

1/89

2 ex

وزارة التعليم العالي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

COMMANDE NUMERIQUE PAR PONT REDRESSEUR D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU

Proposé par :
Mr BOUCHERIT
Mr CHEKIREB

Etudié par :
Mr A. ALLOUM
Mr M.S. DJOUADI

Dirigé par :
Mr BOUCHERIT
Mr CHEKIREB

PROMOTION : JUIN 89

Erratum

page 30: le schema representé est fait de manière à prendre en considération les pôles complexes.

page 31. dernière ligne :

$$K_c = \frac{1}{|G_{oi}(j\Omega_{120})|} \quad \text{avec : } \angle G_{oi}(j\Omega_{120}) = -120^\circ$$

page 34: 6^{eme} ligne :

$$T_e = \frac{T}{G_{io}(1,0) D_c(1)}$$

avec $G_{io}(z, \epsilon)$ Fonction de transfert échantillonnée en boucle ouverte sans régulateur.

page 39: Titre: Commande Numérique de vitesse avec régulation analogique du courant.

page 57. figure (I.2) les valeurs de T_{eq} ne doivent pas être pris en considération.



Remerciements

Nous tenons à présenter nos remerciements distingués à Monsieur Aït Gougam pour l'aide et le soutien considérable qu'il nous a apporté.

Nous remercions également Monsieur Chekireb pour son aide et ses précieux conseils.

Nous exprimons notre très vive reconnaissance à Monsieur Boucherit pour ses conseils et ses encouragements.

Nous tenons à remercier tous ceux qui par une participation quelconque ou une simple suggestion, nous ont aidés.

Introduction générale.

Chapitre I: des microprocesseurs dans la commande.

I.1) Introduction.

I.2) Architecture du microprocesseur utilisé.

I.3) Structure et fonctionnement du microcalculateur.

1.3.1/ Introduction.

1.3.2/ Organisation générale.

1.3.3/ Structure et fonctionnement.

I.4) Problème de la représentation numérique.

I.5) Interfaçage des microprocesseurs.

1.5.1/ Interfaçage.

1.5.2/ Convertisseurs A/N, N/A

Chapitre II: Modélisation et Identification du système

II.1) Introduction.

II.2) Modélisation du processus.

II.2.1/ Equations de fonctionnement.

II.2.2/ Equations du moteur en régime statique.

II.2.3/ Equations du moteur en régime variable.

II.3) Modélisation de l'organe de commande.

II.4) Identification des paramètres du modèle mathématique.

chapitre III : Régulation numérique du moteur à courant continu :



- III.1) Introduction .
- III.2) Principe .
- III.3) Sa transformée en z .
- III.4) Schéma de principe ^{réglage}.
- III.5) Circuit de réglage du courant.
- III.6) Choix de la période d'échantillonnage.
- III.7) Choix et dimensionnement du régulateur du courant.
- III.8) Approximation du circuit intermédiaire par une fonction de transfert du 1^{er} ordre.
- III.9) Circuit de réglage de la vitesse.

Chapitre IV : Commande Hybride

- IV.1) Principe
- IV.2) Etude comme système continu.
- IV.3) Réglage du courant.
- IV.4) Réglage de la vitesse.
- IV.5) Passage au régulateur discret.
- IV.6) Choix de la période d'échantillonnage.
- IV.7) Etude expérimentale.
 - IV.7.1) Algorithme de réglage.
 - IV.7.2) Essais.

Chapitre V : Réalisation de la commande numérique du moteur à courant continu.

- V.1) Description du système
- V.2) Réglage numérique du courant.
- V.3) Circuit de réglage principal.
- V.4) choix de la période d'échantillonnage.
- V.5) Etude expérimentale du circuit de réglage du courant.

V.5.1/ Algorithme de réglage.

V.5.2/ Essais.

- V.6) Etude expérimentale du réglage numérique du système :

V.6.1/ Algorithme de réglage.

V.6.2/ Essais

Conclusion.

Annexe :

Bibliographie.

Introduction générale

Ses entraînements à vitesse variable sont largement utilisés dans diverses applications industrielles ; cependant la commande associée à ces dispositifs était souvent réalisée en technique analogique.

L'évolution technologique dans le domaine des circuits intégrés et le développement de la microinformatique ont permis le remplacement progressif des dispositifs de commandes de processus industriels classiques, jusqu' alors analogiques, par des commandes numériques.

Cette évolution vers le "tout numérique" est dictée par les avantages qu'une telle approche apporte sur le plan coût, ainsi que des possibilités de multiplexage ou d'enregistrement, et il faut y ajouter la possibilité de mettre en œuvre facilement des algorithmes complexes et adaptatifs, ainsi que l'élimination des problèmes de dérives de composants qui caractérisent les équipements analogiques. En outre, les systèmes numériques se prêtent bien à l'utilisation de méthodes évoluées pour le diagnostic et le dépannage.

Le travail que nous avons mené à terme, concerne la commande numérique d'un moteur à courant continu, utilisant le traitement par la transformation en 2.
Le sujet traité fait appel à plusieurs disciplines :

- l'électronique qui concerne les composants actifs, l'architecture des circuits de puissance et de commande du pont redresseur permettent la commande du moteur à courant continu.
- l'électrotechnique pour ce qui est du fonctionnement des machines tournantes et tous les problèmes qui en découlent.
- l'automatique pour l'analyse du système et la synthèse de la commande.
- la microinformatique relative à l'étude et la réalisation de la commande numérique.

Le premier chapitre de ce mémoire traite des microprocesseurs et leur applications dans la commande des systèmes, et la description du microprocesseur utilisé avec ses interfaces.

Dans un deuxième chapitre nous abordons les équations de fonctionnement du système (pont redresseur + moteur), ainsi que l'identification des paramètres physiques dans le modèle mathématiques.

Le troisième chapitre traite du réglage digitale du moteur à courant continu et le principe retenu.

Le quatrième chapitre aborde l'étude et la réalisation d'une commande numérique de vitesse avec régulation analogique du courant en cascade.

Enfin le dernier chapitre est consacré à la réalisation de la commande numérique de vitesse et du courant par micro-calculateur du moteur à courant continu.

CHAPITRE 1

Les Microprocesseurs dans La Commande

I.1) Introduction :

Alors que les microprocesseurs ont largement conquis de nombreux domaines d'applications, il semble que leur introduction dans la commande de machines électriques soit accueillie avec prudence. Les raisons semblent en être liées aux caractéristiques spécifiques des processus électromécaniques, mais aussi au fait que les dispositifs de commande classique (régulateurs analogiques) donnent dans de nombreux cas des performances acceptables. Cependant, ces dispositifs bien que soient améliorés à grand renfort de circuiterie électronique, n'ont pas toujours permis d'atteindre pleinement les performances ou les buts recherchés. Il semble que les solutions que peuvent apporter les techniques numériques — et surtout les microprocesseurs — par leur prix de revient toujours décroissant, soient à plus d'un titre intéressantes.

I.2) Architecture du microprocesseur utilisé :

C'est le 8085A d'Intel, doté de 40 broches qui traite les données de 8 bits en parallèle, il incorpore l'unité de contrôle et de traitement (ou CPU), le générateur d'horloge et le système contrôleur. Ainsi dans un seul boîtier nous trouvons l'équivalent de trois boîtiers de l'ancienne génération à savoir : le CPU (Control processor Unit) 8080, le générateur d'horloge et le système de contrôle 8228.

La fig (1.1) nous montre l'organisation du 8085A. Nous y trouvons :

- l'ensemble décodeur - séquenceur qui incorpore le générateur d'horloge et le système contrôleur.
- l'ensemble UAL et ses registres associés : accumulateur, registre temporaire et registre des indicateurs (flags).
- l'ensemble des registres de Travail, compteur programme et pointeur de Pile.
- l'ensemble contrôle des interruptions.
- l'ensemble contrôle des entrées / sorties "series".

I.3) Structure et fonctionnement du microcalculateur :

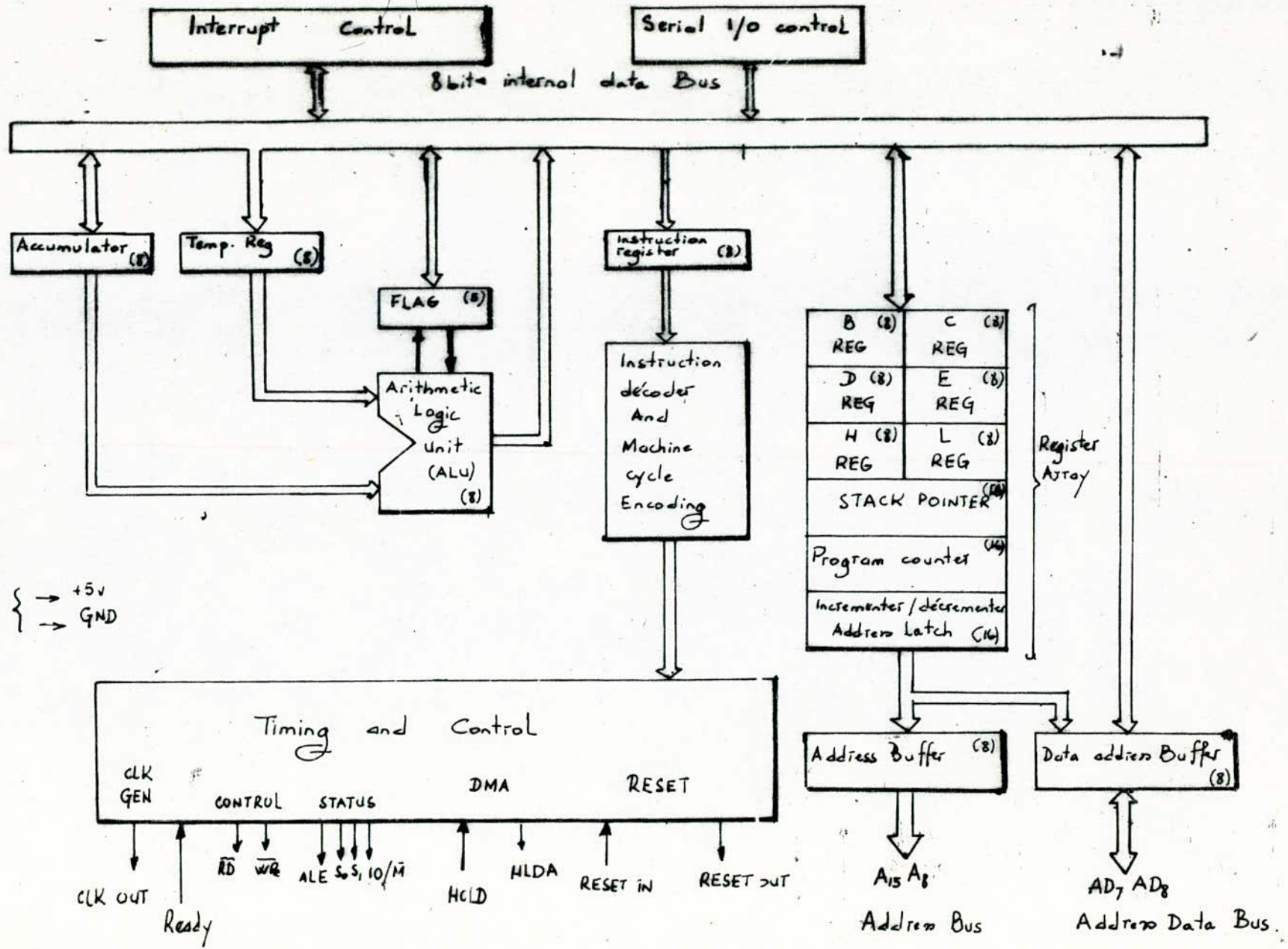
I.3.1) Introduction :

Pour bien appréhender les avantages et les inconvénients de la commande numérique, il est indispensable de connaître les principes de fonctionnement et la structure d'un microcalculateur susceptible d'être utilisé pour une commande de convertisseur électromécanique et de savoir comment il peut être utilisé en temps réel, c'est-à-dire inséré dans, au moins une boucle d'un système dont l'évolution dépend à chaque instant des résultats qu'il a élaboré /10/.

I.3.2) Organisation Générale :

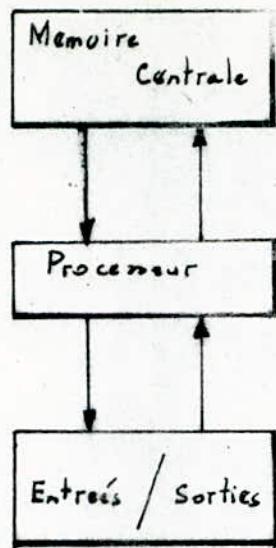
Le calculateur le plus simple est organisé comme indiqué sur

La fig (1.2) :



Power Supply { → +5V
 → GND

9



fig(1.2)

Il comprend une mémoire principale ou mémoire de contrôle qui stocke les données et les programmes. Un processeur qui traite les données, et enfin différents dispositifs d'entrées - sorties qui permettent d'étendre la capacité de mémoire de l'ordinateur et qui servent aux échanges d'informations avec l'extérieur. /3/.

1.3.3) Structure et fonctionnement:

La structure schématique d'un microcalculateur est représentée sur la fig (1.3).

Le cœur du micro-calculateur est constitué par le processeur, qui exécute les différents traitements soumis au calculateur et coordonne le fonctionnement de l'ensemble. Le processeur communique avec les autres unités du microcalculateur directement par le canal d'un ou plusieurs bus, il travaille de façon privilégiée

avec la mémoire centrale qui stocke à la fois les données ou opérandes sur lesquels porte le traitement et le programme. /3/ La circulation continue de l'information numérique entre les différentes unités du calculateur est cadencé par une horloge interne de 3,072 MHz pour le 8085A.

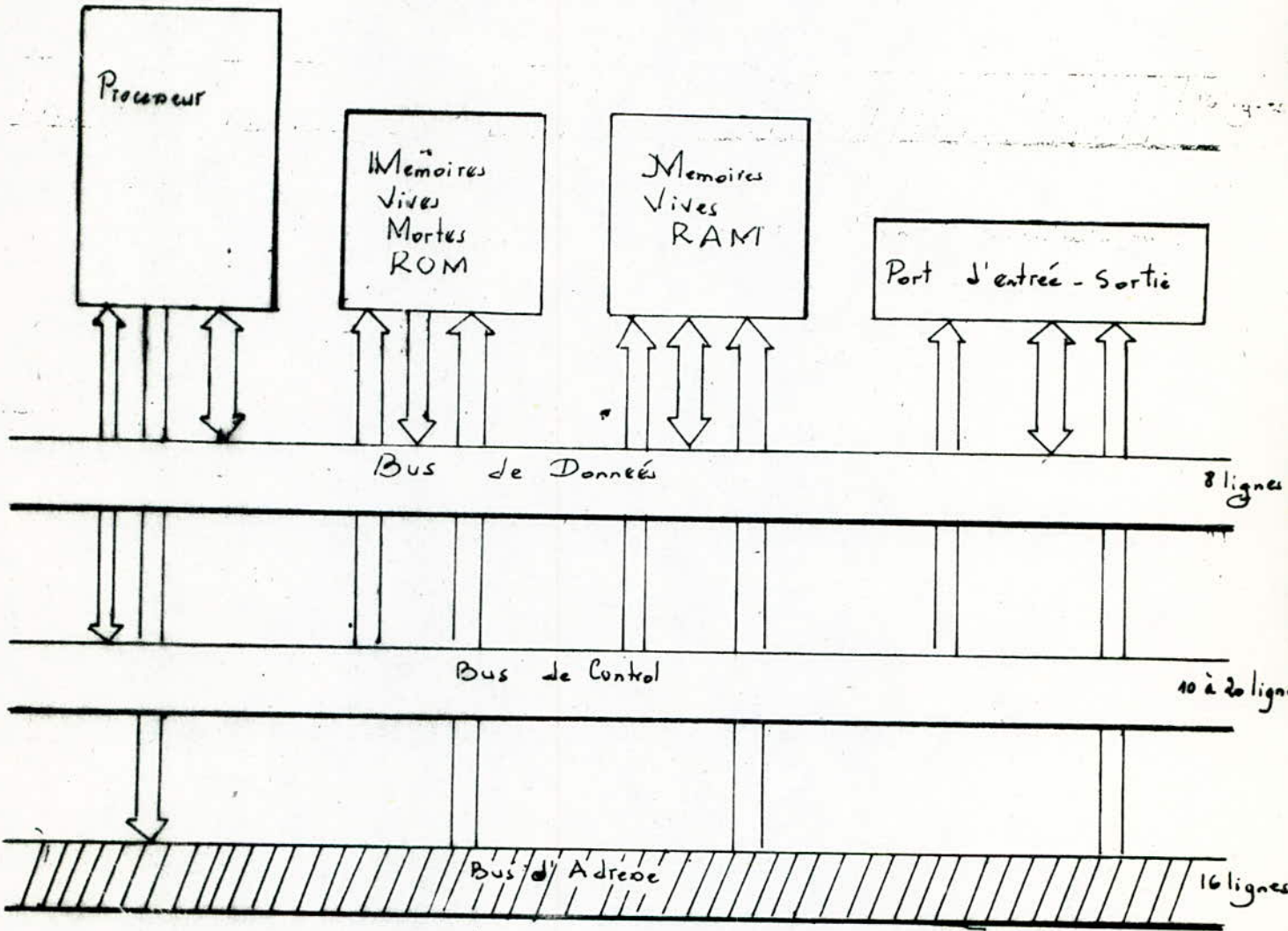


fig (I.3) : Structure schématique d'un Microcalculateur.

L'information est en général, traitée, stockée en mémoire ou transférée sur les bus sous forme de mots qui regroupent un certain nombre de bits en parallèle. La longueur des mots dépend du type de calculateur et de la fonction attribuée au mot. D'une manière générale, la longueur des mots est d'autant plus grande que l'ordinateur est plus puissant, et la tendance actuelle est d'avoir des longueurs de mots multiples de 8 bits. [3].

1.4) Problème de la représentation numérique :

Le système considéré étant essentiellement analogique, tous les paramètres que l'on désire étudier varient de manière continue.

D'autre part, pour des raisons techniques, les différents circuits du calculateur traitent l'information sous la forme d'éléments binaires, les bits, qui ne peuvent prendre que l'une des deux valeurs possibles 0 ou 1. Il y a donc nécessité de conversion de la grandeur physique en un nombre pour pouvoir la traiter ensuite.

Cette conversion physique nécessite un échantillonnage de la grandeur analogique à un instant t , avec éventuellement mémorisation. L'amplitude de l'échantillon est ensuite converti en un nombre; il est évident qu'elle peut prendre à priori une infinité de valeurs (Variation continue) alors que le nombre ne prend que des valeurs discrètes. On est donc obligé de remplacer l'amplitude exacte de l'échantillon par un nombre entier d'amplitudes élémentaires tel que l'amplitude ainsi obtenue soit la plus proche possible de l'amplitude réelle: c'est le problème de quantification. [10].

Ce nombre est ensuite exprimé au moyen d'un code, c'est l'opération de Codage. Dans notre étude, nous avons utilisé le code binaire naturel et le code complément à deux qui se prêtent bien aux opérations arithmétiques.

Il faut aussi remarquer que la quantification peut être aussi à l'origine de problèmes de stabilité et d'Oscillations dues au fonctionnement en "tout ou rien" du système au voisinage de la position d'équilibre. Au niveau du calcul on a essayé de rendre l'effet de la quantification aussi faible que possible en travaillant en double précision.

1.5) Interfaçage des microprocesseurs :

Les microcalculateurs conçus pour l'informatique industrielle comportent des interfaces de processus qui leur permettent d'être connectés directement aux capteurs et aux actionneurs. Ces derniers scrutent en temps réel l'état du processus à commander, et agissent sur le processus en fonction de la politique de commande définie par le programme. [4].

1.5.1) Interfaçage : [9].

Le rôle de l'interface est d'établir une compatibilité entre les entrées / sorties du processeur et celles du périphérique, en particulier il doit assurer :

- l'adaptation aux normes standards industriels de câblage.
- Sécurité et protection : isolation galvanique, protection contre...

les surtensions et les surintensités.

- Adaptation du type de transmission : le processeur reçoit et délivre des données en série, une après l'autre.
- Adaptation de la vitesse de transmission : la vitesse des signaux du périphérique et du processeur sont généralement différentes, le processeur étant plus rapide, d'où la nécessité de faire transiter les informations par un registre du type "latch" (verouillage) qui sera traité comme une case mémoire mais logé dans l'interface.
- Adaptation du niveau de tension : le processeur peut délivrer des signaux de tension différents de ceux qu'exige le périphérique alors il faut prévoir un interface physique différent du circuit d'interface du microprocesseur.

L'interface ne fonctionne que lorsqu'il reçoit un signal de commande du processeur. Pour adresser un périphérique il faudra :

- Sélectionner le boîtier d'interface.
- Sélectionner l'un des 2 ou 3 registres tampons disponibles.

Le schéma de l'ensemble microcalculateur, interface et périphérique utilisé est représenté sur la figure (1.4)

I.5.2) Conversion Analogique / numérique, numérique / analogique : /21/.

Le rôle du convertisseur est de donner à un signal analogique (physique) une valeur numérique équivalente et l'inverse.

Bus de données Bus d'adresse Bus de commande

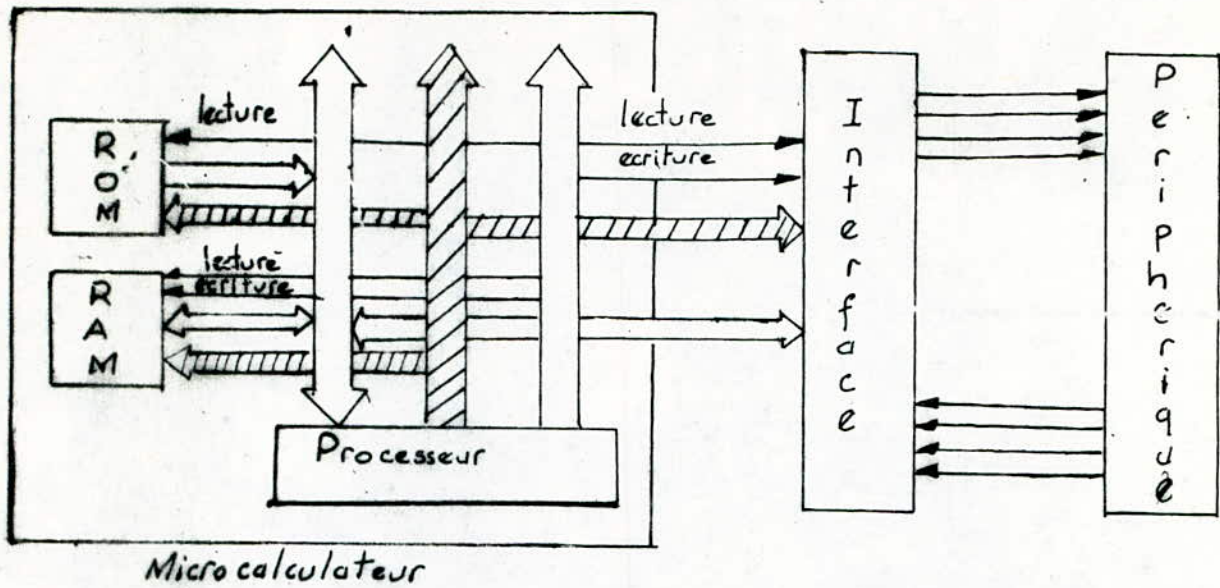


Figure (I.4)

Pour la conversion analogique numérique, nous avons utilisé un convertisseur A/N 8-bits bipolaire à approximations successives.

Caractéristiques du CA/N:

Tension d'alimentation: $\pm 12V$.

Courant admissible: 5 mA.

Resistance: 100 K Ω .

Temps de Conversion: 15 μs .

Résolution: 39 mV.

Gamme de Température: 0°C à +70°C

Le convertisseur communique avec le microprocesseur à travers deux parties l'une qui sert à la conversion, l'autre sert de commande de port, c'est le registre B du microprocesseur qui joue le rôle de port de commande pour le module, ce dernier est muni d'un registre tampon (Buffer).

Relation entre le signal analogique et sa représentation numérique équivalente.

Nombre			Signal Analogique	
Decimale	hexadécimal	Binaire	Mode Unipolaire	Mode bipolaire
0	0	0	0 v	-10 v
128	80	10000000	5 v	0 v
255	FF	1111 1111	9,96 v	9,96 v

Pour la conversion numérique analogique, nous avons utilisé un CN/A en échelle comportant un réseau R-2R.

Caractéristiques :

Tension d'alimentation : $\pm 12\text{v}$

Courant admissible : 5mA

Resistance : $100\text{k}\Omega$

Temps de Conversion : $5\mu\text{s}$

Gamme de Température : 0°C à $+70^\circ\text{C}$.

Résolution : 40mv

CHAPITRE '2

Modélisation et Identification du Système

I.1) Introduction:

Deux approches sont en général utilisées pour la modélisation d'un processus : la première consiste à considérer ce dernier comme une boîte noire, et se donner une structure du modèle sous forme d'une fonction de transfert, d'une équation discrète, etc... La seconde approche consiste à écrire, à partir d'une analyse physique du système électromécanique dans notre cas, les équations mathématiques régissant le fonctionnement du système, c'est cette dernière que nous retenons. /12/.

II.2) Modélisation du Processus:

I.2.1) Equations de fonctionnement:

Les principales équations décrivant le fonctionnement du moteur à courant continu commandé par un pont redresseur sont :

* Equation électrique:

Le moteur à courant continu peut être représenté par le schéma équivalent de la figure (II.1) :

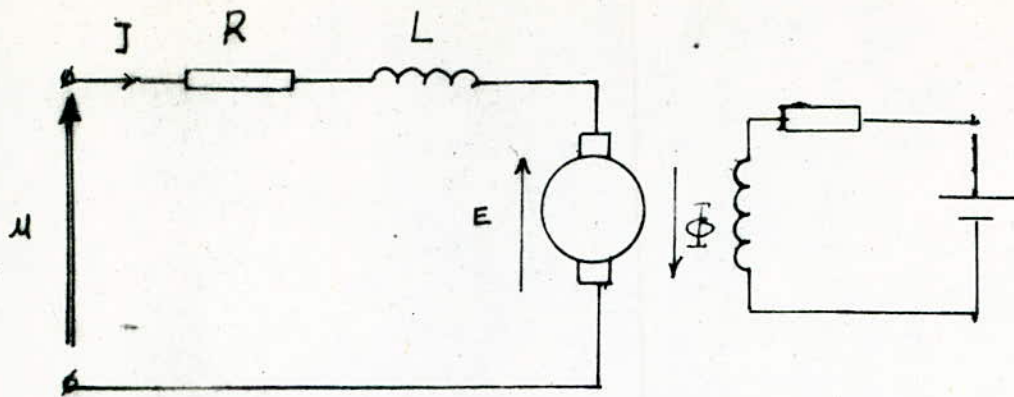


Figure (II.1)

le courant d'induit I est défini en fonction de la tension d'alimentation u par :

$$u = E + RI + L \frac{dI}{dt} \quad (\text{II.1})$$

* Equation mécanique :

le théorème des moments cinétiques sur l'arbre moteur donne une relation supplémentaire qui relie le couple moteur C_m à l'inertie totale J rapporté à l'arbre moteur et au couple résistant C_r également rapporté à l'arbre moteur. En ajoutant un frottement visqueux proportionnel à la vitesse angulaire N , on obtient :

$$J \frac{dN}{dt} = C_m - C_r - k_f N. \quad (\text{II.2})$$

* Equations de Conversion :

Le moteur à courant continu est caractérisé par le fait que le couple moteur C_m est proportionnel au flux Φ et au courant d'induit, avec :

$$C_m = K_m \Phi I \quad (\text{II.3})$$

D'autre part la force contre-électromotrice E est proportionnelle au flux Φ et la vitesse de rotation angulaire N , ce qui donne la relation :

$$E = K_c \Phi N \quad (\text{II.4})$$

La puissance P disponible sur l'arbre du moteur est donnée par :

$$P = EI = K_c \Phi N I \quad (\text{II.5})$$

cette puissance peut aussi s'exprimer en fonction du couple moteur C_m :

$$P = C_m N = K_m \Phi N I \quad (\text{II.6})$$

et en tenant compte de (II.5) il vient :

$$K_c = K_m.$$

R, L, J, K_m sont des paramètres constants et μ, E, I, C_m et N des variables, ces variables n'interviennent que par elles-mêmes et par leurs dérivées par rapport au temps. Elles sont liées entre elles par des relations somme et multiplication par une constante. Ces relations sont donc linéaires.

En conclusion, dans la mesure où l'on peut supposer que R, L, J, K_m sont des paramètres de la machine qui restent constants dans tous les régimes de fonctionnement, le moteur à courant continu alimenté à flux constant est un système linéaire. Il pourra donc être observé en vitesse et en courant par des régulateurs linéaires et en s'appuyant sur des théories d'observements linéaires.

I.2.2) Equations du moteur en régime statique :

En régime statique, les équations deviennent :

$$U - E = R I$$

$$C_m - C_r = 0$$

$$C_m = K_m I$$

$$E = K_m N$$

Si on élimine I , E et C_m entre ces équations, nous obtenons :

$$N = \frac{U}{K_m} - R \frac{C_r}{K_m^2}$$

Nous remarquons que la vitesse est fonction :

- de la tension d'alimentation de l'induit.
- du couple résistant.

Le couple résistant étant fonction de la charge, nous voyons que le seul moyen de faire varier la vitesse du moteur est d'agir sur la tension U d'induit.

Nous avons supposé ici que le courant inducteur restait constant.

Si nous remplaçons K_m par $M I_e$, nous obtenons :

$$N = \frac{U}{M I_e} - \frac{R C_r}{M^2 I_e^2}$$

où M est la mutuelle et I_e courant d'excitation.

On constate alors qu'il existe un autre moyen de faire varier la vitesse : agir sur le courant inducteur. Ce moyen présente essentiellement deux inconvénients :

1^{er} L'inducteur est un enroulement très selfique ainsi les variations du courant inducteur sont lentes donc leur réactions sur la vitesse seront également lentes.

2^{er} Le courant induit ne peut dépasser sa valeur nominale que pendant des instants très brefs, afin d'éviter des échauffements destructifs des enroulements du moteur. Or pour un couple donné, imposé par la charge, une diminution de I_c implique une augmentation de I . Comme I est une grandeur qui ne doit pas dépasser une valeur maximum, la plage de régulation possible par variation du courant inducteur sera limitée.

Nous avons vu ainsi les différentes raisons pour lesquelles l'asservissement de vitesse d'un moteur à courant continu se fait par variation de la tension d'induit.

I.2.3) Equations du moteur en régime variable: /1/.

Il est avantageux de travailler avec les grandeurs relatives. Ceci facilite l'analyse des circuits de réglage, en particulier:

- les signaux possèdent la dimension 1.
- les fonctions de transfert et les facteurs de transfert possèdent la dimension 1.

• l'analyse des circuits de réglage est possible, sans que tous les éléments soient dimensionnés.

• les constantes d'un système à régler, en particulier celles des machines électriques, varient dans des domaines relativement restreints.

En considérant les grandeurs relatives aux valeurs nominales, les équations (I.1), (I.2), (I.3) et (I.4) deviennent :

- Equation électrique :

$$u = R_t \cdot i + T_e R_t \frac{di}{dt} + e \quad (\text{I.7})$$

avec : $R_t = R \cdot \frac{I_{nom}}{U_{nom}}$ et $T_e = \frac{L}{R}$

- Equation mécanique :

$$c_m - c_r = j \cdot \frac{dn}{dt} + k_f \cdot n \quad (\text{I.8})$$

avec : $j = J \frac{N_{nom}}{C_{nom}}$ et $k_f = K_f \frac{N_{nom}}{C_{nom}}$

- Equation de conversion :

$e = \varphi \cdot n$ le flux étant constant $\varphi = 1$ donc $e = n$ (I.9)

$c_m = i$ (I.10)

Ces valeurs relatives sont :

i : courant réduit $i = \frac{I}{I_{nom}}$

u : tension réduite $u = \frac{U}{U_{nom}}$

c_m : couple réduit $c_m = \frac{C_m}{C_{nom}}$

les grandeurs nominales du moteur à courant continu utilisé sont :

Vitesse nominale : $N_{nom} = 1500 \text{ tr/mn}$

Tension nominale : $U_{nom} = 94 \text{ volts}$

Courant nominale : $I_{nom} = 4,5 \text{ A}$

Couple nominal : $C_{nom} = 3 \text{ N.m}$

Comme les équations du moteur à courant continu, alimenté à flux constant sont linéaires, nous pouvons séparer les variations des variables de leur valeur en régime établi et écrire ces équations dans le formalisme de Laplace.

Par abus d'écriture, nous appellerons :

$u(p)$ la transformée de Laplace de la variation de la tension d'induit réduite.

$i(p)$ la transformée de Laplace de la variation du courant d'induit réduit.

Les équations précédentes s'écrivent alors :

$$u(p) = e(p) + R_t i(p) + T_t R_t p i(p) \quad (\text{I.11})$$

$$e_m(p) - G(p) = j p n(p) + k_f n(p) \quad (\text{I.12})$$

$$e(p) = n(p) \quad (\text{I.13})$$

$$e_m(p) = i(p) \quad (\text{I.14})$$

En combinant les équations (I.11) et (I.13) il vient :

$$i(p) = \frac{u(p) - n(p)}{R_t (1 + T_t p)} \quad (\text{I.15})$$

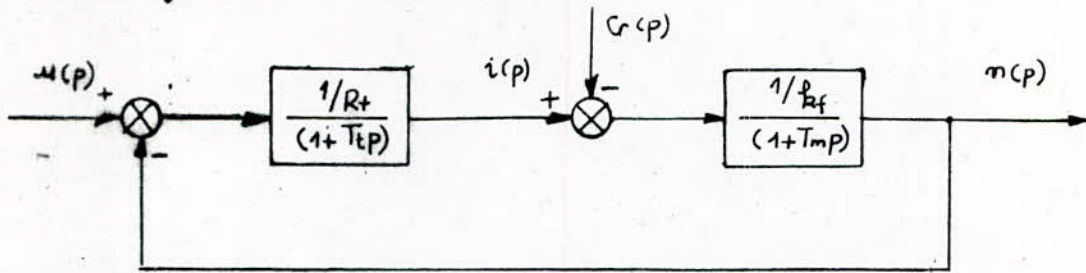
Les équations (I.12) et (I.14) donnent :

$$n(p) = \frac{i(p) - G(p)}{k_f + j p} = \frac{i(p) - G(p)}{k_f (1 + j/k_f p)}$$

en posant $T_m = \frac{j}{k_f}$ il vient :

$$n(p) = \frac{i(p) - G(p)}{k_f (1 + T_m p)} \quad (\text{I.16})$$

Les relations (I.13), (I.14), (I.15) et (I.16) permettent d'établir le schéma fonctionnel du moteur :



I.3) Modélisation de l'organe de commande : /1/.

L'organe de commande a un rôle d'interface entre les régulateurs et le système à régler. Comme organe de sortie, il a essentiellement la tâche d'amplification ~~en puissance~~, de sorte que les signaux de sortie des régulateurs à faible puissance, correspondant à la tension de commande à l'entrée de l'organe de réglage, puissent intervenir sur le système à régler. Dans notre cas l'organe de commande est un pont de Graëtz parallèle double deux à thyristor.

Nous pouvons tenir compte du comportement de l'organe de réglage avec le dispositif de commande des gâchettes des thyristors et en négligeant les régimes discontinus par une fonction de transfert du 1^{er} ordre de la forme :

$$G_{em}(p) = \frac{K_{em}}{1 + p T_{em}}$$

où K_{em} coefficient d'amplification en puissance déterminé ^{en régime statique} ~~à partir de la réponse~~ _{transitoire} du pont : $K_{em} = 19,8$.

T_{em} constante de temps du pont : $T_{em} = 5ms$.

II.4) Identification des paramètres du modèle mathématique :

Des essais mécaniques et électriques ont été réalisés sur le groupe afin de déterminer les différents paramètres figurant dans la modélisation du processus.

- Détermination de la résistance d'induit : R

La résistance R est déterminée par des mesures en continu, on trouve : $R = 2,25 \Omega$

- Détermination de l'inductance de l'induit : L

L'inductance L est déterminée par des mesures en alternatif la machine étant excitée, on trouve :

$$L = 0,03 \text{ H}$$

- Détermination des constantes K_m et K_c :

Les constantes K_m et K_c sont déterminées expérimentalement en traçant les fonctions $C_m(I)$ et $E(\Omega)$, on trouve :

$$K_m = K_c = 0,55 \text{ v/rd.s}^{-1}$$

- Détermination du coefficient de frottement K_f :

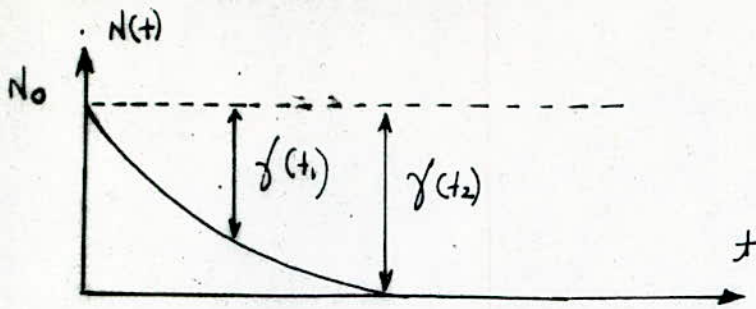
Un essai de séparation des pertes permet de déterminer les pertes par frottement. Au voisinage de 1500 tr/mn nous obtenons :

$$K_f = 0,017 \text{ m.N/rd.s}$$

- Détermination du moment d'inertie J :

La constante de temps mécanique $\left(T_m = \frac{J}{K_f} \right)$ peut être déterminée

par un essai de ralentissement :



Au ralentissement la vitesse prend l'expression suivante :

$$N(t) = N_0 e^{-t/T_m} - \frac{C_r}{K_f} (1 - e^{-t/T_m}) ;$$

On définit la fonction $\gamma(t) = N_0 (1 - e^{-t/T_m})$, d'où pour deux instants t_1 et t_2 tel que $t_2 = 2t_1$ on a :

$$\frac{\gamma(t_1)}{\gamma(t_2)} = \frac{1}{1 - e^{-t_1/T_m}}$$

Connaissant expérimentalement le rapport $\frac{\gamma(t_1)}{\gamma(t_2)}$ et l'instant t_1 , on déduit la constante de temps T_m , le coefficient K_f étant connu, on détermine alors la constante J :

$$\underline{J = 0,04 \text{ kg.m}^2}$$

CHAPITRE 3

Reglage Numérique du moteur à courant continu.

III.1) Introduction :

- La régulation des systèmes a pour but d'assigner une consigne à un système physique et de contrôler son évolution de manière à ce que cette consigne soit respectée, et à améliorer ses performances (rapidité, dépassement, précision statique...). Ce contrôle se fait de manière répétée pendant tout le temps où le système fonctionne d'où la notion d'asservissement et de régulation de système.

III.2) Principe :

La commande de vitesse d'un moteur à courant continu impose la considération du courant d'induit car lors de grandes variations ou lors de surcharges le courant d'induit augmente énormément par rapport à sa valeur nominale et risque d'endommager les enroulements du moteur. Pour éviter cela, on doit limiter et réguler le courant. De ce fait, on traite au moyen d'un régulateur séparé le courant, et pour la grandeur principale "vitesse" on utilise un autre régulateur, deux régulateurs se trouvent ainsi mis en cascade.

3) La Transformée en z : |6|.

La transformée en z joue vis-à-vis des systèmes linéaires à temps discret le même rôle que la transformée de Laplace vis-à-vis des systèmes

continus.

La transformée en z d'une fonction $f(t)$ est définie par la relation :

$$F(z) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT) z^{-k},$$

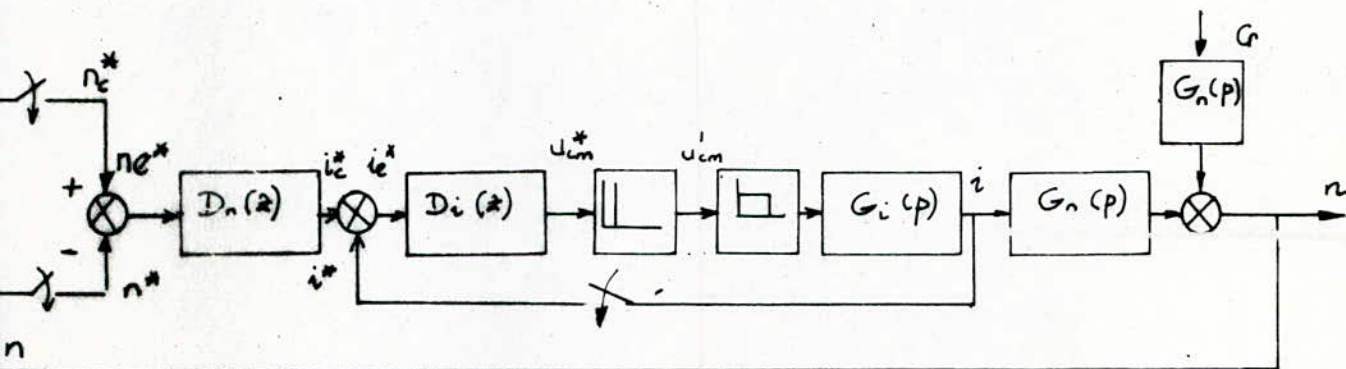
où T est la période d'échantillonnage

et $z = e^{pT}$, p l'opérateur de Laplace.

La transformée en z complète d'une fonction $f(t)$ est définie par :

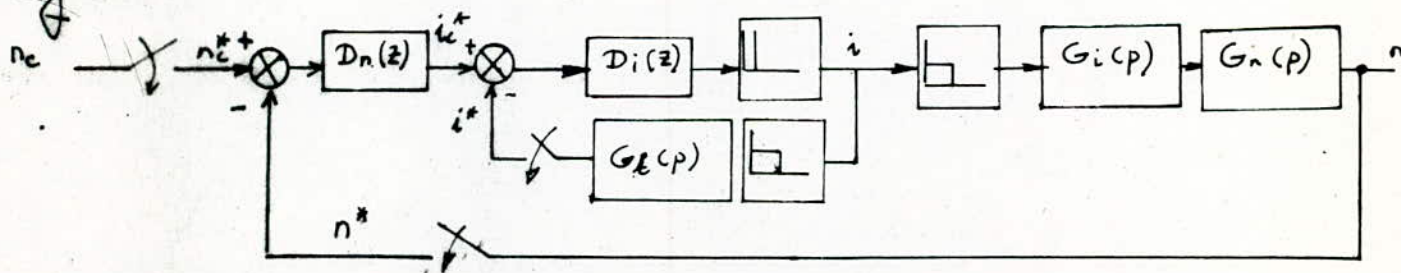
$$F(z, \epsilon) = \sum_{k=0}^{\infty} f[(k+\epsilon)T] z^{-k}, \quad 0 < \epsilon < 1$$

III.4) Schéma de Principe : /6/.



Ce schéma est transformé en un schéma plus réduit, dans lequel on met en évidence le caractère échantillonné des différents

signaux.

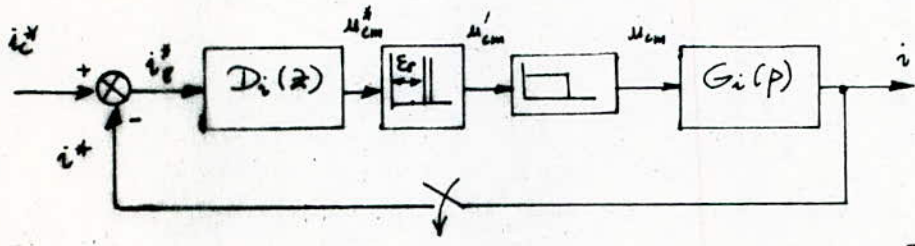


5) Circuit de réglage du courant : |6|

La boucle de courant étant beaucoup plus rapide que celle de la vitesse, la variation de la vitesse n'est donc pas importante lorsque le courant varie ; On ne tient donc pas compte de la perturbation.

Le temps de calcul du processeur est pris en considération par un échantillonneur à pulsations, dont l'apparition de l'impulsion est retardée de E_r aux instants d'échantillonnage.

Le schéma bloc du courant se présente alors comme suit :



où $G_i(p) = \frac{K_{cm}}{1+pT_{cm}} \cdot \frac{1/r_t}{1+T_t p} \cdot \frac{1-e^{-pT}}{p}$

$\frac{1-e^{-pT}}{p}$, étant la fonction de transfert de l'élément de maintien.

En passant aux transformées en z ; on obtient :

$$G_i(z, \epsilon) = B \cdot \left[\frac{z}{z-1} + \frac{T_t \cdot z \cdot e^{-\epsilon T/T_t}}{(T_{cm}-T_t)(z-e^{-T/T_t})} + \frac{T_{cm} z \cdot e^{-\epsilon T/T_{cm}}}{(T_t-T_{cm}) \cdot (z-e^{-T/T_{cm}})} \right] \cdot \left(\frac{z-1}{z} \right)$$

où : $z = e^{-T/T_t}$; $z_{cm} = e^{-T/T_{cm}}$; $B = K_{cm}/r_t$; $D = B/(T_{cm}-T_t)$.

$G_i(z, \epsilon)$ peut être sous la forme :

$$G_i(z, \epsilon) = \frac{D_2(\epsilon) z^2 + D_1(\epsilon) z + D_0(\epsilon)}{(z - z_t)(z - z_{cm})}$$

La rapidité de la boucle courant caractérisée par la constante de temps électrique $T_t = 13,33 \text{ ms}$, impose la considération du temps de traitement, il vient :

$$G_i(z, \epsilon) = \begin{cases} \frac{G_i(z, 1 + \epsilon - \epsilon_r)}{z} & 0 \leq \epsilon \leq \epsilon_r \\ G_i(z, \epsilon - \epsilon_r) & \epsilon_r \leq \epsilon \leq 1 + \epsilon_r \end{cases}$$

$$D_2(1 + \epsilon - \epsilon_r) = \frac{K_{em}/r_t}{(T_t - T_{cm})} \left[(T_t - T_{cm}) + T_{cm} z_{cm}^{1 + \epsilon - \epsilon_r} - T_t z_t^{1 - \epsilon + \epsilon_r} \right]$$

$$D_1(1 + \epsilon - \epsilon_r) = \frac{K_{em}/r_t}{(T_t - T_{cm})} \left[(T_{cm} - T_t)(z_t + z_{cm}) - T_{cm} z_{cm}^{1 + \epsilon - \epsilon_r} (1 + z_t) + T_t z_t^{1 + \epsilon - \epsilon_r} \cdot (1 + z_{cm}) \right]$$

$$D_0(1 + \epsilon - \epsilon_r) = \frac{K_{em}/r_t}{(T_t - T_{cm})} \left[(T_t - T_{cm}) z_t z_{cm} + T_{cm} z_{cm}^{1 + \epsilon - \epsilon_r} z_e - T_t z_t^{\epsilon + 1 - \epsilon_r} z_{cm} \right]$$

III.6) choix de la période d'échantillonnage : /6/.

Le choix de la période d'échantillonnage est très important surtout lorsqu'il s'agit de la commande d'un système rapide, un mauvais choix pourrait conduire à une instabilité du circuit :

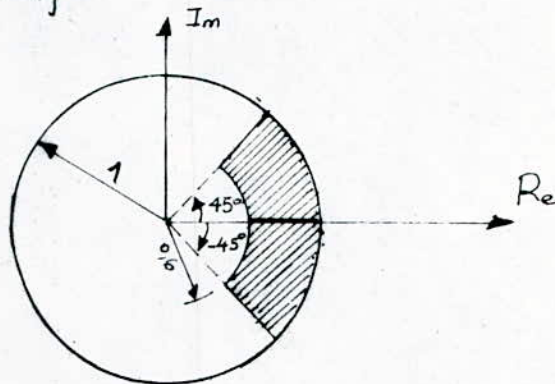
La détermination de la période d'échantillonnage dépend :

1/ des pôles du système :

$$T < \frac{1}{2\pi\sigma}$$

— dans notre cas, on a 2 pôles : $p_1 = -1/T_z$ et $p_2 = -1/T_m$.

La période d'échantillonnage T doit être choisie de sorte que tous les pôles dominants z_i échantillonnés du système soient à l'intérieur de la surface hachurée :



2/ du temps de traitement, lorsque celui-ci n'est pas négligeable devant la période d'échantillonnage, il risque d'introduire une instabilité du circuit de réglage s'il n'est pas pris en considération lors du dimensionnement des régulateurs.

Le retard introduit par le temps de calcul est :

$$E_r = \frac{T_c}{T} \quad 0 \leq E_r \leq 1$$

où T_c est le temps de traitement.

Nous avons pris $T = 6 \text{ ms}$.

III.7) Choix et dimensionnement du régulateur du courant :

La fonction de transfert échantillonnée du circuit du courant s'écrit :

$$G_i(z, \epsilon) = \frac{Q_i(z, \epsilon)}{P_i(z)}$$

en tenant compte du temps de calcul :

$$G_i(z, \epsilon) = \begin{cases} \frac{Q_i(z, 1 + \epsilon - \epsilon_r)}{z P_i(z)} & 0 \leq \epsilon \leq \epsilon_r \\ \frac{Q_i(z, \epsilon - \epsilon_r)}{P_i(z)} & \epsilon_r \leq \epsilon \leq 1 + \epsilon_r \end{cases}$$

le choix du régulateur sera fait de sorte que :

si $D_i(z) = \frac{S(z)}{R(z)}$ alors : $S(z) = K_c (z - z_+)$

où $D_i(z)$ fonction de transfert du régulateur de courant.

K_c coefficient de proportionnalité qui devra être déterminé afin que le circuit de réglage soit stable et bien amorti.

Pour que l'écart de réglage soit nul, il est indispensable que le régulateur possède un pôle $z=1$, D'où la fonction de transfert du régulateur choisi :

$$D_c(z) = K_c \frac{z - z_+}{z - 1}$$

L'application du critère de la marge de phase nous permet de déterminer les différentes valeurs de K_c correspondantes aux différents retards ϵ_r .

La figure (III.1) représente les réponses harmoniques et les valeurs de K_c obtenues.

K_c est donné par la relation :

$$K_c = \frac{1}{G_{oi}(j\Omega_{120})} \quad \text{avec} \quad \angle G_{oi}(j\Omega_{120}) = -120^\circ$$

$T=6 \text{ ms}$

$T/Tt= .4501125$

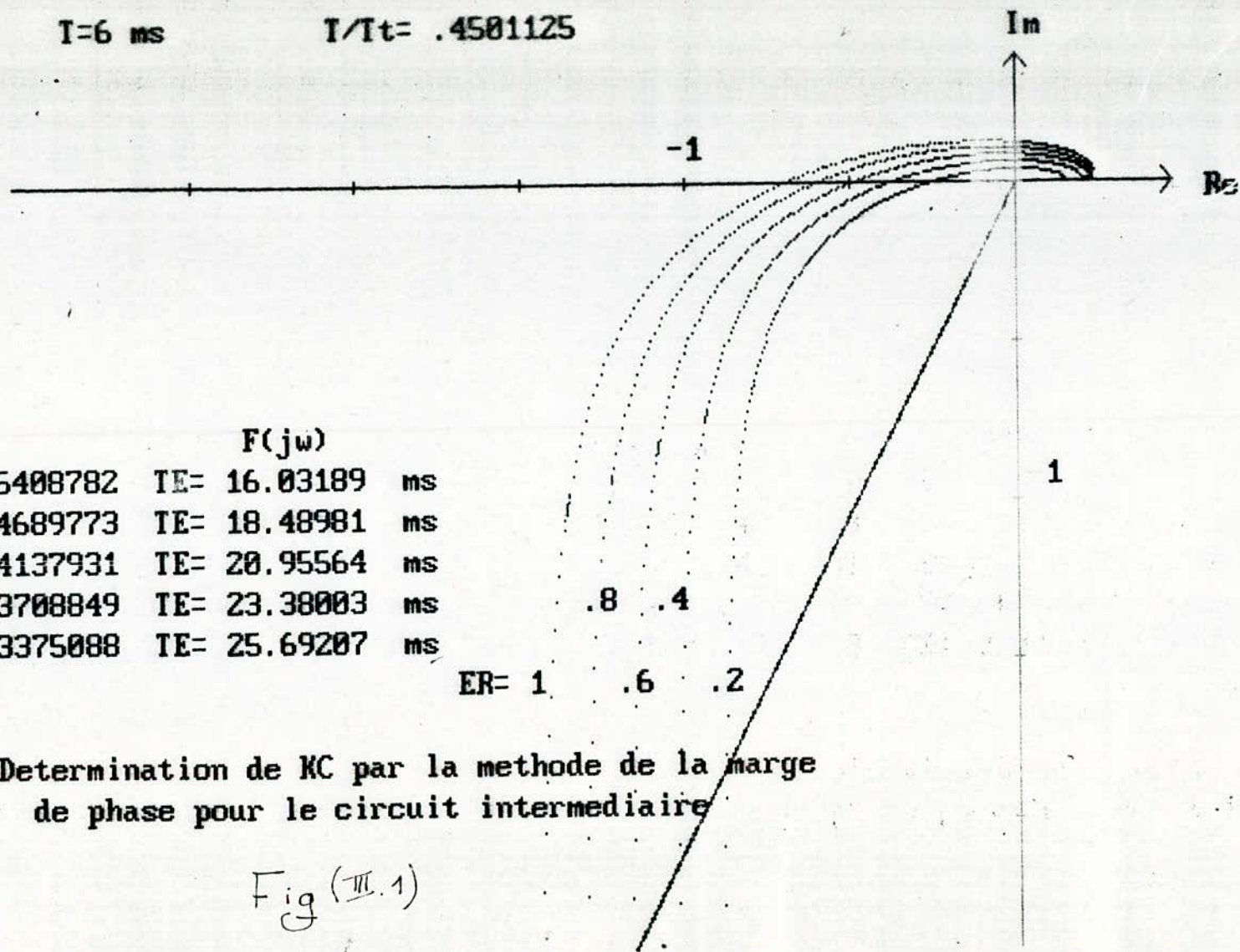


Fig1: Determination de KC par la methode de la marge de phase pour le circuit intermediaire

Fig (III.1)

Ces relations correspondent à une marge de phase de 60° .

$G_{oi}(z)$ est la fonction de transfert échantillonnée du circuit du courant en boucle ouverte.

$D_c(z)$ peut aussi s'écrire sous la forme:

$$D_c(z) = K_c \frac{z - z_1}{z - 1} = \frac{b_1 z + b_0}{z - 1}$$

$$K_p = K_c z_1 \quad ; \quad K_i = K_c (1 - z_1)$$

K_p étant le coefficient proportionnel ;

K_i le coefficient intégral.

Pour $T_s = 6 \text{ ms}$ nous obtenons le tableau suivant:

ϵ_r	0,2	0,4	0,6	0,8	1
K_c	0,54	0,46	0,41	0,37	0,34
K_p	0,34	0,30	0,26	0,24	0,22
K_i	0,20	0,17	0,15	0,13	0,12

On vérifie que la marge de gain est comprise entre 0,2 et 0,5 après l'introduction de K_c ; nous obtenons $M_g = 0,28$.

Nous constatons que l'augmentation de ϵ_r entraîne la diminution des coefficients du régulateur, par conséquent l'intervention du régulateur n'est pas efficace lorsque le retard augmente.

14.8) Approximation du circuit intermédiaire par une fonction de Transfert du 1^{er} ordre :

Le système du 1^{er} ordre équivalent a pour fonction de transfert:

$$G_e(p) = \frac{1}{1 + T_e p}$$

Pour déterminer la constante de temps équivalente T_e , on impose

l'égalité des surfaces de réglage pour le circuit de réglage intermédiaire fermé et le système équivalent, comme le montre la figure (III.2) :

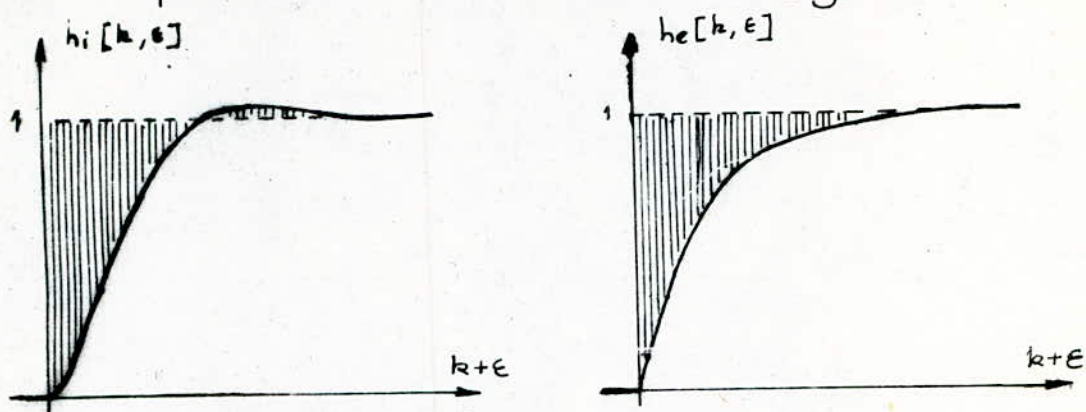


Figure (III.2)

$h_i[k, E]$, $h_e[k, E]$ étant les réponses indicielles respectivement du circuit de réglage intermédiaire fermé et du circuit équivalent.

Nous obtenons :

$$T_e = T \frac{1}{G_{if}(1,0) D_c'(1)}$$

où $D_c'(1) = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) D_c(z)$.

$G_{if}(z, E)$ la fonction de transfert échantillonnée en boucle fermée du circuit de réglage intermédiaire.

III.9) Circuit de réglage de la vitesse :

Le schéma bloc de la figure (III.3) représente le circuit de réglage de la vitesse :

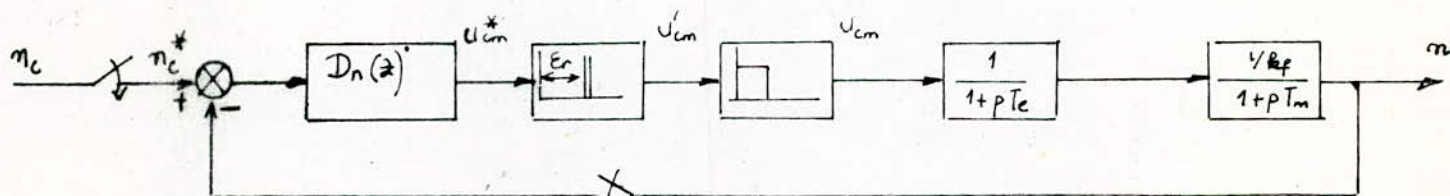


figure (III.3)

La fonction de transfert du circuit de réglage de vitesse en boucle ouverte est :

$$G_{on}(p) = \frac{1 - e^{-pT}}{p} \cdot \frac{1}{1 + T_e p} \cdot \frac{1/k_f}{1 + T_m p}$$

Par analogie avec la boucle de courant, nous obtenons la fonction de transfert échantillonnée en boucle ouverte avec l'introduction du temps de calcul :

$$G_{on}(z, \epsilon) = \begin{cases} \frac{G_{on}(z, 1 + \epsilon - \epsilon_r)}{z} & 0 \leq \epsilon \leq \epsilon_r \\ G_{on}(z, \epsilon - \epsilon_r) & \epsilon_r \leq \epsilon \leq 1 + \epsilon_r \end{cases}$$

nous pouvons écrire $G_{on}(z, \epsilon)$ sous la forme :

$$G_{on}(z, \epsilon) = \frac{D'_2 z^2 + D'_1 z + D'_0}{(z - z_e)(z - z_m)}$$

avec : $z_e = e^{-T/T_e}$; $z_m = e^{-T/T_m}$

$$D'_2 = \frac{1/k_f}{T_e - T_m} \left[T_e (1 - z_e^{1+\epsilon-\epsilon_r}) - T_m (1 - z_m) \right]$$

$$D'_1 = \frac{1/k_f}{T_e - T_m} \left[T_m (z_e + z_m) - T_e (z_e + z_m) + T_e \frac{z_e^{1+\epsilon-\epsilon_r}}{z_m} - T_m \frac{z_m^{1+\epsilon-\epsilon_r}}{z_e} + T_e z_e^{1+\epsilon-\epsilon_r} - T_m z_e^{1+\epsilon-\epsilon_r} \right]$$

$$D'_0 = \frac{1/k_f}{T_e - T_m} \left[z_e z_m T_e - T_m z_m z_e + T_m z_e \frac{z_m^{1+\epsilon-\epsilon_r}}{z_e} - T_e z_m z_e^{1+\epsilon-\epsilon_r} \right]$$

Le choix du régulateur de vitesse est fait de la même façon que celui du régulateur de courant.

Le pôle dominant dans ce cas est $z_m = e^{-T/T_m}$.

La réponse harmonique, figure (III.4), nous permet de déterminer

36

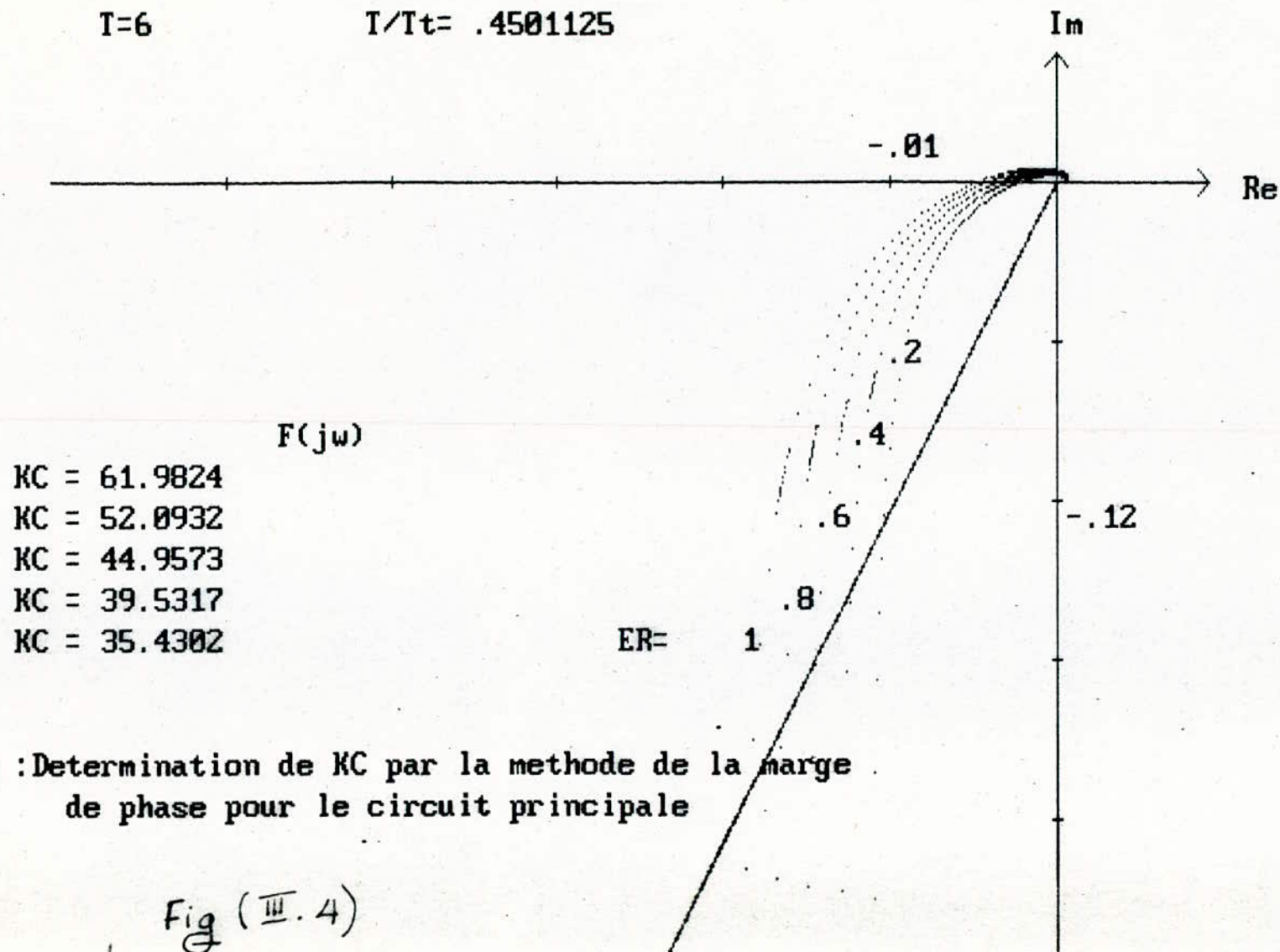


Fig : Determination de KC par la methode de la marge de phase pour le circuit principale

Fig (III.4)

le coefficient de proportionnalité K_n et par la suite, les coefficients proportionnel et intégral du régulateur PI à partir des relations :

$$K_{np} = K_n \cdot \alpha_m$$

$$K_{ni} = K_n \cdot (1 - \alpha_m)$$

Nous obtenons le tableau suivant :

ϵ_r	0,2	0,4	0,6	0,8	1
K_n	61,98	52,09	44,95	39,53	35,43
K_{np}	64,82	51,96	44,84	39,43	35,34
K_{ni}	0,16	0,13	0,12	0,10	0,09

le coefficient K_n diminue lorsque le retard ϵ_r augmente, l'intervention du régulateur devient alors moins efficace.

CHAPITRE 4

Commande Hybride

IV.1) Principe :

La commande de vitesse du moteur à courant continu est faite par variation de la tension d'induit. De ce fait nous nous sommes orientés vers une commande numérique qui prend en charge la totalité de la régulation de vitesse en supprimant le bouclage analogique qui assurait jusqu'à présent les performances dynamiques.

La figure (IV.1) illustre le principe retenu. L'étude a donc visé la réalisation totalement programmée de la régulation de vitesse :

L'algorithme programmé détermine la consigne de courant, qui dans cette version reste analogique, avec pour objectifs principaux les mêmes performances dynamiques et statiques que les régulations analogiques.

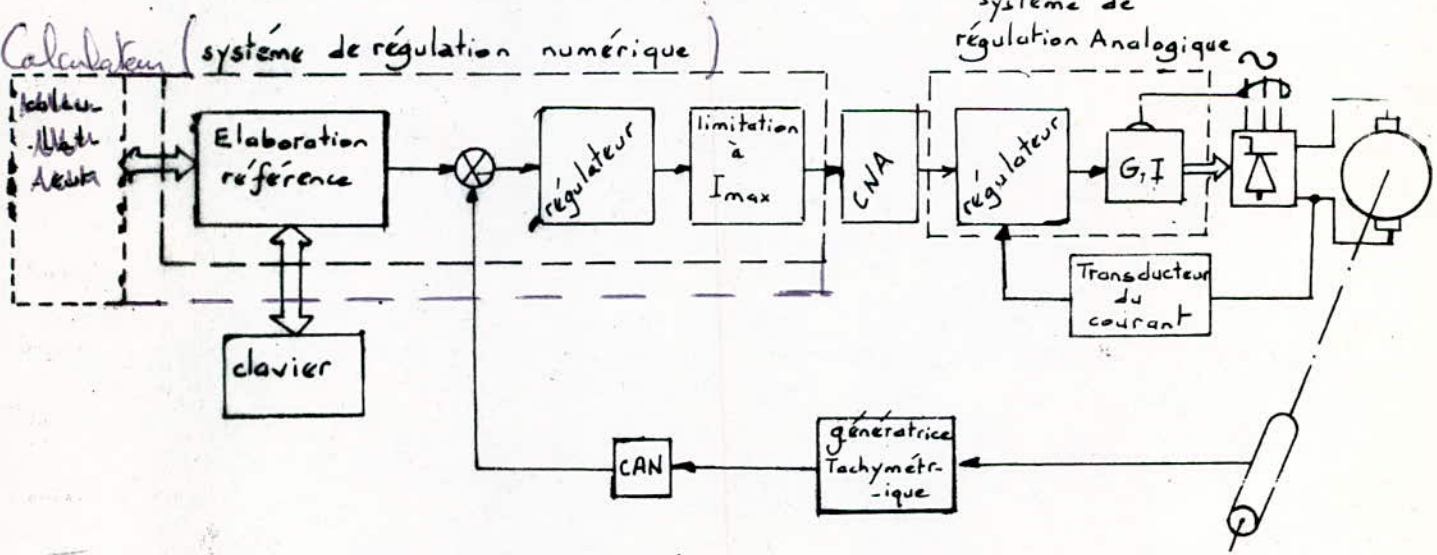


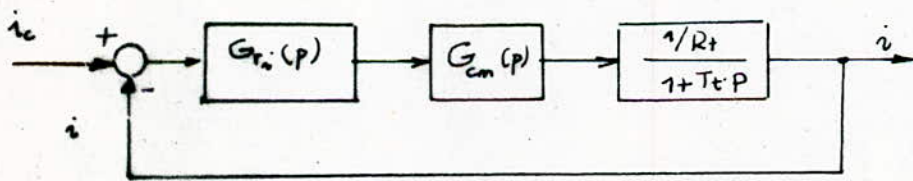
figure (IV.1)

La mesure de la vitesse est effectuée grâce à une génératrice tachymétrique montée en bout d'arbre. La mesure du courant est effectuée à partir d'un amplificateur magnétique.

2) Etude comme système continu :

Il est possible d'étudier le système considéré comme système continu, les résultats sont tout à fait valables en ce qui concerne les coefficients du régulateur discret, ceci est justifié par le fait que le rapport période d'échantillonnage, plus petite constante de temps dominante du système est inférieur à 0,5. ($T/T_c \ll 1/2$). L'avantage du traitement comme système continu est le fait que le procédé devient assez simple et ne nécessite pas l'emploi de la transformation en z . Cette étude, nous permettra de comparer les coefficients des régulateurs avec ceux obtenus par l'étude en échantillonné.

3) Reglage du courant d'induit :



où $G_{ri}(p)$ est la fonction de transfert du régulateur de courant.

$G_{cm}(p)$: fonction de transfert du pont redresseur.

La fonction de transfert du circuit de réglage du courant en boucle ouverte

s'écrit :

$$G_{oi}(p) = G_{ri}(p) \frac{K_{cm}/R_t}{(1 + T_{cm}p)(1 + T_t p)}$$

il faut donc faire appel à un régulateur PI avec la fonction de transfert :

$$G_{ri}(p) = \frac{1 + p T_{ni}}{p T_{ii}}$$

La constante de temps T_t est à compenser au moyen de T_{ii} et pour un ajustement optimal, la constante de temps d'intégrat T_{ii} doit être choisie selon l'équation :

$$T_{ii} = \frac{2K_m \cdot T_{cm}}{R_t} \quad \text{d'où } T_{ii} = 19,1 \text{ ms.}$$

A cette valeur correspond pour la réponse indicielle un dépassement maximum $\Delta_{i\max} = 0,043$ et un temps de montée $t_m = 4,71 T_{cm}$ et une marge de phase $\varphi_M = 63,5^\circ / 1/$.

Circuit de réglage du courant en boucle fermée :

La fonction de transfert en boucle fermée du circuit de réglage intermédiaire s'écrit :

$$G_{fi}(p) = \frac{1}{1 + 2pT_{cm}(1 + pT_{cm})}$$

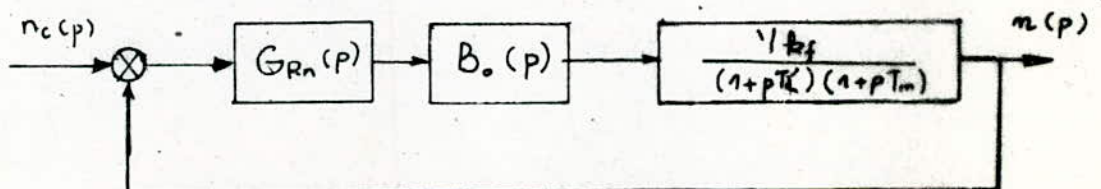
en négligeant le terme en p^2 , on peut réduire cette relation à

$$G_{fi}(p) = \frac{1}{1 + 2T_{cm}p}$$

d'où l'on déduit que le circuit de réglage pour la grandeur auxiliaire fermé présente la petite constante de temps équivalente

$$T_i' = 2T_{cm} = 10 \text{ ms.}$$

IV.4) Réglage de la vitesse :



Le système à régler apparaît avec la fonction de transfert $B_0(p)$ du bloqueur. lorsqu'il existe un élément de maintien, on doit introduire pour ce dernier une approximation $G_{me}(p)$ pour sa fonction de transfert.

$$B_0(p) = \frac{1 - e^{-pT}}{p}$$

la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert est donnée

par :

$$G_{on}(p) = G_{Rn}(p) \cdot G_{me}(p) \cdot \frac{1/k_f}{(1+T_i p)(1+T_m p)}$$

En introduisant l'approximation de Padé du 1^{er} ordre selon :

$$e^{-pT} \approx \frac{1 - pT/2}{1 + pT/2}$$

la fonction de transfert $B_0(p)$ du bloqueur devient :

$$G_{me}(p) = \frac{1}{1 + T/2 p}$$

Pour le dimensionnement des coefficients du régulateur continu équivalent, on utilise le critère sur l'amortissement comme on l'applique en général dans l'étude des circuits de réglage continu /1/.

Selon ce procédé, on compense avec le numérateur de la fonction de transfert du régulateur de vitesse $G_{Rn}(p)$ le dénominateur de la fonction de transfert $G_{on}(p)$ du système à régler, avec :

$$G_{on}(p) = \frac{1/k_f}{(1+T_i p)(1+T_m p)(1+pT/2)}$$

la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert se réduit alors à :

$$G_0(p) = \frac{1}{2pT_i''(1+T_i'' p)}$$

avec $G_{Rn}(p) = \frac{1 + pT_{nn}}{pT_{in}}$

où $T_{nn} = T_m$ d'où : $T_{nn} = 2,35 \text{ s.}$

$T_{in} = 2 \cdot 1/k_f T_i'$ d'où $T_{in} = 0,03 \text{ s.}$

avec T_i'' est la somme des petites constantes de temps :

$T_i'' = T_i' + T/2$ d'où $T_i'' = 13 \text{ ms.}$

IV.5) Passage au Régulateur discret :

La fonction de transfert discrète du régulateur PI s'écrit dans le domaine de la transformation en z de la façon suivante :

$$D_n(z) = K_p + K_i \frac{z}{z-1}$$

où K_p est le coefficient proportionnel

et K_i le coefficient intégral.

si on fait appel à l'approximation pour z :

$$z = e^{pT} \approx \frac{1 + pT/2}{1 - pT/2}$$

il vient :

$$D_n(z) = K_p + K_i \frac{1 + pT/2}{pT} = \frac{K_i + p(K_p + K_i/2)T}{pT}$$

La fonction de transfert du régulateur PI continu est donnée par :

$$G_{Rn}(p) = \frac{1 + pT_{nn}}{pT_{in}}$$

Par identification, il vient :

$K_i = T/T_{in}$ d'où : $K_i = 0,21$.

$K_p = \frac{T_{nn} - T/2}{T_{in}}$ $K_p = 78,23$.

IV.6) Choix de la Période d'échantillonnage:

Le choix de la période d'échantillonnage est très important, cette dernière dépend des pôles du système et du temps de traitement (voir paragraphe III.7).

La plus petite constante de temps dominante du système est la constante de temps électrique : $T_f = 13,33 \text{ ms}$.

La mesure du temps de calcul s'avère nécessaire quant à son influence sur la stabilité du système et son ordre de grandeur par rapport à la période d'échantillonnage.

La mesure qui a été faite dans ce sens a donné :

$$t_c = 3 \text{ ms.}$$

on prend $T = 6 \text{ ms}$.

IV.7) Etude Expérimentale:

IV.7.1) Algorithme de réglage:

Pour le régulateur PI, la relation entre la grandeur de commande discrète $u^*[k]$ et l'écart de réglage discret $e^*[k]$ est donnée par la relation :

$$u^*[k] = K_p \cdot e^*[k] + K_i \cdot \sum_{i=0}^k e^*[i].$$

Le premier terme correspond au comportement proportionnel du régulateur et le deuxième terme à son comportement intégrateur.

Pour la programmation de l'algorithme de réglage, il est judicieux

d' introduire une grandeur auxiliaire, définie par :

$$x^*[k-1] = K_i \sum_{i=0}^{k-1} e^*[i]$$

La relation précédente devient alors :

$$u^*[k-1] = x^*[k-1] + (K_p + K_i) e^*[k],$$

qui se prête bien à la programmation sur calculateurs

Algorithme de réglage :

Ainsi l'algorithme de réglage, écrit sous forme d'un pseudo-langage de programmation et en tenant compte de la limitation du courant devient :

$$u = x + K_p e$$

$$\text{si } u > I_{\max} \text{ alors } u = I_{\max}$$

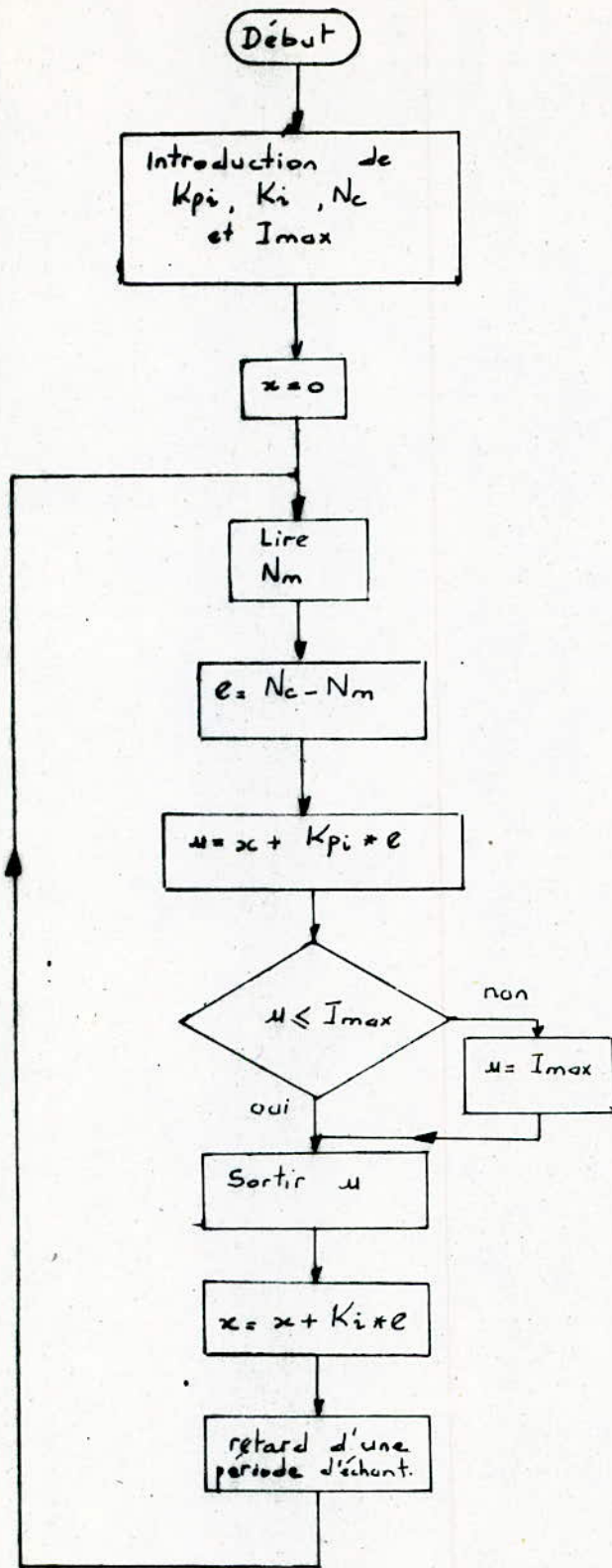
sortir u

$$x = x + K_i e$$

$$\text{ou } K_p = K_i + K_p$$

et x la grandeur auxiliaire initialisée à zéro : $x=0$.

A partir de cette algorithme, nous élaborons l'organigramme de la commande de Ditesse. Voir fig (II.2)



N_c : vitesse de consigne.

N_m : vitesse mesurée.

Fig (1.2) Organigramme de la commande de vitesse avec limitation du courant.

(*) Le programme correspondant est donné en annexe.

IV.7.2) Essais :

Lors de nos essais, nous avons effectué les relevés des réponses du système à un échelon de consigne et à un échelon de perturbation et ce pour deux valeurs différentes des coefficients du régulateur de vitesse.

1/ Pour les coefficients trouvés par l'étude en continue :

$$K_p = 78,23$$

$$K_i = 0,21$$

- Réponse de vitesse à un échelon de consigne de 1000 tr/mn (fig. IV.3) :
déposément $D = 20\%$ temps de montée $t_m = 0,4$ s.

Nous remarquons que le déposément obtenu est beaucoup plus important que celui prévu dans l'étude théorique ($D = 4,3\%$) ceci est dû au fait que la régulation des courants disponible au niveau du laboratoire ne répond pas de manière optimale.

En dessous de la réponse de vitesse, est représenté la réponse de la tension de commande. Nous remarquons un "palier" lors du démarrage qui correspond à la limitation du courant à I_{max} fixé à 1,5 de I_{nom} .

- Réponse du courant à un échelon de vitesse 1000 tr/mn fig (IV.4) :

Déposément : $D = 33,3\%$ temps de montée $t_m = 0,2$ s.

Courant de charge en régime établi 1,2 A.

- Réponse de la vitesse à un échelon de Perturbation fig (IV.5) :

Nous constatons que la régulation rend la vitesse pratiquement indépendante des perturbations.

- Réponse de la tension de commande à un échelon de perturbation fig IV.6

l'échelon de perturbation correspond au courant de charge 1,2A.

2) Coefficients trouvés par l'étude en échantillonnée :

$$K_p = 49,05 \quad K_i = 0,12$$

Réponse de la vitesse à un échelon de consigne 1000 tr/mn
fig (IV.7) Déplacement $D = 16,3\%$; temps de montée $t_m = 0,3$ s.

En outre, réponse de la tension de commande à un échelon de consigne 1000 tr/mn.

- Réponse du courant de charge à un échelon de consigne 1000 tr/mn.
fig (IV.8) ; valeur finale 1,2A.

Déplacement: $D = 10\%$; temps de montée $t_m = 0,2$ s.

- Réponse de vitesse à un échelon de perturbation fig (IV.9)

- Réponse de la tension de commande à un échelon de perturbation
fig (IV.10)

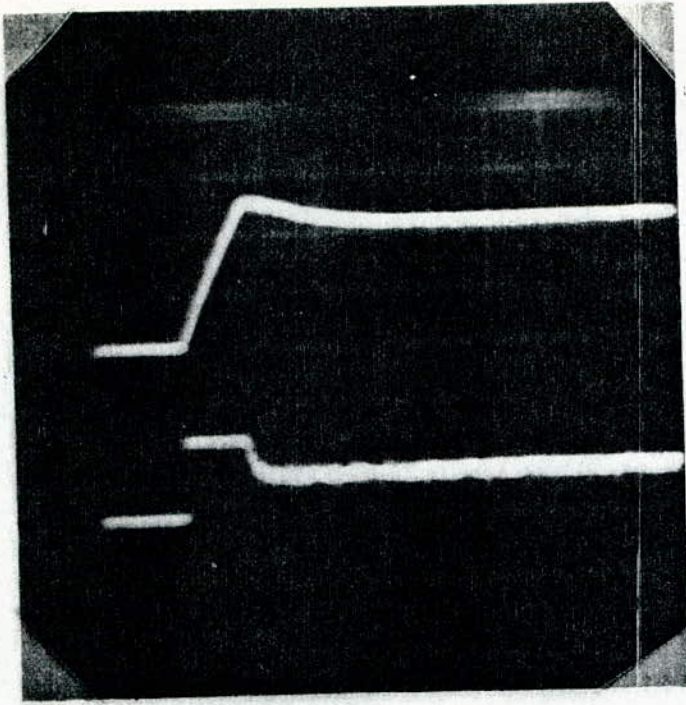


Fig (IV.3) Reponse de vitesse a un echelon de Consigne de 1000tr/mn.

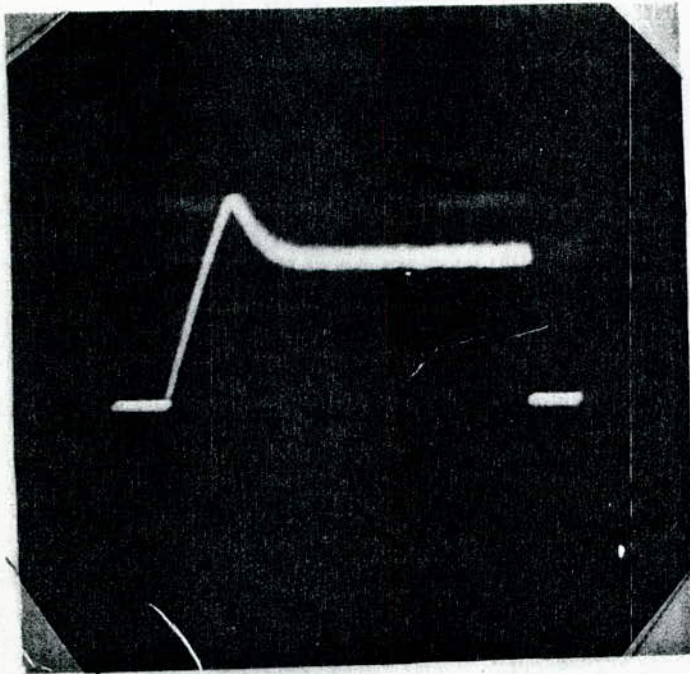


fig (IV.4) Reponse du courant a un echelon de Consigne 1000tr/mn.

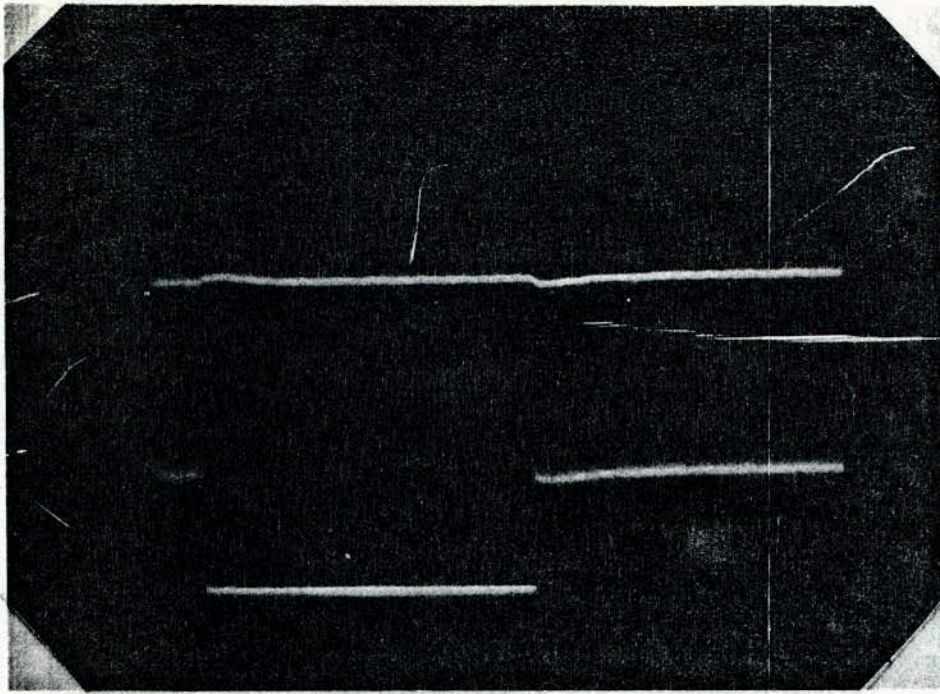


Fig (V.5) Réponse de la vitesse à un échelon de Perturbation

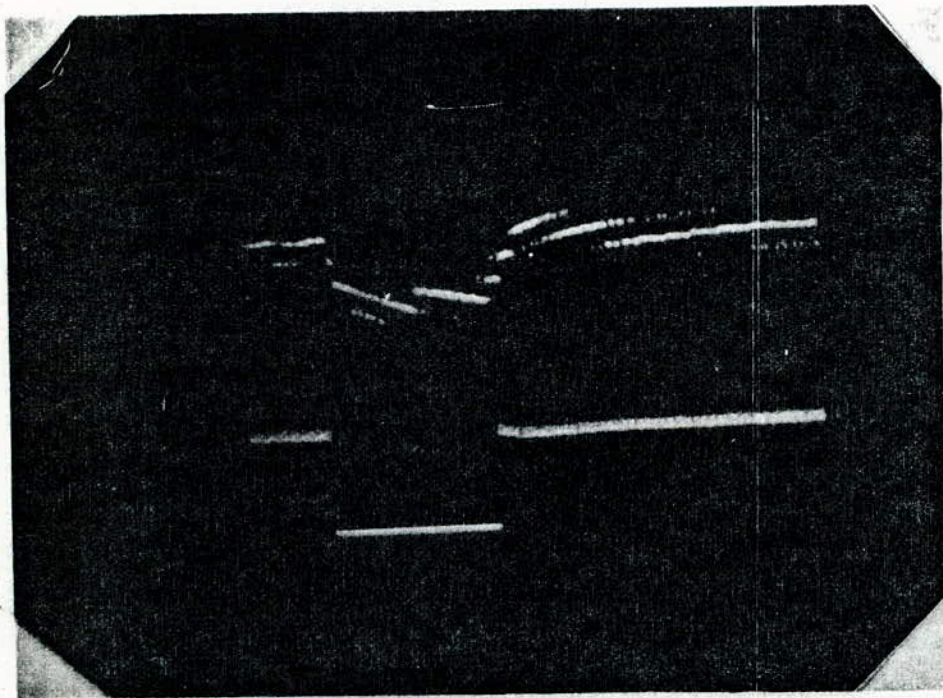


fig (V.6) Réponse de la tension à un échelon de Perturbation

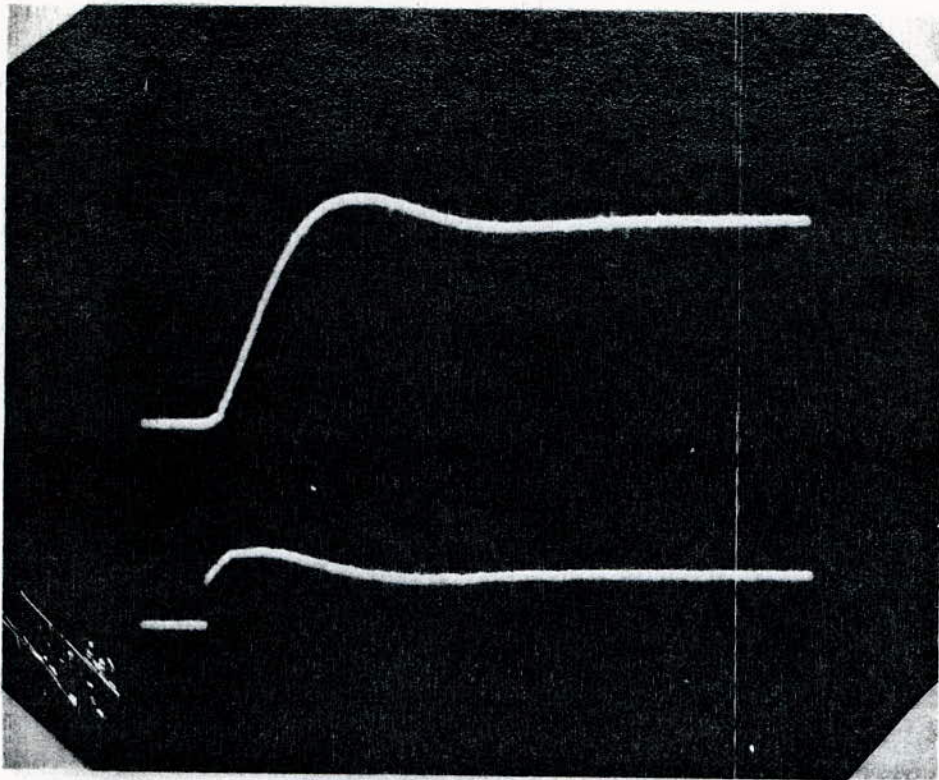


Fig (IV.7) Reponse de la Vitesse à un échelon de consigne 1000 tr/m

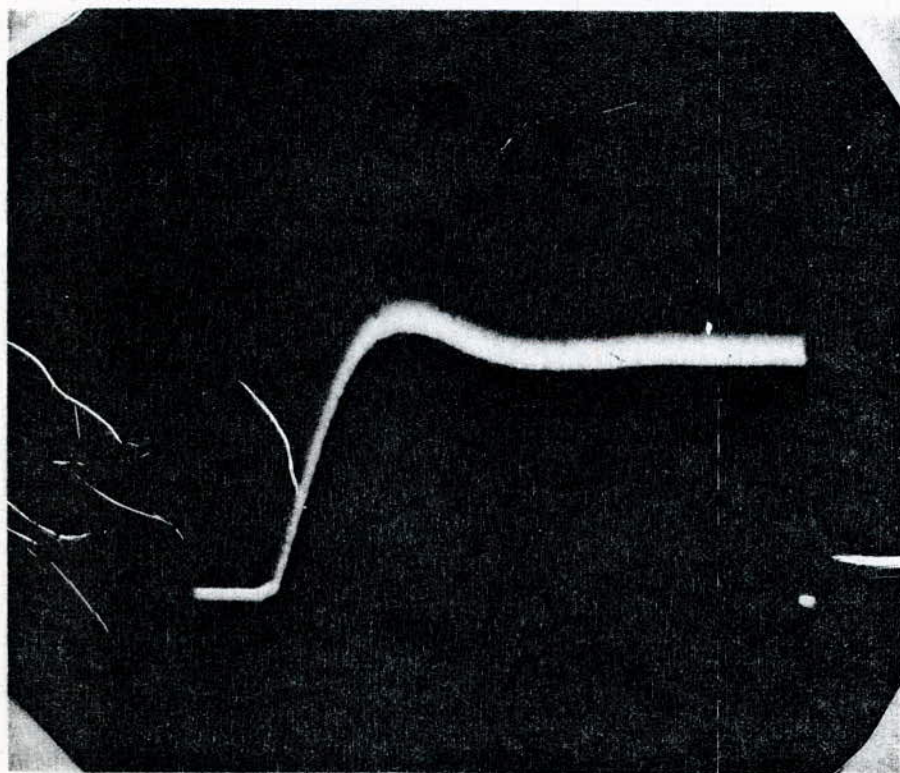


Fig (IV.8) Reponse du Courant à un échelon de consigne 1000 tr/mn

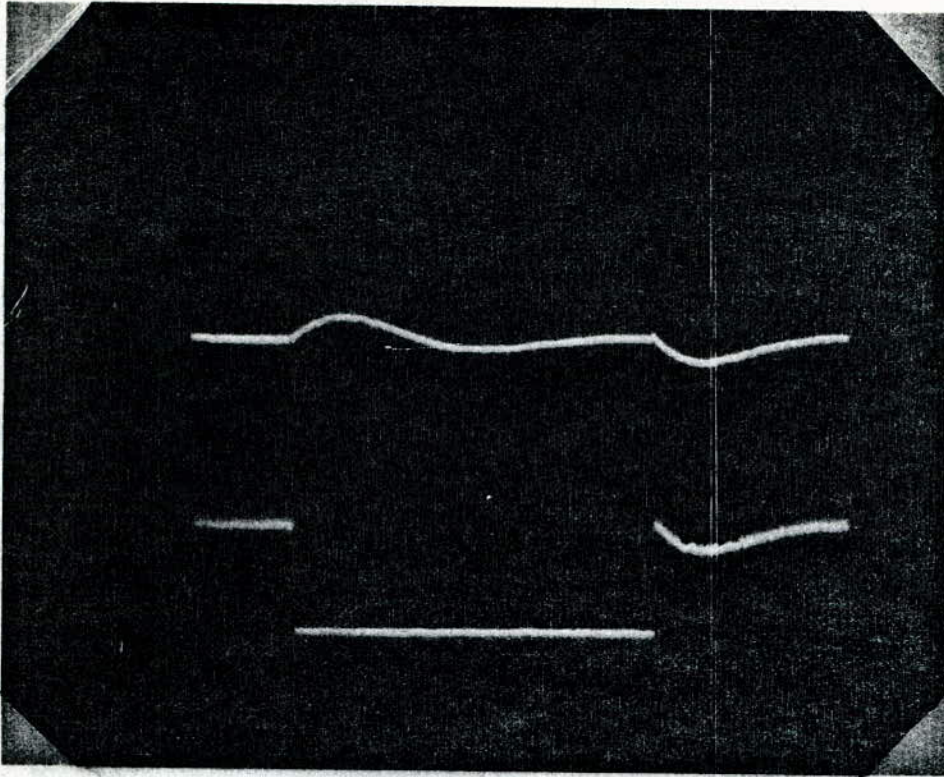


Fig (IV.9) Réponse de la Vitesse à un échelon de Perturbation.

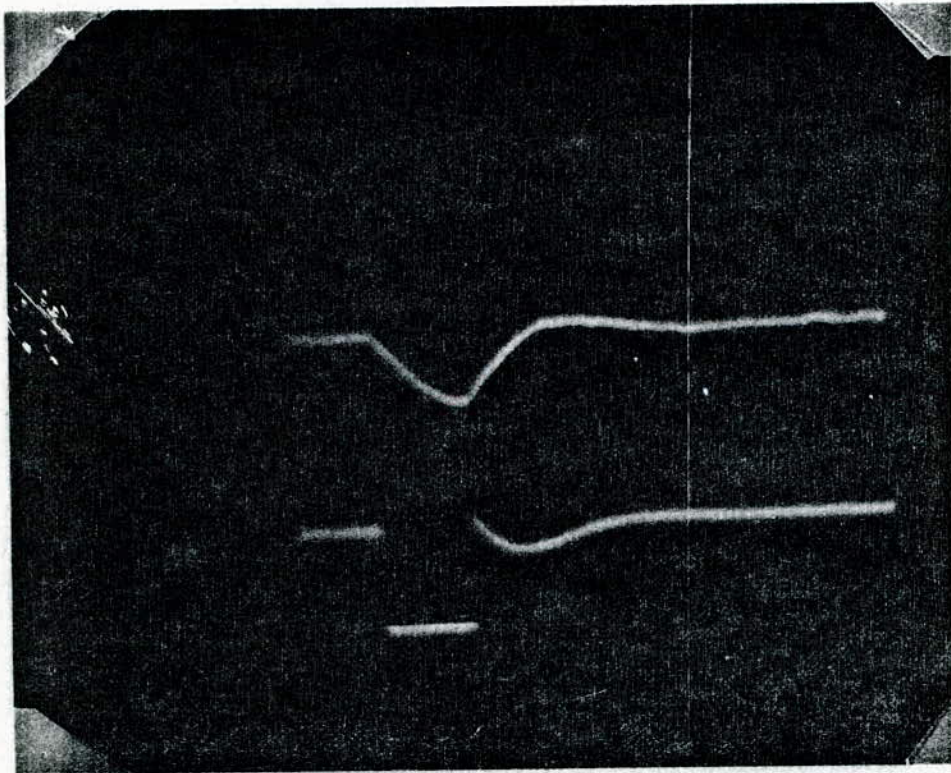


fig (IV.10) Réponse de la Tension de commande à un échelon de Perturbation.

CHAPITRE 5

Réalisation de la Commande Numérique du moteur à courant continu

Dans cette section, on se propose la réalisation d'une commande numérique qui prend en charge la totalité de la régulation de vitesse et celle du courant, avec limitation de ce dernier. Le principe retenu est le même que précédemment.

1) Description globale du système :

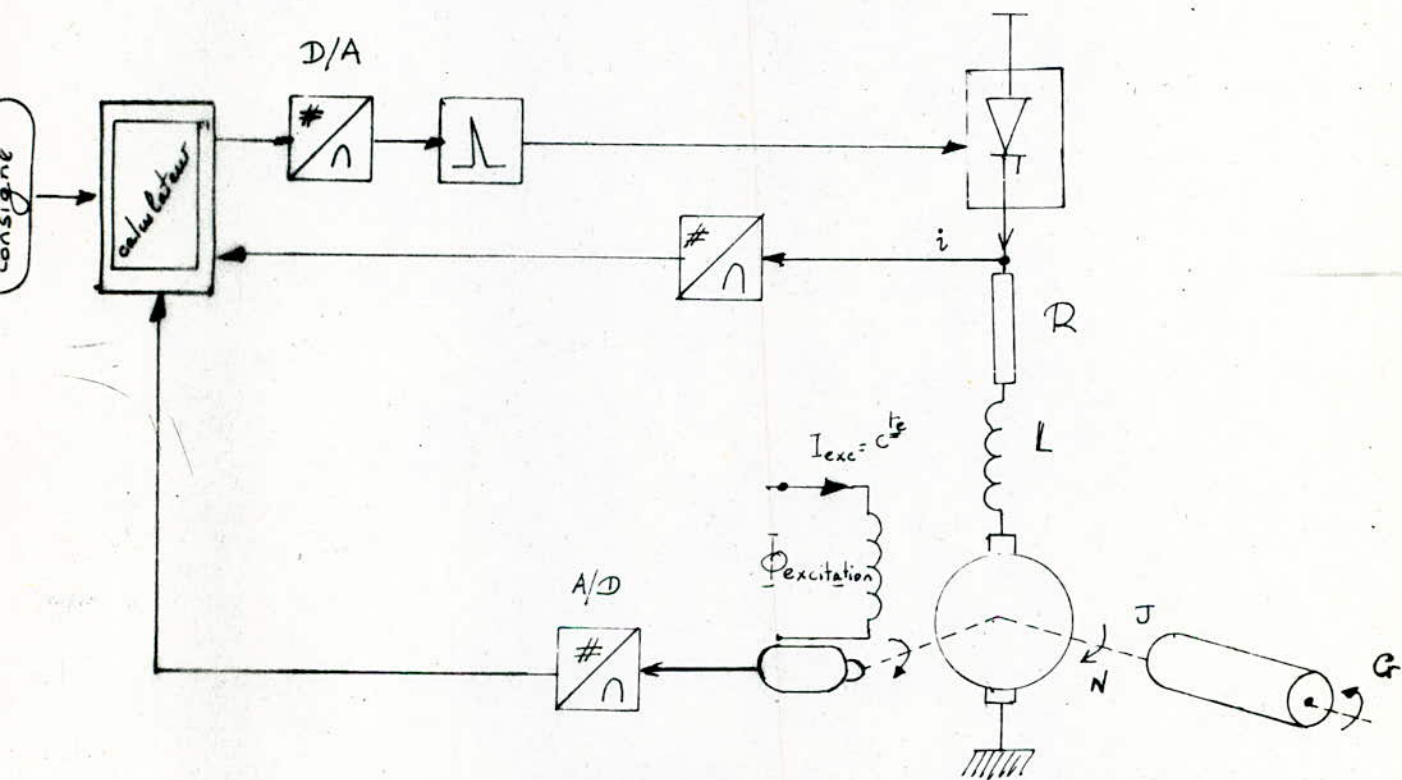


fig (I.1) : Schéma de principe.

Le signal fourni par le transducteur du courant constitué essentiellement d'un amplificateur magnétique et utilisé jusqu'à présent étant fortement ondulé. Ce signal constitue l'information courant ne peut être utilisé par

le calculateur, car celui-ci pour réguler une grandeur nécessite l'acquisition de la valeur moyenne de la grandeur en question. Pour pouvoir lire l'information courant, nous avons inséré une self de lissage et un shunt en série avec l'inductance et la résistance du moteur.

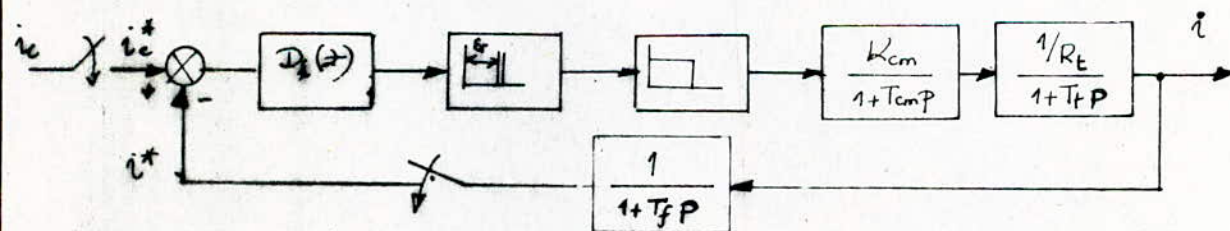
L'information courant est prise à partir du shunt et est filtrée par un filtre passe bas avant d'être lue par le calculateur.

2) Régulation numérique du courant :

L'introduction de la self de lissage et du shunt a pour effet de modifier la constante de temps électrique du moteur, la valeur de l'inductance L_s de la self de lissage est $0,36\text{ H}$, la résistance du shunt $R_s = 0,72\ \Omega$. La constante de temps électrique T_t devient

$$\text{alors : } T_t = \frac{L + L_s}{R + R_s} = 131\text{ ms.}$$

Avec l'introduction du filtre, le circuit de réglage du courant devient :



où $G_f(p) = \frac{1}{1 + T_f p}$ La fonction de transfert du filtre utilisé.

La fonction de transfert du circuit de réglage du courant en boucle ouverte sans tenir compte du régulateur du courant s'écrit :

$$G_{oi}(p) = \frac{K_{cm}/R_t}{(1+T_{cm}p)(1+T_t p)(1+T_f p)} \cdot \frac{1-e^{-pT}}{p}$$

la fonction de transfert échantillonnée de la boucle courant s'écrit :

$$G_{oi}(z, \epsilon) = \frac{D_3(\epsilon)z^3 + D_2(\epsilon)z^2 + D_1(\epsilon)z + D_0(\epsilon)}{(z-z_f)(z-z_{cm})(z-z_t)}$$

où $z_f = e^{-T/T_f}$

on pose : $B = K_{cm}/R_t$; $x = T_t - T_{cm}$; $y = T_f - T_{cm}$; $w = T_t - T_f$.

$D = B/xyw$ alors :

$$D_3(\epsilon) = D \cdot [xyw - w T_{cm}^2 z_{cm}^\epsilon - y T_t^2 z_t^\epsilon + x T_f^2 z_f^\epsilon]$$

$$D_2(\epsilon) = D \cdot [-xyw (z_t + z_f + z_{cm}) + w T_{cm}^2 z_{cm}^\epsilon (z_t + z_f + 1) + y T_t^2 z_t^\epsilon (z_f + z_{cm} + 1) - x T_f^2 z_f^\epsilon (z_t + z_{cm} + 1)]$$

$$D_1(\epsilon) = D \cdot [xyw (z_t \cdot z_f + z_t \cdot z_{cm} + z_f \cdot z_{cm}) - w T_{cm}^2 z_{cm}^\epsilon (z_t + z_f + z_t \cdot z_f) - y T_t^2 z_t^\epsilon (z_f + z_{cm} + z_f \cdot z_{cm}) + x T_f^2 z_f^\epsilon (z_t + z_{cm} + z_t \cdot z_{cm})]$$

$$D_0(\epsilon) = D \cdot [-xyw z_t \cdot z_f \cdot z_{cm} + w T_{cm}^2 z_t \cdot z_f \cdot z_{cm}^\epsilon + y T_t^2 z_f \cdot z_{cm} \cdot z_t^\epsilon - x T_f^2 z_t \cdot z_{cm} \cdot z_f^\epsilon]$$

En tenant compte du temps de calcul, la fonction de transfert échantillonnée

du circuit de réglage du courant s'écrit en boucle ouverte :

$$G_{oi}(z, 1-\epsilon) = \frac{D_3(1-\epsilon)z^3 + D_2(1-\epsilon)z^2 + D_1(1-\epsilon)z + D_0(1-\epsilon)}{z(z-z_f)(z-z_{cm})(z-z_t)}$$

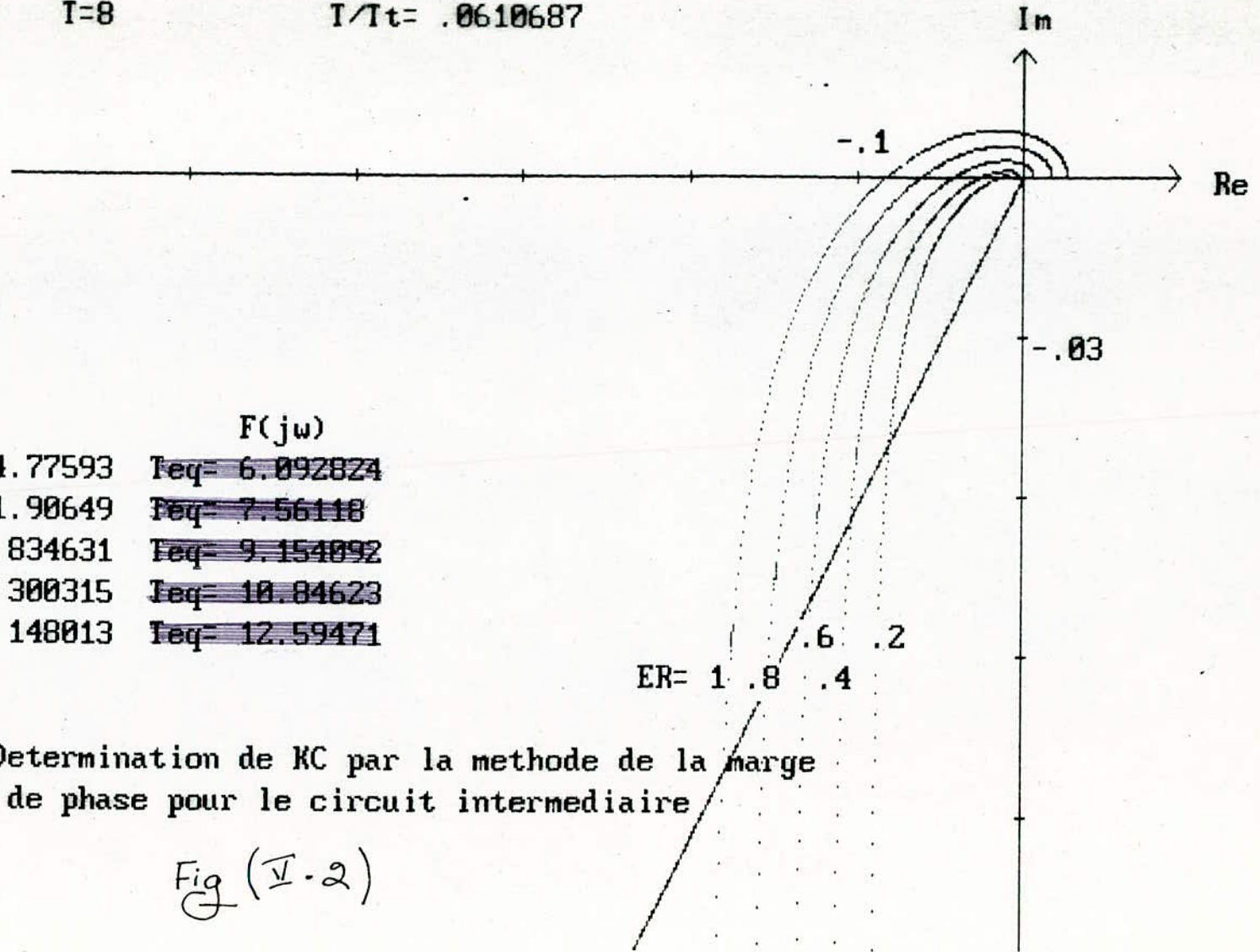
La compensation du pôle dominant z_t , et l'annulation de l'écart de réglage en régime établi, impose le choix d'un régulateur PI ayant la forme suivante :

$$D_c(z) = K_c \frac{z-z_t}{z-1}$$

le tracé de la réponse harmonique figure (I.2) et l'application du

I=8

I/Tt= .0610687



F(jw)

KC= 14.77593	Teq= 6.092824
KC= 11.90649	Teq= 7.56118
KC= 9.834631	Teq= 9.154092
KC= 8.300315	Teq= 10.84623
KC= 7.148013	Teq= 12.59471

Fig :Determination de KC par la methode de la marge de phase pour le circuit intermediaire

Fig (V-2)

Critéri de la marge de phase nous permet de déterminer le coefficient de proportionnalité K_c .

1.3) Circuit de réglage principal :

La détermination de la fonction de transfert échantillonnée du circuit de réglage principal et le tracé de la réponse harmonique fig(1.3) permettent de déterminer le coefficient de proportionnalité K_n suivant le critéri de la marge de phase énoncé précédemment.

4) Choix de la Période d'échantillonnage :

Le choix de la période d'échantillonnage doit se faire en tenant compte des paramètres cités précédemment (voir paragraphe III.7). La mesure du temps de traitement qui a été faite dans ce sens a donné :

$$E_t = 6,4 \text{ ms.}$$

D'où on prend $T = 8 \text{ ms.}$

Pour le réglage de la boucle courant seulement, la mesure du temps de calcul a donné :

$$E_t = 2,95 \text{ ms.}$$

I=8

I/It= .0610687

59

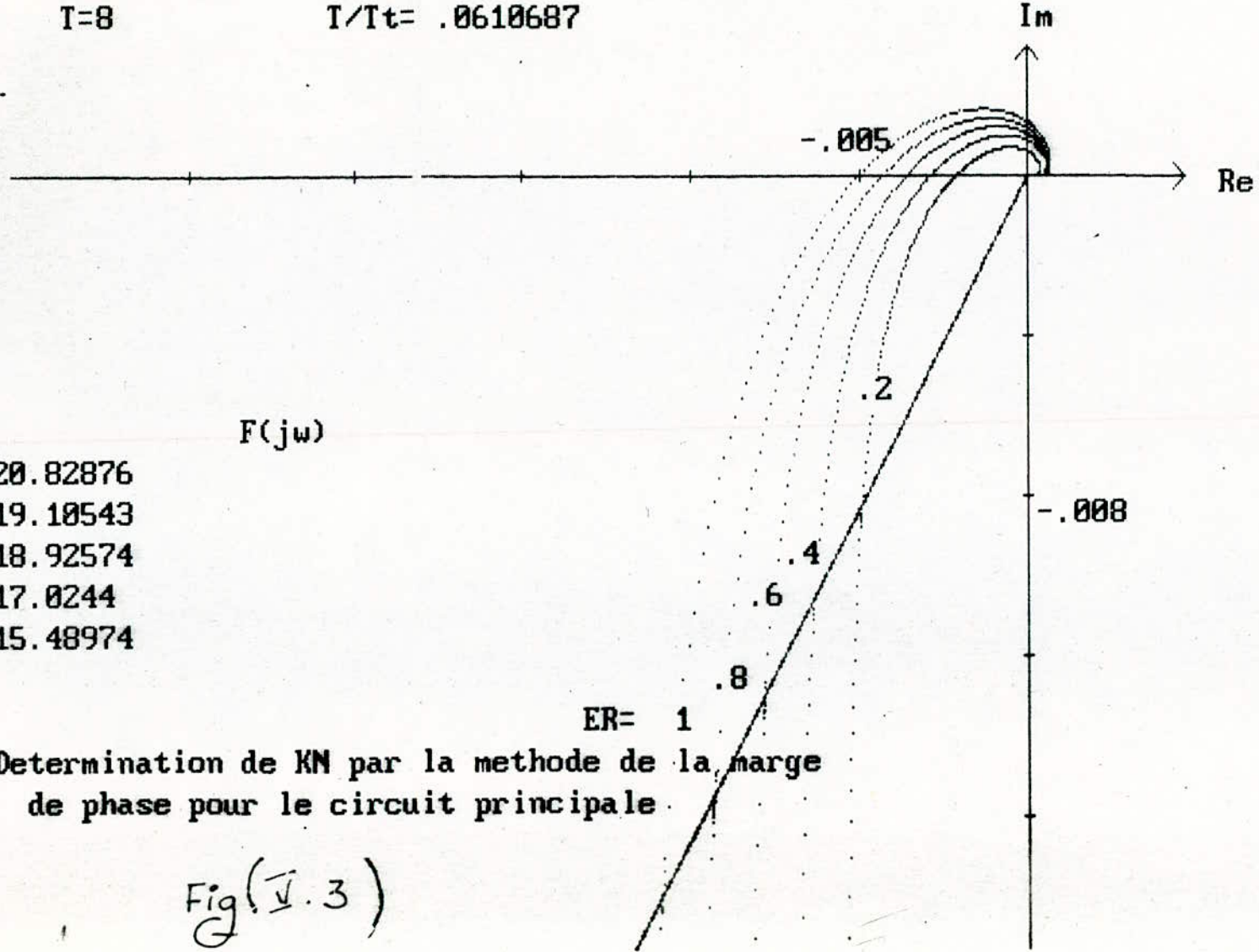
- KN = 20.82876
- KN = 19.10543
- KN = 18.92574
- KN = 17.0244
- KN = 15.48974

F(jw)

ER= 1

Fig : Determination de KN par la methode de la marge de phase pour le circuit principale

Fig. (V.3)



5) Etude expérimentale du circuit de réglage du courant :

Pour cette application, on se propose de réguler expérimentalement le courant sans se soucier de la vitesse du moteur.

5.1) Algorithme de réglage :

L'algorithme de réglage du régulateur PI est donné par les équations suivantes :

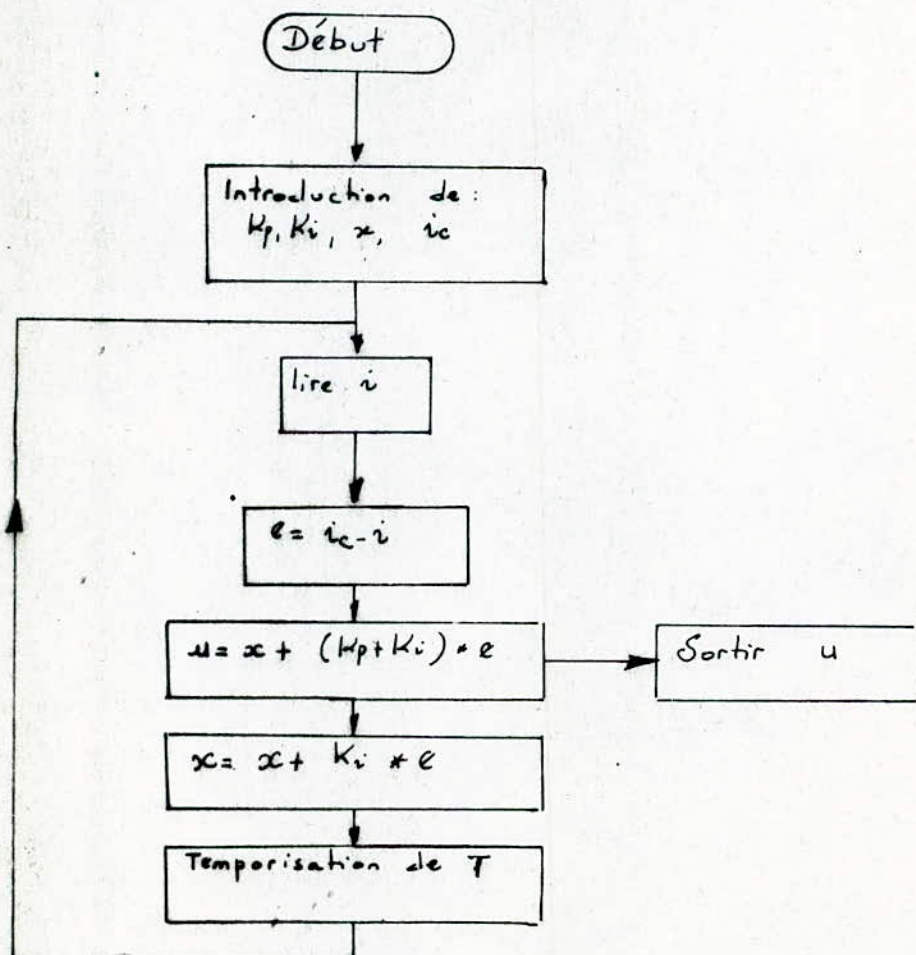
$$u = x + (k_p + k_i) * e$$

Sortir u

$$x = x + k_i * e.$$

L'incrément x est initialisé à zéro.

A partir de cet algorithme, nous avons élaboré l'organigramme permettant la régulation du courant :



Le programme de régulation du courant est donné en Annexe.

V.5.2) Essais :

Nous avons relevé la réponse du système à un échelon de courant et à un échelon de perturbation.

des essais expérimentaux ont donné les résultats suivants :

- la réponse du courant à un échelon de consigne 4,5 A fig (V.4)

Déplacement $D=7\%$ temps de montée : $t_m=25\text{ ms}$

- la réponse de la tension de commande à un échelon de consigne 4,5 A fig (V.5).

- la réponse du courant à un échelon de perturbation. fig (V.6)

l'échelon de perturbation correspond au courant de charge de la génératrice. On constate que la perturbation n'a aucune influence sur le courant du moteur.

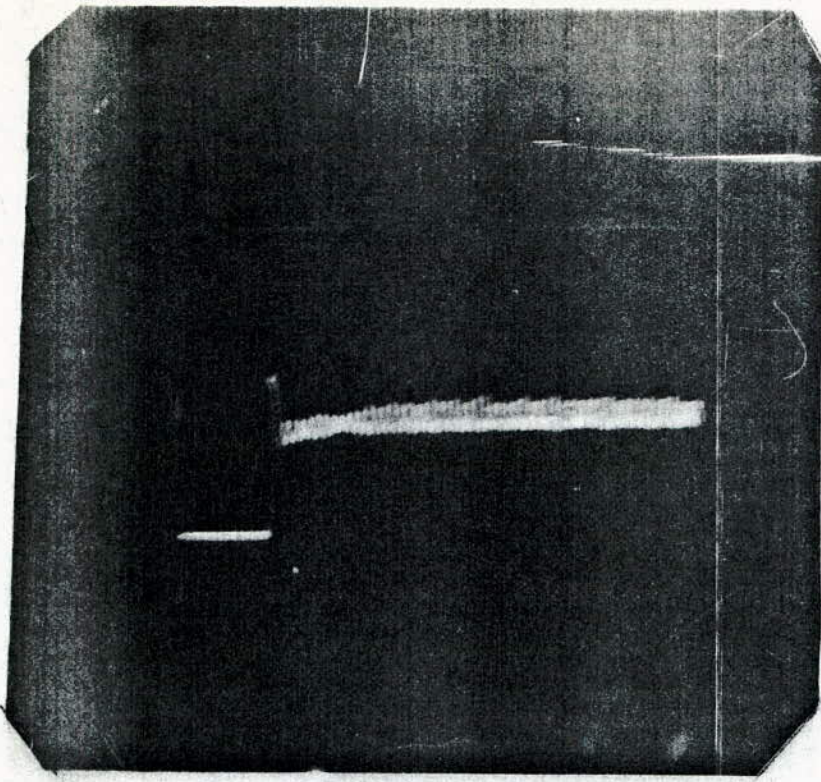


fig V.4 Réponse du Courant à un échelon de Consigne 4,5A.

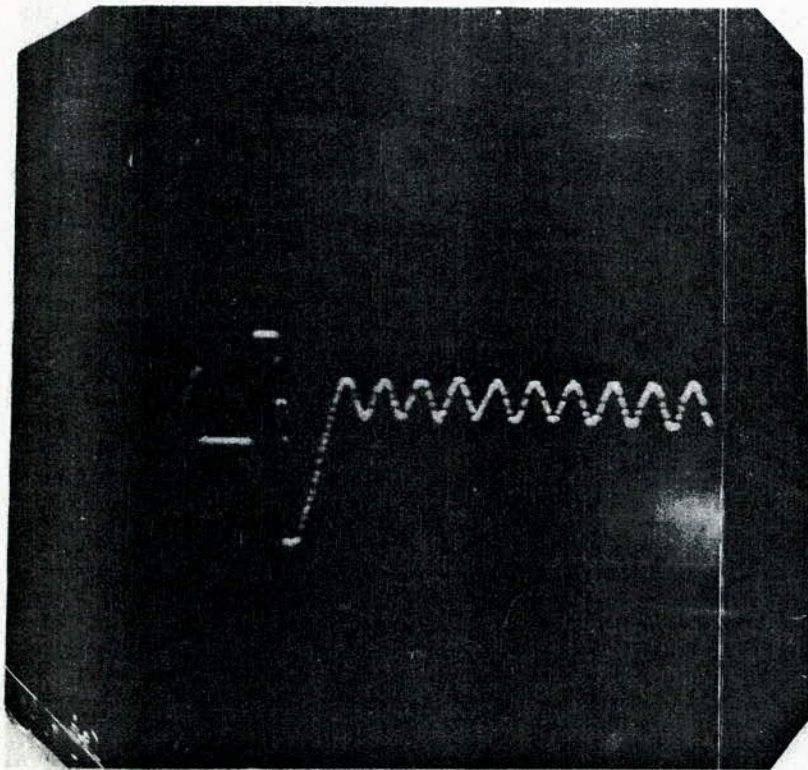


fig (V.5) Réponse de la Tension de Commande à un échelon de Consigne 4,5A.

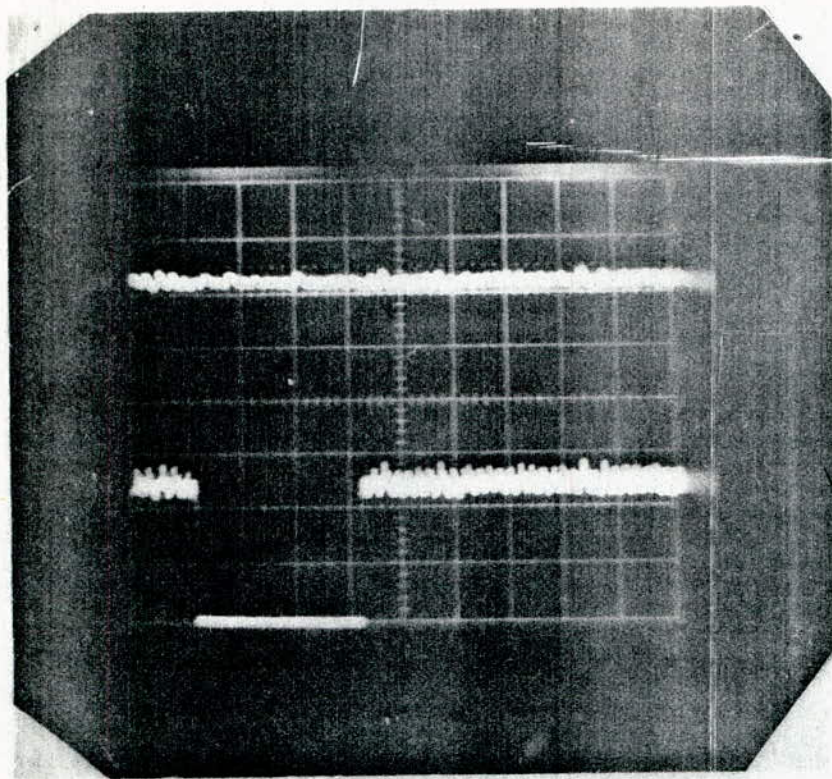


fig (V.6) Reponse du Courant à un échelon de Perturbation.

2.6) Etude Expérimentale du réglage numérique du système :

Dans cette section, on se propose de réaliser expérimentalement le réglage numérique en cascade du moteur à courant continu entraînant une génératrice :

2.6.1) Algorithme de réglage :

Pour cette application, nous avons deux régulateurs en cascade, le premier est le régulateur de la grandeur principal "Vitesse" qui élabore la consigne courant celle-ci est limitée à une valeur maximale qui correspond à $1,5 I_{nom}$.

Le deuxième régulateur s'occupe de la grandeur auxiliaire "courant", la sortie de ce régulateur "attaque" le générateur d'impulsions.

x) Algorithme de réglage de la Vitesse :

L'algorithme de réglage du régulateur PI de Vitesse est donné

par :

$$u = x + (K_p + K_i) * e$$

sortir u

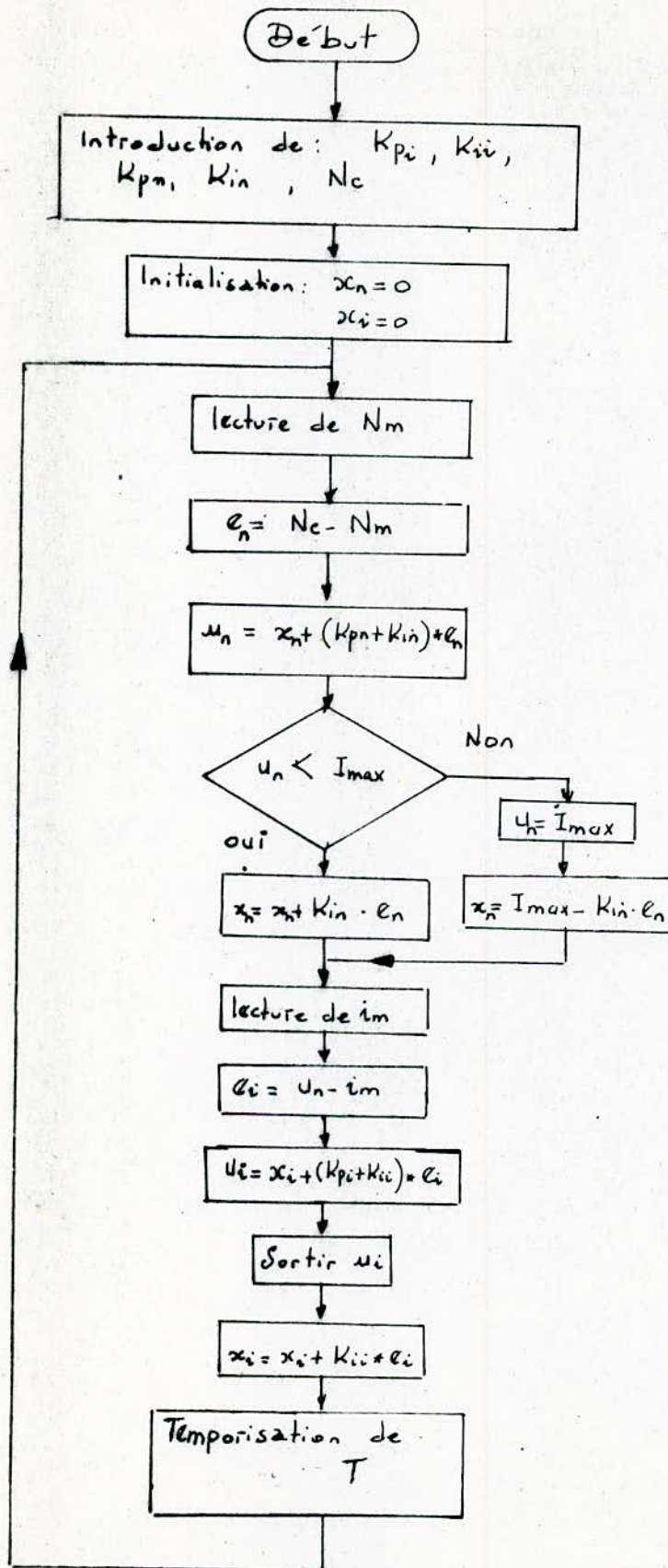
$$x = x + K_i * e$$

l'incrément x est initialisé à zéro.

Lors de la mise en cascade du régulateur de Vitesse et celui du courant, nous avons constaté une dérive de l'incrément x surtout lors de grandes variations où il a fallu limiter u à une valeur maximale I_{max} , dans un tel cas il n'est pas admis d'incrémenter x, il faut plutôt remplacer l'affectation correspondante par :

$$x = I_{max} - K_i * e ;$$

D'où l'organigramme de la commande numérique de la vitesse et du courant d'un moteur à courant continu :



fig(V.7) Organigramme du réglage numérique en cascade.

où : K_{pi} , K_{ii} coefficients proportionnel et intégral du courant.
 K_{pv} , K_{iv} coefficients proportionnel et intégral de la vitesse.
 Δv : incréement de la vitesse.
 Δi : incréement du courant.
 N_v : consigne vitesse.
 N_m : valeur de la vitesse mesurée.
 i_m : mesure du courant mesuré.
 u_v : tension de commande à la sortie du régulateur de vitesse.
 u_i : tension de commande à la sortie du régulateur de courant.
 I_{max} : valeur maximale admissible du courant.
 e_v : écart de réglage vitesse.
 e_i : écart de réglage courant.

le programme correspondant est donné en annexe.

V.6.2) Essais :

Lors des essais, nous avons relevé la réponse du système à un échelon de consigne et à un échelon de perturbation.

Les essais expérimentaux ont donné les résultats suivants :

- Réponse de la vitesse à un échelon de consigne 1500 tr/mn, fig (V.8)

Déphasement $D = 2\%$ temps de montée $t_m = 0,15s$

les performances obtenues sont tout à fait satisfaisantes, en régime établi on constate de légères ondulations de la vitesse dues essentiellement au filtre introduit dans la boucle

du courant.

— Réponse de la tension de commande à un échelon de consigne 1500 tr/mn fig (V.9)

— Réponse du courant à un échelon de consigne 1500 tr/mn fig (V.10)

Nous constatons qu'au "démarrage" un palier qui correspond à la limitation du courant à $1,5 I_{nom}$, par la suite nous remarquons des ondulations du courant et l'apparition de régimes discontinus très brefs dûent au retard introduit par le filtre. Le courant n'est plus réglé de façon optimale.

La fig (V.8) montre les répercussions sur la vitesse d'un mauvais réglage du courant.

L'application d'un régulateur PID dans le circuit de réglage du courant qui prend en charge la compensation de la constante de temps électrique et celle introduite par le filtre au lieu du régulateur PI n'a pas donné de meilleurs résultats.

Pour pouvoir régler correctement le courant, il suffit de disposer d'un capteur de courant qui fournit rigoureusement la valeur moyenne de ce dernier en introduisant un retard négligeable devant la constante de temps électrique afin de ne pas compromettre la rapidité du circuit de réglage du courant.

— Réponse de la vitesse à un échelon de perturbation fig (V.11)
nous constatons que la régulation rend la vitesse quasiment indépendante de la perturbation, cette dernière correspond au courant de charge de la génératrice.

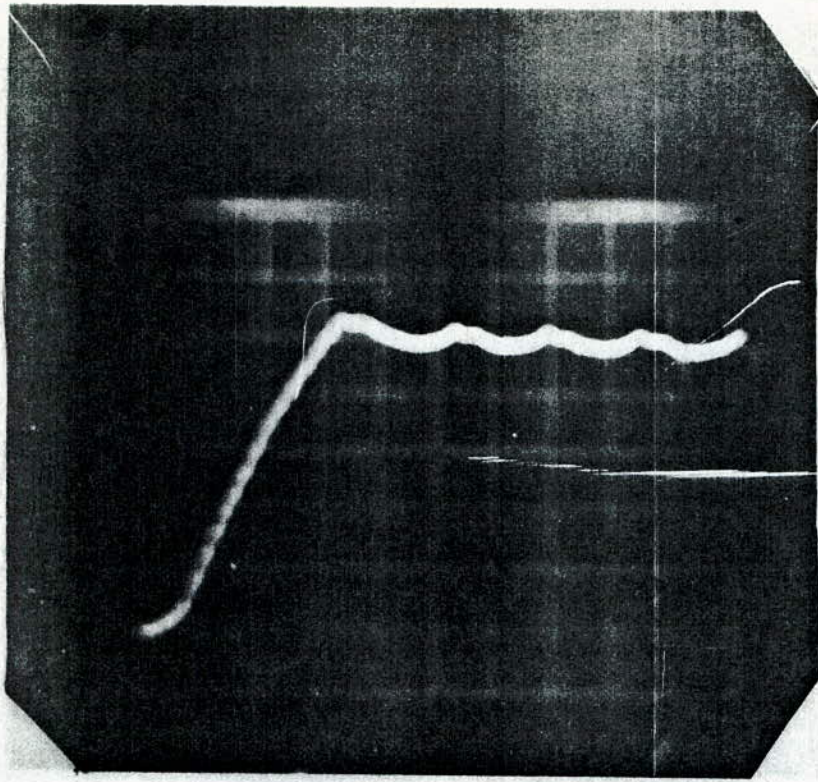


fig (V.8) Réponse de la Vitesse à un échelon de Consigne 1500tr/mn.

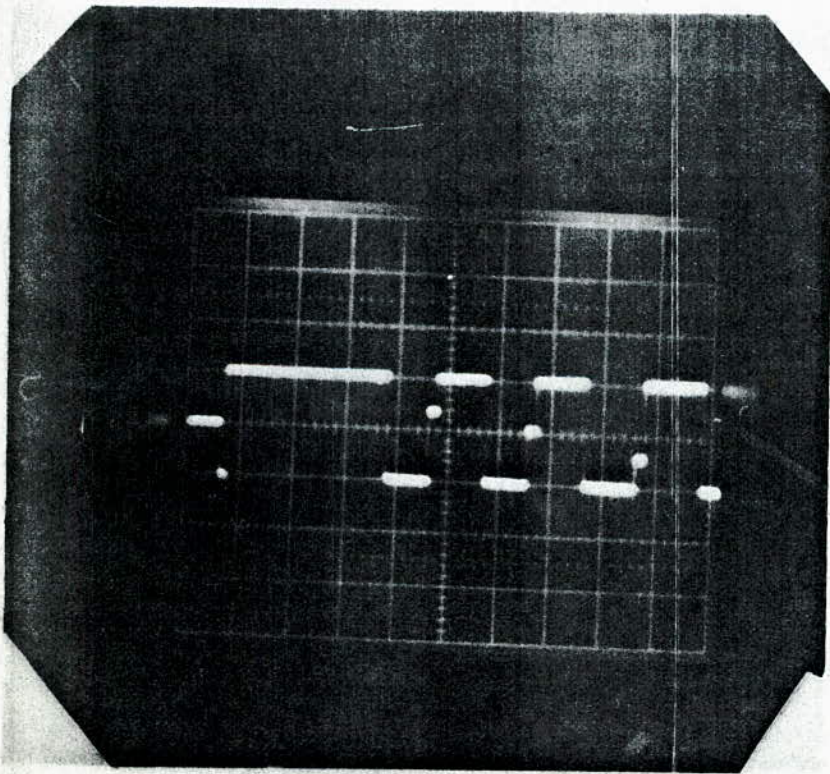


fig (V.9) Réponse de la tension de commande à un échelon de Consigne 1500 tr/mn.

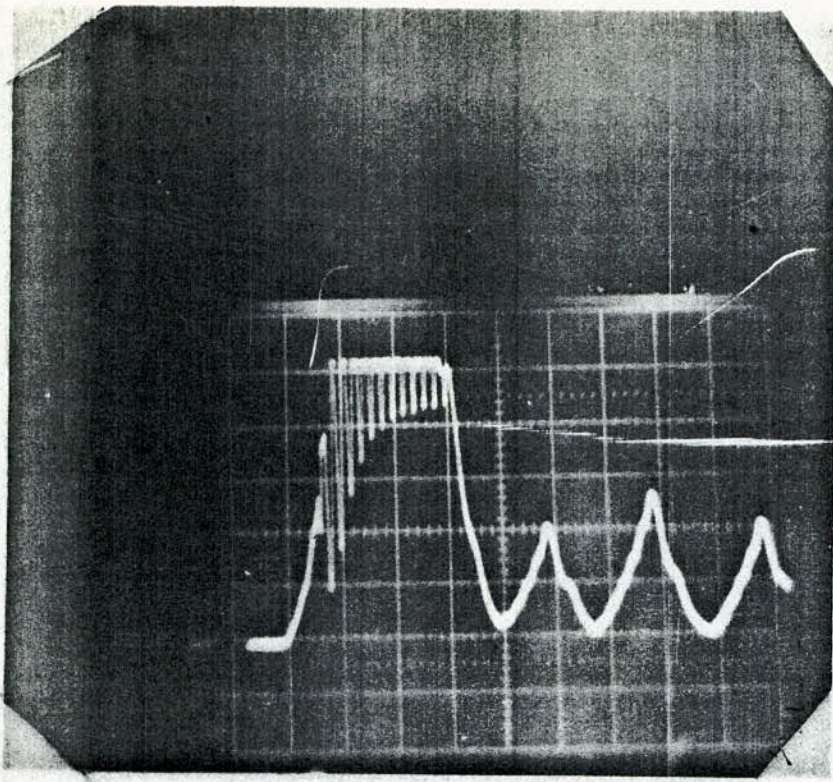


fig (V.10) Réponse du Courant à un échelon de consigne 1500tr/mn

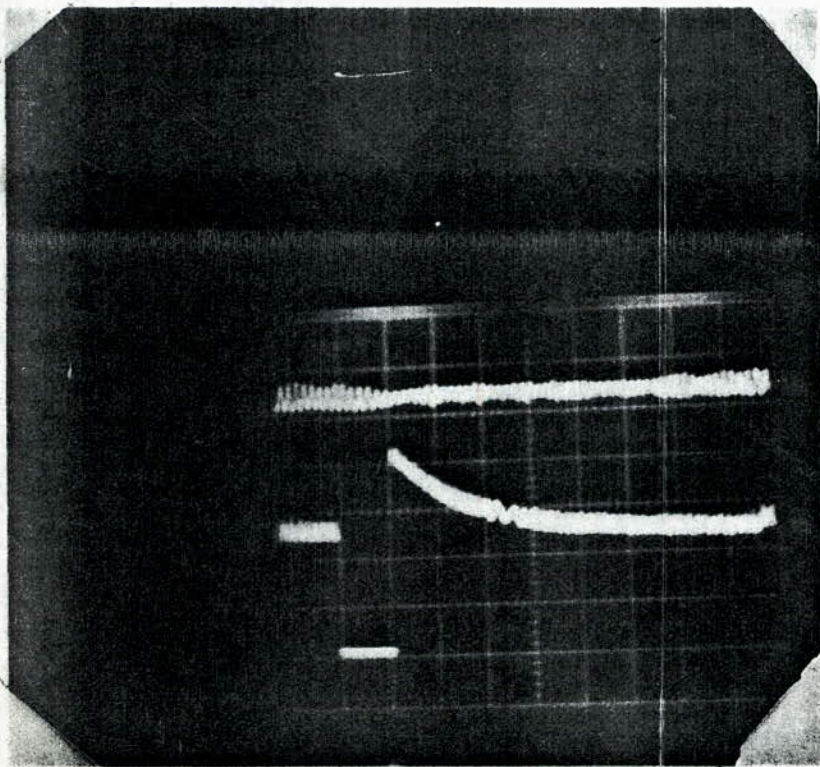


fig (V.11) Réponse de la Vitesse à un Echelon de Perturbation.

Conclusion :

Le travail que nous venons de présenter avait pour but essentiel d'étudier et de réaliser une commande numérique d'un ensemble électromécanique avec une structure de réglage en cascade.

Dans un premier temps, nous avons réalisé une commande numérique en cascade qui ne prenait en charge que la régulation de la grandeur principale "vitesse" et la limitation du courant, le réglage du courant étant assuré par des techniques analogiques, les résultats obtenus par cette étude sont tout à fait acceptables du point de vue stabilité, amortissement et rapidité des phénomènes transitoires. Cette régulation a aussi rendu l'effet des grandeurs de perturbation sur le système quasiment nul.

Par la suite, nous avons réalisé une régulation numérique du courant en prévision d'une commande totalement numérique du moteur à courant continu. Ensuite, la nécessité d'employer un filtre pour l'acquisition de l'information courant et par conséquent l'introduction d'un retard non négligeable dans la boucle courant n'a pas permis d'atteindre pleinement les résultats escomptés, cependant nous avons constaté une amélioration des performances du système du point de vue amortissement et rapidité des phénomènes transitoires.

Il serait intéressant de continuer ce travail et de faire la commande adaptative de l'ensemble électromécanique, les paramètres du régulateur s'adaptent automatiquement aux variations des paramètres

du processus, tels que le flux et l'inertie. Cependant, cette approche nécessite la réalisation d'un système de commande multiprocesseurs prenant en charge différentes tâches telles que régulation de vitesse, sécurité du courant et gain adaptatif.

ANNEXE

Programme n° 1

Commande Hybride

Port A EQU 28H

Port B EQU 29H

Port C EQU 2BH

LABEL EQU 2800H ; Adresses des données.

KNI : trois Octets DS3 ; $K_{pt} + K_{in}$

K_n : DS3 ; coefficient integral vitesse.

CONS : Un octet DS1 ; Consigne de vitesse.

ERR : DS3 ; écart vitesse.

IDX : DS3 ; Incrément vitesse initialisé à zéro.

IMAX : DS3 ; courant maximal.

Subroutines Du MAT 385 :

FADD EQU 13B3H

FIXX EQU 1451H

FLOT EQU 147DH

FDIV EQU 149FH

FMPY EQU 1517H

FNEG EQU 1495H

FSUB EQU 13B0H

Subroutines en Moniteur.

UPDAD EQU 0363H

DELAY EQU 05F1H

UPDDT EQU 036EH

GTHX EQU 022BH

ORG 8200H ; debut du programme.

Mnémoniques

Commentaires

ORG : LXI SP, 20C2H	Initialiser le pointeur de pile.
MVI A, 0FH	Initialiser registre de commande des Ports
OUT CONREG	pour transfert.
SUB A	Zéro dans l'accumulateur
XO: CALL PORT22	Afficher les résultats sur les leds.
MVI B, 0H	Canal zéro pour lecture de vitesse
CALL INCHN	Subroutine de lecture.
LDA, CONS	transfert consigne dans l'accumulateur
SUB C	Erreur dans l'accumulateur.
CALL FL57	Conversion en virgule flottante
LXI H, ERR	adresse de stockage.
CALL STCDE	Transfert.
LXI H, KNI	transfert du coefficient KNI
CALL FLBHL	dans B, H et L
CALL FMPY	$KNI * ERR$ dans C, D et E
LXI H, LDX	transfert X
CALL FLBHL	dans B, H et L
CALL FADD	$X + KNI * ERR$
MVI A, 80H	Correction du résultat pour écriture
ANAC	en virgule fixe.
PUSH PSW	
CNZ FNEG	

Mnémoniques

CALL FIXX

CALL SAT

POP PSW

MOV A, E

JZ X1

CMA

INR A

X1: ADI 8DH

CPI D5H

JC X3

MVI H, D5H

JMP X2

X3: MOV H, A

X2: MVI B, 02H

CALL OUTCHN

LXI H, ERR

CALL FLCDE

LXI H, KN

CALL FLBHL

CALL FMPY

LXI H, LDX

CALL FLBHL

CALL FADD

LXI H, LDX

CALL STCDE

Commentaires

Si $u \leq I_{max}$ alors sortir u

Si non $u = I_{max}$

sortir u

Sortie sur canal zéro.

transfert de l'écart vitesse

dans C, D et E

transfert du coefficient K_n

dans B, H, et L

$KN * ERR$

$x + KN * ERR$

Transfert en mémoire

MnémomiquesCommentaires

LXI D, Retard

Retard de 6ms.

CALL DELAY

JMP XO

Retour pour lecture nouvelle de vitesse.

Programme n° 2

Régulation numérique du Courant

ORG: 2800H ; Adresses des données

Kpi DS3 ; Kpi + Kii

Kii DS3 ; Coefficient integral courant.

CONS DS1 ; consigne courant.

ERR DS3 ; écart courant.

LDX DS3 ; Incrément courant.

LABEL 8000H ; debut du programme.

MnémomiquesCommentaires

LABEL: LXI SP, 20C2H

pointeur de pile initialisé

MVI A, DFH

mot de commande des ports 29H,

OUT CREG

2AH et 2BH

SUB A

stocker zéro dans A.

STA IBUFF

Zéro dans le Buffer.

XO: CALL GSET

Introduction de Kpi et Kii

MVI B, 01H

Canal 1 pour lecture courant

CALL INCHN

Subroutine de lecture

LDA, CONS

charger la consigne dans A

:SUB C

erreur dans A

Mnémoniques

CALL FLST

LXI H, ERR

CALL STCDE

LXI H, Kpi

CALL FLBHL

CALL FMPY

LXI H, LDX

CALL FLBHL

CALL FADD

MVI A, 80H

ANAC

PUSH PSW

CN2 FNEG

CALL FIXX

CALL SAT

POP PSW

MOV A, E

JZ XI

CMA

INR A

XI . ADI 80H

MOV H, A

MVI B, 0AH

CALL OUTCHN

LXI H, ERR

CALL FLCDE

Commentaires

erreur en virgule flottante:

Souvenance de l'écart en mémoire.

Transfert de Kpi dans B, H et L

ERR * Kpi

Transfert de x dans B, H et L

x + ERR * Kpi

Conversion de la tension de commande en virgule fixe

Sortie sur canal 1

Transfert de l'écart dans C, D et E

MnémoniquesCommentaires

LXI H, Kii

CALL FLBHL

CALL FMPY

LXI H, LDX

CALL FADD

LXI H, LDX

CALL STCDE

LXI D, TEMP

CALL DELAY

JMP XO

Programme n° 3

Commande Numérique du courant et de la vitesse
du moteur à courant continu.Initialisation:Kpi DS3 ; ($K_i + K_{pi}$) courant

Ki DS3 ; coefficient integral courant.

Kni DS3 ; ($K_n + K_{pn}$) vitesse

Kn DS3 ; coefficient integral courant.

SAUV 2800H Adresse de transfert de la consigne courant en mémoire.

SAVE 2803H

IMAX DS3 ; valeur max du courant.

ERR2 DS3 ; écart courant.

ERR1 DS3 ; écart vitesse.

CONS DS1 ; consigne vitesse.
 LDX1 DS3 ; incrément vitesse.
 LDX2 DS3 ; incrément courant.
 M 2820H ; indique s'il y a eu limitation ou pas.

Mnémomoniques

```

LXI SP, 20C2H
MVI A, 0FH
OUT CREG
CALL PORT22
MVI B, 0H
CALL INCHN
LDA, CONS
SUB C
CALL FLST
LXI H, ERR1
CALL STCDE
LXI H, KNI
CALL FLBHL
CALL FMPY
LXI H, SAVE
CALL STCDE
LXI H, LDX1
CALL FLBHL
CALL FADD
LXI H, SAUV
CALL STCDE
LXI H, IMAX
CALL FLBHL
CALL FSUB
MVI A, 80H
ANAC
JP XI
LXI H, IMAX
CALL FLCDE
LXI H, SAUV
CALL STCDE
LXI H, M
MVI M, 0H
XI : MVI B, 10H
CALL INCHN
MOV A, C
CALL FLST
LXI H, SAUV
CALL FLBHL
  
```

Commentaires

Initialiser pointeur de pile.
 Mot de commande des ports A, B et C

Canal 2^o pour lecture vitesse
 subroutine de lecture.
 Consigne vitesse dans A.
 élaboration écart de vitesse dans A.
 Conversion virgule flottante.
 transfert de l'écart vitesse en mémoire

Transfert coefficient vitesse
 dans B, H, L
 KNI * ERR1
 SAUVEGARDE EN MEMOIRE.

Incrément vitesse
 dans B, H, L
 LDX1 + KNI * ERR1
 sauvegarde en mémoire.

IMAX dans B, H, L

Test $u_n < I_{max}$

si oui Pas de limitation à I_{max}
 sinon limitation à I_{max} .

Canal 1 pour lecture courant
 valeur lue dans A.
 Conversion en virgule flottante.
 Transfert consigne courant dans
 B, H et L.

Mnémoriques

```
CALL FSUB
LXI H, ERR2
CALL STCDE
LXI H, KPI
CALL FLBHL
CALL FMPY
LXI H, LDX2
CALL FLBHL
CALL FADD
MVI A, 80H
ANA C
PUSH PSW
CNI FNEG
CALL FIXX
CALL SAT
POP PSW
MOV A, E
JZ X2
CMA
INRA
X2: ADI 80H
MOV H, A
MVI B, D2H
CALL OUTCHN
LXI H, M
MOV A, M
JNZ X3
LXI H, SAVE
CALL FLCDE
LXI H, IMAX
CALL FLBHL
CALL FSUB
LXI H, LDX1
CALL STCDE
JMP X4
X3: LXI H, ERR1
CALL FLCDE
LXI H, KN
CALL FLBHL
CALL FMPY
LXI H, LDX1
CALL FLBHL
CALL FADD
LXI H, LDX1
CALL STCDE
X4: LXI H, ERR2
CALL FLCDE
LXI H, KI
CALL FLBHL
```

Commentaires

élaboration écart courant
sauvegarde de l'écart
en mémoire.

$K_{pi} * ERR2$

$LDX2 + K_{pi} * ERR2$
Correction du résultat en virgule fixe.

application de la commande

Si $u_n = I_{max}$ Alors $LDX1 = I_{max} - K_{pn} * ERR1$

Si non $LDX1 = LDX1 + K_{in} * ERR1$

Transfert $K_{pn} * ERR1$ dans C, D, E

transfert I_{max} dans B, H, L

$I_{max} - K_{pn} * ERR1$

MacroniquesCommentaires

```

CALL FLBHL
CALL FMPY
LXI H, LDX2
CALL FLBHL
CALL FADD
LXI H, LDX2
CALL STCDE
LXI H, M
MVI M, BB
LXI D, TEMP
CALL DELAY
JMP XO

```

Retard de T

Retour pour lecture d'adresse.

Subroutines Utilisees

```

STCMD :   MOV A, B
          OUT Port B
          MVI A, 12H
          OUT Port C
          MVI A, 2H
          OUT Port C
          MVI A, 12H
          OUT Port C
          RET

```

```

TRIG1 :  MVI A, 2
          OUT Port C
          MVI A, 0
          OUT Port C
          MVI A, 2
          OUT Port C
          RET

```

```

INCHN :  CALL STCMD
          CALL TRIG1
          MVI A, 2H
          OUT CONREG
IN1 :    IN PORTC
          ANI 4
          JZ IN1
          IN Port A
          MOV C, A
          MVI A, 0FH
          OUT CONREG
          RET

```



```
OUTCHN :    CALL STCMD
            MOV A,H
            OUT PORTA
            CALL TRIG1
            RET
```

```
FLS7 :      PUSH PSW
            JNC FLPOS
            CMA
            INR A
FLPOS :      MVI D,0
            MOV E,A
            CALL FL0T
            POP PSW
            CC FNEG
            RET
```

```
STCDE :     MOV M,C
            INX H
            MOV M,D
            INX H
            MOV M,E
            INX H
            RET
```

```
FLCDE :     MOV C,M
            INX H
            MOV D,M
            INX H
            MOV E,M
            RET
```

```
FLBHL :     MOV B,M
            INX H
            PUSH D
            MOV D,M
            INX H
            MOV E,M
            PUSH D
            POP H
            POP D
            RET
```

```
SAT :       MOV A,D
            ORA A
            JNZ RSAT
            MOV A,E
            CPI 80H
            RC
RSAT :      LXI D, 07FH
            RET
```

GSET : EI
MVI A, 8
SIM
LDA, IBUFF
ORA A
RM
LXI H, Kpi
CALL KEYIN
LXI H, Kii
CALL KEYIN
RET

KEYIN : PUSH H
MVI B, 1
CALL GTHX
MVI D, 0H
CALL FLOT
MOV B, C
MOV H, D
MOV L, E
MVI C, 45H
LXI D, 8000H
CALL FDI
POP H
CALL STCDE
RET

Port 22 : SUB A
OUT 22H
MVI A, 0EH
STA 20FFH
OUT 20H
IN 21H
MOV L, A
MVI H, 28H
MOV A, M
OUT 22H
RET

Bibliographie

- 1/ Electronique de Reglage et de Commande.
Par H. Bühler Ed. Dunod 1979
- 2/ Informatique industrielle Tome I: Representation et traitement de l'informa-
-tion. Par H. Nussbaumer Prems Polytechniques Romandes 1986.
- 3/ Informatique industrielle T II : Introduction à l'informatique du
temps réel Par H. Nussbaumer. Prems Polytechniques Romandes 1986.
- 4/ Informatique industrielle T III : Automates programmables, Commande et
Reglage, Capteurs. Par H. Nussbaumer. Prems Polytechniques Romandes 1986.
- 5/ Informatique industrielle T IV : Commande numerique, Teleinformati-
-que, Sécurité, sûreté, fiabilité. Par H. Nussbaumer.
Prems Polytechniques Romandes 1986.
- 6/ Reglage échantillonné. T I Traitement par la transformé en z
H. Bühler Prems Polytechniques Romandes. 1982.
- 7/ Electronique de Puissance
H. Bühler Ed. Georgi 1981
- 8/ Electronique de Puissance : Commande des moteurs à courant continu
Eyrolles 1981. R. Chauprade.
- 9/ l'emploi des microprocesseurs Par M. Aumiaux
4^e Ed. Paris : Masson 1982.
- 10/ Commande de vitesse et optimisation énergétique par
microprocesseur. R. Feuillet. These de docteur ingenieur INPG 1979
- 11/ Power Electronics
Cyril W. Lander 2^e Ed Mc Graw-Hill 1987.

- 12/ Modélisation dans l'espace d'état et Commande numérique d'un moteur à courant continu Par M. Goza.
Thèse de docteur de 3^e cycle 1984.
- 13/ Systemes et asservissements linéaires échantillonnés ed. Dunod,
par Y. Sevely Paris 1973.
- 14/ Regulation et filtrage numérique en Commande de vitesse par microprocesseur . R.G.E. octobre 1983 , pp. 606-610
- 15/ Etude et réalisation de la commande d'un moteur à courant-continu par microprocesseur . Y. Ait Gougam Projet de fin d'étude Juin 1988 (ENP).
M. Mekroucha.
- 16/ Simulation de la commande numérique et analogique d'un moteur à courant-continu . F. Feltous (P.F.E) ENP - 1987.
H. Sahraoui
- 17/ Analyse de la qualité de réglage numérique N. Chaker
(P.F.E) ENP - 1986
- 18/ Logiciel pour la commande numérique par Calculateur
M. Djouder (P.F.E) ENP - Juin 1986.
- 19/ La programmation en Assembleur
J. Rivière Ed. Dunod 1984.
- 20/ Exercices d'assembleur et de macro-assembleur
J. Rivière Ed. Dunod 1985.
- 21/ catalogue Feedback : Technical information vol2. servomecanisme
Ms 150
- 22/ Catalogue Mes 80/85 : USER'S Manual , intel corporation.
janvier 1988.

23/ Catalogues Feedback instruments LTD . 1983 microprocessor
applications trainer

24/ Interfaçage des microprocesseurs .

Par M. Robin

Ed. Dunod 1979.

T. Maurin

25/ Commande d'un moteur à courant continu par micro-ordinateur

F. Boudjemaa

(P.F.E) ENP - Juin 1985.

26/ Simulation de la commande échantillonnée en Cascade
d'un moteur à courant continu.

N. Benhimen

(P.F.E) ENP - Janvier 1987.

