

THÈSE

présentée

à la Faculté des Sciences de l'Université de Lille

pour obtenir

le titre de Docteur de 3^{ème} Cycle en Automatique

par

Rémi FLIPO

Licencié ès-Sciences

- o o o -

Titre de la thèse

**"ETUDE et REALISATION d'un ASSERVISSEMENT
DISCRET de VITESSE"**

Soutenue le 19 Octobre 1968 devant la commission d'examen :

Messieurs : R. DEHORS Président
P. VIDAL Rapporteur
M. MORIAMEZ | Examineurs
F. LAURENT |

LISTE DES PROFESSEURSDOYENS HONORAIRES

Monsieur PRUVOST P.
 Monsieur LEFEBVRE H.
 Monsieur PARREAU M.
 Monsieur TILLIEU J.

PROFESSEURS HONORAIRES

MM. ARNOULT, BEGHIN, BROCHARD, CAU, CHAPELION, CHAUDRON,
 CORDONNIER, DEHEUVELS, DEHORNE, DOLLE, FLEURY, P. GERMAIN,
 LAMOTTE, LELONG, KOURGANOFF, Mme LELONG, MM. MAZET, A. MICHEL,
 NORMANT, PARISELLE, PASCAL, PAUTHENIER, ROIG, ROSEAU,
 ROUBINE, WIEMANN, ZAMANSKY, KAMPE DE FERRET.

DOYEN

Monsieur DEFRETIN R.

PROFESSEURS

MM. DURCHON M.	Zoologie (ASSESEUR)
HEUBEL M.	Chimie Minérale (ASSESEUR)
BACCHUS P.	Astronomie et calcul numérique
BECART M.	Physique
BERKER R.	Mécanique des Fluides
BLOCH V.	Psychophysologie
BONNEMAN-BEMIA P.	Chimie et Physico-chimie industrielles
BONTE A.	Géologie appliquée
BOUISSET S.	Physiologie animale
BOURIQUET R.	Botanique
CELET P.	Géologie
CORSIN P.	Paléobotanique
DECUYPER M.	Mathématique
DEDECKER P.	Mathématique
DEHORS R.	Physique industrielle
DELATTRE Ch.	Géologie

MM. DELEAU P.	Géologie
DELHAYE M.	Chimie Minérale
DESCOMBES R.	Calcul différentiel et intégral
GABILLARD R.	Radioélectricité et Electronique
GERMAIN J.	Chimie général et Chimie organique
GLACET Z.	Chimie
GONTIER G.	Mécanique des fluides
HEIM de BALZAC H.	Zoologie
HOCQUETTE M.	Botanique générale et appliquée
LEBEGUE A.	Botanique, Collège Scientifique Universitaire
Mme LEBEGUE G.	Physique
M. LEBRUN A.	Radioélectricité et Electronique
Mlle LENOBLE J.	Physique
MM. LIEBAERT R.	Radioélectricité
LINDER R.	Botanique
LUCQUIN	Chimie
MARION E.	Chimie
Mlle MARQUET S.	Mathématique
MM. MARTINOT-LAGARDE A.	Mécanique des fluides
MAUREL R.	Chimie
MENNESSIER G.	Géologie
MONTREUIL J.	Chimie Biologie
PEREZ J.P.	Physique
PHAM MAU QUAN	Mécanique générale
POITOU G.	Algèbre supérieure
POUZET P.	Mathématiques
PROUVOST J.	Géologie, Résidence Académique
ROUELLE E.	Physique et électricité industrielles
SAVARD J.	Chimie générale
SCHALLER F.	Zoologie
SCHILTZ R.	Physique
Mme SCHWARTZ M.H.	Mathématiques
MM. TRIDOT G.	Chimie minérale appliquée
VIVIER G.	Zoologie
WARTERLOT G.	Géologie et minéralogie

MM. WERTHEIMER R. Physique
 METTETAL M. Zoologie

MAITRE DE CONFERENCE

MM. ANDRE J. Zoologie
 BEAUFILS J.P. Chimie Générale
 BLANCHARD J.M. Chimie appliquée
 BOILLET P. Physique
 BUI TRONG LIEU Mathématiques
 CHASTRETTE Chimie générale
 COMBET E. Mathématiques
 CONSTANT E. Physique
 DANZE J. Géologie
 DERCOURT Géologie et Minéralogie
 DEVRAINNE Chimie Minérale
Mme DRAN Chimie appliquée
MM. FOATA D. Mathématiques
 FOURET R. Physique
 GAVORET J. Physique théorique
 HERZ J. Calcul numérique
 HUARD DE LA MARRE Calcul numérique
 LACOMBE D. Mathématiques
 MAES S. Physique
 MONTARIOL F. Chimie minérale et métallurgie
 MORIAMEZ M. Physique
 MOUVIER G. Chimie
 NGUYEN PHONG CHAU Physique Industrielle
 PANET Electrotechnique
 RAUZY G. Mathématiques
 SAADA Physique
 SEGARD Chimie Biologique
 TUDO Chimie minérale appliquée
 VAILLANT Mathématiques
 VAZART B. Botanique
 VIDAL Physique industrielle

MAITRES-ASSISTANTS

Mr. ABBAR M.	Physique
AMIET J.L.	Zoologie
Mle AYATS M.C.	Mathématiques
MM. BELLET J.	Physique
BOSMORIN J.	Mathématiques
Mme BOURDELET F.	Physique
MM. BRIDOUX M.	Chimie Minérale
CALAIS J.P.	Mathématiques
CARLIER J.	Physique
Mle CHARRET R.	Zoologie
Mmes CRUNELLE M.	Chimie minérale
DANZE	Paléobotanique
M. DEBOUDT M.	Physique
Mmes DEFFRETIN S.	Géologie
DELHAYE M.B.	Chimie minérale
M. DEPREZ G.	Physique
Mme DIXMIER S.	Mathématiques
MM. DOUKHAN J.C.	Physique
DUHAMEL A.	Chimie appliquée
DYMENT A.	Mécanique des fluides
FONTAINE J.	Radioélectricité
GROLIER J.	Géologie et minéralogie
HENRY A.	Botanique
Mme HUCQUETTE H.	Botanique
MM. JOURNEL G.	Physique générale
JOLY R.	Zoologie
Mme LECONTE M.J.	Mathématiques
Mle LEGRAND D.	Mathématiques
M. LERDY Y.	Radioélectricité
Mle LUSSIAA-BERDOU J.	Mathématiques
MM. MAIZIERES	Electromécanique
MESSELYN J.	Physique
MIGEON M.	Chimie minérale
MONTUELLE B.	Botanique
PERTIJON E.	Physiologie animale

MM. PILLONS A.	Mathématiques
POIROT P.	Mathématiques
PONCHEL B.	Physique
PONSOLLE L.	Chimie générale
RACZY L.	Radioélectricité
RISBOURG A.	Radioélectricité
ROUSSEAU J.	Physique
VAN HEEMS J.	Physique
WATERLOT M.	Géologie

CHEFS DE TRAVAUX

Mme BOUVIER F.	Chimie appliquée
MM. GOBERT J.	Physique
PARSY F.	Mathématiques
TISON P.	Mathématiques

SECRETAIRE GENERAL, ATTACHE PRINCIPAL

Monsieur LEGROS

ATTACHES D'ADMINISTRATION

Messieurs COLLIGNON
FACON
JANS
LEROY

A ma femme

AVANT PROPOS

C'est dans le cadre de l'Institut d'Automatique dirigé par Monsieur le Professeur DEHORS, que nous avons effectué ces recherches. Nous tenons à lui exprimer notre profonde gratitude pour l'accueil qu'il nous a réservé et le précieux enseignement qu'il a su nous dispenser.

Nous lui sommes reconnaissant de nous avoir fait l'honneur de bien vouloir présider notre Jury.

Monsieur le Professeur VIDAL, nous a suivi et guidé durant toute cette étude. Sa foi en la recherche, qu'il sait faire partager à ceux qui l'entourent, son dynamisme et ses conseils nous ont aidé à mener à bien cette thèse. Qu'il soit très sincèrement remercié et assuré de notre profonde reconnaissance.

Que Monsieur le Professeur MORIAMEZ trouve ici l'expression de notre respectueuse reconnaissance pour la bienveillante simplicité avec laquelle il a accepté d'examiner notre travail.

Nous exprimons aussi notre gratitude à Monsieur LAURENT, chargé de Recherche au Centre National de la Recherche Scientifique, qui nous a fréquemment encouragé et fait profiter de ses connaissances. Nous lui sommes reconnaissant d'avoir bien voulu accepter de participer à notre Jury.

Enfin nous tenons à rendre hommage à Monsieur MANESSE, Maître Assistant de l'Institut et à Monsieur SACRE, Chercheur de ce même Institut, pour l'aide amicale qu'ils nous ont apportée.

Nous ne saurions terminer sans adresser nos remerciements à tous les collaborateurs de l'Institut d'Automatique qui, directement ou indirectement, ont contribué à la réalisation de ce travail et aussi à la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique pour l'aide matérielle qu'elle a apportée.

INTRODUCTION GENERALE

Les recherches effectuées depuis de nombreuses années dans le domaine de l'Automatique se sont tout d'abord orientées vers l'étude des systèmes continus linéaires puis non linéaires.

Toutefois au cours de ces dernières années, un grand nombre de systèmes, comportant des variables discrètes ont vu le jour, et la mise au point de diverses méthodes d'étude des systèmes discrets non linéaires a permis d'élaborer des techniques applicables à des classes de systèmes.

C'est dans ce cadre que se placent les travaux que nous avons abordés au laboratoire d'Automatique de la Faculté des Sciences de Lille, en étudiant et en réalisant un asservissement de vitesse à hautes performances, comparable à un moteur synchrone. Toutefois ce dernier possède une commande de vitesse peu souple car elle est, dans la majorité des utilisations, liée à la construction du moteur.

L'asservissement de vitesse proposé dans ce mémoire possède par contre des performances liées à un organe de codage indépendant du moteur à réguler.

L'étude du système se divise en deux **étapes** :

- La première est consacrée à l'étude mathématique de l'asservissement, au moyen de la détermination d'un schéma bloc équivalent, et des équations de récurrence liant les variables de celui-ci.

Le problème de la stabilité du système asservi et de la détermination des régimes de fonctionnement est abordé théoriquement au moyen des expressions mathématiques, et d'un point de vue pratique à l'aide d'un réseau d'abaques.

- La seconde partie de notre étude est réservée à la simulation, sur calculatrice analogique du système, puis à la réalisation d'un prototype d'asservissement fonctionnant selon le principe envisagé.

1^{ère} PARTIE

ETUDE THEORIQUE

- o o o -

GENERALITES

1.1. INTRODUCTION

Le système asservi que nous allons décrire est du type non-linéaire échantillonné: et contrairement aux travaux antérieurs qui avaient simplifié l'étude de systèmes de ce type en les assimilant à des systèmes linéaires continus, nous étudierons le système en conservant son caractère non-linéaire et ses variables discontinues.

1.2. DESCRIPTION ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU SYSTEME ASSERVI

La précision d'un asservissement de vitesse dépend la plupart du temps de la qualité de l'organe moteur et surtout des caractéristiques du capteur tachymétrique utilisé. Afin d'éliminer la précision relativement faible due à une génératrice tachymétrique (1/1000) nous avons mis en oeuvre un capteur photoélectrique qui permet d'atteindre une précision supérieure mais impose, dans l'utilisation prévue, l'emploi d'un système logique comme organe de commande du moteur.

L'ensemble du système asservi est représenté figure 1.1.

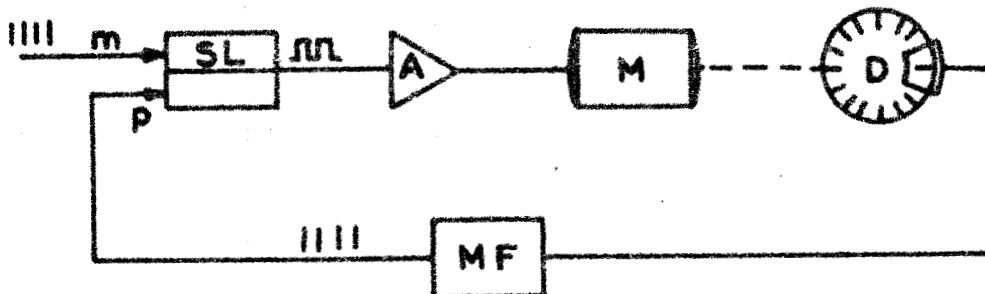


Figure 1.1 : Schéma synoptique du système asservi

Le moteur M , à réguler, est couplé à un disque transparent ou codeur D traversé par un faisceau lumineux éclairant une cellule photoélectrique. Sur le disque D des traits opaques sont tracés à intervalles réguliers. Le passage de ces traits dans le faisceau modifie l'éclairement de la cellule et crée ainsi des impulsions électriques p mises en forme par l'élément noté $M F$

La fréquence de ces impulsions est proportionnelle à la vitesse moyenne du moteur. Lors du fonctionnement de l'asservissement, nous appliquons à son entrée un train d'impulsions m dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse de référence.

Lorsque le système logique $S L$ est excité par le front d'attaque d'une impulsion m , il établit le courant d'alimentation du moteur M . Le front d'attaque d'une impulsion p , transmise au système $S L$, a pour effet de couper ce courant

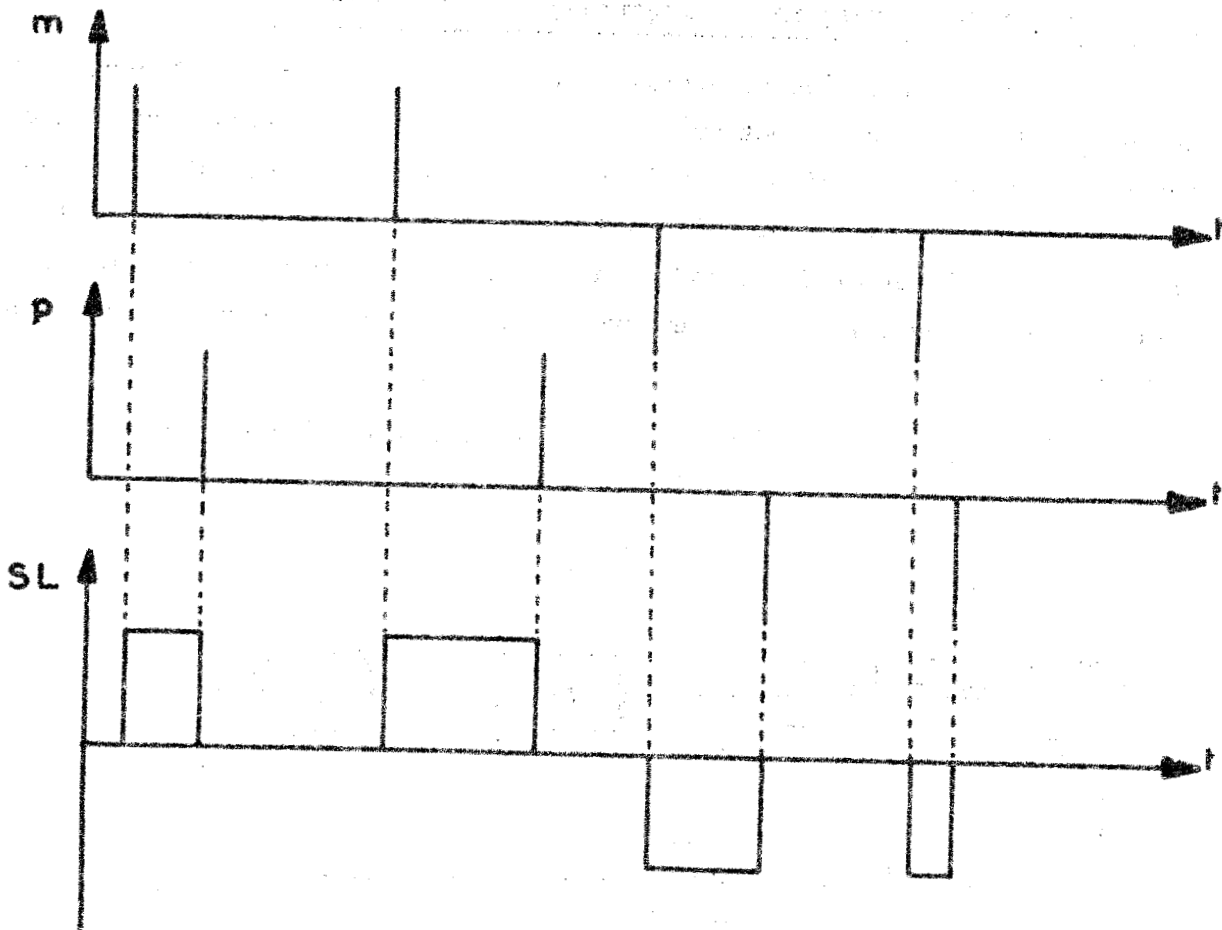


Figure 1.2 : Action des impulsions d'entrée m et de bouclage p sur la tension de sortie du système logique $S L$

La tension à la sortie du système logique est du type impulsionnel à modulation de largeur et dont le signe est identique à celui de la vitesse de consigne (figure 1.2).

1.3. LINEARISATION DU SYSTEME

A notre connaissance, l'étude non linéaire du système envisagé n'a pas encore été réalisée, pour des raisons relatives à la complexité des calculs. Toutefois, avant d'aborder cet aspect, nous allons présenter sommairement les principales hypothèses simplificatrices introduites lors des travaux antérieurs (1) et (2) sur ce type d'asservissement, destinées principalement à éclairer le problème dans sa complexité.

Bien souvent une caractéristique du type saturation est imposée au système logique qui réagit selon la vitesse du moteur comme suit :

- vitesse trop rapide : il annule l'angle de conduction et, par voie de conséquence, supprime les impulsions.
- vitesse trop lente : il porte l'angle de conduction à sa valeur maximum égale à la période des impulsions d'entrée .
- vitesse voisine de la vitesse de synchronisme : il module l'angle de conduction.

Le réglage des paramètres est réalisé de façon telle que le temps de conduction de la tension d'alimentation ait sensiblement une durée moitié de la période des impulsions d'entrée en régime établi.

Toutefois la plupart des auteurs ne considèrent qu'un fonctionnement linéaire, c'est-à-dire en réalité la stabilité locale de l'asservissement.

Le schéma bloc le plus souvent retenu (figure 1.3) comprend alors une chaîne d'action, un bouclage et une entrée constante continue C.

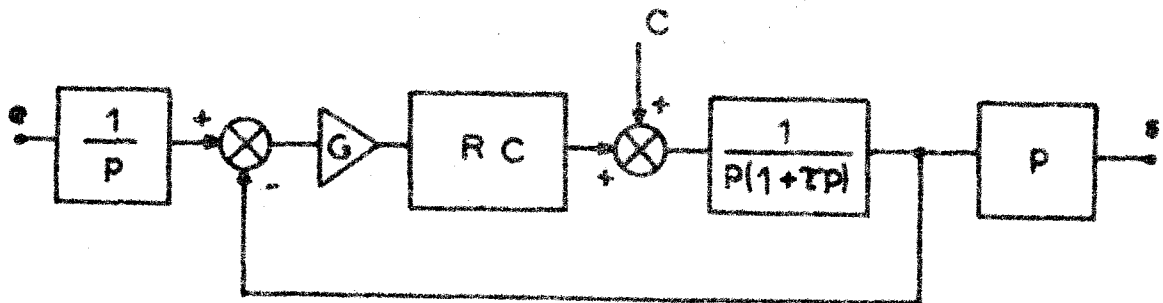


Figure 1.3 : Schéma bloc du système analogique linéarisé

1.3.1. La chaîne directe comporte :

- Un intégrateur transformant la variable vitesse en variable de position.
- Un amplificateur.
- Un réseau correcteur ⁽³⁾ ayant pour effet d'améliorer la stabilité du système.
- L'organe à réguler, moteur de transmittance de la forme $\frac{1}{p(1+\tau p)}$
- Un élément de transmittance p délivrant la vitesse de sortie à réguler.

1.3.2. Le bouclage est à retour unitaire

1.3.3. La constante continue C maintient la vitesse du moteur à une valeur donnée lorsque la contribution de la régulation est nulle.

Dans le schéma bloc de la figure 1.3, les valeurs considérées sont continues malgré la présence d'impulsions échantillonnant les différentes variables ; de plus, tous les éléments sont linéaires bien qu'un système logique soit introduit dans l'asservissement.

Les simplifications ainsi introduites justifient l'utilisation des critères classiques des systèmes linéaires continus, mais rendent toutefois les résultats contestables.

C'est pourquoi, dans notre étude, nous ne les retiendrons pas et aurons recours aux méthodes propres aux systèmes échantillonnés non linéaires.

1.4. SCHEMA BLOC DU SYSTEME REEL

L'asservissement (figure 1.1) peut-être mis sous la forme développée du schéma bloc de la figure 1.4.

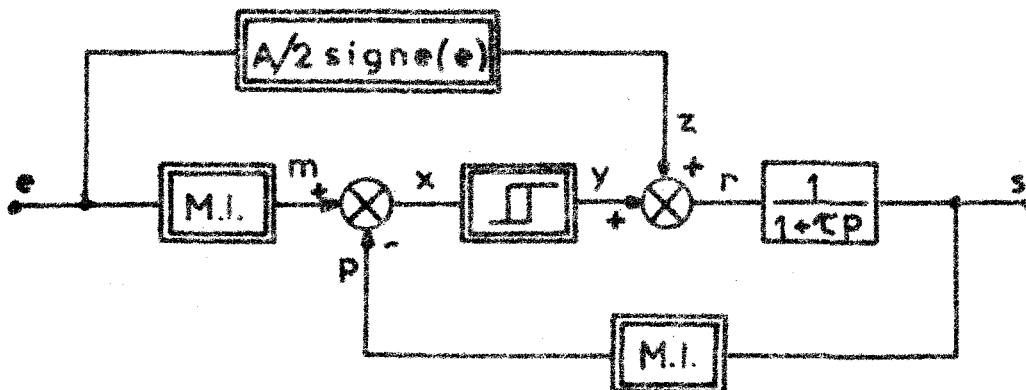


Figure 1.4 : Schéma bloc de l'asservissement

1.4.1. La chaîne d'action est composée des éléments suivants :

- Un modulateur intégral (M.I.) dont le mode d'action est précisé par la loi suivante : "Une impulsion est émise lorsque l'intégrale de la valeur d'entrée de l'élément passe par un multiple positif ou négatif d'un certain quantum ou seuil" (figure 1.5).

De plus, le signe de l'impulsion émise est identique à celui du signal modulé (4).

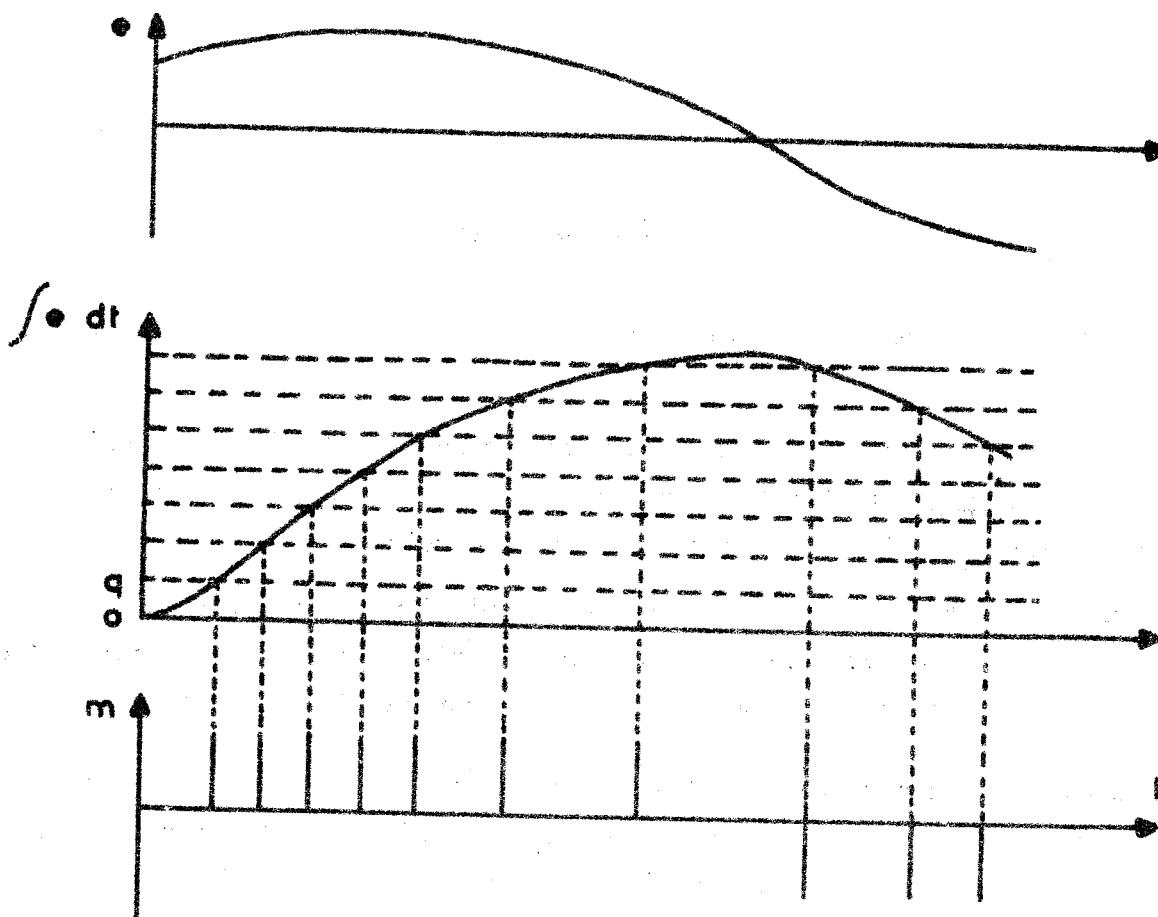


Figure 1.5 : Mode d'action du modulateur intégral

- Une mémoire constituée par un "plus ou moins" avec hystérésis dont la valeur de saturation est égale à $A/2$ et dont le seuil est inférieur à la hauteur des impulsions issues du modulateur.

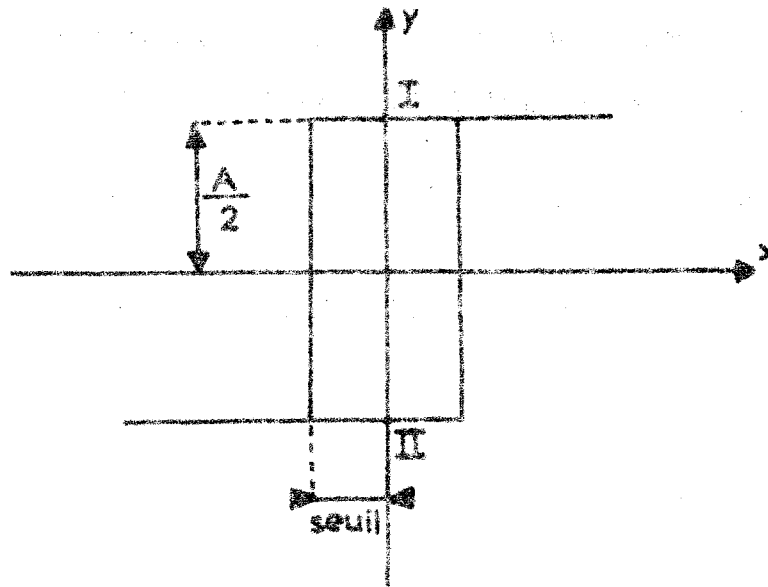


Figure 1.6 : "Plus ou moins" avec hystérésis

La figure 1.6 montre que la mémoire possède au repos deux états stables I et II.

En présence d'une impulsion, que nous supposons dans ce cas positive, le point de fonctionnement décrit la branche saturée positive et se fixe au repos sur l'état I quel que soit l'état antérieur de la mémoire.

Suivant l'état de la mémoire, lors de l'émission des impulsions, il peut y avoir ou non perte de certaines informations discrètes, car si une impulsion ne change pas l'état de la mémoire elle est perdue pour la régulation (figure 1.7).

Ces pertes génèrent une perturbation quantifiée qui rend possible, par le jeu des non linéarités existantes, l'apparition de régimes multiples de fonctionnement. Ceux-ci feront l'objet du chapitre deux.

- Le moteur à réguler, qui, en première approximation, possède une fonction de transfert du 1er ordre (asservissement de vitesse).

1.4.2. La boucle d'asservissement issue de l'entrée élabore un signal constant du signe de l'entrée, et de module égal à $A/2$. Cette valeur s'ajoute à la valeur issue de la mémoire et donne une tension d'alimentation du moteur nulle ou égale à A signe (e) dont le signe fixe le sens de rotation du moteur.

Ce bouclage sépare nettement, d'une part, la contribution de la régulation et, d'autre part, l'apport d'énergie nécessaire pour imposer au moteur une rotation unidirectionnelle en dehors de toute régulation.

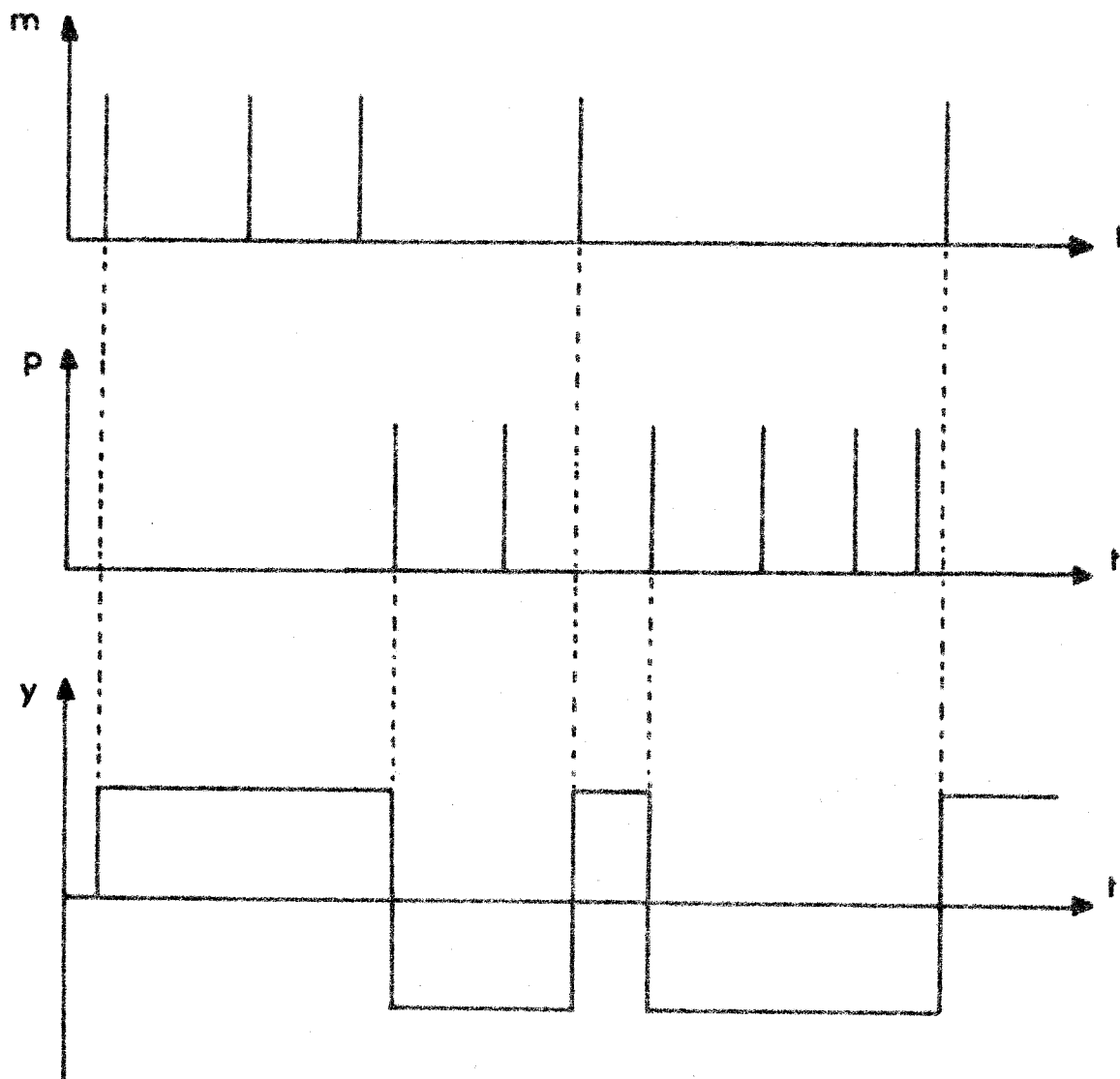


Figure 1.7 : Processus de mémorisation avec mise en évidence de la perte d'influence de certaines informations.

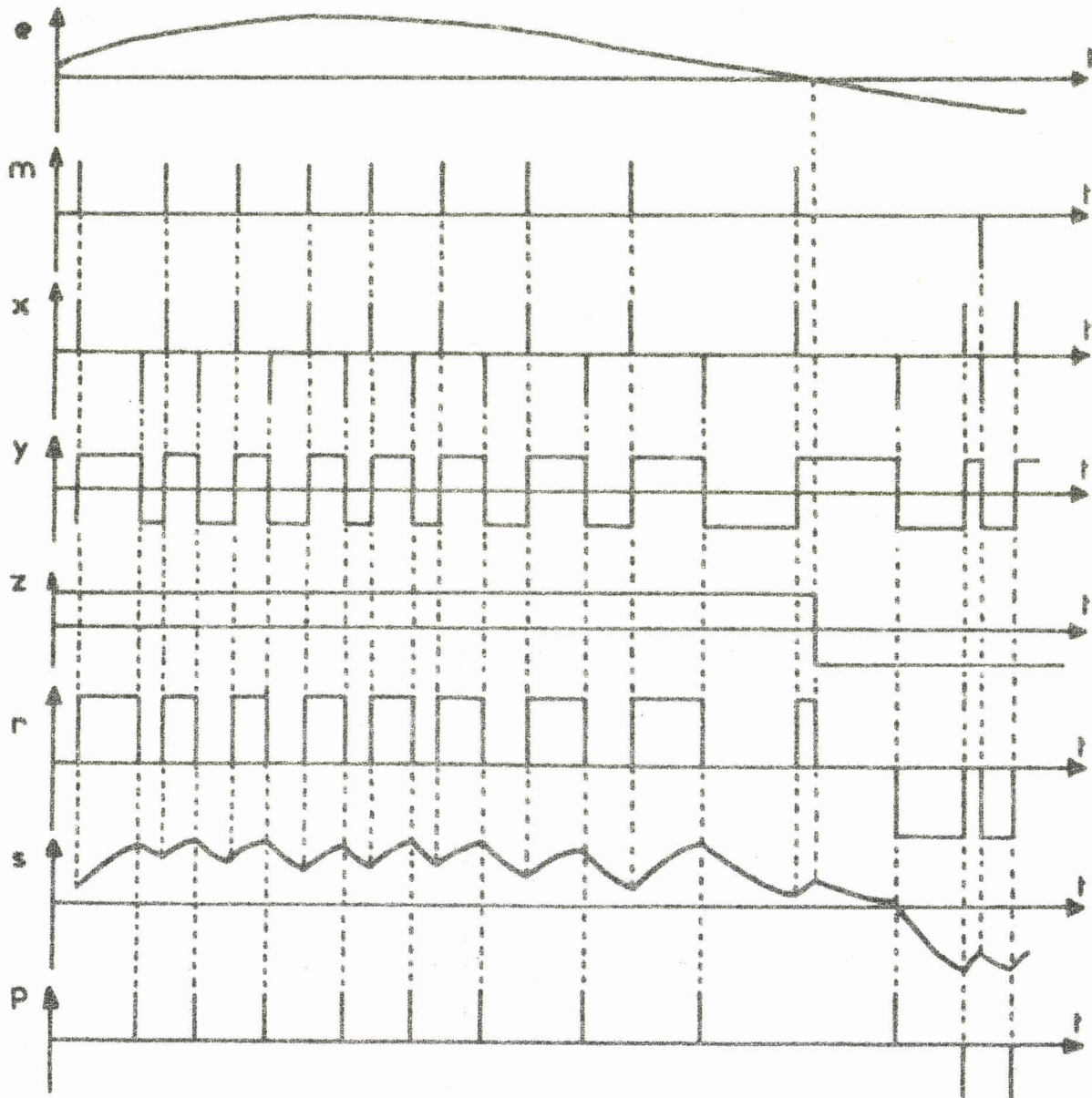


Figure 1.8 : Evolution des variables du système

1.4.3. La chaîne de retour comporte un modulateur intégral identique à celui faisant partie de la chaîne d'action (figure 1.5).

Afin de mieux saisir le fonctionnement du système, nous avons représenté figure 1.8 l'évolution des variables de celui-ci.

CONCLUSION

La mise en évidence des différentes non linéarités et l'aspect échantillonné de certaines variables, suggèrent l'établissement d'un schéma bloc plus élaboré que dans les études antérieures.

Ce schéma, équivalent à l'asservissement de vitesse, a montré l'existence de pertes possibles d'informations conduisant à l'établissement d'une multitude de régimes de fonctionnement et nous allons tenter d'expliquer ceux-ci dans le chapitre suivant.

II

MISE EN EQUATION ET DIFFERENTS REGIMES DE FONCTIONNEMENT

2.1. INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent nous avons dégagé les caractéristiques essentielles du système asservi et montré les possibilités d'établissement de nombreux régimes de fonctionnement. Afin d'approcher plus profondément ceux-ci, nous allons établir les équations de récurrence liant les variables, définir les différents régimes de fonctionnement qui en découlent et fixer les conditions d'existence de ces régimes.

Choisissons comme instant d'échantillonnage des variables du système l'instant d'émission des impulsions de consigne. En effet, à l'instant d'émission de ces impulsions on peut déterminer: l'intervalle de temps entre les impulsions de commande, le fonctionnement du système et la vitesse instantanée du moteur.

L'étude des systèmes échantillonnés non linéaires à période variable est, à l'heure actuelle, difficile et peu abordée à cause de sa difficulté. Aussi nous nous intéresserons au régime dynamique de l'asservissement soumis à une entrée constante et nous ramènerons alors le problème à celui de l'étude d'un système à période d'échantillonnage constante (fonctionnement du système en régulateur) (6).

2.2. DETERMINATION DES EQUATIONS DE RECURRENCE

2.2.1. Equations sans perte d'informations

Le fonctionnement de l'organe à réguler est régi par une équation différentielle de la forme (2.1)

$$\tau \frac{ds}{dt} + s = I(t) \quad (2.1)$$

La résolution de cette équation s'effectue en deux étapes selon que $I(t)$ présente la valeur A signe (e) (conduction) ou la valeur 0 (non conduction).

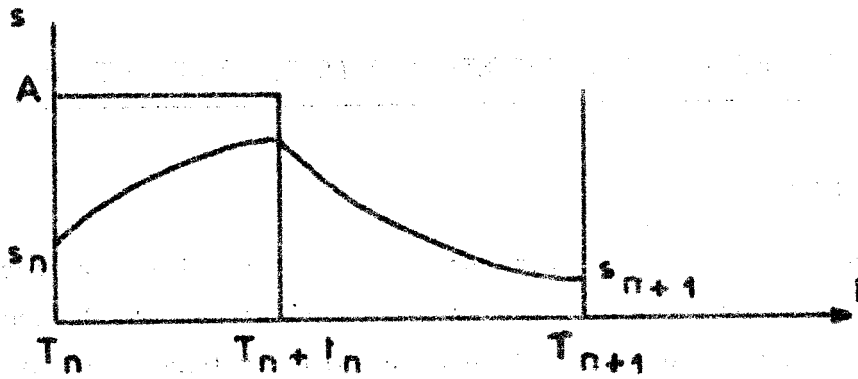


Figure 2.1 : Variation de la valeur s durant une période d'échantillonnage

A partir des conditions initiales, à l'instant T_n , de la valeur prise à cet instant par la sortie s et de la valeur du temps de conduction t_n , nous obtenons la valeur de la sortie à l'instant T_{n+1} par l'intermédiaire de l'équation (2.2)

$$s_{n+1} = s_n e^{-T/\tau} + A \text{ signe}(e) (e^{t_n/\tau} - 1) e^{-T/\tau} \quad (2.2)$$

T période d'échantillonnage et $D = e^{-T/\tau}$

La valeur du temps de conduction à l'instant T_{n+1} se calcule grâce à la définition du modulateur :

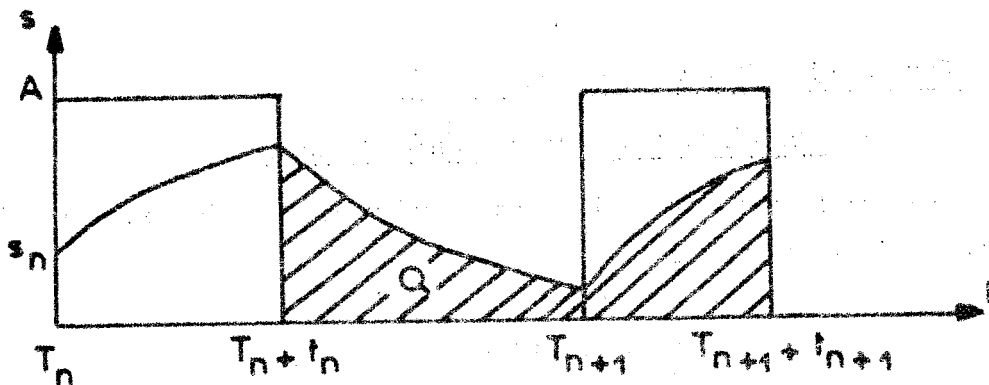


Figure 2.2 : Définition du temps de conduction t_{n+1}

Lorsque l'intégrale de la vitesse augmente d'un quantum Q, il y a émission d'une impulsion (figure 1.5) et :

$$\int_{t_n}^T s \, dt + \int_T^{t_{n+1}} s \, dt = Q \quad (2.3)$$

La résolution de cette équation s'effectue en deux étapes suivant la valeur de s . Entre t_n et T le terme $I(t)$ est nul et entre T et t_{n+1} , il est égal à A . Nous obtenons ainsi l'équation implicite précisant l'évolution du système :

$$A \text{ signe}(e) t_{n+1} + \tau e^{-t_{n+1}/\tau} (A \text{ signe}(e) - s_{n+1}) - \tau e^{-t_n/\tau} (A \text{ signe}(e) - s_n) = Q \quad (2.4)$$

À l'aide des équations (2.2) et (2.4), l'évolution du système peut être définie. Toutefois, afin de généraliser et de simplifier l'étude, introduisons la notation réduite suivante :

$$\alpha = \frac{T}{\tau} ; q = \frac{Q}{A \text{ signe}(e) \tau} ; \omega_n = \frac{s_n}{A \text{ signe}(e)} ; \delta_n = \frac{t_n}{\tau} ; D = e^{-\alpha} = e^{-T/\tau}$$

celle-ci conduit au système d'équations suivant :

$$\omega_{n+1} = \omega_n D - D(1 - e^{\delta_n}) \quad (2.5)$$

$$q = \delta_{n+1} + e^{-\delta_{n+1}}(1 - \omega_{n+1}) - e^{-\delta_n}(1 - \omega_n) \quad (2.6)$$

Remarque : Il est évident que les équations de fonctionnement (2.5) et (2.6) sont indépendantes du signe de l'entrée. Nous étudierons, par la suite, le fonctionnement pour une entrée positive; le fonctionnement pour une entrée négative s'en déduisant facilement. Dans ces conditions l'impulsion modulée commandant le moteur à réguler est toujours positive.

2.2.2. Etude de l'influence des pertes d'informations

Nous allons tout d'abord montrer qu'il peut exister des pertes d'informations en provenance soit du modulateur de bouclage ou du modulateur d'entrée, puis nous étudierons leur influence sur les équations de fonctionnement (2.5) et (2.6).

2.2.2.1. Pertes d'informations consécutives au modulateur de bouclage

Lorsque plusieurs impulsions, à la sortie du modulateur, apparaissent pendant une période d'échantillonnage, il est évident que seule la première exerce une influence sur la régulation du moteur par extinction du courant.

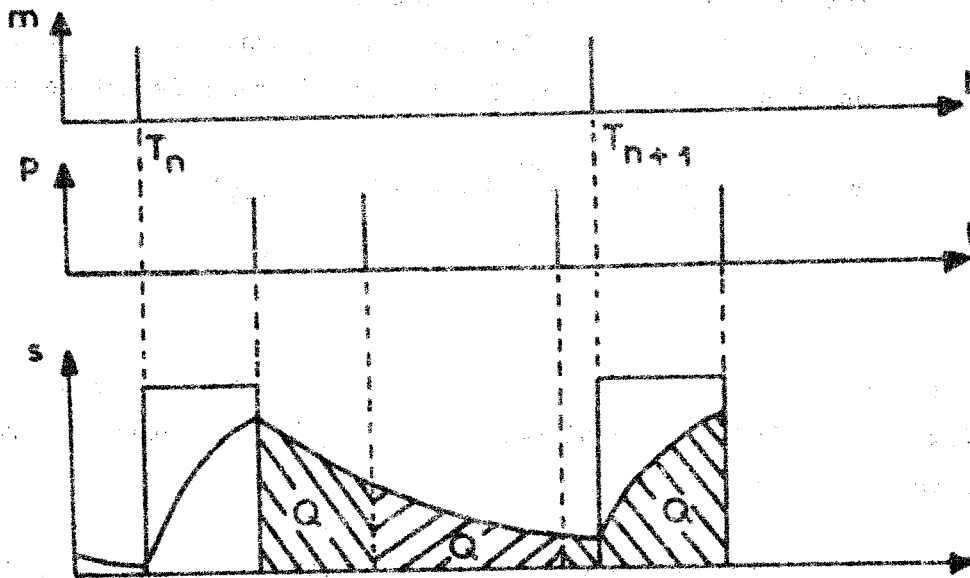


Figure 2.3 : Influence des pertes d'informations issues du modulateur de bouclage

Si entre une extinction et le rétablissement de courant qui suit, il se produit $(m_n - 1)$ impulsions, la valeur de l'intégrale de la vitesse durant ce temps est comprise en $(m_n - 1)$ fois et m_n fois le quantum. L'extinction suivante se produit à la $m_n^{\text{ième}}$ impulsion, la valeur de l'intégrale est égale à m_n fois le quantum et il y a alors quantification.

Le calcul du temps de conduction t_{n+1} , à partir de l'instant T_{n+1} , s'obtient à partir de l'équation (2.7)

$$\int_{t_n}^T s dt + \int_T^{t_{n+1}} s dt = Qm_n \quad (2.7)$$

Remarquons que seul le terme multiplicatif m_n a changé par rapport à l'équation (2.3).

2.2.2.2. Pertes d'informations consécutives au modulateur d'entrée

Une deuxième quantification existe lorsque, durant plusieurs périodes d'échantillonnage p_n , il n'apparaît qu'une seule impulsion à la sortie du modulateur de bouclage.

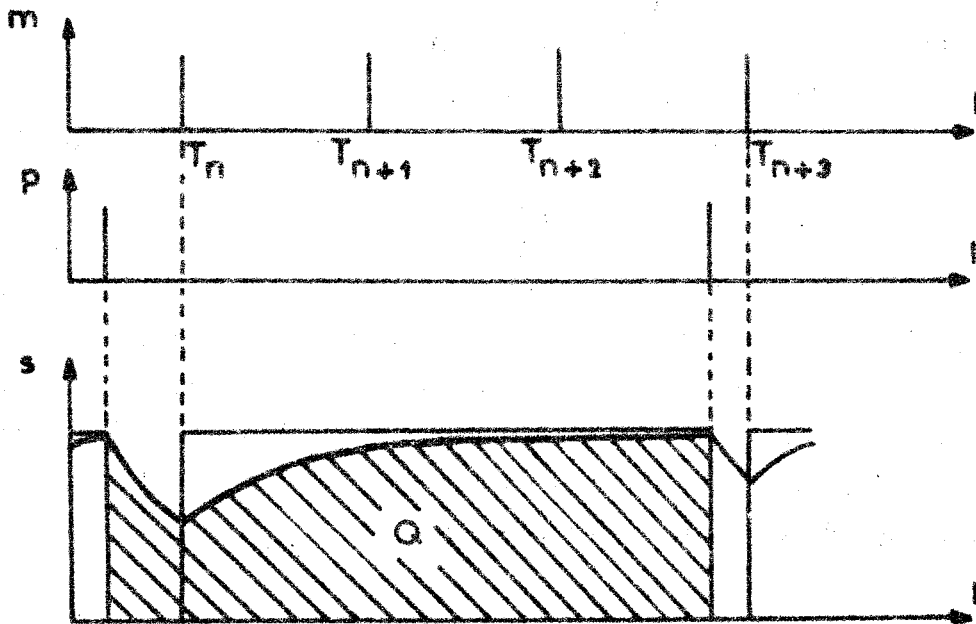


Figure 2.4 : Influence des pertes d'informations dues au modulateur d'entrée.

Les inégalités (2.8) permettent de déterminer le nombre p_n d'impulsions du modulateur d'entrée émises entre deux impulsions du modulateur de retour.

$$1 + \frac{\alpha}{\delta_{n+p_n}} \geq p_n \geq \frac{\alpha}{\delta_{n+p_n}} \quad (2.8)$$

Ces inégalités expriment une relation entre la valeur du temps de conduction de la tension d'alimentation et la période d'échantillonnage.

2.2.3. Equations générales

L'étude de l'influence des deux types de quantification intervenant dans cette régulation, sur les équations de fonctionnement, permet d'écrire les équations générales suivantes régissant l'évolution du système asservi :

$$\omega_{n+p_n} = \omega_n D^{p_n} - D^{p_n} (1 - e^{-\delta_n}) \quad (2.9)$$

$$qm_n = \delta_{n+p_n} + e^{-\delta_{n+p_n}} (1 - \omega_{n+p_n}) - e^{-\delta_n} (1 - \omega_n) \quad (2.10)$$

$$\text{Avec } \alpha(p_n - 1) \leq \delta_{n+p_n} \leq \alpha p_n \quad (2.11)$$

Remarque : Il apparait dès lors que la régulation envisagée possède deux types de quantification. (phénomènes parasites) qui ne se manifestent jamais en même temps, les nombres m_n et p_n ne pouvant être simultanément supérieurs à l'unité.

2.3. DIFFERENTS REGIMES DE FONCTIONNEMENT

Avant d'aborder les problèmes de la stabilité de l'asservissement (chapitre III), il est commode de déterminer en fonction des valeurs des paramètres m et p les différents régimes de fonctionnement possible. Toutefois, pour obtenir ceux-ci, il faut adjoindre au système d'équations (2.9) et (2.10) les conditions aux limites (2.12) et (2.13), correspondant respectivement à l'égalité des vitesses et des angles de conduction aux instants T_n et T_{n+p_n}

$$\omega_{n+p_n} = \omega_n \quad (2.12)$$

$$\delta_{n+p_n} = \delta_n \quad (2.13)$$

Dans ces conditions l'équation implicite (2.10) peut-être résolue et les valeurs de la vitesse et du temps de conduction, en régime établi, en déduisent :

$$\omega_{ne} = \frac{D P_n (e^{q m_n} - 1)}{1 - D P_n} \quad (2.14)$$

$$\delta_{ne} = q m_n \quad (2.15)$$

Le système fonctionne alors selon le régime d'équilibre défini ci-dessus, pour lequel nous étudierons la stabilité au chapitre 3.2, ou évolue vers deux types de cycles.

Dans l'un de ces modes de fonctionnement, pour lequel nous réservons le terme de "cycle limite", les nombres m_n et p_n restent invariants durant les différentes périodes d'échantillonnage.

La valeur de la vitesse aux instants d'échantillonnage n'est alors pas constante et décrit un cycle selon le schéma de la figure 2.5 .

Le rapport de la vitesse moyenne (durant ce cycle de k périodes d'échantillonnage) à la vitesse de consigne est égal au rapport des nombres d'impulsions

$$k m_n \text{ et } k p_n : \quad \frac{\text{Vitesse moyenne de sortie}}{\text{Vitesse de consigne}} = \frac{m_n}{p_n} \quad (2.16)$$

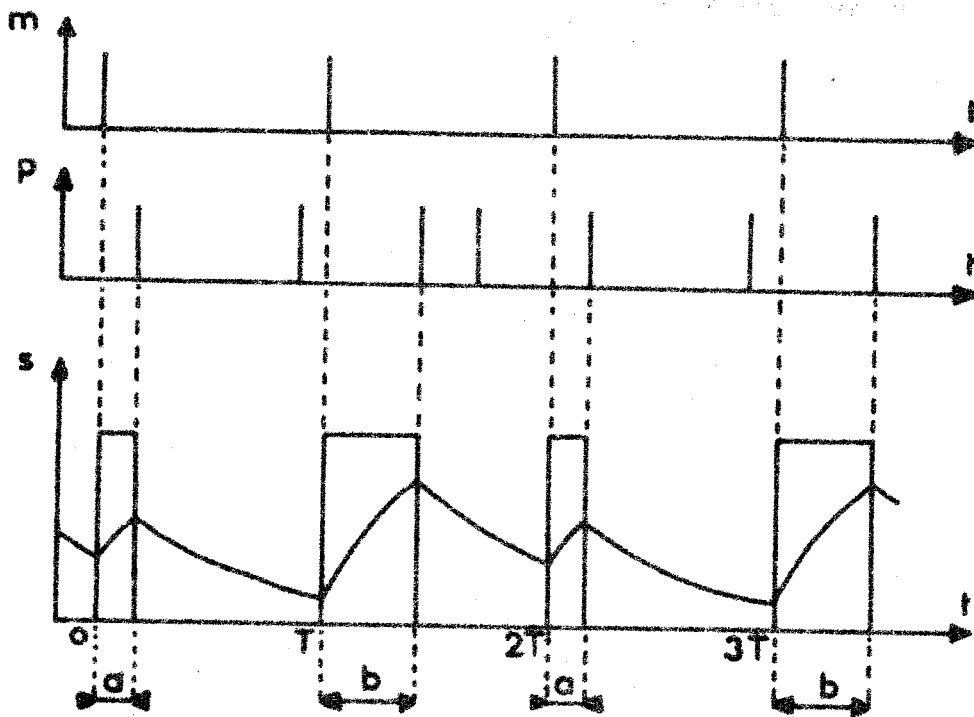


Figure 2.5 : Exemple de cycle limite d'ordre 2

Dans le deuxième mode de fonctionnement les nombres m_n et p_n varient au cours des différentes périodes d'échantillonnage du cycle. Nous emploierons le terme "cycle de relaxation" pour ce deuxième mode (figure 2.6).

Le rapport de la vitesse moyenne de sortie, (durant ce cycle de k périodes d'échantillonnage), sur la vitesse de consigne est égale au rapport des nombres d'impulsions issues des modulateurs de bouclage et d'entrée :

$$\frac{\text{Vitesse moyenne de sortie}}{\text{Vitesse de consigne}} = \frac{\sum_{i=1}^k m_i}{\sum_{i=1}^k p_i} \quad (2.17)$$

Signalons qu'un rapport identique n'existe pas parmi les régimes d'équilibre .

Le système d'équations (2.18) permettant l'étude des cycles, s'obtient par adjonction, aux équations régissant l'évolution du système, des équations (2.19) et (2.20) qui assurent l'égalité respective des vitesses et des angles de conductions aux instants T_n et $T_{n+p_1+\dots+p_k}$.

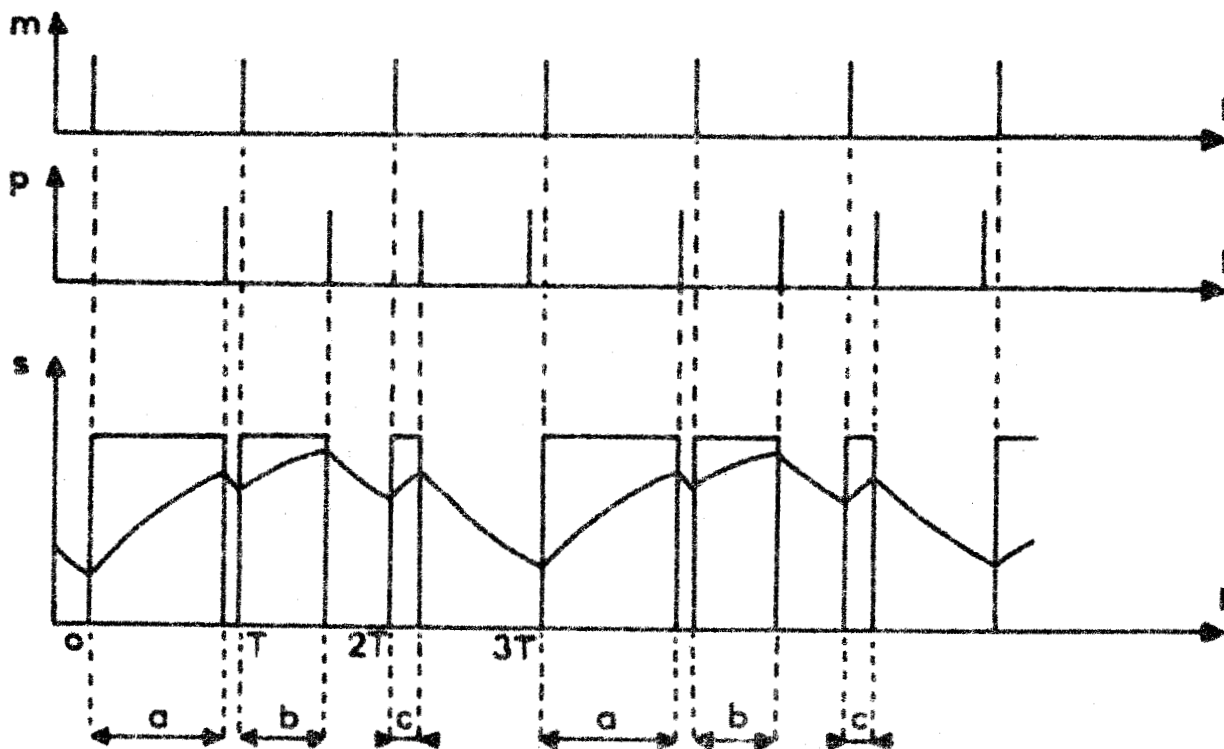


Figure 2.6 : Exemple de cycle de relaxation d'ordre 3

$$\begin{aligned}
 \omega_{n+p_1} &= \omega_n D^{p_1} - D^{p_1} (1 - e^{-\delta n}) \\
 \omega_{n+p_1+p_2} &= \omega_{n+p_1} D^{p_2} - D^{p_2} (1 - e^{-\delta (n+p_1)}) \\
 &\vdots \\
 \omega_{n+p_1+\dots+p_k} &= \omega_{n+p_1+\dots+p_{k-1}} D^{p_k} - D^{p_k} (1 - e^{-\delta (n+p_1+\dots+p_{k-1})}) \\
 qm_1 &= \delta_{n+p_1} + e^{-\delta (n+p_1)} (1 - \omega_{n+p_1}) - e^{-\delta n} (1 - \omega_n) \\
 qm_2 &= \delta_{n+p_1+p_2} + e^{-\delta (n+p_1+p_2)} (1 - \omega_{n+p_1+p_2}) - e^{-\delta (n+p_1)} (1 - \omega_{n+p_1}) \\
 &\vdots \\
 qm_k &= \delta_{n+p_1+\dots+p_k} + e^{-\delta (n+p_1+\dots+p_k)} (1 - \omega_{n+p_1+\dots+p_k}) \\
 &\quad - e^{-\delta (n+p_1+\dots+p_{k-1})} (1 - \omega_{n+p_1+\dots+p_{k-1}})
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

$$\omega_{n+p_1+\dots+p_k} = \omega_n \quad (2.19)$$

$$\delta_{n+p_1+\dots+p_k} = \delta_n \quad (2.20)$$

Lorsque les conditions des équations (2.21) et (2.22) sont remplies, nous obtenons les cycles limites :

$$n_1 = n_2 = \dots = n_k \quad (2.21)$$

$$p_1 = p_2 = \dots = p_k \quad (2.22)$$

En effet, dans ce cas les nombres n_n et p_n restent invariants au cours les différentes périodes d'échantillonnage.

Lorsque les conditions des équations (2.21) et (2.22) ne sont pas remplies, nous obtenons des cycles de relaxation.

Mentionnons que la possibilité d'un grand nombre de cycles de relaxation et de cycles limites est due à la multitude des combinaisons des valeurs n_n , p_n et k .

Une calculatrice numérique peut permettre de résoudre ces systèmes d'équations implicites, mais le nombre élevé de solutions conduit à des résultats illusoire. C'est la raison pour laquelle nous nous limiterons à l'étude des régimes établis et rechercherons plus particulièrement leurs zones d'existence.

2.4. ETUDE ET CONDITION D'EXISTENCE DES DIFFERENTS REGIMES ETABLIS

2.4.1. Zones d'existence des régimes sous harmoniques

Rappelons que l'apparition de régimes sous harmoniques est liée à la non utilisation de certaines impulsions issues du modulateur d'entrée (Figure 11) Nous avons montré qu'alors la valeur p_n (nombre d'impulsions dues au modulateur d'entrée comprises entre 2 impulsions du modulateur de bouclage) est supérieure à un, cas se présentant lorsqu'en régime établi le temps de conduction est supérieur à la période d'échantillonnage.

Pour qu'un tel régime de fonctionnement existe, il est nécessaire que le temps de conduction en régime établi soit compris en $(p_n - 1)$ fois et p_n fois la période d'échantillonnage, c'est à dire que :

$$\alpha(p_n - 1) > q > \alpha p_n \quad (2.23)$$

Nous avons représenté, figure 2.7, les limites des différents régimes de fonctionnement définis ci-dessus.

Aussi grande que puisse être la valeur p_n , il existe toujours un couple de valeurs α et q permettant de déterminer le régime de fonctionnement correspondant.

Lorsque la valeur p_n augmente, les temps de conduction s'allongent, les interruptions se raréfient et la tension d'alimentation du moteur tend à être continue. Dans ce cas il n'y a pour ainsi dire plus de régulation efficace et le moteur tourne à sa vitesse maximum.

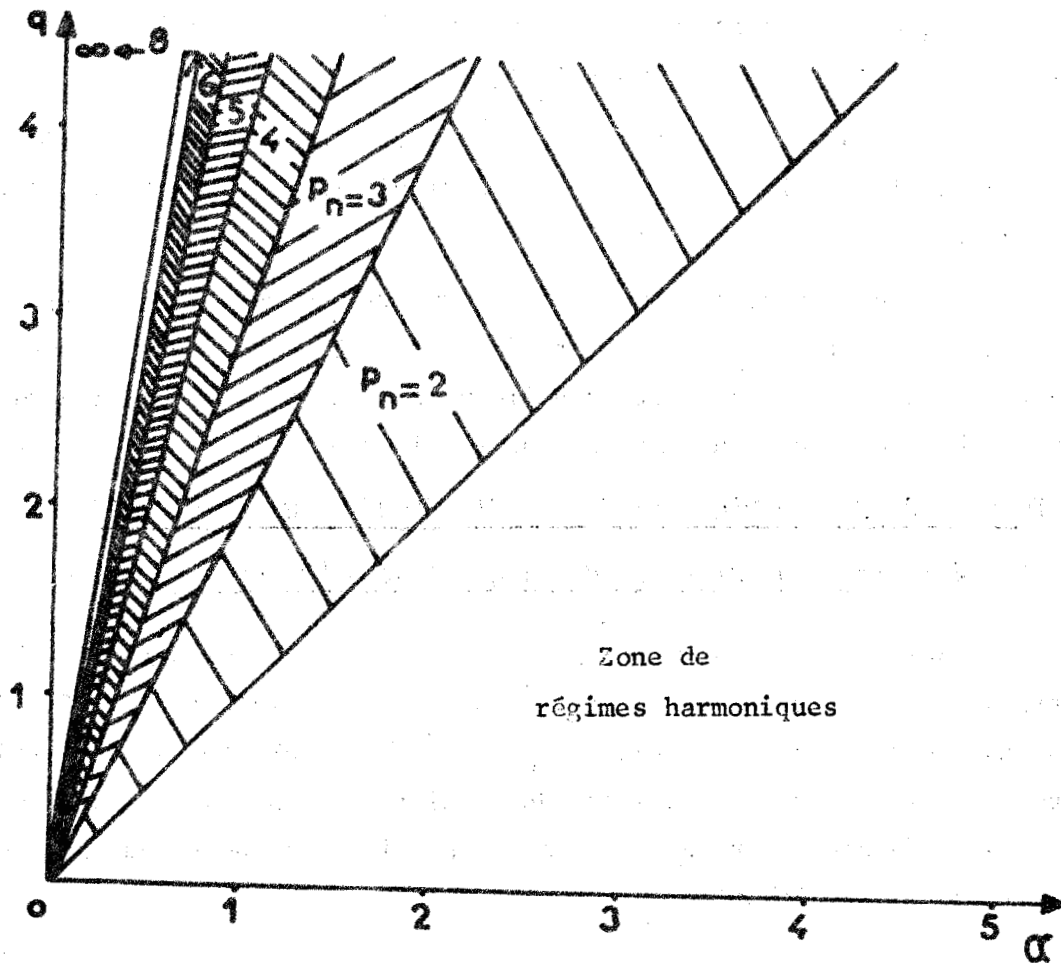


Figure 2.7 : Zones d'existence des régimes sous harmoniques

2.4.2. Zones d'existence des régime harmoniques

Lorsque la vitesse moyenne du moteur est multiple de celle de référence, la valeur p_n (nombre d'impulsions du modulateur d'entrée comprises entre 2 impulsions du modulateur de bouclage) est égale à 1, et la valeur entière m_n (nombre d'impulsions du modulateur de bouclage dans une période d'échantillonnage) est supérieure à un.

Pour ces régimes, certaines impulsions issues du modulateur de la chaîne de réaction sont sans action et leur fréquence instantanée n'est pas constante (figure 2.3). Il est alors nécessaire de faire intervenir l'équation du modulateur pour déterminer les zones de fonctionnement. A l'équilibre, l'intégrale de la vitesse instantanée du moteur, pendant la durée de l'impulsion, est inférieure au quantum et est nécessairement positive ; condition traduite par les inégalités :

$$0 < q m_n + \left(\frac{1/D - e^{-q m_n}}{1/D - 1} \right) (e^{-q m_n} - 1) < q \quad (2.24)$$

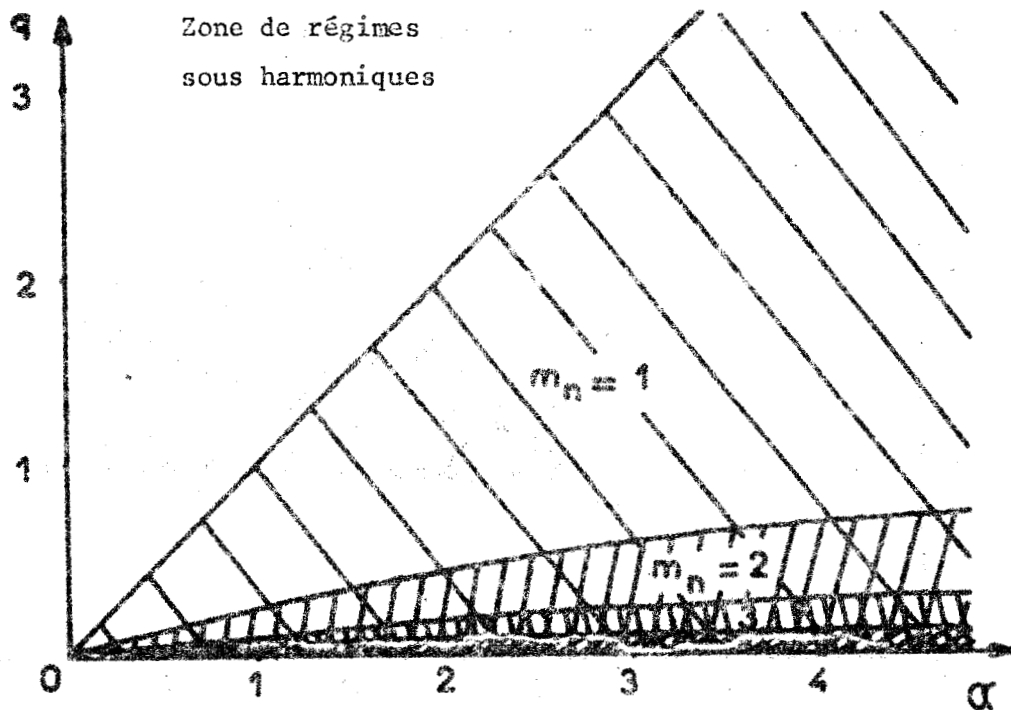


Figure 2.8 : Zones d'existence des régimes harmoniques

La première des deux inégalités est toujours remplie quelle que soit la valeur donnée à m_n . Par contre la seconde permet d'établir les zones d'existence possible des régimes de fonctionnement multiples et nous avons représenté celles-ci figure 2.8.

Ces zones s'imbriquent les unes dans les autres et laissent apparaître plusieurs réponses de l'asservissement suivant les conditions initiales (des cycles limites et de relaxation peuvent encore s'y ajouter).

Pour éliminer ces derniers et limiter le nombre de régimes multiples, il suffit alors de définir une zone où toute quantification est évitée.

2.4.3. Zone où la vitesse moyenne du moteur est égale à la vitesse de référence.

Pour déterminer cette zone de fonctionnement, il convient de donner aux paramètres α et q des valeurs telles que les grandeurs m_n et p_n soient toujours égales à l'unité et cela quelles que soient les conditions initiales. Afin de satisfaire cette restriction il est nécessaire de se placer dans les conditions initiales les plus défavorables, c'est à dire imposer soit une vitesse nulle et un temps de conduction égal à la période d'échantillonnage, soit une vitesse maximum (égale à l'unité en variables réduites) et un temps de conduction nul.

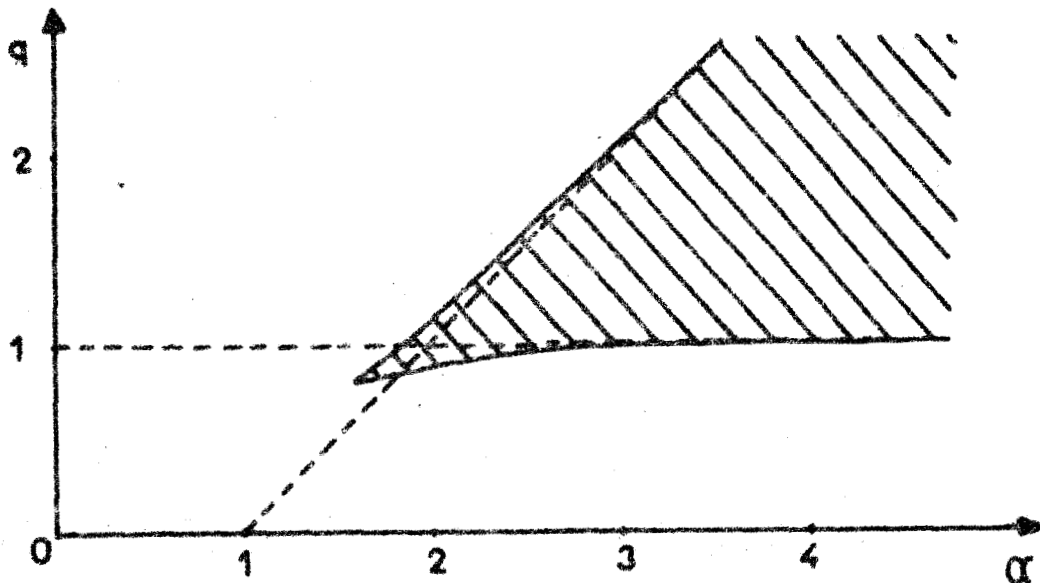


Figure 2.9 : Zone évitant toute quantification

L'intégration de la vitesse pendant une période d'échantillonnage doit élaborer une grandeur supérieure ou égale au quantum dans le premier cas (équation 2.25), inférieure ou égale à ce même quantum dans le second cas (équation 2.26)

$$\alpha + D - 1 \geq q \quad (2.25)$$

$$1 - D \leq q \quad (2.26)$$

cette zone est représentée (figure 2.9).

CONCLUSION

En considérant les pertes d'informations inhérentes à la présence de la mémoire nous avons tout d'abord déterminé les équations régissant l'évolution du système asservi, puis nous avons passé en revue les différentes réponses possibles de ce système et trouvé les zones d'existence des différents régimes de fonctionnement possibles. Il est nécessaire, compte tenu de ces résultats, de déterminer si les régimes définis sont stables, condition essentielle au bon fonctionnement d'un système asservi.

ETUDE DE LA STABILITE ET CHOIX DES PARAMETRES

3.1. INTRODUCTION

En matière de servomécanisme, les questions de stabilité revêtent un caractère important car elles sont souvent liées à la bonne marche d'un système asservi bien qu'elles ne constituent pas toujours l'essentiel de l'étude d'un projet.

La présence d'équations implicites, parmi le système d'équations régissant l'évolution du système, rend illusoire l'étude de la stabilité de ce système par les critères classiques des systèmes échantillonnés non linéaires. Ceux-ci peuvent néanmoins être appliqués après élimination du caractère implicite des équations, obtenue en remplaçant certains termes par leurs développements limités. Ces critères introduisent alors une notion de stabilité globale, liée au degré de l'approximation ainsi introduite.

L'obtention d'un réseau d'abaques permet l'étude des régimes transitoires par construction graphique de l'évolution du système asservi, et conduit à une détermination des paramètres optimaux assurant l'amélioration des performances de l'asservissement.

3.2. ETUDE DE LA STABILITE DU SYSTEME

La plupart des critères de stabilité, utilisés lors de l'étude des systèmes échantillonnés non linéaires, sont basés sur la notion de distance dans un espace métrique (6) et supposent le point d'équilibre centré sur l'origine. Dans ce but effectuons la translation suivante :

$$\omega'_n = \omega_n - \frac{D^p n (e^{qm} - 1)}{1 - D^p n} \quad (3.1)$$

$$\delta'_n = \delta_n - q m_n \quad (3.2)$$

les équations de fonctionnement du système, (2.9) et (2.10), s'écrivent alors :

$$\omega'_{n+1} = \omega'_n D^p n + D^p n e^{qm} (e^{\delta'_n} - 1) \quad (3.3)$$

$$0 = \delta'_{n+p_n} + (e^{-\delta'_n} D^p n e^{-\delta'_{n+p_n}}) (\omega'_n e^{-qm} + \frac{D^p n e^{-qm}}{1 - D^p n}) + e^{-\delta'_{n+p_n}} (e^{-qm} - D^p n e^{\delta'_n}) \quad (3.4)$$

3.2.1. Stabilité locale du système

Le caractère implicite de l'équation (3.4) permet difficilement une étude de la stabilité globale du système par l'intermédiaire des méthodes connues. Il est toutefois obligatoire tout d'abord d'effectuer une étude de la stabilité locale de l'asservissement en linéarisant le système d'équations (3.3) et (3.4), condition nécessaire pour l'examen de la stabilité globale. La combinaison des équations linéarisées, ainsi obtenues, conduit à l'équation :

$$\omega'_{n+2} + f_1 \omega'_{n+1} + f_2 \omega'_n = 0 \quad (3.5)$$

avec

$$f_1 = 1 - \frac{(1-D^n)^2}{1-e^{-q^n}} \quad (3.6)$$

$$f_2 = -D^n \quad (3.7)$$

Les conditions de stabilité locale s'obtiennent par application d'un critère algébrique de stabilité des systèmes échantillonnés linéaires (7)

$$|f_2| < 1$$

$$f_2 + f_1 + 1 > 0 \quad (3.8)$$

$$f_2 - f_1 + 1 > 0$$

ou ce qui revient au même :

$$\frac{-1+3 D^n - D^{2n}}{D^n} < e^{-q^n} < \frac{1+D^n - D^{2n}}{2-D^n} \quad (3.9)$$

La superposition des zones d'existence des régimes de fonctionnement et des zones de stabilité locale des points d'équilibre correspondant, montre qu'aucun point d'équilibre localement stable n'existe pour les régimes de fonctionnement tels que la valeur m_n soit supérieure à 4.

Les zones d'existence des points d'équilibre localement stables sont hachurées figure 3.1.

3.2.2. Etude de la stabilité globale

La stabilité locale du point d'équilibre étant déterminée, nous allons maintenant chercher une zone de stabilité globale autour de ce point. Pour cela il est nécessaire de rendre explicite les équations (3.3) et (3.4) en développant les termes $e^{-\delta^n}$ et en limitant pour des raisons de "simplicité" ce développement au premier ordre.

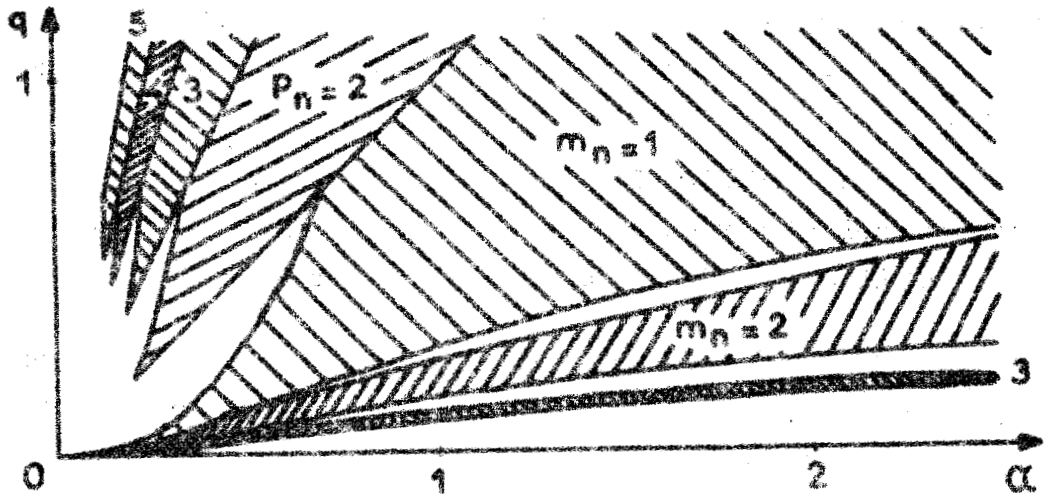


Figure 3.1 : Zones de points d'équilibre localement stables

La combinaison des expressions ainsi obtenues conduit à l'équation :

$$\omega'_{n+2} + f_1 \omega'_{n+1} + f_2 \omega'_n = 0 \quad (3.5)$$

$$f_1 = \frac{1 - e^{-qm_n} - (D^{p_n-1})^2 + e^{-qm_n}(1 - D^{p_n}) \omega'_n}{1 - e^{-qm_n + D^{p_n}} e^{-qm_n}(1 - D^{p_n}) \omega'_n} \quad (3.10)$$

$$f_2 = \frac{-D^{p_n}(1 - e^{-qm_n}) - D^{p_n} e^{-qm_n}(1 - D^{p_n}) \omega'_n}{1 - e^{-qm_n + D^{p_n}} e^{-qm_n}(1 - D^{p_n}) \omega'_n} \quad (3.11)$$

Pour une équation non linéaire de la forme (3.5), S. WEGRZYN et P. VIDAL (7) proposent un critère de stabilité asymptotique basé sur la deuxième méthode de Ljapunov⁽⁸⁾. Celui-ci s'exprime au moyen de l'inégalité. :

$$|f_1| + |f_2| < 1 \quad (3.12)$$

Rappelons que ce critère, d'un emploi délicat, donne une condition suffisante de stabilité au sens de Ljapunov et nécessite, pour affirmer la stabilité, la connaissance à tout instant des valeurs des variables du système asservi.

Il apparait alors plus intéressant, du point de vue d'une réalisation, d'étudier la stabilité de l'asservissement par rapport aux conditions initiales ⁽¹⁰⁾. La zone ainsi obtenue entraîne la stabilité pour des conditions initiales déterminées sans nécessiter la connaissance des valeurs des variables à toute les séquences d'échantillonnage.

Pour cela utilisons la méthode préconisée par S. WEGRZYN et P. VIDAL basée sur la notion d'hypervolume des conditions initiales, ce critère impose au volume de stabilité V cherché les conditions suivantes :

- La transformation du volume V_n défini à la séquence n , en des volumes V_{n+1} , V_{n+2} , ..., V_{n+m-1} définis aux séquences $n+1$, ..., $n+m-1$, doit être telle que tous ces volumes soient contenus dans le volume V .

- Le volume V maximum obtenu par cette méthode doit être contenu dans le volume L , relatif aux conditions de stabilité déduites de la deuxième méthode de Ljapunov.

L'origine des coordonnées doit être contenue dans le volume V et ne doit pas subir de déplacement lors des transformations faisant correspondre au volume V , les volumes V_n ... V_{n+m-1} .

Le volume choisi pour notre étude est défini de façon arbitraire au moyen des inégalités.

$$|f_1| < 1/2 \quad (3.13)$$

$$|f_2| < 1/2 \quad (3.14)$$

c'est-à-dire :

$$\omega'_n > \frac{2(D^p_n - 1)^2 - 3(1 - e^{-qm_n})}{e^{-qm_n}(1 - D^p_n)(2 + D^p_n)} \quad (3.15)$$

avec

$$\omega'_n < \frac{(1 - e^{-qm_n})(1 - 2D^p_n)}{D^p_n e^{-qm_n}(1 - D^p_n)} \quad (3.16)$$

ou

$$\omega'_n < \frac{2(D^p_n - 1)^2 - (1 - e^{-qm_n})}{e^{-qm_n}(1 - D^p_n)(2 - D^p_n)} \quad (3.17)$$

Les zones d'existence des points d'équilibre globalement stables vis à vis des conditions initiales sont hachurées figure 3.2.

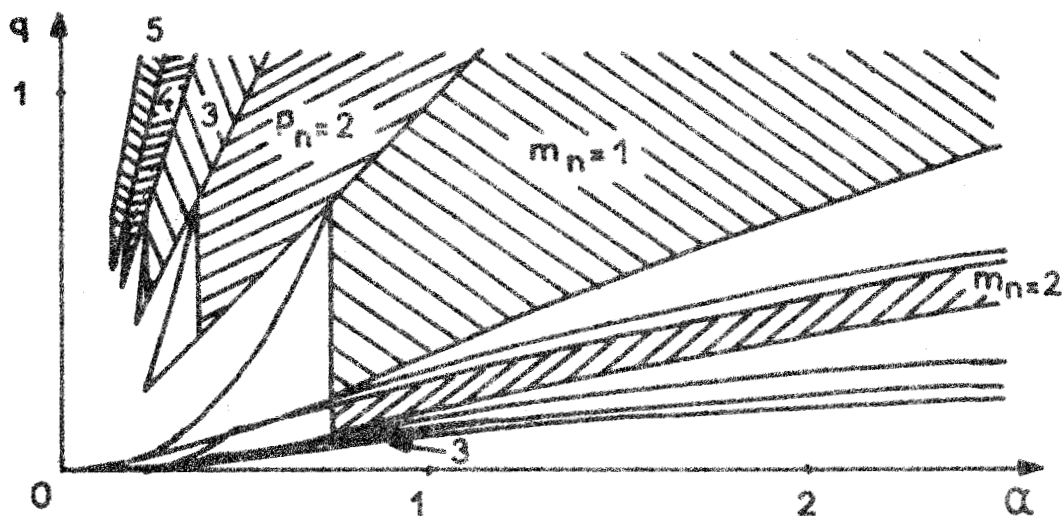


Figure 3.2 : Zones d'existence des points d'équilibre globalement stables vis à vis des conditions initiales.

Remarque :

Ce critère donne une condition suffisante de stabilité globale par rapport aux conditions initiales, et sa mise en oeuvre nécessite une approximation des équations d'autant plus grande que l'on s'écarte du point d'équilibre, et donc à ordre d'approximation constant d'autant moins rigoureuse. Afin de palier aux difficultés introduites par ces critères algébriques nous allons élaborer une étude graphique s'adaptant mieux à l'étude de l'évolution des variables du système asservi.

3.3. ETUDE EN REGIME TRANSITOIRE DE L'ASSERVISSEMENT

L'examen des zones de fonctionnement montre que le domaine d'utilisation le plus intéressant est celui pour lequel la vitesse moyenne du moteur est égale à la vitesse de référence.

Dans cette zone, un réseau d'abaques permet de suivre l'évolution de l'asservissement au moyen d'une construction graphique simple.⁽¹¹⁾

Chaque réseau d'abaques correspond à un couple des paramètres donnés α et q . Les variables intervenant dans cette construction sont d'une part, le temps de conduction δ_n et d'autre part, la fréquence instantanée α_n du train d'impulsions issu du modulateur de bouclage.

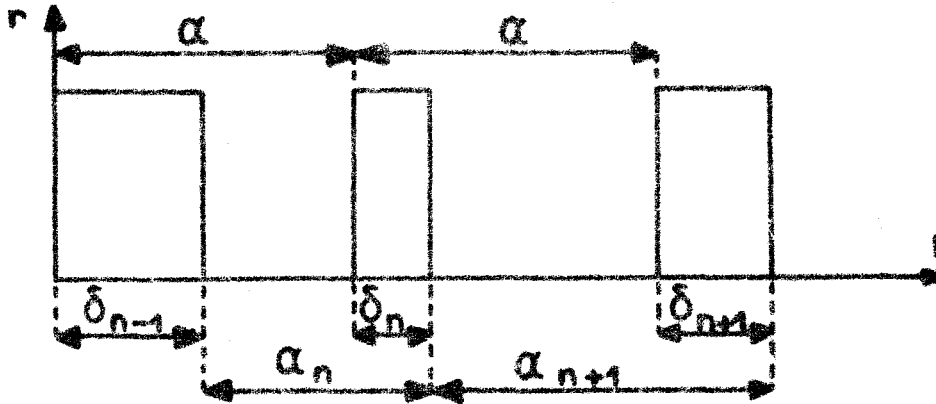


Figure 3.3 : Mise en évidence des variables utilisées dans la construction graphique

Ces variables sont liées par les relations :

$$\alpha_{n+1} = \alpha + \delta_{n+1} - \delta_n \quad (3.18)$$

$$\delta_{n+1}^{-q} - (1 - e^{-\delta_{n+1}}) + (1 - e^{-\delta_n})(1 - e^{-\alpha_{n+1}}) = \frac{e^{-\alpha_n}}{-1 + e^{-\alpha_n}} (-1 + e^{-\alpha_{n+1}})(\delta_n^{-q} - 1 + e^{-\delta_n}) \quad (3.19)$$

Les courbes $\alpha_{n+1} = f(\alpha_n)$, pour différentes valeurs de l'angle de conduction δ_n , conduisent au réseau d'abaques de la figure 3.4 et permettent à partir d'un point M_n , déterminé par les variables α_n et δ_n à l'instant T_n , de trouver immédiatement sur l'ordonnée de ce point M_n la valeur α_{n+1} prise à l'instant T_{n+1} . Le report de cette valeur α_{n+1} sur l'axe $O\alpha_1$ donne l'abscisse du point M_{n+1} . L'accroissement de l'angle de conduction est égal à la différence entre la fréquence instantanée α_{n+1} et la valeur de la période d'échantillonnage α (3.16). Il permet de fixer alors le point conséquent M_{n+1} .

Par des itérations successives nous pouvons déterminer l'évolution des variables du système asservi (figure 3.5) et conclure ainsi par cette méthode graphique quant à la stabilité.

Il convient de remarquer que seuls les instants d'échantillonnage sont connus et que l'extrapolation graphique linéaire est uniquement destinée à améliorer la compréhension de l'évolution.

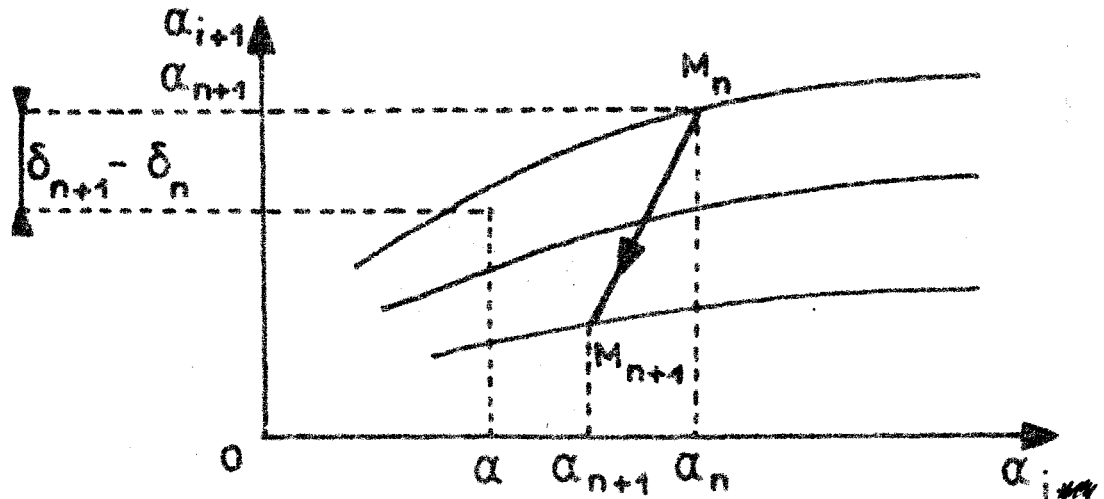


Figure 3.4 : Construction d'un conséquent à l'aide du réseau d'abaques.

Le tracé d'un réseau d'abaques permet dans une première étape d'étudier graphiquement et sans difficulté l'évolution de la régulation pour un couple de conditions initiales données, puis dans une deuxième étape de déterminer le temps de réponse, élément important d'une bonne régulation, et enfin de délimiter les zones de stabilité par rapport aux conditions initiales et les cycles limites.

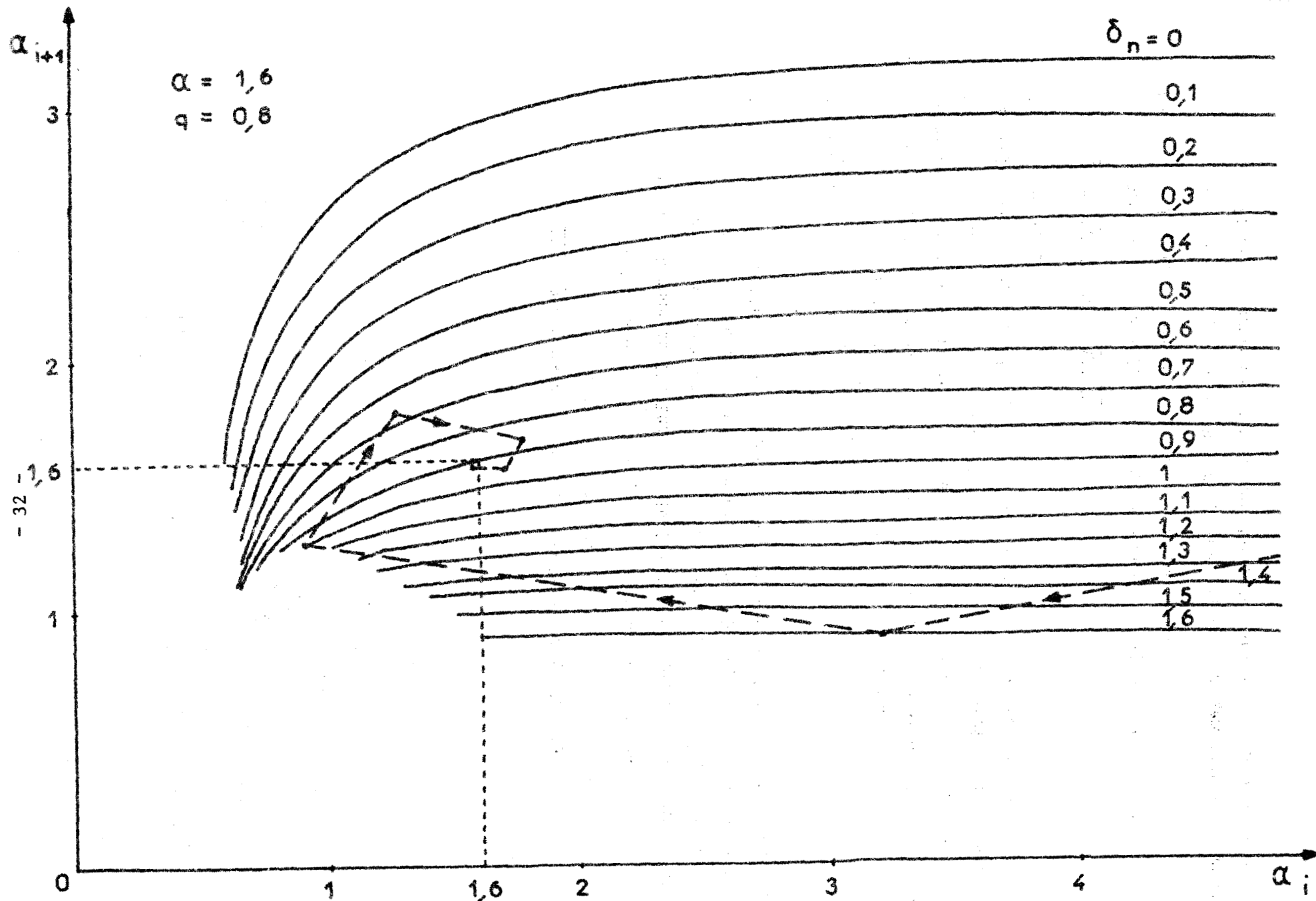
Remarques :

Rappelons que ce réseau a été tracé pour des valeurs de α et q constantes, c'est à dire pour un fonctionnement de l'asservissement en régulateur. Pour un fonctionnement en suiveur un réseau d'abaques est nécessaire pour chaque valeur prise par α . Dans ce cas l'étude de l'évolution des variables du système asservi doit se faire à l'aide d'une succession de plans, ce qui rend la méthode fort compliquée.

3.4. CHOIX OPTIMAL DES PARAMETRES

La méthode précédente permet de suivre l'évolution (figure 3.5) du système asservi pour des valeurs choisies des paramètres α et q .

Il convient maintenant de déterminer ces valeurs générant les performances les meilleures pour un fonctionnement donné du moteur: en continu ou en pas à pas.



- Figure 3.5 -

Si nous voulons éviter la synchronisation sur plusieurs vitesses, suivant les conditions initiales du système asservi, il est nécessaire de fixer les paramètres α et q de façon à ce qu'ils soient dans la zone où la vitesse moyenne de sortie est égale à la vitesse de référence (Figure 2.9).

L'introduction d'une saturation dans la commande permettrait une grande extension de cette zone en évitant toute quantification durant l'évolution du système.

Dans cette zone, définie sans saturations, les valeurs des paramètres α et q à retenir donnent un régime d'équilibre localement stable.

Pour les valeurs des paramètres choisies, il est nécessaire de faire une étude graphique afin de déterminer par construction des différentes évolutions, si le point d'équilibre est stable quelles que soient les conditions initiales ou si des cycles limites et des régimes troublés existent. Nous ne retiendrons alors que les valeurs des paramètres entraînant une stabilité illimitée du point d'équilibre.

3.4.1. Fonctionnement en régime continu du moteur

Le fonctionnement en régime continu du moteur est amélioré par la limitation maximale de l'amplitude de l'ondulation de vitesse due à la commande impulsienne du moteur.

Pour une valeur de consigne α , le minimum d'ondulation, en régime établi, s'obtient pour :

$$\alpha = 2 q \quad (3.20)$$

expression qui annule la dérivée de l'équation donnant cette ondulation .

$$\frac{(1-e^{-\alpha/2})^2}{1-e^{-\alpha}} \quad (3.21)$$

Ce minimum fonction de la valeur du paramètre α diminue en même temps que α et tend vers 1 lorsque α augmente, ce dernier cas correspondant au fonctionnement en pas à pas.

Les paramètres :

$$\alpha = 2 q = 1,6 \quad (3.22)$$

assurent un minimum d'onulation égal à 0,38 en notation réduite, dans la zone où la vitesse moyenne du moteur est égale à celle de référence.

Le réseau d'abaques correspondant à ces paramètres (figure 3.6) permet d'affirmer la stabilité illimitée du point d'équilibre, l'absence de cycle limite et de régime troublé.

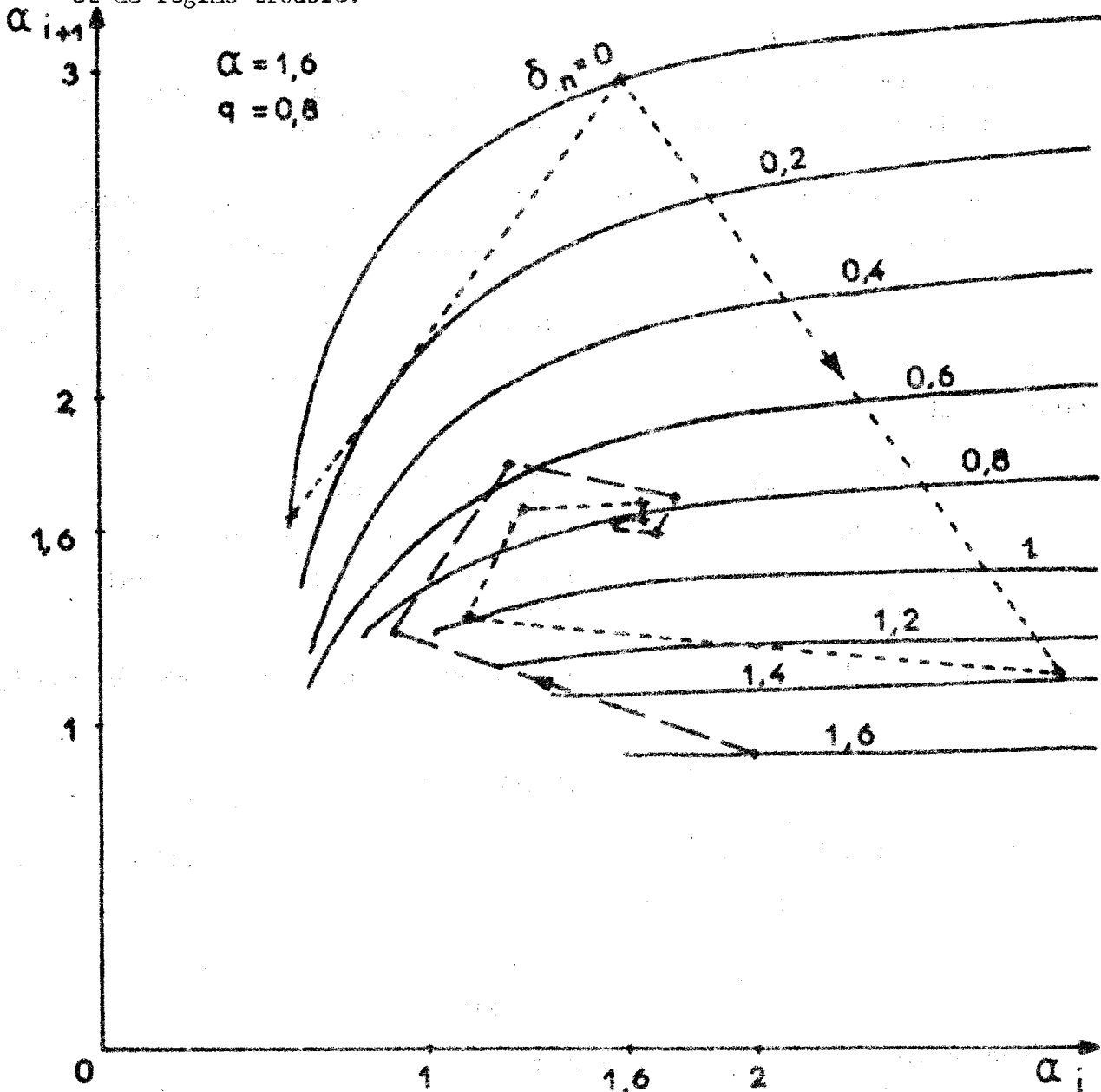


Figure 3.6 : Réseau d'abaques permettant l'étude des performances du système asservi

En outre le nombre de périodes d'échantillonnage maximum amenant la vitesse moyenne à moins de 5 % de la vitesse de consigne n'excède pas 6 périodes, et correspond par conséquent à un temps de réponse convenable pour une réalisation industrielle.

3.4.2. Fonctionnement en pas à pas du moteur

Dans le fonctionnement en pas à pas, la notion d'ondulation perd son importance, mais par contre la notion de rapidité de la réponse à chaque période d'échantillonnage devient prépondérante.

En régime établi, le temps de conduction, égal au quantum, est minimum simultanément avec le quantum, ce qui assure une meilleure rapidité de la réponse.

La condition :

$$(1-D) < q \quad (3.23)$$

assure cette minimalité, et une rapidité de la réponse à une impulsion de commande, la meilleure qui soit, avec une vitesse moyenne du moteur égale à celle de référence.

Pour les paramètres choisis, une étude graphique s'avère nécessaire afin de vérifier la stabilité illimitée du point d'équilibre et pour déterminer le temps de réponse maximum du système asservi à un échelon de vitesse.

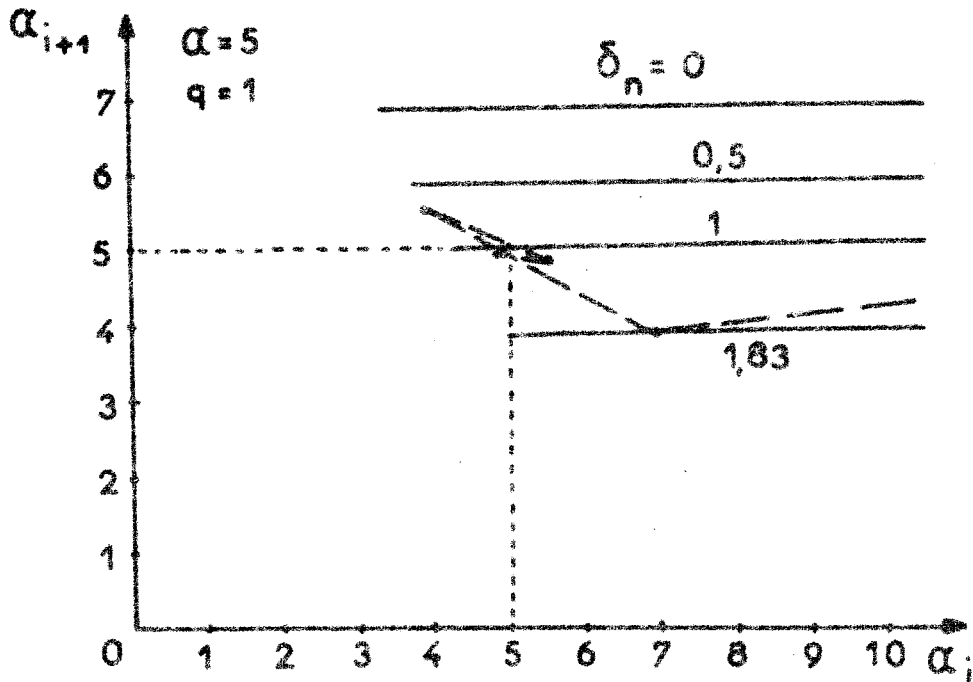


Figure 3.7 : Réseau d'abaques permettant l'étude des performances du système asservi

Dans l'exemple choisi (figure 3.7), la stabilité illimitée est assurée et le temps de réponse du système est au maximum égal à quatre périodes d'échantillonnage.

CONCLUSION

Une étude permettant par construction d'un réseau d'abaques de suivre l'évolution des variables du système asservi a été proposée, et, permet de déterminer les zones de stabilité et de cycles limites.

Pour un couple de paramètres choisis pour améliorer au mieux les performances de l'asservissement dans un fonctionnement désiré, l'étude graphique montre que le point d'équilibre possède une stabilité illimitée. Remarquons également que l'introduction de saturations dans le commande de l'asservissement, supprimerait toute quantification, assurerait un plus grand choix des paramètres admissibles et par conséquent permettrait de trouver un couple de paramètres α et q améliorant davantage les performances du système.

11^{ème} PARTIE

ETUDE EXPERIMENTALE DE L'ASSERVISSEMENT

IV

SIMULATION

4.1. INTRODUCTION

Avant d'aborder la construction de ce type d'asservissement discret non linéaire, il est toujours souhaitable de vérifier la validité des hypothèses simplificatrices ayant servi à étudier le système par simulation du modèle sur une calculatrice analogique dont on choisit les éléments de façon telle qu'ils soient régis par les mêmes équations que celles qui définissent l'évolution du système asservi.

En outre, la grande souplesse du calcul analogique due à la facilité du réglage, par potentiomètres, des paramètres du système asservi et au câblage aisé des différents éléments intervenant dans la simulation, permet une étude aisée de la sensibilité aux perturbations et de l'évolution des variables du système pour diverses valeurs des paramètres ; ces caractéristiques en font un outil de travail précieux pour les bureaux d'études, même pour la simulation des systèmes discrets (12).

4.2. ORGANES DE CALCUL

Le système représenté par le schéma bloc de la figure 1.4 comporte les éléments suivants :

- deux modulateurs identiques
- une mémoire constituée par un "plus ou moins" avec hystérésis
- un élément dont la sortie est constante et dont le signe est celui de l'entrée
- un moteur de transmittance $\frac{1}{1+TP}$ (dans le fonctionnement considéré).

Rappelons que la limitation à un seul signe d'entrée n'enlève rien à la généralité de l'étude, les résultats pour le signe opposé s'en déduisant par symétrie.

4.2.1. Simulation des modulateurs

Pour une entrée de signe constant, le problème consiste à simuler un organe émettant une impulsion de signe bien défini lorsque l'intégrale de l'entrée atteint un certain quantum (13).

En calcul analogique l'intégration d'une fonction est facilement réalisable, si l'on prend soin d'éviter la saturation de l'amplificateur. Cette saturation, inéluctable par suite de l'intégration d'une variable de signe constant, peut néanmoins être évitée par la remise au zéro de la tension de sortie à chaque pas de quantification.

Le dispositif adapté figure 4.1 utilise la propriété de conservation des charges d'un condensateur ; une variation de la charge du condensateur de bouclage C_1 , par injection sur une de ses armatures d'une charge préalablement emmagasinée sur un condensateur C_2 , modifie la tension de sortie de l'amplificateur.

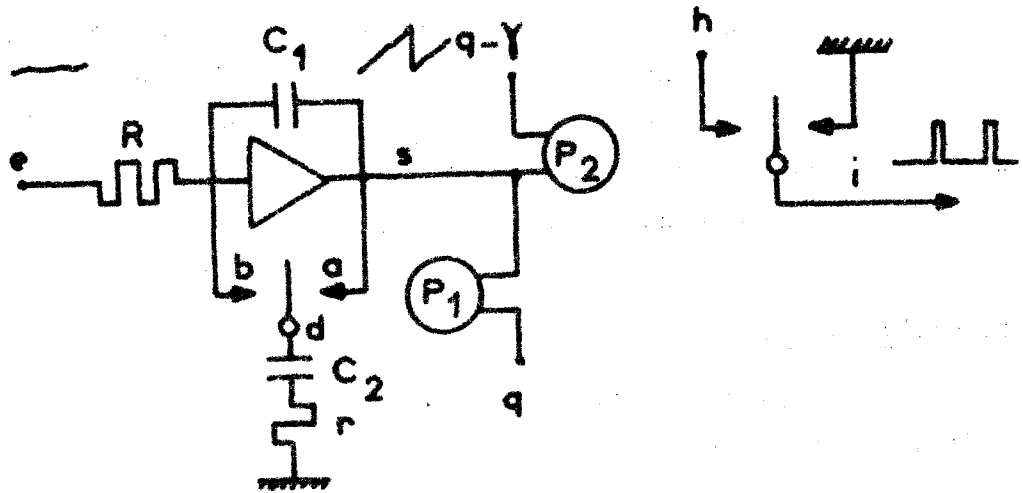


Figure 4.1 : Schéma du modulateur intégral

Le condensateur C_2 est initialement chargé au potentiel s . Une résistance r , destinée à limiter l'intensité transitoire du courant de décharge, est insérée en série avec ce condensateur C_2 .

Lorsque la tension s est suffisante pour commuter le comparateur P_1 , la borne d est connectée au point b , dont le potentiel est nul. A cet instant, toute la charge du condensateur C_2 est transmise au condensateur C_1 avec la constante de temps $r C_2$ et, si les capacités C_1 et C_2 sont égales, il y a alors mise à zéro du potentiel s de sortie de l'amplificateur.

Enfin, la tension de sortie s , en dents de scie, commande un comparateur P_2 qui crée le train i d'impulsions, d'amplitude h et de largeur $\gamma.e$, nécessaire à la simulation.

4.2.2. Simulation de la mémoire

L'élément commandant le moteur est une mémoire logique élaborant deux informations de sortie.

Pour la réalisation de cette fonction, nous avons le choix entre plusieurs éléments logiques classiques (bascules ECCLES-JORDAN, logistors...). Toutefois, nous avons adopté le montage de la figure 4.2 qui, contrairement aux éléments que nous venons de citer, permet un réglage aisé des paramètres (amplitudes du signal de sortie et seuils de commutation).

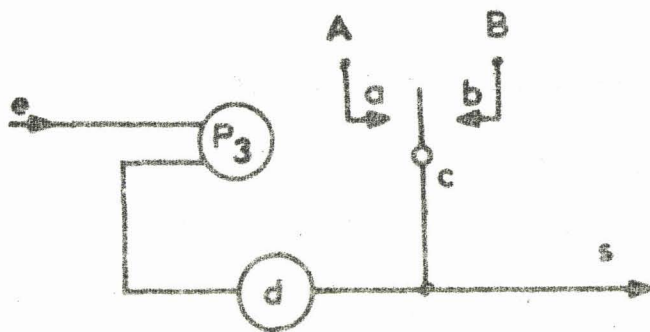


Figure 4.2 : Element simulant la mémoire

Le comparateur P_3 reçoit, d'une part, la tension e de commande de la mémoire et, d'autre part, une tension proportionnelle à la tension de sortie.

Les valeurs A et B appliquées au relais imposent à la sortie une tension égale à l'une ou l'autre de ces valeurs selon le signe de l'entrée du comparateur et l'état antérieur de la mémoire. A et B fixent deux des paramètres de la mémoire. Les autres paramètres (les deux seuils) sont déterminés par le rapport de proportionnalité d introduit dans le bouclage ; ils sont respectivement égaux à Ad et Bd (figure 4.3).

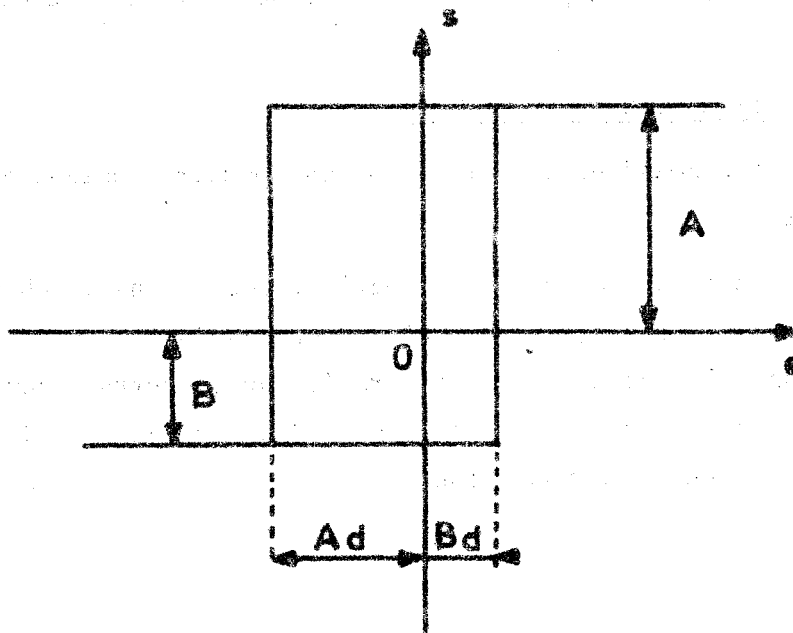


Figure 4.3 : Caractéristique de l'élément mémoire

Nous prendrons en pratique :

$$A = - B = 1/2 \quad (4.1)$$

et de plus, par une valeur d convenable, nous limiterons le seuil à une valeur inférieure à la hauteur des impulsions émises par les modulateurs.

4.3. SIMULATION DE L'ASSERVISSEMENT

Disposant des organes modulateurs et de la mémoire la simulation du système asservi est facile (figure 4.4) .

Celle-ci permet de suivre l'évolution du système et donne en particulier les réponses de celui-ci aux variations et aux changements de paramètres.

De plus, la simulation s'adapte particulièrement bien à l'étude de la sensibilité aux perturbations, qui, dans notre cas, s'avère être bonne pour des perturbations possédant une dérivée ne variant pas par sauts, toutefois le système semble moins bien supporter des perturbations brutales.

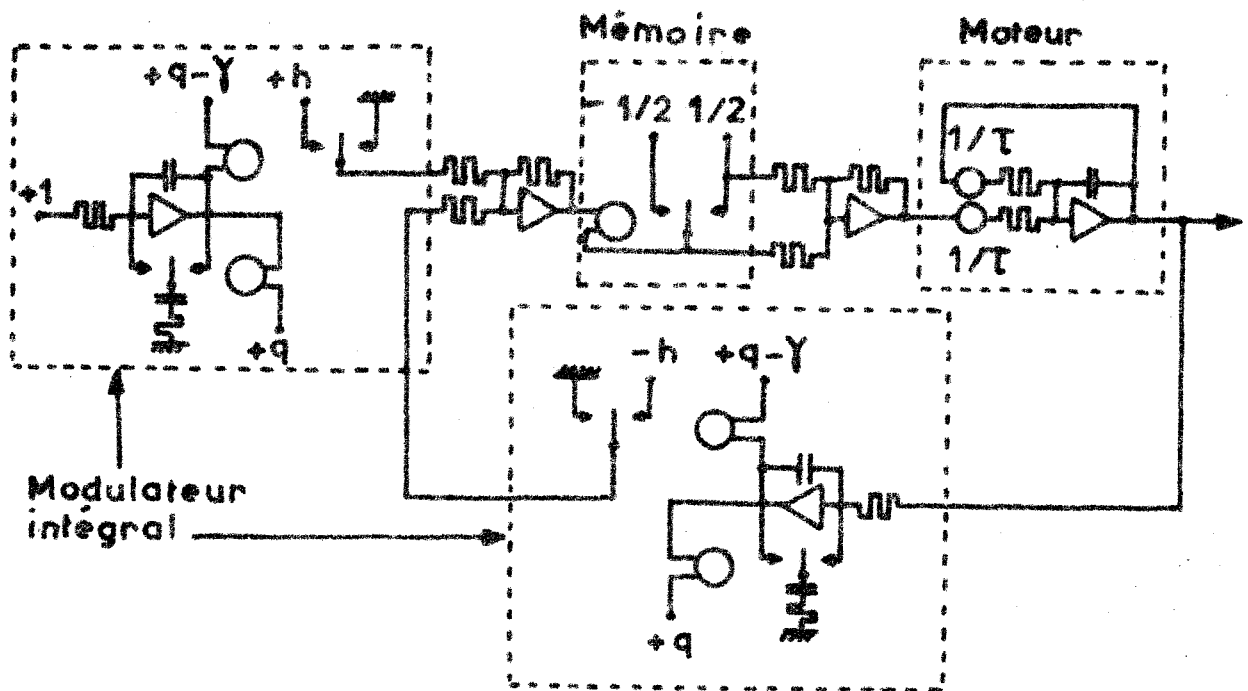
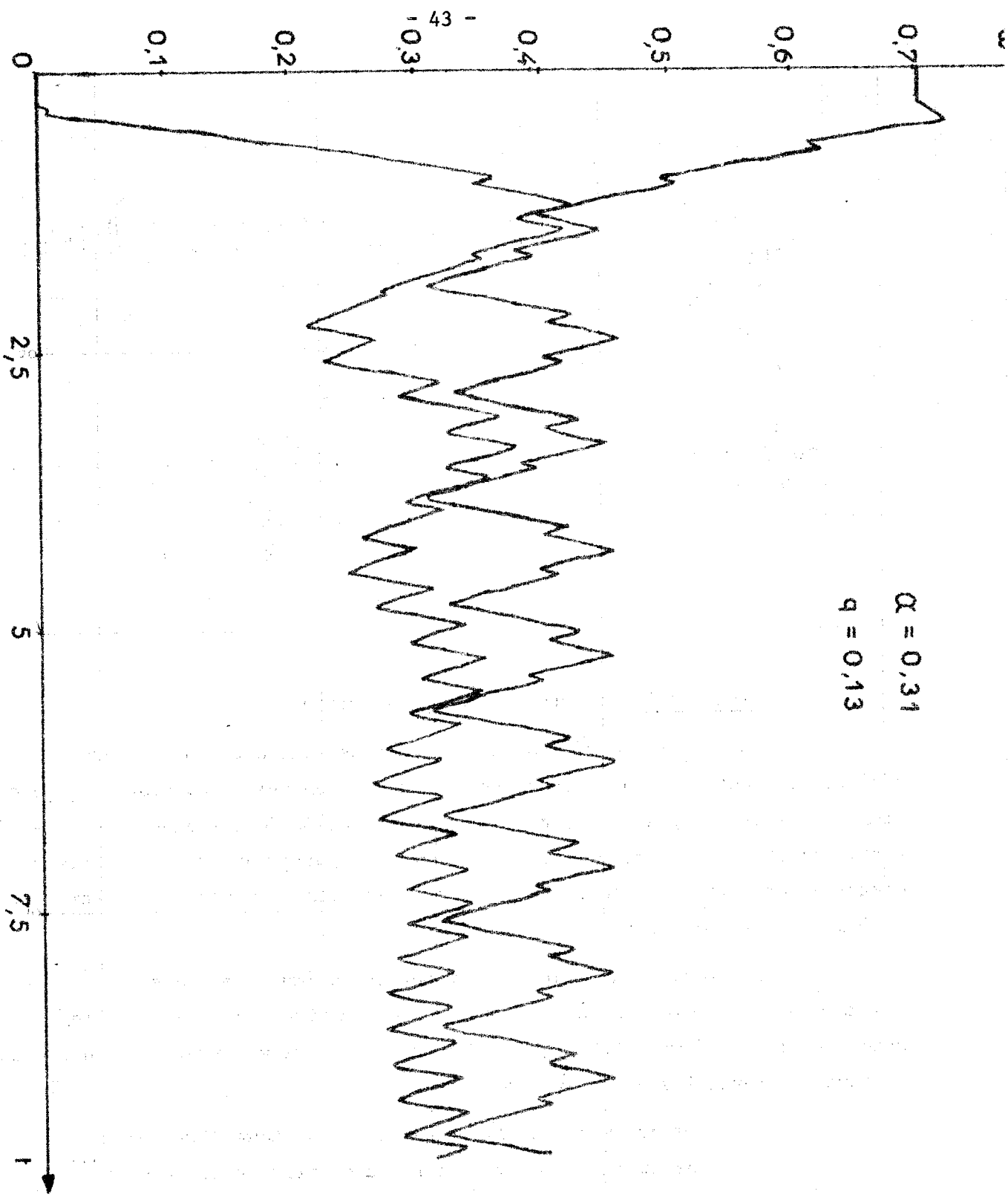


Figure 4.4 : Simulation de l'asservissement

Un exemple de réponse de l'asservissement est donné figure 4.5 où deux régimes de fonctionnement différents ont été mis en évidence. Pour l'un de ces régimes la vitesse moyenne de sortie est égale à celle de référence ; ce mode de fonctionnement est celui pour lequel $m_n = p_n = 1$ (paragraphe 2.3). L'autre régime montre un exemple de cycle de relaxation où la vitesse moyenne de sortie est égale à $4/3$ de celle de référence.

La simulation, pour les paramètres optimum $\alpha = 2$ $q = 1,6$, est en concordance avec l'évolution recherchée à l'aide du réseau d'abaques défini au paragraphe (3.2). La figure 4.6 montre, à partir de la simulation, l'évolution des différentes variables de ce système :

- la valeur prise par la sortie du modulateur d'entrée
- la valeur prise par la sortie du modulateur de bouclage
- la tension de commande du filtre linéaire
- la tension de sortie du filtre linéaire.



- Figure 4.5 : Enregistrement de la vitesse de sortie à partir de deux couples de conditions initiales.

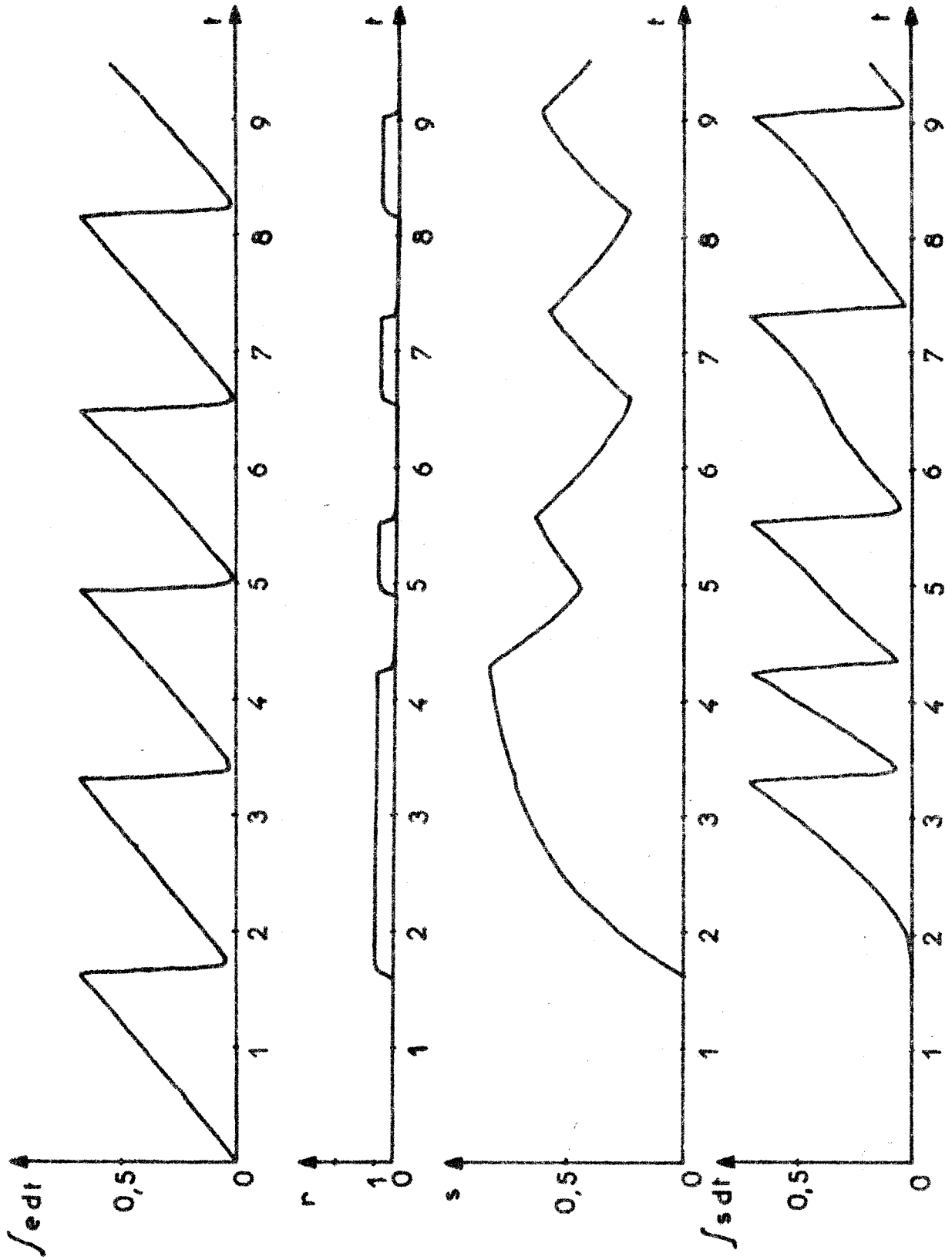


Figure 4.6 : Evolution des différentes variables

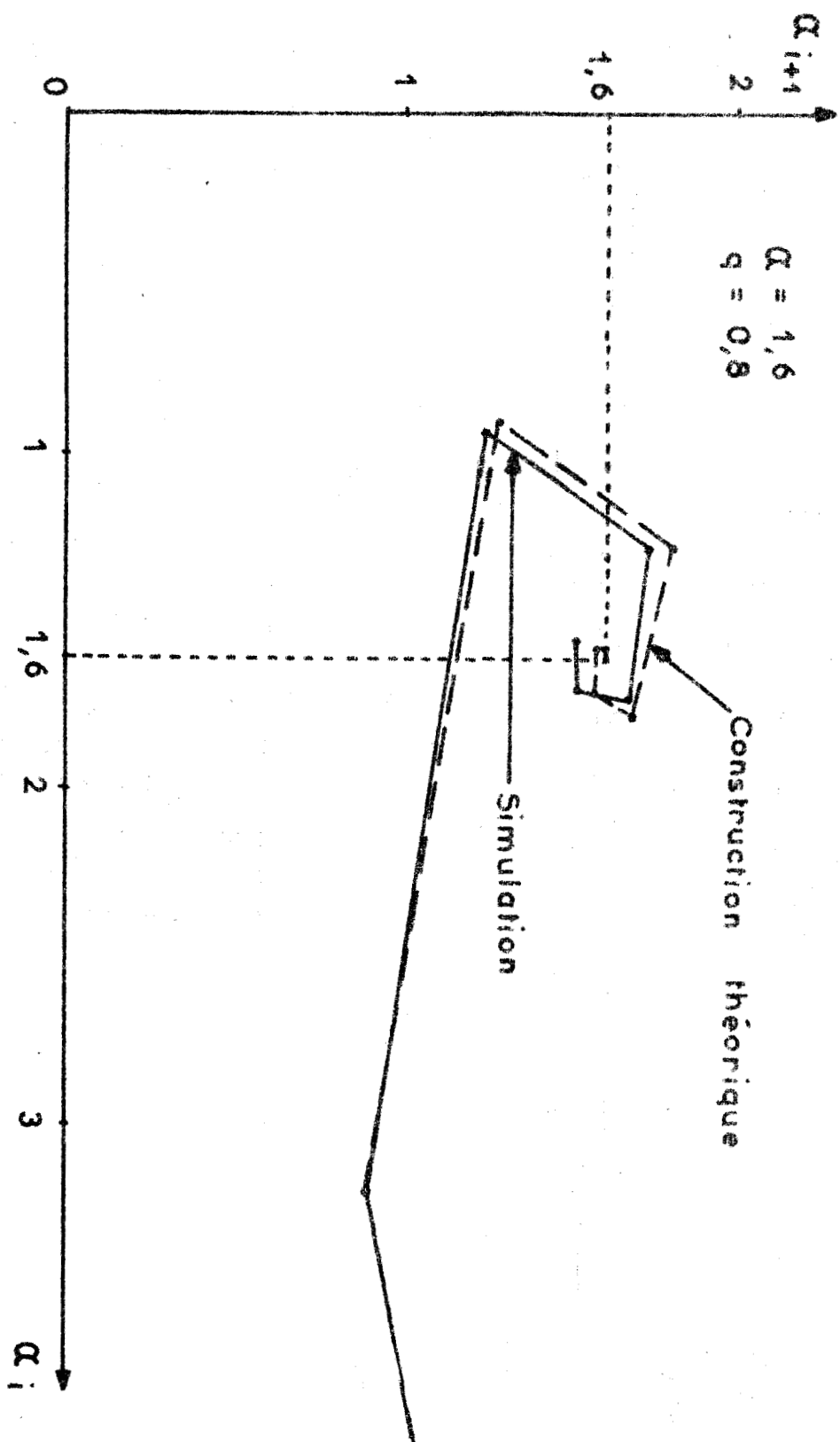


Figure 4.7

La figure 4.7 compare les évolutions du système asservi obtenues sur le modèle et au moyen de l'étude graphique : elle permet de vérifier la similitude des courbes représentatives de l'évolution du système.

CONCLUSION

La similitude des enregistrements effectués vérifie à posteriori la qualité du modèle de l'asservissement réel et la validité des approximations effectuées. Elle peut en outre dans un bureau d'étude être utilisée de préférence à l'étude graphique car elle évite les calculs et le tracé des réseaux d'abaques, avantages énormes surtout si l'on modifie souvent les paramètres, et si l'on aborde des réalisations industrielles en grande série.

De plus, cette simulation présente l'intérêt de faire apparaître les cycles limites et de relaxation sans qu'il soit nécessaire de connaître les équations de fonctionnement qui, nous l'avons vu, sont très complexes et difficilement abordables. Elle permet aussi, par un calcul très simple à propos des équations de fonctionnement, de montrer qu'une simulation numérique n'est pas raisonnable, et ouvre, par le biais de l'utilisation de techniques discrètes, une porte vers le calcul hybride.

Afin de compléter cette étude, nous suggérerons dans l'annexe A 1, un montage de calcul hybride permettant une recherche automatique des zones de stabilité par exploration systématique des diverses conditions initiales.

REALISATION

5.1. INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent nous avons vérifié et tenté de dégager l'intérêt de la concordance entre les résultats obtenus par l'intermédiaire de l'étude théorique et par celui de la simulation.

Afin de compléter notre étude, il nous reste à déterminer, au moyen du montage pratique but final de nos travaux, si dans la réalité l'on parvient aux mêmes résultats. Il est d'autant plus intéressant d'effectuer cette réalisation pratique qu'elle présente l'avantage de rendre plus perceptible aux yeux de l'opérateur l'évolution du système selon les différentes valeurs des paramètres et d'aborder par conséquent l'insertion d'une telle boucle d'asservissement dans un processus industriel (stabilité, performances, sensibilité ...).

Après une description sommaire des caractéristiques technologiques des divers composants de ce montage, notre étude aura pour but principal de comparer les résultats fournis par notre réalisation à ceux que nous avons obtenus précédemment au moyen du calcul théorique et de la simulation. Ensuite nous tenterons de dégager les applications pratiques de cette régulation.

5.2. CARACTERISTIQUES DES COMPOSANTS DU MONTAGE

La réalisation effectuée se compose des éléments du schéma bloc de la figure 1.4 :

- un organe générateur des impulsions de commande
- un système logique
- un amplificateur
- un moteur
- un modulateur de bouclage avec mise en forme ou codeur.

Nous avons réalisé les divers éléments constituant l'asservissement en ne perdant pas de vue l'un des buts principaux de nos travaux : réglage aisé et étendu des différents paramètres. Dans ces conditions une poursuite ultérieure des recherches sur ce principe de système asservi sera grandement facilitée.

5.2.1. Générateur des impulsions de commande

Celui-ci utilise les propriétés des transistors unijonction. Pour les valeurs des paramètres choisies, nous pouvons considérer la fréquence des impulsions proportionnelle à la résistance variable R (Figure 5.1)

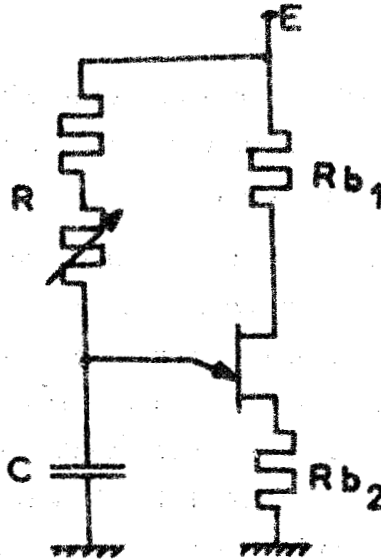


Figure 5.1 : Générateur des impulsions de commande

Ce montage extrêmement simple et classique, s'avère facile à mettre en oeuvre, mais en contre partie se montre relativement non linéaire.

5.2.2. Le système logique

Le système logique est composé de deux éléments "NI" bouclés, éléments réalisés facilement à l'aide de transistors.

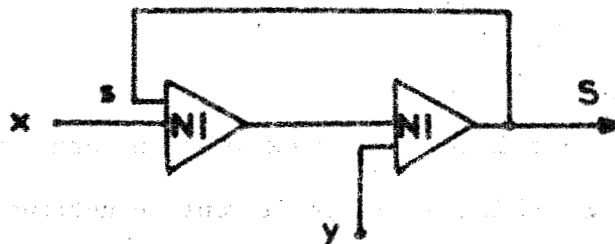


Figure 5.2 : Elément de mémoire

La fonction de sortie est égale à :

$$S = Y (s + x)$$

Toutefois, pour obtenir un fonctionnement satisfaisant du montage, il est nécessaire que les valeurs x et y soient de type impulsionnel. (ce qui est le cas dans notre réalisation).

5.2.3. L'amplificateur

Le système logique délivrant une puissance insuffisante pour commander directement un organe moteur, il est donc indispensable d'introduire entre le système logique et celui-ci un élément amplificateur.

Cet élément doit posséder les caractéristiques suivantes :

- posséder une résistance interne aussi faible que possible
- assurer une puissance adaptée au moteur
- être à même de délivrer, selon l'état du système logique, soit une tension constante, soit une tension nulle.
- permettre, dans le cadre de notre étude d'un prototype, un réglage aisé de la hauteur des impulsions modulées.

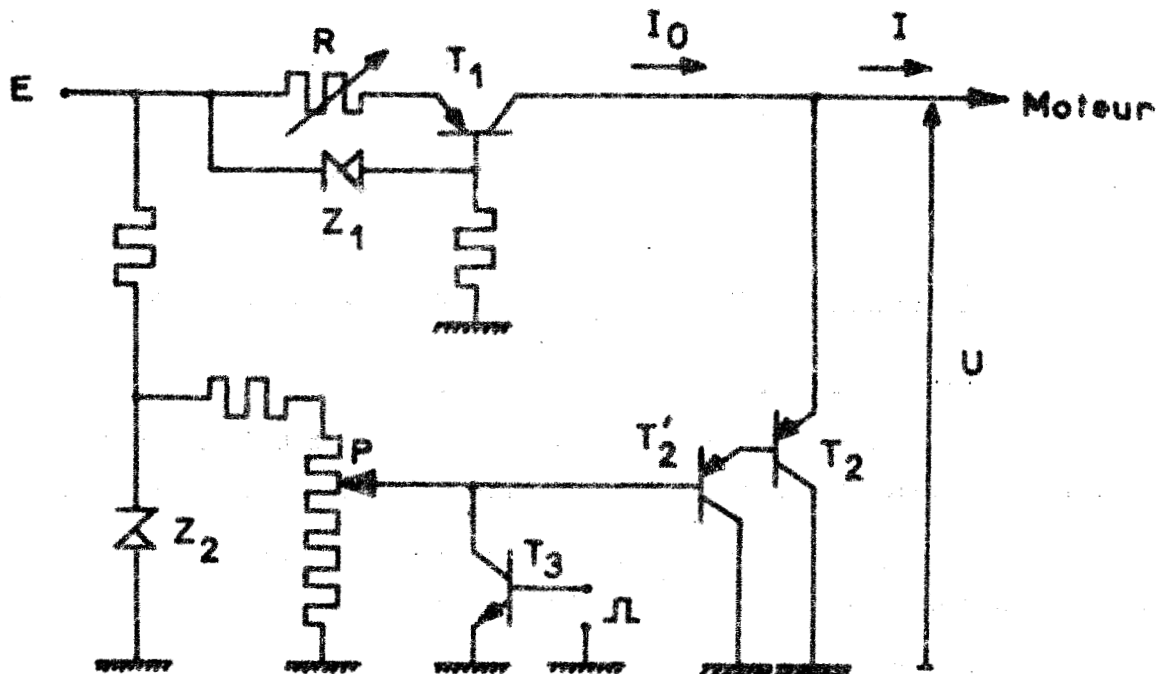


Figure 5.3 : Schéma de l'amplificateur

Le montage en Darlington des transistors T_2 et T_2' réalise la première condition.

Le générateur, constitué à l'aide du transistor T_1 , envoie vers le moteur et le transistor T_2 un courant d'intensité constante I_0 , et dont la valeur n'excède pas l'intensité maximum tolérée par le moteur. Le transistor T_2 prélève le courant variable $I_0 - I$ imposé par les paramètres, en jouant le rôle de générateur de tension constante. (celle-ci est établie à la valeur désirée au moyen du potentiomètre P). Selon l'état de la mémoire, le transistor T_3 se trouve soit en état de non-conduction et alors la tension appliquée sur la base du transistor T_2' est égale à la valeur constante fixée par P, soit en état de saturation, et dans ce cas la tension appliquée sur la base du transistor T_2' est nulle.

Le potentiomètre P permet de régler facilement le gain en tension de l'amplificateur et par là même la hauteur de l'impulsion modulée.

Ce montage possède une caractéristique externe de la forme de la figure 5.4, où les valeurs U_0 et I_{cc} sont réglables indépendamment l'une de l'autre.

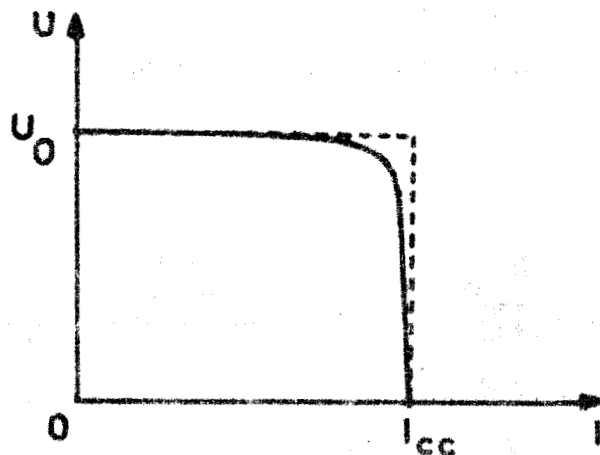


Figure 5.4 : Caractéristique externe de l'élément amplificateur

5.2.4. Le codeur

Le modulateur de bouclage utilisé est constitué par un disque couplé à l'arbre du moteur et sur lequel sont imprimées cinq pistes utilisables.

Ce disque fournit une tension en créneaux mise en forme puis dérivée afin d'obtenir une impulsion à chaque front positif.

5.3. ESSAIS ET RESULTATS

5.3.1. Choix des paramètres de réglage

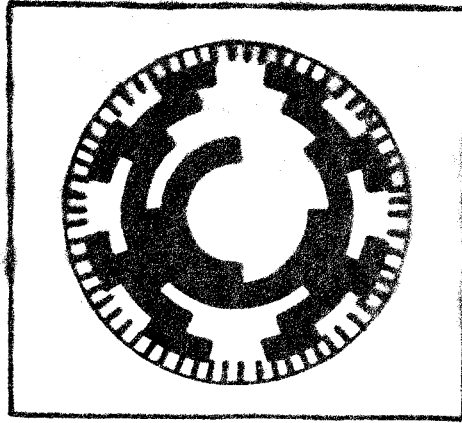


Figure 5.5 : Disque codeur

La réalisation effectuée (figure 5.6) possède l'avantage de permettre un réglage aisé des paramètres suivants :

- codage (nombre N de traits du disque)
- hauteur A des impulsions de commande du moteur
- fréquence T des impulsions de consigne.

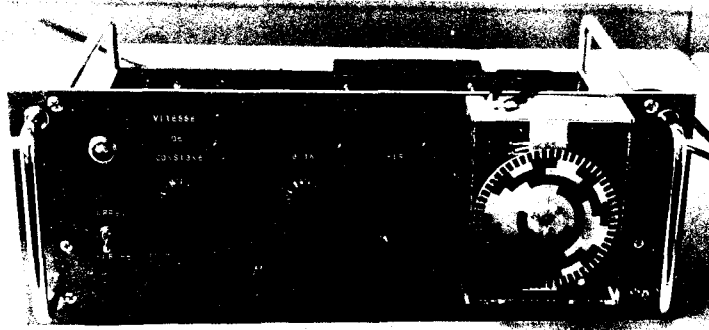


Figure 5.6 : Vue générale de l'asservissement

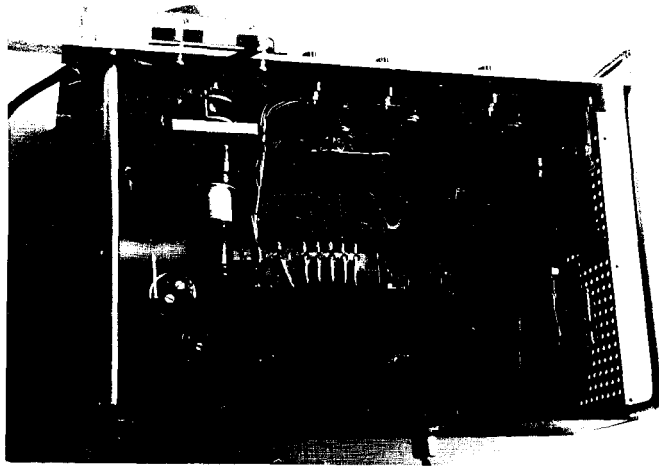


Figure 5.7 : Vue de dessus de l'asservissement

Pour une piste donnée du disque, seul le bouton de réglage de hauteur des impulsions modulées commande la valeur réduite q , et indépendamment de celui-ci, le bouton de réglage de la fréquence des impulsions de consigne fixe la valeur réduite α .

Un changement de piste ne change pas la valeur α mais modifie cependant la vitesse de consigne, vitesse fonction de la fréquence des impulsions de consigne et du nombre de traits du disque ; ce changement modifie aussi le quantum réduit q .

Nous nous placerons dans les conditions de la simulation $\alpha = 2 q = 1,6$.

La constante de temps du moteur est :

$$T = 120 \text{ ms}$$

Les valeurs prises par les paramètres sont par exemple :

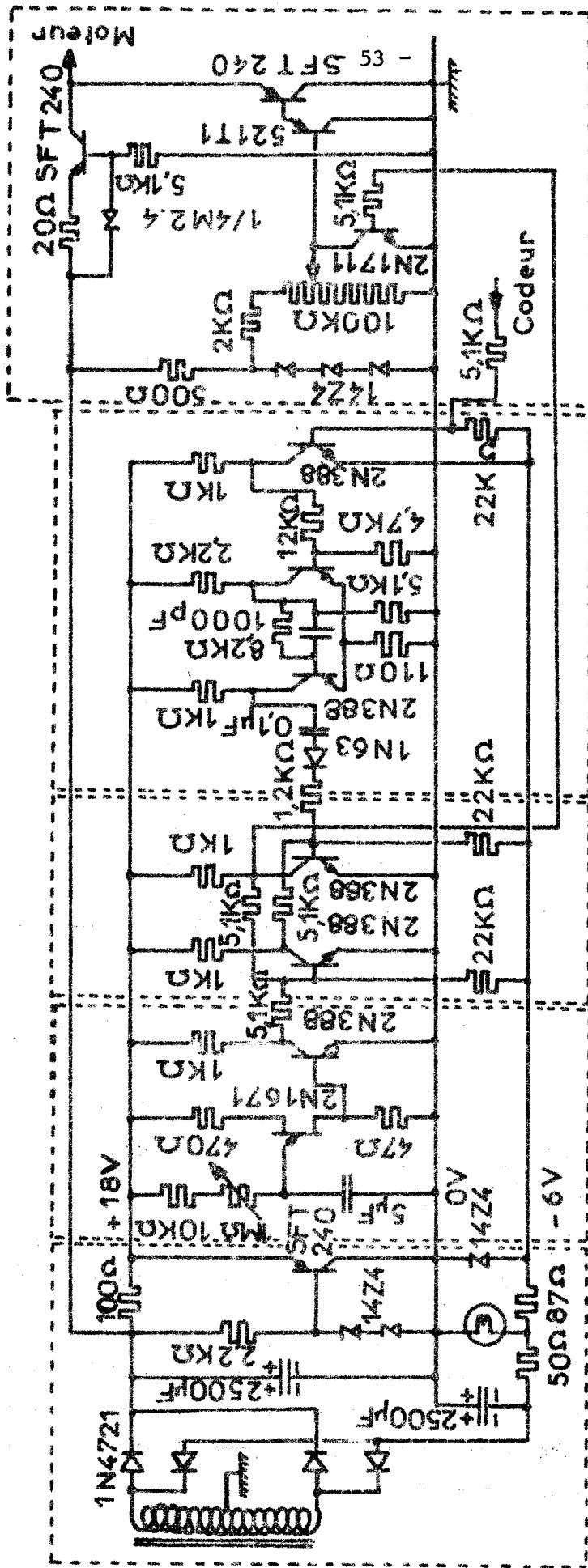
$$T = 200 \text{ ms}$$

$$N = 60 \text{ traits}$$

$$A = 1,04 \text{ V}$$

Dans ces conditions, nous obtenons figure 5.9 l'évolution de la commande et de la vitesse du moteur pour le couple de conditions initiales :

$$\omega_n = 0 \quad ; \quad \delta_n = 0$$



Alimentation Commande Mémoire Mise en forme Amplificateur

Figure 5.8 : Schéma général de l'asservissement

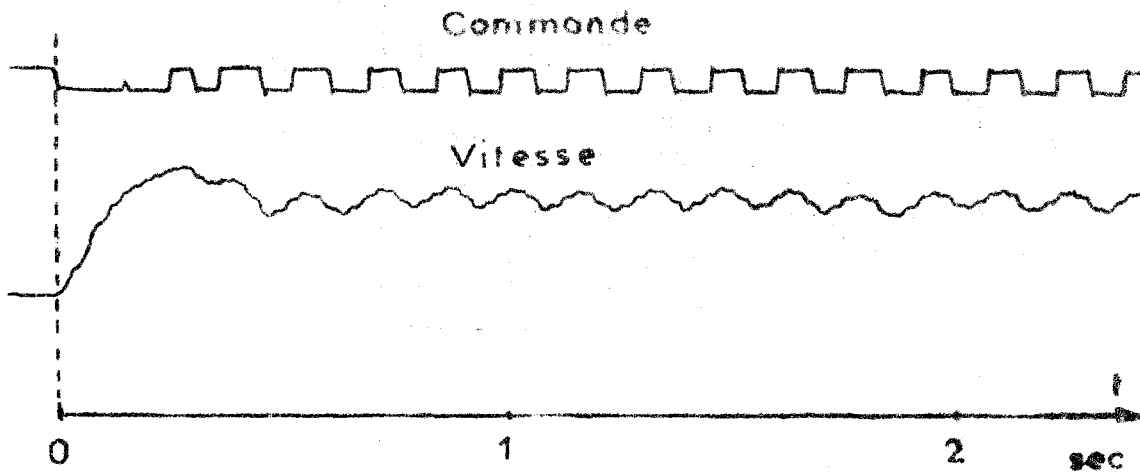


Figure 5.9 : Evolution de la tension de commande et de la vitesse du moteur.

Une certaine ondulation de la vitesse est introduite par le nombre assez restreint de balais au collecteur du moteur utilisé.

5.3.2. Comparaison entre les résultats théoriques et pratiques

Afin de compléter notre étude il est fort intéressant de comparer les résultats expérimentaux à ceux qui peuvent être obtenus théoriquement compte tenu des approximations effectuées.

Pour cela reportons sur le graphique de la figure 5.10 les évolutions du système étudiées théoriquement (chapitre 3), et celles obtenues au moyen de mesures effectuées sur notre réalisation.

Sur ce graphique apparaissent les fréquences instantanées des impulsions issues du disque (images de la vitesse du moteur) aux instants T_n et T_{n+1} respectivement reportées en abscisse et en ordonnée.

Nous constatons que les tracés sont sensiblement les mêmes et une série de tests semblables conduisent à la conclusion que la théorie élaborée permet une bonne approximation des phénomènes réels et une justification à posteriori des simplifications nécessaires aux calculs.

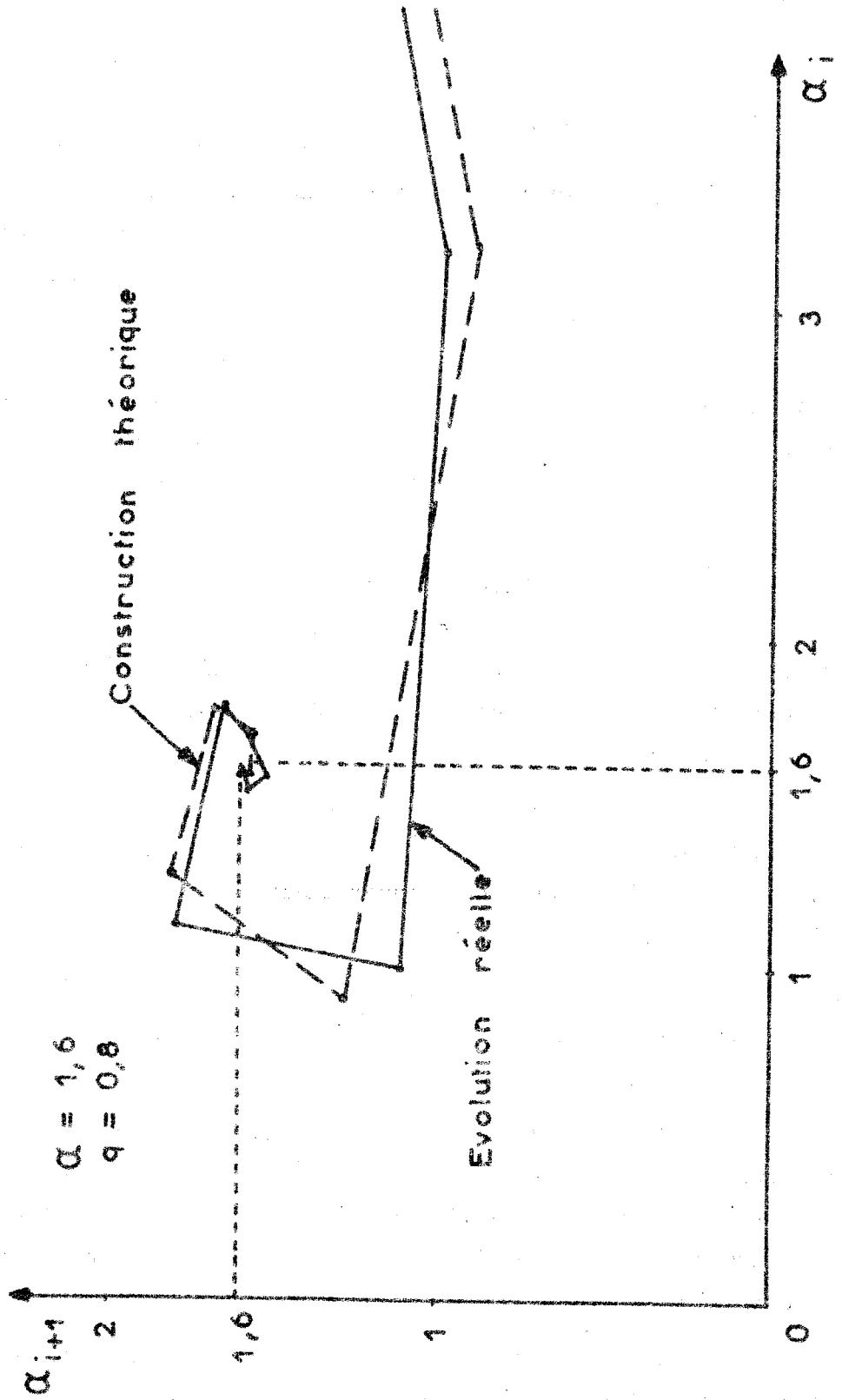


Figure 5.10

5.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE L'ASSERVISSEMENT PROPOSE PAR RAPPORT AU FONCTIONNEMENT DU MOTEUR SYNCHROME

Au début de cette étude nous avons établi entre ces deux sortes de régulateurs une comparaison justifiée par la bonne qualité du synchronisme de vitesse qu'ils assurent. Ceux-ci possèdent une erreur "en phase" inversement proportionnelle au nombre de pôles dans le cas du moteur synchrone et au nombre de traits du codeur dans le cas du régulateur considéré. Ce dernier nombre, beaucoup plus élevé que le premier, rend cette erreur faible et par conséquent confère au régulateur une nette supériorité. Toutefois, contrairement au moteur synchrone, l'asservissement discret étudié ne permet pas de réguler la vitesse instantanée mais d'en régler seulement la vitesse moyenne par rapport à la vitesse de consigne : en effet, l'utilisation de valeurs échantillonnées provoque une ondulation constante de la vitesse instantanée qu'il est toutefois possible de maintenir dans des limites acceptables industriellement.

Si l'on désire faire varier la vitesse de synchronisme du moteur, il faut dans le cas du moteur synchrone agir directement sur la fréquence de sa tension d'alimentation, par contre dans le cas de l'asservissement, la commande de vitesse répond à un signal très faible, très maniable, et permet ainsi de fréquents changements de régime.

L'asservissement de vitesse proposé permet un fonctionnement en pas à pas et la souplesse de sa commande rend aisée et rapide le passage de ce régime à celui d'une rotation continue et inversement.

Grâce à son couple de démarrage élevé le système asservi ne nécessite pas d'être amené à sa vitesse de synchronisme et par opposition au moteur synchrone démarre seul et atteint de même son régime de fonctionnement. L'utilisation d'un système logique évite toute dérive dans la commande.

Le moteur étant commandé par un train d'impulsions dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse désirée, la transmission à distance d'une telle commande s'obtient aisément après régénération et mise en forme des impulsions. Ce type d'asservissement élimine les erreurs dues à des perturbations modifiant le signal de consigne.

Rappelons ici, que sans l'introduction de saturations dans la commande, l'asservissement est susceptible de se synchroniser sur des régimes différents. Il permet alors d'envisager une étude dans le cadre des changements automatiques de vitesse et des engrenages électriques.

En outre, l'ensemble du montage étant alimenté en courant continu, on peut l'inclure dans des équipements autonomes qui, compte tenu du poids et de la miniaturisation des équipements, sont envisagés pour des applications spatiales.

5.5. UTILISATIONS DIVERSES

Presque tous les types de capteurs s'adaptent aux différentes utilisations possibles de l'asservissement. En règle générale ils peuvent être :

- mécaniques (peu utilisés)
- optiques
- magnétiques

- Les capteurs optiques, comme dans la présente réalisation, manifestent peu d'inertie et donnent une grande précision. Ils s'adaptent particulièrement bien à la régulation d'une vitesse angulaire.

- Les capteurs magnétiques sont intéressants pour réguler la vitesse de disques, tambours⁽¹²⁾ ou rubans magnétiques. Par exemple, la vitesse de passage d'une bande magnétique devant une tête de lecture est régulée au moyen d'une piste horloge impressionnée sur cette bande et, dans ce cas, la commande de vitesse est indépendante du diamètre du tambour sur lequel s'enroule le ruban.

Outre sa facilité de maintenir une vitesse rigoureusement constante, l'asservissement offre la possibilité de réguler tout un groupe de moteurs sur un même train d'impulsions et de faire tourner l'ensemble en synchronisme "de Phase" ce qui présente un grand intérêt pour des utilisations industrielles⁽¹³⁾ (imprimerie, tissage, ...).

CONCLUSION

La réalisation du système asservi proposé est relativement simple et les performances de celui-ci s'avèrent prévisibles par le calcul ce qui est une condition essentielle à la construction industrielle d'un asservissement compte tenu d'un cahier des charges sévère.

Nous avons tenté de montrer que les caractéristiques de ce système lui confèrent une nette supériorité sur le moteur synchrone du point de vue de la souplesse d'utilisation et de mise en oeuvre ; et que bien souvent on pourra remplacer très avantageusement ce dernier par l'asservissement étudié.

CONCLUSION GENERALE

Le but de nos recherches consistait en l'étude et la réalisation d'un asservissement de vitesse du type pulsé non linéaire.

Les équations de fonctionnement du système sont éminemment non linéaires, et la présence de pertes d'informations provoque la mise en évidence de divers régimes de fonctionnement pouvant être mathématiquement définis.

Notre réalisation devant conduire à l'élaboration d'un prototype présentant un caractère industriel nous avons cherché à éviter l'apparition de ces régimes qui rendent la prévision de l'évolution du système délicate.

Cette difficulté peut-être levée en choisissant les paramètres de façon à éliminer le phénomène de quantification. Le tracé d'abaques permettant une détermination graphique des paramètres du système, rend le choix de ceux-ci possible afin d'assurer à l'asservissement les conditions de fonctionnement désirées.

Toutefois afin d'éliminer la complexité des calculs théoriques, liés au caractère non linéaire de l'asservissement, et de mettre celui-ci à la disposition des bureaux d'étude nous avons mis au point un schéma de simulation du système ne nécessitant pas la connaissance des équations de fonctionnement.

Enfin la construction d'un prototype nous a permis de vérifier la validité des hypothèses simplificatrices de linéarisation introduites tant dans l'étude théorique que dans la simulation.

Malgré ces essais concluants il nous a semblé intéressant d'aborder le problème sous l'angle d'une optimisation du domaine des paramètres principaux de l'asservissement, et de préconiser l'introduction de non linéarités du type saturation, et de retrouver un aspect concernant le système discret non linéaire⁽¹⁸⁾.

En outre ce travail ouvre la voie à une recherche expérimentale conduisant à l'élaboration d'un régulateur de position discret fonctionnant selon le même principe.

Détermination des zones de stabilité par simulation
et exploration paramétrique automatique du domaine des conditions
initiales

Nous avons réalisé, chapitre 4, un montage permettant la simulation de l'asservissement sur calculatrice analogique à courant continu qui ne nécessite pas la connaissance des équations de fonctionnement d'un système pour en suivre l'évolution (par opposition à la simulation d'un modèle mathématique).

La détermination des zones de stabilité se fait directement par simulation du modèle physique, en suivant l'évolution de ce modèle pour un grand nombre de conditions initiales. Afin de rendre cette détermination automatique, il est nécessaire de disposer d'une part d'un test booléen mettant en évidence la convergence ou non, dans un temps limité, vers un régime déterminé des variables du système et d'autre part d'une commande automatisant l'exploration du plan des conditions initiales. Le nombre de variables à tester égal, à celui des conditions initiales injectées, est imposé par l'ordre du système. Nous choisirons dans cette étude la vitesse et l'angle de conduction.

A.1. TEST

A.1.1. Test sur la vitesse

Le test qui semble le plus approprié à l'étude de la variable vitesse du système asservi exploite le principe de l'annulation, en régime d'équilibre, de la différence première des variables d'état du système [17]

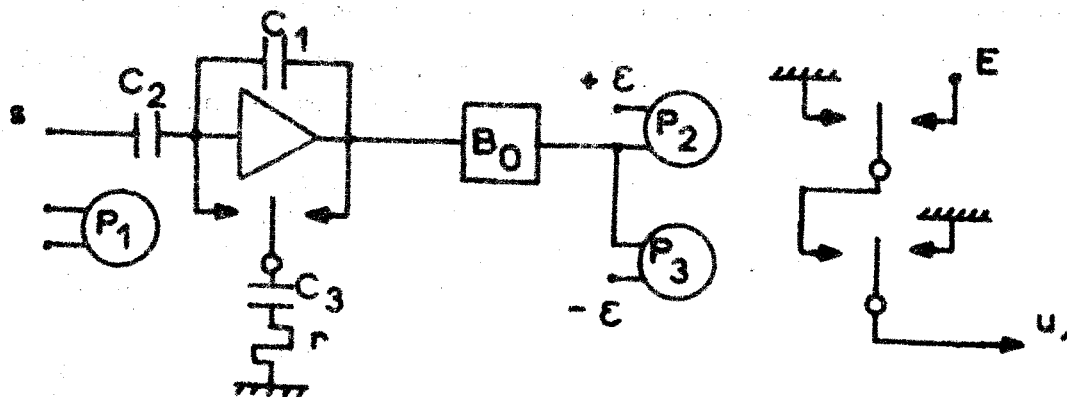


FIGURE A.1. Test sur la vitesse

Pour cela il convient de réaliser le montage de la figure A.1. Le comparateur P_1 bascule à chaque période d'échantillonnage, et à ces instants, la charge emmagasinée sur le condensateur C_2 se porte intégralement sur le condensateur C_1 en annulant la tension de sortie de l'amplificateur si les capacités C_1 et C_2 sont égales. La variation de tension à la sortie de l'amplificateur est égale à la variation de tension à l'entrée du condensateur C_3 . La sortie de l'amplificateur bloquée par B_0 (bloqueur d'ordre zéro) aux instants d'échantillonnage est égale à la différence première.

$$x_{n+1} - x_n$$

Si nous commandons le bloqueur d'ordre zéro et la remise à zéro de l'amplificateur par une tension dont la période est égale à m fois la période d'échantillonnage nous obtenons à la sortie du bloqueur une tension égale à : $x_{n+m} - x_n$.

Lorsque ce terme tend vers zéro, les conditions initiales imposées entraînent la convergence vers un cycle limite d'ordre m à condition toutefois qu'il ne se soit pas produit de convergence pour des cycles limites d'ordre inférieur.

A la sortie du bloqueur deux comparateurs P_2 et P_3 élaborent une information u_1 (figure A.1.) du type booléen. Lorsque la sortie du bloqueur est inférieure en module à la valeur ϵ , $u_1 = 1$, si elle est supérieure $u_1 = 0$.

A.1.2. Test sur l'angle de conduction

Toutefois afin de tester l'angle de conduction δ_n , le montage précédent ne convient pas car il ne permet pas de déceler les différents régimes harmoniques. Nous lui préférons le montage de la figure A.2, qui diffère du précédent par la substitution d'un élément intégrateur à l'élément sommateur.

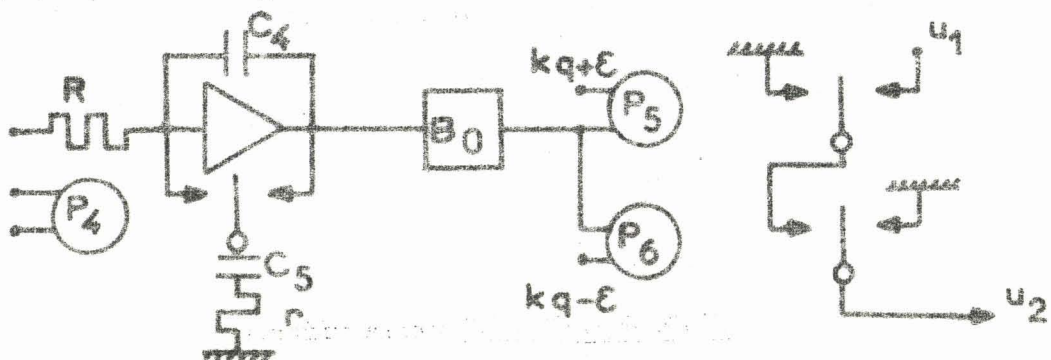


FIGURE A.2 : Test sur le temps de conduction

La sélection des régimes testés se fait en régime établi par l'application aux comparateurs P_5 et P_6 d'une tension kq où k représente l'ordre du régime.

Nous déterminons l'existence de cycles d'ordre m comme précédemment et dans ce cas le rapport de la vitesse moyenne de sortie sur la vitesse d'entrée est égal à k/m .

Quand la sortie du bloqueur est comprise en $k_q + \epsilon$ et $k_q - \epsilon$ $u_2 = 1$, hors de ces limites $u_2 = 0$.

Le système est stable si $u_1 \times u_2 = 1$. Lorsque cette condition n'est pas réalisée au bout d'un nombre N de périodes d'échantillonnage, le système est considéré comme instable, bien qu'il soit susceptible de se stabiliser au bout d'un temps élevé, mais incompatible avec une réalisation. Ce laps de temps écoulé, nous appliquons de nouvelles conditions initiales.

Le dispositif général de test est indiqué figure A3

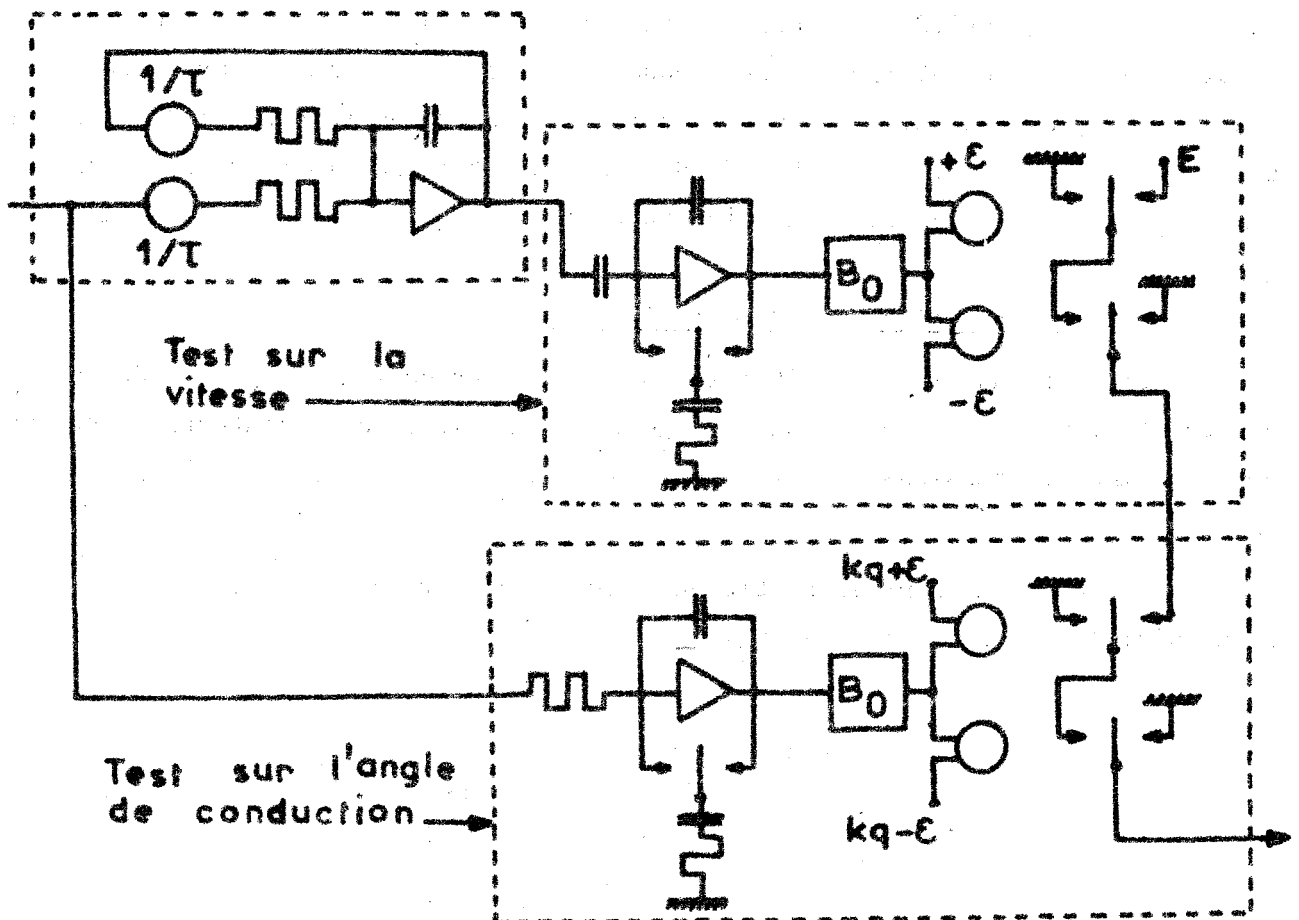


FIGURE A.3 - Schéma général du test

A.2. COMMANDE AUTOMATIQUE ET EXPLORATION DES CONDITIONS INITIALES

A.2.1. Modification des conditions initiales

Celle-ci peut être obtenue de deux manières, soit en couplant un potentiomètre à un moteur commandé en pas à pas, soit en utilisant les propriétés du sommateur capacitif. C'est ce procédé que nous avons retenu.

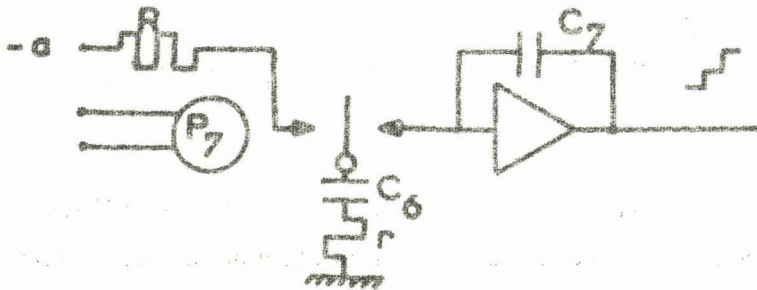


FIGURE A.4- Montage réalisant la variation des conditions initiales.

A chaque basculement du relais P_7 , la valeur de la sortie de l'amplificateur augmente de la quantité $+a$. Cette sortie présente donc la même configuration qu'une tension en rampe échantillonnée et bloquée, mais avec l'avantage sur cette dernière d'un réglage indépendant de la valeur a , fixant l'écart entre deux conditions initiales successives, et de la période de basculement du relais représentative du temps de calcul pour chaque condition initiale.

A.2.2. Introduction des conditions initiales

Cette introduction se fait lors du basculement du relais P_8 par décharge du condensateur C_8 dans le condensateur C_9 (figure A.5). Le condensateur C_8 est chargé par la somme des tensions de sortie et des conditions initiales que l'on désire imposer.

Lors du basculement la sortie de l'amplificateur devient égale à la condition initiale imposée si $C_8 = 2C_9$.

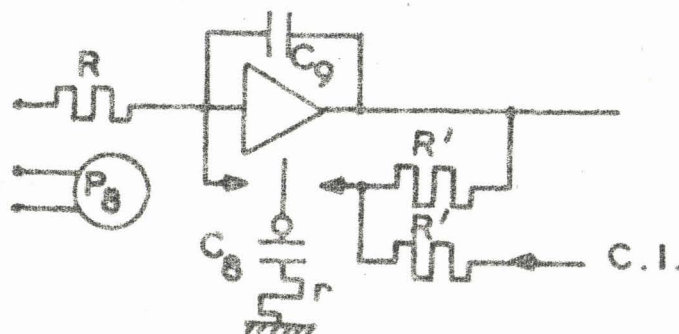


FIGURE A.5. Montage permettant l'introduction des conditions initiales

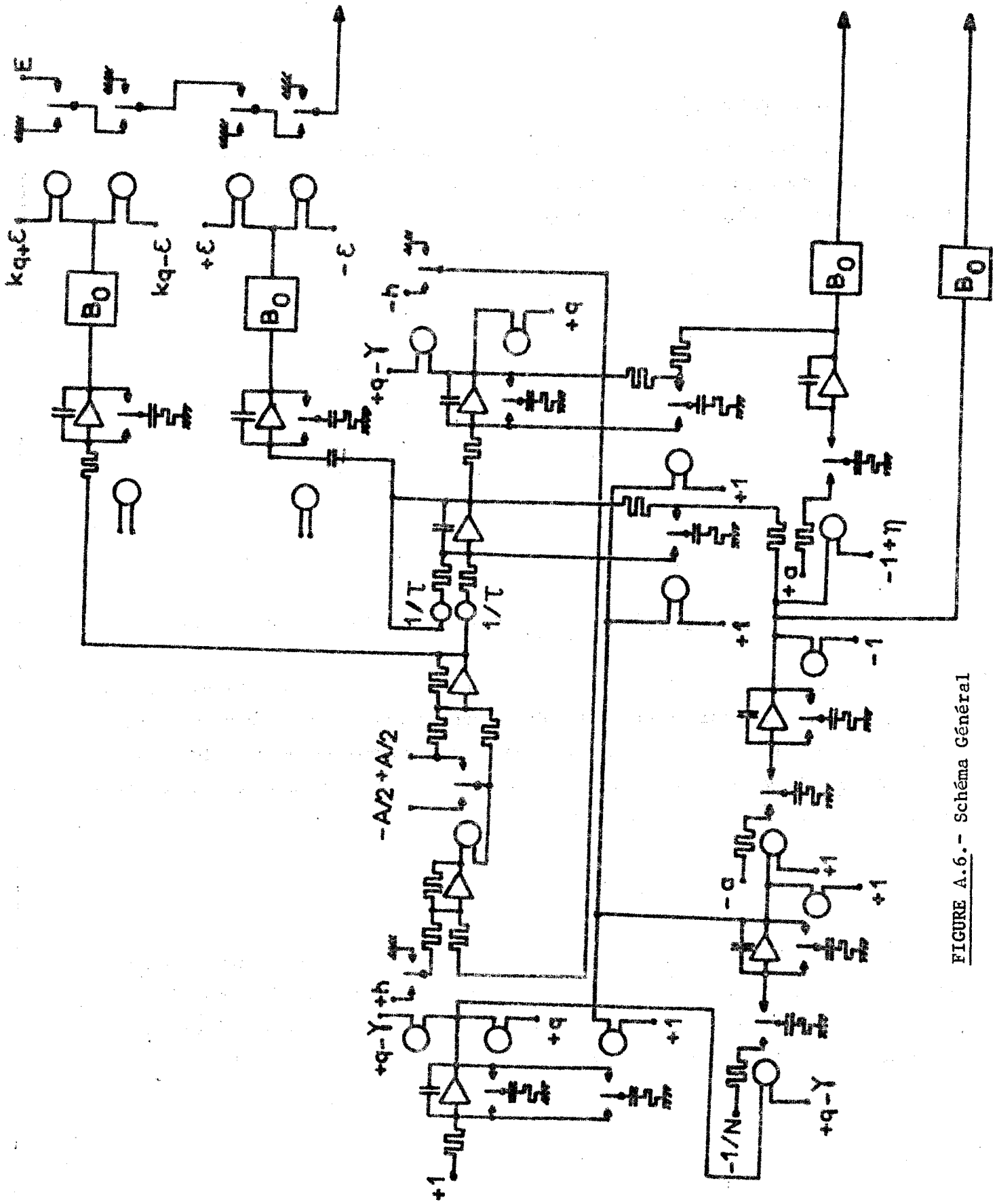


FIGURE A.6.- Schéma Général

A.2.3. Schéma général

Nous avons représenté figure A6 le schéma général du montage utilisé.

La précision de la définition de la zone de stabilité (Figure A.7) est inversement proportionnelle à la quantité a .

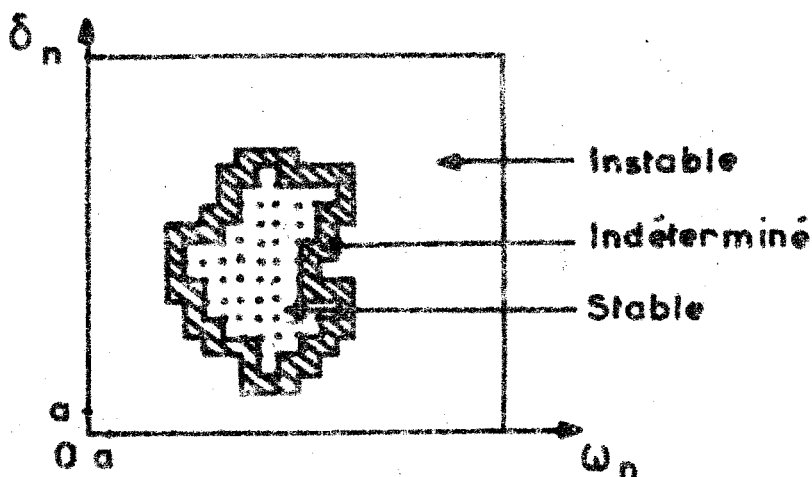


FIGURE A.7 - Plan obtenu par exploration des conditions initiales.

Le temps T_c de calcul minimum pour chaque couple de conditions initiales est imposé par des considérations d'ordre technologique et donc, pour un régime donné, le temps de calcul total T_t est fonction du nombre de points, lui-même déterminé par la valeur a . La relation entre la précision σ et le temps de calcul total s'établit au moyen de l'équation :

$$T_t = \frac{1}{\sqrt{\sigma}}$$

Celle-ci met en évidence que l'accroissement de la précision entraîne une augmentation considérable du temps de calcul. En pratique, il est difficile d'obtenir une précision supérieure à 4%. Néanmoins l'introduction d'organes utilisant des méthodes d'optimisation pourrait palier à ces difficultés.

BIBLIOGRAPHIE

- 1 R.M. TRAKHTENBERG (en Russe)
Régulation discrète astatique régulant la vitesse de l'entraînement électrique.
Avtomatika i Telemekhamika n° 3, p.125-135 U.R.S.S. 1966.
- 2 FLOYD M GARDNER
Phaselock technique - Edition John Wiley et sons - New-York London Sydney 1967
- 3 J. HENRY - BAUDOT
Les machines électriques en automatique appliquée
Dunod 1967
- 4 M. BOURTON
Etude et réalisation d'un asservissement discret non linéaire à modulation de fréquence des impulsions.
Thèse de Docteur-Ingénieur - Lille 21 Décembre 1967.
- 5 TSCHAUNER
Introduction à la théorie des systèmes échantillonnés
Dunod 1963.
- 6 O. PALUSINSKI
Contribution à l'étude de la stabilité des systèmes automatiques continus non linéaires dans les espaces métriques.
Thèse docteur d'Université Lille 17 Septembre 1968.
- 7 Y. SEVELY
Système de commande à données échantillonnées.
Edition ENSEIHT Toulouse 1966.
- 8 P. VIDAL
Systèmes échantillonnés non linéaires
Edition "Gordon and Breach" Paris - New-York 1968.

9

W. HAHN

theory and application of Liapunov's discret method
Prentice Hall 1963.

10

S. WEGRZYN, J.C. GILLE, O. PALUSINSKI, P. VIDAL

Notion de stabilité vis à vis des conditions initiales communication au
3ème Congrès de la Fédération Internationale de Contrôle Automatique (IFAC)
Londres - Juin 1966.

11

F. LAURENT, L. POVY, P. VIDAL

Détermination graphique des trajectoires de phase des systèmes échan-
tillonnés non linéaires.

Revue Electronics Letters - Vol. 3 n° 6 - Juin 1967.

12

F. LAURENT, R. DEHORS

Simulation des fonctions de transfert discrets sur calculatrice analo-
gique à courant continu.

C.R. Acad. Sci. Paris, t.262, p.928-930 - 18 Avril 1966.

13

P. VIDAL, M. BOURTON, F. LAURENT

Sur la simulation de l'influx nerveux

C.R. Acad. Sc. Paris t.262 - p.450.453 - Février 1966

14

S.M. STRAND

Frequency based regulators lock D.C. machine speeds control engeneering
14 n° 3 . 69-71 U.S.A. 1967.

15

H.F. WEBER

Pulse width modulation D.C. motor control

I.E.E.E. Transaction on industrial Electronics, Mars 1965.

16

C. FOULARD, R. LANCIA

Asservissement de phase de haute précision de deux arbres tournants.

Automatisme tome 12 n° 7-8 p. 288-297 (1967)

17

C. MELIN

Analyse graphique et simulation de systèmes échantillonnés non linéaires en régime dynamique.

Thèse de Docteur de 3ème Cycle en Automatique 12 Juillet 1968.

18

S. WĘGRZYN , P. VIDAL

Sur la stabilité absolue des systèmes non linéaires continus et échantillonnés.

C.R. Acad. Sc. Paris t.266 p. 1297-1299 - 24 Juin 1968

TABLE des MATIERES

INTRODUCTION

I^{ère} PARTIE : ETUDE THEORIQUE

CHAPITRE I : GENERALITES

1.1. Introduction	3
1.2. Description et principe de fonctionnement du système asservi	3
1.3. Linéarisation du système	5
1.4. Schéma bloc du système réel	6
Conclusion	11

CHAPITRE II : MISE EN EQUATION ET DIFFERENTS REGIMES DE FONCTIONNEMENT.

2.1. Introduction	12
2.2. Détermination des équations de récurrence.....	12
2.2.1. Equations sans perte d'informations	12
2.2.2. Etude de l'influence des pertes d'informations	14
2.2.3. Equations générales	16
2.3. Différents régimes de fonctionnement	17
2.4. Etude et condition d'existence des différents régimes établis	20
2.4.1. Zones d'existence des régimes sous-harmoniques	20
2.4.2. Zones d'existence des régimes harmoniques ..	22
2.4.3. Zone où la vitesse moyenne est égale à la vitesse de référence	23
Conclusion	24

CHAPITRE III - ETUDE DE LA STABILITE ET CHOIX DES PARAMETRES

3.1. Introduction	25
3.2. Etude de la stabilité du système	25
3.2.1. Stabilité locale du système	26
3.2.2. Etude de la stabilité globale	26

3.3. Etude en régime transitoire de l'asservissement	29
3.4. Choix optimal des paramètres	31
3.4.1. Fonctionnement en régime continu du moteur	33
3.4.2. Fonctionnement en pas à pas du moteur	35
Conclusion	36

II^{ème} PARTIE : ETUDE EXPERIMENTALE DE L'ASSERVISSEMENT

CHAPITRE IV - SIMULATION

4.1. Introduction	38
4.2. Organes de calcul	38
4.2.1. Simulation des modulateurs	38
4.2.2. Simulation de la mémoire	40
4.3. Simulation de l'asservissement	41
Conclusion	46

CHAPITRE V - REALISATION

5.1. Introduction	47
5.2. Caractéristiques des composants du montage	47
5.2.1. Générateur des impulsions de commande	48
5.2.2. Le système logique	48
5.2.3. L'amplificateur	49
5.2.4. Le codeur	50
5.3. Essais et résultats	50
5.3.1. Choix des paramètres de réglage	50
5.3.2. Comparaison entre les résultats théoriques et pratiques	54
5.4. Avantages et inconvénients de l'asservissement proposé par rapport au fonctionnement du moteur synchrone	56
5.5. Utilisations diverses	57
Conclusion	57

CONCLUSION

Annexe

Bibliographie