

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : D'ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

CONTROLE ET AFFICHAGE DE LA
VITESSE D'UN MOTEUR A COURANT
CONTINU AU MOYEN D'UN CODEUR
INCREMENTAL OPTIQUE

Proposé par :
M^r. R. TAYEB CHERIF
CEN: CDTA

Etudié par :
M^{elle}. O. MOUSSOUS
M^r. Y. BAHBOU

Dirigé par :
M^r. R. TAYEB CHERIF
M^r. R. OUIGUINI



PROMOTION : JUIN 1984



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : D'ÉLECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

CONTROLE ET AFFICHAGE DE LA
VITESSE D'UN MOTEUR A COURANT
CONTINU AU MOYEN D'UN CODEUR
INCREMENTAL OPTIQUE

Proposé par :

M.R. TAYEB CHERIF

Etudié par :

O. MOUSSOUS
Y. BAHBOU

Dirigé par :

M.R. TAYEB CHERIF
M.R. OUIGUINI



PROMOTION : JUIN 1984

REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé au commissariat aux énergies nouvelles (C.E.N).

Nous remercions Monsieur R. OUIGUINI chercheur au C.E.N et responsable du laboratoire "Robotique" pour nous avoir accueillis dans son laboratoire et pour nous avoir guidés dans notre travail. Nous tenons à remercier en particulier Monsieur R. TAYEB CHERIF assistant chercheur au C.E.N pour nous avoir proposé ce sujet et pour nous avoir suivis le long de notre étude.

Nos sincères remerciements vont à Monsieur R. OUFFAD qui a bien voulu nous assurer la frappe et le tirage de ce polycopie.

Nous remercions également Melle O. BENKACI pour son aide précieuse dans la mise au point du polycopie ainsi que MM R. BELOUZ et M. HALIMI pour leur disponibilité chaque fois qu'il est nécessaire que tous ce qui ont contribué à notre formation trouvent dans ces quelques mots l'expression de notre profonde gratitude.

DEDICACES

A la mémoire de mon père

A ma mère

A mon frère et à mes soeurs

A toutes ma famille

A tous mes ami (e)s.

OUIZA

A mes parents

A mes frères et soeurs

A tous les ami (e)s.

YASSINE

TABLE DES MATIERES

Page₁

INTRODUCTION

CHAPITRE I : Asservissement de position et de vitesse d'un manipulateur actionné par des moteurs électriques.

1 Actionneurs électriques	3
1.1 Moteur pas à pas	3
1.2 Moteur à courant continu	5
2 Codeurs optiques	20
2.1 Codeur absolu	20
2.2. Codeur incrémental	21
3. Asservissement de position et de vitesse	25
3.1. Exemple d'asservissement en position	25
3.2 Commande en position	27
3.3 Commande en vitesse.	28

CHAPITRE 2 : PARTIE EXPERIMENTALE /

1. Commande digitale du moteur	33
2. Tension de commande du moteur	41
3. Systeme d'affichage de vitesse du moteur	45
4. Contrôle de la vitesse du moteur	51

CONCLUSION 55

ANNEXE

Faint, illegible text covering the main body of the page.

Page 100

Faint, illegible text covering the bottom half of the page.

I N T R O D U C T I O N



Dans le but de contrôler les articulations d'un robot de faible ou moyenne puissance, deux types de moteurs électriques (moteur pos à pos et moteur à courant continu) sont utilisés.

Ces derniers ont l'avantage de se prêter à la réalisation des boucles d'asservissement comprenant essentiellement des capteurs de position et de vitesse permettant de mesurer la valeur de ces deux grandeurs physiques.

La mesure d'angle et de vitesse peut se faire par l'intermédiaire d'instruments adéquats tels que les resalvers et les synchro-machines qui donnent de la grandeur physique son équivalence analogique (référence 1), et les codeurs optiques absolus et incrémentaux, qui eux fournissent directement l'équivalence numérique.

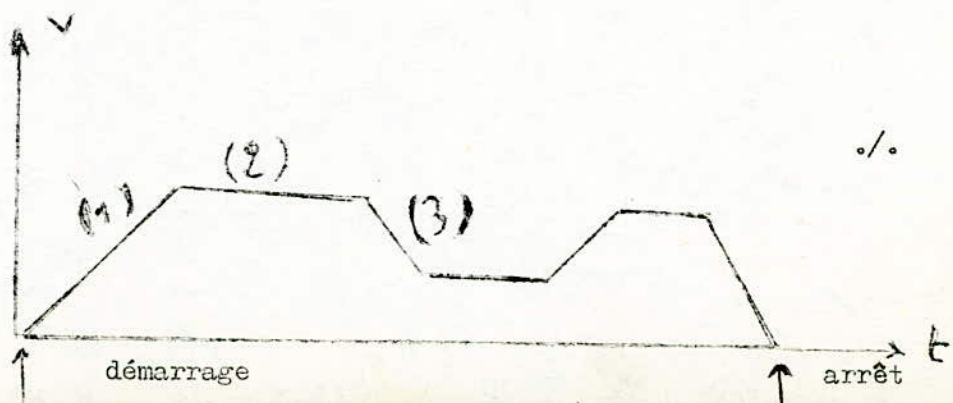
Avec l'emploi fréquent des calculateurs dans les systèmes de contrôle, il devient nécessaire de convertir l'information analogique en numérique. L'utilisation des synchro-machines et resalvers exige l'emploi de convertisseurs analogiques numériques qui aussi performants soient-ils, sont tout de même limités du point de vue résolution et précision (linéarité, erreurs propres du C.A.N).

L'utilisation de codeurs optiques est donc plus commode et évite de recourir à des convertisseurs analogiques numériques réduisant à la fois la complexité et le coût des systèmes de mesure.

Le but de notre étude est de concevoir un système de contrôle ^{et d'affichage} de vitesse d'un moteur à courant continu pouvant tourner dans les deux sens.

On se propose de donner à la vitesse de rotation d'un servomoteur une valeur proportionnelle à celle d'une tension fournie par un montage nous permettant :

- de faire varier la vitesse entre la valeur minimale et la valeur maximale.
- De faire subir trois phases de mouvement pour le servomoteur pendant des intervalles de temps aléatoires sa courbe $v = f(t)$ pourrait avoir l'allure suivante :



Phase (1) mouvement accéléré

phase (2) mouvement uniforme

phase (3) mouvement decelere

Afin de pouvoir faire une mesure de la vitesse de rotation, nous concevons un système approprié d'affichage.

L'étude de ce projet se divise en deux grandes parties :

dans la première partie nous ferons une étude théorique qui nous permettra de donner une idée générale sur :

les moteurs électriques, les codeurs optiques, les systèmes asservis.

La partie expérimentale ainsi que les résultats seront développés dans la deuxième partie.



CHAPITRE I
ASSERVISSEMENT DE
POSITION ET DE VITESSE
D'UN MANIPULATEUR
ACTIONNE PAR DES MOTEURS
ELECTRIQUES

Comme mentionné antérieurement, un robot est caractérisé par des articulations. Il peut avoir plusieurs degrés de liberté généralement en nombre de 6 (3 rotations et 3 translations). Les articulations sont contrôlées par des moteurs électriques (actionneurs) pour un robot de puissance faible ou moyenne, associés à une électronique appropriée comprenant essentiellement des étages de puissance, des circuits de commande, des capteurs de position et de vitesse, des microprocesseurs

La précision des différents mouvements commandés par l'utilisateur et que le robot doit reproduire avec une bonne résolution dépend en grande partie de celle de la vitesse et de la position des actionneurs. Ainsi ces derniers sont généralement utilisés en boucle fermée avec un asservissement de ces deux grandeurs physiques.

C'est pourquoi il nous paraît important de consacrer ce chapitre à une étude théorique, sur les servomoteurs, les capteurs, et les, asservissements que l'on rencontre fréquemment en robotique.

1 LES ACTIONNEURS ELECTRIQUES

Deux catégories de moteurs sont actuellement utilisés :

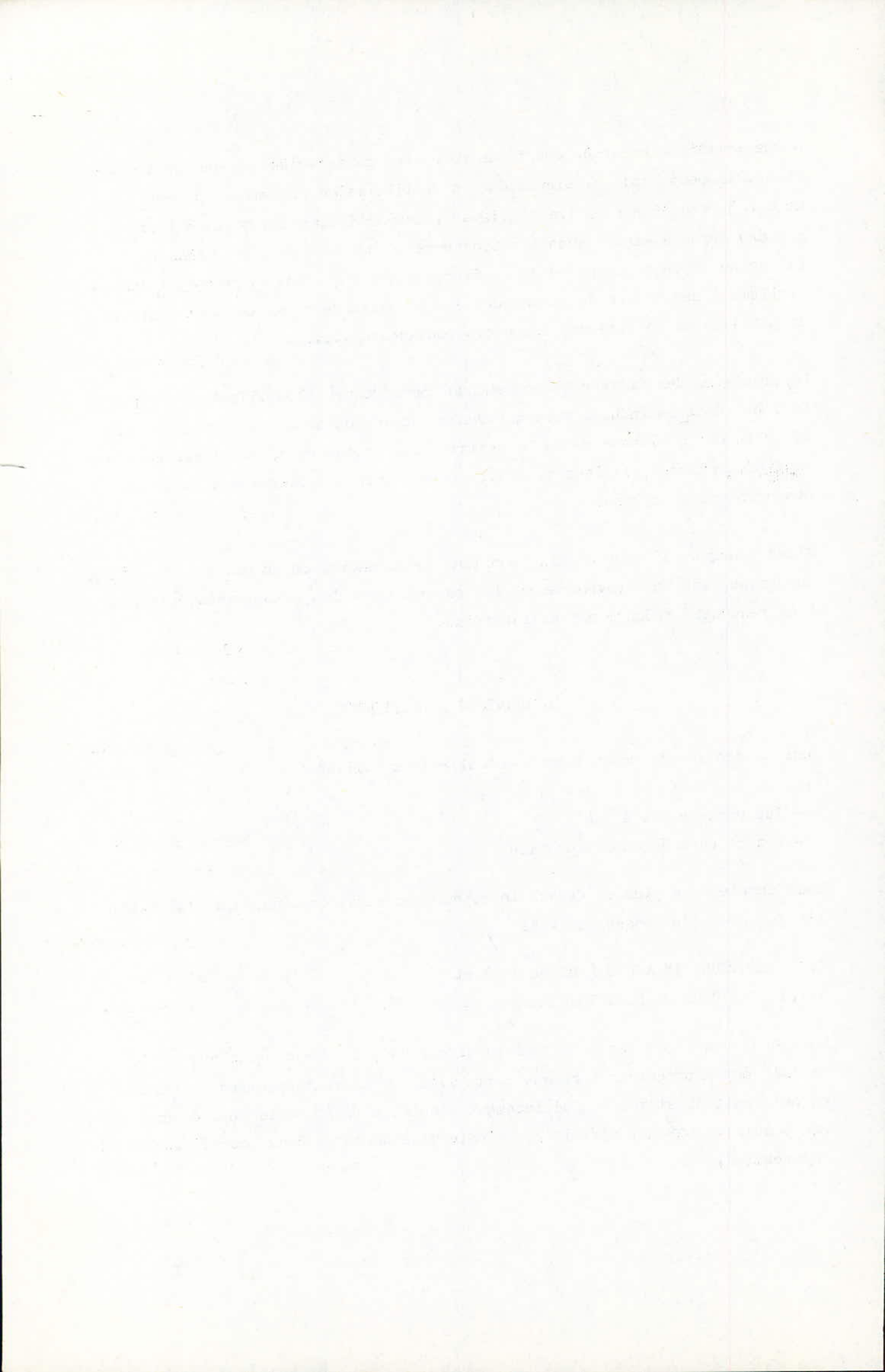
- les moteurs pas à pas
- les moteurs à courant continu

Nous développons plus en détail le moteur à courant continu puisqu'il fait l'objet de notre présent travail

1.1 MOTEUR PAS A PAS (référence 2 et 3)

1.1.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Un moteur pas à pas est un moteur synchrone dont la caractéristique fondamentale est d'effectuer à chaque commutation du courant dans les différents enroulements du stator, un déplacement angulaire bien précis appelé pas. Le pas angulaire est par définition l'angle minimum entre deux positions stables adyacentes.



1.1.2 TYPE DE MOTEURS PAS A PAS

Il existe deux types de moteurs pas à pas :

- moteur à aimant permanent : il fonctionne par la réaction entre un champ électromagnétique et un aimant permanent.
- moteur à reluc¹dance variab¹ile : il fonctionne par la réaction entre un champ électromagnétique et un rotor en fer doux.

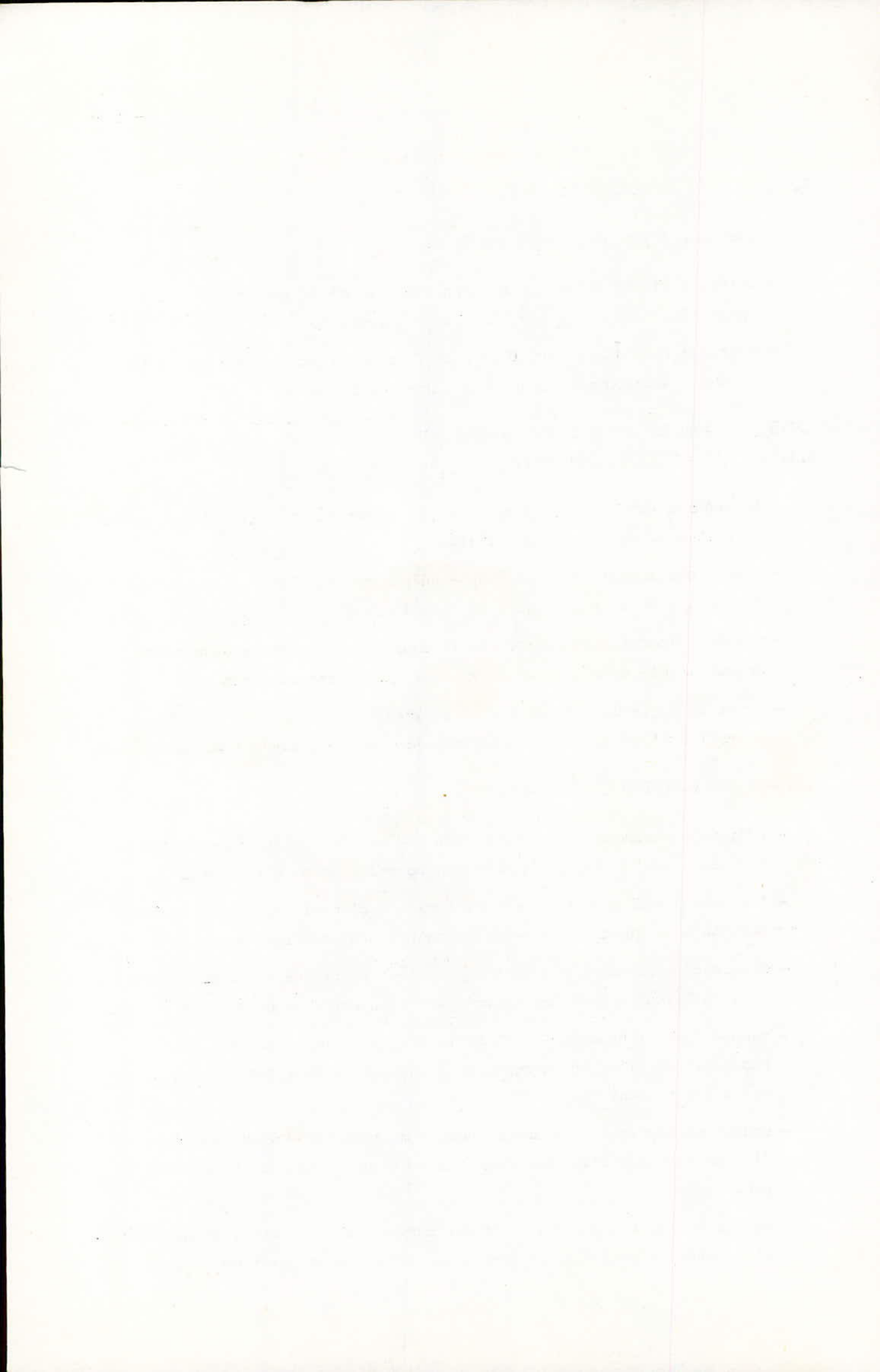
1.1.3 CARACTERISTIQUES DES MOTEURS PAS A PAS

1.1.3-1 CARACTERISTIQUES STATIQUES :

- Le pas : c'est l'angle de rotation du moteur lorsque au moins l'un des enroulements du stator est excité
- couple statique : c'est le couple qu'on peut appliquer au moteur arrêté mais alimenté sans provoquer de rotation.
- couple d'immobilisation : c'est le couple qu'on peut appliquer au moteur arrêté et non alimenté sans provoquer de rotation.
- écart ou angle de puissance : c'est l'angle de retard du rotor par rapport à l'axe du champ magnétique provoqué par une charge extérieure.

1.1.3-2 CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES

- fréquence maximale de marche à vide : c'est le nombre d'impulsions par seconde permettant une alimentation correcte de marche à vide.
- fréquence, maximale de démarrage à vide : c'est la fréquence maximale des pas à la quelle un moteur non chargé peut démarrer sans perte de pas.
- fréquence maximale d'entraînement : c'est la fréquence maximale des pas à la quelle un moteur non chargé peut être entraîné sans perte de pas.
- couple maximal dynamique : c'est le couple maximal qui peut être recueilli sur l'arbre lorsque les enroulements sont excités les uns après les autres.
- couple au démarrage : c'est le couple maximal disponible sur l'axe d'un moteur lors d'un démarrage à une fréquence donnée, sans perte de pas.
- couple à l'entraînement : c'est le couple maximal disponible sur l'axe d'un moteur entraîné à une fréquence donnée, sans perte de pas.



- angle d'avance d'un pas (pas angulaire) c'est l'angle entre deux positions stables les plus voisines.
- Zone de survitesse : c'est la zone d'utilisation à haute vitesse où le moteur pas à pas reste en synchronisme avec la commande soit dans le sens direct ou dans le sens inverse ;
A partir de ces caractéristiques, nous pouvons tracer les courbes de fonctionnement du moteur pas à pas. Ces courbes représentent la variation du couple en fonction de la fréquence.

La courbe (voir figure 2) représente le couple maximal au démarrage, la courbe E représente le couple maximal d'entraînement à vide. Ces deux courbes nous limitent les 3 zones de fonctionnement.

- zone (A) : zone de démarrage le moteur peut démarrer s'arrêter ou changer de sens en étant alimenté à une fréquence inférieure à la fréquence maximale de démarrage à vide.
- zone (B) où le moteur est entraîné à une fréquence inférieure à la fréquence maximale de démarrage à vide. Il fonctionnera dans cette zone avec une fréquence comprise entre la fréquence maximale de démarrage à vide et la fréquence maximale d'entraînement à vide
- zone (C), le moteur ne peut pas fonctionner correctement sans perte de pas.

1.2 MOTEURS A COURANT CONTINU (référence 2)

1.2.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Un moteur à courant continu comprend essentiellement :

- un inducteur qui crée un champ constant
- un induit formé par des spires disposées régulièrement sur un cylindre selon les plans diamétraux et réunies les unes aux autres par l'intermédiaire d'un collecteur, sur la ligne équidistante des deux pôles sont calés deux balais.

Le principe sur lequel repose les machines tournantes est connu depuis longtemps. Un conducteur de longueur l parcouru par un courant placé dans une induction B est soumis à une force dite de Laplace.

$$\vec{F} = I \vec{l} \wedge \vec{B}$$

Faint, illegible text, possibly bleed-through from the reverse side of the page. The text is too light to transcribe accurately.

En associant plusieurs conducteurs et en favorisant par un montage mécanique leur déplacement sous l'action des forces élémentaires F , on peut disposer d'un couple élevé à l'arbre moteur. Les deux enroulements inducteur et induit sont alimentés en courant continu. La tension appliquée à l'inducteur étant généralement constante alors que celle imposée à l'induit est variable.

On distingue trois types de moteurs à courant continu qui diffèrent par le mode de fonctionnement :

- moteur à commande par inducteur
- moteur à commande par induit
- moteur à commande par inducteur et induit (référence 4).

Le schéma de principe est donné sur la figure "3".

Pour notre application, nous adopterons une commande par l'induit, car elle ci offre l'avantage de pouvoir faire varier la vitesse de rotation du moteur, d'une façon continue dans toute sa gamme de vitesse.

1.2.2 CARACTERISTIQUES DES MOTEURS A COURANT CONTINU

1.2.2-1 QUALITES EXIGEES POUR LE SERVOMOTEUR

Un servomoteur doit posséder les qualités suivantes :

- une faible inertie
- des frottements négligeables
- une constante de temps mécanique faible
- un seuil de démarrage très faible
- une bonne linéarité des caractéristiques couple, vitesse et intensité ;
- une constante de temps électrique négligeable
- possibilité de tourner dans les deux sens avec les mêmes caractéristiques.
- pas de modulation de la vitesse de rotation
- une linéarité parfaite de la force électromotrice d'induction en fonction de la vitesse d'une part du couple électromagnétique en fonction de l'intensité d'autre part.
- un encombrement réduit.

The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions. It emphasizes that every entry should be supported by a valid receipt or invoice to ensure transparency and accountability. This practice is essential for the proper management of the organization's finances and for providing a clear audit trail.

In addition, the document outlines the procedures for handling discrepancies and errors. It states that any irregularities should be reported immediately to the relevant department head and investigated thoroughly. The goal is to identify the cause of the error and implement corrective measures to prevent recurrence, thereby maintaining the integrity of the financial data.

The document also addresses the role of internal controls in minimizing risks. It highlights the need for a robust system of checks and balances, including regular reconciliations and independent audits. By adhering to these controls, the organization can ensure that its financial statements are accurate and reliable, which is crucial for stakeholder confidence.

Furthermore, the document discusses the importance of staying up-to-date with changes in tax laws and regulations. It advises that the finance department should conduct regular reviews to ensure compliance with the latest requirements. This proactive approach helps to avoid penalties and ensures that the organization's financial reporting remains accurate and compliant.

The document also touches upon the importance of clear communication and collaboration between departments. It notes that the finance team should work closely with other departments to ensure that all financial transactions are properly recorded and categorized. This collaborative effort is key to maintaining accurate and complete financial records.

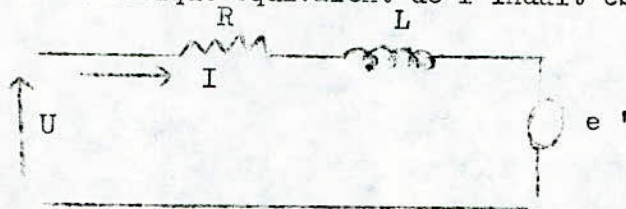
In conclusion, the document stresses that maintaining accurate financial records is a fundamental responsibility of the organization. It requires a commitment to transparency, a strong system of internal controls, and a proactive approach to compliance. By following these guidelines, the organization can ensure the accuracy and reliability of its financial data, which is essential for its long-term success and growth.

1.2.2-2 CARACTERISTIQUES STATIQUES

Le fonctionnement du moteur à courant continu est régi par un certain nombre d'équations qui lient entre eux les paramètres et variables du moteur tels que :

- moment d'inertie J_m
- vitesse angulaire Ω_m
- frottement visqueux (négligeable) F_M
- tension d'alimentation U
- résistance de l'induit R
- force contre électromotrice $e = K'$
- couple électromagnétique $C = K I$
- position angulaire θ
- intensité dans l'induit I
- inductance de l'induit négligeable.

Le schéma électrique équivalent de l'induit est le suivant :



En considérant le cas d'une commande en tension, en régime permanent on peut écrire les relations suivantes :

$$U = R I + L \frac{dI}{dt} + e' \quad (\text{lois d'otlm})$$

comme L est négligeable : on a :

$$U = R I + e'$$

$$e' = K' \Omega_m$$

$$C_m = K I$$

} et après 1 - 2 - 1

$$\text{d'où} \quad U = R I + K' \Omega_m \Rightarrow I = \frac{U - K' \Omega_m}{R}$$

$$\Rightarrow C_m = K \frac{U - K' \Omega_m}{R}$$

Des ces relations on déduit les caractéristiques statiques

Ces derniers ainsi que les courbes d'évolution du rendements de la puissance développée par le moteur sont schématisées sur la figure 4

..//..

1.2.2-3 CHAÎNE CINÉMATIQUE CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES

1.2.2-3-1 CHAÎNE CINÉMATIQUE

Les moteurs électriques fournissent la puissance mécanique avec une vitesse élevée et un couple réduit alors que les applications industrielles exigent une vitesse faible et un couple élevé. De ce fait la charge n'est généralement pas entraînée directement mais par l'intermédiaire d'un système d'engrenage qui constitue un réducteur (de rapport de réduction N) comportant des éléments en rotation et des éléments en translation.

Pour qu'une machine automatique soit précise, il est nécessaire que toutes les transmissions mécaniques situées entre le moteur d'une part et l'élément entraîné d'autre part soient de très haute qualité.

Pour cela, la vis à bille dotée d'un système d'écrou précontraints est généralement utilisée. Elle permet de transformer le mouvement rotatif en mouvement linéaire d'une part et d'éliminer tout jeu dans la transmission de mouvement d'autre part (voir figure 5).

L'ensemble moteur réducteur charge est représenté sur la figure 6

1.2.2-3-2 CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES

Le principe fondamental de la dynamique appliqué au système (ensemble moteur réducteur charge).

Nous donne les relations suivantes

- SUR L'ARBRE MOTEUR

$$C_m = J_m \frac{d\Omega_m}{dt} + f_m \Omega_m + C_c/N \quad (1)$$

où C_U représente le couple résistant de la charge (couple utile)

et N est le rapport de réduction

- SUR L'ARBRE RECEPTEUR

$$C_c = J_c \frac{d\Omega_c}{dt} + f_c \Omega_c + M R^2 \frac{d\Omega_c}{dt} + F_L R^2 \Omega_c + C_U$$

avec

$$\Omega_c = \frac{\Omega_m}{N}$$

$$C_c = \frac{J_c}{N} \frac{d\Omega_m}{dt} + \frac{F_c \Omega_m}{N} + \frac{M R^2}{N} \frac{d\Omega_m}{dt} + \frac{F_L R^2}{N} \Omega_m + C_U$$

$$(3) \frac{C_c}{N} = \frac{J_c}{N^2} \frac{d\Omega_m}{dt} + \frac{F_c \Omega_m}{N^2} + \frac{M R^2}{N^2} \frac{d\Omega_m}{dt} + \frac{F_L R^2}{N^2} \Omega_m + \frac{C_U}{N}$$

The first part of the book is devoted to a general introduction to the subject of the history of the United States. The author discusses the various factors which have influenced the development of the country, and the role of the individual states in the formation of the national government.

The second part of the book is devoted to a detailed study of the political and social conditions of the United States during the period of the American Revolution. The author discusses the various causes of the Revolution, and the role of the various states in the struggle for independence.

The third part of the book is devoted to a study of the political and social conditions of the United States during the period of the American Civil War. The author discusses the various causes of the Civil War, and the role of the various states in the struggle for freedom.

The fourth part of the book is devoted to a study of the political and social conditions of the United States during the period of the Reconstruction. The author discusses the various causes of the Reconstruction, and the role of the various states in the struggle for equality.

The fifth part of the book is devoted to a study of the political and social conditions of the United States during the period of the Gilded Age. The author discusses the various causes of the Gilded Age, and the role of the various states in the struggle for progress.

The sixth part of the book is devoted to a study of the political and social conditions of the United States during the period of the Progressive Era. The author discusses the various causes of the Progressive Era, and the role of the various states in the struggle for reform.

En remplaçant $\frac{C}{N}$ par l'expression (3) dans (1) on trouve :

$$C_m = \frac{I_T d \Omega_m}{dt} + \frac{b_T}{N} \Omega_m + \frac{C_U}{N}$$

avec $I_T = I_m + \frac{I_c}{N^2} + \frac{M r^2}{N^2}$ inertie totale ramenée sur l'arbre moteur

$\frac{b_T}{N} = \frac{b_m}{N^2} + \frac{b_c}{N^2} + \frac{b_c r^2}{N^2}$ coefficient de frottement risqueux ramené sur l'arbre moteur.

- SCHEMA FONCTIONNEL

Dans le cas d'une commande en tension, on peut déterminer le schéma fonctionnel (figure 7) à l'aide des relations suivantes :

$$U = R I + e'$$

$$C_m = K \frac{U - e'}{R}$$

$$C_m = I_T \frac{d \Omega_m}{dt} + \frac{b_T}{N} \Omega_m + \frac{C_U}{N}$$

Le coefficient de frottement est supposé négligeable

alors $C_m - C_U/N = I_T \frac{d \Omega_m}{dt}$

$$C_m - C_U/N = I_T p \Omega_m \quad (\text{en notation de Laplace})$$

d'où

$$\Omega_m(p) = \left(C_m - \frac{C_U}{N} \right) \frac{1}{I_T p}$$

$$U = R I + e' \Rightarrow U - e' = R I$$

donc

$$I = \frac{U - e'}{R}$$

$$C_m = K \frac{U - e'}{R} = K I$$

The first part of the document
 discusses the general principles
 of the proposed system.
 It is intended to provide a
 clear and concise summary
 of the main points.
 The second part of the document
 contains a detailed description
 of the various components
 and their functions.
 This section is intended to
 provide a comprehensive
 overview of the system's
 architecture and design.
 The third part of the document
 describes the implementation
 details and the results of
 the testing process.
 This section provides a
 detailed account of the
 challenges encountered and
 the solutions implemented.
 The final part of the document
 concludes with a summary
 of the findings and a
 discussion of the future
 work that needs to be done.
 This section provides a
 clear and concise summary
 of the main points.

The first part of the document
 discusses the general principles
 of the proposed system.
 It is intended to provide a
 clear and concise summary
 of the main points.
 The second part of the document
 contains a detailed description
 of the various components
 and their functions.
 This section is intended to
 provide a comprehensive
 overview of the system's
 architecture and design.
 The third part of the document
 describes the implementation
 details and the results of
 the testing process.
 This section provides a
 detailed account of the
 challenges encountered and
 the solutions implemented.
 The final part of the document
 concludes with a summary
 of the findings and a
 discussion of the future
 work that needs to be done.
 This section provides a
 clear and concise summary
 of the main points.

The first part of the document
 discusses the general principles
 of the proposed system.
 It is intended to provide a
 clear and concise summary
 of the main points.
 The second part of the document
 contains a detailed description
 of the various components
 and their functions.
 This section is intended to
 provide a comprehensive
 overview of the system's
 architecture and design.
 The third part of the document
 describes the implementation
 details and the results of
 the testing process.
 This section provides a
 detailed account of the
 challenges encountered and
 the solutions implemented.
 The final part of the document
 concludes with a summary
 of the findings and a
 discussion of the future
 work that needs to be done.
 This section provides a
 clear and concise summary
 of the main points.

DETERMINATION DE LA FONCTION DE TRANSFERT DE L'ENSEMBLE

En supposant que les frottements sur l'ensemble de la transmission sont négligeables et en considérant le couple utile nul, déterminons les fonctions de transfert (rapport entre le signal de sortie et celui de l'entrée) selon que l'on s'intéresse à la vitesse de rotation ou à la position angulaire de la charge.

D'après le schéma fonctionnel de l'ensemble on a :

$$\Omega_m(p) = \left[(U \cdot K' \Omega_m) \frac{1}{R} \right] \frac{1}{I_T p}$$

$$\Omega_m(p) \left(1 + \frac{KK'}{R I_T p} \right) = \frac{U K}{R I_T p}$$

$$\frac{\Omega_m(p)}{U(p)} = \frac{K}{KK' + R I_T p} = \frac{1/K'}{1 + \frac{R I_T p}{KK'}}$$

comme

$$\Omega_c = \frac{\Omega_m}{N} \quad \text{on déduit}$$

$$\frac{\Omega_c(p)}{U(p)} = \frac{1}{N K'} \frac{1}{1 + \frac{R I_T p}{KK'}} \quad (1)$$

De l'expression (1) on déduit la fonction de transfert

$$\frac{\Omega_c(p)}{U(p)} \quad \text{qui est égale à :}$$

$$\frac{\Omega_c}{U(p)} = \frac{1}{N K'} \frac{1}{1 + \frac{R I_T p}{KK'}}$$

.../...

Nous constatons que la fonction de transfert liant la vitesse à la tension de commande est du premier ordre

elle est de la forme

$$\frac{\Omega_c(P)}{U(P)} = \frac{K''}{1 + \tau P}$$

avec

$$K'' = \frac{1}{NK'}$$

$$\tau = \frac{RIT}{KK'}$$

τ étant la constante de temps : elle est de l'ordre de quelques dizaines de millisecondes.

Examinons la réponse du système lorsque l'ensemble est attaqué par un échelon de tension : $\frac{U}{P}$

$$\frac{\Omega_m(P)}{U(P)} = \frac{1/K'}{1 + \tau P}$$

on pose $K = \frac{1}{K'}$

d'où $\frac{\Omega_m(P)}{U(P)} = \frac{K}{\tau} \cdot \frac{1}{1/\tau + P}$

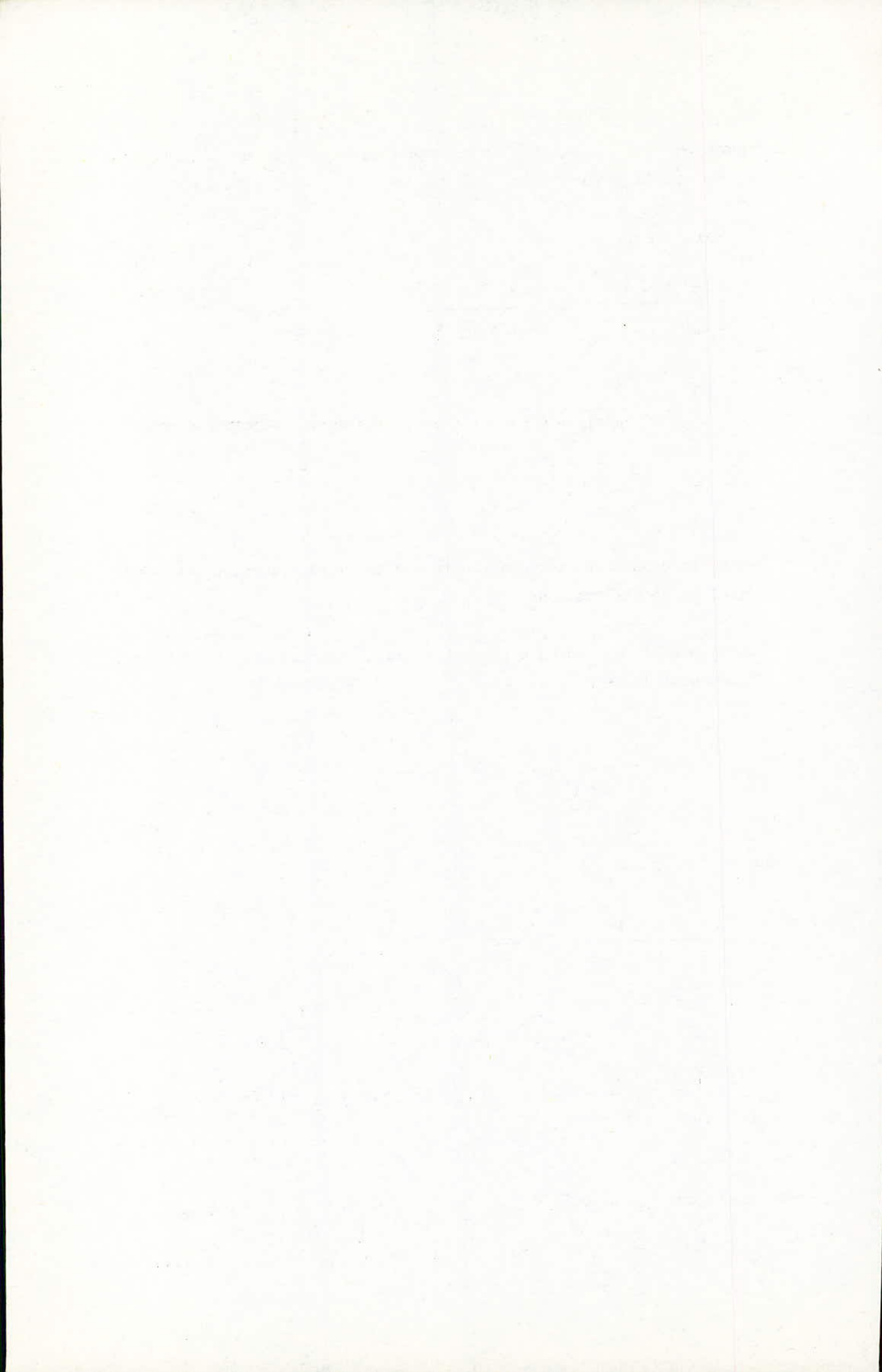
soit à $\tau = \frac{1}{a} \Rightarrow \frac{\Omega_m(P)}{U(P)} = \frac{K}{\tau} \cdot \frac{1}{a + P}$

$$U(P) = \frac{U}{P} \Rightarrow \Omega_m(P) = \frac{UK}{\tau} \cdot \frac{1}{P(a+P)}$$

après de composition on obtient

$$\Omega_m(P) = \frac{UK}{\tau} \left(\frac{1}{P} - \frac{1}{a+P} \right) \frac{1}{a}$$

.../...



d'où la transformée inversé $\pi_m(t)$ est la suivante

$$\pi_m(t) = UK (1 - e^{-at})$$

l'évolution de $\pi_m(t)$ quand l'ensemble est attaqué par un échelon de tension est représenté par la figure 8 $\Delta U: U_1 - U_0$ représente la variation brutale de tension.

1.2.3 ADAPTATION DE L'ACTIONNEUR A LA CHARGE

Un point important consiste à calculer le couple moteur nécessaire pour communiquer à la charge une accélération donnée en fonction du rapport de réduction N nous ferons les hypothèses suivantes :

- valeur de C_m ainsi que celle de J_m supposées connues
- coefficient de frottement f_T ainsi que le couple utile C_u supposées nuls.

Ces hypothèses conduisent à l'équation de mouvement de la charge qui s'écrit.

$$C_m = N \left(J_m + \frac{J_{ch}}{N^2} \right) \gamma_c$$

avec $J_{ch} = J_c + M r^2$

γ_c : l'accélération de la charge

$$C_m^2 = N^2 \gamma_c^2 \left(J_m^2 + \frac{J_{ch}^2}{N^4} + \frac{2 J_m J_{ch}}{N^2} \right)$$

$$\frac{C_m^2}{J_m} = \frac{\gamma_c^2 (J_m^2 N^4 + J_{ch}^2 + 2 J_m J_{ch} N^2)}{N^2}$$

après simplification on aboutit à

$$\frac{C_m^2}{J_m} = \left(\frac{N^2 J_m}{J_{ch}} + \frac{J_{ch}}{J_m N^2} + 2 \right) J_{ch} \gamma_c^2 \quad (1)$$

.../...



Posons $K^2 = \frac{N^2 J_m}{J_{ch}}$ alors l'expression (1) s'écrit

$$\frac{C_m^2}{J_{ch}} = J_{ch} \gamma_c^2 \left(\frac{1}{K^2} + K^2 + 2 \right) = J_{ch} \gamma_c^2 \left(\frac{1}{K} + K \right)^2$$

$$\Rightarrow J_{ch} \gamma_c^2 = \frac{C_m^2}{J_m} \frac{1}{\left(\frac{1}{K} + K \right)^2}$$

L'expression $\left(K + \frac{1}{K} \right)^2$ est minimale pour $k = 1$

$$K = 1 \Rightarrow \frac{N^2 J_m}{J_{ch}} = 1 \quad \text{d'où} \quad N = \sqrt{\frac{J_{ch}}{J_m}}$$

L'accélération γ_c est maximale pour $k = 1$ donc pour $N = \sqrt{\frac{J_{ch}}{J_m}}$ c'est à dire quand le réducteur adapte les inerties.

Pour avoir les meilleurs résultats, on utilisera un réducteur ayant un rapport de réduction $N = \sqrt{\frac{J_{ch}}{J_m}}$

1.3.4 AMELIORATION DES PERFORMANCES DYNAMIQUES

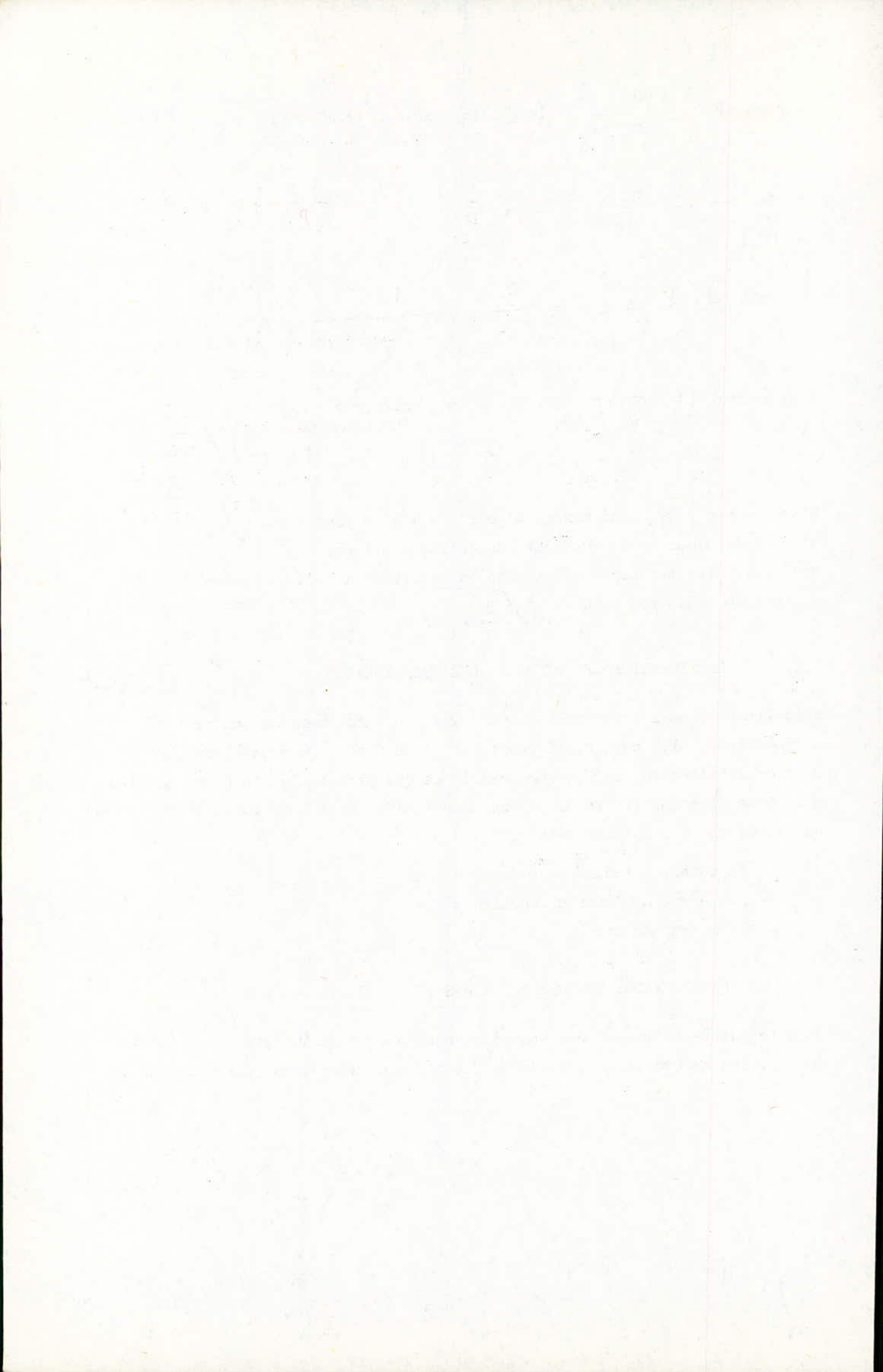
Actuellement, nous constatons une amélioration des performances des servomoteurs, elle consiste à remplacer l'excitation ferrite classique par un aimant terres rares Smarum colalt, ce qui permet d'obtenir des couples massiques plus importants donc plus compétitifs ainsi nous voyons apparaître sur le marché des moteurs tels que :

- le moteur à induit en cloche
- le moteur à bobinage lamellaire
- le moteur couple.

1.3 COMPARAISON DES MOTEURS PAS A PAS ET A COURANT CONTINU

Dans le but de faire une comparaison, nous donnons un tableau récapitulatif donnant les avantages et les inconvénient des deux moteurs (voir tableau 1).

..//..



CONCLUSION

En robotique, les deux moteurs sont utilisés par ses qualités naturelles, le moteur pas à pas est utilisé pour le contrôle de position.

En revanche, le contrôle de vitesse est généralement plus simple à exécuter par le moteur à courant continu grâce à l'absence des causes d'oscillations dynamiques liées au principe du moteur et à son alimentation.

Actuellement le choix entre les deux moteurs se porte de plus en plus sur les moteurs à courant continu dans les applications de robotique.

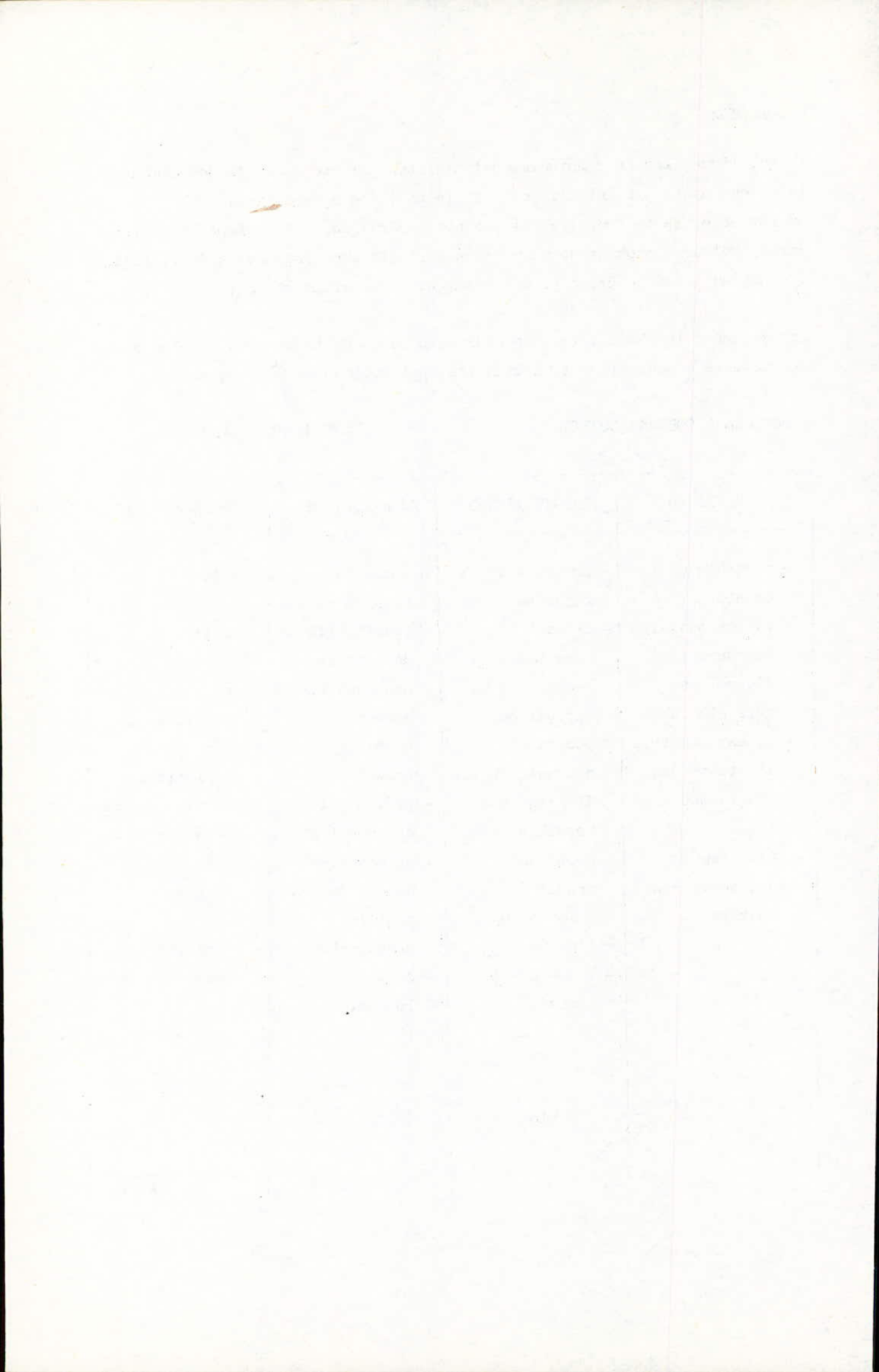
MOTEURS A COURANT CONTINU

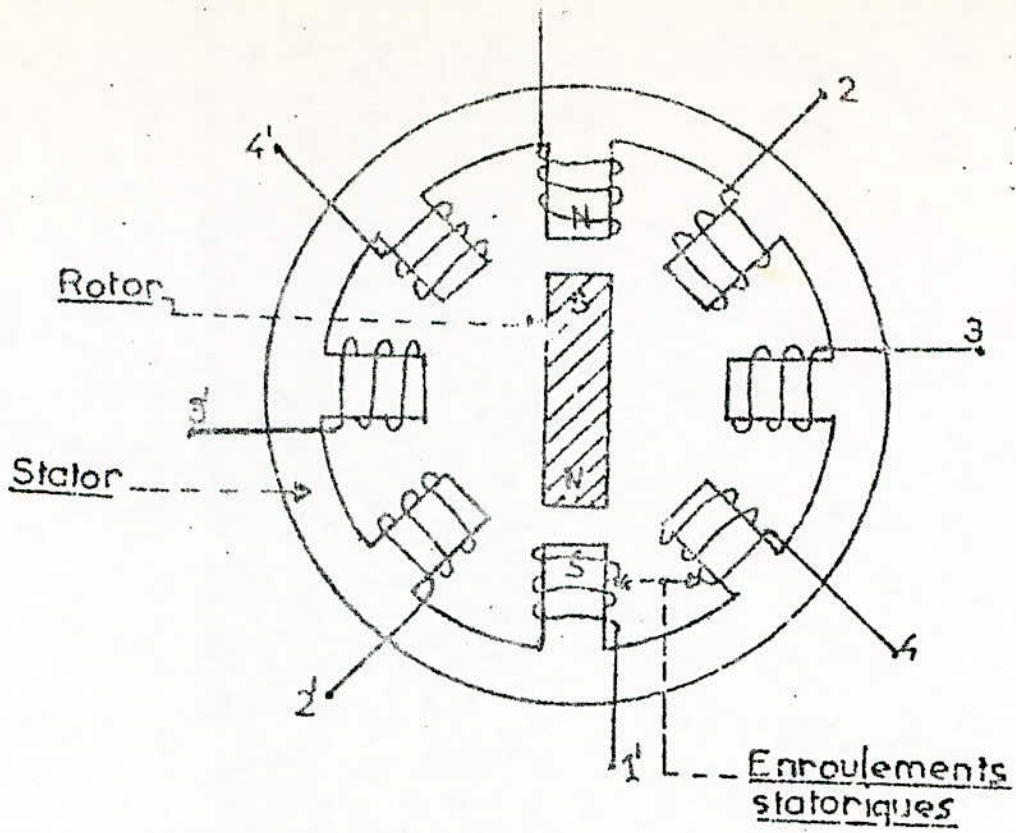
MOTEUR PAS A PAS

AVANTAGES	INCONVENIENTS	AVANTAGES	INCONVENIENTS
<ul style="list-style-type: none"> - contrôle du couple par l'intermédiaire du courant d'appel est très simple - Il est possible d'obtenir des constantes de temps électriques nettement plus faibles 	<ul style="list-style-type: none"> - présence du réducteur - Il est nécessaire de recourir à un capteur de position souvent coûteux - Il n'est pas possible de créer un couple de maintien à l'arrêt - durée de vie limitée 	<ul style="list-style-type: none"> - temps de réponse court - possibilité de réaliser des asservissements en boucle ouverte - présentent des couples de maintien autour de la position d'équilibre - durée de vie longue. 	<ul style="list-style-type: none"> - fréquence de démarrage limitée - présence des instabilités dynamiques - présence des oscillations amorties en basse fréquence où lors de l'arrêt - nécessite de la commande logique

tableau 1

../. ..





MOTEUR PAS A PAS { 4 phases
rotor bipolaire

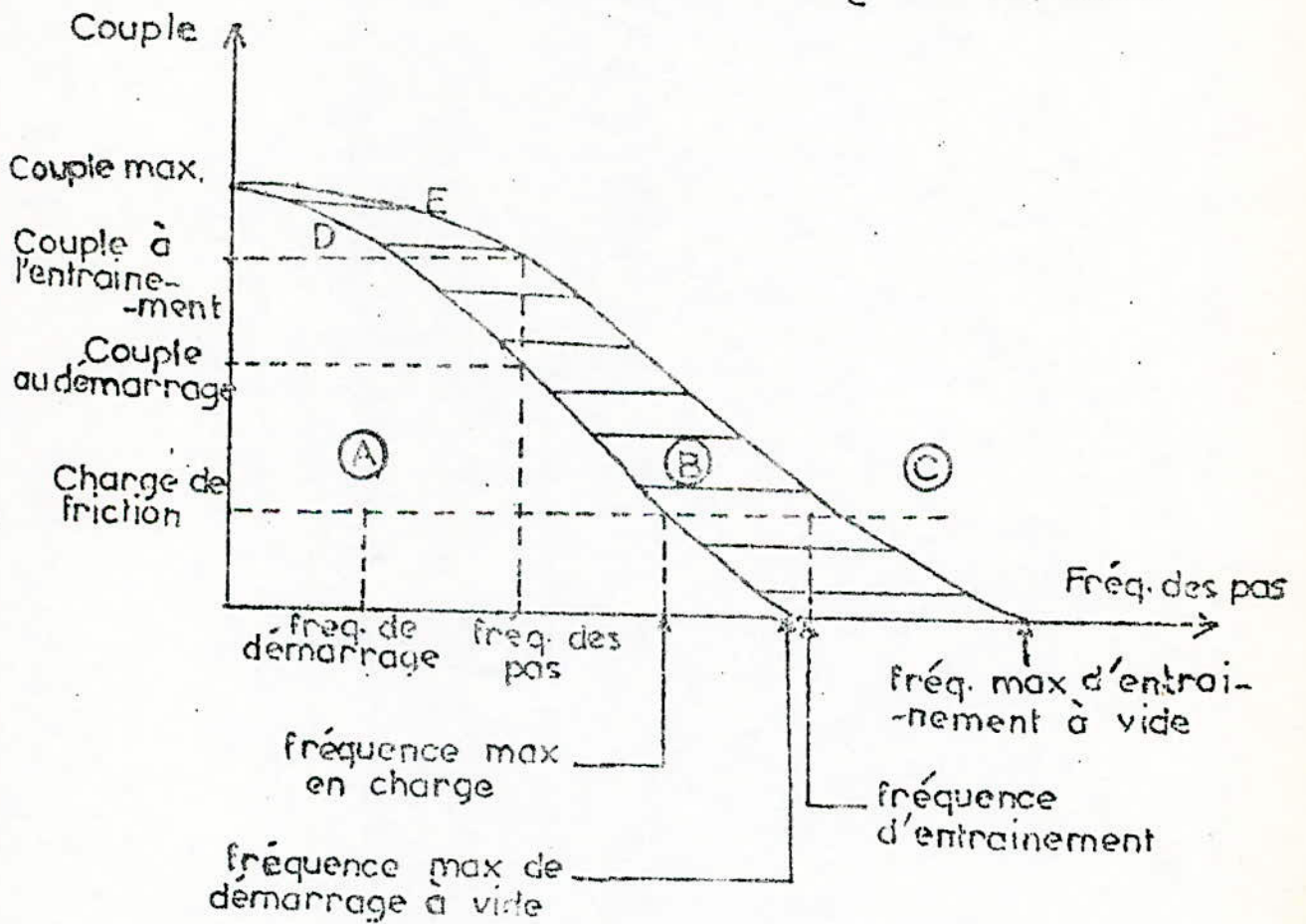


FIGURE 2: Courbes de couple en fonction de la fréquence des pas



Diagram of the
 structure of the
 dome.

Diagram of the
 structure of the
 dome.



Diagram of the
 structure of the
 dome.

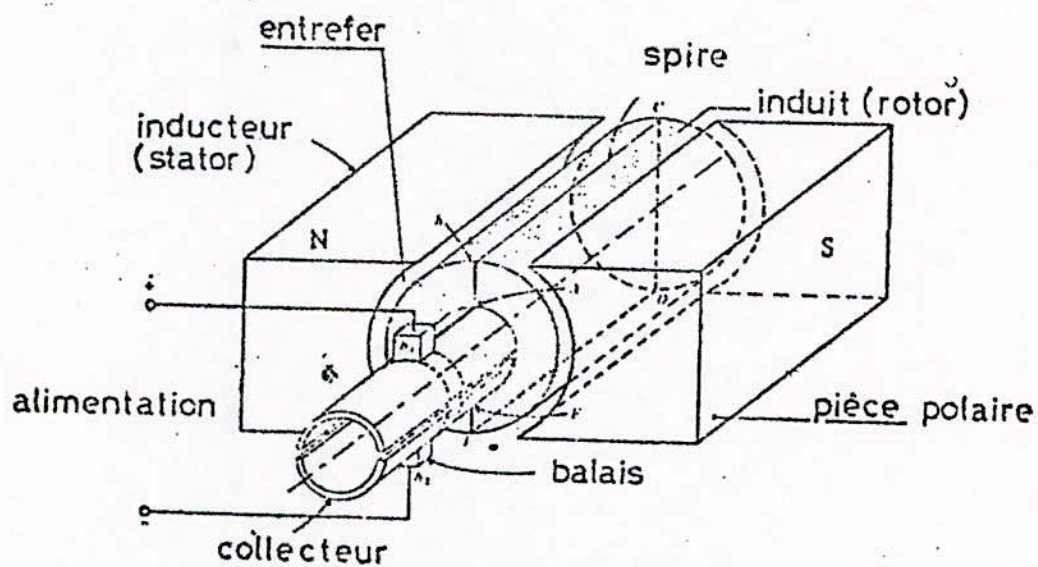
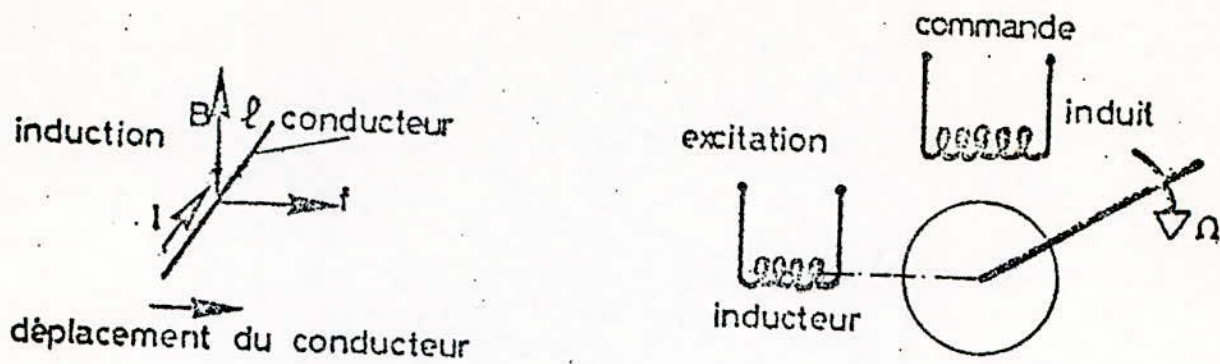


FIGURE 3 : Moteur à courant continu.

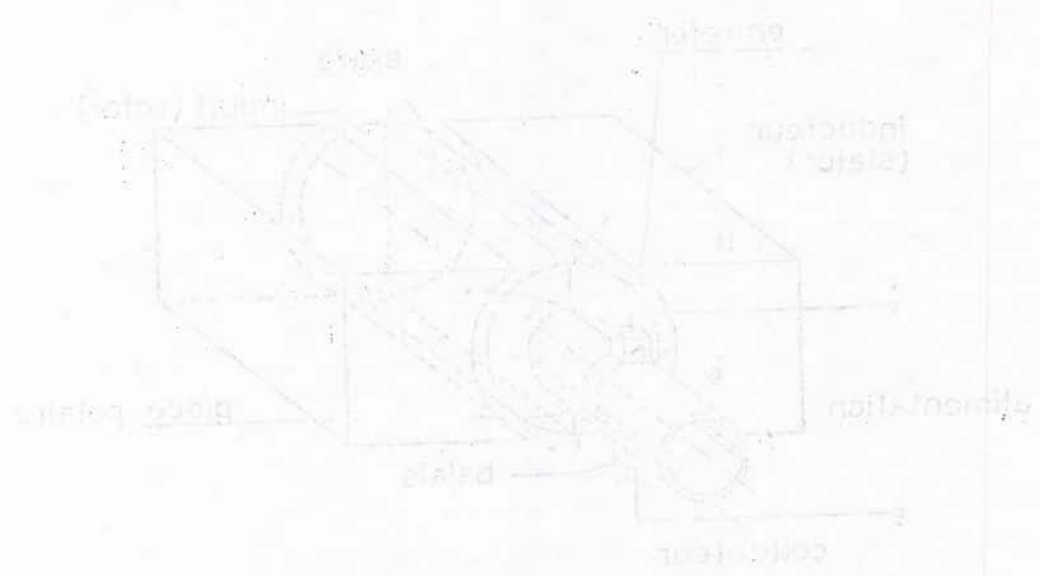
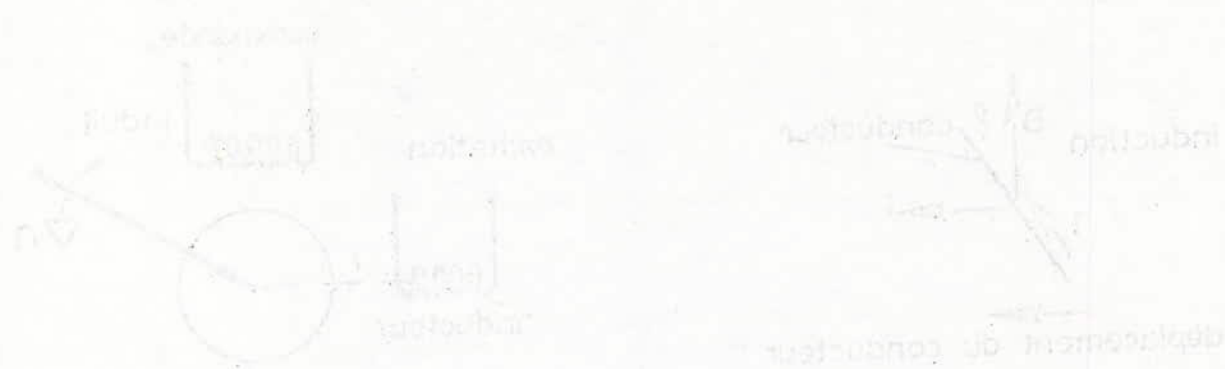
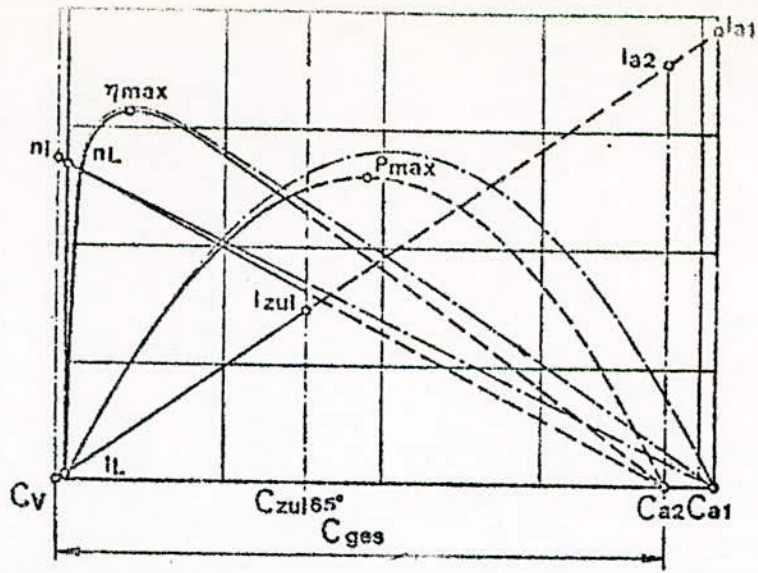


Figure 1. Schéma d'un générateur à courant alternatif.



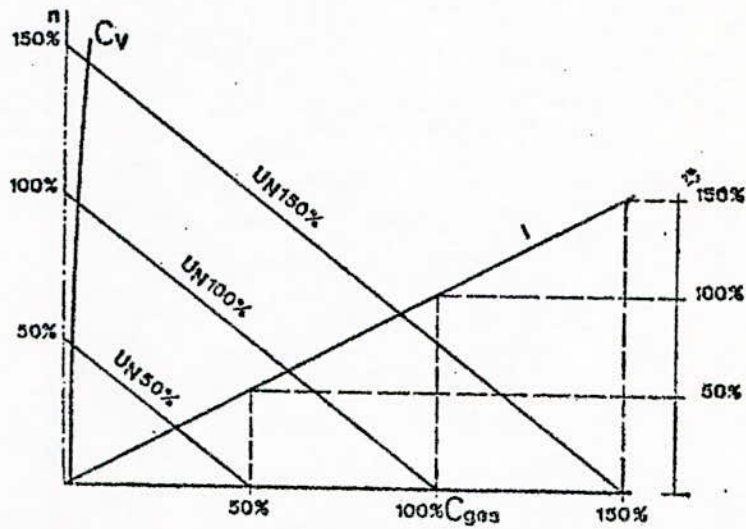
Les courbes montrent les caractéristiques à la température ambiante (1) et à la température de service (2). La droite en pointillé - après $C_{zul} 65^\circ C$ - indique la limite normale de surcharge permanente pour une température ambiante de $65^\circ C$.

n Vitesse idéale ($C_v = 0$)
 n_L Vitesse à vide
 I_{zul} Courant à vide
 I_{zul} Courant admissible

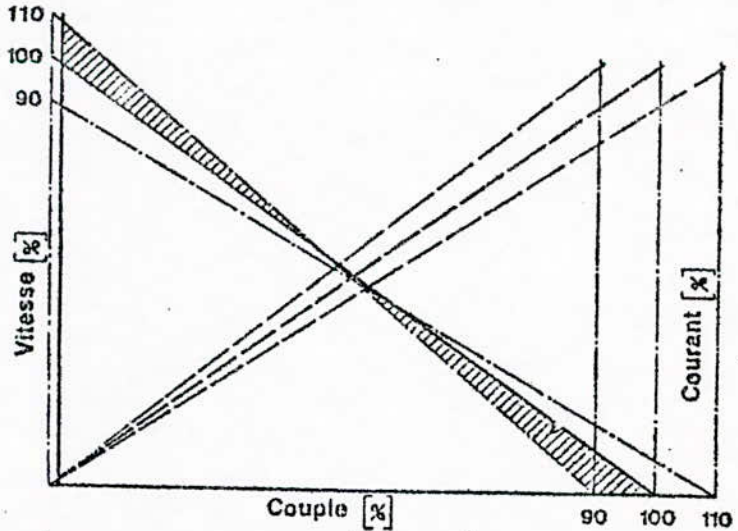
I_{a1} Courant de démarrage (froid)
 I_{a2} Courant de démarrage (chaud)
 C_v Couple de pertion

C_{zul} Couple admissible
 C_{a1} Couple de démarrage (froid)
 C_{a2} Couple de démarrage (chaud)

C_{ges} Couple total
 η_{max} Rendement max.
 P_{max} Puissance max.

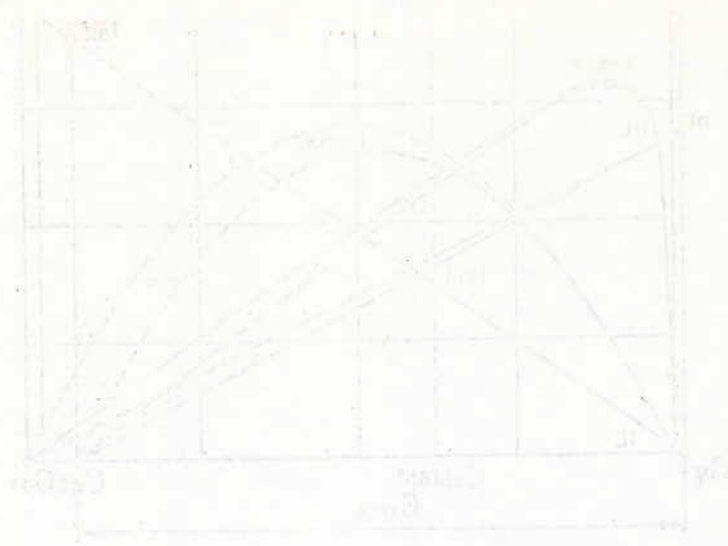


Ce diagramme montre le comportement du moteur en fonction des variations de la tension d'alimentation.



Ce diagramme montre l'influence des tolérances sur les caractéristiques nominales des moteurs.

FIGURE 4 : Caractéristiques des moteurs à courant continu



Les courbes ci-dessus ont été obtenues à l'aide d'un simulateur de la dynamique des populations. Les courbes sont tracées en fonction de la durée de la période de simulation. Les courbes sont tracées en fonction de la durée de la période de simulation. Les courbes sont tracées en fonction de la durée de la période de simulation.



Les courbes ci-dessus ont été obtenues à l'aide d'un simulateur de la dynamique des populations. Les courbes sont tracées en fonction de la durée de la période de simulation. Les courbes sont tracées en fonction de la durée de la période de simulation. Les courbes sont tracées en fonction de la durée de la période de simulation.



Les courbes ci-dessus ont été obtenues à l'aide d'un simulateur de la dynamique des populations. Les courbes sont tracées en fonction de la durée de la période de simulation. Les courbes sont tracées en fonction de la durée de la période de simulation. Les courbes sont tracées en fonction de la durée de la période de simulation.

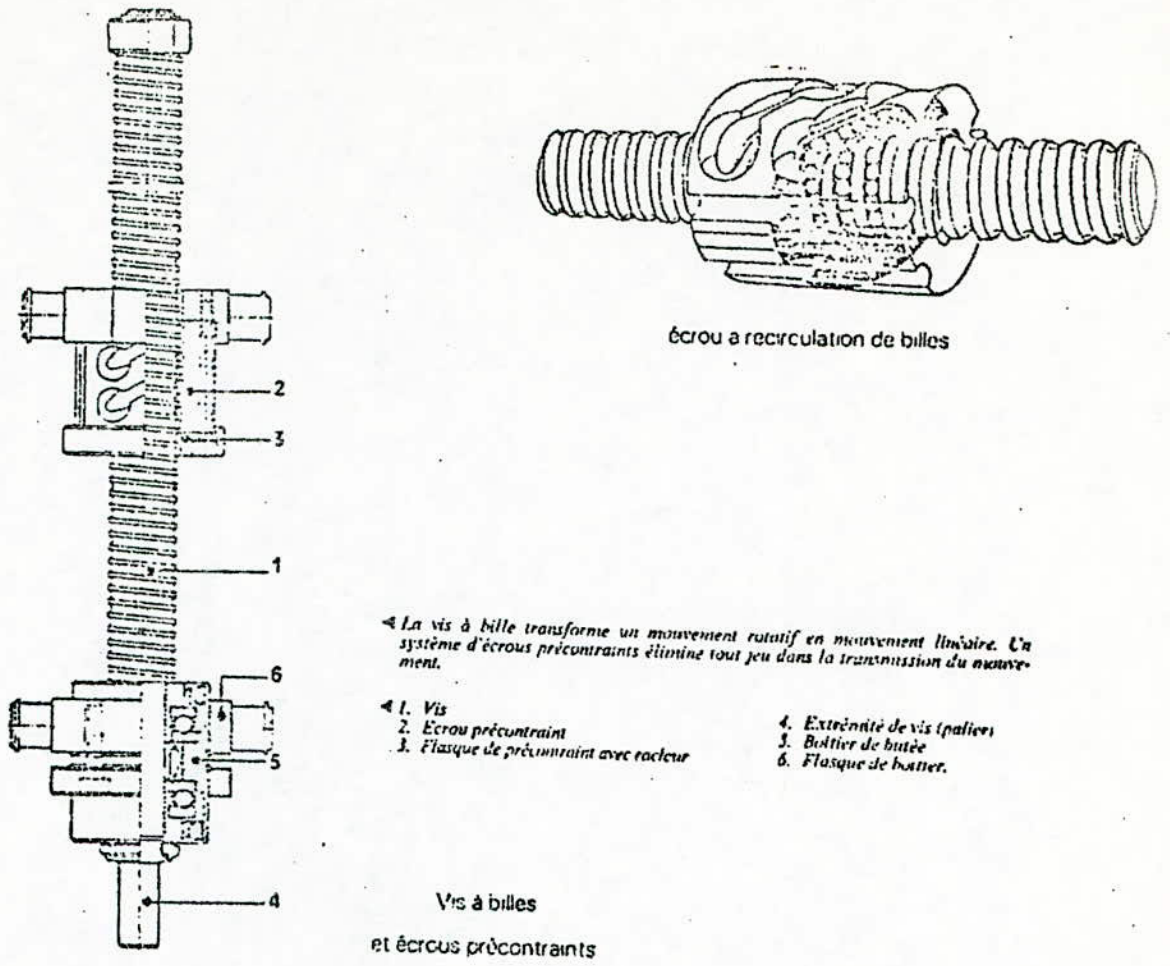


FIGURE 5: Transmission rotative-linéaire sans jeu

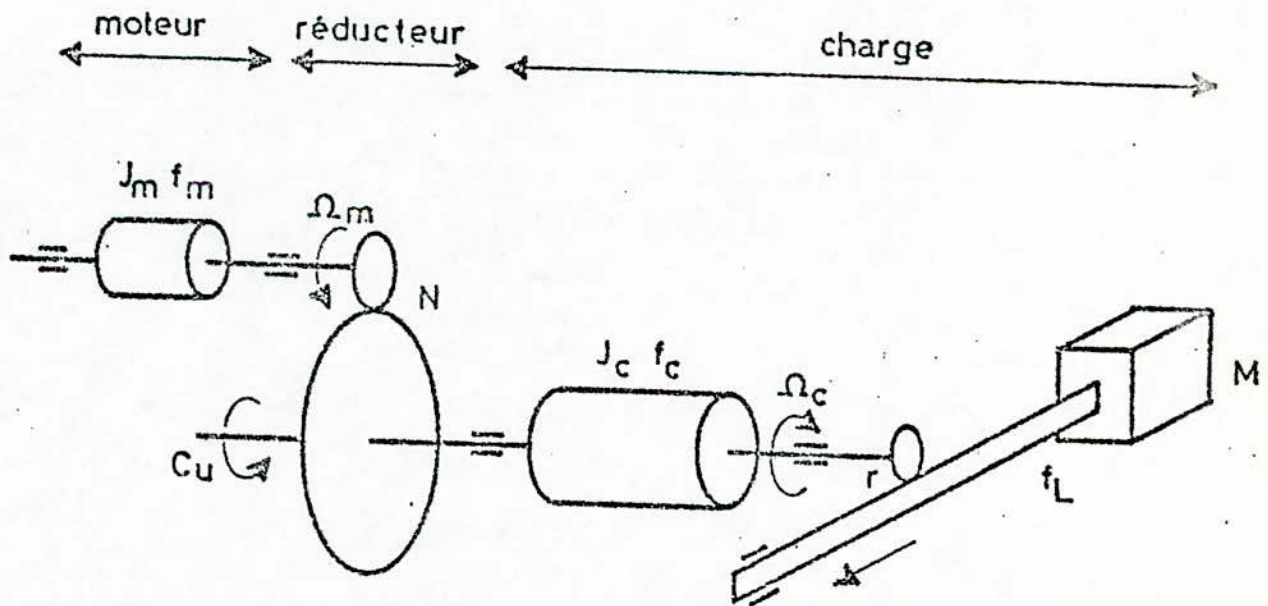


FIGURE 6 : Ensemble moteur-réducteur-charge.



Figure 1: A perspective view of a mechanical component.

The figure shows a perspective view of a mechanical component. The component consists of a central cylindrical section with a hexagonal nut-like shape in the middle. It has threaded sections at both ends, resembling a bolt or a shaft with a central nut.

Figure 2: A perspective view of a mechanical component.

The figure shows a perspective view of a mechanical component. The component consists of a central cylindrical section with a hexagonal nut-like shape in the middle. It has threaded sections at both ends, resembling a bolt or a shaft with a central nut.

Figure 3: A perspective view of a mechanical component.

The figure shows a perspective view of a mechanical component. The component consists of a central cylindrical section with a hexagonal nut-like shape in the middle. It has threaded sections at both ends, resembling a bolt or a shaft with a central nut.

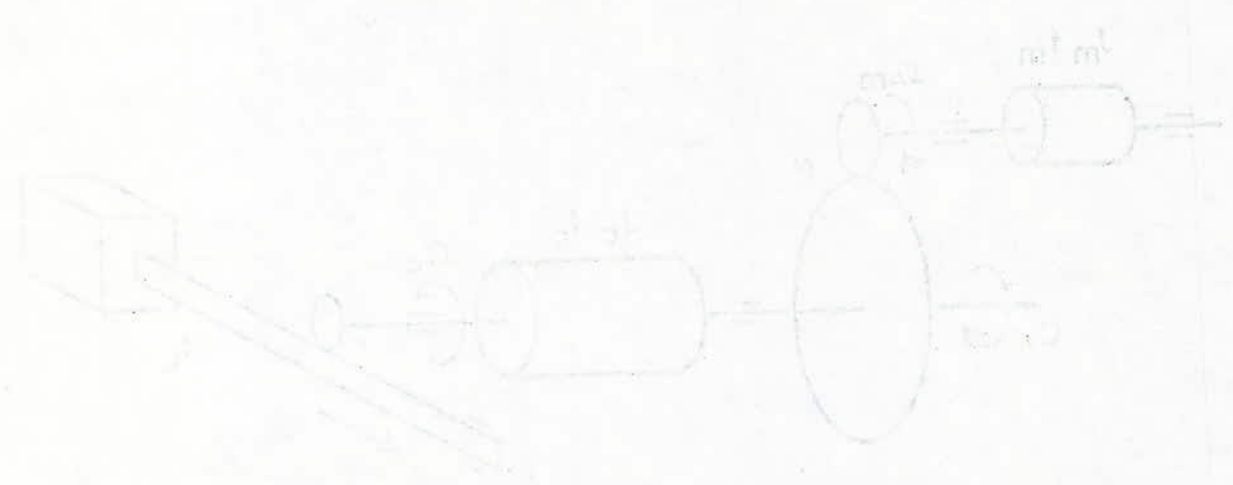


Figure 4: A perspective view of a mechanical component.

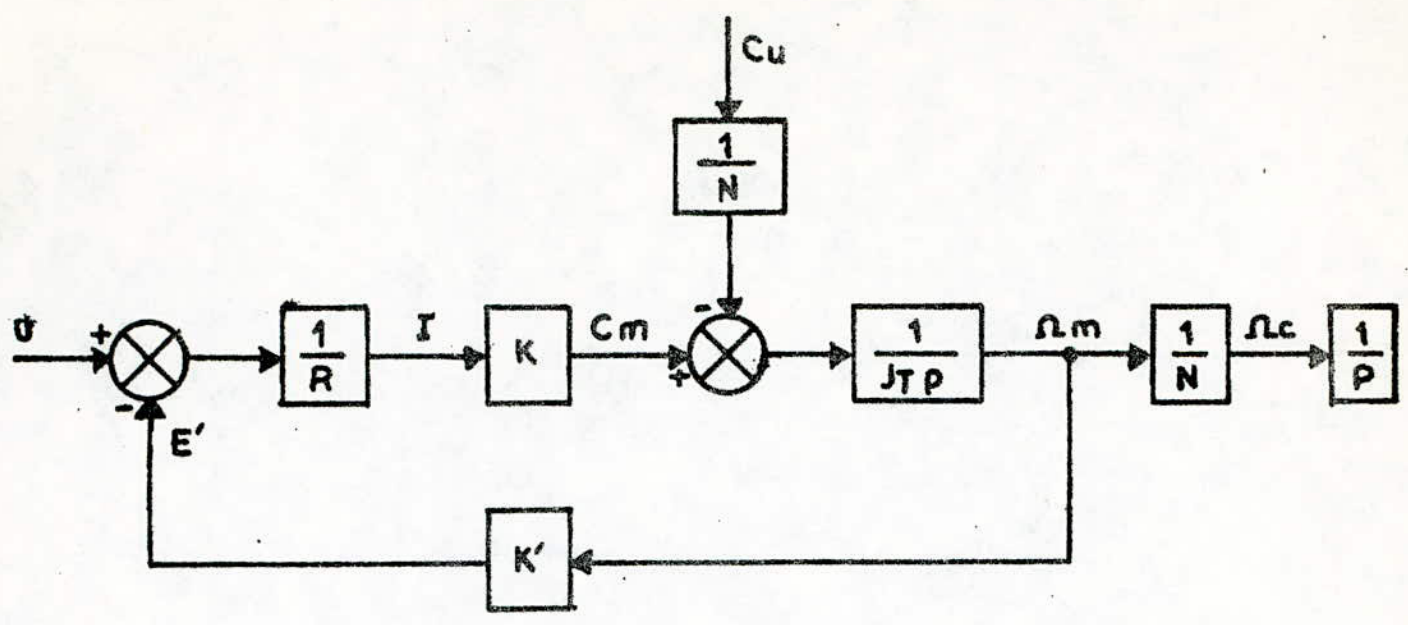


FIGURE 7 : Diagramme fonctionnel de l'ensemble, commandé en tension.

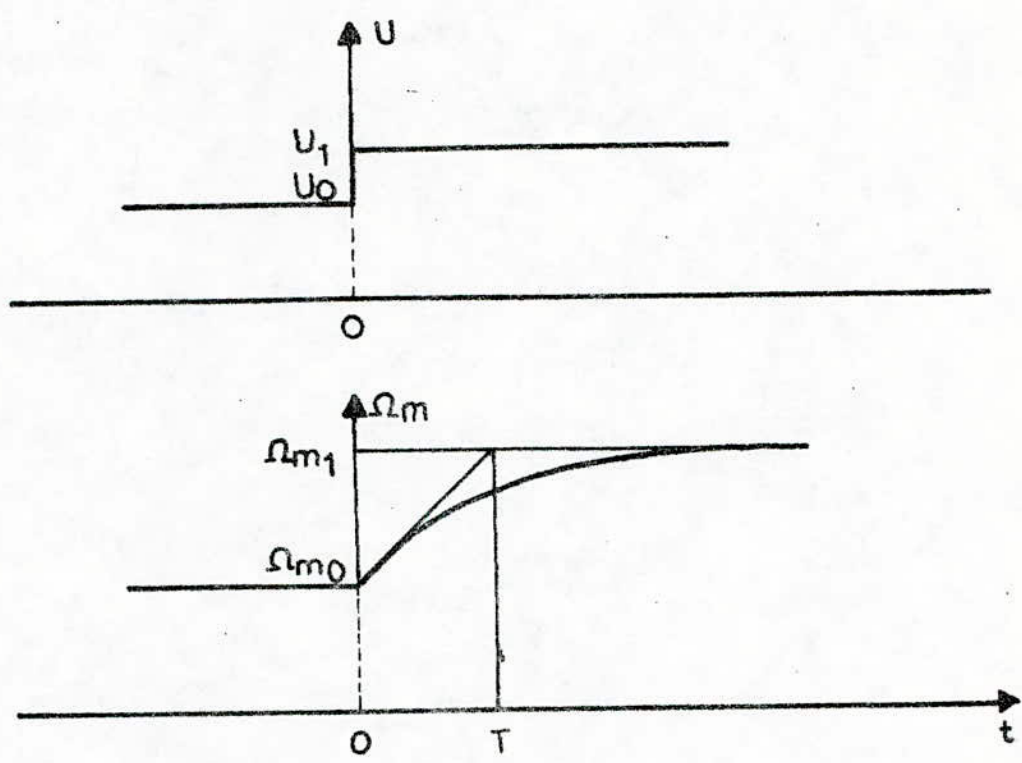


FIGURE 8 : Evolution de la vitesse de l'actionneur lorsqu'il est sollicité par un échelon de tension.

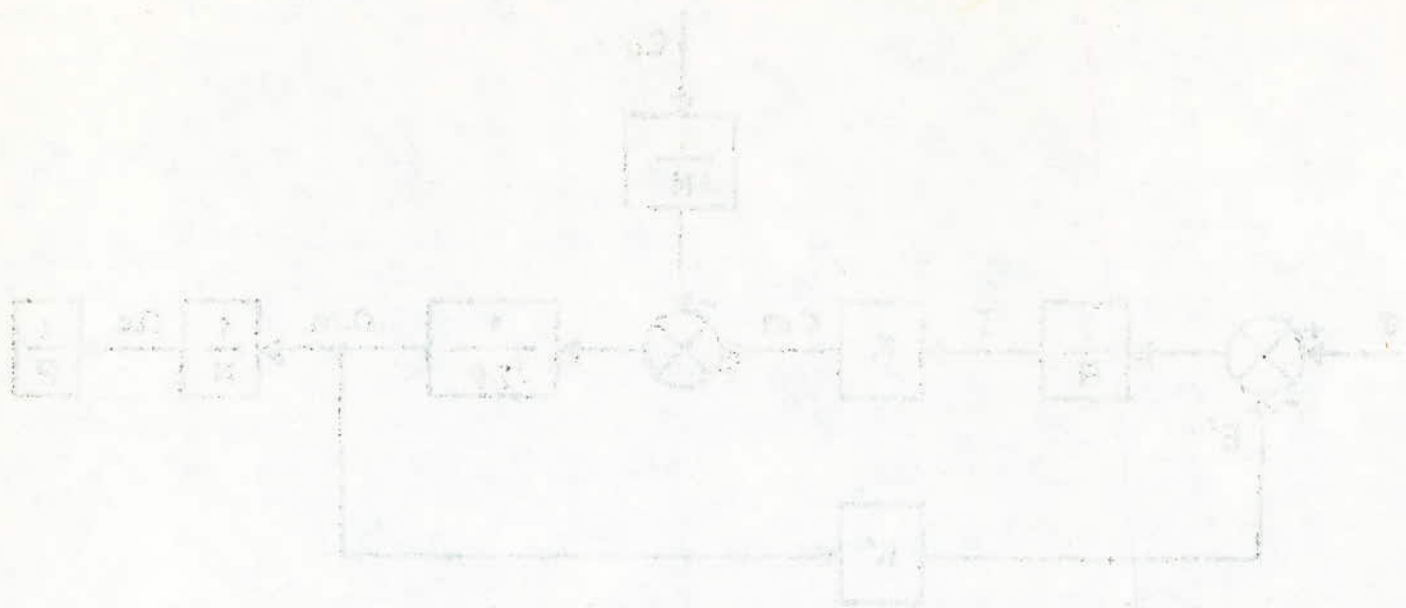


Figure 1: Block diagram of a control system.

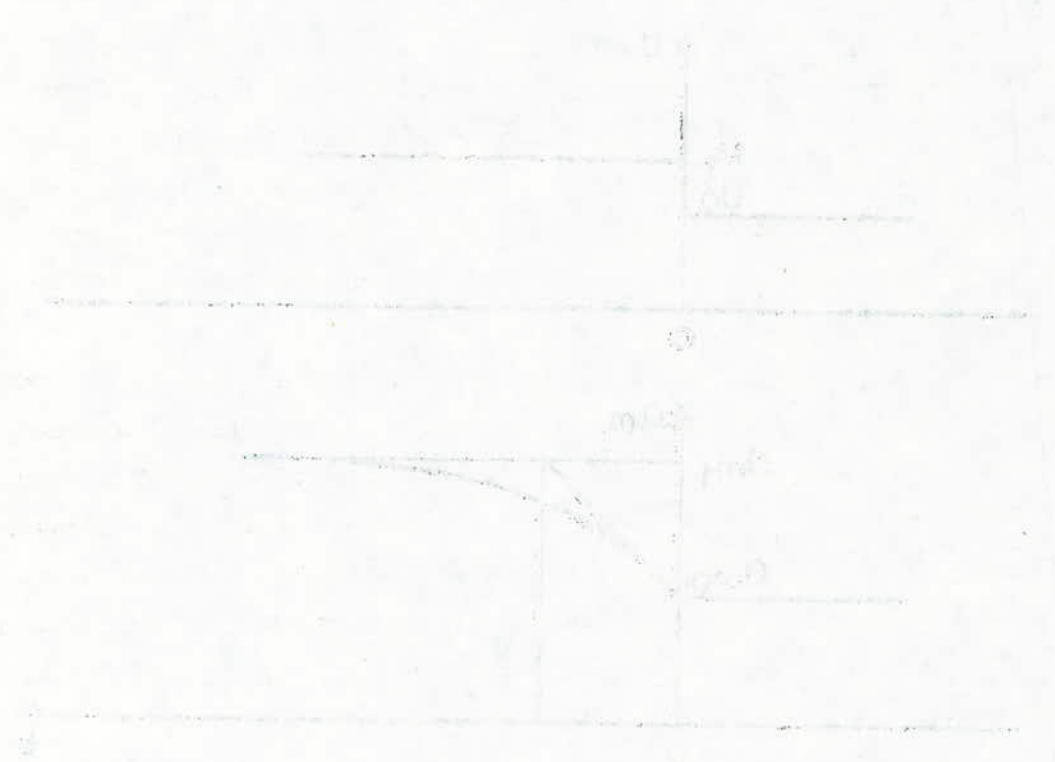


Figure 2: Magnitude and phase plots of the system.

2 CODEURS OPTIQUES

Deux catégories de codeurs optiques sont utilisés actuellement :

- le codeur incrémental
- le codeur absolu

Nous étudions plus en détail de codeur incrémental puisqu'il fait l'objet de de notre présent exposé.

2.1 CODEUR ABSOLU (référence 5)

2.1.1 DEFINITION

Un codeur absolu se présente sous forme de disque comprenant n pistes dont chacune est divisée en zones (ou secteurs) alternativement conductrices ou non de courant ou de lumière (suivant que l'on a affaire à un codeur à balais ou un codeur optique).

Quand le disque tourne d'un angle θ les n pistes nous fournissent une information numérique équivalente codée sur n bits dont le LSB est donné par la piste la plus excentrée (2^m zones) et le MSB par celle se trouvant au centre (2 zones seulement) le schéma de principe est donné sur la figure "9" la lecture de chaque piste est assurée par un ensemble de diodes électroluminescentes (le \square) et les photodiodes ou phototransistors la résolution (c'est à dire la plus petite variation de la grandeur mesurée que peut détecter le codeur) avec laquelle on détermine la valeur de θ dépend du nombre de pistes du codeur.

Elle est donnée par la relation $R = \frac{1}{2^m \theta}$ celle-ci nous indique en particulier que plus n est grand meilleure sera la résolution angulaire de la mesure de l'angle θ qui est égale à $\frac{2^m \theta}{2^m}$, en se référant à la figure "9" on déduit que l'on fait une erreur systématique de $\pm \frac{1}{2} \alpha$ (α étant l'ouverture d'un secteur) c'est à dire de $\pm \frac{1}{2} \frac{2^m \theta}{2^m}$ ou $\pm \frac{1}{2}$ LSB (erreur de quantification) il s'y ajoute évidemment des erreurs de construction de positionnement des secteurs, de détection, d'incertitude due à la réponse des senseurs. l'ensemble des erreurs est rendue généralement inférieure au LSB

2.1.2 AMBIGUITE DE LECTURE

Quand on utilise le code binaire naturel il peut se poser des problèmes lors de transition de nombre binaire N à $N + 1$ à titre d'exemple prenons un codeur à 4 pistes et supposons qu'à un instant donné la sortie est $N = 0 111$

..//..

N + 1 devrait correspondre à 1000 indiquant que tous les digits ont changé simultanément d'état au bout d'un temps qui peut être extrêmement brefs. Cette rapidité est physiquement impossible d'être effectuée par un organe électromécanique comme le codeur à disque. Il s'ensuit une ambiguïté de lecture pour lever cette ambiguïté deux méthodes sont couramment employées.

- utilisation d'un code cray où un seul digit change à la fois, ce procédé présente néanmoins l'inconvénient d'exiger un circuit de transcodage pour mettre à profit l'outil informatique comme le calculateur.
- utilisation d'une double rangée de senseurs judicieusement disposés sur chaque piste suivant une configuration en U ou en V.

Cette méthode offre l'avantage de lever l'ambiguïté tout en travaillant sur un code compréhensible pour le calculateur (continuer) mais nécessite toute une logique de sélection et conduit à une résolution limitée.

2.1.3 CARACTERISTIQUES D'UN CODEUR ABSOLU OPTIQUE 1 TOUR

à titre d'exemple nous donnons ci-dessous les principales caractéristiques d'un codeur absolu 1 tour tirées de la référence 5

- résolution : 14 bits (pour un diamètre de 6, 5 cm environ)
- inertie : 35 g cm^2
- couple résistant : 15 g cm
- vitesse de rotation : 1500 tours / minute
- température ambiante : 40 à + 70 C
- Durée de vie 10 pour des éléments semi-conducteur émetteur de lumière 10^5 pour 1 filament sous-alimenté.

2.2 CODEUR INCREMENTAL : (référence 5)

2.2.1 DEFINITION

Un codeur incremental se présente sous forme de disque comprenant :

- deux pistes, A (piste servant à compter le nombre d'impulsions) et B (piste servant à détecter le sens de rotation) décalées d'un quart de période, divisées en 2ⁿ secteurs égaux et dont chaque secteur est divisé en deux zones, une conductrice et l'autre non de courant ou de lumière (suivant que l'on a affaire à un codeur à contacts ou un codeur optique).

- Une piste présentant une seule zone conductrice plus petite destinée à repérer une position angulaire.
- quand le disque tourne d'un angle $\theta = 360^\circ/2$, ces pistes nous fournissent une impulsion en sortie on peut donc disposer d'un front de courant ou de tension. Afin d'avoir un front raide, on dispose généralement d'un circuit de mise en forme (arranger de smith).

La lecture de chaque piste est assurée par un ensemble de diodes électroluminescentes (Led élément émetteur) et de photodiodes ou phototransistors (élément récepteur). Le schéma de principe est donné sur la figure "10".

La résolution avec laquelle on détermine la valeur de θ dépend du nombre de secteurs du codeur. Elle est donnée par la relation $R = \frac{1}{2n}$ celle-ci nous indique que plus n est grand meilleure sera la résolution angulaire de la mesure de l'angle θ et qui est égale à $\frac{2\pi}{2n}$.

2.2.2 APPLICATIONS DU CODEUR INCREMENTAL

le codeur incremental nous permet :

- de mesurer la vitesse moyenne de rotation d'un axe ainsi que sa position angulaire.
- de détecter le sens de rotation de l'axe

2.2.2.1 DETERMINATION DE LA POSITION ANGULAIRE

Pour exploiter l'information fournie par le codeur, nous utilisons un compteur électronique. Ainsi une position angulaire ou un déplacement angulaire, repéré par une position d'origine à laquelle correspond une remise à zéro du compteur donnera un contenu numérique B dans ce dernier.

La position angulaire est déterminée à l'aide de l'expression suivante.

$$\alpha B = \theta = \frac{2\pi}{2n} \cdot B$$

α étant l'angle d'ouverture

2.2.2.2 DETERMINATION DE LA VITESSE

Pour déterminer la vitesse de rotation, il suffit de remettre à zéro le compteur à un instant déterminé par une commande externe et d'arrêter le comptage au bout d'un laps de temps Δt . Ainsi nous obtenons la vitesse Ω_m à l'aide de la formule suivante :

$$\Omega_m = \frac{B \cdot d}{\Delta t} = \frac{B}{\Delta t} \cdot \frac{2\pi}{2^n}$$

B : étant l'information binaire stockée dans le compteur.

2.2.2.3 DETERMINATION DU SENS DE ROTATION

Trois moyens sont utilisés pour déterminer le sens de rotation de l'axe :

- utilisation des impulsions dévisées du signal A : (référence 5)
- analyse de la séquence des états simultanés des deux pistes A et B (référence 5)
- utilisation d'un circuit logique (référence 6)

2.2.3 CARACTERISTIQUES D'UN CODEUR OPTIQUE

TIRÉES DE LA RÉFÉRENCE 5

- résolution 2^7 à 2^{12} impulsion par tour
- nombre de pistes deux déphasées de 90°
- vitesse maximum de rotation 60 à 400 tours / s
- inertie présentée 4 à 50 g cm²
- couple résistant 5 à 10 g cm
- durée de vie 40 000 heures (filament) très supérieure pour une diode

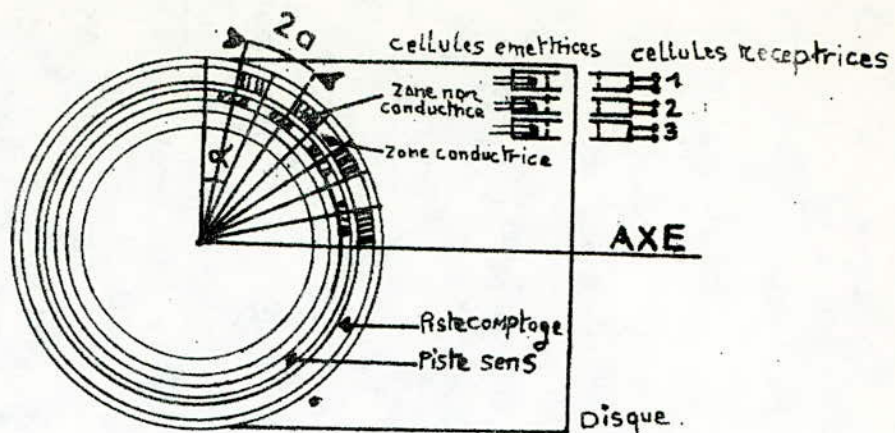


FIGURE 10.

CODEUR INCREMENTAL 2 PHASES + REPÈRE

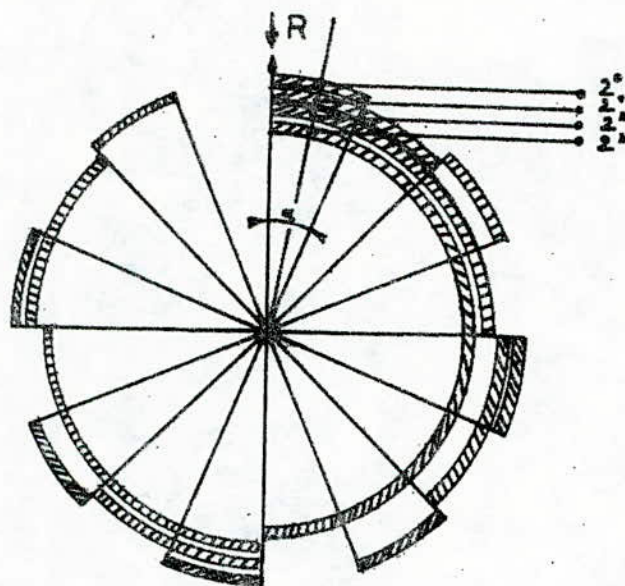


FIGURE 9.

CODEUR ABSOLU DE RESOLUTION $1/16$.

3 - ASSERVISSEMENT DE POSITION ET DE VITESSE

La commande du robot se réduit à celle d'une structure mécanique dotée d'actionneurs.

Un organe de traitement de l'informatique ayant reçu les informations relatives à la tâche à exécuter, commande et contrôle les mouvements exécutés par le manipulateur. Le calculateur envoie des ordres de commande aux actionneurs et reçoit les informations relatives à l'état du manipulateur grâce à des capteurs.

Pour avoir une bonne commande du manipulateur deux conditions essentielles doivent être réalisées.

- Précision : Une orientation convenable dans l'espace de l'organe commandé.
- Stabilité : Un maintien de la configuration souhaitée après son obtention.

On distingue généralement trois grandes méthodes de commande

- La commande en position
- La commande en vitesse ou commande cinématique
- La commande dynamique que nous n'étudierons pas dans notre projet.

3 - 1 EXEMPLE D'ASSERVISSEMENT EN POSITION D'UN BRAS DE MANIPULATEUR A UN SEUL DEGRE DE LIBERTE.

Le bras est actionné par un moteur qui délivre un couple (voir figure 11). Le couple délivré est converti en une position angulaire du bras. Le schéma bloc de la figure 12. caractérise un tel asservissement :

3 - 1 - 1 ETUDE THEORIQUE DE LA CHAINE D'ASSERVISSEMENT

Les différents organes sont caractérisés par les équations suivantes :

- Manipulateur :

$$\Gamma + G = J \ddot{\theta}$$

avec G : couple dû à la gravité
J : moment d'inertie par rapport à l'axe de rotation

- Moteur à courant continu :

$$J_m = C_m - J_m \theta \quad \text{avec } J_m : \text{moment d'inertie sur l'arbre du moteur}$$

$$C_m = K_i$$

- Préalimentation (en l'absence de correction) plus amplificateur de puissance

$$i = A \varepsilon \quad \text{avec } \varepsilon : \text{écart entre la consigne et la valeur mesurée}$$

A partir de ces différents équations on en déduit les schéma fonctionnel représenté sur la figure 13.

Ce dernier pourrait être réduit en ramenant l' inertie du moteur au niveau de l'arbre du manipulateur.

D'après le schéma fonctionnel l'expression de l'inertie équivalente est :

$$J_T = J + N^2 J_m$$

On note M_e le couple équivalent appliqué à cette inertie.

Le schéma fonctionnel réduit est donné sur la figure 14.

De ce dernier on déduit :

$$\Omega(P) = (V_d(P) - K_r(P)) \frac{1}{J_T P} + G(P)$$

$$\Omega(P) (J_T P + K_r K_c AN) = K_c AN V_d(P) + G(P)$$

De cette relation on déduit :

$$\Omega(P) = \frac{V_d(P)}{K_c (1 + \frac{J_T}{AK_c K_r N} P)} + \frac{G(P)}{K_r K_c AN (1 + \frac{J_T}{AK_c K_r N} P)}$$

$$\theta(t) = \int \Omega(t) dt$$

$$\theta(P) = \frac{\Omega(P)}{P}$$

$$d'où : \theta(P) = \frac{V_d(P)}{K_c (1 + \frac{J_T}{AK_c K_r N} P^2)} + \frac{G(P)}{K_r K_c AN (1 + \frac{J_T}{AK_c K_r N} P^2)}$$

On remarque que cette relation ne contient pas de terme d'amortissement (pas de terme en P) proportionnel dérivé de fonction de transfert.

La relation précédente devient :

$$(P) = \frac{K_p + K_v P}{(1 + K_v P)} \frac{V_d'(P) + 1}{K_p} + \frac{G(P)}{AK_p K_r NK_c} \left[\frac{J_T P^2}{AK_p K_r NK_c} + \frac{K_v P + 1}{K_p} \right]$$

Cette relation monte les limitations de ce type d'asservissement :

La sortie $\theta(t)$ ne "suit" pas le signal de commande $\sqrt{d(t)}$

- "Le facteur d'amortissement" $\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{AK_p K_c NK \tau}{J}} \frac{K_v}{K_p}$

dépend de J_T

Les performances de l'asservissement ne peuvent être maintenues que si l'inertie J_T est constante

3 - 2 LA COMMANDE EN POSITION DU MANIPULATEUR

3-2-1 PRINCIPE

Chaque articulation du manipulateur est asservie en position indépendamment des autres.

La commande en position repose sur l'asservissement en position de chaque coordonnée de déplacement du manipulateur.

3-2-2 EXEMPLE D'ASSEFVISSEMENT AVEC UN MOTEUR PAS A PAS

Le moteur pas à pas est utilisé en tant qu'actionneur voir figure 15.

Remarque :

Le dispositif de commande dans la chaîne remplit trois fonctions :

- Elabore l'écart entre les grandeurs électriques représentant la position désirée et celle obtenue
- Effectue le traitement du signal d'erreur, impose par type de correction choisie
- Délivre en sortie de manière séquentielle des impulsions de commande au dispositif de puissance.

3-3 LA COMMANDE EN VITESSE

3-3-1 PRINCIPE

Dans ce type de commande on impose à l'organe terminal de décrire une trajec-

toire avec une loi d'évolution de la vitesse moyenne donnée. Cette commande exige de déterminer les variations de la consigne X, en différentiant la relation $x = f(\varphi)$.

La commande en vitesse est obtenue par différentiation de $X = f(\varphi)$ on obtient $\frac{dx}{dt} = \frac{df}{d\varphi}$

$X = f(\varphi)$ est une relation qui lie la valeur de commande X (par exemple une tension) à une position

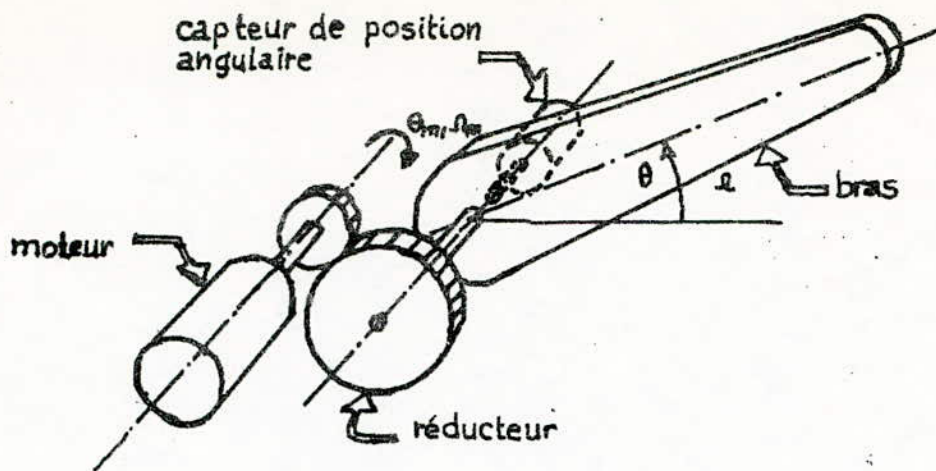


Fig. 11

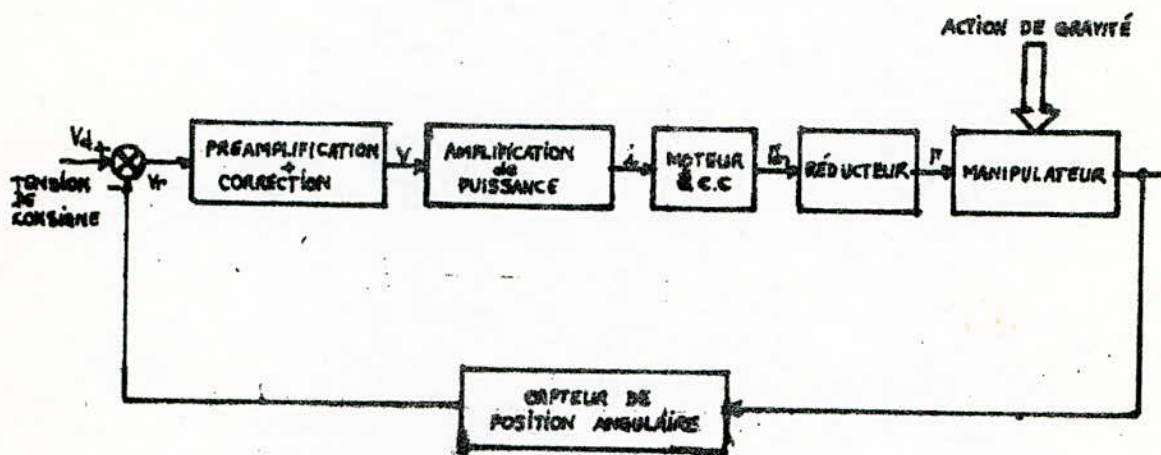


Fig. 12

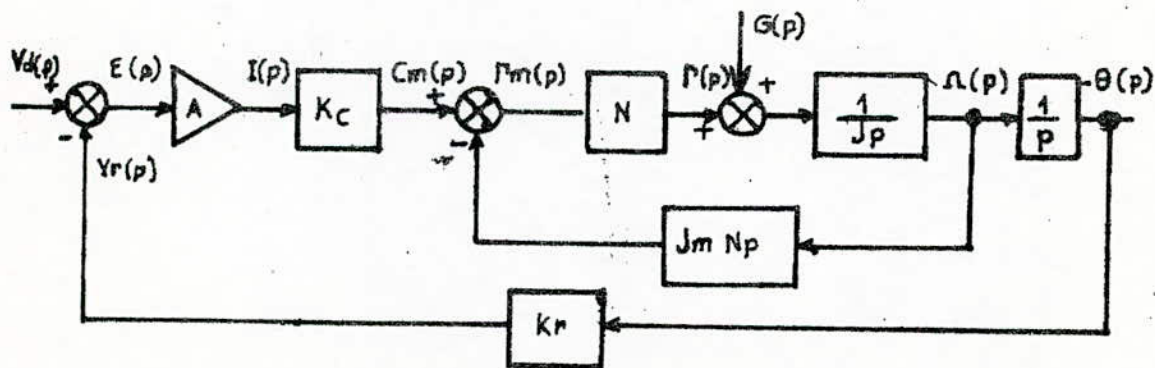


Fig. 13

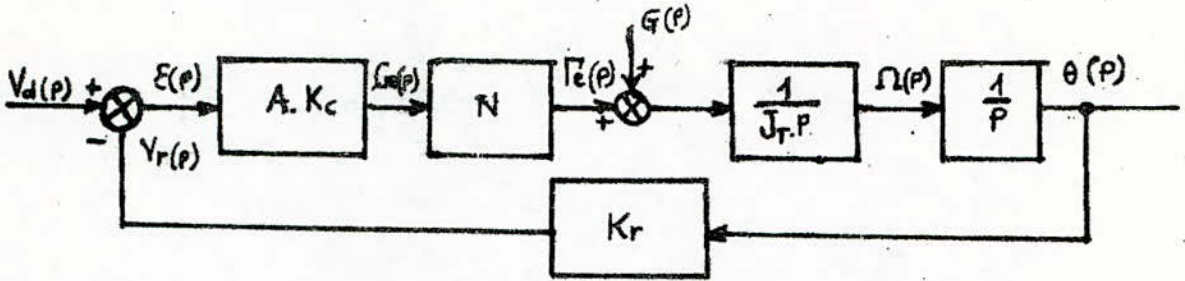


Fig.14

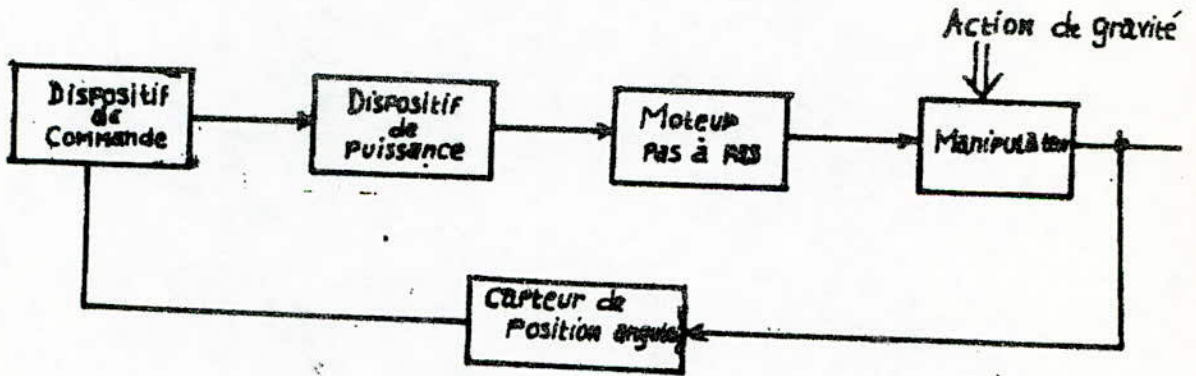


Fig.15

C H A P I T R E 2

PARTIE - EXPERIMENTALE

Le synoptique général du montage proposé est représenté sur la figure 1.

On se propose de donner à la vitesse de rotation d'un moteur une valeur proportionnelle à celle d'une tension fournie par l'intégrateur dont le signal à l'entrée est aiguillé à l'aide de deux interrupteurs électroniques.

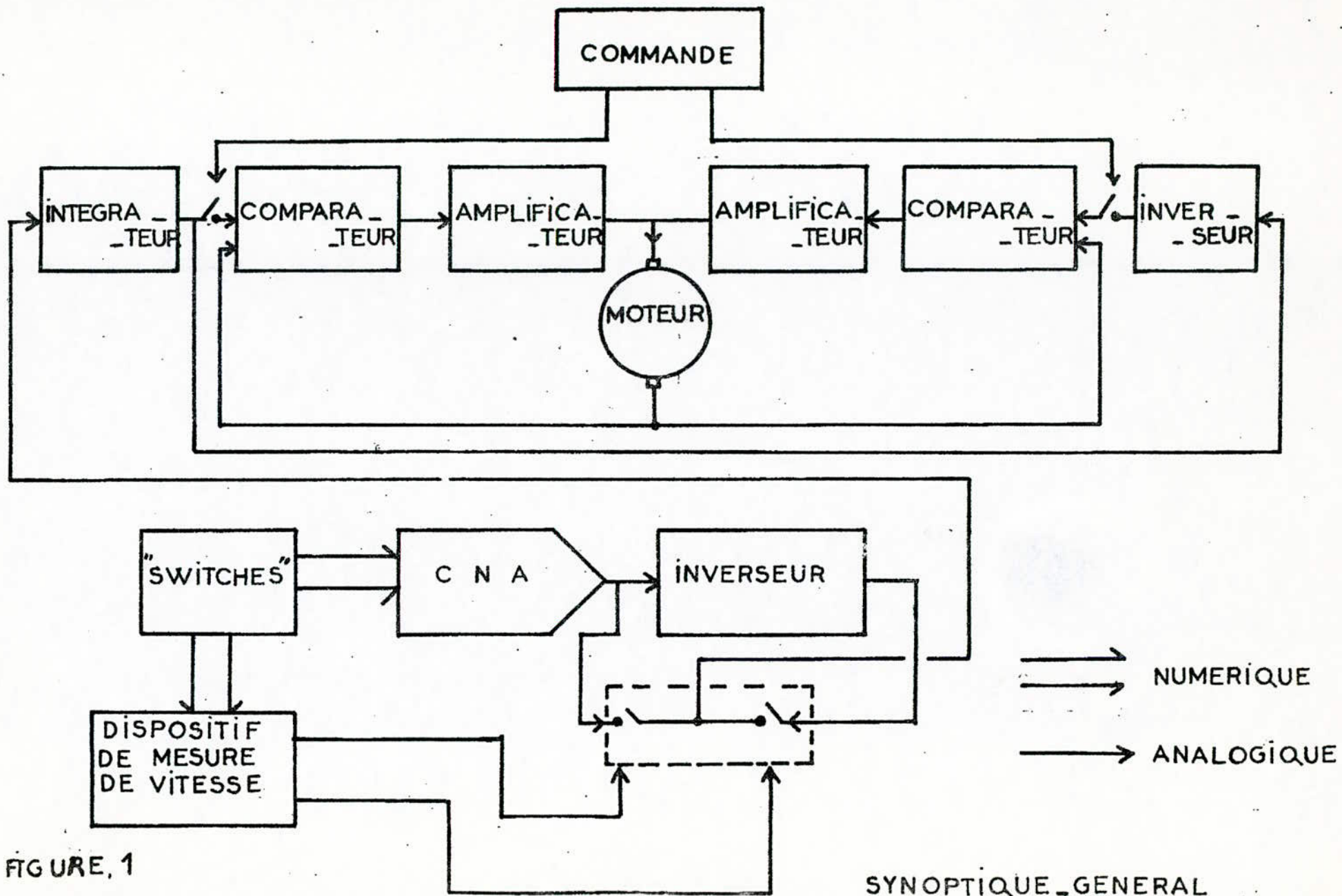
Les deux blocs commande et dispositif de mesure nous permettent respectivement de :

- Contrôler le sens de rotation du moteur
- Mesurer la vitesse.

Quand à l'amplificateur de puissance il nous permet de réaliser l'asservissement de la vitesse.

Nous allons maintenant développer les circuits mis en oeuvre qui nous permettent :

- 1 - de contrôler les différentes phases du moteur (marche, arrêt, changement de sens de rotation)
- 2 - de fournir au moteur la tension de consigne destinée à asservir sa vitesse.
- 3 - de mesurer celle-ci grâce à un système d'affichage
- 4 d'assurer la puissance au système.



FIGURE, 1

SYNOPTIQUE_GENERAL

1 COMMANDE DIGITALE DU MOTEUR

1-1 BUT DE LA COMMANDE

On veut créer des signaux de commande d'un moteur à courant continu contrôlé par deux contacteurs C1 et C2.

Cette commande doit nous permettre :

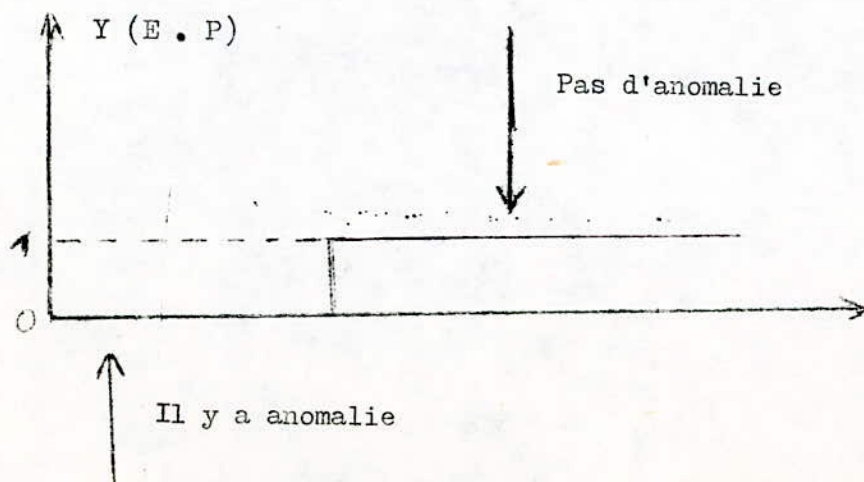
- De faire démarrer le moteur
 - De l'arrêter
 - De le faire tourner dans le sens direct, une led D1 doit s'allumer pour nous indiquer que le moteur tourne dans le sens voulu et elle reste allumée tant qu'on n'a pas ordonné l'arrêt.
 - d'inverser le sens de rotation après arrêt et une autre led D2 doit s'allumer pour nous indiquer que le moteur tourne **dans** le sens inverse. Elle reste allumée tant qu'on n'a pas ordonné l'arrêt.
- Enfin un système de protection doit couper l'alimentation du moteur et ordonner son arrêt immédiat dès que l'on lui donne l'ordre, de plus un voyant doit s'allumer et rester allumé tant qu'on n'a pas ordonné son extinction (même si le défaut a cessé d'exister).

1-2 : SYNTHESE DU CIRCUIT LOGIQUE

1-2-1 : CIRCUIT LOGIQUE DE SIGNALISATION D'ANOMALIE

Soit : P : L'interrupteur qui commande le système de protection
et E : L'interrupteur qui commande l'effacement.

Le contact P : doit être fermé lorsqu'il y a marche normale. Il est ouvert lorsqu'il y a anomalie et le voyant V doit s'allumer et demeurer dans cet état tant qu'on n'a pas agi sur E.



$\emptyset = 0$ dans le cas où V était éteint et même une action antérieure sur E le laissera dans cet état.

Pour lever l'indetermination on introduit une variable secondaire d'entrée qui est l'état précédent du voyant.

Dans ces conditions la table de vérité est la table 2.

Pour simplifier la fonction logique $V = F(E,P)$ on dresse le tableau de KARNAUGH.

(Tableau 3).

On déduit d'après ce dernier :

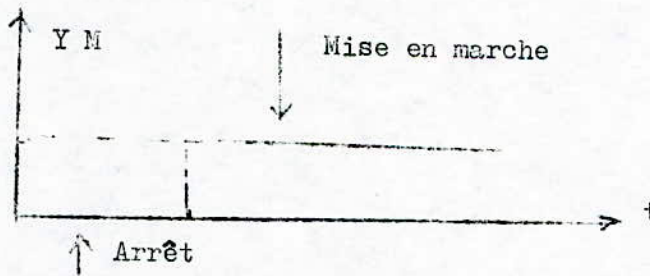
$$V = \overline{P} + \overline{E} V_{t-1}$$

1-2-1 : CIRCUIT LOGIQUE GLOBAL

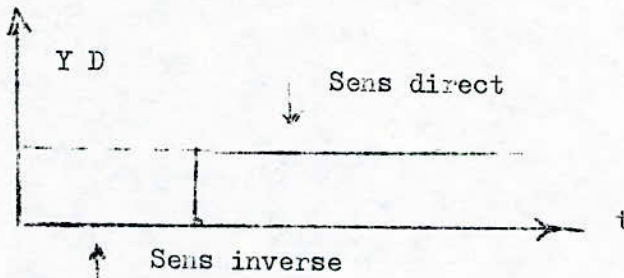
On dispose de trois variables d'entrée et de deux variables de sortie

- Variables d'entrée :

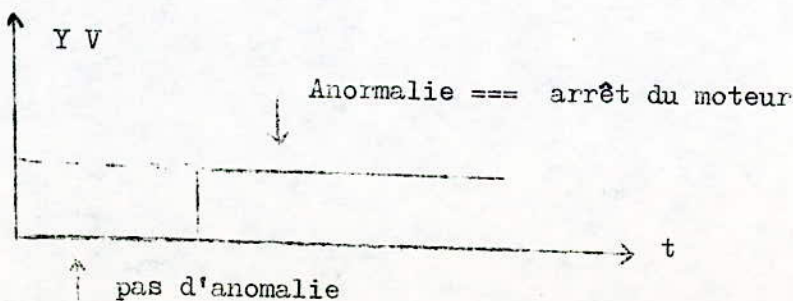
. Information marche notée M



. Information Direction : notée D

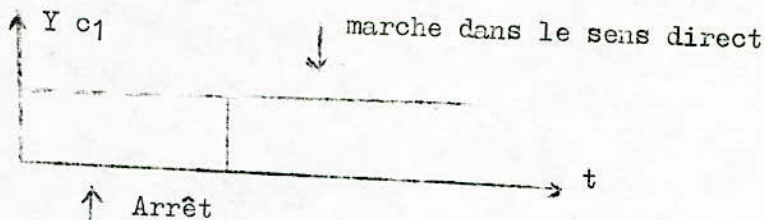


. Information voyant : V :

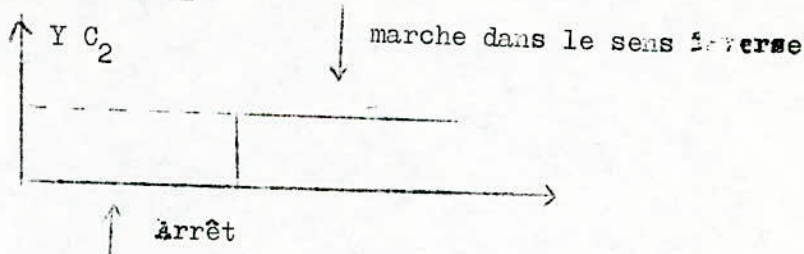


- Variables de sortie :

. Information C1



. Information C2



L'analyse du problème tel qu'il est posé conduit à chercher deux fonctions logiques :

$$C1 = F1 (M, D, V) \text{ et } C2 = f2 (M, D, V)$$

on ne peut inverser le sens de rotation du moteur qu'après l'arrêt. Ceci nous amène à introduire deux variables d'entrée secondaires qui sont les états antérieurs de C1 et C2.

Ces hypothèses nous conduisent au tableau de vérité .

(Tableau 4)

Pour $M=0$, $C_1 = C_2 = 0$ et ceci quelque soit les ^{états} de D, V et des états antérieurs.

Afin de simplifier les equations de C1 et C2 , on dresse les tableaux de KARNAUGH pour C1 (tableau 5) et pour C2 (tableau 6)

D'après les tableaux (5 et 6) on déduit :

$$C1 = MD\bar{V} (\bar{C}_1 + \bar{C}_2) + MD\bar{V} C_1 \bar{C}_2$$

$$C2 = MD\bar{V} (C_1 + C_2) + MD\bar{V} \bar{C}_1 C_2$$

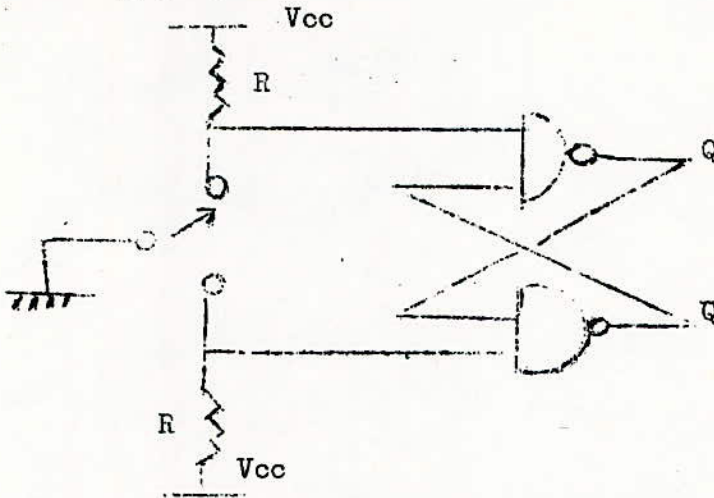
- UTILISATION DES ANTI-REBONDS

Un interrupteur présente des micro-rebonds lors de sa manoeuvre, soit une sa-
 lve de niveaux 1 et 0 pendant quelques micro-secondes. Ce phénomène est gênant,
 pour y remédier on intercale un circuit anti-rebonds.

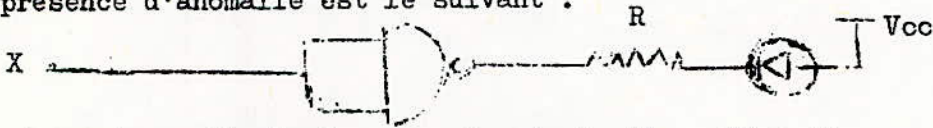
Seul le premier déclenchement de l'inverseur est pris en compte, à chaque bas-

culément de l'interrupteur. La sortie passe aux niveaux stables 1 et 0 alternativement.

Schéma du montage proposé :



Le schéma du montage permettant d'indiquer le sens de rotation ainsi que la présence d'anomalie est le suivant :



X : étant la sortie logique représentant C1 ou C2 ou V

P	E	V
0	0	1
0	1	1
1	0	∅
1	1	0

Tableau 1

P	E	V_{t-1}	V
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	0

Tableau 2

PE YT-1	00	01	11	10
0	1	1	0	0
1	1	1	0	1

Tableau 3

M	D	V	C	C	C ₁	C ₂
1	0	0	0	0	0	1
1	0	0	0	1	0	1
1	0	0	1	0	1	0
1	0	0	1	1	0	1
1	0	1	0	0	0	0
1	0	1	0	1	0	0
1	0	1	1	1	0	0
1	0	1	1	1	0	0
1	1	0	0	0	1	0
1	1	0	0	1	0	1
1	1	0	1	0	1	0
1	1	0	1	1	1	0
1	1	1	0	0	0	0
1	1	1	0	1	0	0
1	1	1	1	0	0	0
1	1	1	1	1	0	0

Tableau 4

	000	001	011	010	110	111	101	100
00					1			
01								
11					1			
10					1			1

Tableau 5

	000	001	011	010	110	111	101	100
00								1
01					1			1
11								1
10								

Tableau 6

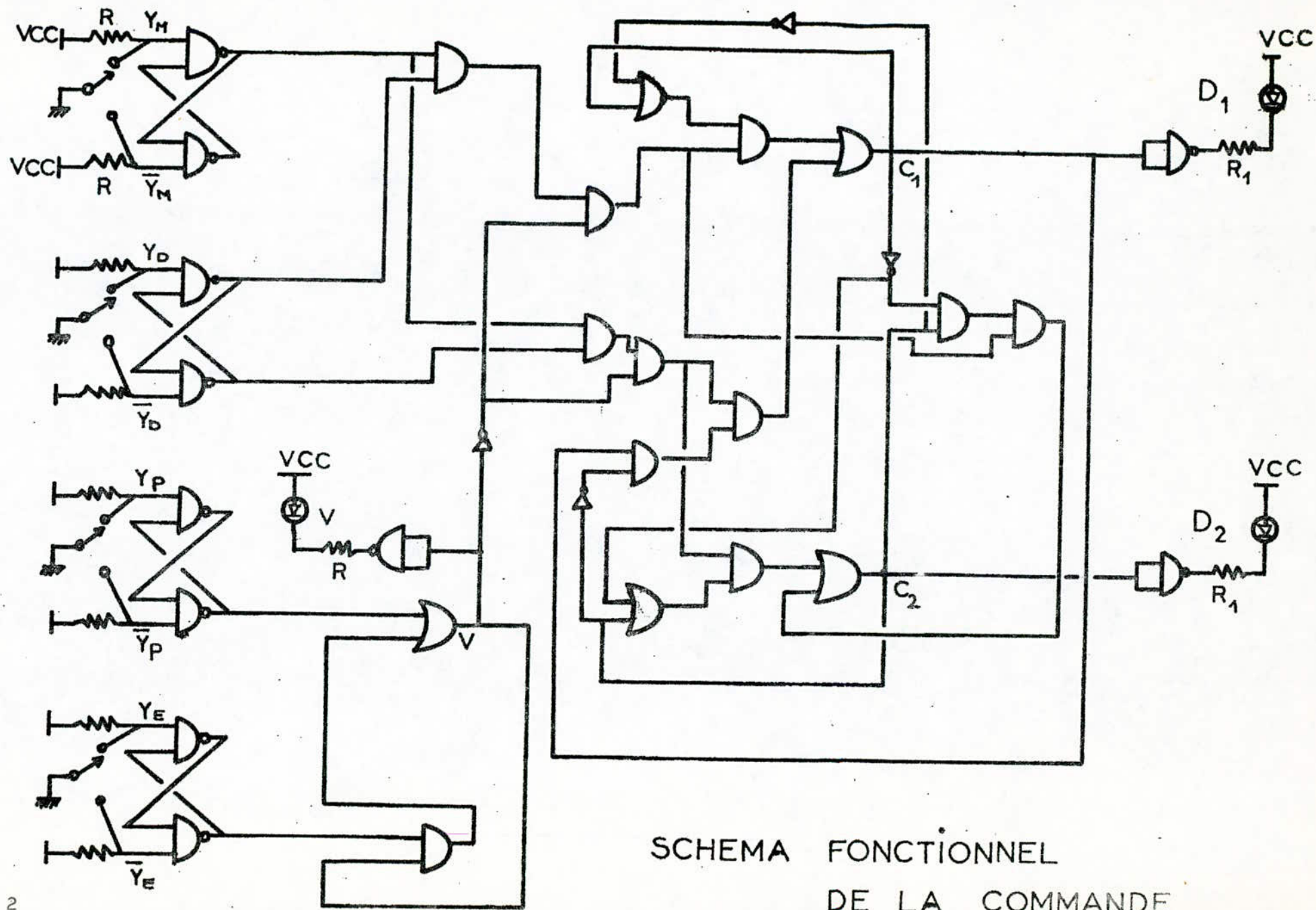


Figure 2

SCHEMA FONCTIONNEL
DE LA COMMANDE

2 TENSION DE COMMANDE DU MOTEUR

2 - 1 PRINCIPE

L'affichage de la valeur de vitesse que le moteur doit atteindre est réalisé à l'aide de 8 interrupteurs que l'on actionne manuellement.

Ces derniers prennent alternativement la position "1" ou "0" (voir figure 6). Ce qui nous permet de coder la valeur sur 8 bits. La solution retenue est B.C.D (voir ultérieurement°.

Cette information digitale sera transformée en une valeur analogique par l'intermédiaire d'un convertisseur numérique analogique "DAC 08" dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Résolution 8 bits
 - Tension de référence $\pm 10 \text{ V}$
 - Tension d'alimentation $\pm 15 \text{ V}$
 - Consommation 2 mA
 - Linéarité $\pm 1/2 \text{ LSB}$
 - Sortie en courant
 - INPEDANCE . De sortie faible
- (voir synoptique figure 3)

2-2 - CONVERSION COURANT TENSION

Le montage nous permettant de convertir le courant en tension à la sortie du convertisseur est schématisé sur la figure 4.

A la pleine echelle le DAC 08" fournit une tension égale à 10 V. Le courant en sortie étant égal à 1 mA, ceci nous a amené à choisir la valeur de la résistance R L égale à 10 K. .

2-3 OBTENSION DE LA TENSION NEGATIVE

Le montage qui nous permet d'inverser la tension à la sortie du convertisseur est sur la figure 5.

Les valeurs des resistances sont les suivantes :

$$R1 = R2 = 10 \text{ K}$$

$$\text{d'ou } \frac{V_S}{V_e} = \frac{R2}{-R1} = 1 \quad V_S = -V_e$$

2 - 4 INTEGRATEUR

Pour avoir la pente linéaire nous avons utilisé un amplificateur opérationnel monté en intégrateur.

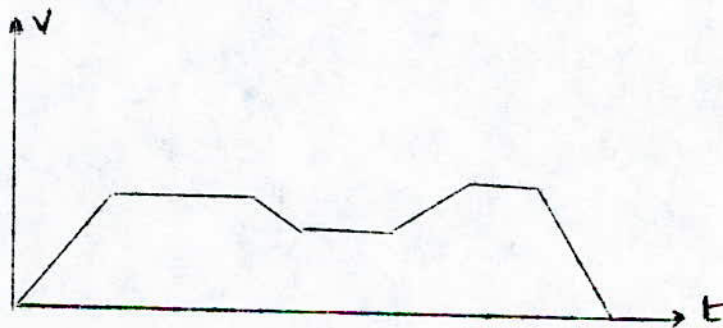
La tension de sortie est exprimée par la relation suivante :

$$V_S = - \frac{1}{C} \int i dt = - \frac{1}{C} \int \frac{E_{ref}}{R} dt$$

$$V_S = - \frac{E_{ref}}{RC} \int dt$$

A l'aide de deux interrupteurs électroniques (voir figure 6) contrôlés par un dispositif qu'on détaillera ultérieurement on aiguille le signal appliqué à l'entrée de l'intégrateur suivant que l'on applique une tension positive ou négative à l'entrée de l'intégrateur, ce dernier nous donne en sortie une pente positive ou négative. La valeur intégrée se stabilise quand les deux interrupteurs sont ouverts.

Un profil de la tension obtenue en sortie est représentée sur la figure suivante :



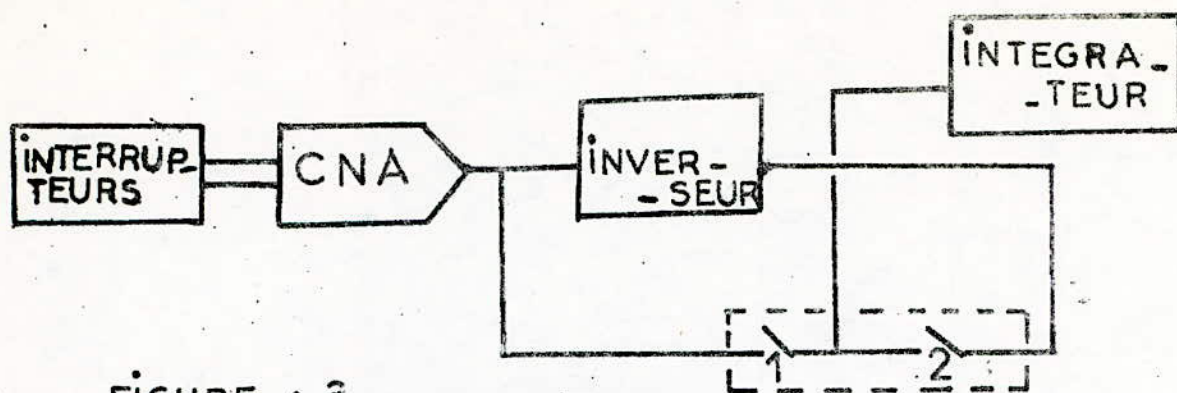


FIGURE : 3 SYNOPTIQUE

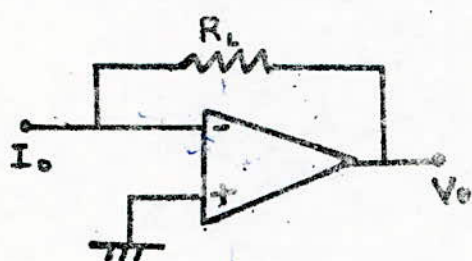


FIGURE : 4 CONVERTISSEUR : COURANT _ TENSION

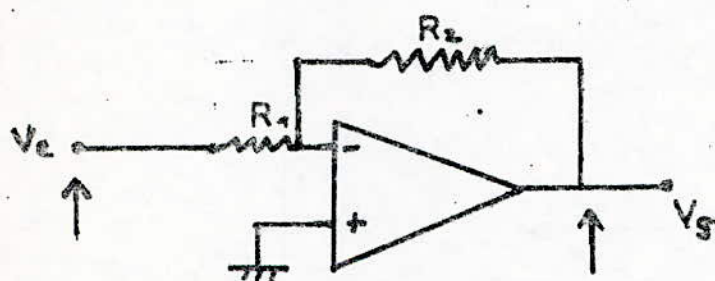


FIGURE : 5 MONTAGE INVERSEUR

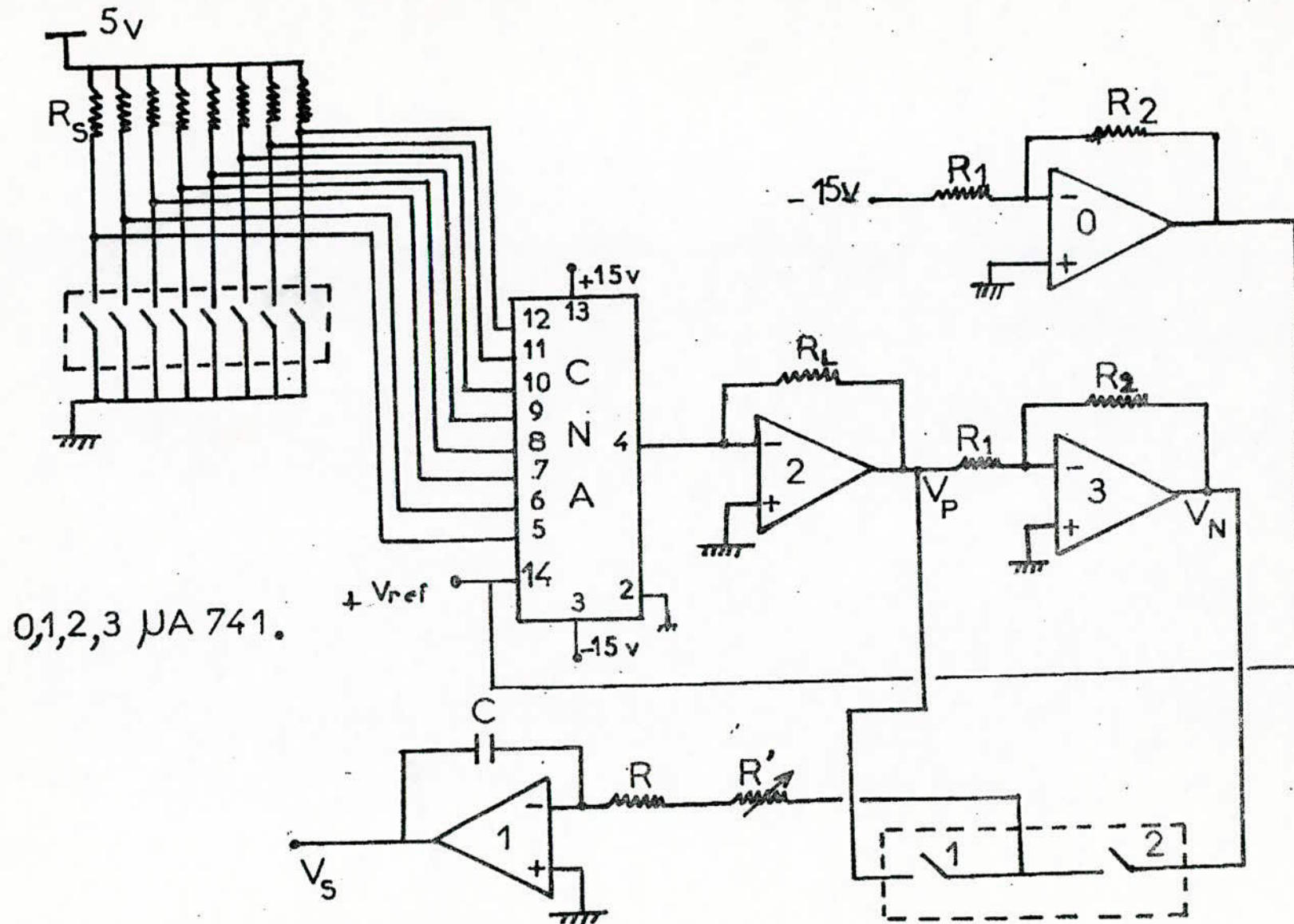


FIGURE : 6

BLOC DE TENSION DE COMMANDE .

3 SYSTEME D'AFFICHAGE

Un codeur incremental de très haute résolution a une fréquence limite de 1MHZ

La fréquence du signal varie suivant la vitesse de rotation. N'ayant pas à notre disposition ce dernier, nous l'avons simulé par une horloge qui nous donne des impulsions carrées dont la fréquence est égale à 10 KHZ.

La méthode adoptée pour mesurer la vitesse de rotation consiste à compter le nombre d'impulsions d'une horloge de 1 MHz pendant la durée d'une impulsion qui provient de l'horloge de 10 KHZ.

3 - 1 AFFICHAGE

Nous avons vu précédemment que la valeur de la vitesse que l'on veut atteindre est codée sur 8 bits ce qui nous aurait amené à utiliser deux compteurs binaires montés en cascade. Pour afficher la valeur, il faut faire un transcodage du mot binaire en décimal codé binaire avant d'attaquer les decodeurs B.C.D 7 segments.

Pour éviter ceci nous avons utilisé des compteurs B.C.D (MC 14510 B) nous permettant de compter de 0 à 99.

L'information digitale présentée en sortie des compteurs est mémorisée dans un registre latch 8 bits 3 etats (SN 74 LS 373) durant toute la période de comptage. A la fin de celle-ci on valide le contenu par le signal VAL délivré par un monostable (SN 74LS 121) déclenché sur le front descendant de l'horloge 10 KHZ, et on autorise son transfert sur un decodeur B.C.D 7 segment avant son affichage effectué par des leds à cathode commune.

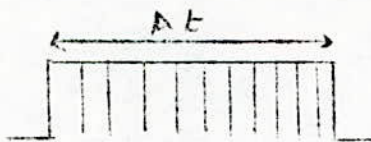
3 - 2 SYSTEME DE COMPTAGE

D'après la relation théorique : $\omega_m = \frac{d\theta}{dt}$ du chapitre I, nous voyons que pour mesurer la vitesse du moteur il nous faut créer une période d'échantillonnage Δt pendant laquelle nous pouvons compter le nombre d'impulsions délivrées par le codeur.

Deux solutions sont possibles:

- Compter le nombre d'impulsions en sortie du codeur pendant un interval de temps fixe (voir figure ci-dessous). On obtient alors la valeur moyenne de la vitesse. Cette solution offre l'avantage d'une bonne résolution aux

vitesse élevées, mais celle-ci se dégrade fortement aux faibles vitesses. La précision dépend de celle de l'horloge qui fournit Δt



- Compter pendant la durée de chaque impulsion du codeur le nombre d'impulsions délivrées par une horloge ayant une fréquence nettement supérieure.

Dans ce cas on a une meilleure résolution aux faibles vitesses. De plus, cette méthode nous permet de mesurer la vitesse instantanée du moteur à n'importe quel moment et il est possible de détecter des changements transitoires. La précision va dépendre de celle du codeur (espacement des segments).

En ce qui nous concerne, nous avons opté pour la deuxième solution, ce qui nous a amené à concevoir un système de déclenchement comprenant un bouton poussoir actionnant une bascule R S (pour éviter les anti-rebonds) qui attaque un monostable (74 LS 121).

A la sortie de celui-ci on obtient une impulsion unique qui déclenche une autre bascule (signal declen).

On autorise alors le début de comptage d'impulsions d'une horloge rapide de fréquence 1 MHz (voir figure 7) à l'intérieur d'une fenêtre Δt créée par le codeur simulé par une horloge de fréquence inférieure (figure 7).

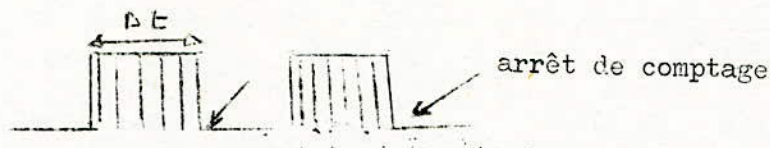
Les diverses portes et les bascules D permettent d'assurer la synchronisation de comptage. A partir d'un signal DECLEN, on crée des signaux LOAO nécessaires aux compteurs par l'intermédiaire de monostables (74 LS 121).

La valeur digitale X affichée par les interrupteurs est comparée à celle (Y) obtenue en sortie des compteurs, et quand le comparateur détecte l'égalité, il délivre le signal STOP qui remettra à zéro la bascule de comptage.

La valeur est enfin vue sur les LEDS (voir schéma figure 9).

Remarquons néanmoins que si l'on disposait réellement d'un codeur incremental délivrant des impulsions dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse à la vitesse du moteur, l'arrêt du comptage aurait lieu au moment où le compteur aurait balayé toute la largeur de la fenêtre qui correspond à un laps de temps Δt fixe. Car c'est à l'instant qu'on aurait l'égalité entre la vitesse

réelle du moteur et ^{celle} affichée. Ceci est illustré sur la figure suivante :



3 - 3 CIRCUIT DE CONTROLE DES INTERRUPTEURS ELECTRONIQUES

soit : X la valeur affichée

Y la valeur à la sortie des compteurs.

Le comparateur effectue la comparaison de X et Y, suivant le résultat, les trois sorties suivantes :

$$X > Y$$

$$X = Y$$

$$X < Y$$

sont mises respectivement à "1" ou à "0".

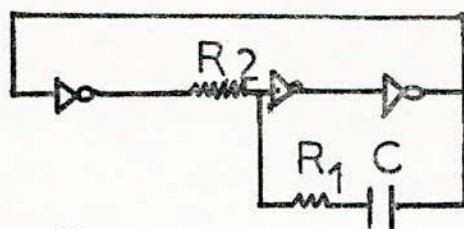
Ces dernières nous permettent de réaliser les trois phases de la caractéristique donnée au paragraphe 3-2 Ceci est possible en reliant :

- La sortie $X = Y$ à l'entrée Reset de la bascule R - S .
ce qui permet d'arrêter le comptage.
- Les sorties $X > Y$ et $X < Y$ respectivement aux entrées D de deux bascules D dont les entrées ~~clock~~ sont commandées par l'impulsion de déclenchement.

Les sorties de ces dernières nous permettent de contrôler les deux interrupteurs électroniques utilisés afin d'aiguiller le signal appliqué à l'entrée de l'intégrateur.

Comme le temps de réponse du comparateur est très court par rapport à celui de l'intégrateur, nous intercalons entre chaque interrupteur et la sortie de chaque bascule un monostable (74 LS 121).

Ce dernier nous délivre une impulsion en sortie dont la durée varie entre 1 ms et 100 ms (voir figure 8).



$C \approx 1500 \text{ pF}$

$F = 1 \text{ MHz}$

$C = 0,2 \mu\text{f}$

$F = 10 \text{ kHz}$

FIGURE : 7

HORLOGE

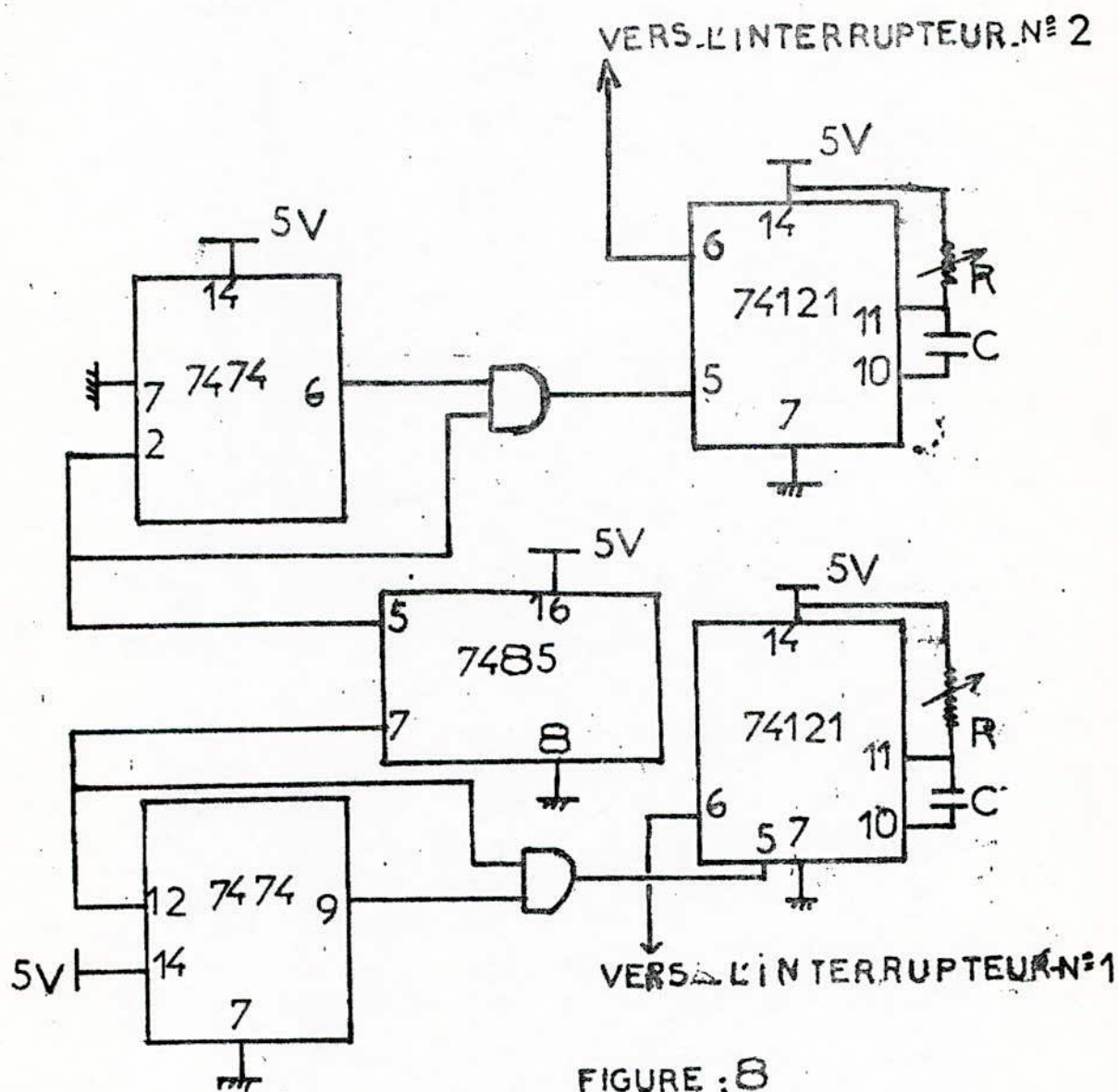


FIGURE : 8

CIRCUIT DE CONTROLE DES
INTERRUPTEURS. ELECTRONIQUES

49.

BLOC D'AFFICHAGE DE LA VITESSE

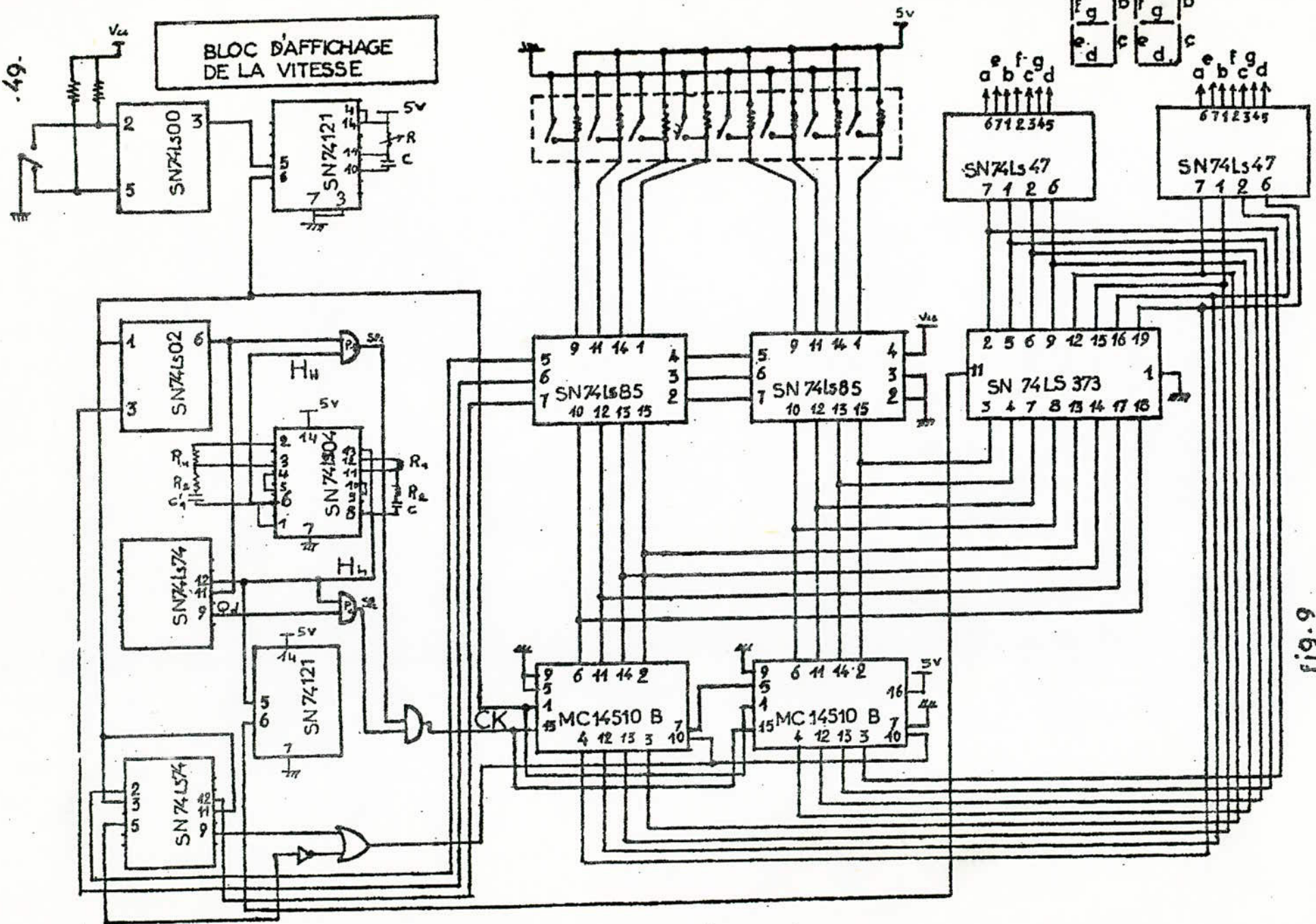
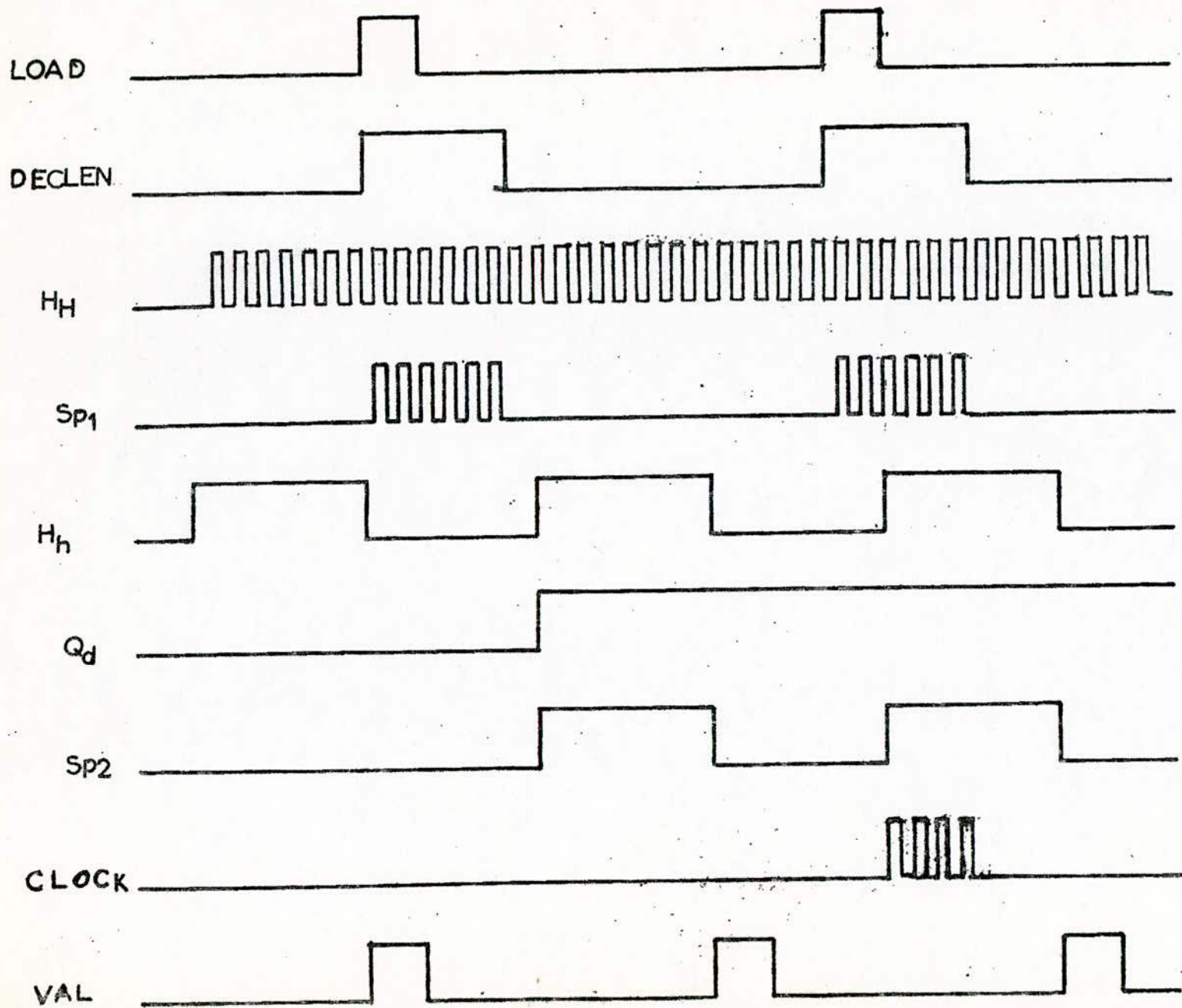


fig.9



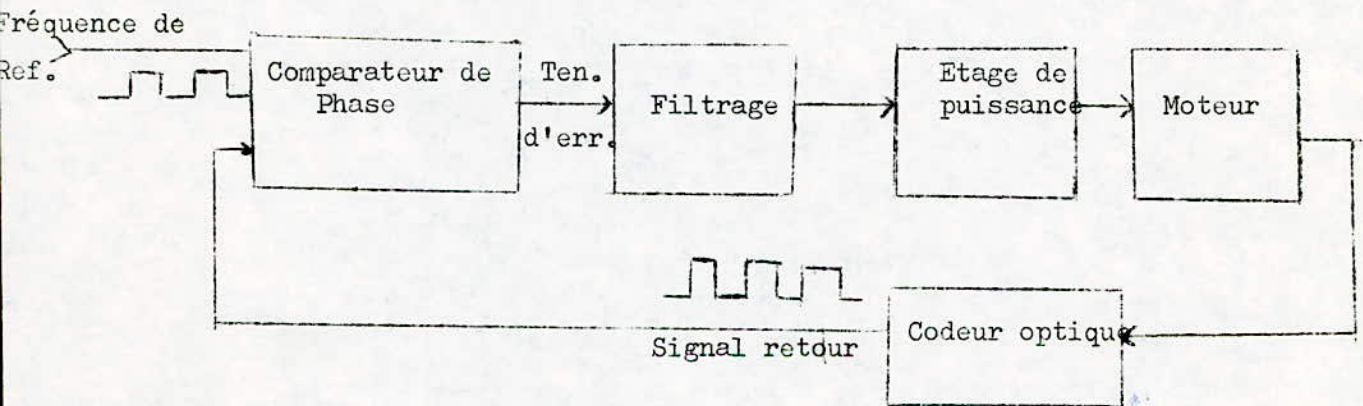
4 - CONTROLE DE LA VITESSE DU MOTEUR

4 - 1 : METHODES DE CONTROLE DE LA VITESSE.

Pour contrôler la vitesse d'un moteur plusieurs méthodes sont utilisées. Les plus fréquentes sont :

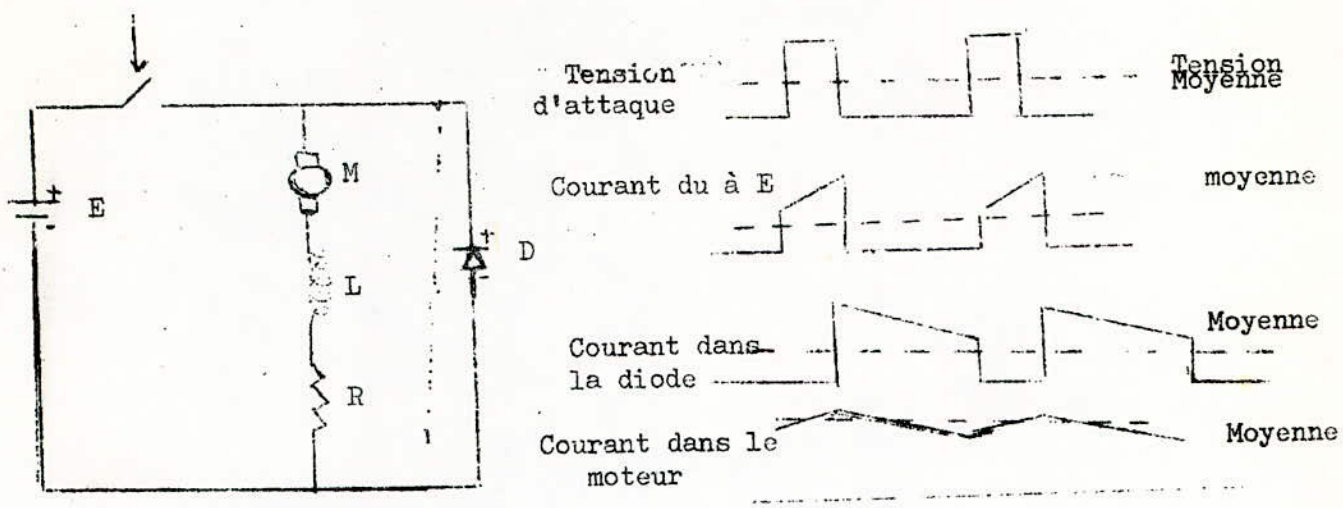
- 1) L'emploi des capteurs de vitesse ou de génératrices tachymétriques disposés dans la boucle de retour et qui fournissent une tension destinée à la comparer à la tension de consigne.
- 2) L'asservissement par verrouillage de phase (P.L.L : phase locked loop) qui consiste à verrouiller la fréquence du signal délivré par un capteur sur une fréquence de référence :

Le schéma de principe est donné sur la figure suivante :



- 3°) Contrôle par modulation de durée d'impulsions (P W M: pulse with modulation).

Dans ce cas on applique au moteur des impulsions de tension de durée variable à une fréquence telle qu'il est possible de faire varier proportionnellement la tension moyenne délivrée au moteur.

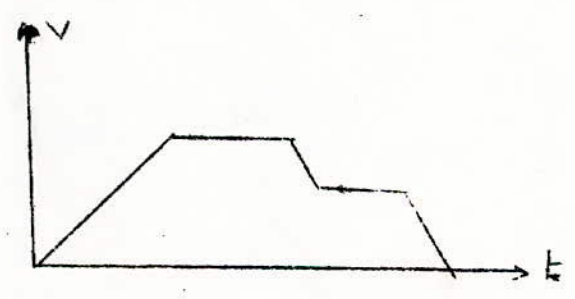


4°) On peut enfin assurer le contrôle de la vitesse par des méthodes purement digitale faisant appel au concours de calculateurs et de capteurs.

4-2 MONTAGE PROPOSE

Pour notre application, faute de disposer de traducteur adequart (codeur génératrice tachymétrique) nous avons utilisé un montage qui permet d'asservir la vitesse de la façon suivante :

on crée une tension de consigne dont le profil est donné sur la figure suivante :



et on fournit au moteur un courant asservi à cette tension. Ainsi pendant la phase d'accélération par exemple le courant va croître linéairement, ainsi que le couple (puisque $C = K_i$). D'après les caractéristiques couple-vitesse représentées sur la figure 4 (chapitre I) on voit que lorsque $C_2 > C_1$, nous avons $\Omega_2 > \Omega_1$. La vitesse va donc augmenter linéairement avec le couple. Pour

l'asservir on prend une résistance R en série avec le moteur et le courant qui y passe provoque une chute de tension aux bornes de R et c'est cette tension qui sera comparée à la tension de consigne.

Les différents servent soit à la polariser les éléments du circuit soit à fournir de la puissance (montage dardington).

(Le circuit permettant de contrôler la vitesse du moteur tournant dans le sens direct est schématisé sur la figure 11).

Les signaux C1 et C2 fournis par la logique de commande (voir schéma général) nous permettent de contrôler le sens de rotation du moteur, donc le sens du courant du système en fermant ou ouvrant des conducteurs (relais, interrupteurs optoelectroniques.....).

Ce montage présente un inconvénient d'exiger une grande dissipation de chaleur dans la résistance série R. Ainsi pour un courant normal de 2 A prévu pour le montage et pour une sortie de 10 V en sortie du D.A.C on a une résistance de 5Ω . Celle-ci doit dissiper 20W. Ces pertes par effet joule peuvent probablement perturber le bon fonctionnement du moteur. D'autre par le bruit par effet thermique dans la résistance ($4KTRB$) est important, ce qui est gênant, en résumé, ce montage n'est pas vraiment judicieux pour asservir la vitesse d'un moteur. Son seul mérite est qu'il nous permettra de poser en termes réels les problèmes de contrôle de la vitesse d'un moteur.

Les méthodes 1, 2, 3, 4 sont nettement plus performantes pour atteindre d'une manière optimale le but proposé.

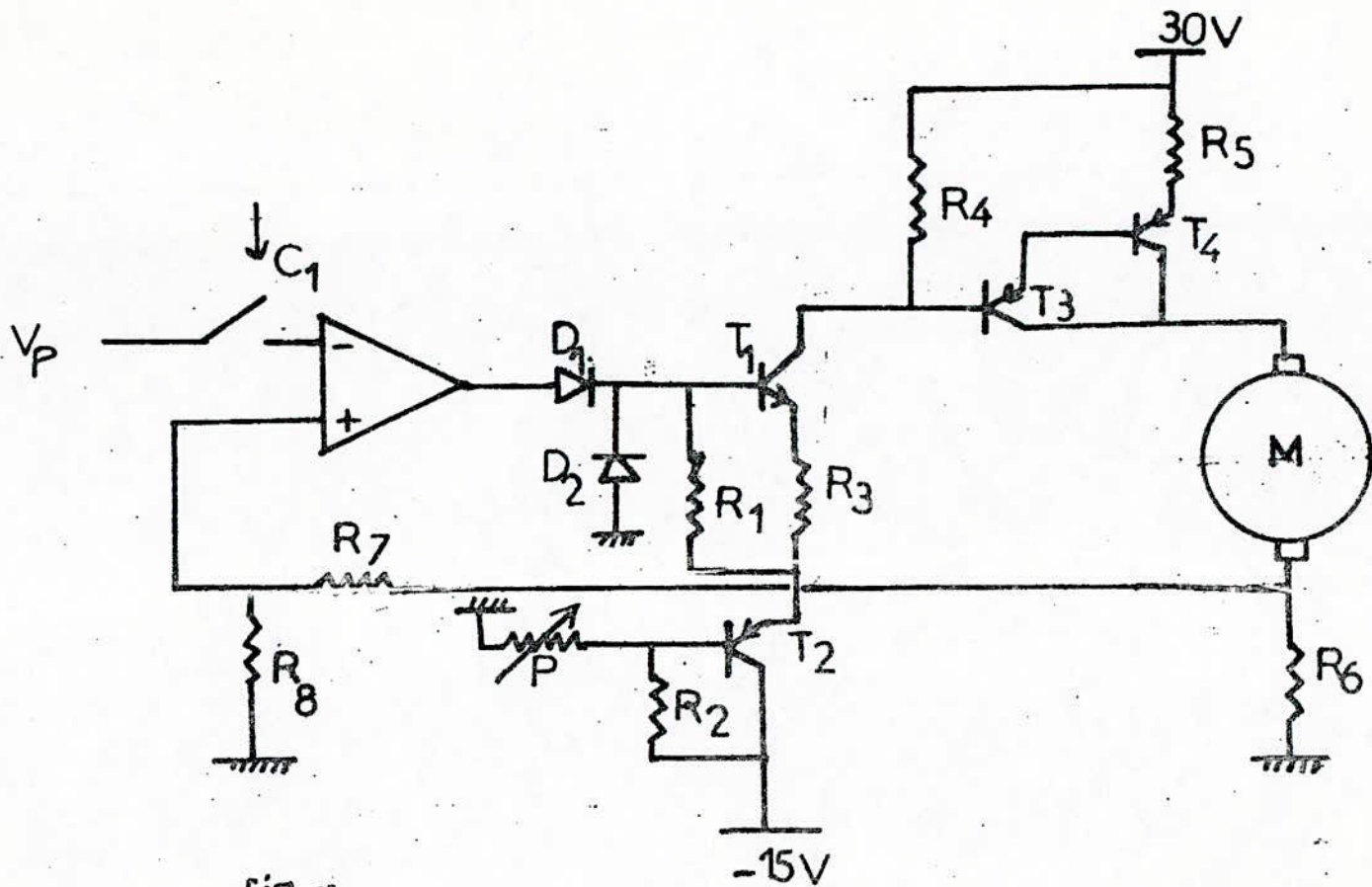


fig 11

CONCLUSION

Notre travail dans le cadre de ce projet a consisté à développer un système de contrôle et d'affichage de vitesse d'un moteur à courant continu pouvant tourner dans les deux sens.

Pour sa réalisation nous avons utilisé un codeur incremental optique qui délivre en sortie un train d'impulsion dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur. Cette propriété nous permettra de réaliser un bon asservissement de vitesse du moteur.

N'ayant pas à notre disposition ce dernier, nous l'avons simulé par une horloge délivrant des impulsions carrées. Ceci nous a aidé à réaliser le système d'affichage.

Vu le manque de temps et du matériel, nous n'avons pu achever notre travail d'une façon pratique en ce qui concerne le système de contrôle.

Nous proposons un schéma théorique qui pourrait être éventuellement réalisé.

Le sens de rotation du moteur est contrôlé à l'aide de la commande digitale.

Les éléments choisis pour la réalisation des différents blocs sont essentiellement à circuits intégrés (voir annexe). Ces derniers présentent en effet plusieurs qualités.

- faible volume
- **fiabilité** : la réduction du nombre de connexions permet de diminuer le taux de défaillance.
- faible consommation et facilité de montage.

Par mesure d'homogénéité nous avons choisi la même famille T.T.L.

Dans le futur, il serait souhaitable de chercher à simplifier et automatiser le système en introduisant un microprocesseur dont les entrées sorties sont interfacées au circuit mis en oeuvre.

ANNEXE 1 :

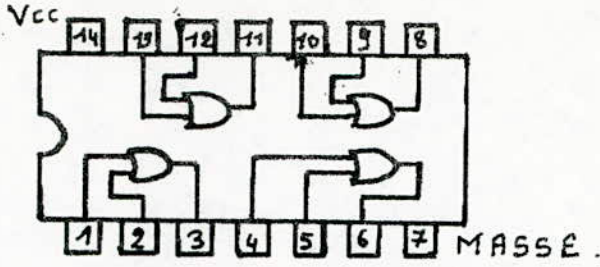
NOMENCLATURE

C O M M A N D E	1	7404	PORTES NOT
	1	7402	PORTES NOR
	1	7432	PORTES OR
	2	7400	PORTES NAND
	3	7408	PORTES AND
	8	RESISTANCES	10 K..
	8	INTERRUPTEURS	MANUELS
	3	LEDS	
	<hr/>		
TENSION DE COMMANDE	1	DAC . 08	C . N . A
	1	CAPACITE	50 A F
	1	POTENTIOMETRE	10 Kir
	2	INTERRUPTEURS	ELECTRONIQUES
	4	A 741	AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL
	5	RESISTANCES	10K, 10K, 10K, 0,2 K , 12K
	8	INTERRUPTEURS	MANUELS
<hr/>			
SYSTEME - D'AFFICHAGE	1	74 LS 373	REGISTRE LATCH
	2	74 47	DECODEUR
	2	74 LS 85	COMPARATEUR
	2	MC 145 10	COMPTEUR
	2	7400	PORTES NAND
	3	7404	PORTES NOT
	3	7474	BASCULE 0
	4	74 121	MONOSTABLE
	5	CAPACITES	
	25	RESISTANCES	
5	POTENTIOMETRS		
<hr/>			
BLOC	NB	DESIGNATION	OBSERVATION

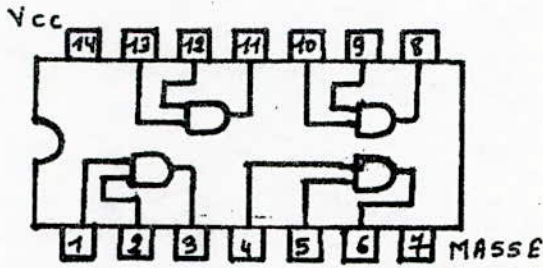
A N N E X E - 2

SCHEMAS DE BROCHAGE
DES CIRCUITS - INTEGRES- UTILISES

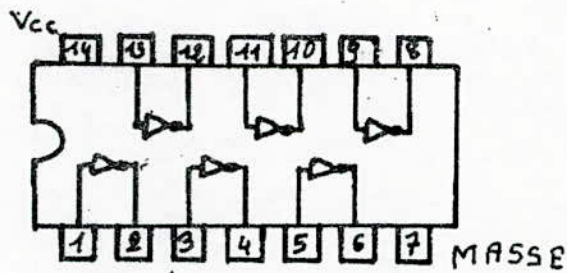
SN74LS32



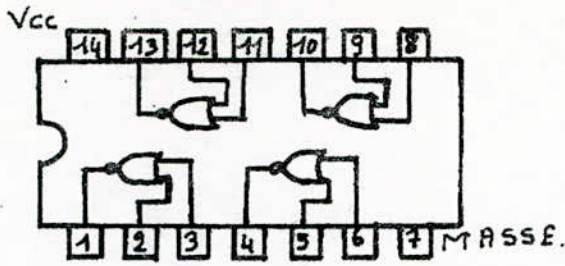
SN74LS08



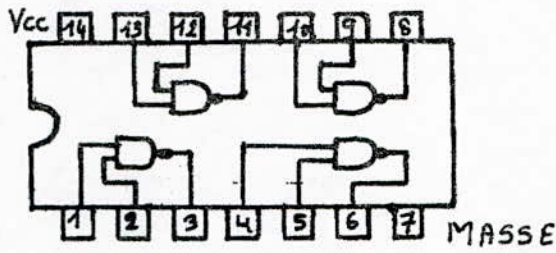
SN74LS04



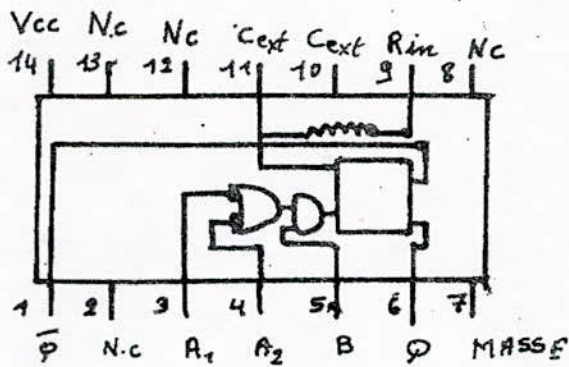
SN74LS02



SN74LS00

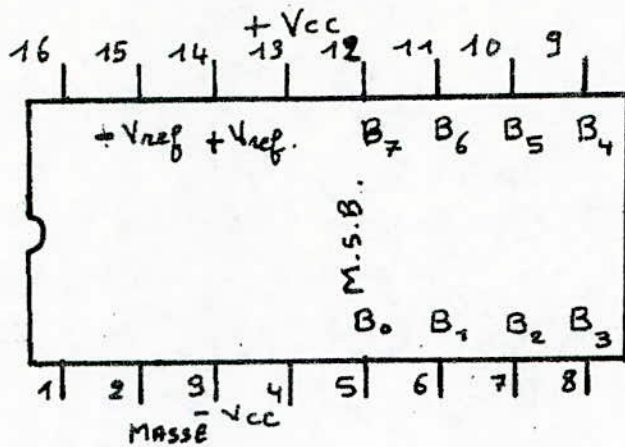


SN74LS121, MONOSTABLE



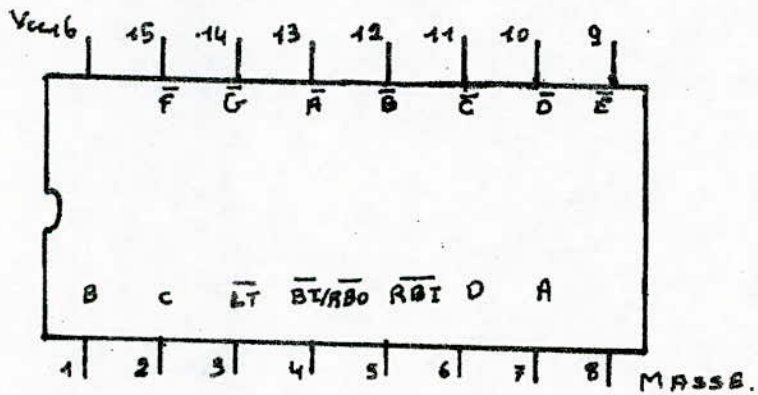
Entrées			Sorties	
A ₁	A ₂	B	Q	\bar{Q}
L	x	H	L	H
X	L	H	L	H
X	X	L	L	H
H	H	X	L	H
H	↓	H	⌊	⌋
↓	H	H	⌊	⌋
↓	↓	H	⌊	⌋
L	X	↑	⌊	⌋
X	L	↑	⌊	⌋

DAC 08

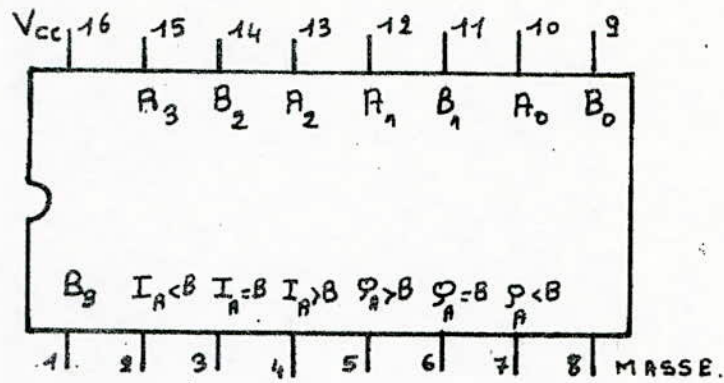


CONVERTISSEUR NUMERIQUE ANALOGIQUE

SN 74LS47 DECODEUR B.C.D

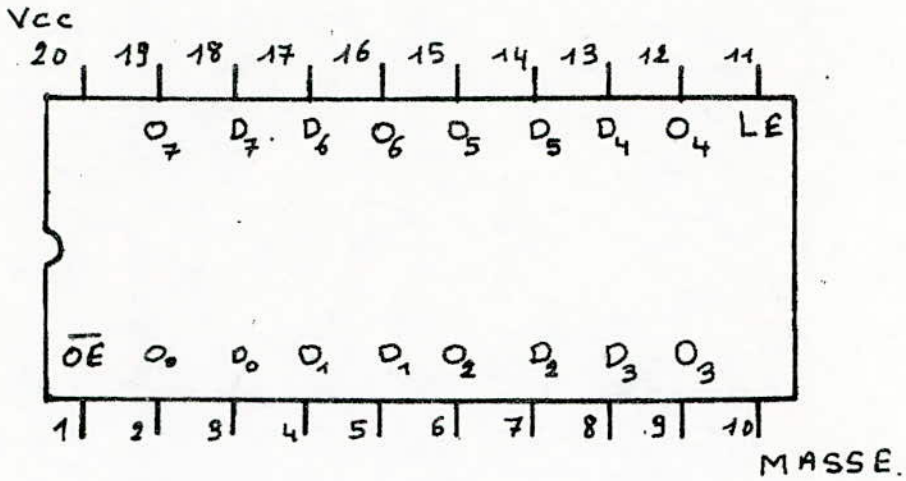


SN74LS85. COMPAREUR



COMPARAISON	Entrées			Sorties		
$A_3 \cdot B_3$ $A_2 \cdot B_2$ $A_1 \cdot B_1$ $A_0 \cdot B_0$	$I_A > B$	$I_A < B$	$I_A = B$	$O_A > B$	$O_A < B$	$O_A = B$
$A_3 = B_3$ $A_2 = B_2$ $A_1 = B_1$ $A_0 > B_0$	X	X	X	H	L	L
$A_3 = B_3$ $A_2 = B_2$ $A_1 = B_1$ $A_0 < B_0$	X	X	X	L	H	L
$A_3 = B_3$ $A_2 = B_2$ $A_1 = B_1$ $A_0 = B_0$	H	L	L	H	L	L
$A_3 = B_3$ $A_2 = B_2$ $A_1 = B_1$ $A_0 = B_0$	L	H	L	L	H	L
$A_3 = B_3$ $A_2 = B_2$ $A_1 = B_1$ $A_0 = B_0$	L	L	H	L	L	H
$A_3 = B_3$ $A_2 = B_2$ $A_1 = B_1$ $A_0 = B_0$	L	H	H	L	H	H
$A_3 = B_3$ $A_2 = B_2$ $A_1 = B_1$ $A_0 = B_0$	H	L	H	H	L	H
$A_3 = B_3$ $A_2 = B_2$ $A_1 = B_1$ $A_0 = B_0$	H	H	H	H	H	H
$A_3 = B_3$ $A_2 = B_2$ $A_1 = B_1$ $A_0 = B_0$	H	H	L	H	H	L
$A_3 = B_3$ $A_2 = B_2$ $A_1 = B_1$ $A_0 = B_0$	L	L	L	L	L	L

SN 74LS373 LATCH



D₀ ... D₇ : ENTREES

O₀ ... O₇ : SORTIES.

condition de fonctionnement:

\overline{OE} : niveau bas

LE: ,, haut

MC14510 COMPTEUR . B.C.D

