

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

المسئولية الوطنية للعلوم الهندسية
SYSTEME
DE COMMANDE NUMERIQUE
D'UN PROCESSUS THERMIQUE
application
des servomoteurs pas à pas

Proposé par :

M. BARSKI Z.

Etudié par :

SALANY Phabien

Dirigé par :

M. BARSKI Z.



PROMOTION :

JUIN 1984



REMERCIEMENTS

Je remercie vivement Monsieur Z. BARSKI, Docteur-ès-sciences de m'avoir guidé tout au long de ce projet et de m'avoir éclairé de ses conseils.

Je désire exprimer ma très vive reconnaissance à Monsieur KOURGLI, Directeur du Département d'Electrotechnique pour l'aide et les encouragements qu'il m'a prodigués à maintes reprises.

Je remercie très chaleureusement Monsieur P. BERTRAND, Ingénieur à la centrale nucléaire de Cadarache et Mademoiselle B. BERTRAND, Analyste - Programmeur à l'Institut Privé de Control Data de Marseille, pour les nombreux conseils et pour l'intérêt qu'ils ont porté à la mise en oeuvre de ce projet.

Que Monsieur NDREMA, Ingénieur en Génie Civil, trouve ici l'expression de mes sincères remerciements pour ses conseils et pour sa participation à l'élaboration de ce travail.

A tous ceux qui ont l'aimabilité de m'avoir aidé dans la réalisation de ce projet de fin d'études, j'exprime ma profonde gratitude.

SALANY Ph.

RESUME

Le but de notre travail est d'élaborer un régime de fonctionnement optimal d'une climatisation en vue de minimiser l'énergie consommée. La régulation étant assurée par un système numérique à microprocesseur et les actions par des servomoteurs pas à pas couplés à une mémoire tampon, des algorithmes spéciaux calculent la température de soufflage et l'état du mélange d'air avant d'envoyer les signaux de commande.

SUMMARY

The purpose of our work is to elaborate an optimal operation regimen of an air conditioning in order to minimize the energy used. The regulation is maintained by a numerical system with a microprocessor and the actions by "step by step servomotors" coupled together to a buffer memory. The blowing temperature and the mixing air are calculated by special algorithms before sending the control signals.

ملخص

إن الهدف من مشروعنا هو إعداد نظام تشغيل أمثل للتكيف بغية التقليل من كمية الطاقة المستهلكة، وتضمن الانتظامية وتوافقة منظومة رقمية ذات ميكروبروسيسور. إمامة التأثير فيكون عن طريق محرك تحكم خطوة مرتبطة بذاكرة إن خوارزميات خاصة، تحسب حرارة النفس، وحالة الخليط الهوائي قبل إرسال إشارات التحكم.

sommaire

Références des schémas	5
1. GENERALITES SUR LA COMMANDE NUMERIQUE	
1.1. Vocables analogique et numérique	6
1.2. Structure d'une chaîne de traitement analogique	6
1.3. Structure d'une chaîne de traitement logique	7
1.4. Cadre de travail	7
2. PRINCIPAUX ELEMENTS CONSTITUTIFS DE LA CHAÎNE	
2.1. Capteurs et transmetteurs	10
2.2. Régulations adaptées aux systèmes numériques	15
2.2.1. Compensateur de temps mort	15
2.2.2. Commande par retour d'état	16
2.3. Structure fonctionnelle d'un microordinateur	21
2.3.1. Microprocesseur	24
2.3.2. Mémoire centrale	26
2.3.3. Interfaces d'entrée/sortie	27
2.4. Servomoteurs pas à pas	27
2.5. Interfaçage	33
2.5.1. Environnement analogique	34
2.5.2. Commande des actionneurs	39
3. PROCESSUS TECHNIQUES COMME OBJET DE LA COMMANDE	
3.1. Conversion thermique	41
3.2. Chauffage et climatisation	41
3.2.1. Bilan d'énergie	41
3.2.2. Grandeur de réglage	43
3.2.3. Analyse des propriétés dynamiques	44
3.3. Minimisation de l'énergie consommée	45
3.3.1. Conditionnement de l'air	48
3.3.2. Analyse du fonctionnement	49
4. REALISATION	
4.1. Principe de fonctionnement	54
4.2. Structure matérielle	57
4.3. Algorithme de commande	70
CONCLUSION	93
Références bibliographiques	94
Annexes	95

REFERENCES DES SCHEMAS

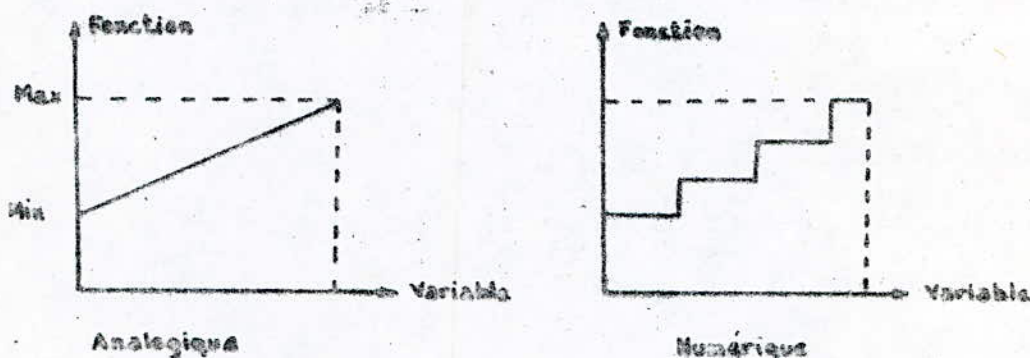
Fig.		
1-1	Structure d'une chaîne de traitement analogique	8
1-2	Structure d'une chaîne de traitement logique	8
2-1	Compensateur de temps mort 1	16
2-2	Compensateur de temps mort 2	16
2-2'	Compensateur de temps mort 2 (Equivalent)	19
2-3	Commande par retour d'état	19
2-3'	Correcteur par retour d'état	22
2-4	Correcteur par retour d'état avec entrée FF	22
2-4'	Correcteur par retour d'état à modèle simplifié	23
2-5	Structure d'un microordinateur	23
2-6	Structure de base d'un microprocesseur	25
2-7	Servomoteur pas à pas à aimant permanent	29
2-8	Servomoteur pas à pas à réluctance variable	29
2-9	Servomoteur pas à pas électropneumatique	32
2-10	Convertisseur analogique numérique rapide	35
2-11	Acquisition de données sur 8 voies	35
2-12	Registre à accès parallèles	40
2-13	Pile FIFO	40
2-14	Buffers de sortie vers les servomoteurs	40
3-1	Conversion thermique	42
3-2	Traitement de l'air avec recyclage	46
3-3	Traitement avec recyclage et by-pass	46
3-4	Traitement avec recyclage et simple by-pass	46
3-2'	Traitement de l'air avec recyclage (Détails)	47
3-4'	Traitement avec recyclage et simple b.p. (Détails)	47
3-5	Différentes zones de fonctionnement	53
4-1	Schéma synoptique de la commande numérique	58
4-2	Structure minimale d'un microordinateur 8085 A	60
4-3	Boîtier 8156	60
4-4	Boîtier 8755	62
4-5	Couplage des servomoteurs avec le système	62
4-6	Détails du couplage des servomoteurs	63
4-7	Fonctionnement manuel	69
4-8	Différents signaux de passage de programmes de fonctionnement (Domaine 1)	80
4-8'	Différents signaux de passage de programmes de fonctionnement (Domaine 2)	81

1. GENERALITES SUR LA COMMANDE NUMERIQUE (C.N.) :

La commande numérique est un procédé d'automatisation relativement récent, dont le champ d'application est très vaste. Le début de l'histoire de la C.N. semble devoir être situé aux Etats-Unis, au début de l'année 1942.

1.1. Vocables "analogique" et "numérique" :

Une grandeur variable est dite analogique lorsqu'elle est susceptible de prendre toutes les valeurs comprises entre les deux valeurs limites de sa gamme de variation, autrement dit, en terme mathématique, lorsque sa variation peut être représentée par une fonction dite continue. Elle est dite numérique lorsqu'elle ne peut prendre qu'un nombre discret de valeurs comprises entre les deux extrêmes.



Ces dernières années, du fait du développement spectaculaire des circuits intégrés et des microprocesseurs, la commande numérique des processus connaît une évolution importante. Autour de 1958 on voit apparaître les premiers calculateurs numériques de commande de processus qui assurent plusieurs fonctions :

- Acquisition et traitement des données
- Calcul de bilan et de point de consigne

1.2. Structure d'une chaîne de traitement analogique :

La figure 1-1 donne la structure d'une telle chaîne. Les signaux issus des transmetteurs sous forme soit d'une tension (0 à 10V par exemple) soit d'un courant (4 à 20 mA)

sont convertis en binaire à l'aide d'un convertisseur analogique numérique (CAN). Le coût d'un CAN suffisamment précis et rapide étant élevé, les différents signaux seront multiplexés afin d'être convertis successivement à l'aide d'un même CAN.

Le micro-ordinateur est alors en mesure de traiter chaque information :

- acquisition et stockage des informations
- impression des alarmes
- calcul de bilans
- calcul de la loi de commande suivant un algorithme.

Chaque signal de commande est alors envoyé à un Convertisseur Numérique Analogique (CNA) afin d'être transformé en une tension (0 à 10V par exemple) ou un courant (4 à 20 mA) afin d'être transmis à l'actionneur (vanne par exemple).

1.3. Structure d'une chaîne de traitement logique :

La figure 1-2 donne la structure d'une telle chaîne. Les signaux Tout ou Rien (TOR), issus des transmetteurs logiques (TL), arrivent sur des modules d'interface d'entrée. Le micro-ordinateur est alors en mesure de traiter chaque information :

- acquisition et stockage des états logiques
- impression des alarmes
- traitement des séquences logiques
- détermination des sorties logiques

Les interfaces de sortie assurent la liaison avec le monde extérieur.

On remarque que dans une chaîne de traitement logique on n'a pas besoin d'un CNA. Il faut donc que les actionneurs aient la vocation de travailler en numérique comme par exemple les moteurs pas à pas.

1.4. Cadre de travail :

La climatisation, malgré son apparence pratique est un processus complexe et souvent à l'origine d'une grande dépense d'énergie. De nombreux paramètres y interviennent : températures intérieure et extérieure, humidité, temps (soleil ou pluie), vent, indice de fréquentation de la salle, etc... et leurs lois de variation et d'interaction sont difficiles à respecter par des opérateurs, même qualifiés. D'où la nécessité d'une automatisation.

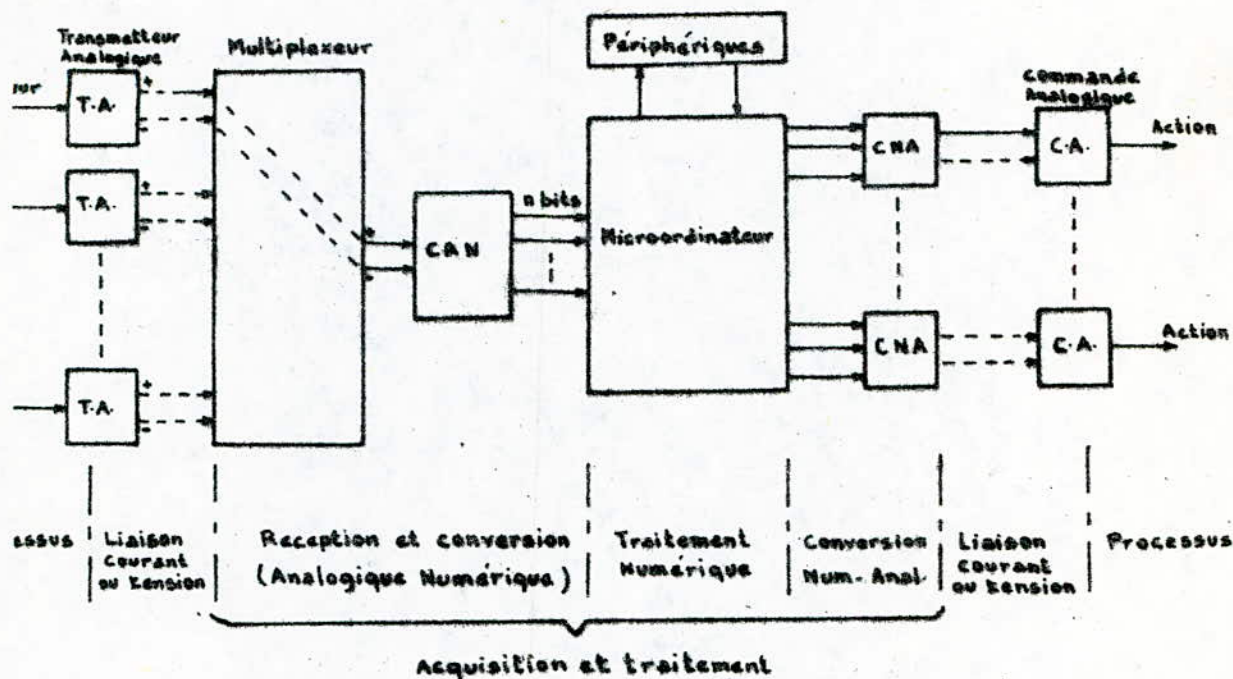


Fig. 1-1. Structure d'une chaîne de traitement analogique.

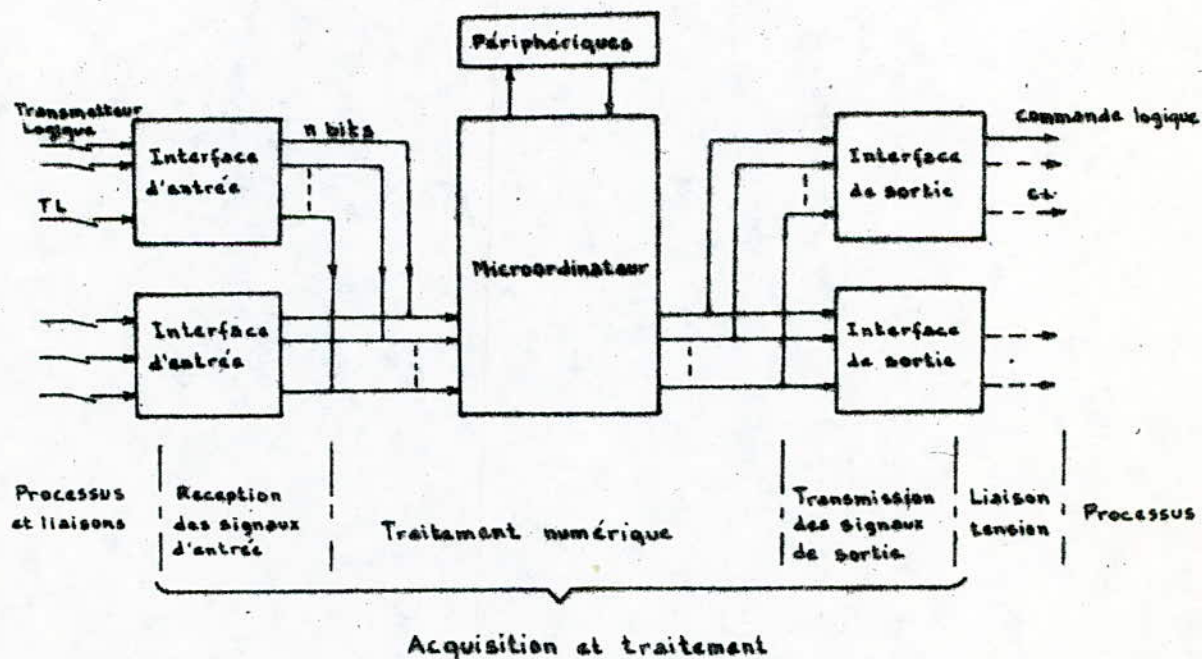


Fig. 1-2. Structure d'une chaîne de traitement logique.

Notre but est d'élaborer des points de consigne des différentes boucles de régulation correspondant à un régime de fonctionnement optimal de l'installation, en vue de minimiser l'énergie consommée. Dans le système traditionnel, il arrive parfois que les boucles de régulation PID classique réagissent les unes sur les autres et entraînent des perturbations sensibles sur les grandeurs régulées. Ce qui généralement amène les concepteurs à réduire les nombres de boucles, donc simplifier au détriment de l'énergie dépensée.

Une solution centralisée avec mini-ordinateur semble trop coûteux.

Aujourd'hui, le système numérique à base de microprocesseurs, par sa rapidité de calcul, s'offre à nous pour tester les différents programmes logiques du type : la salle est-elle à la température désirée ? Est-elle occupée ? Des machines électriques y fonctionnent ? Fait-il jour ou nuit ? Pluvieux ou beau temps ? En semaine ou week-end ? Été ou hiver ? etc... et de plus pour se permettre de calculer les algorithmes de commande et le rendement de fonctionnement, de faire l'historique des températures dont il a la connaissance et de commander globalement un ensemble d'actionneurs.

Pour les actionneurs, notre choix s'est porté sur les servomoteurs pas à pas pour deux raisons :

- Leur vocation de convertisseur numérique analogique, donc directement adaptable au système numérique.

- Leur consommation discontinue en énergie (électrique ou pneumatique)

Notre travail consiste alors à :

- * Décrire les principaux éléments constituant la chaîne de traitement et d'acquisition (Partie 1)

- * Décrire et minimiser l'énergie dépensée dans la climatisation (Partie 2)

- * Présenter le mode d'interconnexion, le principe de fonctionnement et l'algorithme de commande (Partie 3).

2. PRINCIPAUX ELEMENTS CONSTITUTIFS DE LA CHAÎNE :

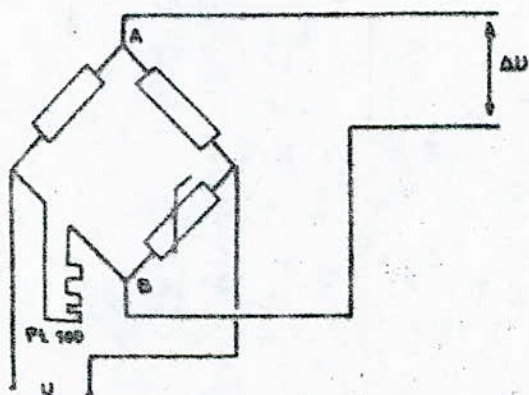
2.1. Capteurs et transmetteurs :

2.1.1. Capteur de température :

2.1.1.1. Thermomètre à résistance :

Certains métaux tels que le nickel ou le platine ont la propriété de changer leur résistance électrique en fonction de la température. Cette variation étant réversible il est possible d'établir une relation $R = f(\theta)$ entre la résistance électrique R et la température θ . Le platine 100 (Pt 100) et le nickel 100 (Ni 100) ont $R = 100$ pour une température $\theta = 0^\circ\text{C}$.

Si maintenant on insère cette résistance variable constituée d'un conducteur (Pt 100 ou Ni 100) enroulé autour d'un noyau en céramique ou en verre, dans un pont de mesure dont le principe est connu de tous, on pourra cueillir une différence de potentiel proportionnelle à la variation de la résistance donc de la température.

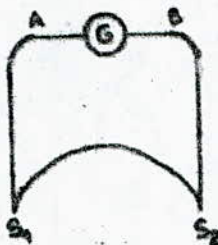


A l'équilibre du pont aucun courant ne circule dans le galvanomètre entre A et B. Une fois que R (Pt 100) varie sous l'influence de la température, le pont présente un déséquilibre et une d.d.p. se présente entre A et B.

L'avantage des thermomètres à résistance est leur pouvoir de mesurer des basses températures (-220°C à 550°C) et surtout leur aptitude à travailler dans une plage de mesure assez réduite (10°C d'étendue par exemple). Ce qui est idéal pour régler avec précision une température d'ordre climatique.

2.1.1.2. Thermocouple

Si deux fils métalliques F_1 et F_2 de nature différente sont soudés en deux points S_1 et S_2 , et si ces deux points de soudure sont à des températures différentes, une force électromotrice (f.e.m.) existera entre les deux bouts A et B du fil. Cette f.e.m. dépend de la différence de température $\theta_1 - \theta_2$ et de la nature des deux fils.



Les fabricants de thermocouples donnent des tables de correspondance de la f.e.m. et de la température θ du deuxième point de soudure S_2 . Le point de soudure S_1 étant à 0°C , il suffit de mesurer la f.e.m.; pour connaître θ .

2.1.2.3. Autres capteurs de température

On peut citer les capteurs de température associés directement aux circuits intégrés (LM 134 ou LM 334), sans oublier le thermomètre à contact. Ce dernier a la propriété de déclencher un contact électrique à partir d'une certaine valeur de température pouvant être réglée.

2.1.2. Capteurs d'humidité

2.1.2.1. Hygromètre électronique :

Le principe est basé sur les propriétés physiques d'un corps à la fois diélectrique et hydrophile. Il suffit alors de connaître la variation de la constante diélectrique en fonction de la quantité d'eau absorbée, pour déterminer le pourcentage d'humidité (degré hygrométrique). La technique est alors de mesurer la variation de la capacité d'un condensateur dont l'élément diélectrique est constitué par un polymère d'acetate de cellulose ayant la propriété d'absorber une quantité d'eau en fonction du degré hygrométrique de l'air :

$$C = C_0 + \Delta C$$

- C_s : Capacité du condensateur à sec
 C : Capacité du condensateur à tout moment
 ΔC : Variation due à l'humidité

Des expériences ont montré que la valeur de la capacité d'un tel condensateur varie dans le même sens que le degré hygrométrique (La capacité augmente quand H% augmente et inversement). Cette variation n'est pourtant pas linéaire. Ainsi, pour mener à bien les mesures, deux solutions peuvent s'offrir à nous :

- Linéariser électroniquement ces variations
- Graduer de manière non linéaire l'écran de lecture

Le "Hygromatic" commercialisé par la Société RTC a opté pour la deuxième solution et sa précision reste bonne dans la plage 10 à 90% de degré hygrométrique.

Tandis que le "Hygrocor" mis au point par le LETI (Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Informatique de Grenoble) a été conçu suivant la première solution et sa précision reste bonne dans la plage 5 à 98% avec une réponse de moins d'une seconde.

Le procédé possède divers avantages : il est pratiquement insensible à la température de 0 à 70°C par exemple.

2.1.2.2. Psychromètre

Il utilise deux thermomètres : l'un exposé à l'atmosphère sèche et l'autre ayant son réservoir constamment humidifié. Si l'humidité relative de l'air est à 100% alors les deux thermomètres indiqueront la même température ($\theta_m = \theta_s$). Ainsi, on peut définir le degré hygrométrique en fonction de la différence de température ($\theta_m - \theta_s$).

2.1.3. Capteurs de vitesse du vent

2.1.3.1. Dynamo

C'est un petit moteur qui tourne en fonction du vent et délivre en même temps une force électromotrice. On peut alors cueillir aux bornes une tension électrique :

$$U(t) = f(V)$$

V : vitesse du vent

2.1.3.2. Pont de mesure :

On va placer deux thermomètres à résistance dans un pont de mesure. L'un sera hermétiquement fermé

et l'autre à découvert. Sans vent le pont est en équilibre donc aucun passage de courant, mais dès que le vent souffle un peu fort, les deux thermorésistances sont à deux températures différentes et le pont présente une d.d.p.

$$\Delta U = f(V) \neq 0$$

Ainsi la connaissance de ΔU détermine la vitesse du vent.

2.1.4. Capteurs du rayonnement solaire

La pratique la plus courante est basée sur l'effet photoélectrique, c'est-à-dire, un corps éclairé par des radiations lumineuses de longueur d'onde suffisamment courte émet des électrons. Les éléments couramment utilisés sont les photorésistances et les photodiodes.

2.1.4.1. Photorésistances :

Ce sont des éléments dont la résistance élevée dans l'obscurité est fortement diminuée par l'action de la lumière. On peut citer parmi lesquels le silicium, le germanium, ... Les photorésistances sont d'une très grande sensibilité en fonction du rayonnement solaire et peu sensible à l'action de la température. Ce qui constitue son avantage.

2.1.4.2. Les photodiodes :

La plus simple est la photodiode à jonction obtenue par le procédé Planar. Une telle diode est apte à transformer une partie de l'énergie lumineuse en un courant proportionnel à l'intensité lumineuse incidente.

2.1.4.3. Par mesure de température :

Si on enferme un thermomètre à résistance (type Pt 100 par exemple) dans une boîte noire de forme cubique et si, sur une face on laisse une partie transparente par laquelle le rayonnement solaire pourra pénétrer, alors la grandeur R résistance du Pt 100 qui est fonction de la température sera fonction de l'intensité lumineuse.

2.1.5. Capteur d'enthalpie :

L'enthalpie de l'air est fonction de la température et de l'humidité.

Dans le système à deux thermomètres (psychromètre) au lieu de le graduer en hygrométrie si on le gradue en enthalpie, on aura un capteur d'enthalpie.

En effet :

$$G = 0,24T + (597,4 + 0,43T)10^3 X \quad [\text{kcal/kg}]$$

$$G = 1,005T + (2500 + 1,8068T)10^3 X \quad [\text{kJ/kg}]$$

où X : titre [g/kg]

T : température [$^{\circ}\text{C}$]

G : enthalpie

2.1.6. Capteur de puissance

Le transmetteur de puissance électrique peut être un wattmètre ou un compteur d'énergie mais encore faut-il que celui-ci soit bien adapté au régulateur.

Profiteons de la relation entre la quantité d'énergie électrique consommée et la vitesse de rotation du disque du compteur d'énergie pour construire notre capteur de puissance.

Si nous impressionnons des fenêtres, espacées régulièrement tout le long de la circonférence du disque tournant du compteur de l'énergie électrique, il sera possible de détecter le passage des fenêtres transparentes devant un coupleur opto-électronique. Ce coupleur comportera :

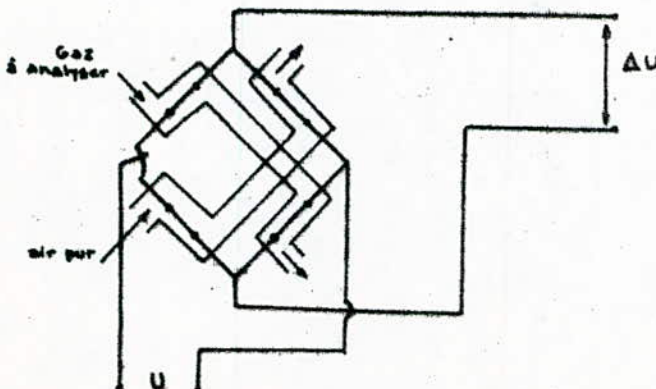
- Une source de lumière (bloc émetteur) placée d'un côté du disque.

- Un élément photo-sensible placé de l'autre côté du disque (bloc récepteur).

A la présence d'une fenêtre correspondant à l'éclairage de l'élément photo-sensible, sera associée la valeur binaire " 1 ", lors qu'à l'absence de fenêtre sera associée la valeur binaire " 0 ".

2.1.7. Capteur de CO_2

On va utiliser un pont de mesure dont le schéma est le suivant :



Il existe deux chambres :

- Chambre de comparaison
- Chambre de mesure

On profite de la différence de conductivité thermique entre l'air et le CO_2 . L'évacuation de chaleur dépend du pourcentage de CO_2 dans l'air. Les températures des deux branches étant fonction du teneur en CO_2 , la tension de déséquilibre sera proportionnelle au pourcentage de CO_2 dans l'air à analyser.

2.2. Régulations adaptées aux systèmes numériques :

Il est courant voire même classique de réaliser des régulations P.I.D. (Proportionnel Intégral Différentiel). Il est pourtant important de montrer qu'il est possible d'utiliser les systèmes numériques d'une façon encore plus performante en se servant d'une manière judicieuse les différentes fonctions de transfert usuelles pour réaliser :

- Régulation par compensateur de temps mort (correcteur de SMITH)
- Commande par retour d'Etat
- Commande optimale par modèle, etc...

Nous limiterons notre étude à des procédés monovariabiles ensachant que la commande par retour d'Etat est adaptable sur des procédés multivariabiles.

2.2.1. Compensateur de temps mort

2.2.1.1. Première méthode :

Le schéma fonctionnel de la figure 2-1 nous donne le principe.

Après avoir identifié la fonction de transfert réglante

$$H_R(P) = \frac{G_s \cdot e^{-\tau P}}{1 + \theta P}$$

affichons sur le compensateur de temps mort :

$$K_0 = G_s$$

$$T_1 = \theta$$

$$T_2 = \tau$$

Calculons maintenant la fonction de transfert globale vue par le régulateur :

$$F(P) = \frac{G_s e^{-\tau P}}{1 + \theta P} + \frac{K_0 (1 - e^{-T_2 P})}{1 + T_1 P} = \frac{G_s e^{-\tau P} + G_s - G_s e^{-\tau P}}{1 + \theta P}$$

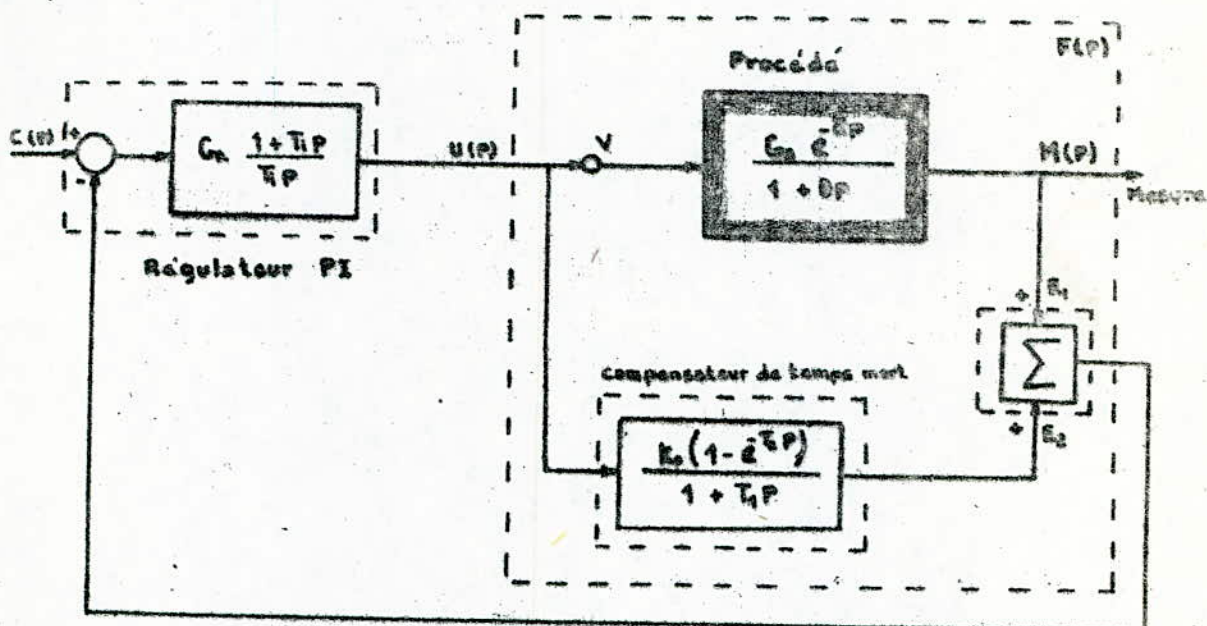


Fig 2-1 - Compensateur de temps mort

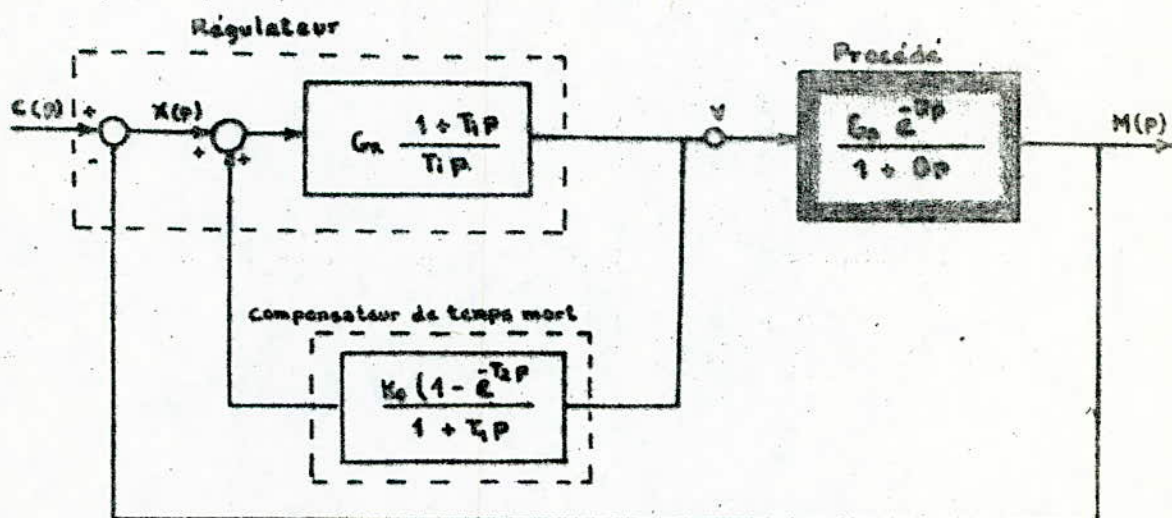


Fig 2-2 - Compensateur de temps mort

$$F(P) = \frac{G_s}{1 + \theta P}$$

Le régulateur voit une fonction de transfert du premier ordre. Il n'y a donc aucun problème de stabilité si $K_0 = G_s$, $T_1 = \theta$ et $T_2 = \tau$

2.2.1.2. Deuxième méthode

Le schéma fonctionnel de la figure 2-2 nous montre le principe.

Connaissant la fonction de transfert réglante du procédé $H_a(P)$ on affiche sur le compensateur de temps mort :

$$K_0 = -G_s$$

$$T_1 = \theta$$

$$T_2 = \tau$$

Le schéma fonctionnel équivalent de la figure 2-2' simplifiera la démonstration. La fonction de transfert vue par le régulateur :

$$F(P) = \frac{G_s e^{-\tau P}}{1 + \theta P} - \frac{K_0 (1 - e^{-T_2 P})}{1 + T_1 P}$$

$$F(P) = \frac{G_s}{1 + \theta P}$$

Avec cette méthode le régulateur voit une fonction de transfert du premier ordre. Aucun problème de stabilité si $K_0 = -G_s$, $T_1 = \theta$ et $T_2 = \tau$

On remarque que sur la deuxième méthode l'opérateur a sur son régulateur la mesure vraie et non la mesure compensée comme sur la première.

Ajoutons aussi que si l'on veut que les simplifications mathématiques se concrétisent pratiquement, il faut bien soigner l'identification du procédé surtout pour le gain statique G_s et le temps mort τ .

2.2.2. Commande par retour d'Etat

Supposons que l'identification du procédé ait donné un modèle du premier ordre avec un retard pur.

On peut alors écrire l'expression de N de la façon suivante :

$$N = \frac{G_s e^{-\tau P}}{1 + \theta P} \cdot U \quad (U : \text{signal de commande})$$

Ce qui peut s'écrire :

$$M = X \cdot e^{-t/\tau} \quad \text{avec } X = \frac{G_c}{1 + \theta P} \cdot U$$

De même pour le modèle "estimateur d'Etat" on peut écrire [NER-] :

$$\hat{M} = \frac{G_c \cdot e^{-t/\tau}}{1 + \theta P} \cdot U$$

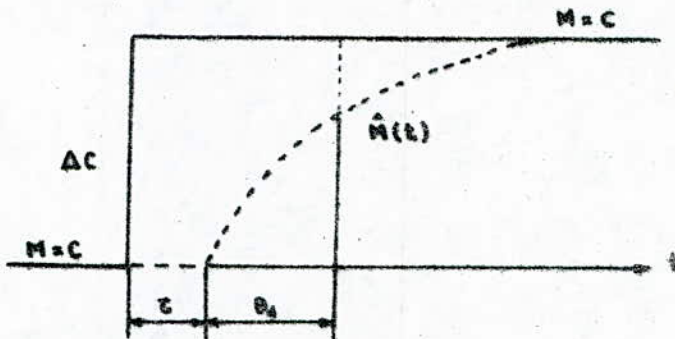
$$\hat{M} = \hat{X} \cdot e^{-t/\tau} \quad \text{avec } \hat{X} = \frac{G_c}{1 + \theta P} \cdot U$$

La stratégie de commande consiste à imposer une réponse en boucle fermée du même ordre que celle de l'équation d'état.

On fait un retour d'état sur le modèle (sur \hat{X}) pour obtenir :

$$\hat{M} = C \cdot \frac{e^{-t/\tau}}{1 + \theta_d P} \quad (\theta_d : \text{constante de temps désirée})$$

Ce qui nous donne comme réponse plate décalée de \hat{M} sur un changement de consigne.



Pour le modèle on a

$$\hat{X} = \frac{G_c}{1 + \theta P} \cdot U$$

$$\hat{X}\theta P + \hat{X} = G_c \cdot U$$

$$\theta \dot{\hat{X}} + \hat{X} = G_c \cdot U \quad (\text{Equation 1})$$

Or on désire la réponse correspondant à l'équation :

$$\theta_d \dot{\hat{X}} + \hat{X} = C \quad (\text{Equation 2})$$

De l'équation 1 on tire l'expression de $\dot{\hat{X}}$

$$\dot{\hat{X}} = (G_c U - \hat{X}) \cdot \frac{1}{\theta} \quad \text{que l'on reporte dans l'équation 2}$$

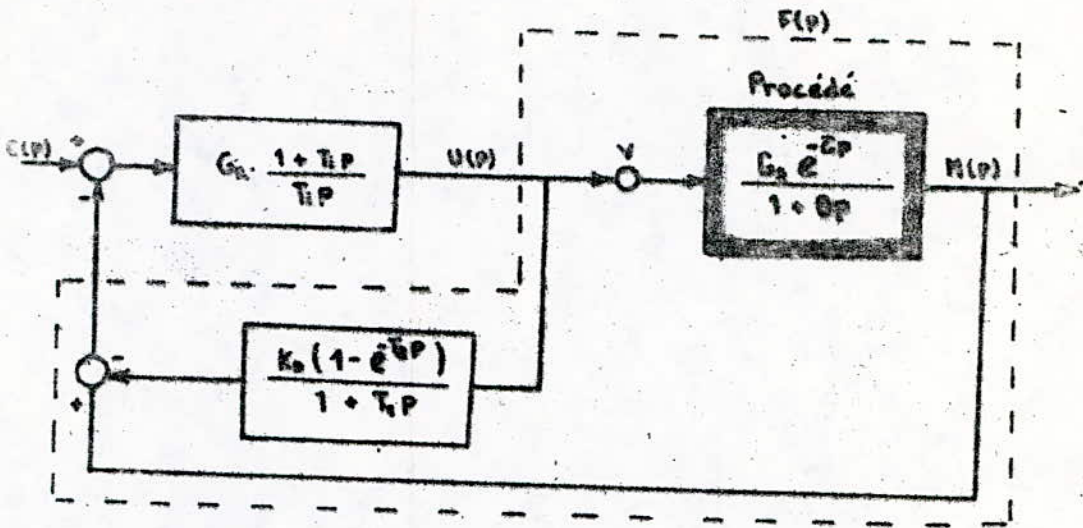


Fig 2-2'- Compensateur de temps mort équivalent

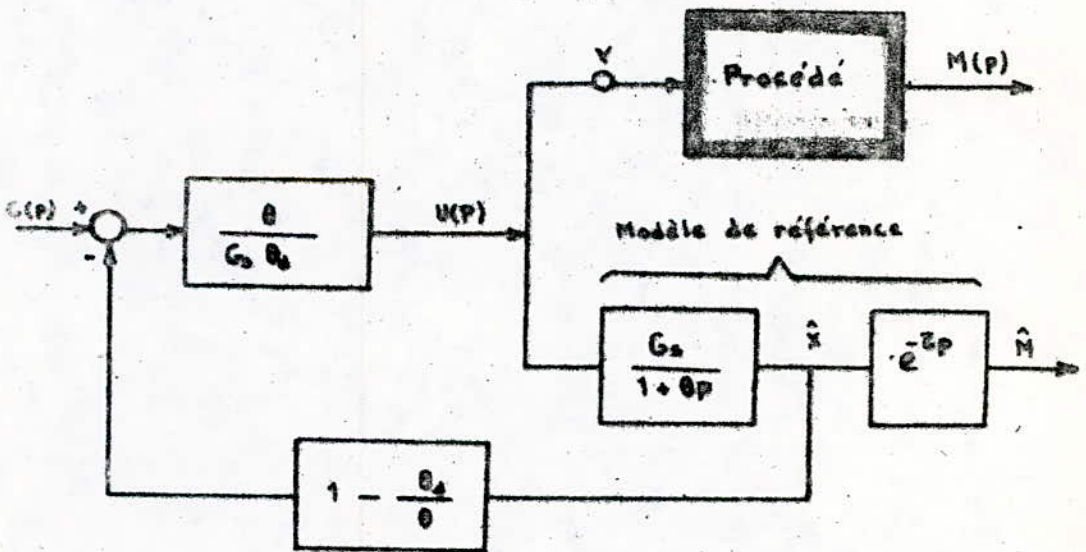


Fig 2-3. Commande par retour d'état

$$C = \frac{\theta_2}{\theta} (G_2 U - \hat{X}) + \hat{X}$$

De cette expression on peut déterminer l'équation de commande de la vanne U :

$$U = \frac{C + \frac{\theta_2}{\theta} \hat{X} - \hat{X}}{\frac{\theta}{\theta_2} G_2} = \frac{\theta}{\theta_2 G_2} \cdot C + \frac{1}{G_2} \hat{X} - \frac{\theta}{\theta_2 G_2} \hat{X}$$

$$U = \frac{1}{G_2} \left[\frac{\theta}{\theta_2} C + \left(1 - \frac{\theta}{\theta_2}\right) \hat{X} \right]$$

L'expression de la commande U peut s'écrire :

$$U = \frac{\theta}{G_2 \theta_2} \left[C + \left(\frac{\theta_2}{\theta} - 1\right) \hat{X} \right]$$

$$U = \frac{\theta}{G_2 \theta_2} \left[C - \left(1 - \frac{\theta_2}{\theta}\right) \hat{X} \right]$$

Ce qui nous donne le schéma fonctionnel de la figure 2-3. Dans ce cas de figure le procédé se trouve en boucle ouverte et la commande de la vanne U ne dépend que de \hat{X} et non de la mesure M. S'il y a un décalage entre M et \hat{M} , c'est-à-dire, si le modèle est désadapté par rapport au procédé, la mesure M ne sera pas égale à la consigne C. Donc il est nécessaire d'effectuer un recalage de l'entrée consigne par rapport au procédé nous le modèle.

$$C' = C - (M - \hat{M}) = C - M + \hat{M}$$

Ce qui donne le schéma fonctionnel de la figure 2-3'

Dans ce cas :

$$\frac{\theta}{G_2 \theta_2} = \text{Gain de commande}$$

$$1 - \frac{\theta_2}{\theta} = \text{Gain de bouclage}$$

En régime établi, nous obtenons :

$$\hat{M} = C' = C - M + \hat{M}$$

$$C = M$$

L'entrée ainsi recalée permet d'obtenir $M = C$

Le schéma fonctionnel de la figure 2-3' pourrait être programmé sur un microcalculateur sans aucun problème. Seulement il ne profite pas de l'avantage des systèmes numériques usuels qui mettent à notre disposition des modules préprogrammés. Il ne peut donc pas être configuré sous cette forme pour deux raisons :

- L'opérateur n'a pas sur son régulateur l'écart mesure consigne mais l'écart Précédé-Modèle.

- La commande de la vanne ne dépend pas directement d'un régulateur classique PID. Ce qui entraîne un problème du passage auto-manuel pour l'opérateur.

Pour résoudre ces deux points nous pourrions utiliser soit un régulateur avec entrée Feed Forward (F.F.) qui possède sa commande manuelle soit un régulateur avec sommateur.

Nous avons trouvé pour l'équation de commande de la vanne :

$$U = \frac{e}{G_s e_d} \left[C' + \left(\frac{e_d}{e} - 1 \right) \hat{X} \right] \quad \text{avec } C' = C - (M - \hat{M})$$

$$U = \frac{e}{G_s e_d} \left[(C - M) + \hat{M} + \left(\frac{e_d}{e} - 1 \right) \hat{X} \right]$$

$$U = \underbrace{\frac{(C - M)e}{G_s e_d}}_{\text{Bloc régulateur}} + \underbrace{\frac{\hat{M}e}{G_s e_d} + \frac{1}{G_s} \left(1 - \frac{e}{e_d} \right) \hat{X}}_{\text{Entrée FF ou sommateur}}$$

Ce qui nous donne la configuration du schéma 2-4. Dans les cas pratiques on choisit $e_d = e$, on a alors le schéma à modèle simplifié de la figure 2-4'.

Il est important de signaler que pour programmer les algorithmes de commande sur un microcalculateur (ou calculateur), il faut écrire les équations récurrentes, c'est-à-dire, les équations donnant la sortie en fonction des entrées passées.

Ce qui nous amènerait à un problème d'échantillonnage ou de discrétisation des signaux (cf. Annexe 1)

2.3. Structure fonctionnelle d'un microordinateur

L'ordinateur est une machine automatique capable d'exécuter des opérations de traitement d'informations, sous

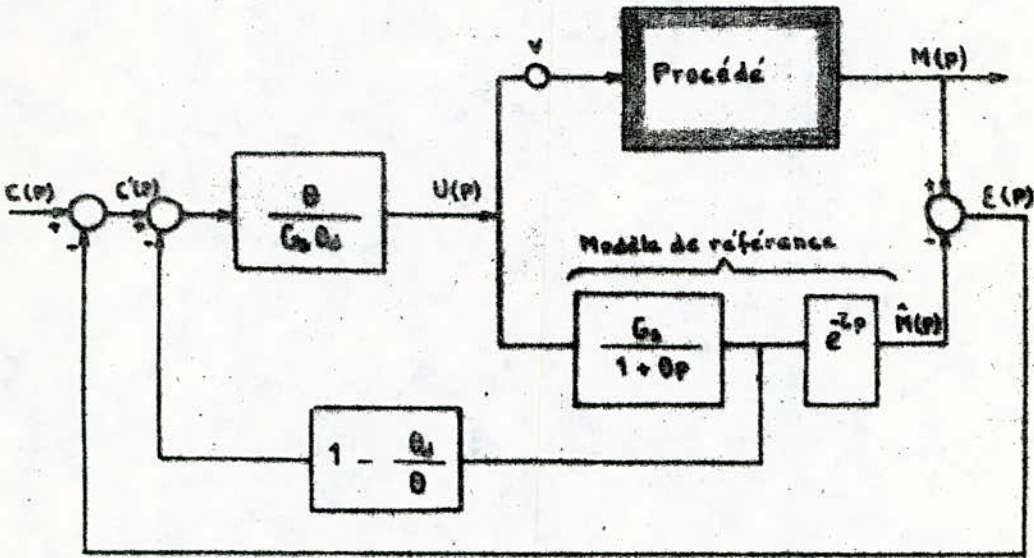


Fig-2-3· Correcteur par retour d'état

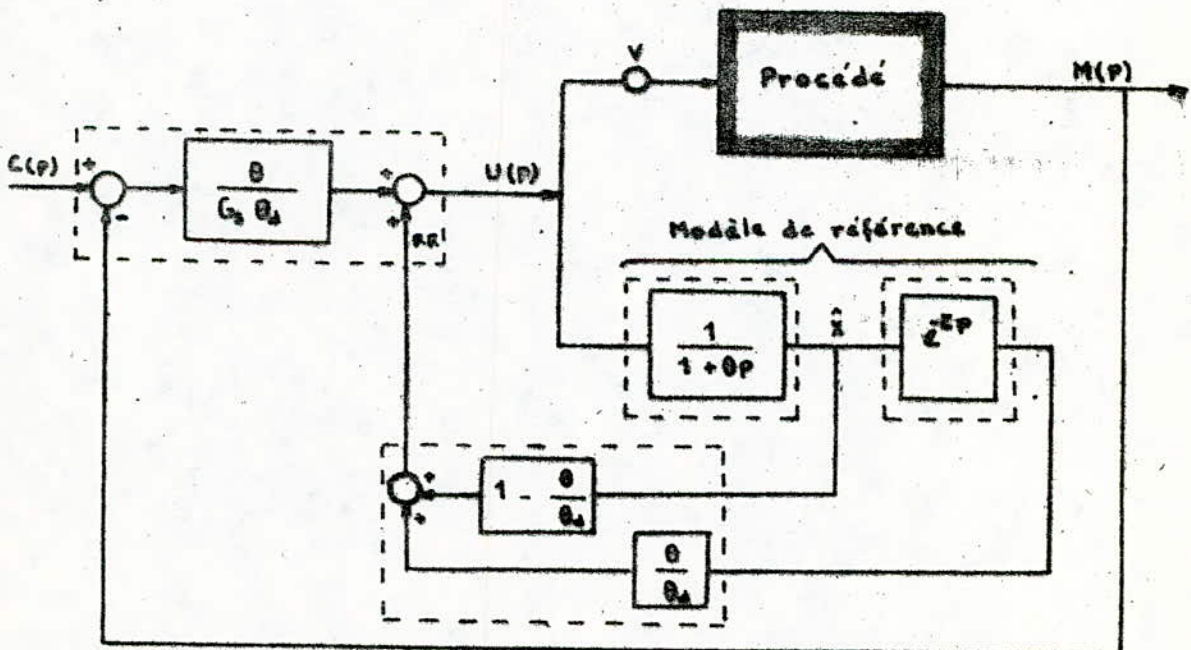


Fig-2-4 Correcteur par retour d'état avec entrée Feed Forward

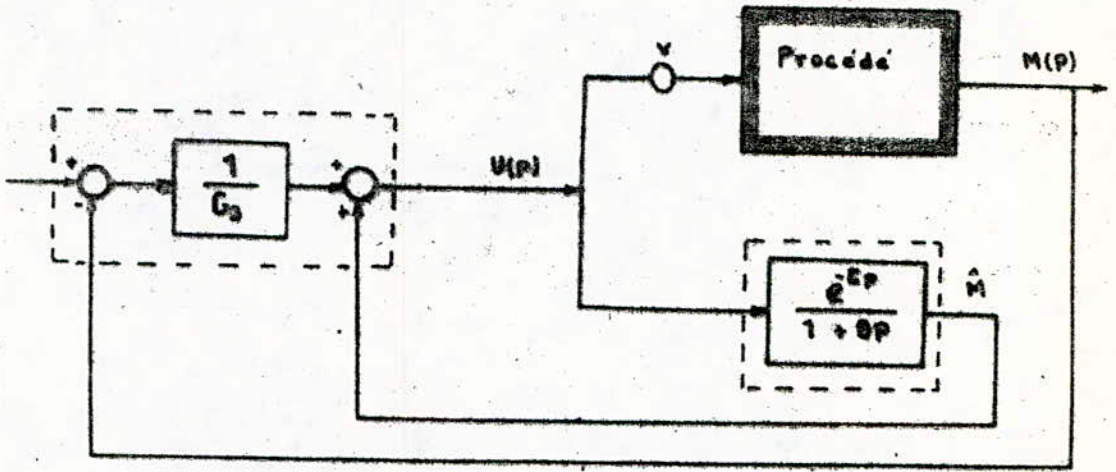


Fig- 2-4- Correcteur à modèle de référence simplifié

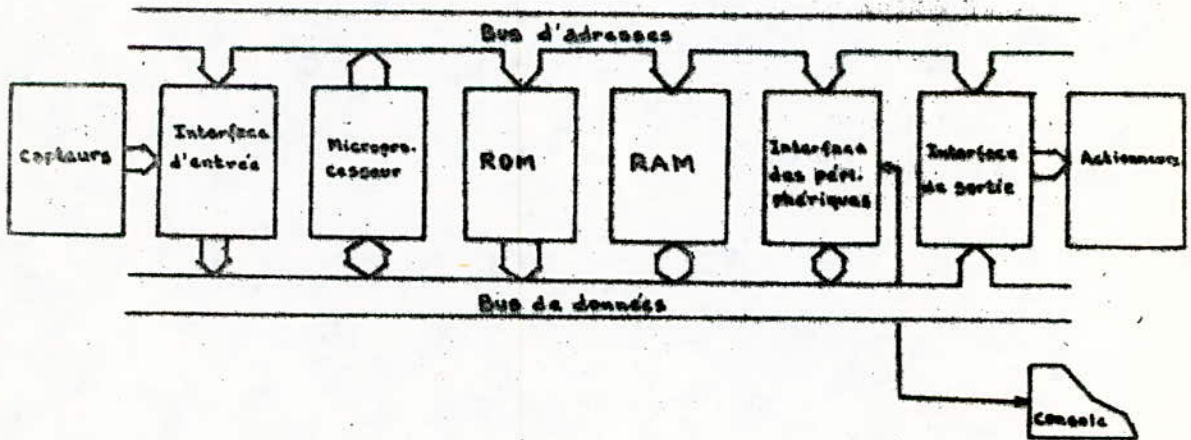


Fig- 2-5- Structure d'un microordinateur

contrôle de séquences d'instructions préalablement fournies [CA-CRO].

Le microordinateur est un ordinateur dont les principaux organes constitutifs sont réalisés en circuits intégrés en LSI (Large Scale Integration).

La figure 2-5 donne la structure fonctionnelle d'un microordinateur.

Les principaux éléments que nous pouvons distinguer sont les suivants :

2.3.1. Les microprocesseurs

Un microprocesseur est un composant LSI réalisant les fonctions d'unité centrale d'ordinateur (C.P.U.)

dont on peut citer les deux fondamentales :

- aller rechercher en mémoire une instruction déterminée du programme. Pour cela, il émet l'adresse de l'instruction concernée sur son bus d'adresse. Il ne lui reste plus alors qu'à recueillir cette instruction à travers son bus de donnée.

- exécuter l'instruction (addition, soustraction, ...) qu'il vient de recueillir.

Ne pouvant effectuer des opérations que par séquence, un microprocesseur doit d'une part être piloté par une horloge validant successivement chaque commande et d'autre part disposer des mémoires où seront stockés les résultats intermédiaires.

On peut alors se demander comment le microprocesseur commande l'enchaînement des opérations, c'est-à-dire, comment il passe d'une instruction à la suivante.

La réponse est que les instructions sont rangées à des "adresses" successives dans la mémoire d'instructions et le microprocesseur est capable de "compter les adresses".

2.3.1.1. Structure de base d'un microprocesseur

La figure 2-6 montre l'assemblage des différents éléments qui constituent un microprocesseur.

Nous y trouvons les éléments suivants :

- Le compteur de programme :

Le microprocesseur doit être apte à repérer les instructions à exécuter, rangées dans une mémoire d'instructions. Le rôle du compteur de programme est d'envoyer à la mémoire les instructions et de s'incrémenter automatiquement pour passer à l'instruction suivante

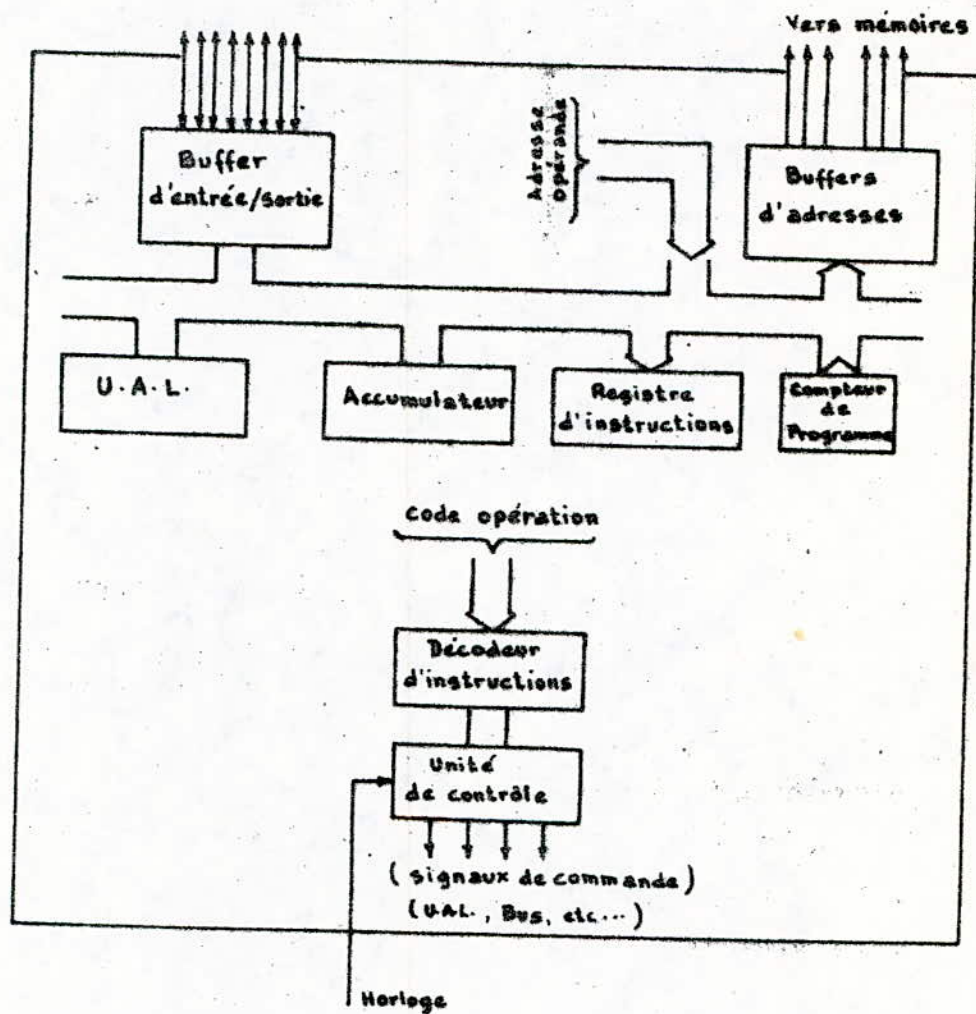


Fig-2-6. Structure de base d'un microprocesseur

- Le registre d'instructions :

C'est un registre de n bits où vient se ranger chaque instruction reçue de la mémoire, pendant le temps nécessaire à son exécution.

- L'Unité Arithmétique et Logique (U.A.L.) :

C'est l'ensemble des circuits combinatoires capables d'effectuer les opérations arithmétiques et logiques nécessaires.

- L'unité de contrôle :

C'est l'ensemble des circuits logiques de contrôle qui décodent les instructions et les font exécuter par les "organes exécutifs" au rythme des impulsions d'une horloge.

- Bus internes et "buffers" d'entrées / sorties :

Les bus internes font communiquer les différents éléments du microprocesseur.

Les buffers d'entrées/sorties servent de tampons entre le microprocesseur et l'extérieur.

2.3.1.2. Fonctionnement d'un microprocesseur

La réalisation de toute instruction se décompose en deux temps successifs :

- La recherche de l'instruction:

Elle consiste à lire l'instruction à exécuter.

En effet, supposons qu'à un instant donné, le compteur de programme contienne l'adresse "a" d'une instruction à exécuter. Le microprocesseur envoie cette adresse à la mémoire d'instructions. Cette mémoire à son tour renvoie au microprocesseur l'instruction ainsi adressée. L'instruction vient se ranger dans le registre d'instruction pendant que le compteur de programme s'incrémente.

- L'exécution de l'instruction:

Les bits de l'instruction sont décodés et interprétés par l'unité de contrôle qui envoie aux organes exécutifs les commandes nécessaires. Cette exécution est plus ou moins longue suivant la complexité de l'instruction.

2.3.2. La mémoire centrale

C'est un ensemble de cellules d'informations binaires. Chaque cellule répondant à une adresse bien déterminée afin que le microprocesseur soit en mesure de le sélectionner.

On distingue deux types de mémoires :

- Les mémoires mortes qui ne peuvent qu'être lues lors de leur utilisation (ROM : Read Only Memory). Ces mémoires ne contiendront donc que des données ou des programmes figés réalisant des traitements standards.

- Les mémoires vives qui peuvent d'une façon aléatoire être lues ou écrites (RAM : Random Access Memory). Ces mémoires peuvent cette fois contenir des données variables (stockage d'informations, de résultats de calcul, etc...) voire des programmes propres à l'utilisateur.

2.3.3. Les interfaces d'entrée/sortie

Leur rôle est d'assurer la liaison entre l'ordinateur et le monde extérieur.

Un circuit d'interface est donc en quelque sorte une porte d'entrée/sortie dont la clé est ici une ou plusieurs adresses, toujours émises par le microprocesseur.

On trouve des interfaces :

- d'entrée, recevant les informations provenant d'un Convertisseur Analogique-Numérique (CAN) ou d'entrée logique.

- de sortie, permettant d'envoyer des informations vers un CNA ou des sorties logiques.

- périphériques, assurent l'échange d'informations entre le microordinateur et différents périphériques, par exemple Console de Réception et de Transmission (CRT), imprimante, disques,...

Nous traiterons ce problème d'interfaçage dans le chapitre 2.5 de cette première partie.

2.4. Servomoteurs pas à pas

Un moteur pas à pas est un moteur dont le rotor effectue une rotation d'un angle bien déterminé appelé "pas" chaque fois qu'il reçoit une impulsion (électrique, pneumatique,...)

2.4.1. Moteurs pas à pas électriques

Il existe deux types de base de moteurs pas à pas électriques: les moteurs à aimant permanent et les moteurs à réluctance variable.

2.4.1.1. Moteurs pas à pas à aimant permanent

Nous allons essayer d'illustrer le fonctionnement d'un hypothétique moteur pas à pas à aimant permanent du type "unipolaire" à quatre phases qui ne comporterait que quatre pas par tour.

Le stator comporte deux électro-aimants dont l'enroulement à point milieu permet d'inverser aisément le sens de l'induction magnétique (d'où le nom d'unipolaire; on appellerait bipolaires des moteurs dont les enroulements ne comporteraient pas de point milieu, ce qui exigerait une double inversion.)

Le rotor est un simple aimant permanent auquel on peut faire prendre successivement les quatre orientations (fig.2-7) représentées, en basculant les commutateurs C_1 et C_2 l'un après l'autre, suivant une séquence appropriée dépendant du sens de rotation recherché.

L'angle d'avance d'un pas peut se calculer par la relation:

$$\alpha = \frac{2\pi}{2np}$$

où $2n$: nombre de phases du stator

p : nombre de paires de pôles du rotor

Dans notre cas : $2n = 4$, $p = 1$ d'où $\alpha = \frac{\pi}{2}$

Ce qui explique l'existence des quatre positions stables.

L'exécution d'un pas est relativement brutale et comporte une petite oscillation avant la stabilisation. Si les pas se succèdent à cadence suffisante, il se produit un mouvement régulier. Tandis que, si l'on augmentait exagérément la cadence, il pourrait y avoir décrochage. Il faut à tout prix éviter ce phénomène sous peine de perdre l'avantage essentiel du moteur pas à pas : une suite d'ordres définissant sa position.

2.4.1.2. Moteurs pas à pas à réluctance variable

A titre d'exemple, prenons un moteur dont le stator est constitué de deux paires de pôles. Le rotor lui sera constitué d'un arbre comportant le même nombre de paires de pôles que le stator (fig.2-8). Pour obtenir une position stable, le rotor se positionnera dans une direction où la réluctance magnétique est minimale. Dans notre cas, on obtient 8 positions stables.

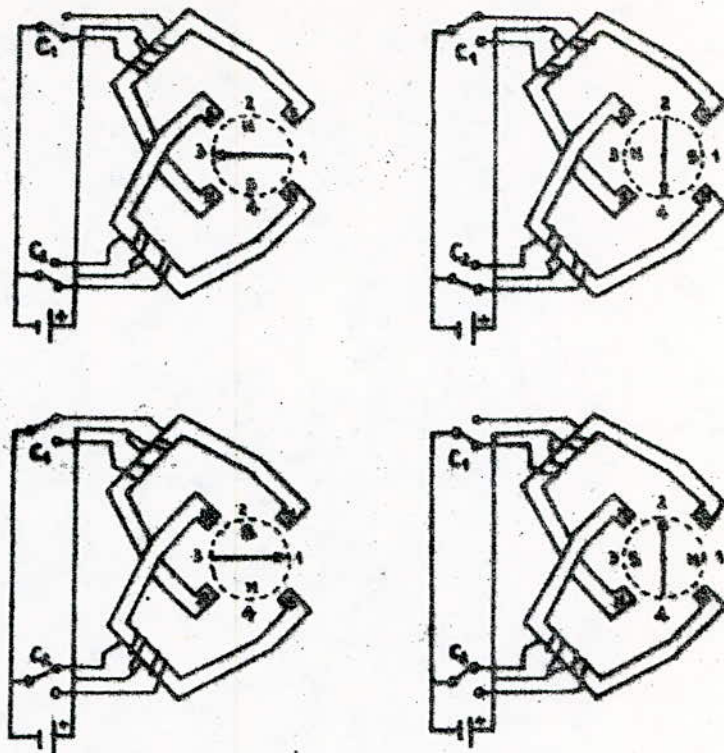


Fig- 2-T- Moteur pas à pas à aimant permanent

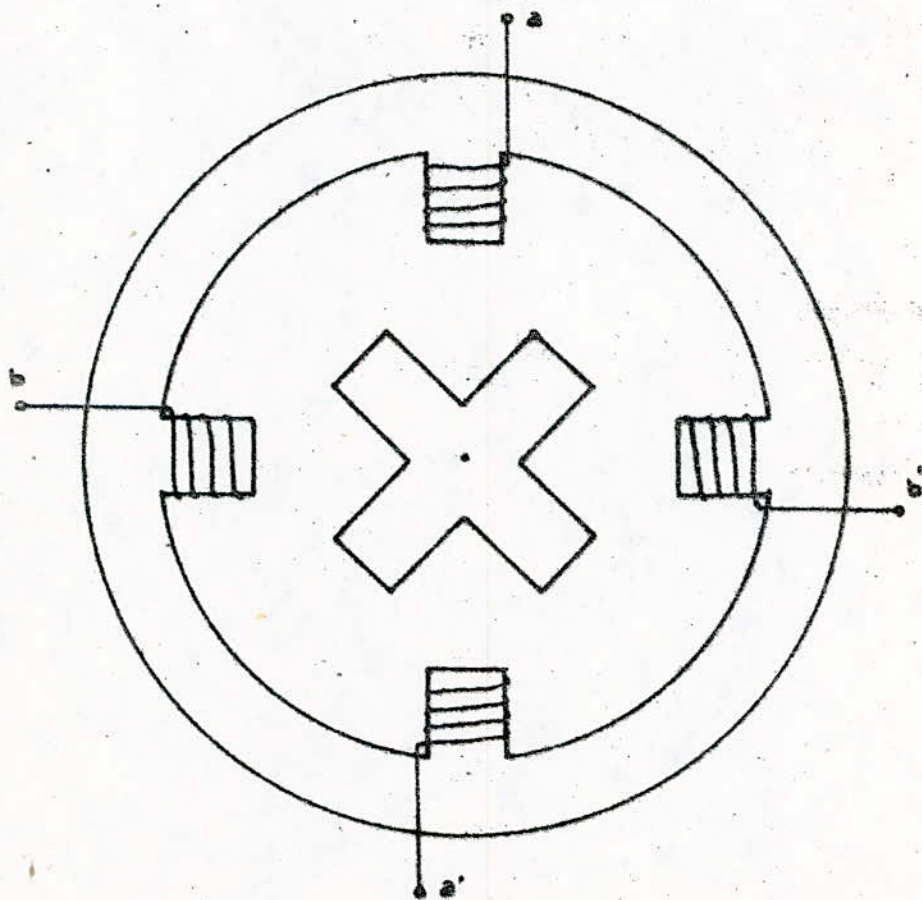


Fig- 2-B- Moteur pas à pas à réluctance variable

En effet, type assez particulier d'un moteur synchrone, le champ magnétique tournant d'un moteur pas à pas est créé par la force magnétomotrice du stator et le couple moteur peut donc s'exprimer sous la forme :

$$C_e = - \frac{1}{2} I_s^2 \cdot \frac{dL_s(\theta)}{d\theta}$$

I_s : courant statorique

L_s : inductance statorique

θ : angle de position du rotor

En première approximation, pour un rotor à deux pôles, l'inductance statorique sera égale à la somme de deux termes : l'un constant (L_0) et l'autre dépendant de la position θ du rotor.

$$L_s = L_0 + L \cos 2\theta$$

$$\text{d'où } C_e = I_s^2 L \sin 2\theta$$

Dans le cas général où l'on a $2p$ pôles, l'expression du couple devient :

$$C_e = I_s^2 L \sin 2p\theta$$

Nous avons les positions stables pour $C_e = 0$. Dans notre cas où $p = 2$, nous obtenons $C_e = 0$ pour 8 valeurs de θ .

$$C_e = 0 \text{ pour } 4\theta = k\pi \quad \theta = k \frac{\pi}{4}$$

$$k = 0 ; \theta = 0$$

$$k = 4 ; \theta = \pi$$

$$k = 1 ; \theta = \frac{\pi}{4}$$

$$k = 5 ; \theta = \frac{5\pi}{4}$$

$$k = 2 ; \theta = \frac{\pi}{2}$$

$$k = 6 ; \theta = \frac{3\pi}{2}$$

$$k = 3 ; \theta = \frac{3\pi}{4}$$

$$k = 7 ; \theta = \frac{7\pi}{4}$$

D'où l'on obtient 8 positions stables.

2.4.1.5. Caractéristiques des moteurs pas à pas électriques

Comme tout autre moteur, le moteur pas à pas possède plusieurs caractéristiques statiques et dynamiques.

- Caractéristiques statiques :

On peut noter parmi tant d'autres :

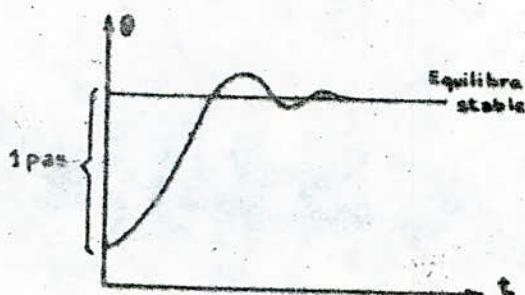
. Le pas, qui est l'angle d'avance du moteur lorsque l'un des enroulements statoriques est excité.

. Le couple statorique, c'est le couple qu'on peut appliquer au moteur arrêté, mais alimenté sans provoquer de rotation.

. Le couple d'immobilisation, c'est le couple qu'on peut appliquer au moteur arrêté et non alimenté sans provoquer de rotation. Ce couple n'existe pratiquement pas chez les moteurs à réluctance variable parce qu'il est dû à la présence d'un aimant permanent.

- Caractéristiques dynamiques :

Lorsqu'une impulsion se présente, du fait de l'inertie du rotor, le moteur se met en marche progressivement et ne se stabilise qu'après avoir oscillé autour de la position d'équilibre. La réponse angulaire des servomoteurs pas à pas électriques représentée ci-dessous montre bien ce caractère oscillatoire du rotor après chaque avance d'un "pas".



Par la conception même du moteur on peut améliorer ses performances en plaçant, par exemple, des amortisseurs électromagnétiques (spires en court-circuit) ou mécaniques (frottement visqueux).

2.4.2. Moteurs pas à pas électropneumatiques

Ces moteurs tournent d'un pas chaque fois qu'ils reçoivent une impulsion pneumatique. Il est à noter que dans ce genre de servomoteur, une conversion d'impulsion électrique vers une impulsion pneumatique s'effectue d'une façon linéaire (par une électrovanne par exemple).

La figure 2-9 nous montre la coupe d'un type de servomoteur électropneumatique pas à pas. Lorsqu'une impulsion pneumatique arrive et tape le piston, celui-ci actionne la roue dentée par l'intermédiaire d'un système de leviers commandé par

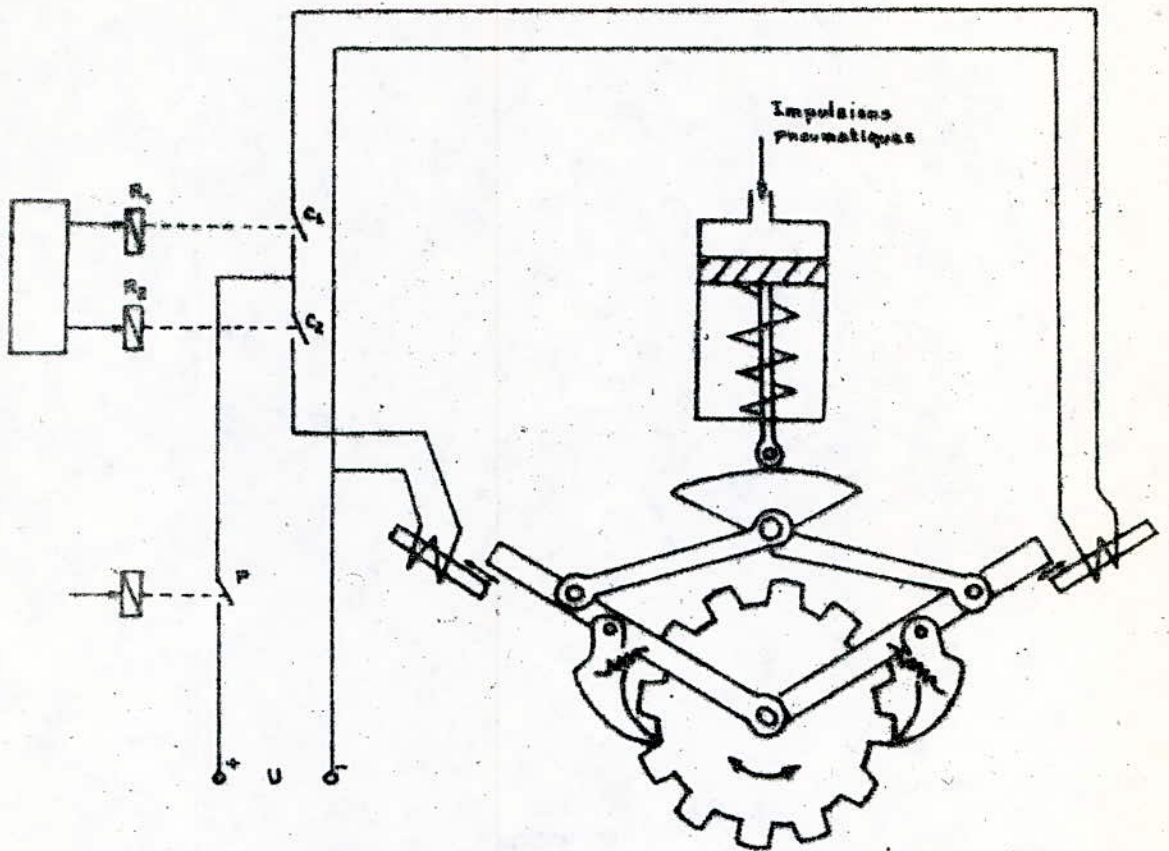


Fig. 2-9. Moteur pas à pas électropneumatique.

R_1, R_2 : Relais

C_1, C_2 : Contacts

P : Contact d'impulsion

deux relais R_1 et R_2 . Chaque relais excité fermera, par l'intermédiaire des contacts C_1 ou C_2 , le circuit comprenant un impulsateur, une électrovanne et un servomoteur. Chaque impulsion électrique excite une bobine relative à une vanne qui la transforme en impulsion pneumatique. Cette dernière arrive au niveau du piston et permet à celui-ci d'actionner la roue dentée.

Un des avantages du servomoteur électropneumatique pas à pas c'est que son étage de commande n'est pas trop complexe. Un simple générateur d'impulsion suffit. Aussi, il trouve son application dans le système de commande numérique aussi bien avec les régulateurs classiques qu'avec les systèmes échantillonnés et les microcalculateurs.

Il n'est pas trop coûteux, commandable aussi bien en boucle ouverte qu'en boucle fermée et de plus sa consommation en air comprimé n'est pas continue. Il est aussi assez précis. Exemple, il peut effectuer l'ouverture ou la fermeture de 0 à 100% d'une vanne de contrôle avec $n = 100$ pas. Ce qui fait correspondre chaque "pas" à 1% de l'ouverture ou de la fermeture.

C'est généralement suffisant comme précision.

2.5. Interfaçage

Pour être opérationnel, un microprocesseur doit :

- être connecté à des interfaces de saisie d'information.
 - disposer de macroprogramme de traitement de cette information et des interfaces de contrôle de son environnement.
- Mettre en œuvre de tels dispositifs revient à effectuer l'interfaçage du microprocesseur.

L'analyse des éléments d'interfaçage se fait en partant du microprocesseur pour se propager vers l'environnement qu'il doit commander. Deux types d'environnement apparaissent :

- Environnement numérique, c'est le cas des mémoires des entrées/sorties (E/S) numériques, des claviers, des affichages ou même des interconnexions entre différents microprocesseurs pour un système de multiprocesseur (on appelle un système de multiprocesseur, un ensemble de microprocesseurs interconnectés selon la nature des travaux et de l'application, capable d'exécuter des traitements simultanés... [J.P. Acq.])

- Environnement analogique, qui communique avec le microprocesseur par l'intermédiaire de systèmes hybrides : convertisseur analogique numérique (CAN), convertisseur numérique analogique (CNA), multiplexeur analogique, échantillonneur-bloqueur, capteurs, etc...

2.5.1. Environnement analogique :

Nous allons réaliser une chaîne d'acquisition de données dont l'élément central sera un microprocesseur. Un interface comprenant :

- Un multiplexeur analogique
- Un amplificateur de mesure
- Un échantillonneur-bloqueur
- Un convertisseur analogique numérique (CAN) doit

lui être couplé.

Un cycle complet d'acquisition comprend : la commande de multiplexage, l'échantillonnage et le blocage, la conversion, la mémorisation du résultat à une adresse donnée.

Ces opérations étant répétées n fois pour une exploration complète des entrées, les résultats sont rangés à chaque fois aux adresses xxx_0 à $xxx(n-1)$.

Nous devons aussi disposer d'un port A d'entrée d'adresse "aa" et d'un port C d'adresse "cc" utilisé comme port de contrôle.

2.5.1.1. Solution matérielle

- Microprocesseur :

Actuellement les plus connus et les plus répandus sont les microprocesseurs 8 bits malgré l'apparition des 16 et 32 bits chez plusieurs fabricants. Alors autour d'un microprocesseur 8 bits réalisons cet interface d'acquisition de données.

- Convertisseur analogique numérique (CAN):

On peut classer les convertisseurs suivant deux catégories : les CAN lents et les CAN rapides.

Bien que le facteur vitesse ne caractérise pas à lui tout seul les performances des convertisseurs, pour mieux l'adapter au microprocesseur choisissons-en un rapide.

La CAN rapide travaille sous le principe des approximations successives (ou par pesées successives). (fig.2-10).

Le bloc logique de ce schéma doit réaliser, à partir de l'ordre de conversion (START), le registre de résultat étant à zéro, le tra 1 suivant :

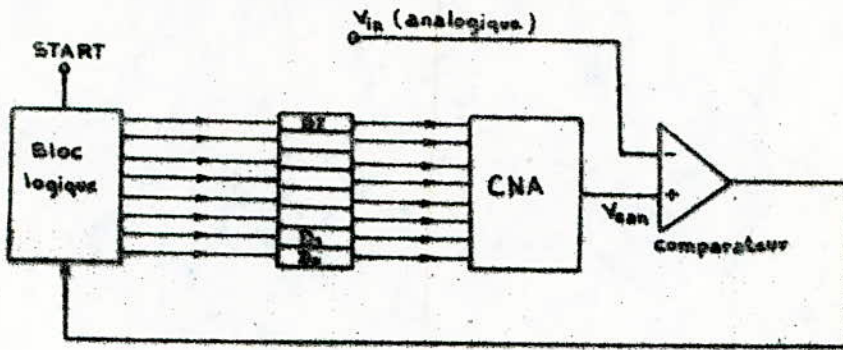


Fig-2-10- Convertisseur Analogique Numérique rapide

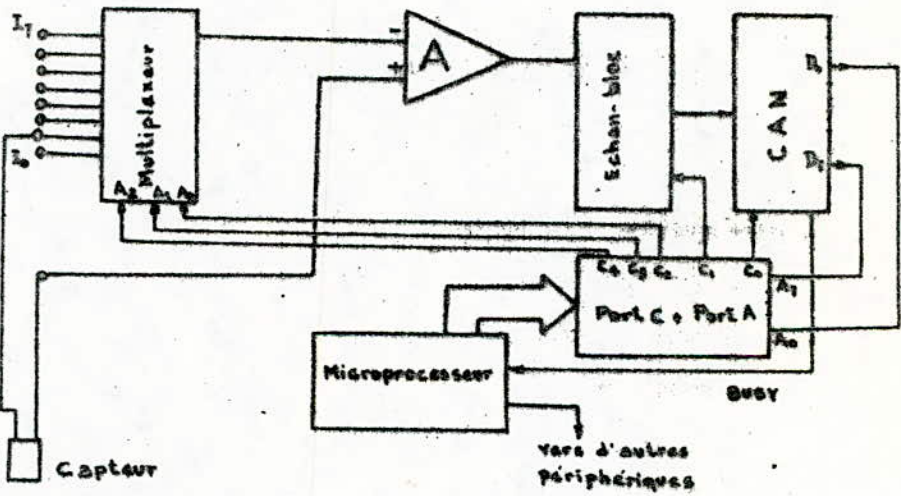
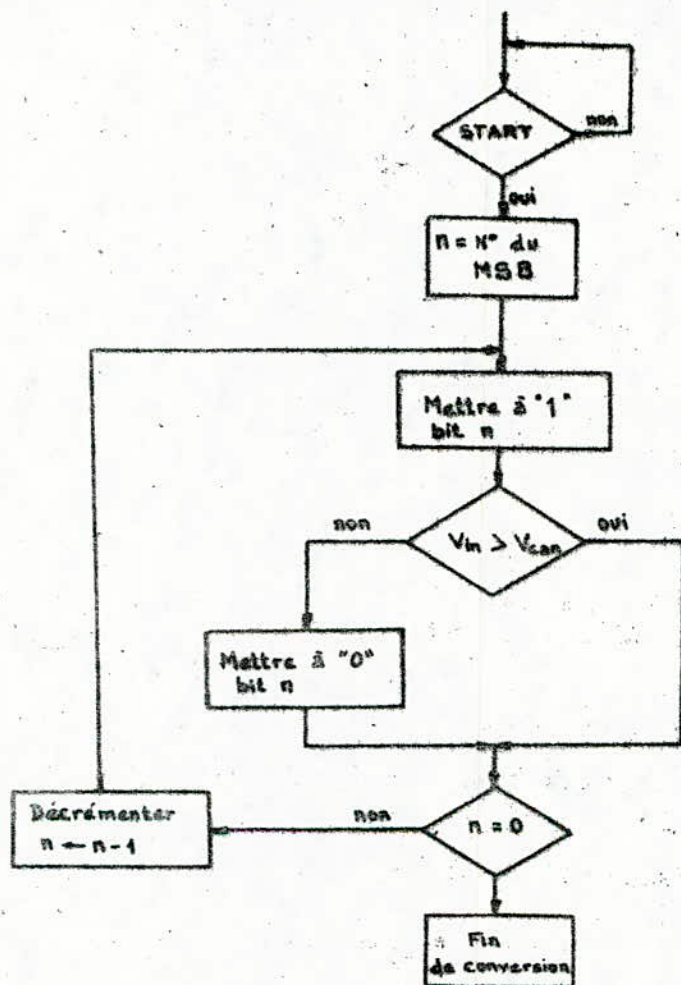


Fig-2-11- Acquisition de données sur 8 voies

. Mettre à "1" le bit de plus fort poids ici D_7 , le registre de résultat affiche alors 10000000 qui est converti analogiquement par le CNA et comparée à la tension d'entrée V_{in} .

. Si le résultat de la comparaison est $V_{in} > V_{can}$, le bloc logique doit laisser le bit de plus fort poids à "1", dans le cas contraire, il doit remettre à "0" ce bit. Le bloc logique doit recommencer le travail pour le bit suivant et ainsi de suite jusqu'à la fin de la conversion. L'organigramme de travail du bloc logique est alors le sui t:



Ainsi le travail du bloc logique peut être : soit micro-programmé, auquel cas le bloc logique est un séquenceur programmable, soit macroprogrammé, le travail est alors assuré par un microprocesseur qui consacre une partie de son travail courant à la conversion.

Puisque nous avons déjà un microprocesseur 8 bits à notre disposition, il ne nous sera pas trop difficile de trouver dans un catalogue, un CAN à 8 ou 10 bits du type macroprogrammé qui

lui sera adaptable.

- Port d'entrée :

Plusieurs ports d'entrée/sorties seront nécessaires. En particulier, il nous faut prévoir un registre A comme port d'entrée et un autre C comme port de contrôle. Ports dont les adresses de validation sont rangées dans la mémoire d'adresses du microprocesseur.

- Multiplexeur :

Pour aiguiller les différents canaux d'entrée d'information provenant des différents capteurs, nous avons besoin d'un multiplexeur à plusieurs voies.

Un capteur se connecte entre un entrée I et l'entrée de référence commune DIF.

Sans entrer en détail, citons la présence d'un amplificateur de mesures et d'un échantillonneur-bloqueur insérés entre le CAN et le multiplexeur.

La figure 2-11 nous montre les interconnexions de chaque élément d'une acquisition sur 8 canaux.

2.5.1.2. Solution logicielle

L'organigramme de la page suivante détaille la procédure.

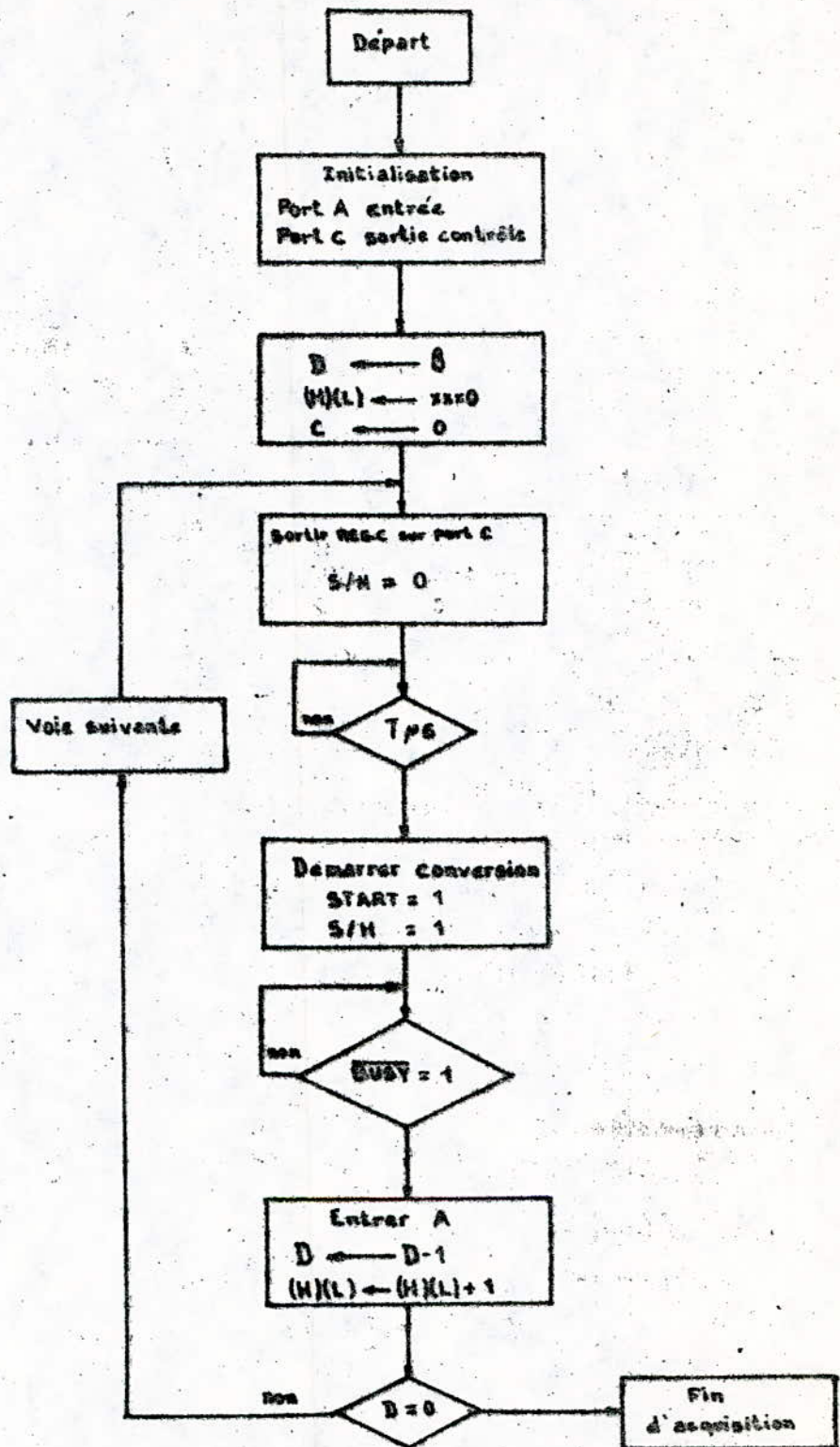
D est le registre qui contient le registre de boucle.

C est le registre qui contient le mot de contrôle délivré sur le port C.

Le contenu de H et de L adresse les mémoires où seront rangées les données classées de xxx0 à xxx7 pour une acquisition sur 8 canaux. Quand la conversion est terminée un ordre d'interruption débranche le microprocesseur.

Quant à l'écriture du programme, on ne peut la faire qu'après avoir choisi dans un catalogue tous les éléments constituant la chaîne d'acquisition.

Le problème est celui d'adresse et de brochage (exemple, dans certain CAN la conversion est en cours quand $BUSY = 1$ et dans d'autres quand $\overline{BUSY} = 1$. Autre exemple, le mode d'incréméntation du port de contrôle C dépend de la connexion de ce port aux sélections (A, A₁, A₂) du multiplexeur).



2.5.2. Commande des actionneurs

Pour manier les vannes de contrôle, nous allons choisir des moteurs pas à pas. Ils sont très commodes d'emploi en commande numérique, puisqu'il suffit de comptabiliser à partir d'une position de référence Y_{init} , le nombre de pas qui ont été commandés pour connaître la position atteinte par l'organe mobile (vanne) dont-ils assurent le déplacement.

Puisqu'ils sont directement commandables par des instructions numériques, sans passer par l'intermédiaire d'un convertisseur numérique analogique, nous allons créer leur interface dans l'environnement numérique.

Reste pourtant un problème : la différence de vitesse entre le microprocesseur et le servomoteur. Celui-ci est trop lent à exécuter l'ordre relativement à la vitesse du microprocesseur. Si le microprocesseur envoie une deuxième commande avant que l'exécution de la première soit achevée, le moteur pourrait fournir des résultats fantaisistes. Le cheminement inverse aussi pose un problème. Supposons que le microprocesseur envoie une demande d'information sur la position du moteur : si à cause de la lenteur de celui-ci, la donnée n'est pas disponible sur le databus au moment où le microprocesseur devrait la prendre en compte, la donnée chargée dans l'accumulateur n'aura alors aucun sens.

C'est pourquoi dans notre application nous allons utiliser ce qu'on appelle le "mode d'entrées/sorties résidentes en mémoire tampon". Le microcalculateur va communiquer avec le registre affecté à chaque port comme s'il agissait d'une mémoire : écriture pour sortir une valeur de commande, lecture pour l'acquisition d'une mesure.

Pour ce fait il nous faut une pile du type FIFO (first in - first out) dans chaque port d'entrée:sortie.

* Utilisation de la pile FIFO :

Une pile est un empilage de registres. Et on appelle registre une petite mémoire linéaire à accès parallèle, par exemple à 8 flip-flops pour un mot d'un octet (fig.2-12) chaque flip-flops est accessibles en parallèle.

Dans une pile FIFO, la première information introduite est la première extraite (file d'attente). Puisqu'il s'agit de

Mots dont les bits sont traités en parallèle dans chacun des registres empilés, on peut la remplir à faible cadence, par exemple, et en extraire très rapidement les informations, ou l'inverse; elle constitue donc une excellente interface entre deux machines de vitesses différentes telles que les servomoteurs pas à pas et le microprocesseur (fig.2-13).

Ses premiers avantages résident donc:

- dans la désynchronisation entrée-sortie
- dans le fait que les informations sont immédiatement déplacées, sans ordre accessoire ni retard;
- il'entrée et la sortie peuvent fonctionner simultanément, mais indépendamment l'une de l'autre. Ce qui nous évitera d'interrompre le microprocesseur à chaque fois que le servomoteur charge le registre (position du moteur).

Ainsi donc chaque servomoteur sera commandé par deux bits (avance et recul). (fig.2-14).



Fig 2-12- Registre à accès parallèle

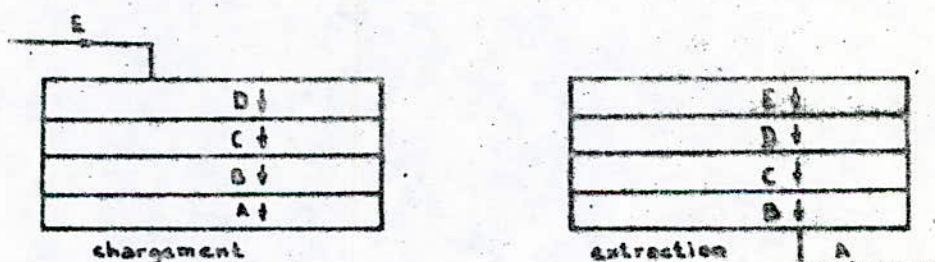


Fig 2-13-Pile FIFO (First In First Out)

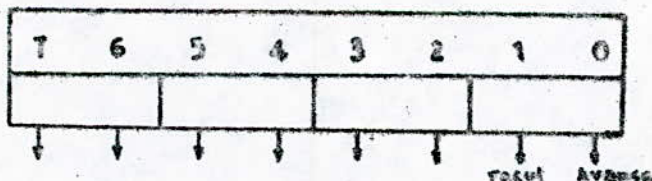


Fig 2-14. Buffers de sortie vers les servomoteurs.

3. PROCESSUS THERMIQUES COMME OBJETS DE LA COMMANDE

3.1. Conversion thermique (Energie solaire en énergie thermique)

L'énergie nous vient sous forme de rayonnement solaire et chauffe un corps quelconque.

Par convection ou conduction, cette chaleur chauffe un fluide plus froid qui peut servir de transporteur d'énergie. On l'appelle "fluide caloporteur". Une telle conversion thermique peut être appliquée pour le chauffage des locaux.

Le schéma de la figure 3-1 nous montre le principe simplifié.

3.1.1. Fluide caloporteur

Un fluide caloporteur cédant de la chaleur doit avoir :

- Une chaleur massique C_p élevée
- Une masse volumique ρ grande

La quantité maximale de chaleur qu'on peut prélever du fluide caloporteur est :

$$Q = MC_p(\theta_1 - \theta_2)$$

M : débit du fluide

θ : température

3.1.2. Réservoir accumulateur

C'est un réservoir de stockage d'énergie sous forme d'eau chaude, muni d'un échangeur thermique.

Un premier fluide caloporteur transporte l'énergie provenant du capteur solaire vers le réservoir, un second va servir à chauffer des locaux (dans notre cas).

3.2. Chauffage et climatisation

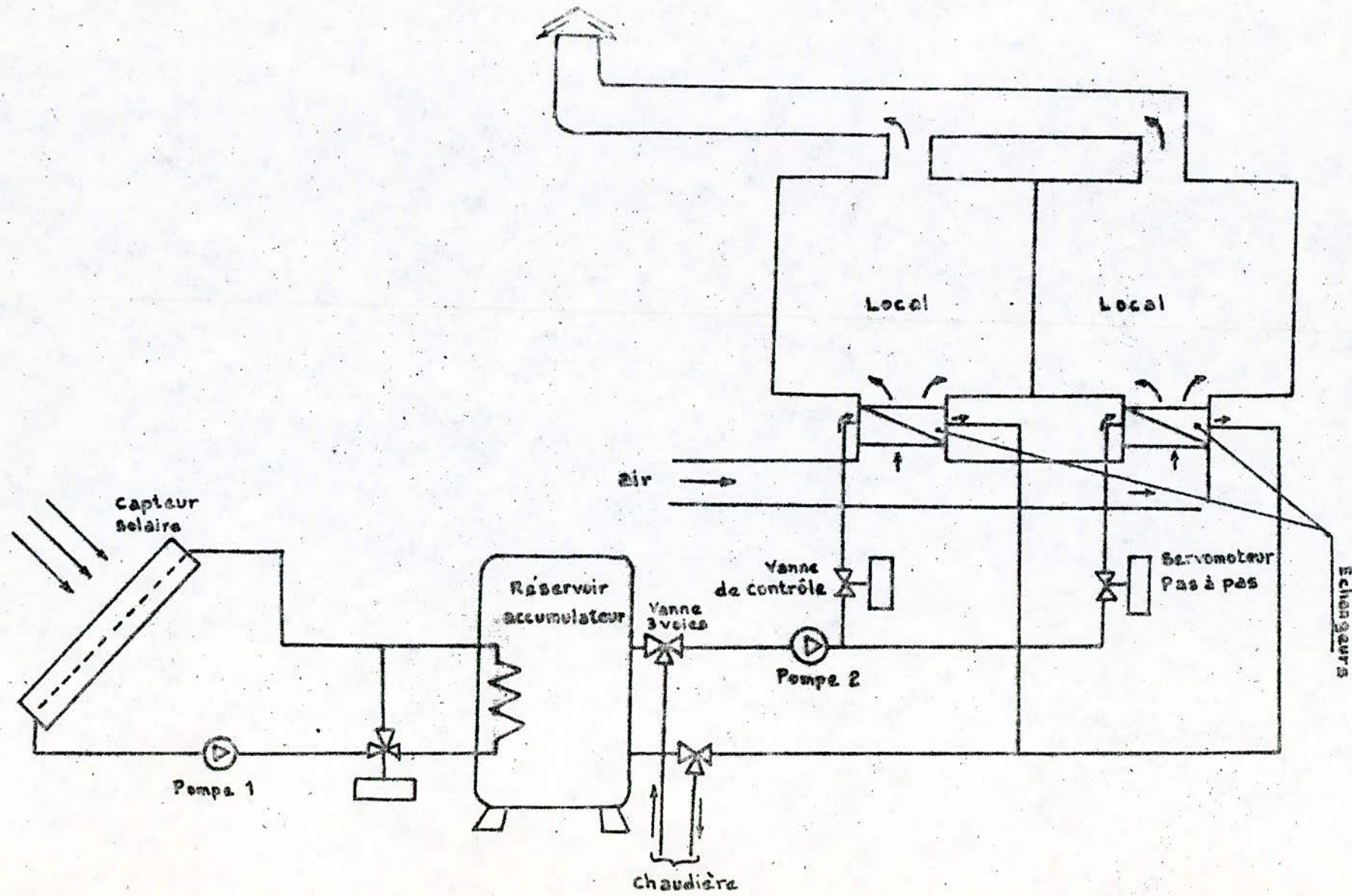
3.2.1. Bilan d'énergie

Un liquide caloporteur puise de l'énergie dans une source froide ou chaude, la transporte vers un échangeur où s'effectue un échange de chaleur avec l'air qui circule dans une gaine pour ensuite aller conditionner les locaux.

Désignons par Q la puissance thermique de la source (ici le réservoir accumulateur).

$$Q_v = M_c C_{Pc} (\theta_{c1} - \theta_{c2}) \quad (1)$$

Fig. 3-1. Conversion thermique



- M_f : débit du fluide caloporteur
 C_{pf} : sa chaleur spécifique
 θ_{1f} : sa température à l'entrée de la source
 θ_{2f} : sa température à la sortie

Cette puissance Q traduit le maximum d'énergie que peut véhiculer le caloporteur jusqu'à l'échangeur si on néglige les pertes thermiques au niveau de la canalisation de la pompe, de la vanne, etc...

Certes, cette perte n'est pas négligeable; dans les cas pratiques il serait facile de l'estimer soit par mesure expérimentale au niveau de chaque secteur de la canalisation, soit par calcul en sachant les caractéristiques physico-chimiques des éléments constituant le circuit.

Au niveau de l'échangeur, la puissance thermique que peut céder le liquide (eau) est :

$$Q_v = M_e C_{pe} (\theta_{1e} - \theta_{2e}) = M_e C_{pe} \Delta\theta_e \quad (2)$$

- θ_{1e} : température de l'eau à l'entrée de l'échangeur
 θ_{2e} : température de l'eau à la sortie

En première approximation, on peut écrire à l'état d'équilibre la relation :

$$Q_v = M_a C_a (\theta_{a1} - \theta_{a2}) = M_a C_a \Delta\theta_a - Q_p \quad (3)$$

- M_a : débit de l'air à conditionner
 C_a : sa chaleur spécifique
 θ_{a1} : sa température à l'entrée de l'échangeur
 θ_{a2} : sa température à la sortie
 $\Delta\theta_e$: variation de température de l'eau au niveau de l'échangeur
 Q_p : chaleur perdue au cours de l'échange thermique

3.2.2. Grandeur de réglage

Supposons que M_a et $\Delta\theta_e$ soient constants et que Q_p , C_a , C_e soient peu sensibles aux petites variations de débit et de température. Alors si on fait subir une légère variation autour du point d'équilibre en passant :

$$M_e \longrightarrow M_e + \Delta M_e$$

on obtient le passage de :

$$\theta_{a2} \longrightarrow \theta_{a2} + \Delta\theta_{a2}$$

L'équation (3) s'exprimera :

$$N_2 C_2 (\theta_{21} + \Delta\theta_{21} - \theta_{21}) = (N_2 + \Delta N_2) C_2 \Delta\theta_2 - Q_2$$

$$N_2 C_2 \Delta\theta_{21} + N_2 C_2 (\theta_{21} - \theta_{21}) = C_2 \Delta N_2 \Delta\theta_2 + N_2 C_2 \Delta\theta_2 - Q_2$$

$$N_2 C_2 \Delta\theta_{21} = C_2 \Delta N_2 \Delta\theta_2$$

d'où

$$K = \frac{\Delta\theta_{21}}{\Delta N_2} = \frac{C_2 \Delta\theta_2}{N_2 C_2}$$

représente le gain statique. On peut aussi l'écrire en fonction de la variation relative du débit :

$$K' = \frac{\Delta\theta_{21}}{\Delta N_2 / N_2} = \frac{C_2 N_2 \Delta\theta_2}{N_2 C_2}$$

On peut alors agir sur θ_{21} en faisant varier le débit de l'eau.



3.2.3. Analyse des propriétés dynamiques

Une variation du débit N_2 affecte sensiblement la grandeur θ_{21} à régler. $N_2 + \Delta N_2 \longrightarrow \theta_{21} + \Delta\theta_{21}$, mais cette dernière demande un temps plus ou moins long pour atteindre son point d'équilibre. Ce qui nous amène à tenir compte des modifications des différentes grandeurs dans le temps, c'est-à-dire, ne pas nous limiter seulement à l'étude de l'aspect statique du système mais aussi au caractère dynamique. Le temps devient alors un autre paramètre à ne pas exclure.

Lorsque la chaîne de régulation est parfaitement connue, il est possible de déterminer théoriquement la caractéristique dynamique de la chaîne par la résolution des équations différentielles régissant le système.

$$a_0 \frac{d^n X}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} X}{dt^{n-1}} + \dots + a_n X = f(X)$$

Il faut alors déterminer quelques coefficients de ces équations. Mais résoudre ce système d'équations différentielles correspond à introduire quelques approximations et simplifications, ce qui fait que les caractéristiques dynamiques ainsi obtenues ne cor-

respondent pas exactement aux caractéristiques réelles.

Tout revient alors à un problème d'identification.

" L'identification est la détermination, sur la base des entrées/sorties, d'un système dans une classe de systèmes auquel le système étudié est équivalent ". (ZADEH : mathématicien américain)

Identification est ainsi le nom donné à l'ensemble des procédures utilisées pour extraire un modèle mathématique des enregistrements d'entrées et sorties d'un système.

En résumé, de l'observation des entrées et sorties d'un procédé on veut déduire un "modèle" qui lui soit représentatif ou équivalent [Land.].

En général le critère d'équivalence est de la forme $\sum_{n=1}^k e_n^2$ où e_n est un écart entre le comportement du modèle et celui du processus.

Plusieurs méthodes d'identification s'offrent à nous, dont on peut les classer de la façon suivante :

- Réponse indicielle (Step Response)

inclut les méthodes classiques de Streej et les méthodes dérivées (système continu, fonction de transfert en p)

- Méthodes de corrélation

- Méthodes d'estimation : toutes les méthodes des moindres carrés ou de maximum de vraisemblance.

- Méthodes dites "du modèle" qui consistent à comparer les performances du processus et d'un modèle soumis aux mêmes entrées, et à adapter celui-ci en conséquence.

Dans la régulation numérique on distingue l'identification non-paramétrique pour les procédés représentés par leur réponse impulsionnelle et l'identification paramétrique pour les procédés représentés par une fonction de transfert en Z.

3.3. Minimisation de l'énergie consommée

Dans un système de climatisation à eau et air chaud et froid, l'origine principale de la consommation d'énergie est le conditionnement de l'air à introduire dans les locaux. Il serait donc évident si nous regardions d'un peu plus près

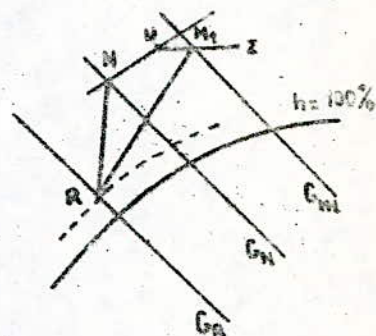
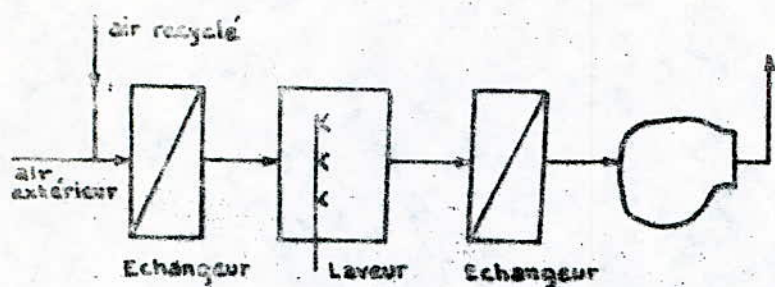


Fig. 3-2- Traitement de l'air avec recyclage

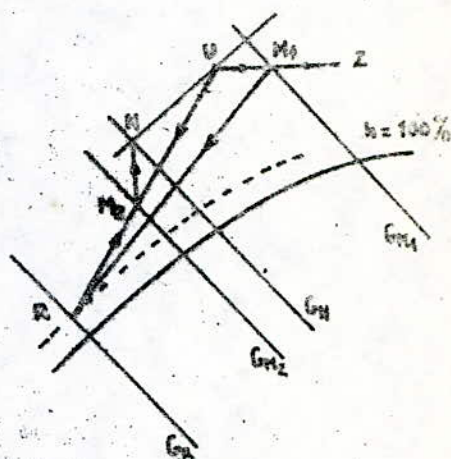
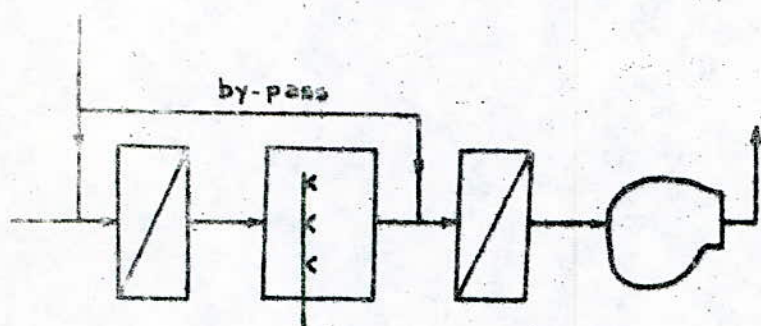
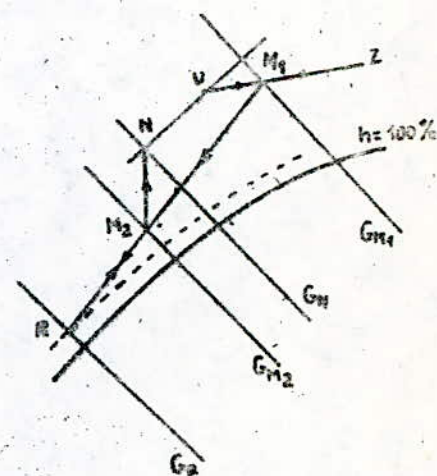
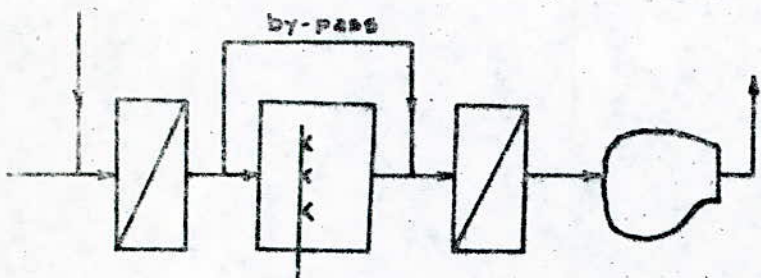


Fig. 3-3- Traitement avec recyclage et by-pass

Fig 3-4- Traitement avec recyclage
et simple by-pass

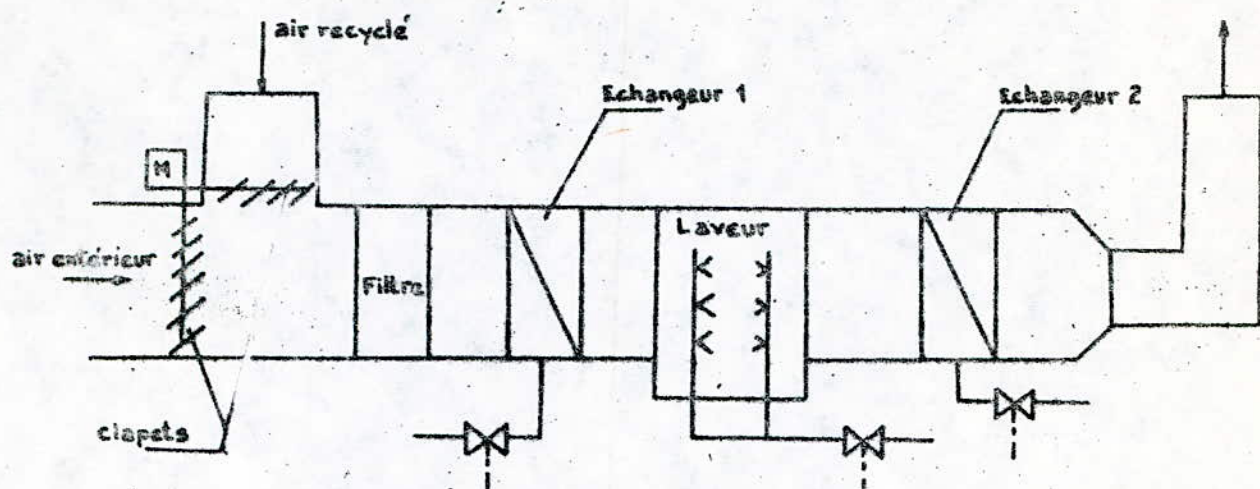


Fig- 3-2'. Traitement de l'air avec recyclage

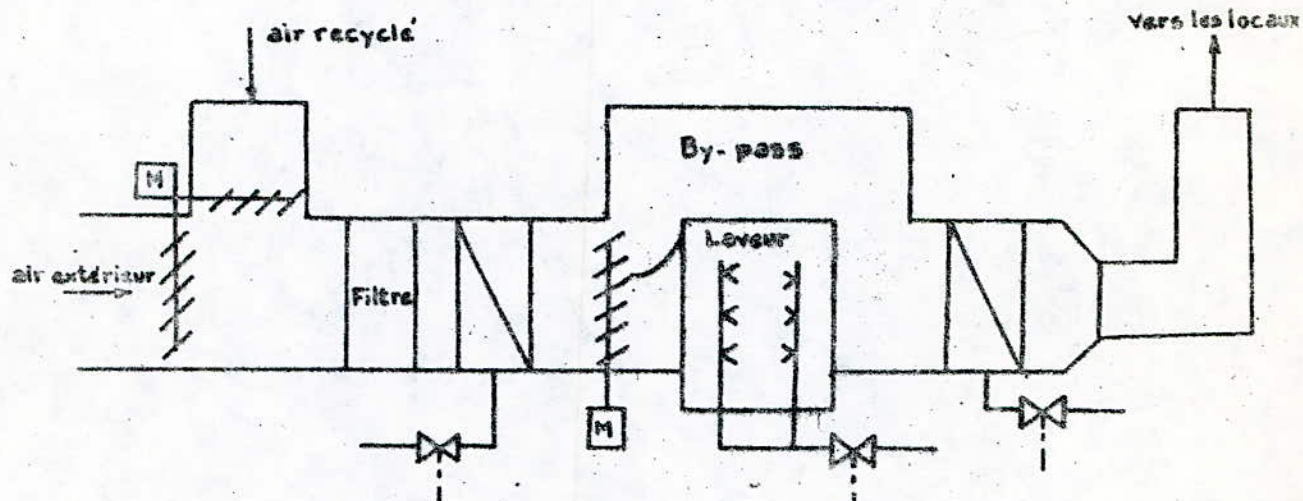


Fig- 3-4'. Traitement de l'air avec recyclage et simple by-pass

le canal de ventilation de l'air conditionné.

3.3.1. Conditionnement de l'air

Les installations de conditionnement de l'air ont pour but de maintenir la température et l'humidité de l'air dans les locaux. Jusqu'à maintenant, l'application du système de climatisation avec la température de point de rosée est courante mais ceci demande une grande quantité d'énergie aussi bien au niveau du refroidissement qu'au niveau du réchauffement. Le schéma 3-2 nous montre le principe.

Il faut d'abord refroidir l'air jusqu'au point de rosée "R" à l'aide d'une grande quantité d'énergie puis le réchauffer. Cette méthode tend à gaspiller trop d'énergie.

$$G_{ref} = G_{M1} - G_N \quad (\text{énergie de refroidissement})$$

$$G_{rech} = G_N - G_R \quad (\text{énergie de réchauffement})$$

Par contre, si on ne refroidit, voire réchauffe, qu'une quantité juste "nécessaire" d'air, on pourra diminuer la quantité d'énergie mise en jeu. Ce qui nécessite l'installation d'un by-pass (figure 3-3).

Désignons par :

E : les paramètres de l'air extérieur

N : les paramètres de l'air introduit

U : les paramètres de l'air évacué

M₁ : les paramètres du mélange air extérieur + air recyclé

R : les paramètres de l'air au point de rosée

M₂ : les paramètres du mélange air refroidi + air du by-pass

Sur la figure 3-3 on voit que l'air extérieur est mélangé avec une partie de l'air évacué (recyclé) M₁, et refroidi jusqu'à R. Cet air refroidi est mélangé avec l'autre partie de l'air évacué (U) pour donner M₂ qui ensuite sera réchauffé jusqu'au point N. On voit alors que l'énergie de réchauffement diminue.

En effet :

$$G'_{ref} = G_{M1} - G_N \quad (\text{énergie de refroidissement})$$

$$G'_{rech} = G_N - G_{M2} \quad (\text{énergie de réchauffement})$$

$$G'_{rech} < G_{rech}$$

On peut avoir le même résultat avec un simple by-pass (fig. 3-4)

Du mélange M_1 , une partie sera refroidie et une autre dans le by-pass. Les deux parties vont former le mélange M_2 qui sera ramené par la suite au point N .

$$G_{ref}'' = G_{M1} - G_N$$

$$G_{rech}'' = G_N - G_{M2}$$

$$G_{rech}'' < G_{rech}$$

On remarque que l'application de by-pass entraîne la diminution de l'énergie thermique mise en jeu.

Le gros du problème sera le choix des mélanges M_1 et M_2 qui pourraient se prêter le mieux au système en vue de minimiser la consommation d'énergie. Ce sera le travail du microordinateur.

3.3.2. Analyse du fonctionnement

Minimiser la dépense d'énergie signifie éviter tout gaspillage d'énergie. Ce qui amène à récupérer l'air évacué, encore porteur d'énergie. Il y a pourtant des normes sanitaires à respecter : un minimum d'air neuf à introduire dans le canal de ventilation.

Une autre contrainte à respecter sera le domaines de variation acceptable des paramètres de l'air interne. Par exemple $\theta = 22 \pm 5$ °C pour la température et $h = 50$ à 60% pour l'humidité dans les locaux. De cette façon sur le diagramme de Mollier (température - humidité absolue), on peut délimiter par M_1 , M_2 , M_3 , M_4 , le domaine acceptable tel que :

$$M_1 = (h_{min}, \theta_{min}) = (50\%, 17^\circ C)$$

$$M_2 = (h_{max}, \theta_{min}) = (60\%, 17^\circ C)$$

$$M_3 = (h_{max}, \theta_{max}) = (60\%, 27^\circ C)$$

$$M_4 = (h_{min}, \theta_{max}) = (50\%, 27^\circ C)$$

Désignons par N les paramètres de l'air introduit tel que $N \in (M_1, M_2, M_3, M_4)$. Notre but est de ramener à N avec le minimum d'énergie les paramètres pris de l'air extérieur.

Supposons que les échangeurs soient bien identifiés, c'est-à-dire qu'il suffit de connaître les paramètres N du mélange d'air dans le canal avant l'entrée de l'échangeur pour lui faire correspondre le degré d'ouverture de la vanne de contrôle afin de les ramener à N .

Ceci dit, nous allons procéder à l'analyse.

On ne va utiliser les échangeurs que quand on ne peut pas faire autrement. La démarche à suivre sera alors la suivante :

- L'air extérieur (z) est-il égal (même paramètre) à l'air conditionné (N) ? Si oui, l'introduire directement dans les locaux, si non, le traiter.

- Comment le traiter ? C'est là qu'intervient la notion de la moindre énergie.

$$G_{raf}^* = G_{M1} - G_z$$

$$G_{ach}^* = G_N - G_{M2}$$

En première approximation :

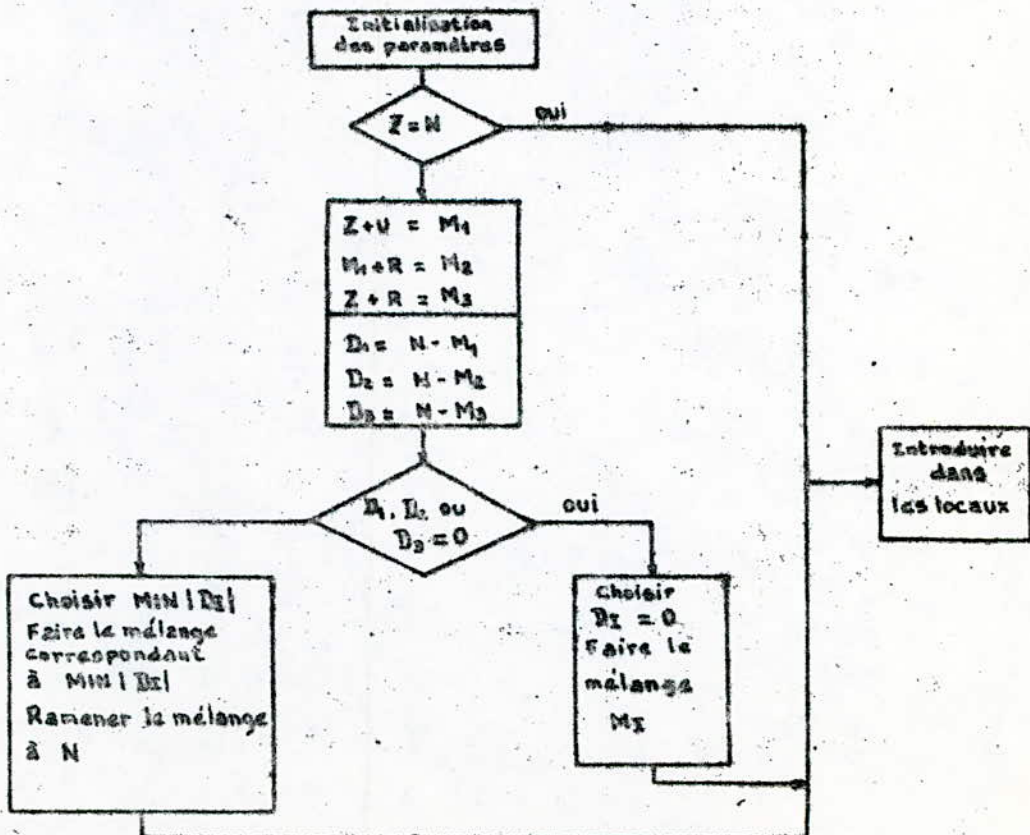
$$M_1 = R \longrightarrow G_{raf}^* = 0$$

$$M_2 = N \longrightarrow G_{ach}^* = 0$$

Il faut donc faire tendre M_2 vers N et M_1 vers R ou mieux encore M_1 vers N. En résumé, à chaque instant il faut chercher parmi les mélanges M_1, M_2, M_3 , l'état qui soit le plus rapproché de l'état de consigne (N) où :

M_3 : les paramètres du mélange air extérieur (z) ramené au point de rosée R + air extérieur passant dans le by-pass.

L'organigramme suivant aidera à comprendre la méthode.



Remarque :

Les signes : (+) correspond à "mélangé"

(-) correspond à la situation du mélange par rapport à N

L'organigramme que nous venons de présenter est une façon de condenser les différentes étapes de notre analyse, mais n'est guère exploitable du point de vue calcul pour différentes raisons :

- N n'est pas un point mais une zone (N_1, N_2, N_3, N_4)

- N_1, N_2, N_3 sont des mélanges dont on ne sait pas les proportions

- Dans le mélange $N_1 = z + U$ on ne sait pas lequel des deux est porteur de chaleur et d'humidité absolue.

Ce dernier point nous amène à diviser l'état (z) de l'air extérieur en deux domaines D_1 et D_2 constitué chacun par plusieurs zones :

$$D_1 = G_z \leq G_{\max}(\text{acceptable}) = G_{N_1} \cap X_z \leq X_{\max} = X_{N_1}$$

$D_2 =$ Complémentaire de D_1

Profitons de l'organigramme précédent pour dresser la liste des zones possibles de l'air extérieur susceptibles de donner les différents mélanges.

- Domaine 1 (Tableau 1)

. Zone I : L'état $N = z + U$ du mélange risque de donner du brouillard. On le réchauffe, le refroidit jusqu'au point de rosée R, puis on le réchauffe une seconde fois jusqu'à N.

. Zone II : L'état $N = z + U + R$ du mélange est différent de N. Pour l'y ramener il faut réchauffer.

. Zone III : L'état $N = z + U + R$ est égal à N

. Zone IV : L'état $N = z + R$ est égal à N

. Zone V : L'état z de l'air extérieur est égal à N

. Zone VI : L'état $N = z + U$ est égal à N

. Zone VII : L'état $N = z + U$ est différent de N mais appartient à la zone VI. Il faut le réchauffer pour le ramener à N.

. Zone VIII : L'état $N = z + U$ est différent de N. Il faut le réchauffer pour le ramener à N.

Tableau 1

Etat	Zone	Energie mise en jeu
Risque de brouillard	I	Rechauf-1 + Laveur + + Rechauf 2
$M_2 = Z + U + R \neq N$ $M_2 + \text{Rechauf-2} \rightarrow N$	II	Laveur + Rechauf 2
$M_2 = Z + U + R = N$	III	Laveur
$M_3 = Z + R = N$	IV	Laveur
$Z = N$	V	
$M_4 = Z + U = N$	VI	
$M_1 = Z + U \neq N$ $M_1 + \text{Rechauf-2} \rightarrow N$	VII	Rechauffeur 2
$M_1 = Z + U \neq N$	VIII	Rechauffeur 2

Tableau 2

$M_3 = Z + R \neq N$ $M_3 + \text{Rechauf-2} \rightarrow N$	IX	Laveur + Rechauf-2
$Z + R' = N$ ($R \rightarrow R'$)	X	Laveur
$M_2 = Z + U + R = N$	XI	Laveur
$M_2 = Z + U + R' = N$	XII	Laveur
$M_2 = Z + U + R \neq N$ $M_2 + \text{Rechauf-2} \rightarrow N$	XIII	Laveur + Rechauf-2

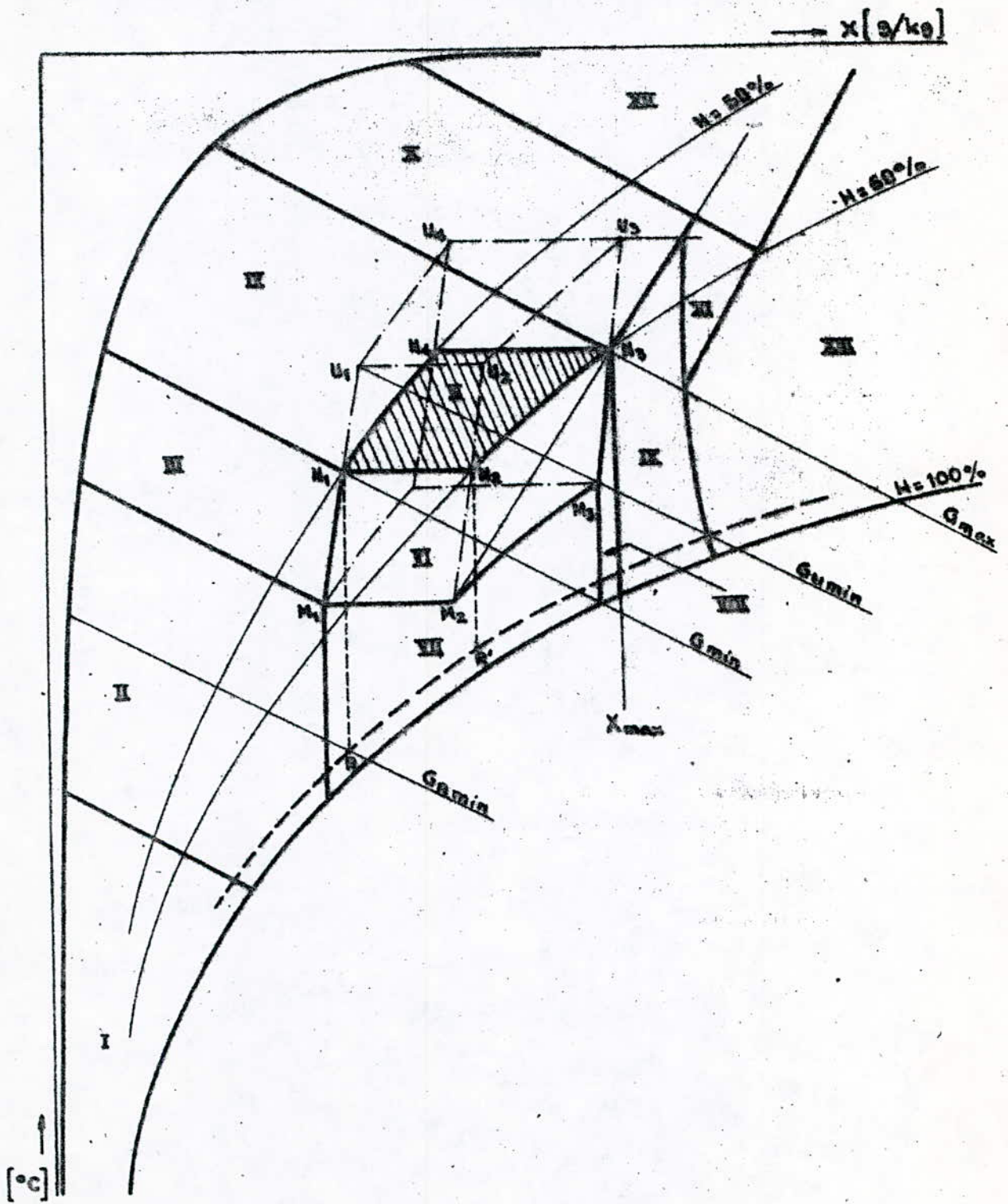


Fig. 3-5. Différentes zones de fonctionnement

- Domaine 2 (Tableau 2)

- . Zone IX : L'état $M = z + R$ est différent de N . Il faut le réchauffer pour l'y ramener.
- . Zone X : L'état $M = z + R$ est égal à N (le point de rosée R s'est déplacé à cause de l'état z de l'air extérieur).
- . Zone XI : L'état $M = z + R + U$ est égal à N
- . Zone XII : L'état $M = z + U + R$ est égal à N
- . Zone XIII : L'état $M = z + U + R$ est différent de N . Il faut le réchauffer pour l'y ramener.

En connaissant les paramètres N , U , R et en s'appuyant sur des relations thermodynamiques on peut définir les paramètres (z) de l'air extérieur qui satisfont chaque zone.

4. REALISATION

4.1. Principe de fonctionnement

Pour assurer la climatisation par eau et air froids et chauds, nous allons mettre au point un système de régulation par microprocesseur, qui doit répondre aux questions suivantes:

- 1- Etant donné une salle à une température connue, à quelle température doit-on insuffler de l'air afin de la garder (ou la ramener) dans les limites de températures demandées ?
- 2- Etant donné cette température de soufflage à obtenir, quel mélange air neuf/air recyclé s'y prête-t-elle le mieux ?
- 3- Si ce mélange ne suffit pas, quelle vanne (eau chaude ou froide) doit-on ouvrir et de combien de tours ?
- 4- S'assurer que les ordres ainsi élaborés sont efficaces et suffisants. Sinon, voir s'il est nécessaire de les modifier.

Pour mener à bien la réalisation de notre système, ces questions méritent d'être répondues une à une.

- 1- Si la salle avait été isolée du monde extérieur, des simples relations thermodynamiques à l'état d'équilibre entre l'air introduit et la salle nous permettraient de calculer

la température de soufflage :

$$M_a C_a (\theta_1 - \theta_2) = \Gamma (\theta_2 - \theta_{s1}) \text{ avec } \Gamma : \text{capacité calorifique}$$

$$\theta_1 = \frac{\Gamma}{M_a C_a} (\theta_2 - \theta_{s1}) + \theta_2$$

Γ : sera connu à la suite d'une expérience

θ_2 : la température imposée (connue)

θ_{s1} : température de la salle avant introduction de l'air conditionné (lue sur une sonde)

$M_a C_a$: connu

On peut alors déterminer θ_1 . Seulement, il existe des perturbations à savoir :

- Des gens qui fréquentent la salle
- Des appareils électriques qui fonctionneraient dans la salle
- Du vent à l'extérieur
- Du soleil

Il faut alors corriger θ_1 en conséquence. Ce qui nécessite la présence des :

- Capteur de rayonnement solaire
- Capteur de vitesse du vent
- Transmetteur de puissance électrique
- Capteur de CO_2 pour estimer le nombre de personnes présentes dans la salle (Si la salle est vide on réduit voire même couper la vitesse de soufflage)

pour savoir si ces perturbations existent ou non.

2- Pour mieux connaître le mélange nécessaire, nous avons besoin de l'enthalpie et de la température de l'air extérieur, celles du recyclage étant connues. Il nous faut alors:

- Un transmetteur d'enthalpie
- Un transmetteur de température

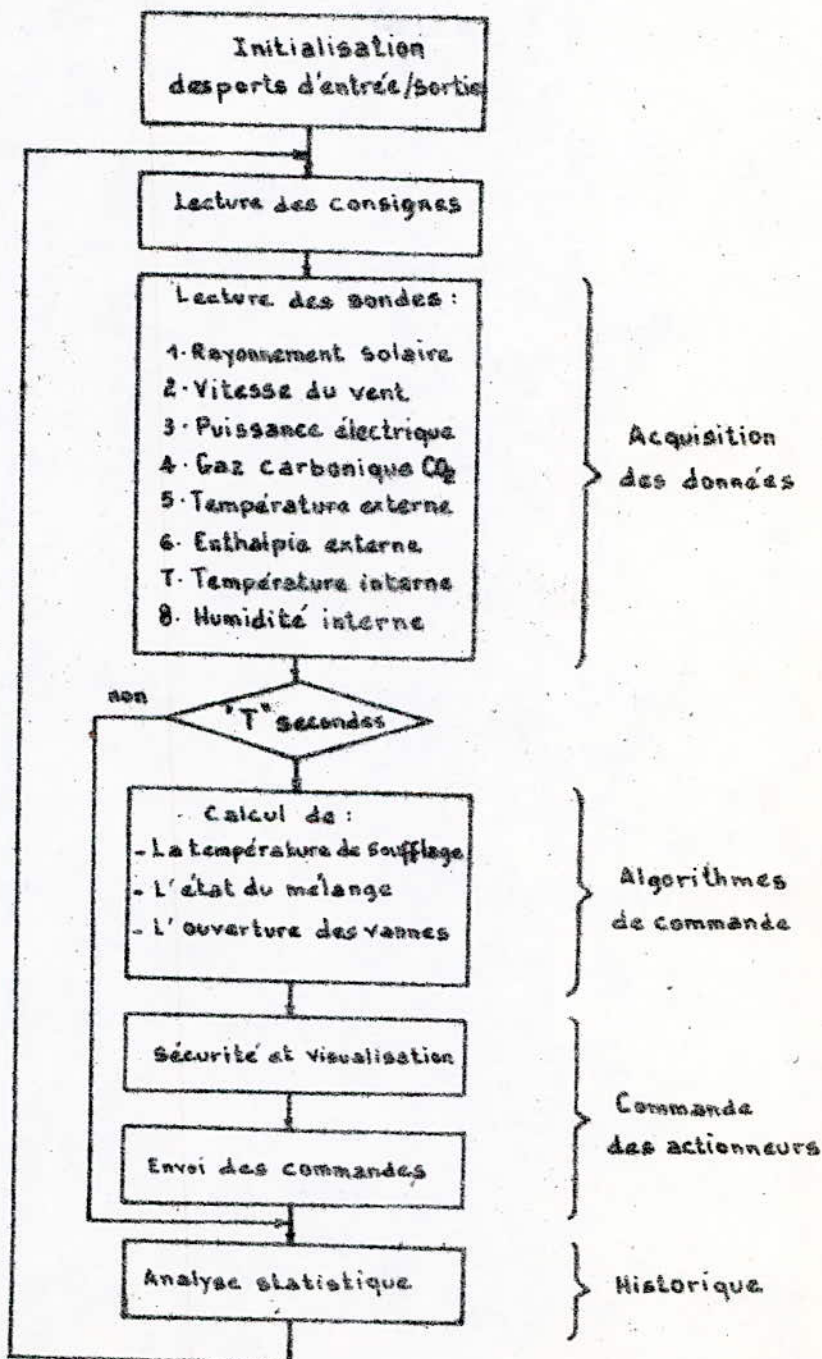
3- Pour savoir quelle vanne de contrôle faut-il ouvrir, nous devons nous référer aux tableaux 1 et 2 où sont indiquées les différentes zones de fonctionnement qui à leur tour dépendent de l'état de l'air extérieur.

Le nombre de tours d'ouverture (ou fermeture) va dépendre des algorithmes de commande associés à chaque zone de fonctionnement.

4- S'assurer que les ordres élaborés sont efficaces correspond à mesurer la température et l'hygrométrie dans la salle. D'où la nécessité de deux capteurs (température et humidité). Il faut aussi contrôler la position des actionneurs.

Le système est donc tel que toutes les "T" secondes, en fonction des paramètres internes et externes, sont calculées la température de soufflage, donc l'ouverture des vannes de contrôle et la vitesse de l'air insufflé, selon un algorithme spécial.

L'organigramme de synthèse des commandes est reproduit comme suit :



Le schéma bloc de la figure 4-1 nous montre le principe de la distribution des sondes dans la partie saisie d'informations, où :

- V : image de la vitesse du vent
- CO₂ : image du teneur en CO₂
- θ_i : image de la température interne
- θ_{ext} : image de la température externe
- G : image de l'enthalpie externe
- P : image de la puissance électrique
- H_i : image de l'humidité interne
- R_s : image du rayonnement solaire

Les signaux d'entrée sont multiplexés, convertis en signaux numériques et mis en forme, puis introduits dans une mémoire vive RAM. Les algorithmes pouvant être sélectionnés pour exécuter la tâche de régulation, sont inscrits dans une mémoire EPROM.

4.2. Structure matérielle

Le microprocesseur que nous allons utiliser est référencé 8085 A de INTEL. Ce choix a été fait pour la simple raison que le 8085 A était considéré comme l'un des mieux adaptés à notre étude au même titre que le 6800 de Motorola, le TDC 2000 de Honeywell, le micro Z de Bailey, etc... Le 8085 A présente l'avantage d'être proposé en kit avec ses circuits familiaux, ce qui nous permettrait d'introduire certaines modifications.

Le 8085 A sera relié avec ses circuits familiaux, tels la mémoire morte du type 8755 (EPROM) et la mémoire vive RAM 8156 comme le montre la figure 4-2. Cinq ports d'E/S sont prévus dont deux sur le 8755 et trois sur le 8156.

4.2.1. Le boîtier 8156

Le 8156 (fig.4-3) incorpore une mémoire vive RAM de 256 octets et trois ports d'entrée/sortie (E/S).

Chaque port pouvant être utilisé en entrée ou en sortie, il est nécessaire de préciser au 8156 de quel mode on compte l'utiliser. Ceci s'effectue en programmant un registre spécialisé dit registre de commande et d'état. Cette programmation s'effectue par l'écriture d'un mot codé dans le registre C/E. Le registre a pour adresse (sur 8 bits): XXXXX000 et doit être codé conformément au format suivant [RO-: MAU-] :

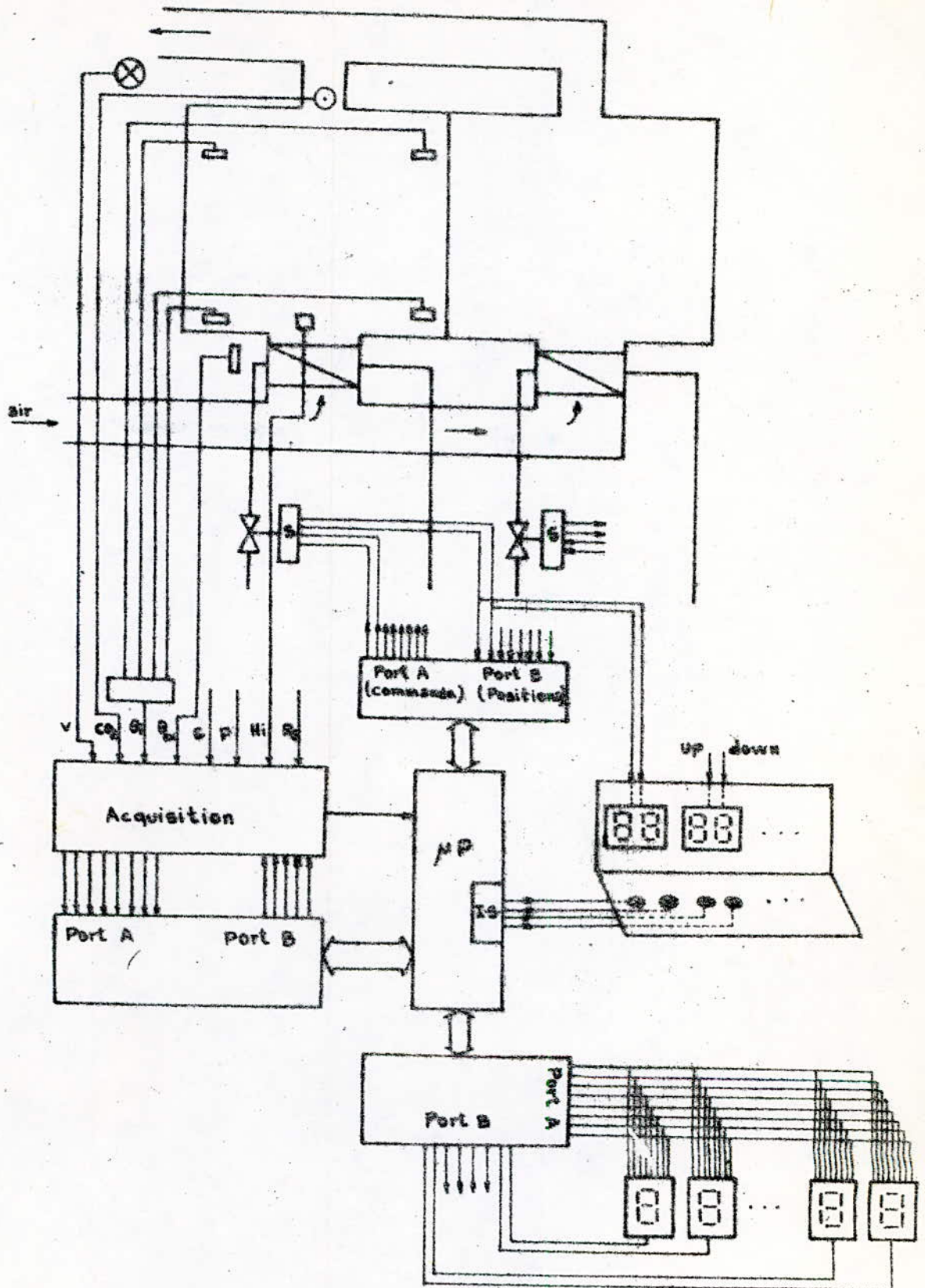


Fig-4-1- schéma synoptique de la commande numérique

7	6	5	4	3	2	1	0
TM2	TM1	IEB	IEA	PC2	PC1	PB	PA

PA	{	0 : Port utilisé en entrée
PB		1 : Port utilisé en sortie
PC1 PC2	{	00 : Port C utilisé en entrée
		01 : Port C utilisé en sortie
		01 : PC ₀ , PC ₁ , PC ₂ utilisés comme bits de commande des procédures d'échange sur PA et PC ₃ , PC ₄ , PC ₅ utilisés en sortie
		10 : PC ₀ , PC ₁ , PC ₂ utilisées comme bits de commandes des procédures sur PA et PC ₃ , PC ₄ , PC ₅ , même rôle sur PB
IEA	{	0 : Interruption non autorisée pour les ports A (IEA) ou B (IEB)
IEB		1 : Interruption autorisée pour les ports A ou B

Les bits TM1 et TM2 permettent la programmation d'un compteur interne au 8156 (timer).

Dans notre application nous allons utiliser :

- Port A comme port de sortie
- Port B comme port d'entrée
- Port C comme port de contrôle

Nous allons alors avoir dans le registre C/E les valeurs suivantes :

TM2	TM1	IEB	IEA	PC2	PC1	PB	PA
x	x	1	1	0	1	0	1

4.2.1.1. Port A organe de sortie

Rappelons que vis à vis du microcalculateur le registre de chaque port se comporte comme une mémoire où transitent les données. Ainsi, dès l'instruction de sortie OUT suivie de l'adresse sur 8 bits (XXXXX001) du port A, il faut avertir le périphérique par la mise à "0" d'une ligne de commande (dite d'interruption INTR); puis, dès que le registre tampon du port A est chargé par la donnée de la commande provenant de l'accumulateur, il lui faut signaler que le registre est plein par la mise à "1" de la ligne de commande "buffer full" (B.F.). Enfin, il faut que le périphérique signale par une en-

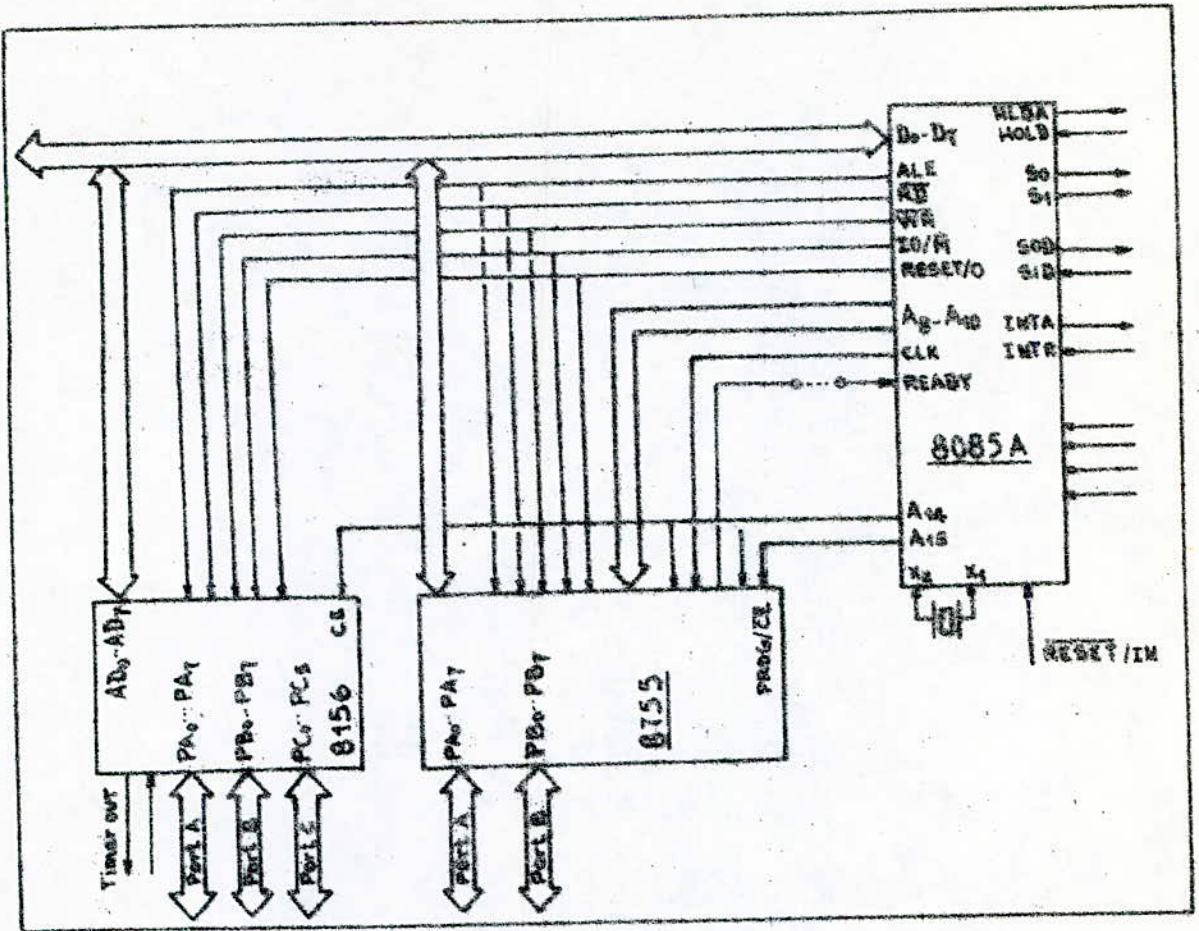


Fig - 4 - 2 - Structure minimale d'un microordinateur (8085 de INTEL)

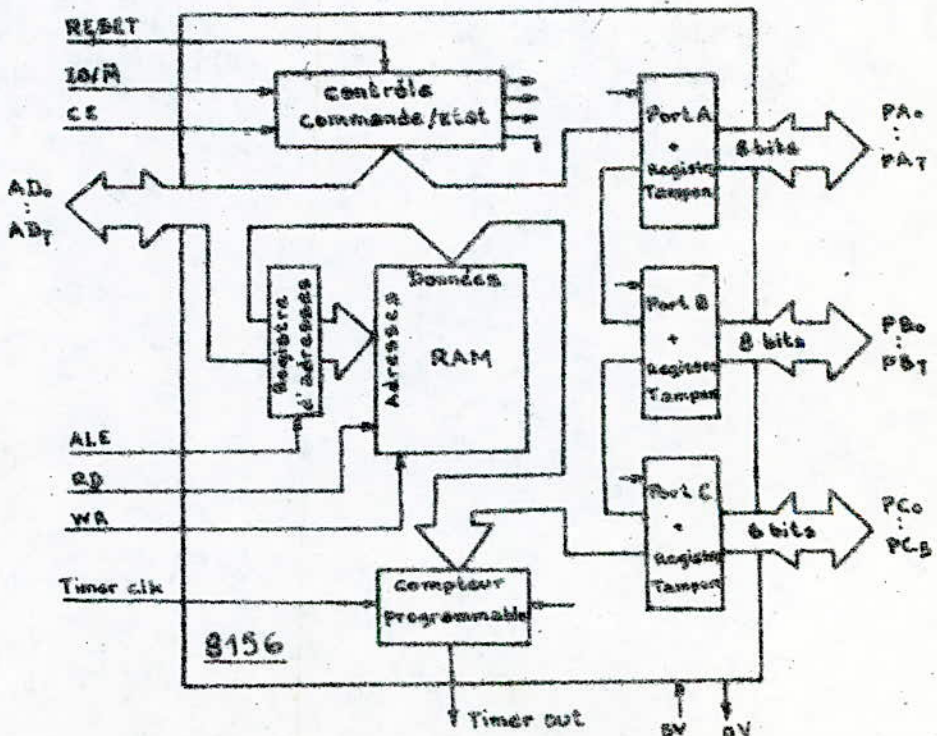


Fig - 4 - 3 - Boitier 8156

trée de commande (dite "échantillonnage" STROBE) qu'il a utilisé la donnée et qu'il est prêt à en prendre une autre.

Dans notre cas, pour éviter l'interruption du périphérique (actionneurs) à chaque écriture de donnée, nous allons remplacer le registre du port A par une pile du type FIFO (8 mots de 8 bits par exemple). De cette manière le microcalculateur peut charger la pile à une grande vitesse sans se soucier de la cadence d'extraction. La ligne de commande INTR va donc être toujours égale à "1". La ligne BF sera égale à "1" quand la pile sera pleine (8 mots) et la STROBE après chaque extraction.

Les bits PC₇, PC₆, PC₅ seront respectivement les lignes de commande INTR port A, BF port A, STROBE A.

En conclusion, pour sortir une valeur de commande des actionneurs (moteurs pas à pas), le microcalculateur délivre une série de mots numériques de 8 bits qui transitera dans la pile tampon du port A.

4.2.1.2. Port B organe d'entrée

L'exécution de l'instruction IN suivie de l'adresse du port B (XXXXX010) permet de transférer dans l'accumulateur la donnée présentée sur le registre tampon (remplacé par une pile FIFO) B.

Ici encore une procédure d'échange est nécessaire.

Les trois bits INTR, BF, STROBE sont alors utilisés de la manière suivante :

Le périphérique signale par la ligne STROBE qu'il présente une donnée sur la "mémoire tampon" B. La ligne BF est alors mise à "1" pour signaler que la procédure d'entrée est amorcée. Enfin la commande INTR permet de signaler l'exécution de la lecture. Les bits PC₇, PC₆, PC₅ vont remplir les rôles respectifs de INTR, BF et STROBE.

Dans notre application, la lecture des positions des servomoteurs pas à pas présentée par le port B s'effectuera sur la pile B.

4.2.1.3. Couplage des servomoteurs avec le microcalculateur

Nous avons dit que le port A (8 bits) du 8156 va commander les servomoteurs et que le port B (8 bits) recevra les informations sur la position de chacun des servomoteurs. Sur le port A (fig.4-5) nous allons brancher 4 servo-

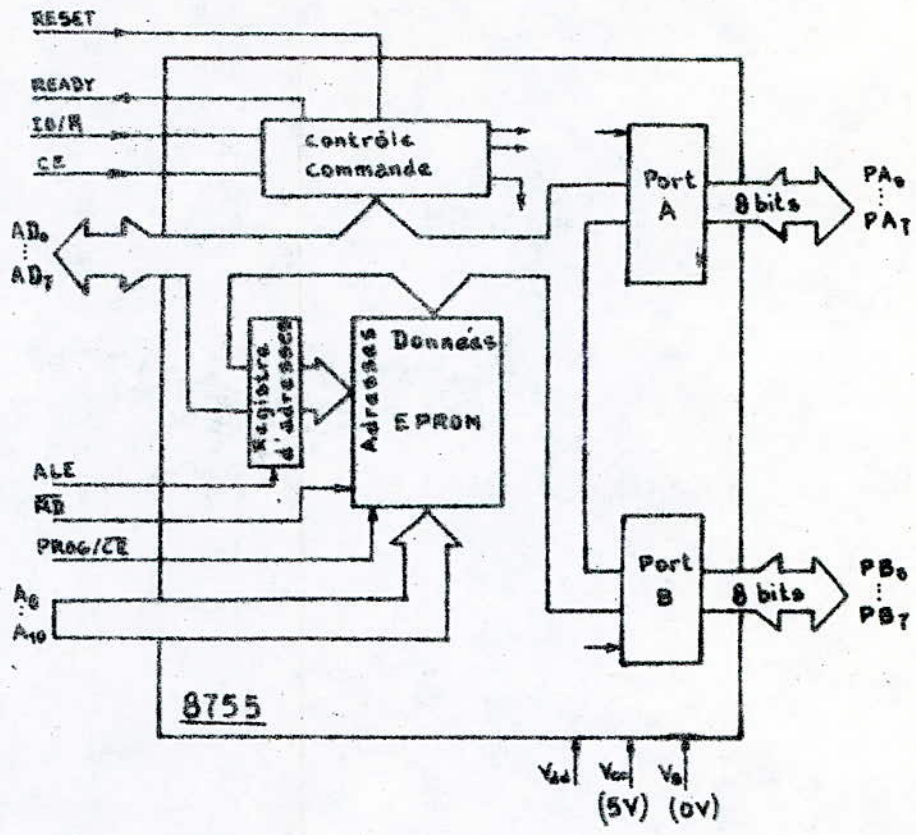


Fig 4-4. Boitier 8755 de INTEL

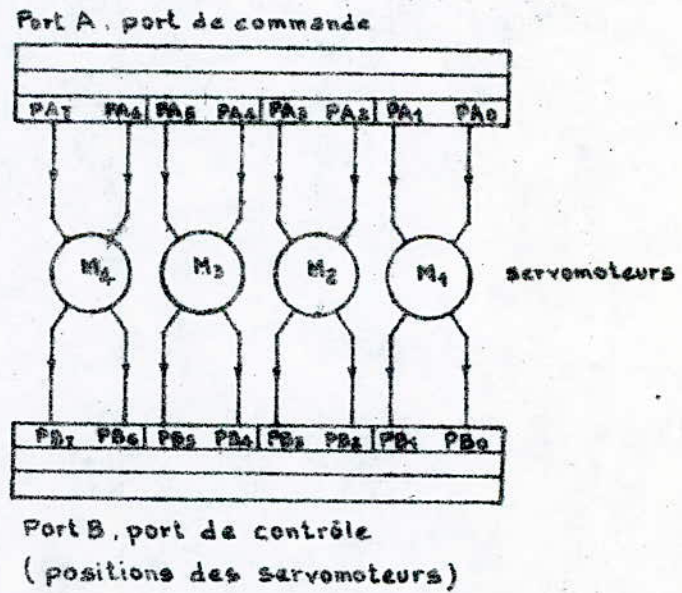


Fig 4-5. Couplage des servomoteurs avec le système de commande

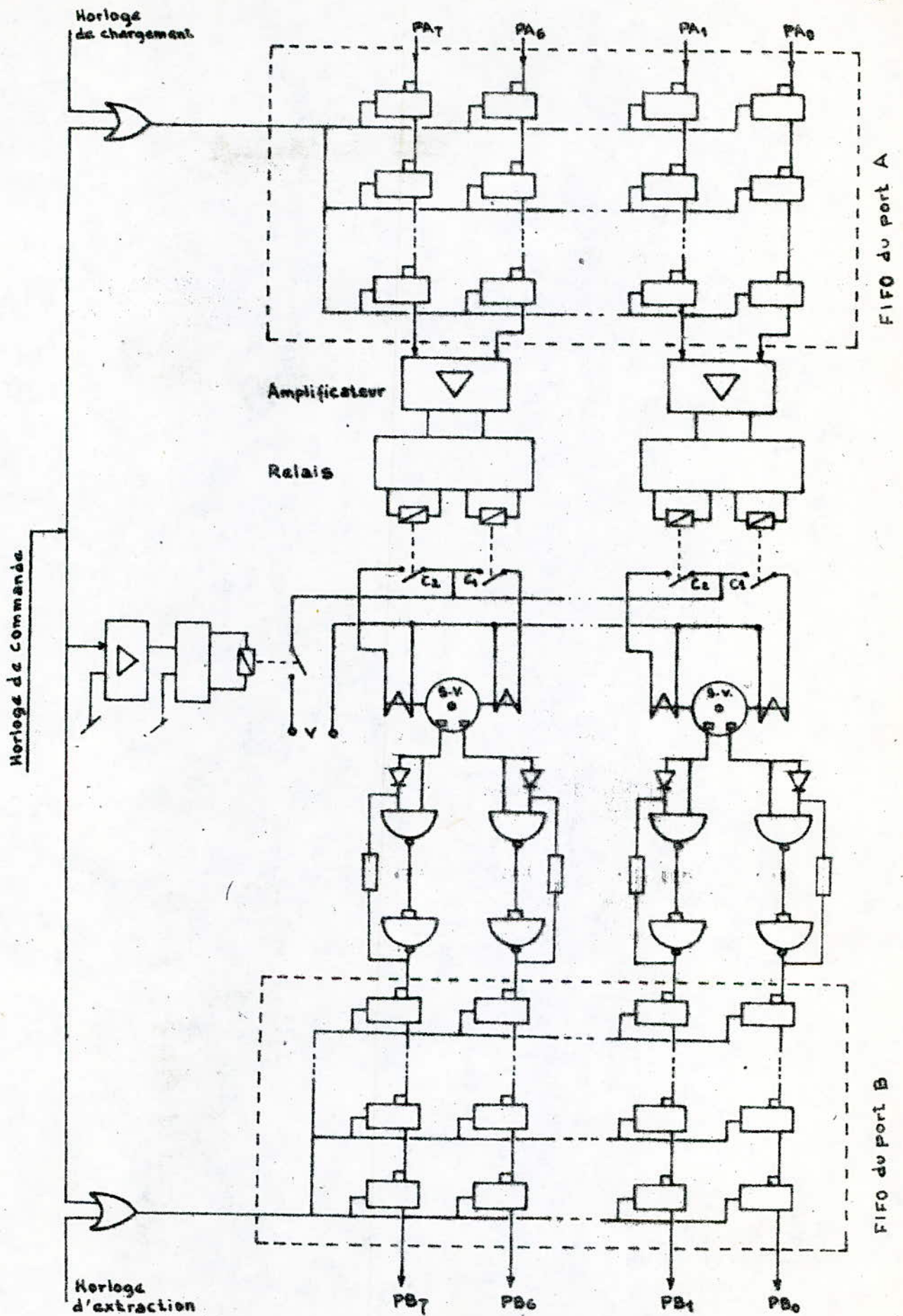


Fig 4-6- Couplage des servomoteurs (S-V) avec le système

moteurs pas à pas, chacun commandé par deux bits (avance et recul).

Signalons qu'il faudra faire suivre ces pertes de sortie d'un dispositif d'adaptation en puissance pour pouvoir commander les servomoteurs (fig.4-6).

Sur la figure 4-5 supposons que tous les bits de numéro pair correspondent à une "avance" et ceux de numéro impair à un "recul". Le microcalculateur ayant terminé l'écriture des ordres dans la pile tampon, celle-ci les présente par séquence sur les portes de sortie. Ainsi si l'ordre est d'avancer, les servomoteurs n° 1 et n° 3 d'un pas pendant que les n° 2 et n° 4 doivent reculer d'un pas, elle présentera sur les portes le contenu suivant :

7	6	5	4	3	2	1	0
1	0	0	1	1	0	0	1

↓ ↓ ↓ ↓ ↓ ↓ ↓ ↓

De cette manière, le microcalculateur peut commander simultanément les 4 moteurs.

En même temps, un système de microcontacteurs qui envoie une impulsion à chaque fois qu'un servomoteur fait un pas, charge la mémoire tampon du port B. Il nous faut alors deux systèmes (S_1 , S_2) de microcontacteurs pour chaque servomoteur : un (S_1) pour l'avance et un autre (S_2) pour le recul.

Ainsi, par la connaissance toutes les T secondes des paires de bits (PB_0 , PB_1), (PB_2 , PB_3), (PB_4 , PB_5), (PB_6 , PB_7) le microcalculateur est informé de la position respective des 4 servomoteurs.

4.2.2. Le boîtier 8755

Le 8755 (fig.4-4) incorpore une mémoire morte de 2K mots 8 bits ainsi que deux ports d'entrée/sortie. Ces 2Koctets sont supposés avoir été programmés précédemment par l'utilisateur.

Nous disposons de deux ports d'E/S d'adresse $XXXXXX00$ pour A et $XXXXXX01$ pour B. Ils sont programmables en entrée ou en sortie suivant que sont écrits un "0" ou un "1" dans les registres de direction.

Dans notre application, il s'agit de coupler l'ensemble acquisition (multiplexeur, échantillonneur-bloqueur et le convertisseur A/N) au microordinateur par l'intermédiaire des

ports d'E/S du 8755 (fig.2-11).

Six variables sont utilisées :

- Deux variables pour le C.A.N. : START et $\overline{\text{BUSY}}$.

Entrée : START = "1" , le convertisseur démarre, cette variable est connectée à PB₀ du port B.

Sortie : $\overline{\text{BUSY}}$ = "0" , la conversion est en cours; $\overline{\text{BUSY}}$ = "1" la conversion est terminée. Nous pouvons connecter $\overline{\text{BUSY}}$ sur une entrée d'interruption du 8085 (RST 6,5 par exemple).

- Une variable de commande sur l'échantillonneur-bloqueur : S/H ; S/H = "0" acquisition et S/H = "1" maintien. S/H est connecté sur PB₁ du port B.

- Trois variables pour les sélections (A₀, A₁, A₂) du multiplexeur. Elles sont connectées à PB₂, PB₃, PB₄ du port B. On remarque que les ports A et B sont ici utilisés respectivement en entrée et en contrôle.

Comme nous l'avons déjà fait dans le contrôle du registre du port B du 8156, les bits PB₅, PB₆, PB₇ sont respectivement les lignes INTR port A, BF port A, $\overline{\text{STROBE}}$ A pour le registre tampon du port A du 8755.

Puisque la saisie d'information va travailler sur 8 mesures (perturbations extérieures et intérieures), le choix d'un multiplexeur 8 voies tel que le LF 1108 (temps d'ouverture : 2 μ s) de National Semiconductor (N.S.) nous semble justifié. Sans changer de constructeur nous pouvons trouver un amplificateur de mesures : le LF 351 , et un échantillonneur-bloqueur LH 0053 (temps d'acquisition : 5 μ s). Il nous faut aussi un convertisseur A/N 8 bits : le AD 7570 (temps de conversion : 20 μ s) de Analog Devices, par exemple.

Maintenant que nous sommes en mesure de faire l'acquisition des données, de sortir les mots numériques de commande et de contrôler la position de chaque servomoteur, il nous reste à étudier la sécurité-visualisation et l'algorithme.

4.2.3. Visualisation et sécurité

Pour piloter les vannes de contrôle, nous avons choisi des servomoteurs pas à pas électropneumatiques à 100 pas, c'est-à-dire qu'un pas correspond à 1% d'ouverture de la vanne.

L'éventualité d'une panne étant toujours possible, nous sommes amenés à prévoir un fonctionnement manuel

des servomoteurs.

Mais encore faut-il pouvoir repérer chaque servomoteur.

4.2.3.1. Compteur-Décompteur (C/D)

Il a pour but de compter ou de décompter le nombre de pas que fait le servomoteur suivant qu'il tourne dans un sens ou dans l'autre.

Dans notre cas, les servomoteurs peuvent aller jusqu'à 100 pas au maximum. La capacité (en bits) du C/D en est déduite. Il doit pouvoir compter jusqu'à 100 au minimum.

Pour réaliser ceci, deux possibilités s'offrent à nous : soit travailler en binaire pur, soit en BCD.

* C/D binaire pur (le SN 74193 4 bits) :

2^4 étant égal à 16 et 2^8 égal à 256, il nous faut alors deux circuits SN 74193 de 4 bits pour compter jusqu'à 100. Cette solution ne manque malheureusement pas d'inconvénients. En effet, le choix de C/D nécessitera l'emploi de décodeurs binaires purs en BCD, pour pouvoir au niveau des afficheurs décoder le BCD en décimal. Nous serons alors amenés à utiliser un décodeur 4 bits pour chaque circuit intégré. Pour chaque moteur, nous avons besoin de deux afficheurs. Ce qui nécessitera la présence de 200 décodeurs pour un système de 100 servomoteurs.

Il serait alors préférable de travailler en BCD.

* C/D décimal codé binaire (BCD) :

Par exemple, le SN 74192, 4 bits.

Un compteur décimal est un compteur ou ensemble de compteurs binaires dont la capacité de chacun est limitée à 9. Nous pouvons tout de même prendre deux SN 74192. Ce qui nous fait une capacité totale de $9 + 9 \times 10 = 99$.

Nous n'aurons plus alors à utiliser des décodeurs.

* Logique de commande du C/D :

Les entrées "UP" et "DOWN" commandent le comptage ou le décomptage. Quand l'entrée "UP" reçoit des impulsions, l'entrée "DOWN" doit être à "1" et le comptage est amorcé.

Pour le décomptage, ce sera l'entrée "DOWN" qui recevra les impulsions et le "UP" à "1".

Il suffit alors de connecter S_1 et S_2 , issus du servomoteur, respectivement aux entrées "UP" et "DOWN". Ainsi pour visualiser la position respective de chacun des 100 servomoteurs par exemple, nous avons besoin de 200 compteurs/décompteurs.

4.2.3.2. Sécurité

L'accent sera surtout mis sur les limites des nombres de "pas" à ne pas dépasser et sur la surveillance de chaque servomoteur pour voir s'il a fidèlement exécuté l'ordre ou non.

Ces défauts peuvent être remédiés de deux façons : par programme ou à l'aide de circuits logiques. Dans le premier cas, il suffit de programmer plusieurs tests avant chaque commande. Dans le second, il faut associer à chaque servomoteur des microcontacteurs de fin de course et un comparateur.

Ce dernier a pour rôle de comparer à chaque instant la valeur affichée (le nombre de pas qu'a fait le moteur) à la valeur calculée et mémorisée par le microcalculateur (nombre de pas que l'on veut atteindre).

Bien sûr, cette seconde solution soulage le logiciel mais au prix d'un matériel accru.

La solution logicielle que nous pouvons proposer sera représentée par l'organigramme de la page suivante où :

- U : Commande correspondant au nombre de pas qu'on veut atteindre
- (U-1) : Commande précédente qui devrait correspondre au nombre P de pas effectués
- P : Nombre de pas effectués

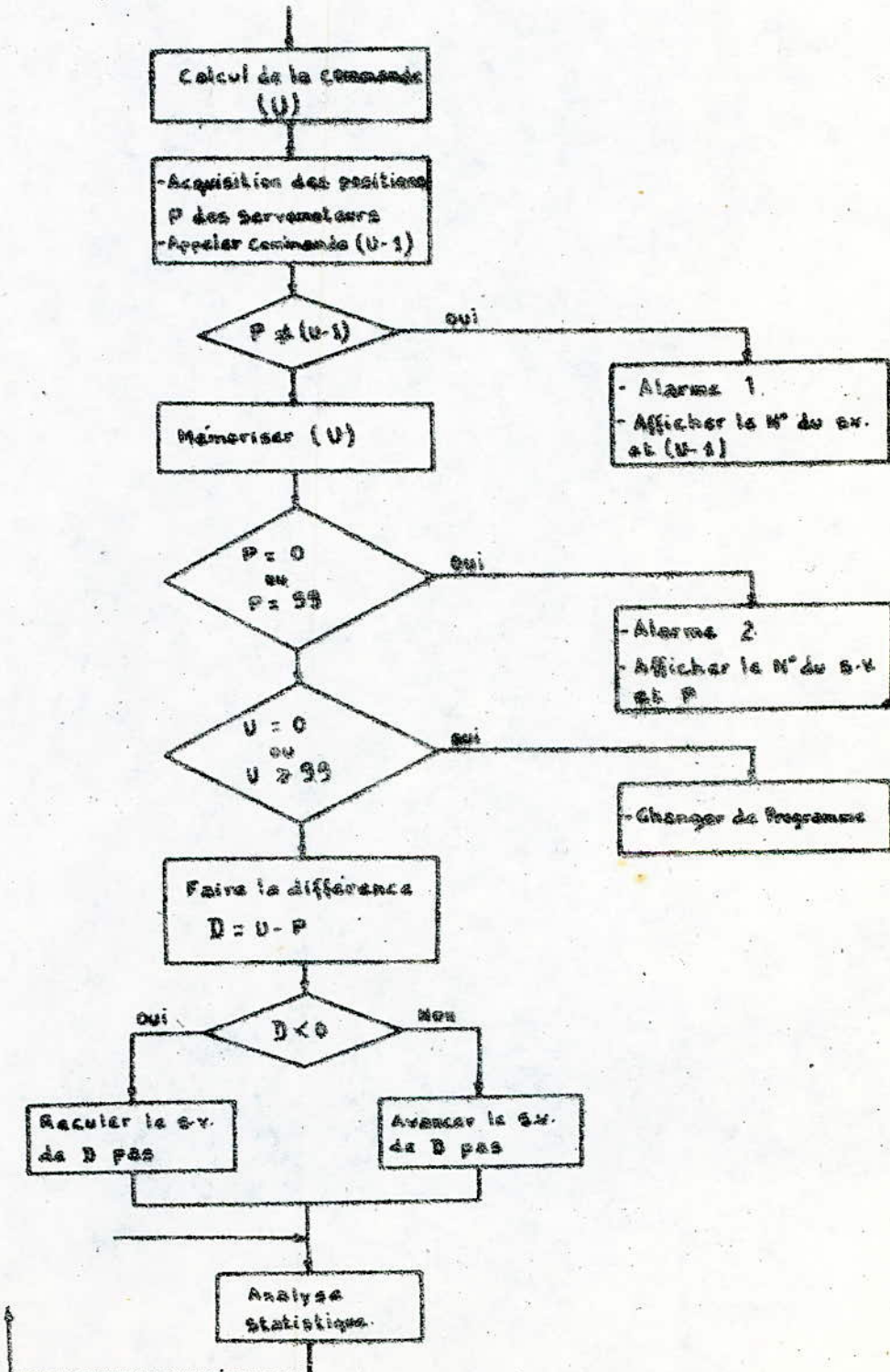
Avant d'envoyer chaque commande, il faut d'abord vérifier si les servomoteurs ont bien exécuté l'ordre précédent. Pour cela on compare le nombre de pas effectués (P) au nombre de pas calculé antérieurement (U-1). Dans le cas où ils sont différents on envoie une alarme (visuelle ou sonore) en même temps le programme d'affichage est indexé sur le numéro du servomoteur et sur le nombre de pas qu'il devait effectuer (U-1).

Dans le cas contraire, c'est-à-dire $P = (U-1)$, on écrit la commande (U) à la place de (U-1). On teste ensuite si le servomoteur est en fin de course. Si c'est le cas, une alarme sera envoyée suivie du numéro du servomoteur et de l'affichage du nombre P. Ceci, pour savoir si l'on est à "0" ou à "99".

Encore un troisième test : il s'agit de savoir si la commande (U) va amener le servomoteur en fin de course ou non.

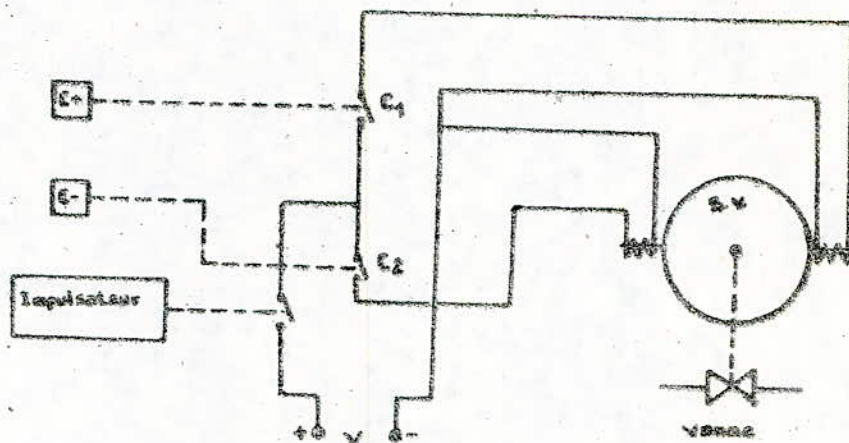
Si c'est le cas, c'est que le programme utilisé est sur ses limites d'application.

On change alors de programme (voir chap.4 sur les algorithmes). Dans l'autre cas, on continue et on envoie la commande (U) qui sera le (U-1) dans le prochain test.



4.2.3.3. Fonctionnement manuel

Dans le cas où les servomoteurs n'ont pas exécuté les ordres, nous serons amenés à leur faire effectuer le nombre de pas désiré. Nous n'avons alors qu'à appuyer soit sur le contacteur C+ lié à C₁ pour l'avance et C- lié à C₂ pour le recul (fig.4-7).



4.2.4. Extension

Nous avons vu comment exploiter dans notre application, une configuration minimale d'un microcalculateur construit autour d'un microprocesseur du type 8085 A de INTEL.

Nous allons maintenant étudier les moyens de l'étendre car, à l'heure actuelle, le système de la régulation de climatisation à microprocesseur n'est pas encore à la portée du chauffage domestique. Il nous semble alors raisonnable de concevoir un tel système au service des grands ensembles (usine, centre de recherche, etc..) où 20 à 40% d'économie en dépense d'énergie apportée par l'application de ce type de système pourront contribuer éventuellement à son amortissement.

La première difficulté qui nous paraît évidente dans l'étude de l'extension serait le problème de connexion, nous donnant accès au bus d'adresses ainsi qu'à toutes les lignes de commande.

Considérons la figure 4-2 où nous est présenté le câblage d'un système minimal à 8085. Le bus d'adresses de notre système n'utilise que les 11 bits $AD_0 - A_{10}$ plus deux (A_{14}, A_{15}) des cinq autres bits libres pour sélectionner les boîtiers.

Nous pouvons alors profiter de cette méthode pour utiliser les 3 autres bits libres (A_{11}, A_{12}, A_{13}) comme bits de commande.

Ce qui ne résoud pas le problème car de cette façon, on ne peut disposer que de 3 boîtiers supplémentaires.

Une autre solution consiste à utiliser plus astucieusement les cinq bits ($A_{11}, A_{12}, A_{13}, A_{14}, A_{15}$). Cinq bits pouvant coder $2^5 = 32$ positions, nous allons pouvoir sélectionner un boîtier parmi les 32, ce qui rend nécessaire l'adjonction d'un décodeur (multiplexeur) une parmi les 32 sorties (S_0, S_1, \dots, S_{31}).

De cette façon, s'il nous faut commander cent (100) servomoteurs, nous disposerons 25 boîtiers 8156 et si l'extension en mémoire s'avère nécessaire, il sera aisé de connecter deux boîtiers 8755 sur deux des 7 sorties libres.

4.3. Algorithme de commande

4.3.1. Calculs préliminaires

4.3.1.1. Température de soufflage

Pour déterminer la température de soufflage il faut connaître le besoin calorifique de la salle. Si la salle était isolée de quelque perturbation, le besoin calorifique Q se réduirait au simple besoin calorifique par transmission Q_t tel que :

$$Q = Q_t = \sum KS(\theta_i - \theta_e)$$

K : Coefficient de transmission de la paroi considérée

S : Surface de la paroi

θ_i : Température intérieure

θ_e : Température extérieure

Mais avec la présence des perturbations extérieures telles le vent, le soleil, la puissance électrique, les occupants, etc..., le besoin calorifique de la salle varie.

$$Q = Q_t + Q_c - Q_r - Q_e - Q_s$$

* Déperdition par infiltration due au vent (Q_c) :

$$Q_c = Z_e \sum (al) RH(\theta_i - \theta_e)$$

$\sum (al)$: perméabilité au vent des fenêtres et portes

R : caractéristique de la salle

H : caractéristique de l'insouffle

Z_e : facteur de majoration pour les fenêtres et portes

Si on connaît l'immeuble on peut déterminer Q_v :

$$\text{soit } \frac{Q_t}{Q_v} = \alpha \quad \text{alors} \quad Q_v = \frac{Q_t}{\alpha}$$

* Chaleur par ensoleillement (Q_s)

Q_s tient compte de beaucoup de facteurs (orientation, mois et heure considérés, etc...)

$$Q_s = I_{\text{max}} \cdot [\text{surface vitrée}] \cdot [\text{coefficient pour écran solaire}] \cdot [\text{coefficient d'amortissement à l'heure considérée}]$$

I_{max} : Gain maximum instantané (mois et heure d'ensoleillement max) en kcal/m²

$$\text{soit } \frac{Q_t}{Q_s} = \beta \quad \text{alors} \quad Q_s = \frac{Q_t}{\beta}$$

* Chaleur électrique (Q_e) (machine + éclairage) :

$$Q_e = Q_m + Q_c$$

$$Q_m = [\text{chaleur dégagée par machine}] \cdot [\text{nombre}] \cdot [\text{coefficient d'amortissement}]$$

$$Q_c = [\text{puissance (watt)} \times 0,86 \times 1,25] \cdot [\text{surface du plancher}] \cdot [\text{coefficient d'amortissement}]$$

Le coefficient 0,86 se rapporte à l'éclairage fluorescent et le 1,25 tient compte d'une majoration de 25% correspondant à la puissance absorbée dans le ballast.

$$\frac{Q_t}{Q_e} = \gamma \quad \text{alors} \quad Q_e = \frac{Q_t}{\gamma}$$

* Chaleur dégagée par les occupants (Q_c) :

$$Q_c = Q_{\text{lat}} + Q_{\text{sb}}$$

Q_{lat} : chaleur latente par personne ≈ 52 kcal/h

Q_{sb} : chaleur sensible par personne ≈ 61 kcal/h

$$Q_c = [Q_{\text{lat}} + Q_{\text{sb}}] \cdot [\text{nombre de personnes}] \cdot [\text{coef. d'amortissement}]$$

$$\text{soit } \frac{Q_t}{Q_c} = \sigma \quad \text{alors} \quad Q_c = \frac{Q_t}{\sigma}$$

En connaissant les différentes valeurs Q_v , Q_s , Q_e , Q_c , on peut écrire :

$$Q = Q_t \left(1 + \frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + \frac{1}{\gamma} + \frac{1}{\sigma} \right)$$

$\frac{1}{\alpha}$, $\frac{1}{\beta}$, $\frac{1}{\gamma}$ et $\frac{1}{\sigma}$ sont les facteurs de correction.

On peut aussi écrire :

$$Q = \Gamma (\theta_i - \theta_c) = \Gamma_c \left(1 + \frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\beta} - \frac{1}{\gamma} - \frac{1}{\sigma} \right) (\theta_i - \theta_c)$$

$$\Gamma = \Gamma_c \left(1 + \frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\beta} - \frac{1}{\gamma} - \frac{1}{\sigma} \right)$$

où $\Gamma_c = \sum K.S$ (caractéristique de la salle qu'on peut calculer directement)

Quand la salle est en équilibre avec l'air insufflé, on peut écrire :

$$M_a C_a (\theta_s - \theta_c) = \Gamma (\theta_c - \theta_i)$$

$$\theta_s = \frac{\Gamma}{M_a C_a} (\theta_c - \theta_i) + \theta_c \text{ est la température de soufflage}$$

$$\theta_s = \left(1 + \frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\beta} - \frac{1}{\gamma} - \frac{1}{\sigma} \right) \frac{\Gamma_c}{M_a C_a} (\theta_c - \theta_i) + \theta_c$$

Si on pose : $\frac{1}{\alpha} = v$; $\frac{1}{\beta} = r$; $\frac{1}{\gamma} = p$ et $\frac{1}{\sigma} = e$ on aura

$$\theta_s = (1 + v - r - p - e) \frac{\Gamma_c}{M_a C_a} (\theta_c - \theta_i) + \theta_c$$

4.3.1.2. Mise en forme des coefficients de correction

En général, pour les bureaux et les salles de séjour ou de conférence et pour des cas assez défavorables,

$$\alpha = 7 \text{ soit } \frac{1}{\alpha} = 0,14.$$

Dans un cas très favorable, aux mois et heures d'ensoleillement maximum, $\beta = 2,5 \div 2,7$ soit $\frac{1}{\beta} = r = 0,38$.

Toujours dans le cas des bureaux où les machines électriques ne sont pas nombreuses, on atteint $\gamma = 2,5$ soit $\frac{1}{\gamma} = p = 0,4$.

Dans les salles souvent saturées (salle d'attente par exemple) σ peut atteindre 1,6 soit $\frac{1}{\sigma} = e = 0,6$.

Puisque v , r , p et e ont pour image des d.d.p. issues des capteurs, nous sommes obligés de procéder par interpolation.

Soit un transmetteur qui délivre une d.d.p. ΔU telle que :

$$0 \leq \Delta U \leq \Delta U_{\max}$$

pour $v = 0$, $\Delta U = 0$ et pour $v = 0,14$, $\Delta U = \Delta U_{\max}$

$$v = \frac{0,14}{\Delta U_{\max}} \cdot \Delta U \quad ; \quad p = \frac{0,4}{\Delta U_{\max}} \cdot \Delta U$$

$$r = \frac{0,38}{\Delta U_{\max}} \cdot \Delta U \quad ; \quad e = \frac{0,6}{\Delta U_{\max}} \cdot \Delta U$$

4.3.1.3. Etat de l'air mélangé

Hypothèses : - Suivant les normes sanitaires, le débit N_1 de l'air neuf à introduire est supérieur ou égal à 10% de celui du mélange. Le débit maximum N_{\max} de l'air recyclé serait donc égal à 90% du mélange. Soit $\tau_1 = \frac{N_2}{N_1}$ est le taux de recyclage, $\tau_{1\max} = 9$.

- On connaît (par le biais des capteurs) l'enthalpie G_2 et la température θ_2 de l'air extérieur. On calculera le titre I_2 par la formule :

$$G_2 = 0,24 \theta_2 + (597,4 + 0,43 \theta_2) \cdot 10^3 I_2 \quad [\text{kcal/kg}]$$

$$I_2 = \frac{\theta_2 - 0,24 \theta_2}{597,4 + 0,43 \theta_2} \cdot 10^3 \quad [\text{g/kg}] \quad \text{et } \theta \text{ en } ^\circ\text{C}$$

Une autre formule :

$$G = 1,005 \theta + (2500 + 1,8068 \theta) \cdot 10^3 I \quad [\text{kJ/kg}]$$

serait utile si l'on exprimait G en kJ/kg.

- Nous fixerons à 95% du débit du mélange le débit maximum qui passera dans le laveur. Celui qui by-pass sera alors de 5%. Soit $\tau_2 = \frac{N_1}{N_2}$, $\tau_{2\max} = 19$.

* Bilan thermique du mélange 1 :

$$M G_{m1} = (N_0 + N_2) G_{m1} = N_0 G_0 + N_2 G_2$$

$$G_{m1} = \frac{G_0 + \tau_1 G_2}{1 + \tau_1} \quad ; \quad (G_{m1})_{\lim} = \frac{G_0 + 96 G_2}{10}$$

$$\theta_{m1} = \frac{\theta_2 + Z_1 \theta_0}{1 + Z_1} ; \quad (\theta_{m1})_{lim} = \frac{\theta_2 + 9\theta_0}{10}$$

$$X_{m1} = \frac{X_2 + Z_1 X_0}{1 + Z_1} ; \quad (X_{m1})_{lim} = \frac{X_2 + 9X_0}{10}$$

* Bilan thermique du mélange 2 :

$$N G_{m2} = (N_1 + N_2) G_{m2} = N_1 G_1 + N_2 G_2 \quad (\text{or } G_2 = G_{m1})$$

$$G_{m2} = \frac{G_{m1} + Z_2 G_1}{1 + Z_2} ; \quad (G_{m2})_{lim} = \frac{G_{m1} + 19G_1}{20}$$

$$\theta_{m2} = \frac{\theta_{m1} + Z_2 \theta_1}{1 + Z_2} ; \quad (\theta_{m2})_{lim} = \frac{\theta_{m1} + 19\theta_1}{20}$$

$$X_{m2} = \frac{X_{m1} + Z_2 X_1}{1 + Z_2} ; \quad (X_{m2})_{lim} = \frac{X_{m1} + 19X_1}{20}$$

4.3.2. Ecriture des équations de récurrence

4.3.2.1. Température de soufflage (θ_s)

Si on introduit dans la salle le mélange d'air d'une température θ_s , entre l'instant t et $(t + dt)$, la température du local varie de $(\theta_i + d\theta_i)$.

L'équation du bilan s'écrira :

$$\begin{aligned} \tau_i d\theta_i &= MC(\theta_s - \theta_i) dt \\ \frac{d\theta_i}{\theta_i - \theta_s} &= - \frac{MC}{\tau_i} dt \quad \ln(\theta_i - \theta_s) = - \frac{MC}{\tau_i} t + \text{cte} \end{aligned}$$

$$\theta_i = \theta_s + k.e^{-\frac{MC}{\tau_i} \cdot t}$$

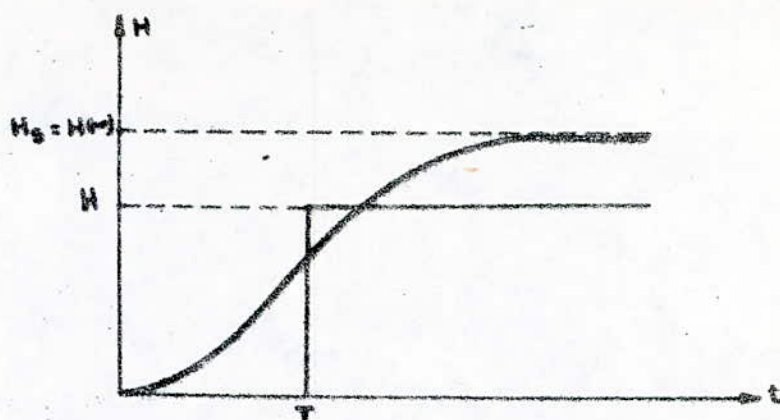
A l'instant $t = 0$, la température du local est $\theta_i = \theta_{i0}$ d'où : $k = \theta_{i0} - \theta_s$. La loi de variation de θ_i est donc

$$\theta_i = \theta_s - (\theta_s - \theta_{i0}).e^{-\frac{MC}{\tau_i} \cdot t}$$

C'est un procédé aperiodique naturellement stable. On peut alors appliquer la commande algorithmique de M. STRÖM.

On modélise le procédé par un simple retard pur : la fonction de transfert réglante $H_n(s) = H.e^{-T_p s}$ avec :

$$2H > H_0 = H(\infty) \quad \text{et } T \text{ tel que } 2H(T) > H(\infty)$$



On choisit alors T comme période d'échantillonnage. Le modèle numérique de H (p) est :

$$\theta_i(n) = H\theta_s(n-1)$$

La température dans la salle à l'instant nT est proportionnelle à la température de soufflage de l'instant précédent. L'algorithme de régulation est choisi de façon à ce que la mesure θ_i rejoigne la valeur désirée θ_c au bout d'une période T .

$$\theta_i(n+1) = \theta_c(n)$$

$$\text{or } \theta_i(n) = H\theta_s(n-1) \longrightarrow \theta_i(n+1) = H\theta_s(n)$$

$$\theta_c(n) = H\theta_s(n)$$

$$(\theta_c - \theta_i)(n) = H[\theta_s(n) - \theta_s(n-1)]$$

$$\text{d'où } \theta_s(n) = \theta_s(n-1) + \frac{1}{H}(\theta_c - \theta_i)(n) \quad (1)$$

est la relation récurrente de la température de soufflage.

4.3.2.2. Débit de recyclage

Le bilan thermique du mélange 1 nous permet d'écrire :

$$N_z(\theta_{m1} - \theta_c) = N_r(\theta_c - \theta_{m1})$$

$$\frac{N_z}{N_r} = \frac{\theta_c - \theta_{m1}}{\theta_{m1} - \theta_c} \quad \text{or } N_z = N - N_r$$

$$\frac{N - N_r}{N_r} = \frac{N}{N_r} - 1 = \frac{\theta_c - \theta_{m1}}{\theta_{m1} - \theta_c}$$

$$\frac{N_r}{N} = \frac{\theta_{m1} - \theta_c}{\theta_c - \theta_c}$$

$$M_0 = K_v \Theta_m - K' \quad \text{avec} \quad K_v = \frac{M}{\Theta_0 - \Theta_1} \quad \text{et} \quad K' = \frac{M\Theta_1}{\Theta_0 - \Theta_1}$$

Si nous appliquons une petite variation ΔM_0 autour de M_0 , Θ_m passera à $\Theta_{m1} + \Delta \Theta_m$ tel que :

$$M_0 + \Delta M_0 = K_v \Theta_{m1} + K_v \Delta \Theta_m - K'$$

$$\frac{\Delta M_0}{\Delta \Theta_m} = K_v$$

Pour une représentation en p , on peut écrire :

$$H_a(p) = \frac{K_v}{p}$$

C'est un intégrateur pur .

$$H_a(s) = \frac{K_v T \cdot s^{-1}}{1 - z^{-1}}$$

Soit la fonction de transfert globale :

$$G(z) = \frac{R(z) \cdot H(z)}{1 + R(z) \cdot H(z)}$$

Ce qui donne :

$$R(z) = \frac{G(z)}{H(z)} \cdot \frac{1}{1 - G(z)}$$

Si on veut une réponse plate, ce qui est notre cas, on imposera :

$$G(z) = \frac{(1 - \alpha_d) \cdot z^{-1}}{1 - \alpha_d \cdot z^{-1}}$$

C'est-à-dire, on impose la mesure à rejoindre la consigne suivant un premier ordre de constante de temps T_d et $\alpha_d = e^{-T/T_d}$.
En remplaçant $G(z)$ dans l'expression de $R(z)$, nous avons :

$$R(z) = \frac{1 - \alpha_d}{K_v T}$$

L'algorithme sera alors du type proportionnel :

$$\Delta M(n) = \frac{1 - \alpha_d}{K T} \cdot e(n)$$

où $M(n)$: débit de recyclage à l'instant nT
 $e(n)$: écart consigne - mesure à l'instant nT

Dans notre cas le débit M de recyclage va servir de réglage de la température de soufflage :

$$\theta_p(n) = \theta_p(n-1) + \frac{1}{H} (\theta_c - \theta_i)(n) \quad \text{est la consigne}$$

à l'instant nT . L'écart consigne-mesure $e(n)$ à l'instant nT serait égal à :

$$- [\theta_p(n) - \theta_p(n-1)] = -\frac{1}{H} (\theta_c - \theta_i)(n)$$

L'algorithme de régulation va alors s'écrire :

$$M_0(n) = M_0(n-1) + \frac{1 - \alpha_d}{K_0 T} \cdot \frac{1}{H} (\theta_i - \theta_c)(n) \quad (2)$$

4.3.2.3. Débit du laveur

Avec le même raisonnement on aboutit à

$$\frac{M_1}{H} = \frac{\theta_{m1} - \theta_{m2}}{\theta_1 - \theta_{m1}} \quad \text{avec } m_1 : \text{mélange 1}$$

$$m_2 : \text{mélange 2}$$

L'algorithme de régulation va s'exprimer par :

$$M_1(n) = M_1(n-1) + \frac{1 - \alpha_d}{K_1 T} \cdot \frac{1}{H} (\theta_i - \theta_c)(n) \quad 3$$

$$\text{où } K_1 = \frac{H}{\theta_1 - \theta_{m1}}$$

4.3.2.4. Débit de l'échangeur

Dans le chapitre 3, nous avons défini le gain statique H_2 d'un échangeur à eau tel que :

$$H_2 = \frac{C_e \Delta \theta_e}{H_2 C_a}$$

où C_e : chaleur spécifique de l'eau

$\Delta \theta_e$: chute de température de l'eau au niveau de l'échangeur

Supposons que la fonction de transfert réglante $H_2(p)$ soit du premier ordre plus un retard pur. Ce qui est souvent le cas ; parfois même elle est du premier ordre simple.

$$H_n(p) = \frac{H_s \cdot e^{-\tau p}}{1 + T'p} \quad \text{où } T' : \text{constante de temps}$$

τ : retard (temps mort)

$$H(z) = \frac{H(1-\alpha)z^{-1-m}}{1-\alpha z^{-1}} \quad \text{avec } \alpha = e^{-T/T'}$$

$m = \frac{\tau}{T}$

La fonction de transfert de la régulation est de la forme

$$R(z) = \frac{G(z)}{H(z)(1-G(z))}$$

Imposons-nous une réponse plate décalée afin que la mesure rejoigne la consigne suivant un premier ordre de constante de temps T_d plus un retard par τ .

$$G(z) = \frac{(1-\alpha_d)z^{-1-m}}{1-\alpha_d z^{-1}}$$

En remplaçant $G(z)$ dans $R(z)$ on a :

$$R(z) = \frac{1}{H_s} \cdot \frac{1-\alpha_d}{1-\alpha} \cdot \frac{1-\alpha z^{-1}}{1-\alpha_d z^{-1} - (1-\alpha_d)z^{-1-m}}$$

Soit :

$$M_c(n) = \alpha_d M_c(n-1) + (1-\alpha_d)M_{p(n-1)} + \frac{1}{H} \cdot \frac{1-\alpha_d}{1-\alpha} (e(n) - \alpha e(n-1))$$

ou encore :

$$M_c(n) = \alpha_d M_c(n-1) + M(n-1) - M(n-1) + (1-\alpha_d)M_{p(n-1)} + \frac{1}{H_s} \cdot \frac{1-\alpha_d}{1-\alpha} (e(n) - \alpha e(n-1))$$

$$M_c(n) = M_{p(n-1)} + (1-\alpha_d) M(n-1) - M(n-1) + \frac{1}{H_s(1-\alpha)} (e(n) - \alpha e(n-1)) \quad (4)$$

Dans cette équation de récurrence, si le temps mort est nul ($\tau = 0$), m sera aussi nul, donc :

$$M_c(n) = M(n-1) + \frac{(1-\alpha_d)}{H_s(1-\alpha)} (e(n) - \alpha e(n-1)) \quad (4')$$

La commande à l'instant nT dépend uniquement du débit M_c de l'instant précédent, de l'écart précédent et de l'écart à l'instant nT .

Ici encore notre consigne est une relation récurrente :

$$\theta_s(n) = \theta_s(n-1) + \frac{1}{H} (\theta_c - \theta_i)(n)$$

$$\theta_s(n-1) = \theta_s(n-2) + \frac{1}{H} (\theta_c - \theta_i)(n-1)$$

L'écart consigne-mesure à l'instant nT est égal à :

$$e(n) = \theta_s(n-1) - \theta_s(n) = \frac{1}{H} (\theta_c - \theta_i)(n)$$

$$e(n-1) = \theta_s(n-2) - \theta_s(n-1) = \frac{1}{H} (\theta_c - \theta_i)(n-1)$$

Maintenant avec les relations récurrentes (1), (2), (3), (4), (4'), on peut écrire l'algorithme de commande dans chaque zone suivant que le recyclage ou le laveur ou encore l'échangeur soit pris comme réglage de la température (voire humidité) de soufflage.

Exemple, dans la zone IV où s + R (air extérieur + air passant dans le laveur) est introduit dans la salle, on utilise la relation 3 et pour les zones VI et IX, ce sont respectivement les relations 2 et 4 ou 4' qu'on utilise.

4.3.3. Ecriture des différents programmes

Les tableaux 1 et 2 nous ont permis d'écrire les différents signaux de passage d'un programme à un autre dont le schéma récapitulatif est représenté par les figures 4-8 et 4-8'.

Désignons par :

w = (1 + v - r - p - e) le facteur de correction

θ_m' : la température limite pour ne pas former du brouillard

Dans tous les organigrammes qui vont suivre, toutes les grandeurs utilisées sont celles déjà définies précédemment.

Nous pouvons remarquer que dans les programmes 3, 11 et 12, le débit de recyclage va commander celui du laveur qui à son tour servira de réglage de la température de soufflage.

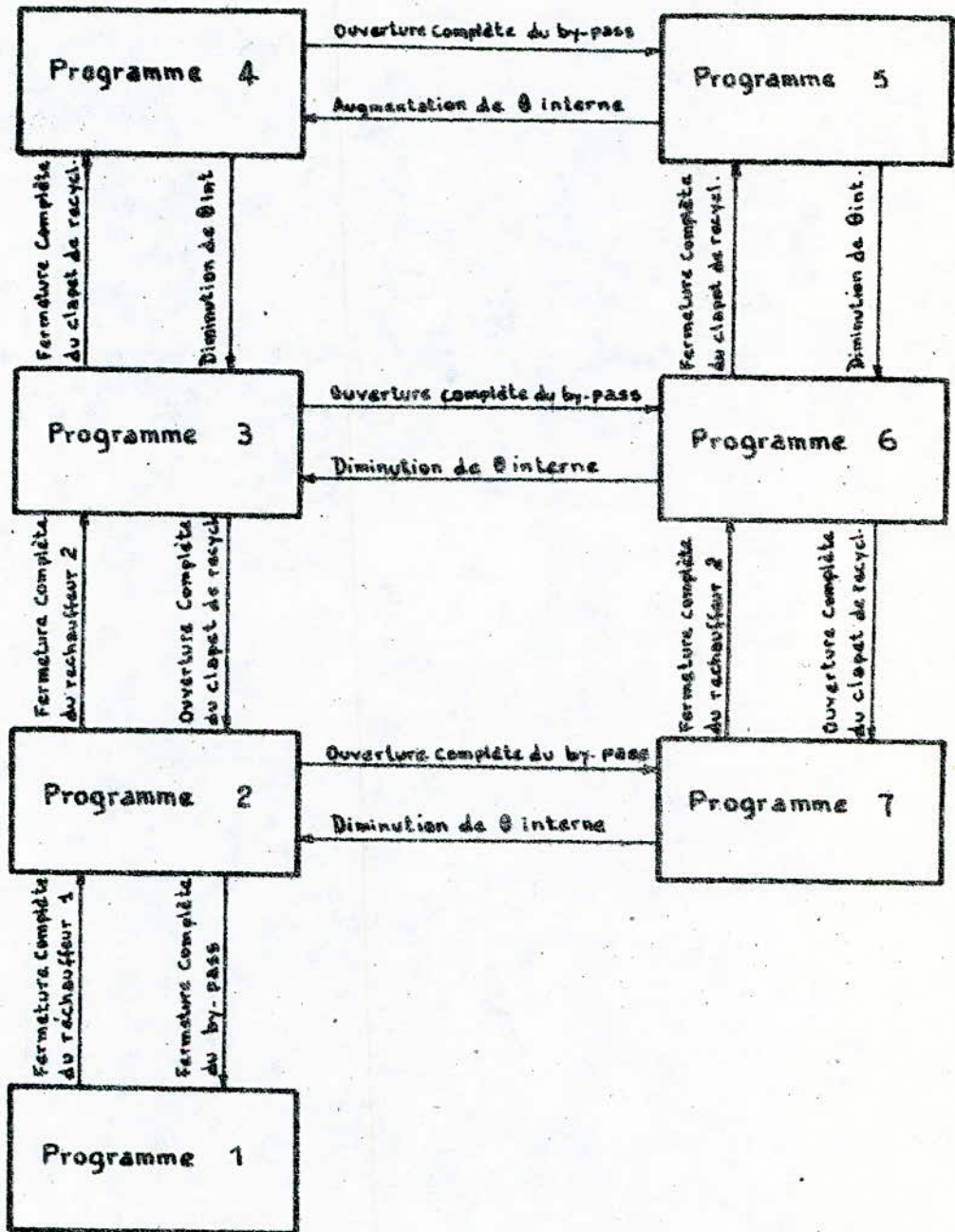


Fig 4-8- Différents signaux de passage des programmes de fonctionnement (Domaine 1)

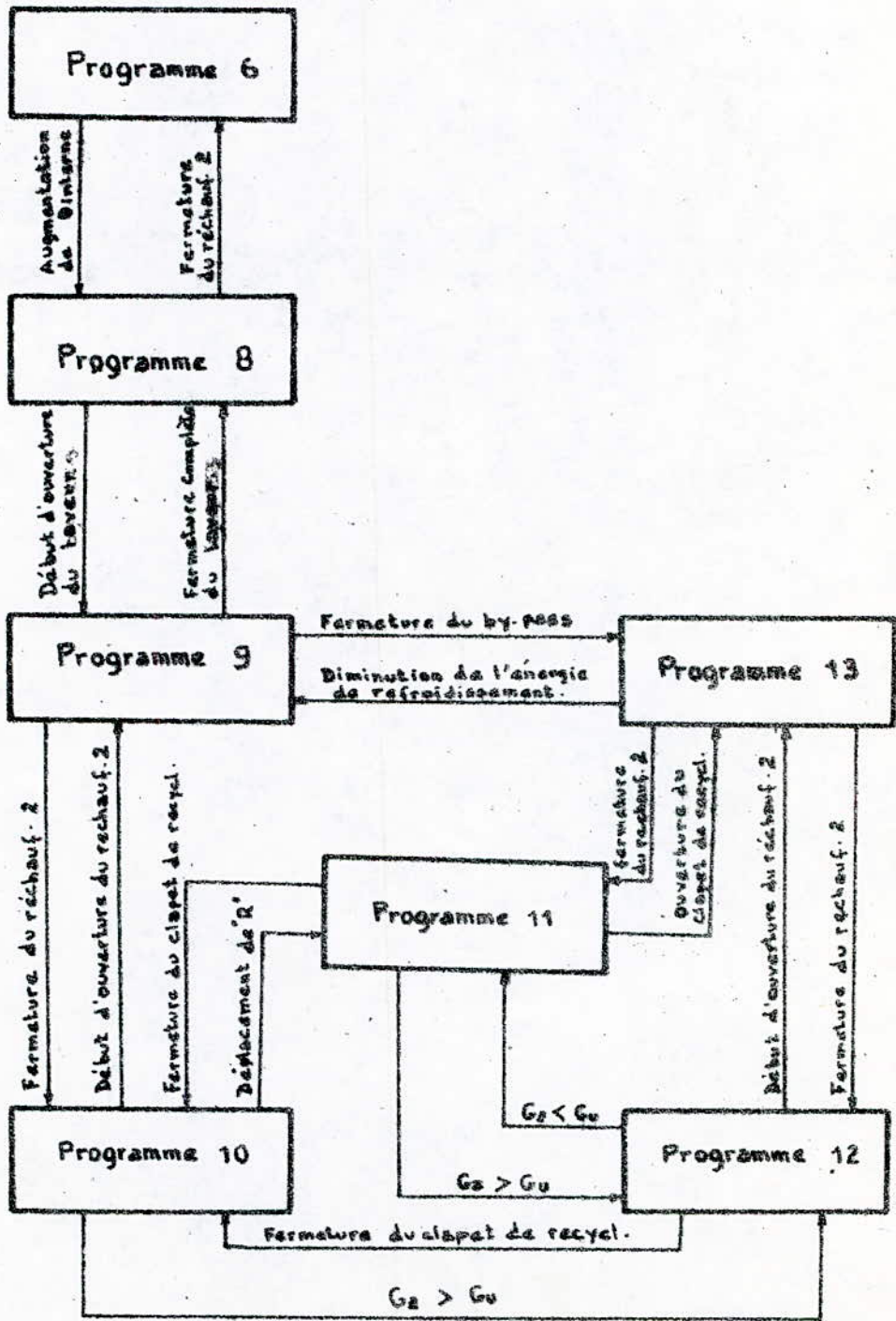
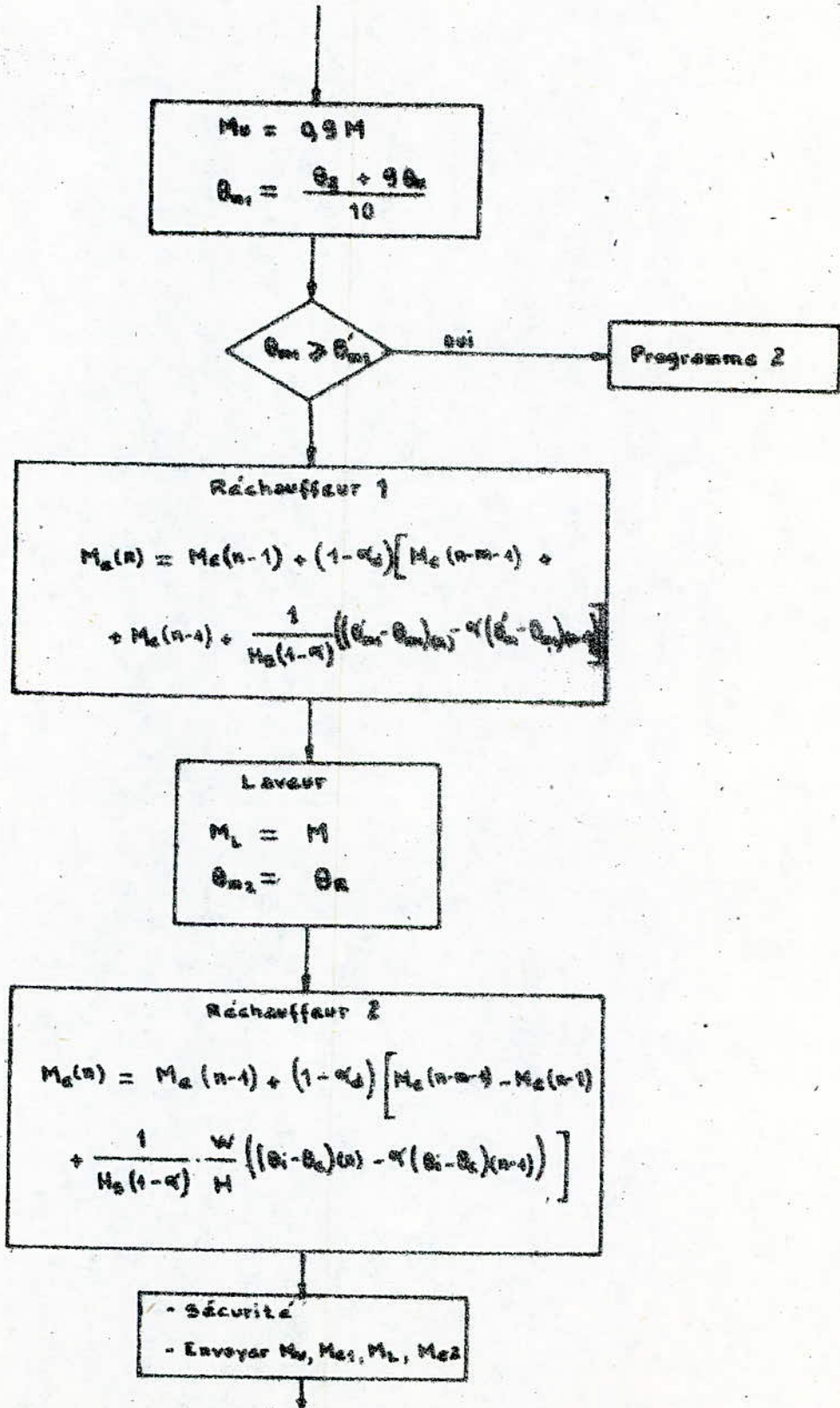


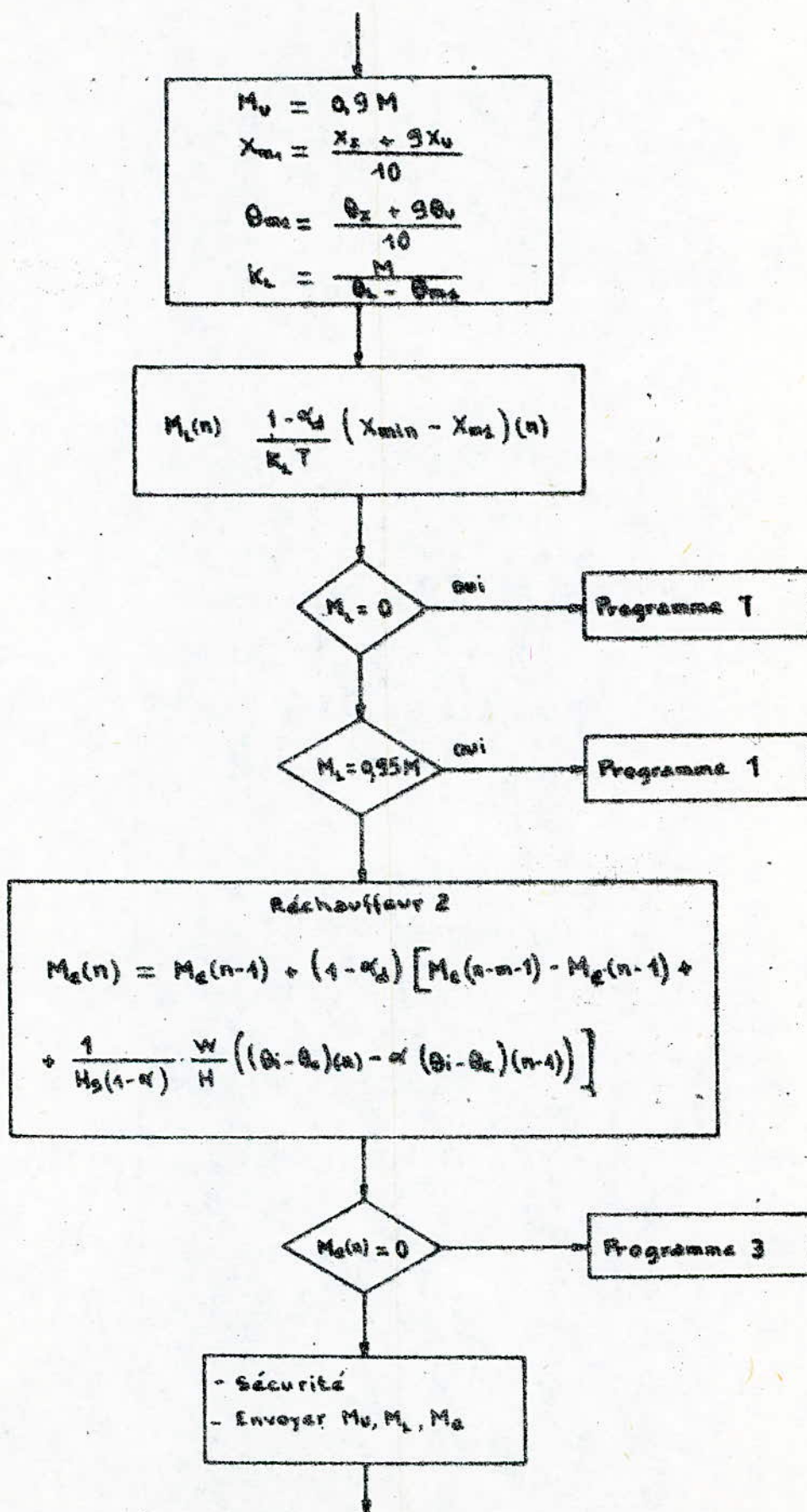
Fig 4-8'- Signaux de passage des programmes de fonctionnement (Domaine 2)

- Programme 1 :

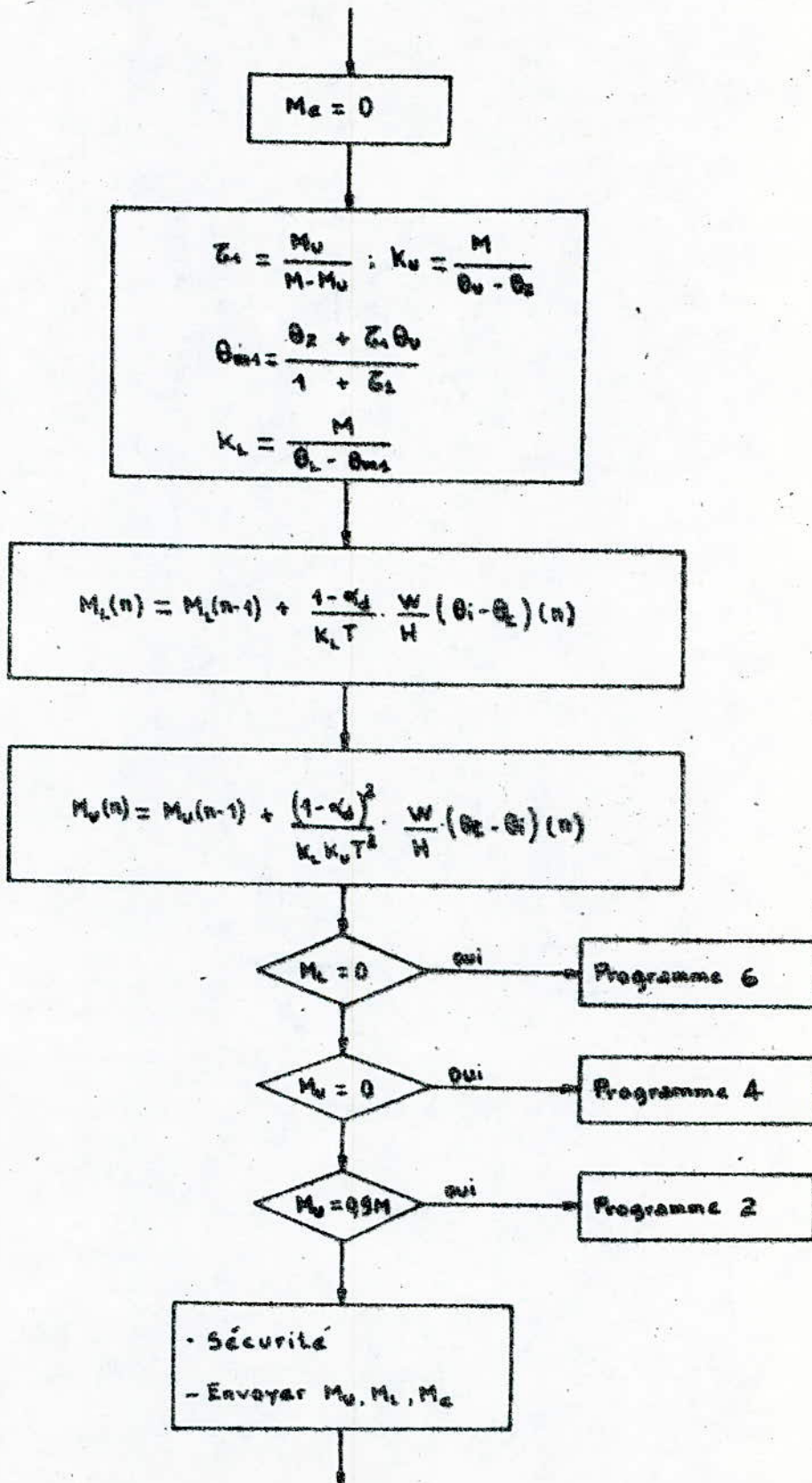
C'est un cas très défavorable du point de vue énergétique :



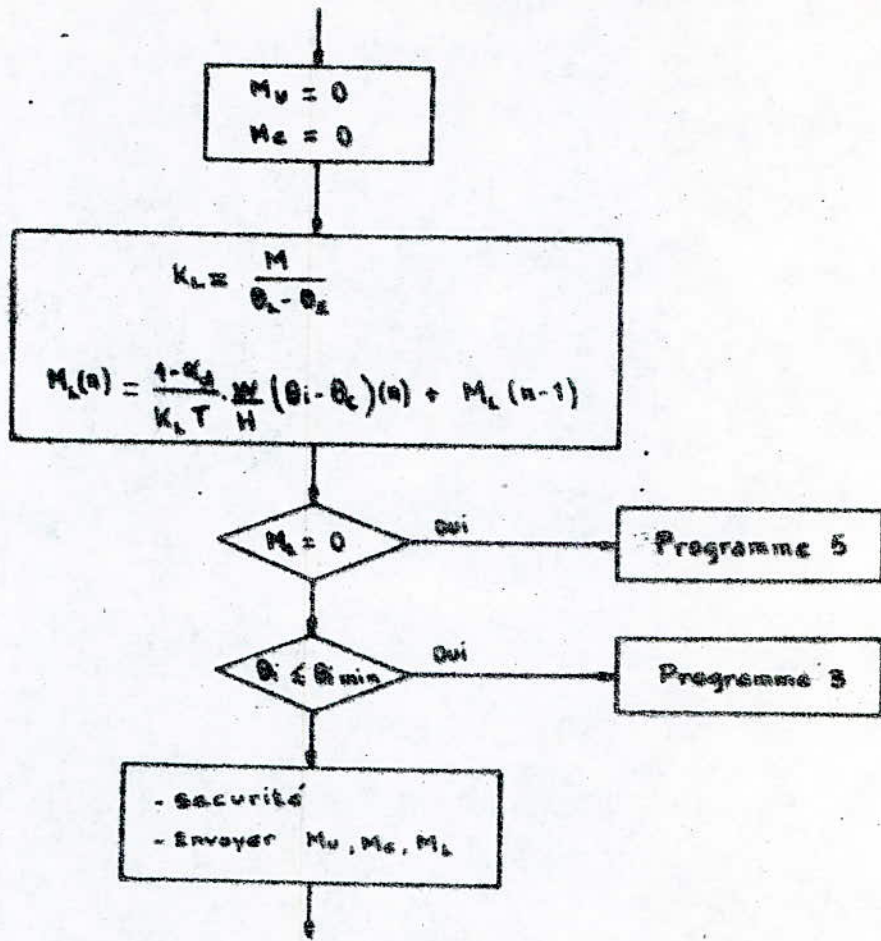
- Programme 2 :



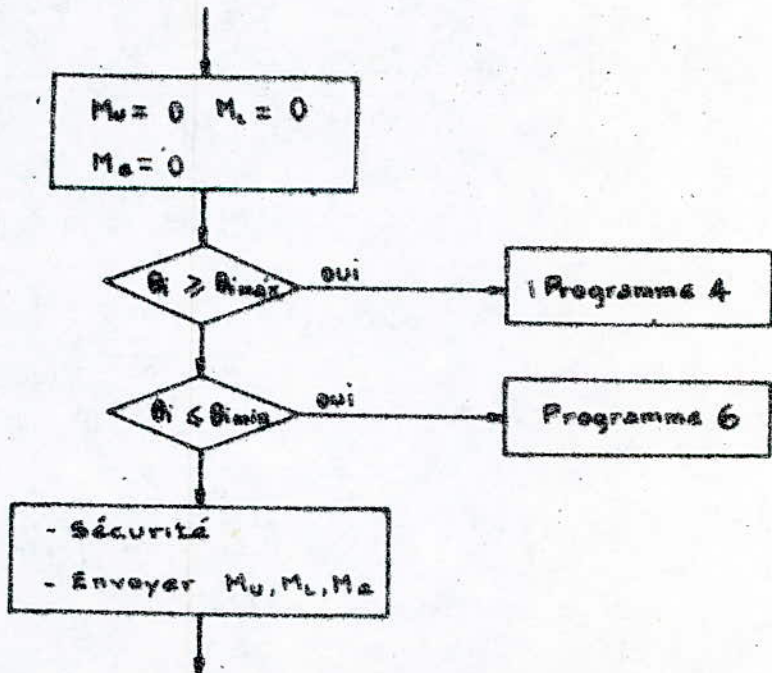
- Programme 3 :



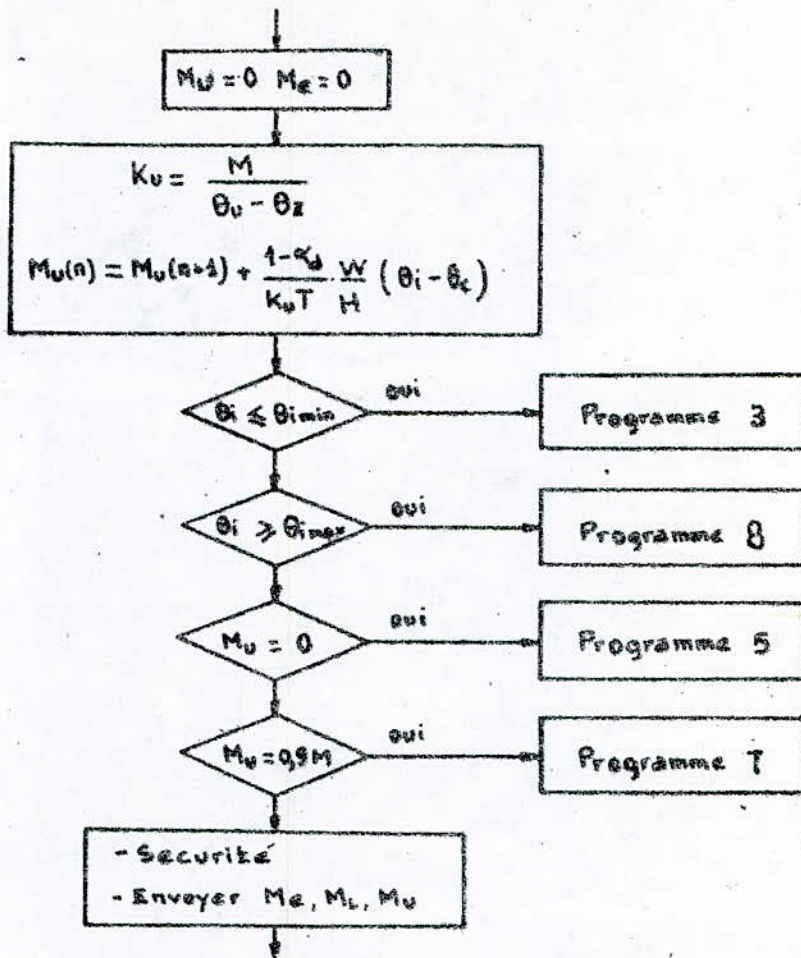
- Programme 4 :



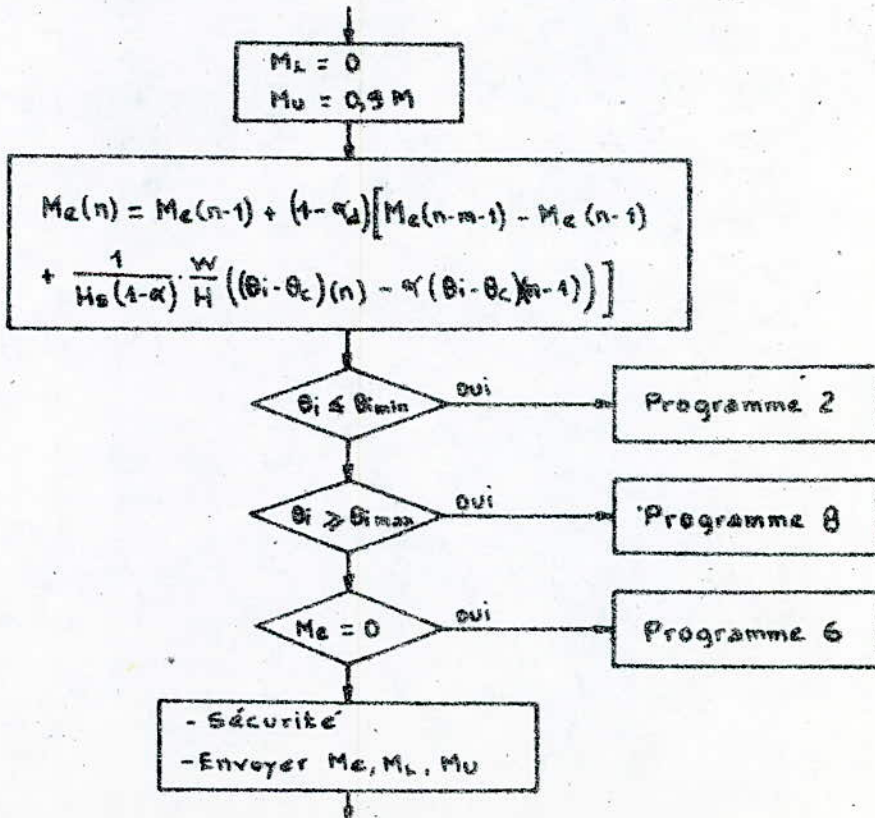
- Programme 5 :



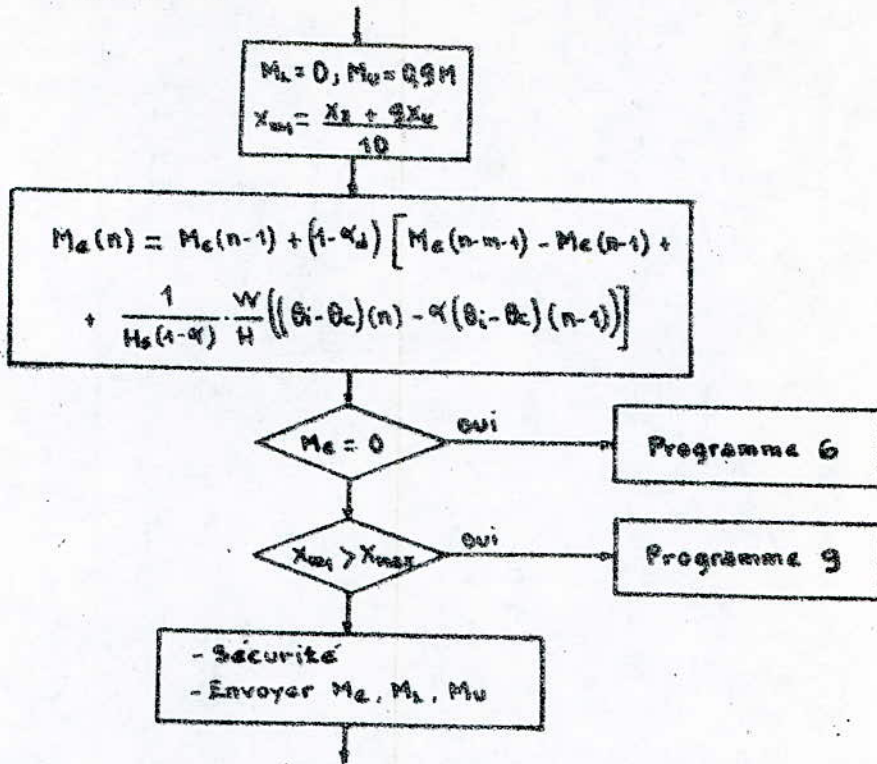
- Programme 6 :



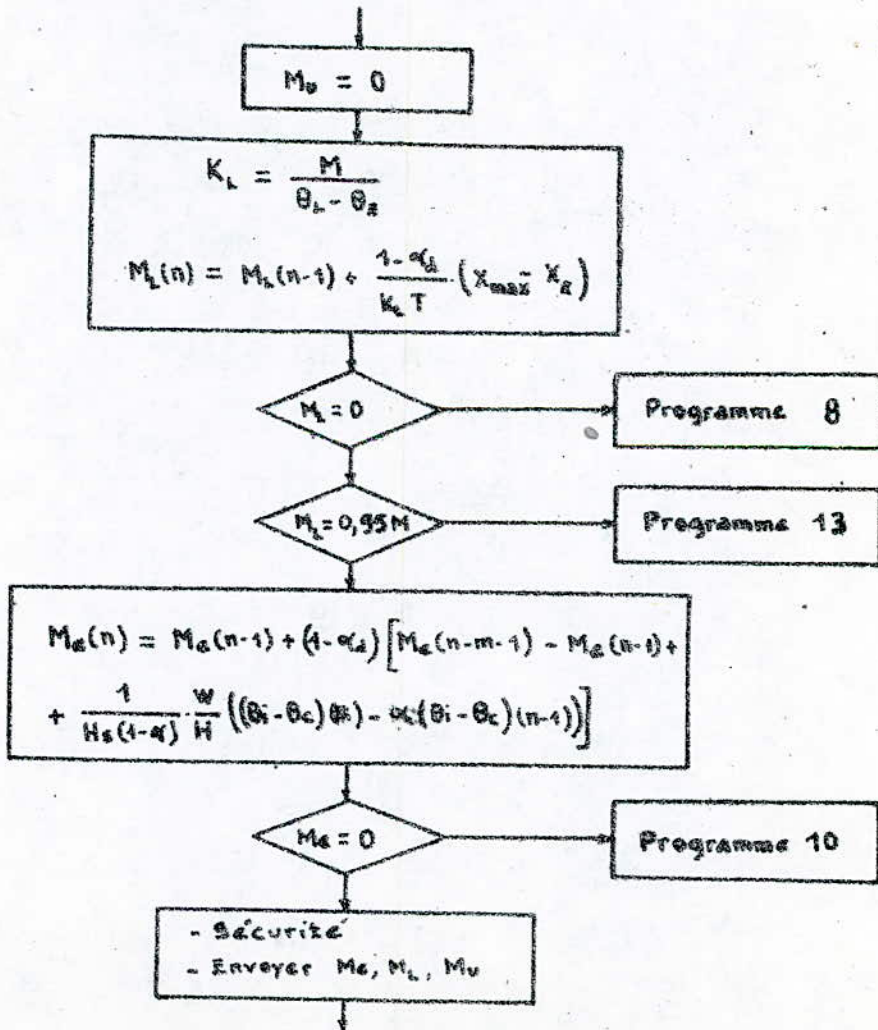
- Programme 7 :



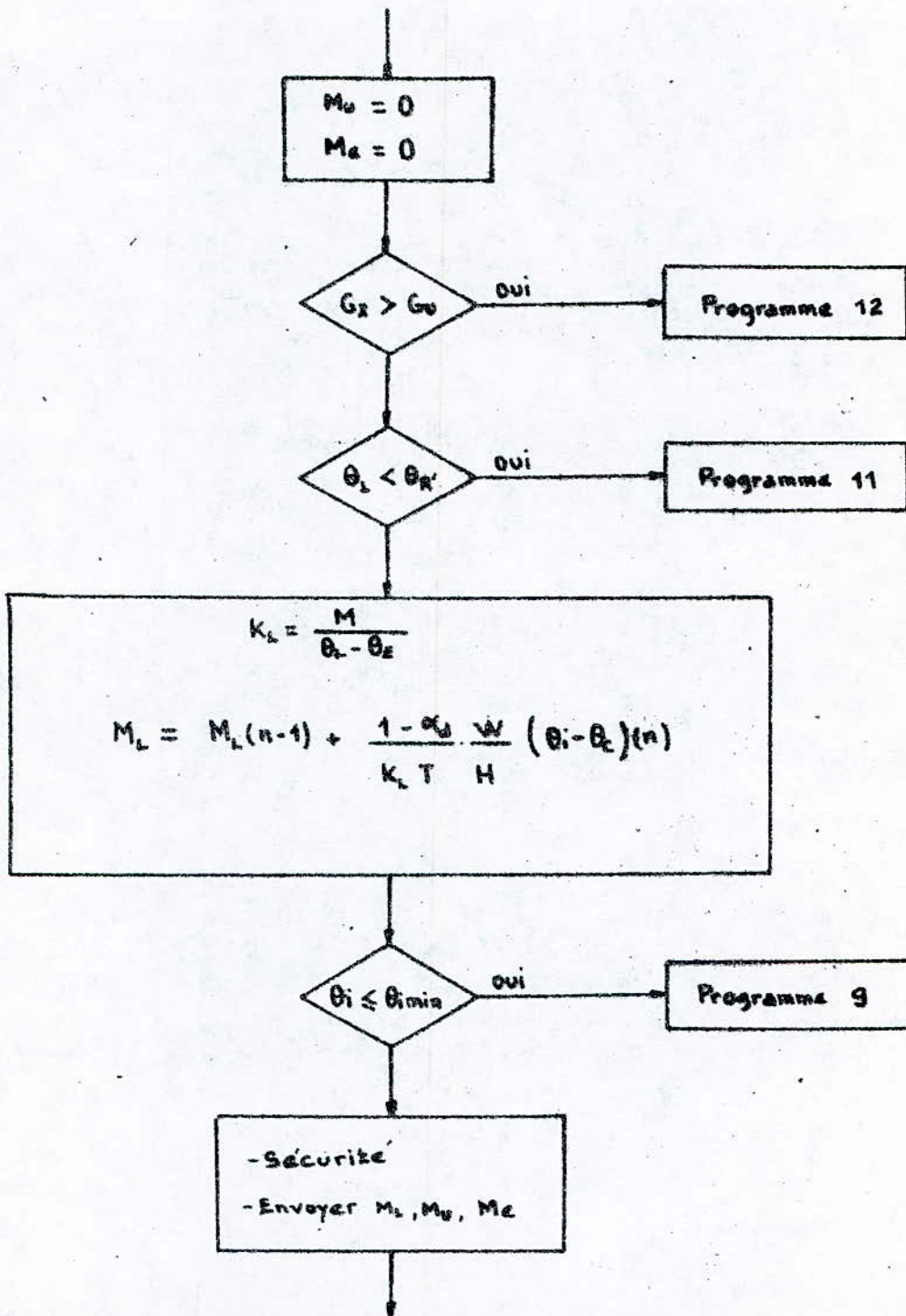
- Programme 8 :



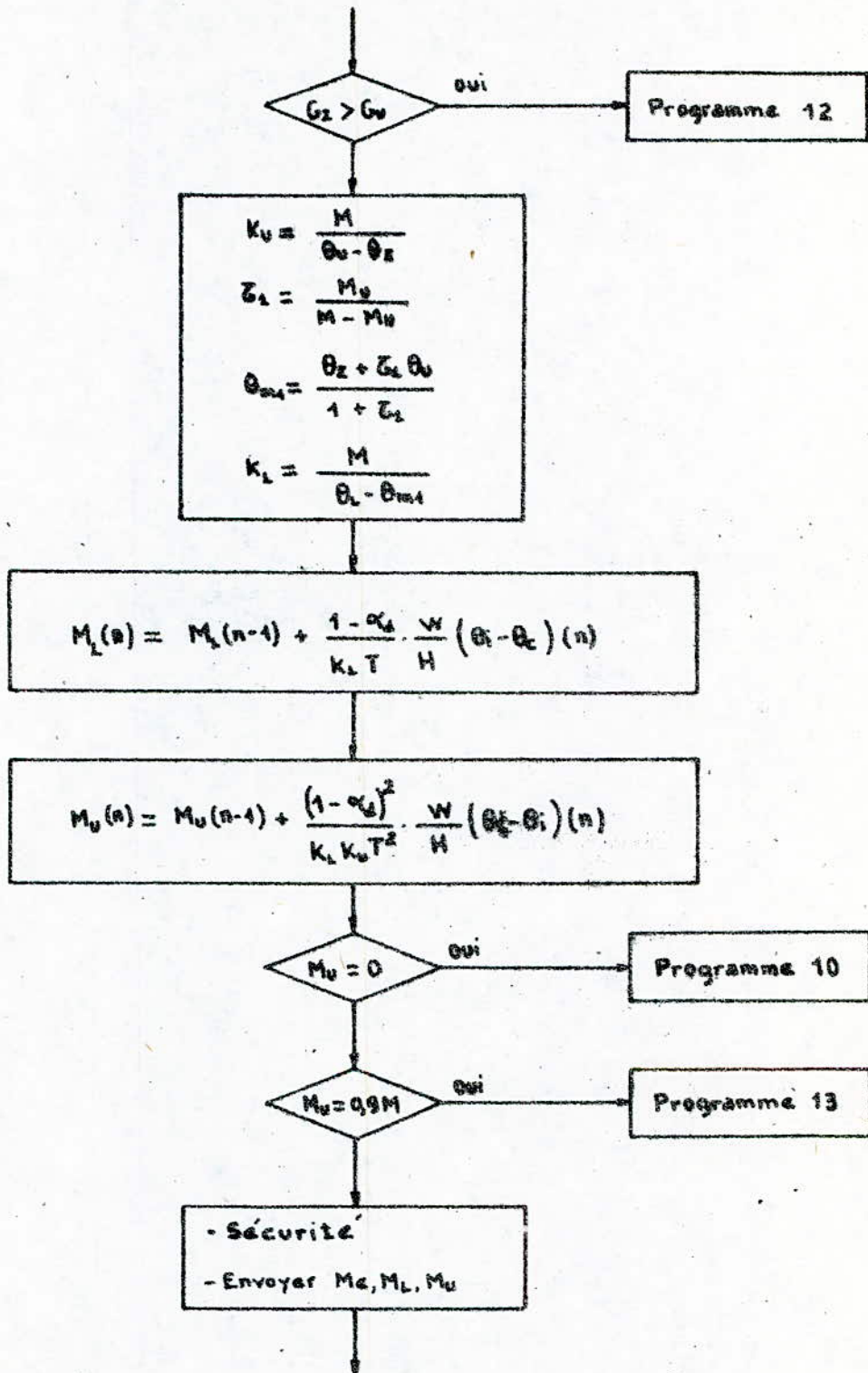
- Programme 9 :



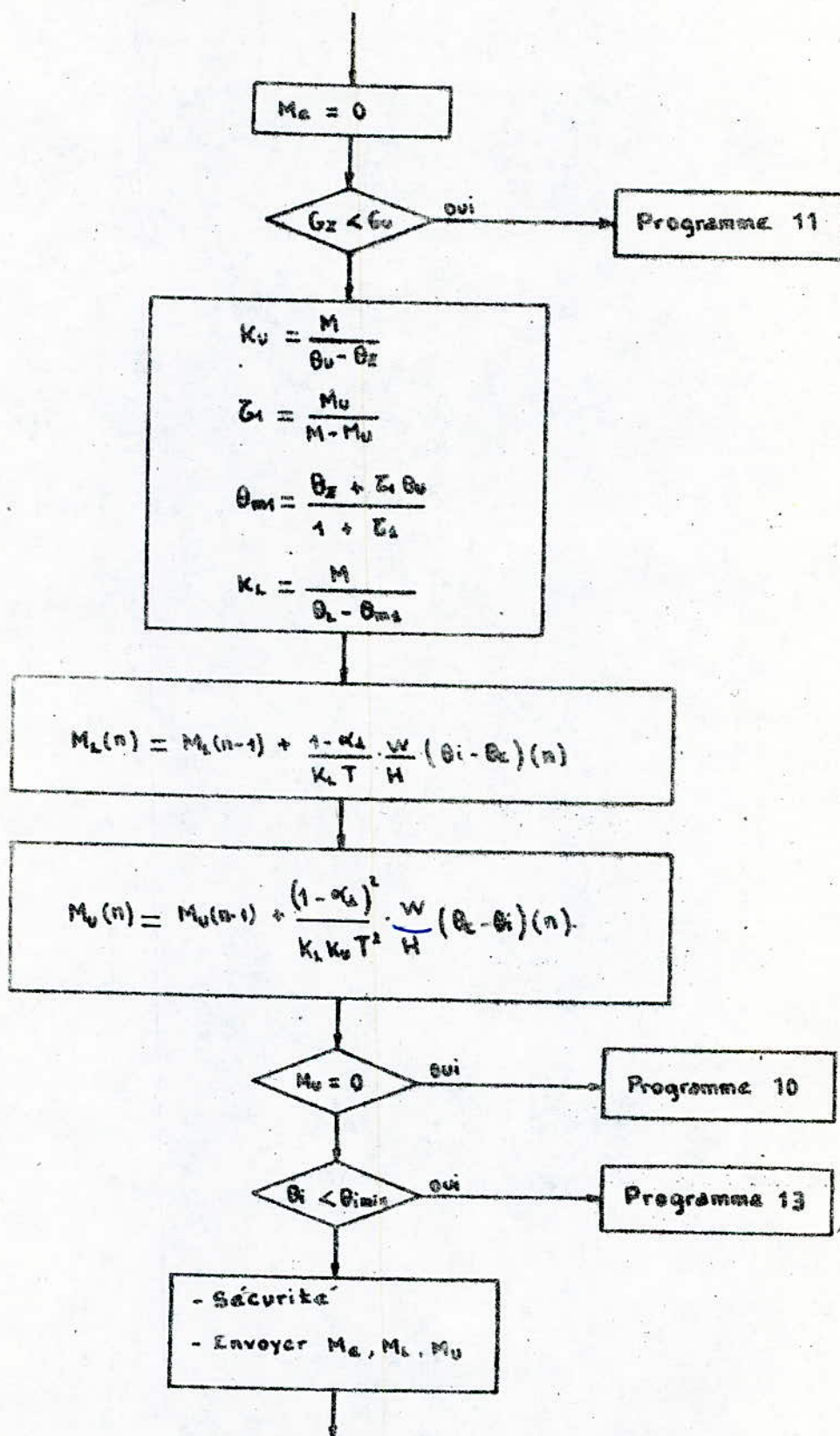
- Programme 10 :



- Programme 11 :



- Programme 12 :



- Programme 13 :

$$\begin{aligned} M_u &= 0,94 \\ \theta_{ms} &= \frac{\theta_s + 9\theta_u}{10} \\ X_{ms} &= \frac{X_s + 9X_u}{10} \\ G_{ms} &= \frac{G_s + 9G_u}{10} \end{aligned}$$

$$K_L = \frac{M}{\theta_s - \theta_{ms}}$$

$$M_L(n) = M_L(n-1) + \frac{(1-\alpha_L)}{K_L T} (X_{max} - X_{ms})(n)$$

$$M_c(n) = M_c(n-1) + (1-\alpha_c) [M_c(n-m-1) - M_c(n-1) + \frac{1}{H_0(1-\alpha)} \frac{W}{H} ((\theta_i - \theta_c)(n) - \alpha(\theta_i - \theta_c)(n-1))]$$

$M_c = 0$

$G_s > G_u$

$G_{ms} < G_{max}$

Programme 12

Programme 11

Programme 9

- Sécurité
- Envoyer M_c, M_L, M_u

4.3.4. Analyse statistique

L'intérêt de l'analyse statistique se repose sur deux points essentiels. A partir des statistiques sur les informations reçues, le système :

- positionne l'indicateur de programme sur le mode de fonctionnement le plus probable au moment de l'amorce.
- détermine les salles les plus actives et les plus fréquentées afin de déterminer le débit N de l'air à y insufler.

* Recherche du programme de démarrage :

Le mode de fonctionnement de notre système pouvant passer d'un programme à un autre par l'intermédiaire des signaux bien déterminés, il suffit que le compteur ordinal soit indexé sur le début d'un programme pour que le cycle commence. Pour cela trois solutions s'offrent à nous.

- L'opérateur, après avoir lu les différents paramètres de l'air, positionne le compteur ordinal sur le début du programme répondant à ces grandeurs.

- On procède par programme. Une série de tests sera placée afin de localiser le programme le mieux adapté aux exigences de l'air au moment de la mise en route. Ces deux solutions exigent la connaissance préalable des limites exactes des différentes zones de fonctionnement. Ce qui n'est pas facile quand on sait que les paramètres de l'air varient aussi bien dans le temps que dans l'espace.

- Une troisième solution consiste à faire lire par le microprocesseur le contenu d'un registre d'amorce localisé physiquement à une adresse connue. Les données lues seront ensuite chargées dans le compteur ordinal qui lancera l'exécution du programme indexé. Le contenu de ce registre est donc l'adresse du début du programme au moment de la mise en route.

Des mémoires additionnelles contenant les programmes correspondant à l'analyse statistique sont chargées à comptabiliser les programmes utilisés pendant la durée de fonctionnement et de transférer à chaque instant dans le registre d'amorce l'adresse du début du programme le plus utilisé.

Donc, à chaque mise en route, le microprocesseur lit le contenu du registre d'amorce, le charge dans le compteur ordinal et démarre l'exécution du programme. Ainsi à chaque mise en route, le programme de démarrage correspondra toujours à celui qui a été le plus utilisé avant l'arrêt.

C O N C L U S I O N

1. Après avoir situé le domaine d'application de la régulation numérique et décrit les différents éléments constitutifs de la chaîne de traitement et d'acquisition, nous avons procédé à l'analyse du conditionnement de l'air en vue de minimiser l'énergie dépensée. Pour cela nous avons été amenés à diviser l'état de l'air en 13 zones de fonctionnement dont chacune répond à un algorithme de commande bien déterminé. L'utilisation d'un by-pass s'est aussi imposée dans la recherche d'un mélange le mieux adapté au traitement de l'air.

2. Dans la détermination des algorithmes de commande nous avons pris à chaque fois comme point de consigne le résultat d'un calcul de la température de soufflage à partir des grandeurs mesurées et des valeurs désirées.

3. Pour la commande et le contrôle des actionneurs nous avons choisi le mode d'entrée/sortie résidente en mémoire tampon. Ceci a été adopté pour éviter les jeux d'interruptions entre les machines et le microprocesseur pendant l'écriture ou la lecture des données.

4. Pour les actionneurs, notre choix s'est porté sur les servomoteurs pas à pas électropneumatiques. Par leur vocation de convertisseur numérique-analogique, ils sont directement adaptables au microcalculateur et par la discontinuité de leur consommation d'énergie ils répondent exactement au but que nous nous sommes fixé.

5. Par l'intermédiaire de ce projet nous espérons avoir pu montrer un cahier de charge pour une réalisation future. A notre avis une étude approfondie de ce sujet avec la réalisation pratique doit être poursuivie dans un avenir proche.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [ACQ] : J.P. ACQUADRO
Système multiprocesseur pour l'instrumentation
et la régulation (Thèse)
- [BARKSI] : Z. BARKSI et les autres
Analyse et recherche de possibilités d'application
d'un ordinateur pour la commande de plusieurs objets
de climatisation
- [BERTH] : G. BERTHIER
Régulation numérique des processus industriels
(I.R.A. d'Arles)
- [CA-CRO] : L. CAEN et J.M. CROZET
Microprocesseurs et microordinateurs (Ed. Eyrolles)
- [KLEF] : G. KLEFENZ
La régulation dans les centrales thermiques
(Ed. Eyrolles)
- [LAND] : LANDAU
Sur la théorie et les applications des systèmes
adaptatifs avec modèle
- [LILEN] : H. LILEN
Du microprocesseur au microordinateur (Ed. Radio)
- [MER] : J.P. MERISSE
Identification et commande de systèmes multivariables
à partir de l'analyse de leurs réponses impulsionnelles
(Thèse)
- [OLAI] : Z. OLAIWAN
Système multiprocesseur pour la commande
automatique (Thèse)
- [RO-MAU] : M.ROBIN et T. MAURIN
Interfaçage des microprocesseurs
(Ed. Dunod)

A N N E X E S

A.1. REPRESENTATION DES SYSTEMES ECHANTILLONNES

Un microcalculateur (ou un calculateur) ne peut pas traiter en continu $M(t)$, il ne prendra en compte la mesure qu'à des instants bien déterminés, généralement espacés d'un intervalle fixe appelé "période d'échantillonnage" ou "temps de scrutation" et noté T .

Il en est de même pour le signal de commande issu d'un microcalculateur numérique. Ce signal ne changera qu'à des instants fixes.

Un signal "discret" n'existera donc qu'aux instants nT .

$M(t)$: signal continu

$M^*(t)$: signal échantillonné

$$M^*(t) = [M(0), M(T), M(2T), \dots, M(nT), \dots] = M_n$$

En régulation on a généralement trois formes de représentation d'un procédé :

- fonction de transfert en p :

$H_R(p)$ à constante de temps multiple

- réponse impulsionnelle discrète :

$$H_n^* = (h_0, h_1, \dots, h_n)$$

- fonction de transfert en z :

$H_R(z)$: premier ordre avec retard pur

La première forme $H_R(p)$ est utilisée dans la régulation classique, on retiendra donc surtout les deux autres formes de représentation.

A.1.1. Réponse impulsionnelle discrète

La théorie d'échantillonnage des signaux montre qu'un signal discret e^* est considéré comme un train d'impulsions modulées en amplitude. La sortie S^* sera une superposition de réponses impulsionnelles.

Les coefficients h_k sont les valeurs de la réponse impulsionnelle $h(t)$ aux instants kT .

La sortie S_n pourra alors s'écrire :

$$S_n = h_0 e_n + h_1 e_{n-1} + \dots + h_n e_0$$

ou encore :

$$S_n = \sum_{k=0}^n h_k e_{n-k}$$

La sortie S_n est donc une combinaison linéaire des $N + 1$ entrées précédentes, car en pratique, pour $H(p)$ stable les coefficients h_k sont quasiment nuls pour k supérieur à un indice N .

On pourra alors écrire en notation vectorielle :

$$H_N^t = (h_0, h_1, \dots, h_N)$$

$$E_n^t = (e_n, e_{n-1}, \dots, e_{n-N})$$

$$S_n = H_N^t \cdot E_n \quad (\text{produit scalaire})$$

A.1.2. Fonction de transfert en z

On a établi que les suites d'entrée et de sortie d'un procédé de fonction de transfert $H(p)$ sont reliées par l'équation :

$$S_n = \sum_{k=0}^n h_k e_{n-k}$$

Si on prend la transformée en z globale de cette équation, en notant :

$$S(z) = Z(S_n)$$

$$E(z) = Z(E_n)$$

$$H(z) = Z(h_n)$$

alors d'après la propriété de la transformée en z :

$$S(z) = H(z) \cdot E(z)$$

$H(z)$ est alors la fonction de transfert en z liant e^* et S^* .

$H(z)$ est la transformée en z de la réponse impulsionnelle $h^*(t)$.

$$H(z) = \sum_{n=0}^{\infty} h_n z^{-n} \quad (\text{série entière en } z^{-1})$$

Les suites e_n d'entrée et S_n de sortie sont reliées par une "équation de récurrence" linéaire à coefficients constants.

A.2. IDENTIFICATION PAR CALCULATEUR

La réalisation d'une commande optimale d'un processus impose l'élaboration préalable de son modèle mathématique qui traduit analytiquement son comportement en régime quelconque.

Plusieurs méthodes sont utilisées. On peut les classer en deux catégories :

- Les procédés représentés par leur réponse impulsionnelle.
- Les procédés représentés par une fonction de transfert en z .

Pour la première catégorie nous allons exposer la méthode dite "du modèle" à titre d'exemple et pour la seconde la méthode Heuristique (Méthode de STEIGLITZ).

A.2.1. Méthode du modèle

Supposons que le procédé soit régi par une équation de la forme :

$$M_n = \sum_{k=1}^N h_k V_{n-k}$$

$H^t = [h_1, h_2, \dots, h_N]$ le vecteur des coefficients de sa réponse impulsionnelle.

Ces N coefficients h_k sont les inconnues du problème de l'identification.

Le problème consiste à trouver un modèle (et son vecteur de coefficients H) qui soit proche du processus inconnu. La méthode du modèle procède à la comparaison des sorties M_n et \hat{M}_n de l'objet et du modèle soumis aux mêmes entrées V_i . On choisit alors un modèle régi par le même type d'équation que le processus.

$$\text{Soit } \hat{M}_n = \sum_{k=1}^N \hat{h}_k V_{n-k}$$

$$\hat{M}_n = \hat{H}^t \cdot V_n \quad \text{où} \quad V_n^t = [V_{n-1}, \dots, V_{n-N}]$$

A.2.2. Méthode Heuristique

C'est une méthode dont la convergence théorique n'a pu être démontrée mais qui fonctionne très bien en pratique. C'est une méthode à base de moindres carrés.

Soit un processus échantillonné. S'il n'y avait pas de bruit de mesure, on aurait :

$$M(z) = \frac{N(z)}{D(z)} \cdot V(z) \quad \text{où} \quad N(z) = a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_m z^{-m}$$

$$D(z) = 1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_r z^{-r}$$

avec $r \geq m$

$a_0, a_1, \dots, a_m, b_1, \dots, b_r$ sont les paramètres inconnus à déterminer. Le problème consiste alors à chercher une fonction

dont la minimisation donnera le modèle le plus proche de l'objet.

$$\varepsilon = \sum_{n=1}^K E_n^2 \quad \text{doit être minimum}$$

Mais quel écart E_n faut-il prendre ?

- L'erreur de sortie $E(z) = M(z) - \frac{N(z)}{D(z)} \cdot V(z)$ n'est pas applicable parce que S_n tel que $S(z) = \frac{N(z)}{D(z)} \cdot V(z)$ est une fonction non-linéaire des paramètres cherchés.

- L'erreur généralisée $E'(z) = D(z)M(z) - N(z)V(z)$ a été montré linéaire par rapport aux paramètres et la méthode des moindres carrés s'applique sans difficulté. Cependant un problème se pose dès qu'il y a du bruit sur les signaux mesurés. Ce qui est généralement le cas. D'où l'idée de représenter l'erreur sous la forme :

$$E''(z) = \frac{D(z)}{D_{i-1}(z)} \cdot M(z) - \frac{N(z)}{D_{i-1}(z)} \cdot V(z)$$

où $D_{i-1}(z)$ représente le dénominateur de la fonction de transfert estimée à l'itération précédente. On commence avec $D_0 = 1$, ce qui correspond à la méthode des moindres carrés appliquée à l'erreur généralisée $E'(z)$.

$$\varepsilon = \sum_{n=1}^K E_n'^2$$

Les équations $\frac{\partial \varepsilon}{\partial a} = \frac{\partial \varepsilon}{\partial b} = 0$ donneront les solutions \hat{a}_i, \hat{b}_i .

On peut alors écrire $D_i(z)$ qui sera utilisé pour filtrer les données V_n et M_n , puis l'on applique à nouveau les moindres carrés et ainsi de suite.

