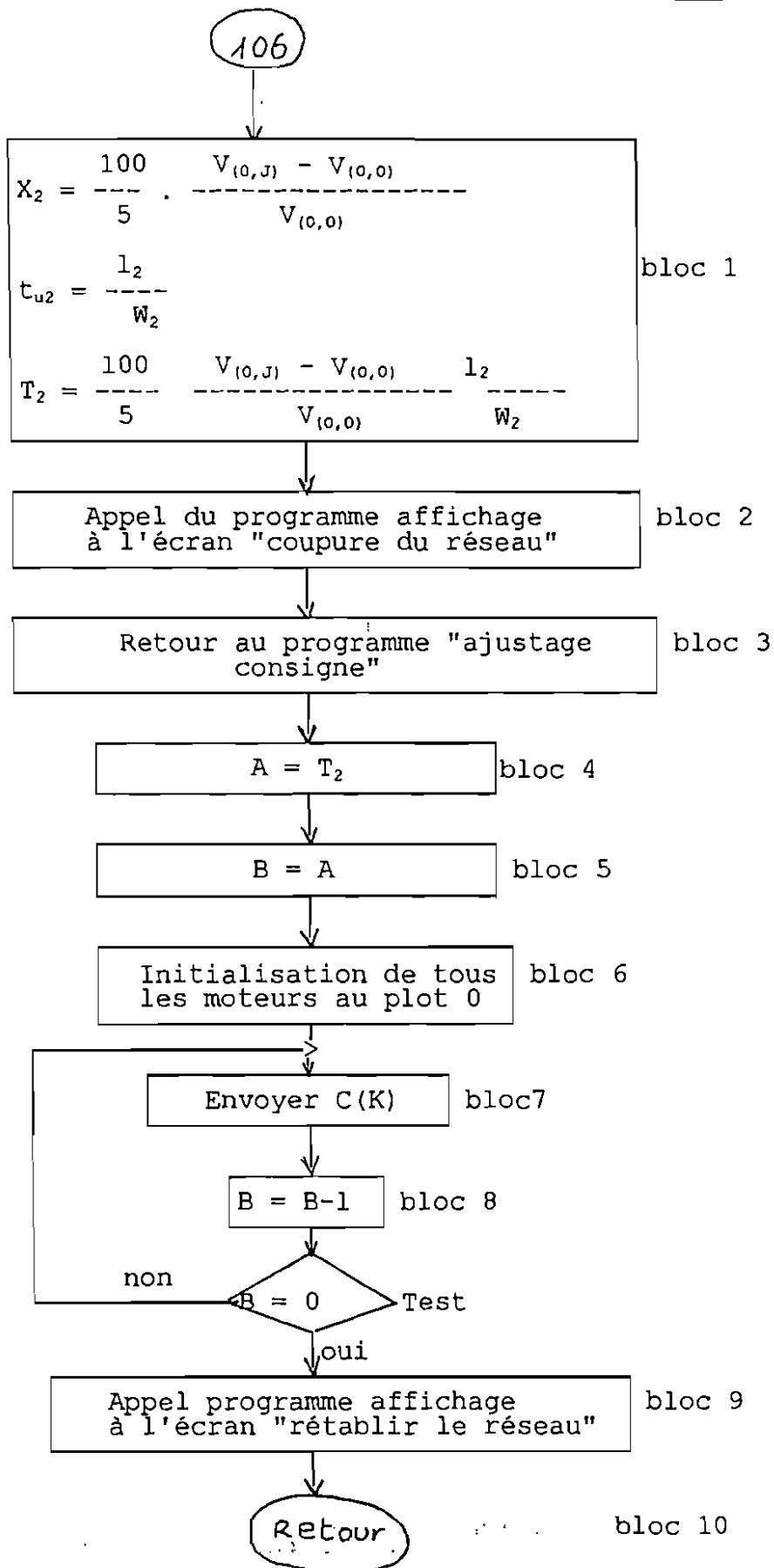
X_3 = nombre d'intervalles entre le plot J et le plot de référence 2.

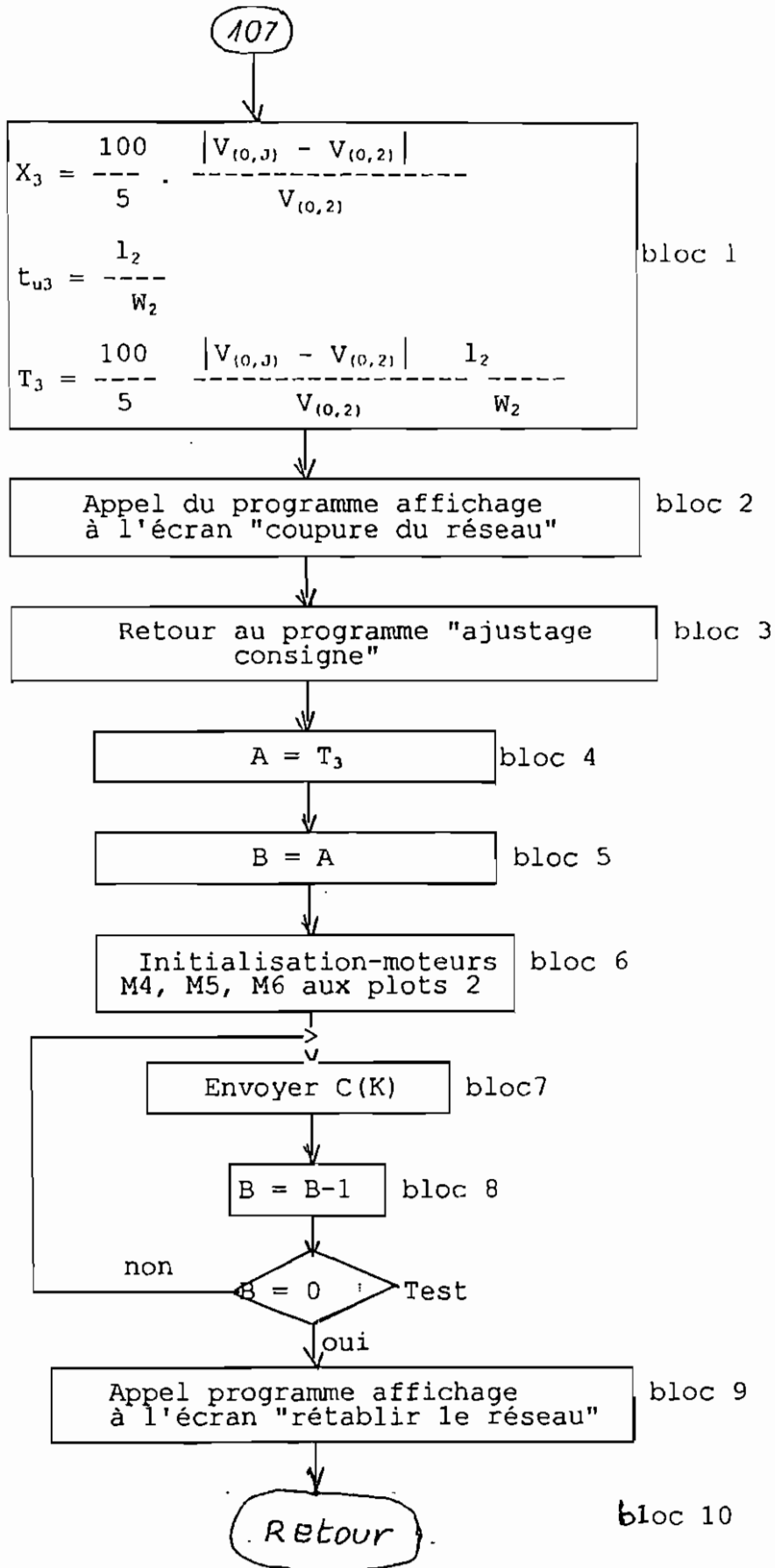
$T_{u2}=T_{u3}$: temps de parcours de la distance (l_2) entre deux plots successifs.

T_3 = temps de parcours de la distance entre le plot J et le plot de référence 2.

$C(K)$ = signaux de commande des moteurs M_4, M_5, M_6 (sens inverse).







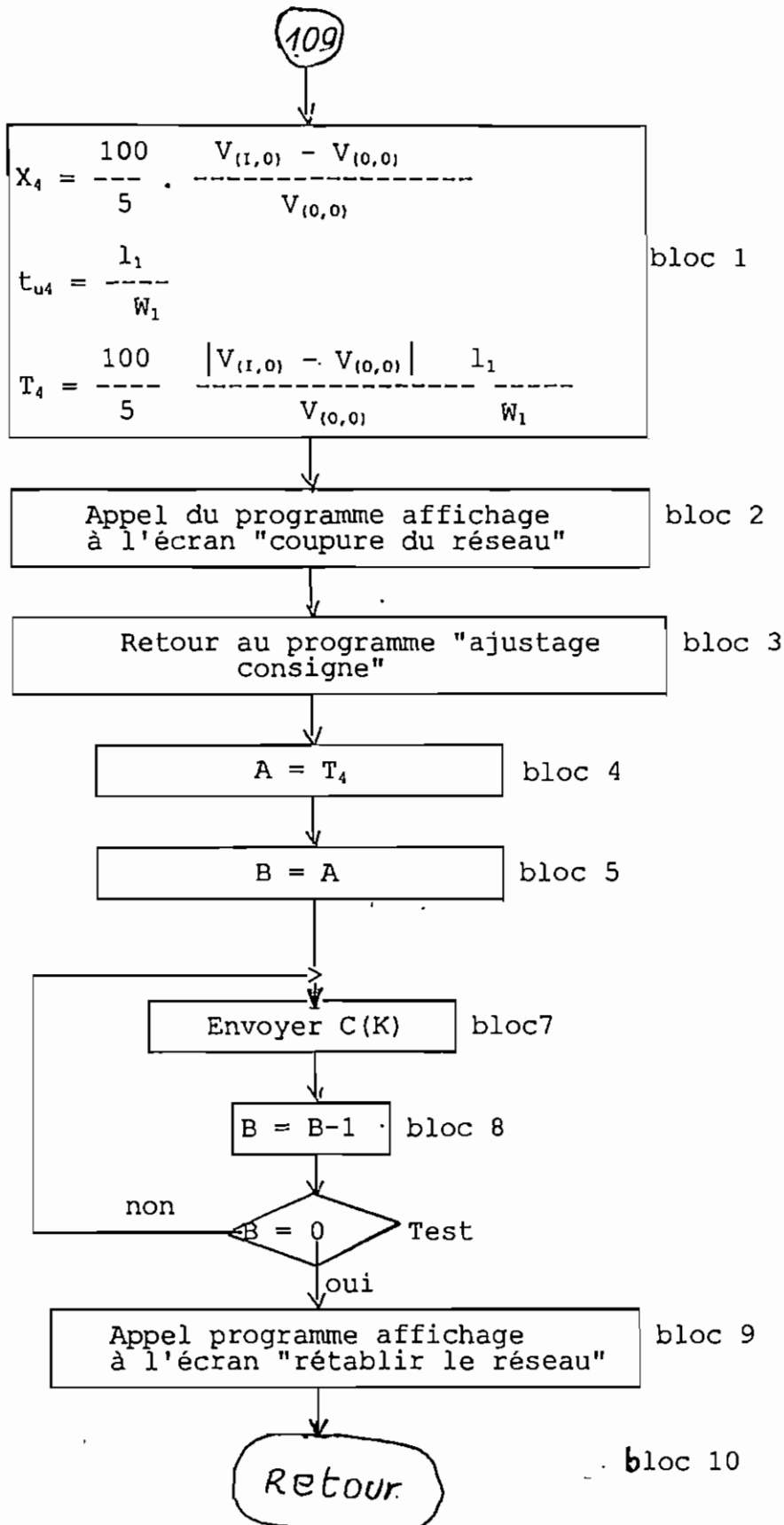
Symboles utilisés dans l'organigramme de la page 109

X_4 = nombre d'intervalles entre le plot I de référence 0

$t_{u4} = t_{u1}$ = temps de parcours de la distance l_1 entre 2 plots
successifs

T_4 = temps de parcours' de la distance entre le plot I et le plot
de référence 0

$C(K)$ = signaux de commande des moteurs M_1, M_2, M_3 (sens direct).



Là figure 5.9 illustre l'organigramme d'ajustage de consigne électrique.

Le début correspond à l'appel du programme. Il vient ensuite l'initialisation, l'entrée des données et le calcul de la plage de variation possible autour du point de fonctionnement V_0 . Par les tests I et II, le programme vérifie que la consigne V_c se trouve ou non à l'extérieur de la plage de variation $V_0 \pm 7.5\% V_0$. Lorsqu'elle n'est pas à l'extérieur de $V_0 \pm 7.5\% V_0$, il faut retourner au programme principal de régulation.

Dans le cas où elle se trouve à l'extérieur, il faut chercher une nouvelle plage de variation qui pourrait comprendre cette consigne. Deux voies sont possibles:

- soit V_c est supérieur à $V_0 + 7.5\% V_0$.
- soit V_c est inférieur à $V_0 - 7.5\% V_0$.

Dans les 2 cas, le programme effectue, à l'aide des boucles I, II, III et IV une recherche systématique d'une tension V_1 ou V_2 qui pourrait être prise comme le nouveau point de fonctionnement. Ce point peut être ou non trouvé. Lorsqu'il n'est pas trouvé, le programme affiche, sur l'écran du micro-ordinateur, un message approprié. Dans le cas contraire, les manoeuvres de commandes des moteurs de changement de plots commencent. Le programme calcule, d'abord, le temps de marche des moteurs (bloc1, -organigrammes pages 105, 106, 107, 109). Pour informer l'opérateur qu'il est temps de couper le réseau d'alimentation électrique, le programme d'ajustage de consigne appelle un sous-programme qui affiche sur l'écran du micro-ordinateur le message suivant: "couper le réseau".

En appuyant sur une touche appropriée du clavier du micro-ordinateur, on retourne au programme appelant après bien sûr avoir lancé la commande de coupure du réseau.

Toutes ces tâches ci-haut mentionnées sont exécutées au niveau des blocs 2 et 3.

Les blocs 4, 5, 6, 7, 8 constituent le noyau du programme d'ajustage de consigne car c'est là où se réalise le véritable programme de commande des moteurs de changement de plots.

On initialise d'abord le compteur de temps à la valeur qui

correspond au temps de marche des moteurs (blocs 4, 5). Si besoin, il y a, on initialise aussi les moteurs (c-à-d indiquer la position de départ) (cfr bloc 6).

Après initialisation, il y a envoi des signaux de commande des moteurs pendant que le compteur se décrémente (bloc 7, bloc 8).

Pour sortir de la boucle, le programme fait un test. Si le compteur a déjà atteint la valeur Zéro, il faut sortir et appeler le sous-programme d'affichage sur l'écran "rétablir le réseau" (bloc 9).

Après rétablissement du réseau, on retourne au programme principal de régulation (bloc 10), en appuyant sur une touche du clavier appropriée. par contre, si le compteur n'a pas encore atteint la valeur zéro, il faut continuer à envoyer les signaux de commande (test).

V.3 Schéma général du système numérique de contrôle de l'alimentation énergétique du four.

V.3.1. Commande des moteurs de changement de plots.

La commande de moteurs de changement de plots est réalisé par le schéma présenté à la figure 5.10.

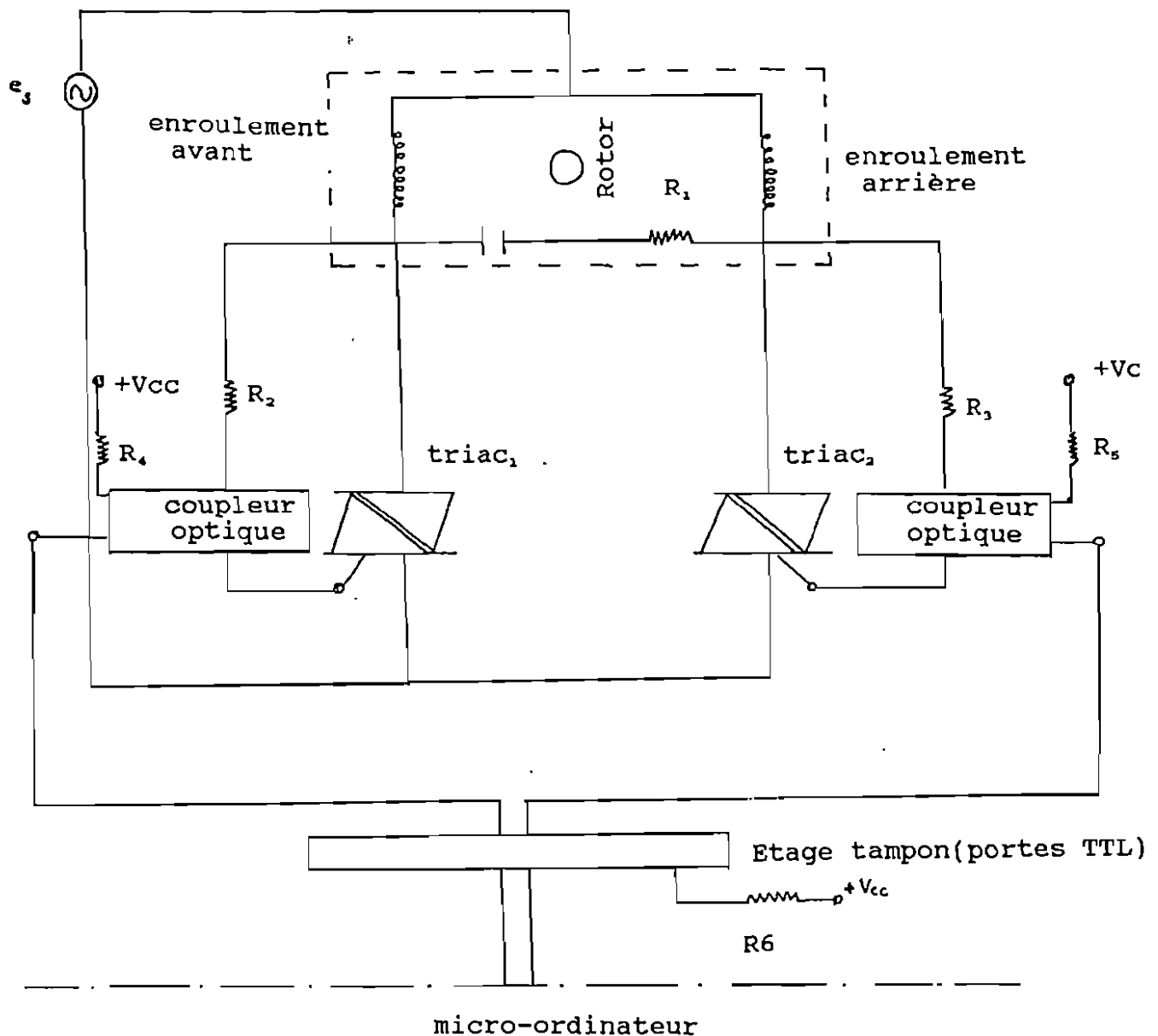


Figure 5.10. Schéma de commande d'un moteur de changement de plot [19].

Les signaux numériques de commande provenant du micro-ordinateur doivent d'abord passer par les portes TTL jouant le

rôle d'étage tampon pour assurer la liaison entre l'interface de sortie du micro-ordinateur et les coupleurs optiques. Ces derniers, reliés aux gachettes des triacs, fournissent des impulsions d'amorçages. Ainsi, les triacs 1,2 peuvent établir ou interrompre le courant, dans leurs circuits respectifs, selon qu'ils reçoivent ou pas des impulsions d'amorçage (donc selon que le micro-ordinateur envoie ou pas des impulsions de commande).

Remarque: il est conseillé d'utiliser des optocoupleurs possédant des dispositifs de déclenchement à tension nulle car il diminue le courant initial de surcharge dans les triacs.

V.3.2. Schéma général du système numérique de commande et de contrôle de l'alimentation énergétique du four.

Il s'agit d'un schéma global pouvant servir à la fois pour la régulation et la commande des moteurs de changement de plots. Pour des raisons d'encombrements, les circuits de commande des moteurs de changements de plots ne sont pas indiqués sur le schéma. Nous ne donnons seulement que leurs départs et nous indiquons aux lecteurs de se reporter à la figure 5.10.

114

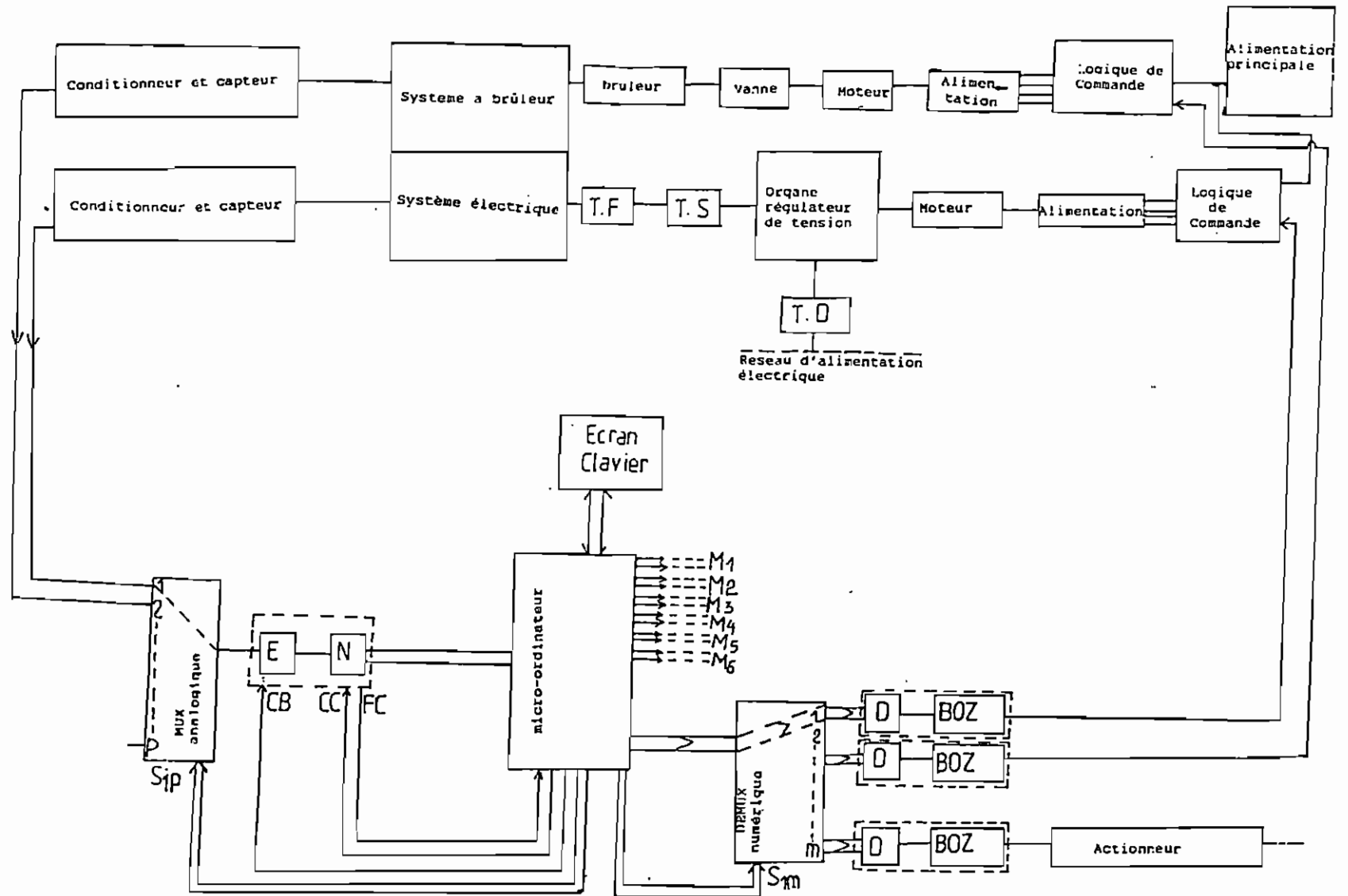


fig 5.15. Schéma global de contrôle et de commande du système d'alimentation énergétique du four

Conclusion générale

L'étude et l'analyse des systèmes numériques de contrôle de l'alimentation énergétique du four de fusion de la Verrundi, comme tout autre sujet traitant le contrôle des processus continus par des systèmes numériques, doit suivre certaines étapes qui semblent d'ailleurs répondre à un certain canevas de travail.

Nous avons commencé par une description générale du système d'alimentation énergétique du four afin de pouvoir identifier les concepts physiques aidant dans la modélisation mathématique des sous-systèmes du processus ci-haut mentionné. A l'étape de la mise en oeuvre des systèmes numériques devant contrôler notre processus, des dispositions sont prises pour faire face à certains problèmes comme:

- 1°) l'incompatibilité entre les systèmes numériques (discrets) et les processus contrôlés analogiques,
- 2°) l'obtention des équivalents en numérique, des modèles mathématiques des processus contrôlés.

Au premier problème, l'emploi des CAN et des CNA permet d'établir le dialogue entre les systèmes numériques contrôleurs et les systèmes continus contrôlés.

Quant au 2^e problème, nous avons exposé dans notre travail, des méthodes permettant de débloquent la situation. Il s'agit, entre autre, de la méthode d'identification qui est une méthode expérimentale et d'une méthode analytique basée sur la transformation suivante:

$$G_e(Z) = (1-Z^{-1}) \cdot \mathcal{L} \left[\frac{G_p(s)}{s} \right]$$

où

$G_e(Z)$ est la fonction de transfert de processus discrétisé (échantillonné)

$G_p(s)$ est la fonction de transfert du processus avant l'échantillonnage.

Avec la fonction $G_e(Z)$, nous déterminons facilement les fonctions de transfert que doivent réaliser les compensateurs numériques des systèmes à brûleur et électrique respectivement. La recherche des algorithmes de programmation des systèmes numériques, la programmation de ces derniers et l'élaboration d'un schéma global de contrôle et de commande du système d'alimentation énergétique du four de la Verrundi ont constitué la dernière étape de notre projet.

Au terme de ce travail, nous pensons avoir constitué un document de référence pour toute personne qui serait intéressée par le contrôle du système d'alimentation énergétique du four de la Verrundi par des systèmes numériques.

REFERENCES

- [1]: Plans d'installation du four de fusion
- [2]: Manuel de conduite (1/II) du four de fusion
- [3]: M. CAPOT, Les principes des mesures, EDITIONS TECHNIP, 1971.
- [4]: BHALY, Boucles de régulation
EDITION KIRK, 1988.
- [5]: Encyclopédies. "Technique de l'Ingénieur"
A₄: Tuyauterie, réservoirs, ISTR, 1982.
- [6]: Marcel JUFFER, Transducteurs électromécaniques, presses polytechniques Romandes, 1985.
- [7]: R. BOURGERON, 1300 schémas et circuits électriques, Editions radio, 1985.
- [8]: Ladislav MBONINYIBUKA, BRARUDI, mémoire, Novembre 1996.
Conception d'un système de régulation des niveaux du fuel et d'huile dans les réservoirs et carter d'un groupe électrogène "cumins" de la BRARUDI, mémoire, novembre 1996.
- [9]: ÖZISK, M.N, Basic Heat Transfer, Tokyo Mc Graw-Hill Kogakusha, 1977.
- [10]: Holman, J.P, Heat Transfer, 7th édition, Mc Graw-Hill publishing Company, 1984
- [11]: R. GASQUET, Isolation thermique industrielle
DUNOD, 1966.
- [12]: TRANS TIENLANG, Electronique des systèmes de mesures, 2^{ème} Edition refondue et augmentée, MASSON, 1992.

- [13]: ZAITSEV V., Cours de Machines Thermiques, II^{ème} Ingénieur,
FSA, 1986.
- [14]: Alain HEBERT, Claude NAUDET, Michel PINARD, Machines
électriques et électronique de puissance.
DUNOD , août 1990.
- [15]: M. RIVOIRE/J.L FERRIER, Cours d'automatique, Tome 1,
Eyrolles, 1979.
- [16]: M. Benjamin C. KUO, Digital Control Systems, 2nd Ed.
Saunders College Publishing, 1992.
- [17]: Pieter EYKHOFF, System identification
John Wiley & Sons, Janvier 1979.
- [18]: M. RIVOIRE/J.L FERRIER, Cours d'automatique, Tome 3
Eyrolles, 1995
- [19]: CHAMPENOIS, A. Alimentations thyristors et
Optoélectronique.
Editions du Renouveau Pédagogique
Inc, Ottawa, Canada, 1988.
- [20]: Ronald J. TOCCI. Circuits numériques, théorie et
applications,
DUNOD Goulet, 1991.

ANNEXES

Annexe 1: Tableau des mesures prises sur le four de fusion

Flux de sortie verre: tiré (g/min)	Température en °C		Pression du fuel		Pression de l'air		Courant (en ampères)			Tension (en volts)			Puissance électrique en KW	Résistance du verre en Ω	Intervalle d'échantillonnage T = Min
	du fond	de la voûte	avant la vanne (bar)	après la vanne (bar)	avant la vanne (bar)	après la vanne (bar)	phase A	phase B	phase C	phase A	phase B	phase C			
1250	1555	1180	6.5	5.8	6.2	5.5	2000	1880	2020	151	155	152	1000	0.073	9h00'
1250	1555	1180	6.5	5.8	6.2	5.5	2000	1880	2020	151	156	152	1000	0.074	9h05'
1250	1558	1180	6.5	5.8	6	5.8	2000	1875	2020	152	154	151	1000	0.074	9h10'
1250	1558	1182	6.5	5.8	6	5.8	2000	1875	2015	150	154	152	1000	0.076	9h15'
1250	1550	1183	6.5	5.8	6.1	5.5	2000	1878	2018	150	154	153	1000	0.070	9h20'
1250	1555	1180	6.6	6	6.1	5.6	2002	1878	2020	150	156	153	1000	0.071	9h25'
1250	1557	1180	6.6	6	6.1	5.6	2002	1880	2020	150	155	153	1000	0.073	9h30'
1250	1560	1182	6.6	5.8	6.2	5.6	2004	1880	2020	151	155	152	1000	0.073	9h35'
1250	1560	1183	6.6	5.8	6	5.8	2002	1880	2025	151	155	152	1000	0.073	9h40'
1250	1556	1182	6.6	6	6	5.5	2000	1878	2023	152	154	150	1000	0.075	9h45'
1250	1556	1185	6.6	6	6	5.5	2000	1878	2020	152	154	151	1000	0.073	9h50'
1250	1558	1185	6.6	6.2	6	5.5	2000	1800	2024	152	156	151	1000	0.073	9h55'
1250	1560	1185	6.6	6.2	6	5.5	2000	1800	2020	152	155	151	1000	0.074	10h00'

ANNEXE 2 [18]

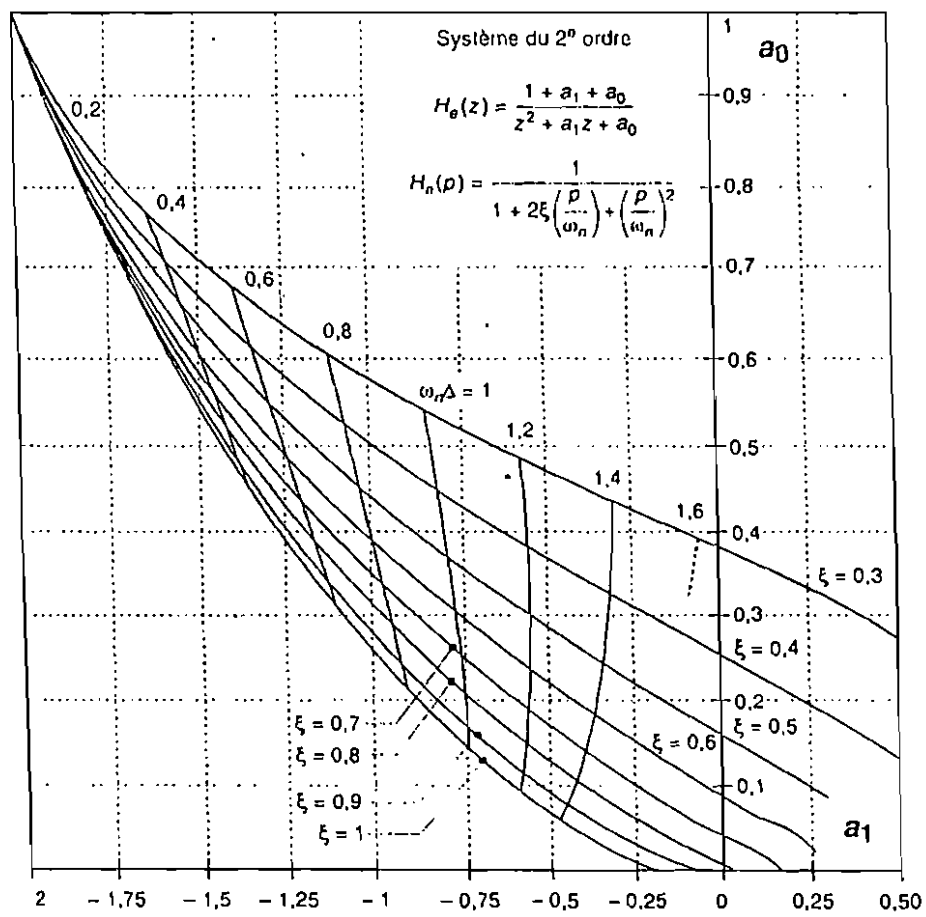
Table des transformées en Z, tableau des correspondances entre plan ω et plan Z.

Réponse impulsionnelle - Signaux nuls pour t ou $k < 0$

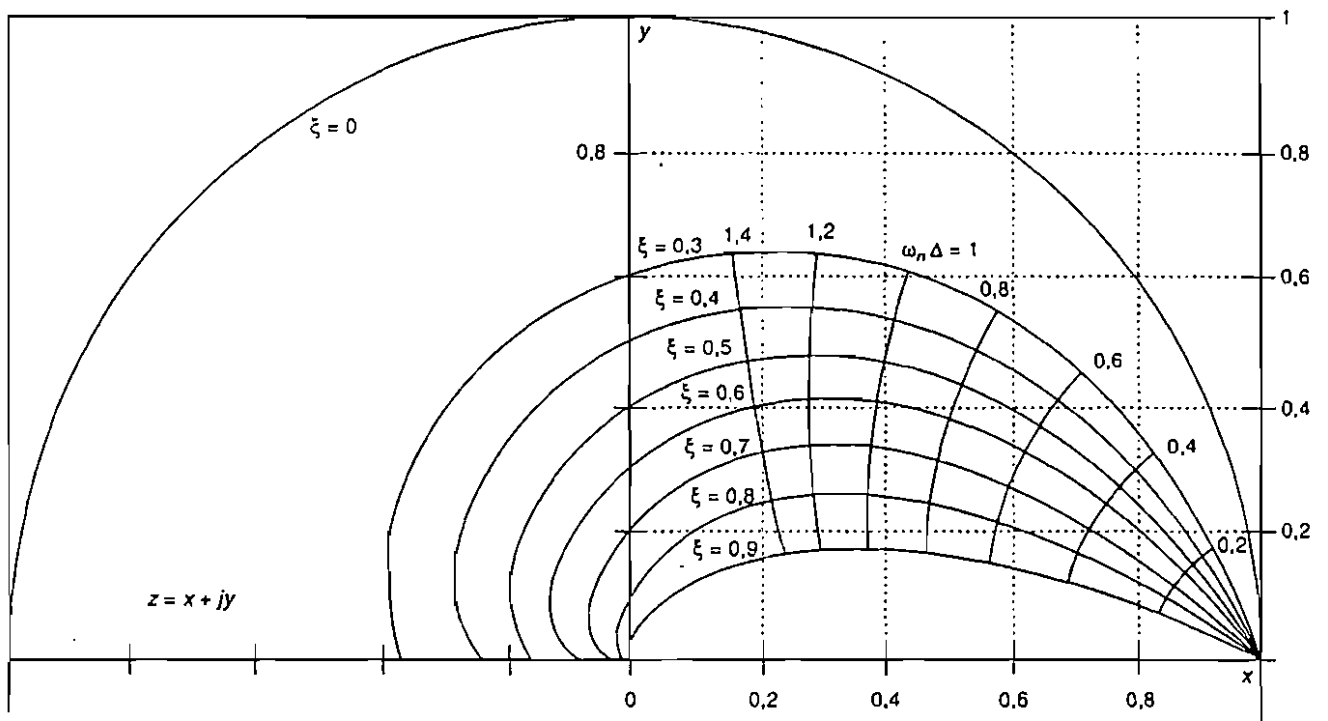
Transformée de Laplace	Signal analogique	$h(t)$	$h(k\Delta)$	Signal échantillonné	Transformée en z
1	$\delta(t)$			$\delta(k\Delta)$	$1 (z^0)$
e^{-pt}	$\delta(t - \tau)$			$\delta[(k - k_0)\Delta]$	z^{-k_0}
$\frac{1}{p}$	$\Gamma(t)$			$\Gamma(k\Delta)$	$\frac{z}{z-1}$
$\frac{a}{p^2}$	at			$ak\Delta$	$a\Delta \cdot \frac{z}{(z-1)^2}$
$\frac{b}{p^3}$	$\frac{b}{2} \cdot t^2$			$\frac{b}{2} \cdot k^2 \Delta^2$	$\frac{b}{2} \cdot \Delta^2 \cdot \frac{z(z+1)}{(z-1)^3}$
$\frac{1}{p+a}$	e^{-at}			$(e^{-a\Delta})^k$	$\frac{z}{z - e^{-a\Delta}}$

$\frac{1}{p(1+Tp)}$	$1 - e^{-t/T}$			$\frac{z(1 - e^{-\Delta/T})}{(z-1)(z - e^{-\Delta/T})}$
$\frac{1}{(1+Tp)^2}$	$\frac{t}{T^2} e^{-t/T}$			$\frac{\Delta \cdot z \cdot e^{-\Delta/T}}{T^2(z - e^{-\Delta/T})^2}$
$\frac{1}{p(1+Tp)^2}$	$1 - \left(1 + \frac{t}{T}\right) e^{-t/T}$			$\frac{z\alpha \left[z \left(-1 + \frac{1}{\alpha} - \frac{\Delta}{T} \right) - 1 + \alpha + \frac{\Delta}{T} \right]}{(z-1)(z-\alpha)^2}$ $\alpha = e^{-\Delta/T}$
$\frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$	$\frac{\omega_0}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_0 t} \sin(\omega_2 t)$			$\frac{\omega_0}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \frac{z e^{-\xi\omega_0 \Delta} \sin(\omega_2 \Delta \sqrt{1-\xi^2})}{D}$ $D = z^2 - 2z e^{-\xi\omega_0 \Delta} \cos(\omega_2 \Delta \sqrt{1-\xi^2}) + e^{-2\xi\omega_0 \Delta}$
$\frac{1}{p \left(1 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2} \right)}$	$1 - \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_0 t} \sin(\omega_2 t + \psi)$ $\omega_2 = \omega_0 \sqrt{1-\xi^2}$ $\psi = \text{Arccos } \xi$			$\frac{z}{z-1} - \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \frac{a_0 z^2 + a_1 z}{D}$ $a_0 = \sqrt{1-\xi^2}$ $a_1 = e^{-\xi\omega_0 \Delta} \sin(\omega_2 \Delta \sqrt{1-\xi^2} \Delta - \psi)$

ANNEXE 3. Le modèle numérique du 2nd ordre

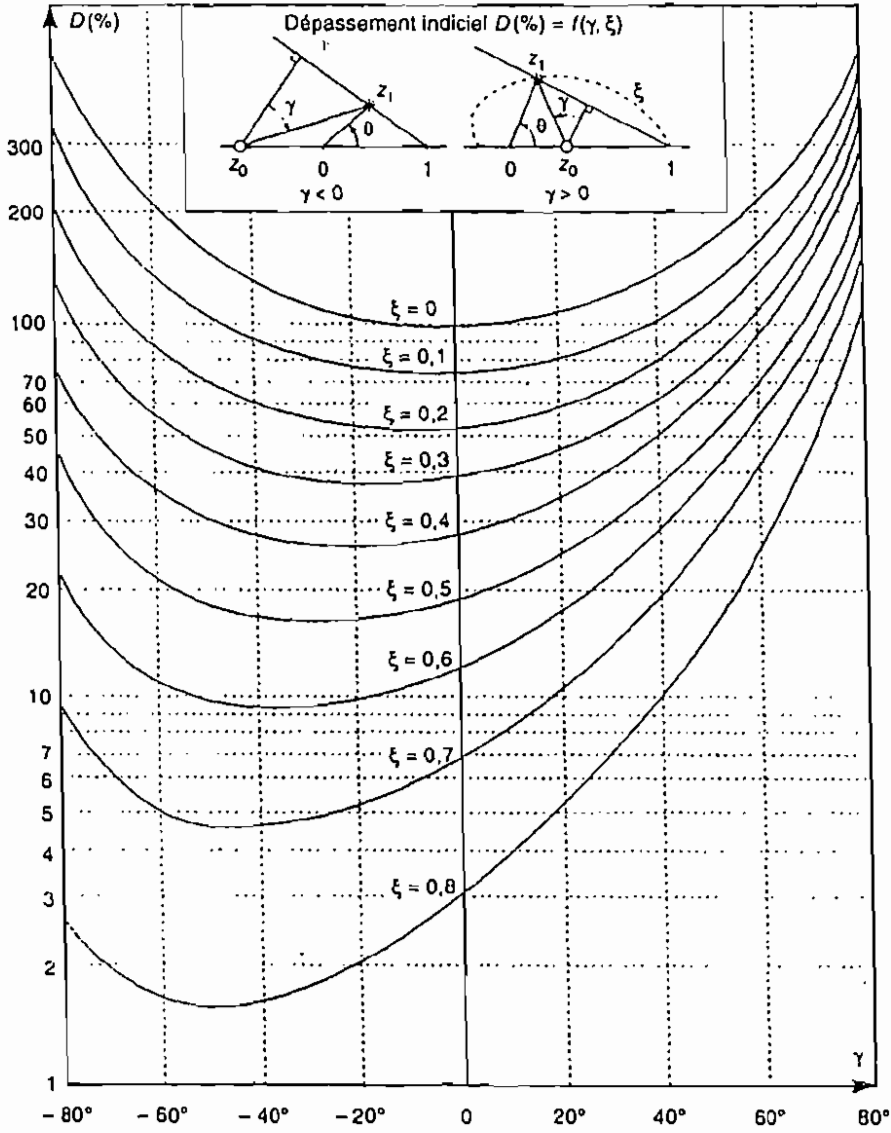


Annexe 3.1. Les paramètres a_0 et a_1 du modèle échantillonné.

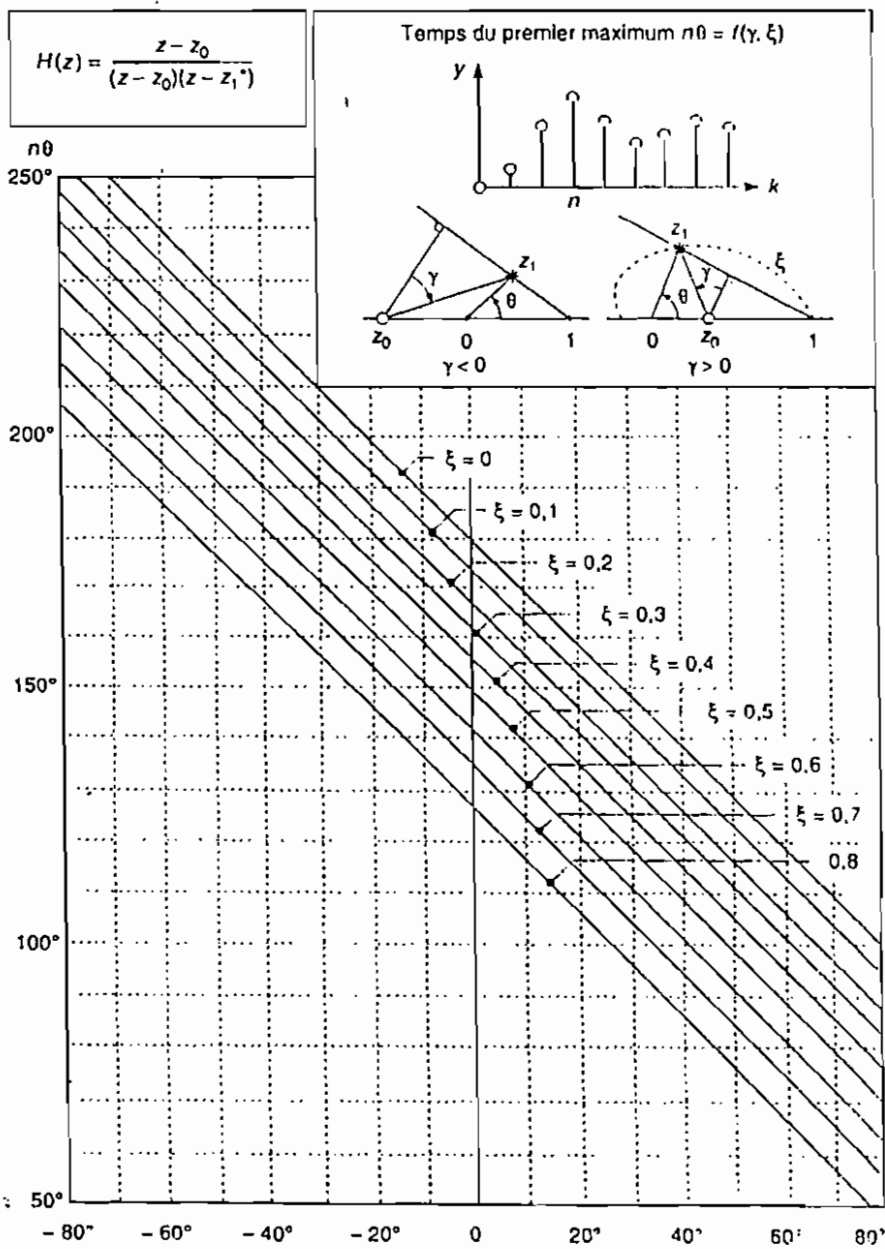


Annexe 3.2:Lieu des pôles à amortissement constant dans le plan Z.

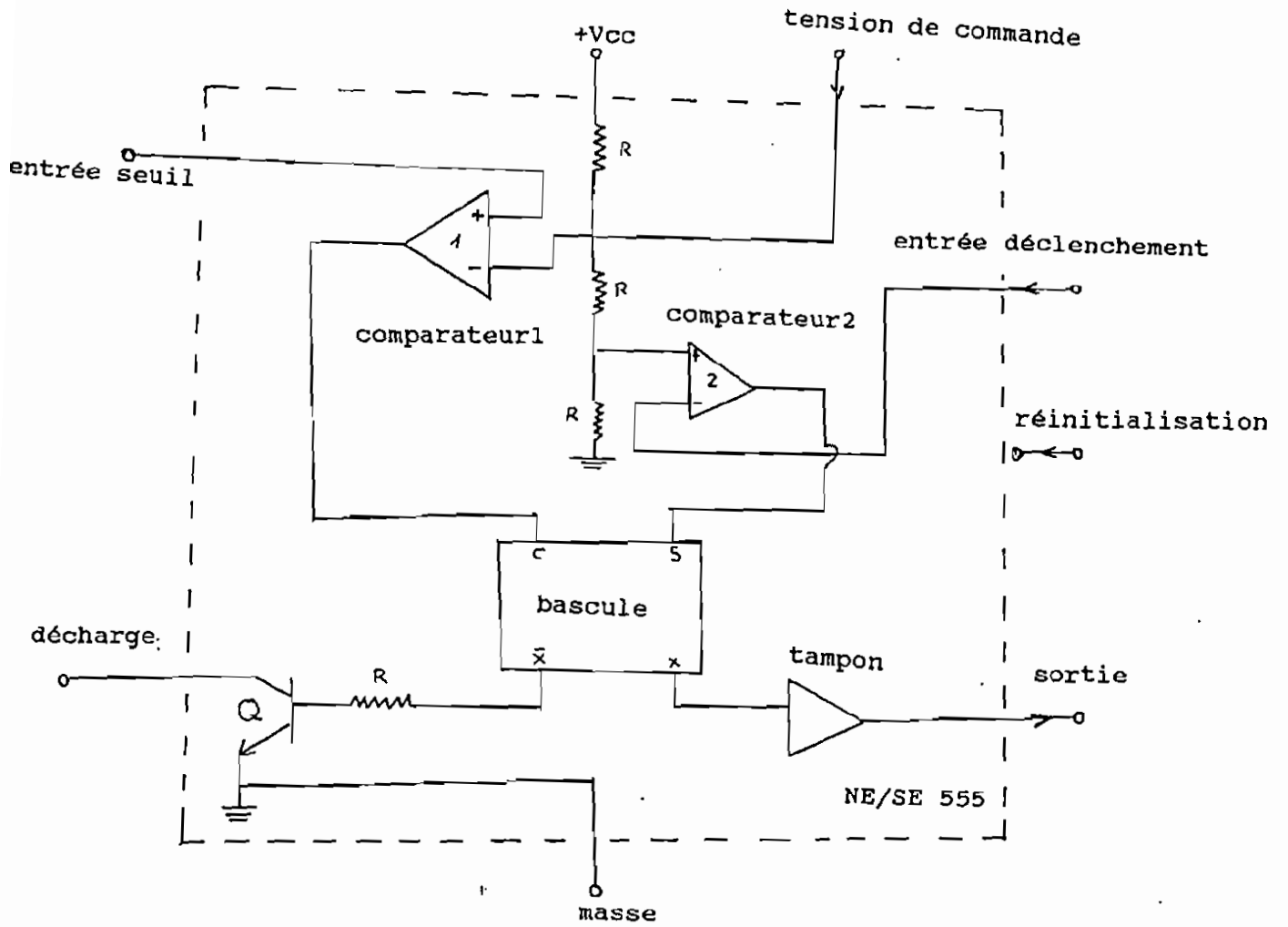
$$H(z) = \frac{z - z_0}{(z - z_0)(z - z_1^*)}$$



Annexe 3.3: Déphasement indiciel $D(\%) = f(\gamma, \xi)$



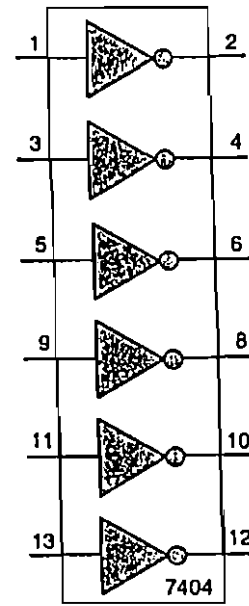
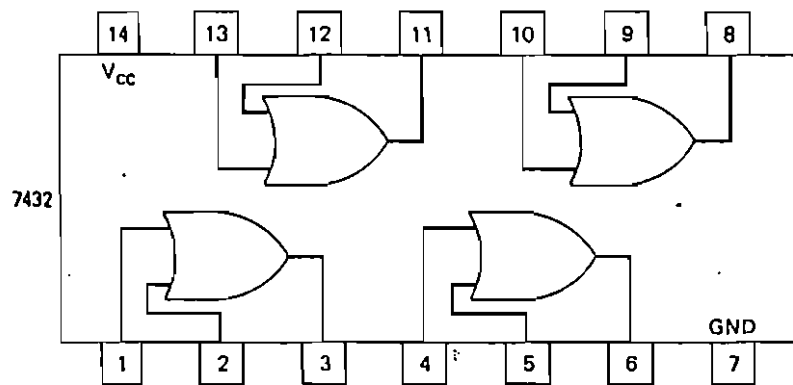
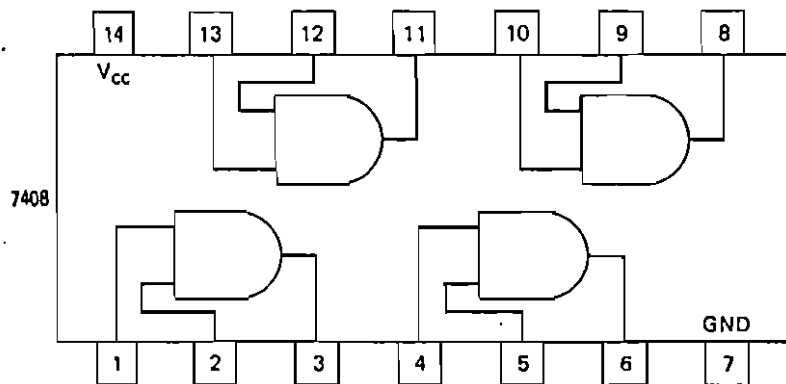
Annexe 3.4: Temps du premier maximum $n\theta = f(\gamma, \xi)$



ANNEXE 4.1. Schéma fonctionnel de la minuterie 555

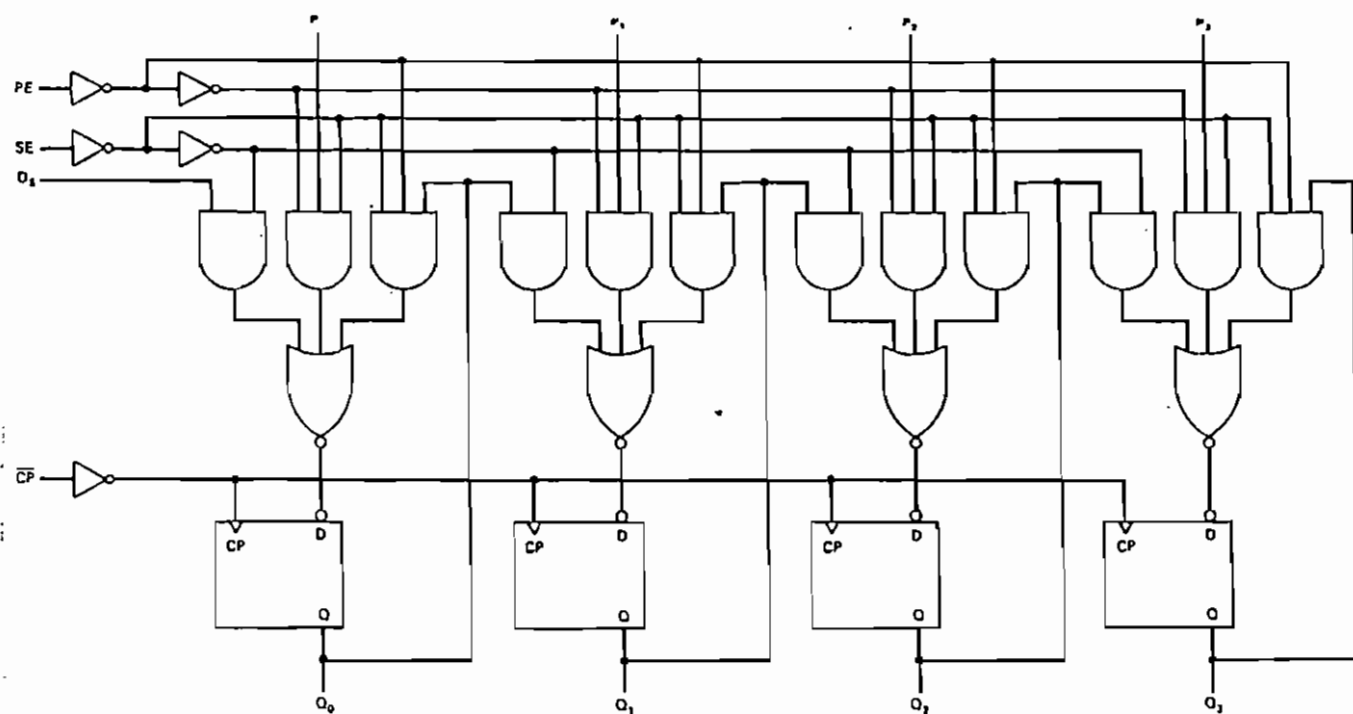
Annexe 5[20]

Circuits intégrés 7408, 7432 et 7404



Annexe 6 [20]

Schéma logique du registre à décalage 74178.



ERRATA

Numéro de page et de ligne -----	<u>Au lieu de lire</u>	<u>lisez</u>
Couverture + page de garde	de systèmes	des systèmes
5.9	restrction	restruction
12.13	aux bormes	aux bornes
12.14	aplification	amplification
17.8	Darlington	Darlington
23.14	aproximation	approximation
35.1	inductions	inductances
55.18	échantillonneur	échantillonneur
55.22	échantillonneur	échantillonneur
70.5	complexifié	complexité
102.4	utilisations	initialisations
partout	radioactive	radiative