

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

2/89

وزارة التعليم العالي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

**Analyse d'un Système Autoadaptatif
dans
une machine-outil de grande
précision**

Proposé par : Mr LYSSOV VLADIMIR

Etudié par : ARAR NAIMA

Dirigé par : Mr LYSSOV V.

PROMOTION : JUIN 89

E.N.P. 10 Avenue Hacène Badi - EL HARRACH - ALGER

P.A.O ASTEIN

وزارة التعليم العالي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

المدينة الوطنية للصحة والتكنولوجيا
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Analyse d'un Système Autoadaptatif
dans
une machine-outil de grande
précision

Proposé par : Mr LYSSOV VLADIMIR

Etudié par : ARAR NAIMA

Dirigé par : LYSSOV V.

PROMOTION : JUIN 89

REMERCIEMENTS

J'exprime mes vifs remerciements à tous ceux qui m'ont aidée de près ou de loin à l'élaboration de ce modeste travail , en particulier, M. Lyssov. V et M. Chigara. F .

Je remercie également tous les professeurs qui ont contribué à ma formation.

A. Naïma

S O M M A I R E

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
 BIBLIOTHEQUE — المكتبة
 Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION	1
CHAPITRE I - ETUDE DE LA MACHINE OUTIL	2
I - Principe théorique de la commande numérique	2
II- Classification selon la technique de fonctionnement	2
III- Représentation schématique de la machine-outil à étudier	3
IV- Description du système	4
V - Fonctionnement de la machine-outil	4
CHAPITRE II - LA COMMANDE SUBORDONNEE DE LA MACHINE OUTIL ...	5
I - Introduction	5
II- Séro-mécanisme	5
III- Structures et caractéristiques générales du système subordonné	6
IV- Entraînement et commande par moteur	11
IV-1- Introduction	11
IV-2- Choix du système d'entraînement et de commande ...	11
IV-3- Caractéristiques mécaniques du groupe moteur - machine entraînée	11
IV-4- Stabilité de fonctionnement du groupe moteur - machine entraînée	11
IV-5- Moteur à courant continu	13
IV-6- Fonction de transfert du convertisseur à thyristors	17
IV-7- Convertisseur numérique - analogique	17
V- Mesure des parcours	19
VI- Système fonctionnel du système à 3 boucles superposées	25
VI-1- Calcul du régulateur de courant	25
VI-2- Calcul du régulateur de vitesse	26
VI-3- Calcul du régulateur de position	27
VII- Etude du régulateur de position utilisé dans la commande de la machine d'entraînement	33
VII-1- Régulateur de position non linéaire	36
VII-2- Régulateur de position linéaire	37
VII-3- Schéma électrique du régulateur de position non linéaire	39

VIII - Analyse de l'action de f.c.e.m du moteur sur les régimes transitoire et permanent du système	40
IX - Propriétés statiques du système subordonné en utilisant le régulateur de vitesse de type P ...	43
CHAPITRE III - REPOSES TEMPORELLES DU GROUPE MOTEUR - MACHINE ENTRAINNEE	46
I - Introduction	46
II - Détermination de la constante de temps électro-mécanique du groupe moteur - poupée porte broche et portique	46
III - Réponses temporelles du système	49
CHAPITRE IV - STABILISATION DES PARAMETRS DYNAMIQUES ET CREATION D'UN SYSTEME AUTOADAPTATIF	54
I - Introduction	54
II - Dispositif d'adaptation	54
II-1- Schéma électrique	54
II-2- Principe	55
II-3- Stabilisation de la constante de temps T_m	55
III- Schéma-bloc du système de régulation de la vitesse en introduisant le dispositif d'adaptation	57
IV - Plage de variation de la tension de sortie du capteur de déplacement	59
CHAPITRE V - SCHEMA ELECTRIQUE DE LA COMMANDE AUTOMATIQUE D'UN MOTEUR D'ENRAINEMENT D'UNE MACHINE - OUTIL	62
I - Introduction	62
II - Circuit de régulation de vitesse	62
III - Circuit de régulation de courant	64
IV - Circuit de puissance	64
V - Circuit de formation des impulsions pour la commande des thyristors	66
VI - Circuit de limitation de l'angle d'amorçage des thyristors	68
VII - Circuit limiteur de courant d'induit du moteur ..	68
IX - Circuit d'alimentation	70
CONCLUSION	76
BIBLIOGRAPHIE	

INTRODUCTION



Le développement rapide des diverses branches de l'industrie moderne, l'amélioration de la qualité ainsi que l'augmentation de la quantité de production des pièces mécaniques demandent la création des machines outils très performantes. Pour cela, on a introduit dans ces machines des systèmes à commande par microordinateur.

La machine-outil présente une complexité dans sa construction et une certaine rigidité de liaison entre ses différents organes.

Mais, les paramètres internes de ces organes sont variables et instables en présence d'une charge (par exemple, variation du couple d'inertie du moteur), d'où diminution de la précision de la pièce à usiner.

Pour avoir des performances dynamiques stables, il faut trouver un moyen de compenser l'effet des différentes charges (masses des pièces, poids du portique, ...) au cours du fonctionnement de la machine.

Le but de ce travail consiste:

- en l'analyse du système à commande automatique de la machine-outil (fraiseuse dans notre cas).
- donner la méthodologie de calcul du système de déplacement de la poupée porte-broche (outil de coupe), afin d'assurer une précision de l'ordre de micron, d'optimiser les paramètres dynamiques et de les stabiliser.

ETUDE DE LA MACHINE-OUTIL

I - PRINCIPE THEORIQUE DE LA COMMANDE NUMERIQUE

D'une manière générale, on désigne par commande numérique, l'automatisation des déplacements d'un organe mobile dans lequel les ordres relatifs de ces déplacements sont élaborés par des informations numériques qui sont définies par un programme.

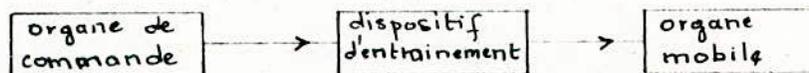
II-CLASSIFICATION SELON LA TECHNIQUE DE FONCTIONNEMENTII-1-Fonctionnement en boucle ouverte:

Fig.I-1-Schéma élémentaire du fonctionnement en b-o

Le moteur entraînant l'organe mobile tourne d'un angle $\Delta\varphi$ à chaque impulsion électrique reçue.

Si cette rotation introduit le déplacement nécessaire d'une manière certaine et si le nombre d'impulsions et leurs fréquences déterminent la vitesse nécessaire, le système serait idéal et simple.

Le dispositif d'entraînement qui répond à cette condition est le moteur pas à pas, mais dans l'état actuel de la technique on se risque encore rarement à se confier au fonctionnement sûr d'un tel moteur pour obtenir les diverses vitesses exigées, bien que cela constitue, en fait, un procédé très simple. Actuellement, on tend encore à utiliser principalement la commande en boucle fermée.

II-2-Fonctionnement en boucle fermée:

On associe à la partie mobile un organe pour la mesure des parcours. A chaque instant la position actuelle est comparée à la position désirée: lorsqu'il y a égalité, le comparateur applique un ordre d'arrêt du moteur.

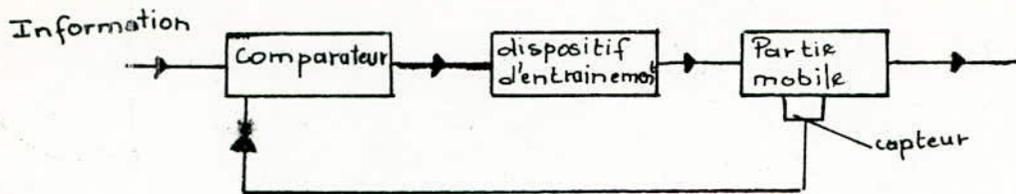


Fig.I-2 schéma élémentaire du fonctionnement en b-f

III-REPRESENTATION SCHEMATIQUE DE LA MACHINE-OUTIL A ETUDIER:

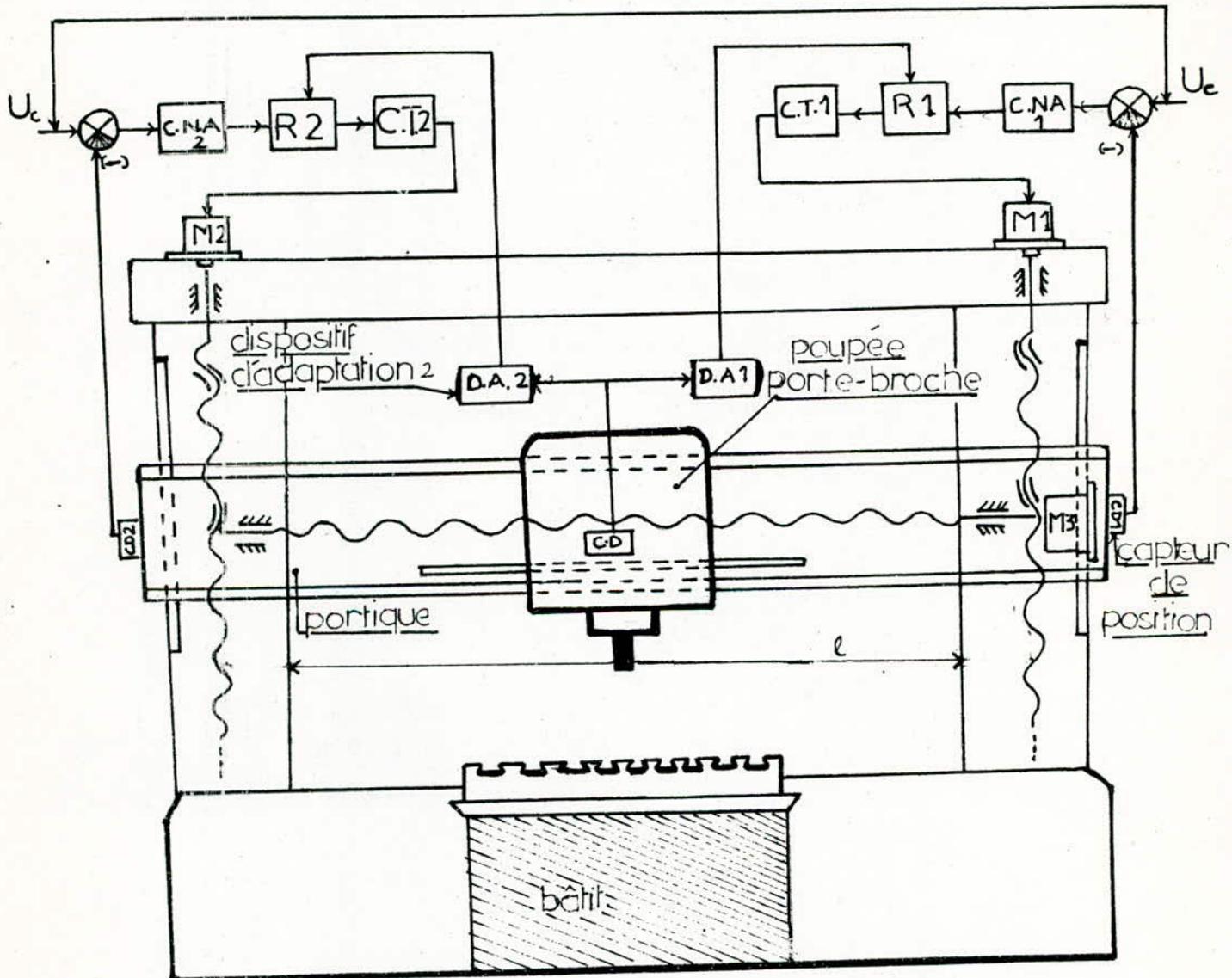


Fig.I-3-Schéma de la machine-outil (fraiseuse).

IV - DESCRIPTION DU SYSTEME:

Le système de commande comporte deux servo-mécanismes classiques disposés symétriquement de part et d'autre de la poupée porte broche (outil de coupe) et commandés simultanément par un microordinateur.

Chaque servo-mécanisme est constitué des éléments suivants:

- * un comparateur numérique destiné à élaborer le signal d'erreur dans le cas où la position de l'outil diffère de la valeur de consigne programmée.
- * un convertisseur numérique-analogique (C.N.A).
- * un convertisseur à thyristors (C.T).
- * un réseau de régulation (R).
- * un moteur d'entraînement agissant sur le portique pour le faire déplacer vers le haut ou vers le bas
- * un dispositif autoadaptatif (D.A).
- * un capteur de déplacement (C.D) fermant le servo-mécanisme.

En outre, il y a un 3^e moteur et un 3^e capteur pour le déplacement horizontal de la poupée porte-broche.

Remarque: sur le schéma on n'a pas représenté les moteurs de la table d'usinage et de la poupée porte broche car ils ne feront pas l'objet de ce travail.

V-FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE-OUTIL:

La machine-outil est une fraiseuse à 2 montants qui permet la fabrication des pièces mécaniques de diverses formes et masses. Elle doit fournir une certaine puissance qui varie avec le travail demandé et le matériau à travailler.

Les fraisages effectués sont paraxiaux aux axes de la table d'usinage.

La machine peut aussi réaliser des perçages, des alésages et des taraudages.

Les différents mouvements possibles:

- . mouvement du portique
- . mouvement de la poupée porte broche contenant l'outil de coupe
- . mouvement de la table d'usinage.

Sous l'action des instructions binaires fournies par le microordinateur les 2 moteurs M1 et M2 commencent à tourner pour déplacer le portique verticalement suivant les 2 colonnes filtrées associées à M1 et M2.

Le positionnement de la poupée porte broche sur la table se fait grâce à sa liaison avec le moteur M3.

Lorsque le portique avance de la distance partielle correspondante sur ses 2 vis d'avance, l'outil de coupe, une fois fixée sur la pièce, est assujéti à suivre la trajectoire déterminée par le programme.

D'autre part, la position actuelle de la poupée porte-broche est surveillée sans interruption par l'instrument de mesure indépendant du mécanisme d'entraînement de la machine.

Cette mesure est alors comparée à la grandeur de consigne appliquée extérieurement dans le comparateur.

NB: Dans ce travail, on s'intéressera uniquement aux 2 types de déplacement: vertical et horizontal.

CHAPITRE II

LA COMMANDE SUBORDONNÉE DE LA MACHINE-OUTIL

I-INTRODUCTION

On a vu précédemment que la machine est système composé de 2 servo-mécanismes identiques; et on verra dans ce chapitre que ce système est au fait constitué de plusieurs sous-systèmes ou boucles, chacun(e) est destiné(e) à asservir une grandeur bien déterminée.

Au départ, il est utile de faire un rappel sur le servo-mécanisme.

II-SERVO-MECANISME

II-1-Définition:

On appelle servo-mécanisme un système asservi dont le rôle consiste à amplifier la puissance et dont la grandeur réglée représente la position mécanique ou l'une de ses dérivées par rapport au temps comme la vitesse ou l'accélération.

II-2-Schéma fonctionnel:

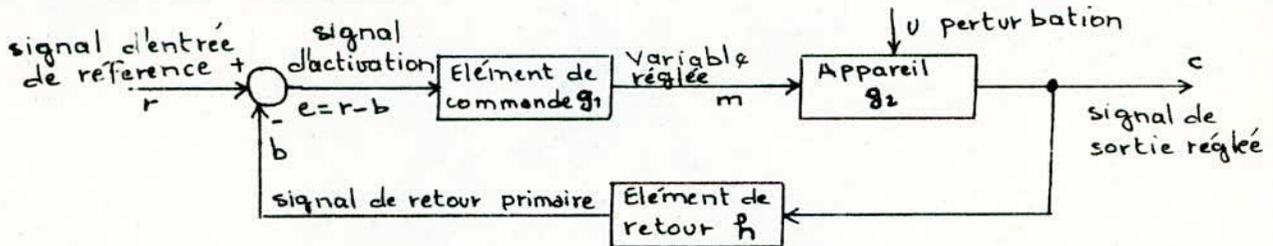


Fig.II-2-schéma fonctionnel d'un servomécanisme

II-3-Asservissement et régulation:

L'asservissement de c présente en pratique deux aspects qu'il est commode de distinguer:

a- Asservissement proprement dit: c doit "suivre" r quelles que soient les perturbations de r au cours du temps.

b-Régulation: le principe de la régulation consiste d'une part à comparer la valeur réelle avec la valeur de consigne r et d'autre part à stabiliser le circuit de réglage.

La régulation utilisée dans la machine-outil est celle à boucles multiples car elle présente les avantages suivantes:

- 1_ les non-linéarités et les constantes de temps élevées sont corrigées à l'intérieur de chaque boucle et ainsi elles seront masquées vis à vis des boucles extérieures.
- 2_ les fermetures successives des différentes boucles facilitent la mise en marche du système.
- 3_ les limitations sont introduites pour éviter une intervention brutale des régulateurs, lors de l'apparition des phénomènes transitoires importants.

III-STRUCTURES ET CARACTERISTIQUES GENERALES DU SYSTEME SUBORDONNE

III-1-Introduction:

La fraiseuse est une machine-outil qui fonctionne selon les régimes de démarrages, de freinage et de réglage de vitesse. Elle doit donc assurer une certaine rapidité dans l'exécution d'un de ces régimes.

Par conséquent, son régime transitoir doit être optimal.

III-2-Organisation générale du système subordonné:

C'est un système comprenant autant de boucles que de variables à contrôler, qui sont pour une commande de déplacement: courant, vitesse, déplacement.

Chaque variable est contrôlée par la régulation qui lui est propre.

Dans le système (Fig. II-3), La division d'objet de réglage en i éléments se fait de telle manière à obtenir un nombre minimal de constantes de temps.

Chaque élément en possède une, appelée grande constante de temps.

pour obtenir la rapidité du régime transitoir il faut compenser toutes ces grandes constantes de temps.

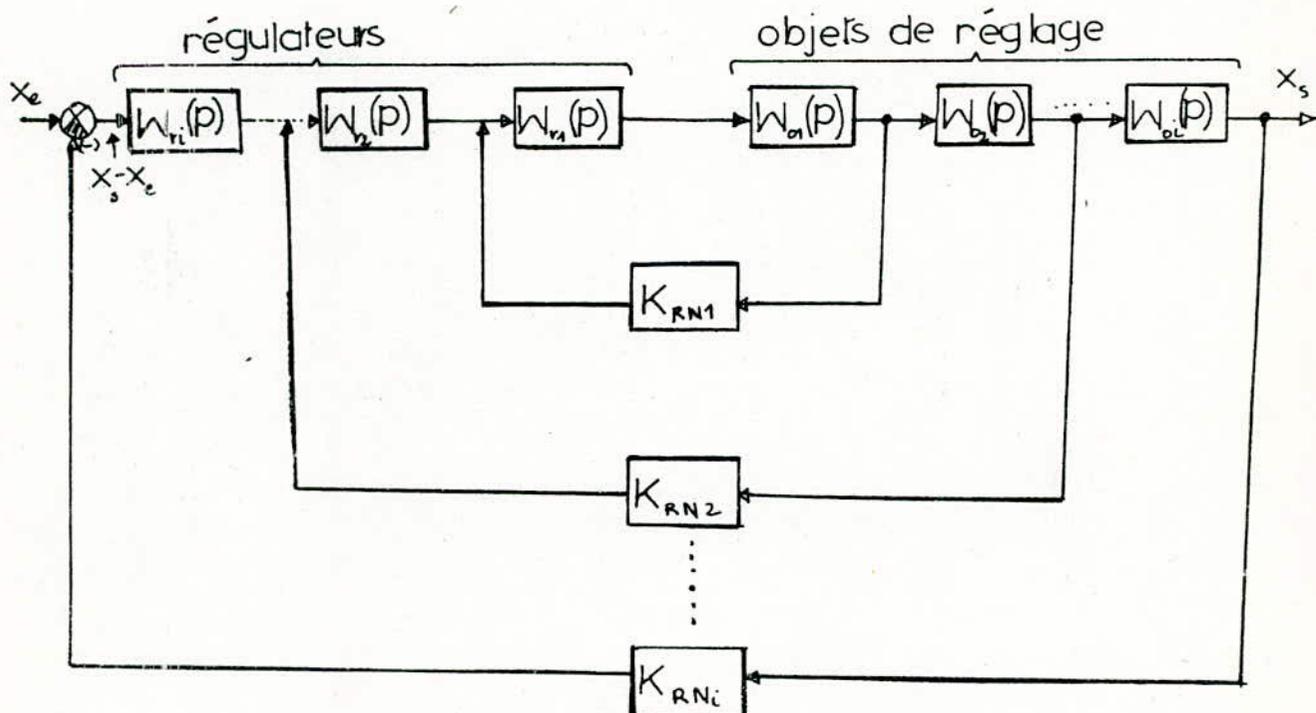


Fig. II-3-Organisation générale du système subordonné.

III-3-Détermination de la fonction de transfert optimale d'une boucle:

soit une boucle du système subordonné suivante:

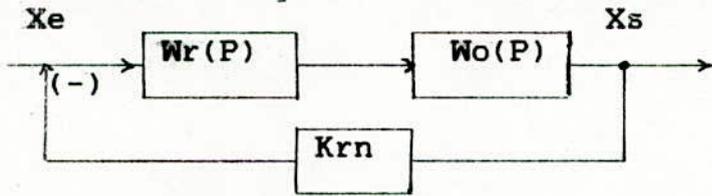


Fig.II-4-schéma - bloc d'une boucle de régulation.

NB : Dans le but de simplification, on prendra $K_{rn} = 1$.
 Un régime transitoire optimal est obtenu quand le système n'a aucune inertie, c'est à dire dépourvu de constantes de temps.
 La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc:

$$W_{ov}(p) = W_r(p) * W_o(p) = K \quad (\text{constante})$$

$$W_o(p) \text{ peut s'écrire sous forme de 2 polynômes: } W_o(p) = \frac{F(p)}{Q(p)}$$

$$\text{d'où } W_r(p) = \frac{W_{ov}(p)}{W_o(p)} = K \frac{Q(p)}{F(p)}$$

avec $F(p)$: polynôme de degré m en p
 $Q(p)$: polynôme de degré n en p et $n > m$

Donc, la réalisation de l'objet de réglage n'est pas difficile par contre celle du régulateur n'est pas toujours facile.

$$\frac{X_s(p)}{X_e(p)} = \frac{K}{1+K} < 1 \quad (\text{en b-f})$$

Cette inégalité montre qu'il ya toujours un écart statique entre les 2 grandeurs d'entrée et de sortie.
 On peut en effet, annuler cet écart en augmentant le gain K , mais cela risque d'entraîner à l'instabilité du système.

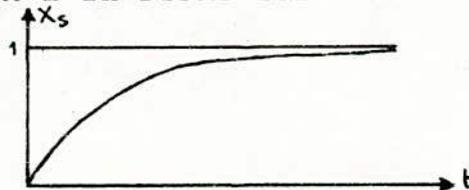
Le processus le proche du cas idéal c'est l'intégrateur:

$$W_o(p) = \frac{K}{p} \quad \text{avec } K = \frac{1}{T_o}$$

En boucle fermée on a:
$$\phi(p) = \frac{1}{T_o p + 1}$$

Et la fonction de transfert du régulateur sera:
$$W_r(p) = \frac{K}{p} \cdot \frac{Q(p)}{F(p)}$$

On voit que le degré du dénominateur a augmenté.
 En régime permanent obtenu pour t suffisamment grand, on constate que $X_e(p) - X_s(p) = 0$; cette qualité constitue la précision.
 La réponse à un échelon a la forme suivante:



Si le régulateur présente des difficultés de réalisation, on peut augmenter encore le degré du dénominateur de $Wou(p)$. Dans ce cas, le système devient du second ordre avec:

$$Wou(p) = \frac{1}{Top(Tup+1)}$$

En boucle fermée on a:

$$\Phi(p) = \frac{1}{ToTup^2 + Top+1}$$

En régime établi, on obtient aussi une erreur nulle.

Rapport optimal existant entre To et Tu:

La fonction de transfert du système normalisé est: $\frac{1}{Tp^2 + 2\zeta Tp + 1}$

avec ζ le coefficient d'amortissement

On identifie cette fonction de transfert avec $\Phi(p)$:

$$\frac{1}{ToTup^2 + Top+1} = \frac{1}{Tp^2 + 2\zeta Tp + 1}$$

On obtient:

$$\begin{cases} T^2 = ToTu \\ 2\zeta T = To \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T = \sqrt{ToTu} \\ T = To/2\zeta \end{cases} \Rightarrow 1/2\zeta = \sqrt{Tu/To} \quad (1)$$

Les réponses harmoniques des systèmes du second ordre donne une infinité de courbes qui varient suivant le coefficient d'amortissement (voir planche Ia).

La courbe optimale est celle caractérisée par $\zeta = \sqrt{2}/2$.

En remplaçant cette dernière valeur dans (1), on obtient:

$To = 2Tu$

Grâce à ce rapport, on peut créer un système performant.

La fonction de transfert en boucle ouverte devient donc:

$$Wou(p) = \frac{1}{ToTup^2 + Top} = \frac{1}{2Tup(Tup+1)}$$

et celle du régulateur optimal s'écrit:

$$Wr(p) = \frac{1}{2Tup(Tup+1)} \cdot \frac{1}{Wo(p)}$$

Le degré du dénominateur du régulateur est renforcé en p, ce qui entraîne une réalisation plus facile.

Vérification de la stabilité de $Wou(p)$:

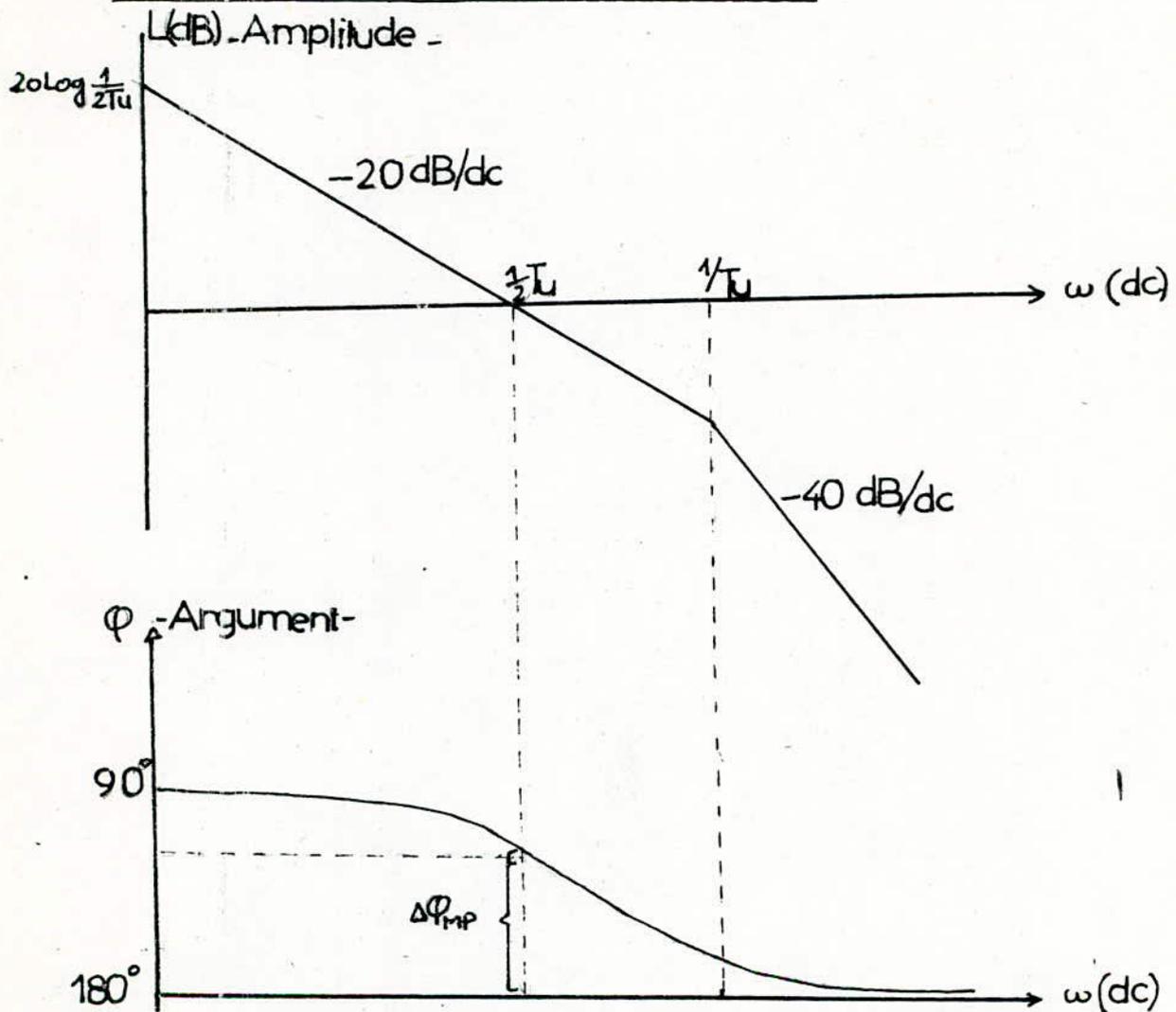


Fig.II-4-Diagrammes de Bode

La marge de phase à la fréquence de coupure pour laquelle $L(\text{db})=0$ donne:

$$\Delta\varphi_{MP} = 180 - (-90 + \arctg 1/2) = 63,4 \text{ degrés.}$$

On voit que cet argument ne dépasse pas 180° , donc le système est absolument stable.

L'expression de la réponse indicielle s'écrit comme suit:

$$Xs(t) = 1 - e^{-t/Tu} \cdot (\sin t/2Tu + \cos t/2Tu) \quad (2)$$

Remarque: Le régime transitoire dépend directement de Tu .

III-4-Détermination de la fonction de transfert optimale de plusieurs boucles superposées:

Cas de 2 boucles:

La fonction de transfert s'écrit:

$$Wou(p) = \frac{1}{4Tup(2Tup+1)}$$

Cas de 3 boucles:

La fonction de transfert s'écrit:

$$Wou(p) = \frac{1}{8Tup(4Tup+1)}$$

On remarque qu'à chaque ajout d'une boucle, la constante de temps est multipliée par 2, donc le système devient plus lent; c'est pour cette raison qu'on s'arrête à la 3^e boucle.

Caractéristiques du régime transitoir optimal:

Le régime transitoir est caractérisé par:

- 1/ un dépassement δ : $\delta = \frac{MoM}{HMo} = 0,043$ soit 4,3%.
- 2/ un temps de réponse (durée du régime transitoire):
 $tr = 4,7s$
- 3/ un temps de montée: $tm = 4,7 \sum_{i=1}^n Tu_i$

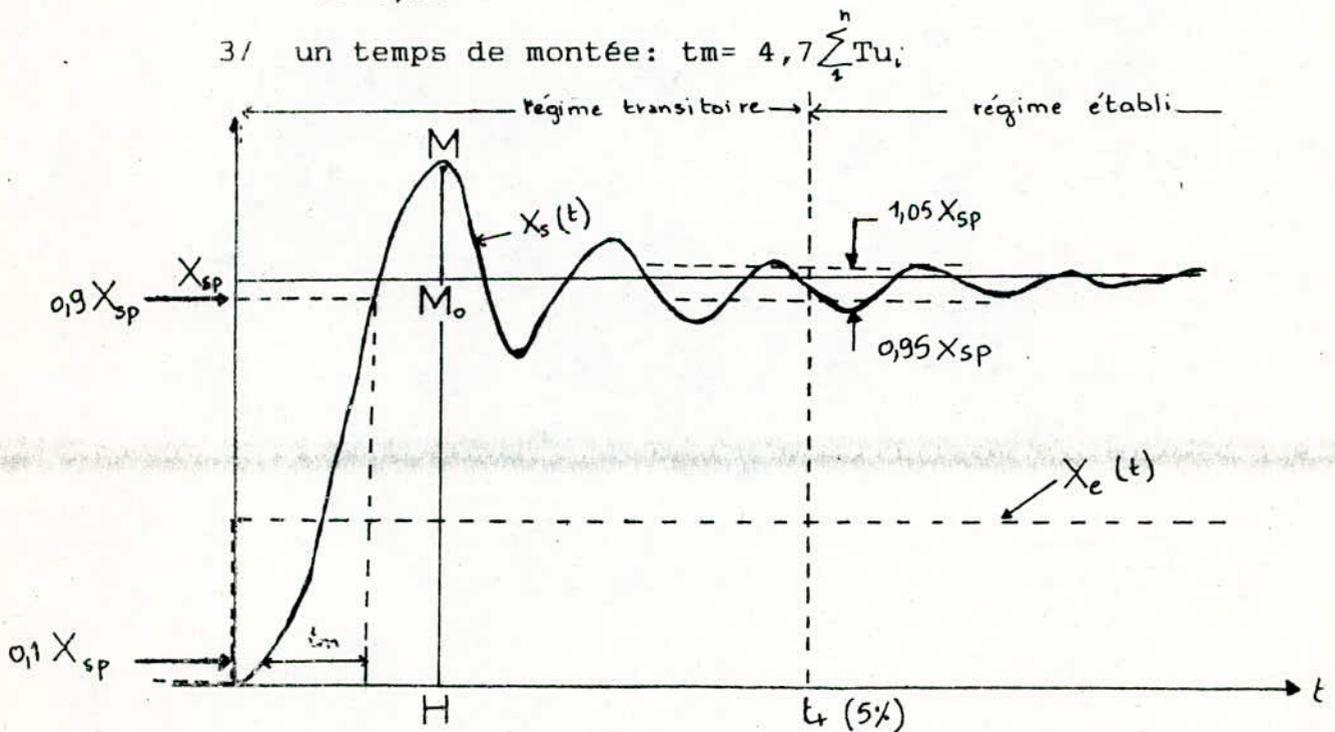


Fig.II-5-Réponse indicielle du système subordonné (donnée par la fonction $X_s(t)$ de la relation (2)).

IV-ENTRAÎNEMENT ET COMMANDE PAR MOTEUR

IV-1-Introduction:

La machine-outil est l'une des machines qui exigent un moteur assurant des démarrages fréquents, des réglages de vitesse et le plus souvent le freinage de la charge qu'il entraîne, afin d'obtenir la cadence de production la plus rapide possible.

IV-2-Choix du système d'entraînement et de commande:

La fraiseuse est une machine qui demande une certaine puissance bien déterminée et a une large gamme de réglage de la vitesse (1:10000), on est donc, amené à choisir les moteurs à courant continu.

Le réglage de la vitesse de ces moteurs demeure cependant difficile quand on dispose d'une tension fixe; c'est pourquoi, on est amené à les alimenter par des convertisseurs à thyristors ou à transistors.

Ces derniers servent en plus du redressement du courant alternatif, à contrôler le moteur, c'est à dire à régler sa vitesse, son démarrage, son freinage, etc...

Ceci se fait par le réglage de la tension en variant l'instant d'amorçage.

IV-3-Caractéristiques mécaniques du groupe moteur-machine entraînée:

On appelle caractéristique mécanique la relation entre la vitesse de rotation et le couple:

$C_m = f(N)$ pour le moteur

$C_r = g(N)$ pour la machine entraînée par le moteur

IV-4-Stabilité de fonctionnement du groupe moteur-machine entraînée:

Les courbes (1) et (2) de la figure (II-6) donnent respectivement le couple moteur C_m et le couple résistant C_r en fonction de N .

Les 2 courbes se coupent en M .

Si la vitesse de rotation change, par exemple, si elle diminue en passant de la valeur N_1 à la valeur N_2 , il apparaît sur le moteur un couple dynamique positif.

$$C_j = C_m - C_r = b_d - b_c = c_d$$

Sous l'effet duquel la vitesse du moteur commencera à croître pour atteindre sa valeur précédente N_1 .

Dans le cas contraire, si la vitesse augmente de N_1 jusqu'à N_3 , on aura $C_r > C_m$, un couple dynamique négatif prendra naissance et la vitesse commencera à diminuer pour atteindre sa valeur initiale N_1 .

Il en résulte que le point M est le point de fonctionnement stable du groupe moteur-machine entraînée.
 Dans le cas générale, le fonctionnement du groupe est stable lorsque:

$$\frac{dC_m}{dN} < \frac{dC_r}{dN}$$

De même le fonctionnement est instable lorsque:

$$\frac{dC_m}{dN} > \frac{dC_r}{dN}$$

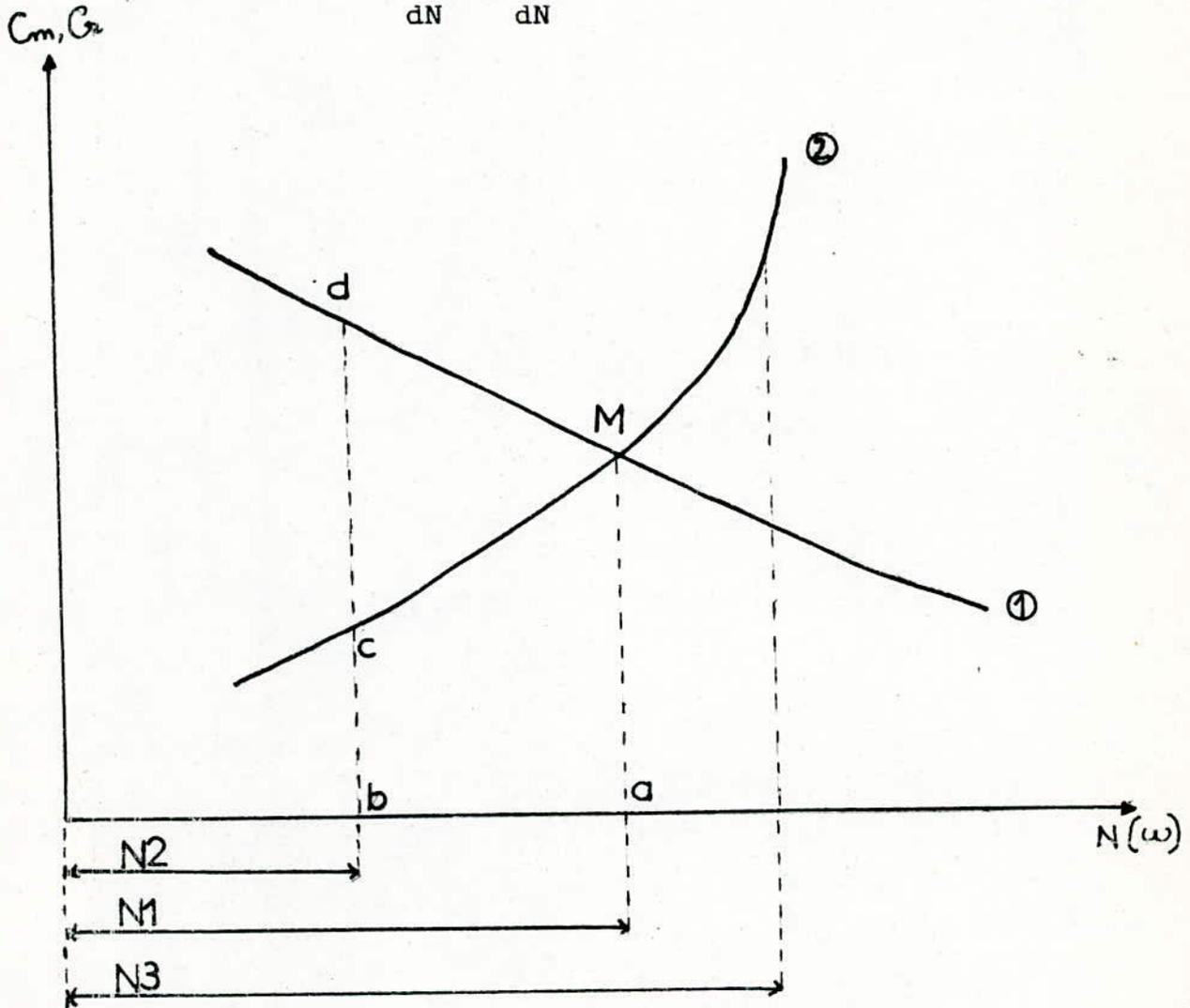


Fig.II-7- Caractéristiques mécaniques du groupe moteur-machine entraînée.

IV-5- Moteur à courant continu:

Le moteur à courant continu est caractérisé par le fait que le champ inducteur occupe une direction fixe. Le moteur utilisé pour cette étude est celui à excitation séparée (Fig.II-8).

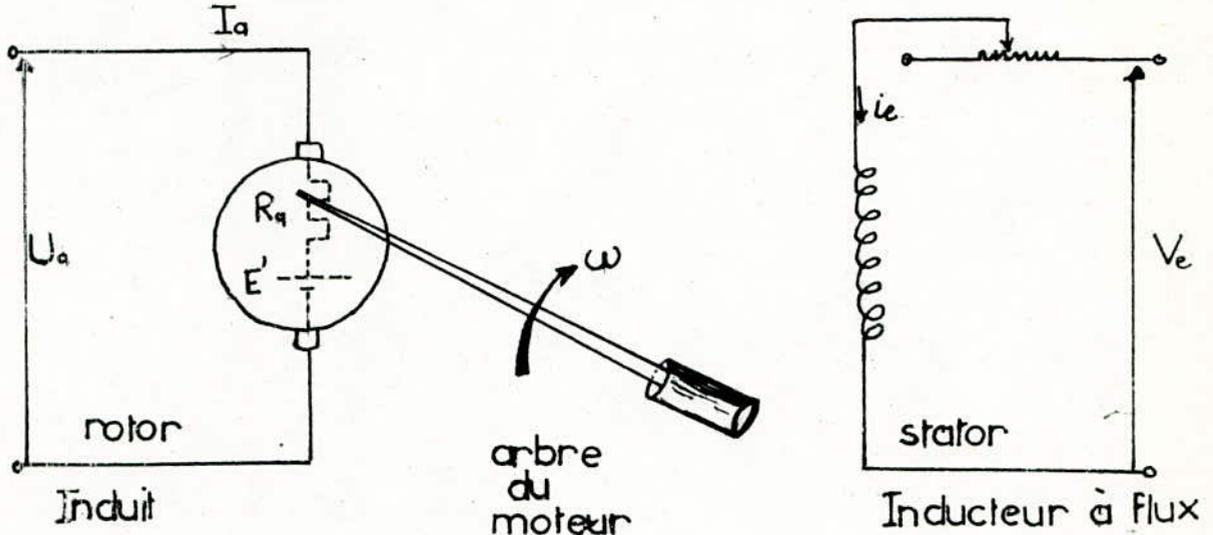
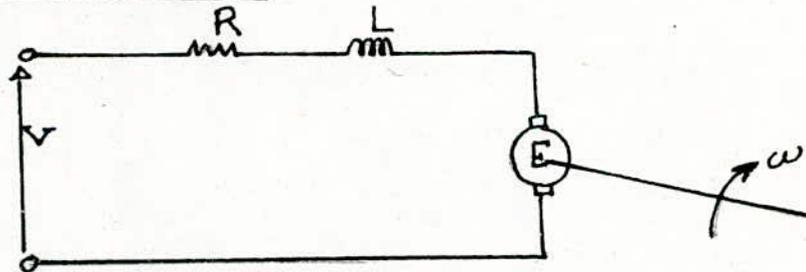


Fig.II-8-Schéma du moteur à excitation séparée.

IV-5-1-Etablissement de la fonction de transfert du moteur:

Schéma équivalent usuel:



Notations utilisées:

- V : tension d'entrée aux bornes de l'induit
- I, R, L : intensité, résistance, self-inductance de l'induit
- E : force contre électro-motrice du moteur (f.c.e.m)
- Ce : couple électromagnétique du moteur
- Cn : couple utile disponible sur le rotor
- Cm : constante du couple du moteur
- Jm : moment d'inertie du rotor
- w : vitesse angulaire du rotor

Lorsque le moteur fonctionne, en régime permanent on a les équations suivantes:

$$V = RI + \frac{L di}{dt} + E \quad (1)$$

$$E = C_e \cdot \omega \quad (2)$$

$$D'autre part on a: \quad C_n = C_m \cdot I = J_m \frac{d\omega}{dt} + 0 \quad (3)$$

Remarque:

Les frottements visqueux f et le couple de rappel k de la charge sur l'arbre de moteur sont supposés négligeables dans (3).

$$\text{La puissance du moteur vaut:} \quad P = C_m \cdot \omega \quad (4)$$

Dans le plan de Laplace, on peut alors écrire:

$$(1) \quad V = I(R + LP) + E/P$$

$$(2) \quad E = C_e \cdot W(p)$$

$$(3) \quad C_m = J_m \cdot W \cdot p$$

A partir de l'équation (3), on peut tirer le courant que peut absorber le moteur:

$$I = \frac{J_m}{C_m} \cdot W \cdot P \quad (5) \quad C_m$$

En remplaçant les expressions de I et E dans (1) on obtient:

$$\frac{W(p)}{V(p)} = \frac{1}{C_e \left[\frac{L}{C_e} \cdot \frac{J_m}{C_m} p^2 + \frac{R}{C_e} \cdot \frac{J_m}{C_m} p + 1 \right]}$$

Et l'expression finale de la fonction de transfert s'écrit:

$$F(p) = \frac{W(p)}{V(p)} = \frac{K_m}{T_m \cdot T_e \cdot P^2 + T_m \cdot p + 1}$$

En posant:

$$T_m = \frac{J_m \cdot R}{C_e \cdot C_m} \quad : \text{ Constante électro-mécanique}$$

$$T_e = \frac{L}{C_e} \quad : \text{ Constante électromagnétique}$$

$$K_m = \frac{R}{C_e} \quad : \text{ Gain du moteur}$$

Il est donc possible d'associer au moteur le schéma fonctionnel suivant (Fig.II-9):

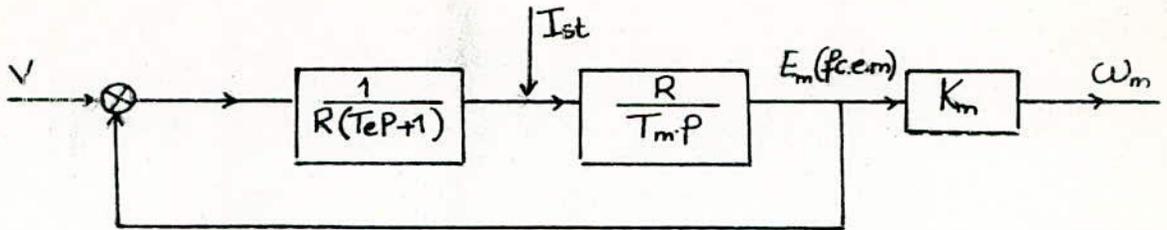


Fig.II-9- Schéma fonctionnel du moteur

IV-5-2- Caracteristiques générales du moteur:

Le moteur qu'on a choisi pour ce travail, présente les caractéristiques données par le tableau suivant:

1_	puissance nominale :	$P_n = 0,85$	KW
2_	Vitesse nominale :	$N_n = 2200$	tr/mn
3_	Tension nominale :	$U_n = 110$	V
4_	Courant nominal :	$I_n = P_n / U_n = 7,72$	A
5_	Courant maximal :	$I_m = I_n \cdot 2,5 = 19,3$	A
6_	Couple nominal :	$C_n = 0,38$	Kg.m
7_	Constante du couple:	$C_m = C_n / I_n = 0,049$	Kg.m/A
8_	Moment d'inertie :	$J_m = 1,4 \cdot 10^{-4}$	Kg.m.s

a/ Calcul du couple électromagnétique:

Soit les 2 équations suivantes du moteur:

$$\begin{aligned} \text{et } U_n &= R_\Sigma \cdot I_n + E \\ E &= C_e \cdot \omega_n \end{aligned} \quad C_e = \frac{U_n - R_\Sigma I_n}{\omega_n} = K_e \phi \quad (7)$$

ω_n : est la vitesse angulaire nominale du moteur qui est calculée à partir de l'expression suivante:

$$\omega_n = \frac{N_n \cdot 2 \cdot \pi}{60}$$

$$\omega_n = 230,26 \text{ rd/s}$$

R_Σ : est la résistance totale du moteur, elle est donnée par:

$$R_\Sigma = R_{ind} + R_{\text{éq.conv}} \quad \text{avec} \quad R_{\text{éq.conv}} = \frac{8 \cdot \pi^2 f}{m \cdot X} \cdot L_{ind}$$

Pour un réseau électrique triphasé on a: $m=3$ et $f=50$ Hz

On donne également: $R_{ind}=0,44 \Omega$ et $L_{ind}=0,08H$

Et finalement, $C_e = 0,46$ V.S/rd

b/ Calcul de gain du moteur:

$$K_m = \frac{1}{C_e}$$

$$K_m = 2,17 \text{ rd/v.s}$$

c/ Calcul de la constante électromagnétique:

$$T_e = \frac{L}{R}$$

$$T_e = 0,18 \text{ s}$$

d/ Calcul de la constante électromécanique (sans aucune charge)

$$T_m = \frac{J_m \cdot R}{C_e \cdot C_m}$$

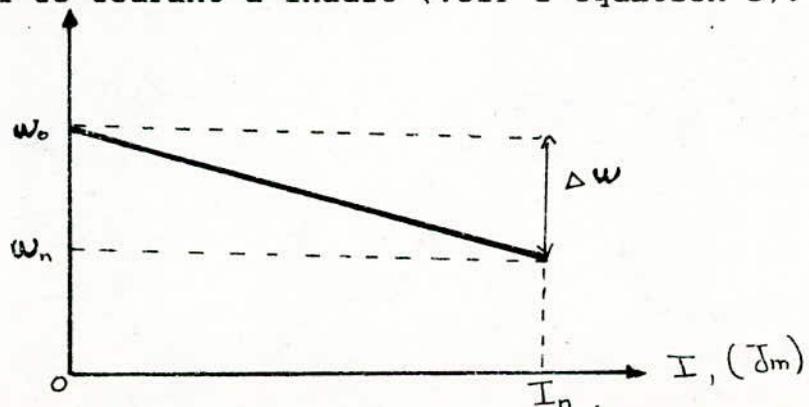
$$T_m = 0,027 \text{ s}$$

e/ Caractéristique mécanique de la vitesse en fonction du courant

D'une manière générale l'expression qui donne la caractéristique mécanique de la vitesse en fonction du courant qui alimente l'induit est :

$$\omega = \frac{U - R_e I}{K_e \cdot \phi}$$

Et le moment du couple appliqué sur l'arbre du moteur est proportionnel à ce courant d'induit (voir l'équation 5).



On voit bien que la vitesse est maximale lorsque le moteur tourne à vide et vaut :

$$\omega_0 = \frac{U_n}{C_e} \quad \text{soit} \quad 239,13 \text{ rd/s}$$

Lorsqu'on applique une charge nominale, on constate que la vitesse atteint ω_n en chutant de :

$$\omega = \frac{R_z \cdot I}{C_e} \quad \text{soit} \quad 9 \text{ rd/s}$$

IV-6-Fonction de transfert du convertisseur à thyristors:

La fonction de transfert du convertisseur à thyristors est donnée par :

$$Q(p) = \frac{K_{th}}{T_{th} \cdot p + 1}$$

$$\text{avec } T_{th} = 1 / 2 \cdot m \cdot f$$

Pour un réseau électrique triphasé on a :

$$m=3 \quad \text{et} \quad f=50 \text{ Hz}$$

$$\text{D'où} \quad T_{th} = 0,0033 \text{ s}$$

On remarque que T_{th} est une valeur extrêmement faible, on peut l'appeler donc " petite constante de temps " du système subordonné.

On donne un gain $K_{th} = 100$.

Et on a finalement :

$$Q(p) = \frac{100}{0,0033p + 1}$$

IV-7- Convertisseur numérique-analogique:

Le rôle de ce convertisseur est de traduire une valeur numérique de la consigne (la position prescrite au portique) en une valeur analogique.

Principe:

C'est un dispositif qui, à une des 2^n combinaisons possibles à son entrée, fait correspondre une parmi 2^n tensions discrètes obtenues à partir de U_{ref} .

Un nombre N à convertir s'exprime par: $N = d_1 2^{n-1} + d_2 2^{n-2} + \dots + d_n 2^0$

$$\text{Pour } 0 \leq N \leq 2^n - 1$$

Si le nombre est fractionnaire: $N' = d_1 2^{-1} + d_2 2^{-2} + \dots + d_n 2^{-n}$

$$\text{Pour } 0 \leq N' \leq 1$$

Fonction de transfert:

Elle est donnée par:

$$U = U_{ref} \left(d_1 / 2 + d_2 / 2^2 + \dots + d_n / 2^n \right)$$

Détermination de gain du convertisseur C.N.A.:

Soit ΔS_f l'entrée du C.N.A, c'est la valeur maximale que peut donner le comparateur à sa sortie.

Cette valeur vaut $6300 \mu\text{m}$, ce qui correspond à 2^{13} combinaisons possibles à l'entrée du C.N.A.

On verra ultérieurement comment on a obtenu la valeur de ΔS_f

Et soit la tension de sortie fournie par le C.N.A qui vaut 10 V (c'est la tension maximale que peut supporter le réseau de régulation qui suit le convertisseur).

Le gain vaut donc:

$$K_{C.N.A} = 0,0015 \text{ V}/\mu\text{m}$$

V-MESURE DES PARCOURS

V-1-Introduction:

Pratiquement tous les processus automatisés présente le schéma général suivant:

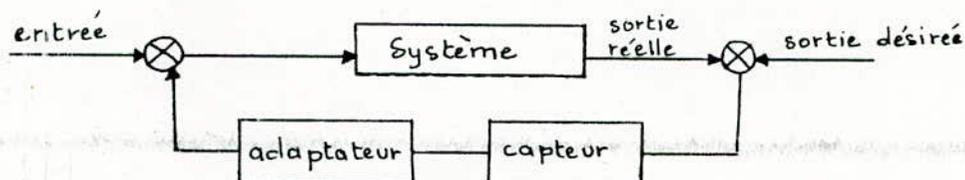


Fig.II-10-Principe d'un système bouclé

La sortie est une grandeur mesurable: une position dans notre cas. L'évolution désirée de cette grandeur est connue à l'avance.

Les capteurs ou transducteurs (car ils transforment la mesure de courant ou de tension) vont permettre la mesure permanente des grandeurs réelles en question, autorisant la fermeture de la boucle d'asservissement.

V-2- Les capteurs de déplacement ou de position:

Il y a plusieurs types de ces dispositifs, mais on s'intéressera uniquement à ceux qui sont les plus fréquemment exploités, ce sont les capteurs digitaux.

LES CAPTEURS DIGITAUX:

Les informations, acquises par les capteurs et délivrées sous forme analogique, doivent être traitées par des calculateurs digitaux qui en assurent l'exploitation rapide et précise. Ceci est rendu possible par l'utilisation de convertisseur analogique-numérique qui, recevant le signal du capteur délivre au calculateur l'information digitalisée.

Dans le cas des déplacements, il est cependant possible de concevoir des capteurs qui assurent de façon immédiate la traduction d'une position linéaire ou angulaire de l'arbre du moteur en un mot binaire qui le définit.

Cependant, comme tout dispositif de conversion numérique d'une grandeur, celle-ci se trouve quantifiée: un nombre limité de positions peut être distingué et la résolution est donc toujours finie.

Ces capteurs sont actuellement les CODEURS OPTIQUES qui existent en 2 catégories:

- * Les codeurs incrémentaux
- * Les codeurs absolus

Dans ce présent travail, on a choisi la deuxième catégorie.

Celle-ci présente les avantages suivantes:

- 1/ Le codeur absolu est insensible à l'action des parasites de type industriel et aux vibrations de la machine-outil.
- 2/ Les positions successives du chariot mobile sont codées au fur et à mesure des déplacements et donc définies en permanence.

Le seul inconvénient qu'il a c'est son prix élevé, du à sa complexité de conception.

LES CODEURS ABSOLUS:

a - Mode de fonctionnement:

Le codeur absolu se présente sous la forme d'un disque sur lequel sont disposées des couronnes noires et blanches, en totalités ou non, sur une région quelconque.

La succession de zones noires et blanches constitue une représentation binaire connue, (Fig.II-11) et une technologie déterminée.

Le nombre N de surfaces ou zones fixe la résolution soit:

$$\frac{360^\circ}{N}$$

Les n bites constituant chacun des mots sont matérialisés sur n pistes concentriques (Fig.II-11) en utilisant des états physiques complémentaires pour distinguer les valeurs 0 ou 1 : surface opaque ou translucide en général (lecture optique).

Il y a pour chacune des pistes une source qui est une diode électroluminescente et un récepteur qui est un phototransistor.

b_ Codage:

Le code binaire naturel présente l'intérêt d'être directement utilisable par le dispositif de traitement comme le calculateur; il exige en outre le nombre minimum de bits pour la représentation d'un nombre donné.

Cependant, il a le grand inconvénient de présenter des changements simultanés de plusieurs bits lorsque des nombres varient d'une seule unité.

Exemple:

$15)_{10} : 01111)_2$

$16)_{10} : 10000)_2$

Si les dispositifs de lecture ne sont pas parfaitement alignés, les changements de bits ne sont pas lus simultanément et il y a un risque d'erreur lorsque la lecture s'effectue pendant la transition ou si le codeur s'arrête dans une position à la limite de deux valeurs.

Ce risque de lecture erronée, qui existe aussi bien pour le code BCD, peut être évité

- Soit en utilisant un code dont un seul bit change lors de chaque déplacement élémentaire, en général un code réfléchi (Fig.II-11).
- Soit en concevant le code binaire naturel ou BCD mais en employant un dispositif de lecture supplémentaire permettant d'éviter les lectures ambiguës dans les zones de transition.

Les plus courants sont le code Gray et le code BCD réfléchi.

A partir de ceux-ci, on peut définir de nouveaux codes réfléchis, dit par excès 3.

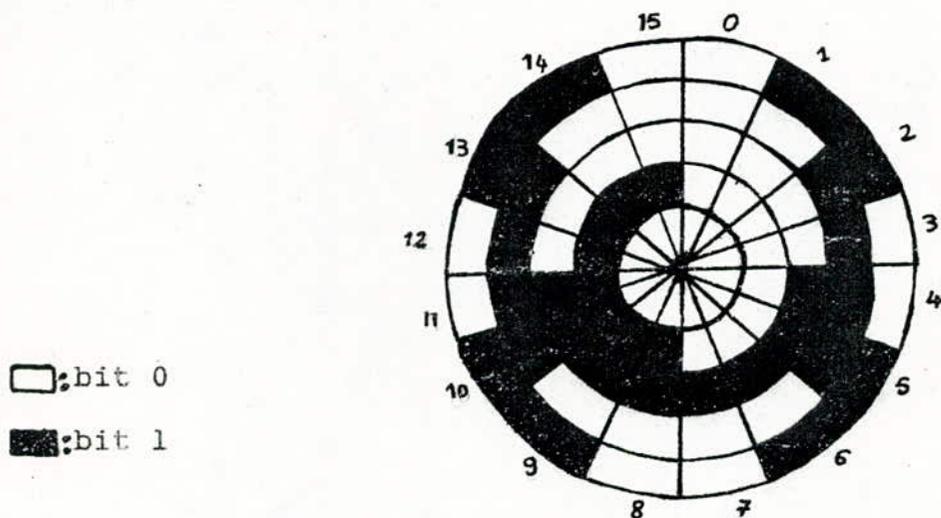


Fig.II-11-Codeur absolu : disque en code Gray.

c - Protection contre les effets des vibrations:

- Mesure mécanique:

La machine-outil et le capteur doivent être liés l'un à l'autre de façon aussi rigide que possible.

- Moyen électrique:

Sensibiliser le capteur à la direction du déplacement par l'intermédiaire d'un discriminateur de sens tenant du fait que les impulsions engendrées par les vibrations doivent être alternativement appliquées sur l'entrée de comptage direct du compteur, puis sur son entrée de comptage inverse afin que l'effet résultant soit zéro.

d - Caractéristiques générales du capteur de déplacement utilisé:

Le capteur de déplacement utilisé dans notre système pour la commande de la fraiseuse est caractérisé par:

d1 - La précision:

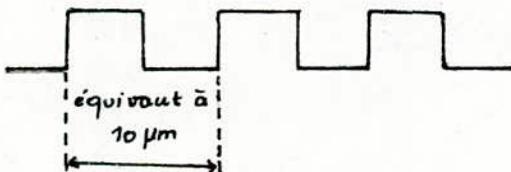
La précision et, plus étroitement considéré, les écarts produits dans le traitement interne de l'information dépendent de nombreux facteurs associés.

Les sources d'erreurs sont:

- * Le pouvoir de résolution de l'échelle de mesure de parcours. C'est la valeur minimale que l'on puisse encore juste évaluer sur le capteur.
- * Le jeu (des engrenages, des organes équivalents) dans les convertisseurs de mouvements mécaniques.
- * La reproductibilité incomplète de la position relative entre l'outil et la pièce, après le changement de l'outil.

La précision exigée dans ce travail est de $10\mu\text{m}$.

Au fait, cette valeur représente la périodicité des impulsions générées par le lecteur de disque lorsque ce dernier fait un déplacement élémentaire (en passant d'une zone à une autre).



d2 Détermination de nombre d'impulsions par un tour de disque:

On sait qu'à chaque déplacement élémentaire du disque, il y a génération d'une impulsion lumineuse par la source de lecture. Dans ce cas, on peut calculer aisément le nombre d'impulsions délivrées pour N déplacements élémentaires (zones) quand le disque fait un tour complet.

Comme le chariot (portique ou poupée porte broche) se déplace sur la vis d'avance, il faut donc connaître la valeur h du pas de cette vis.

On donne $h = 10^4 \text{ mm} = 10 \text{ } \mu\text{m}$.

Sachant que 1 pas de la vis équivaut à 1 tour de disque on aura alors :

$$N = \frac{\text{pas de la vis}}{\text{périodicité}}$$
$$N = \frac{10^4}{10} \quad \text{soit} \quad N = 1000 \text{ impulsions/tour}$$

Par conséquent, on peut dire que le disque est constitué de 1000 surfaces élémentaires ou zones.

d3 Détermination de nombre d'impulsions pour un déplacement total de la poupée porte-broche:

La distance maximale accessible par l'outil de coupe de la poupée porte-broche est :

$$l = 1 \text{ mètre}$$

Le nombre de tours effectués par le disque est :

$$h = 10^{-2} \text{ m}$$
$$n = \frac{l}{0,01} = 100 \text{ tr/m}$$

Le nombre d'impulsions total pour un parcours de 1 mètre est:

$$1000 \text{ imp/tr} \cdot 100 \text{ tr} = 100\,000 \text{ imp/m}$$

Remarque:

Ce dernier nombre fixe le maximum de combinaisons binaires que peut donner le codeur du capteur . 2^{15} 2^{15}
100 000 imp correspond en binaire à 2^{16} (car $2^{16} = 131072$).

d4 - Fréquence des impulsions générées par la source de lecture:

Elle est donnée par l'expression suivante:

(nombre d'imp/tr) * (vitesse de rotation en tr/s)

$$f = 1000 \cdot 2200/60$$

soit $f = 3,66 \text{ KHz}$

d5 - Résolution du disque:

Elle est calculée comme suit:

$$\frac{360^\circ}{N} = \frac{360^\circ}{1000} \quad \text{soit} \quad 0,36^\circ$$

d6 - Gain du capteur de position:

Le capteur de position est incorporé dans le système comme tout autre organe, il est donc nécessaire de connaître son gain.

On appelle K_c le gain de ce capteur .

Pour une entrée égale à 10 mm c'est à dire 10 000 μm
et une sortie égale à 1000 impulsions on a :

$$K_c = \frac{\text{Sortie du capteur}}{\text{entrée du capteur}}$$

$$K_c = 0,1 \text{ imp}/\mu\text{m}$$

régulateurs: de courant, de vitesse et de déplacement.
 La conception de ces 3 régulateurs doit assurer les critères de performances désirables de la machine.
 Pour cela, on doit calculer leurs fonction de tansfert en utilisant la méthode ,qu'on a vue au début de ce chapitre ,concernant la commande optimale du système subordonné.

VI-1- Schéma fonctionnel du système à 3 boucles superposées:

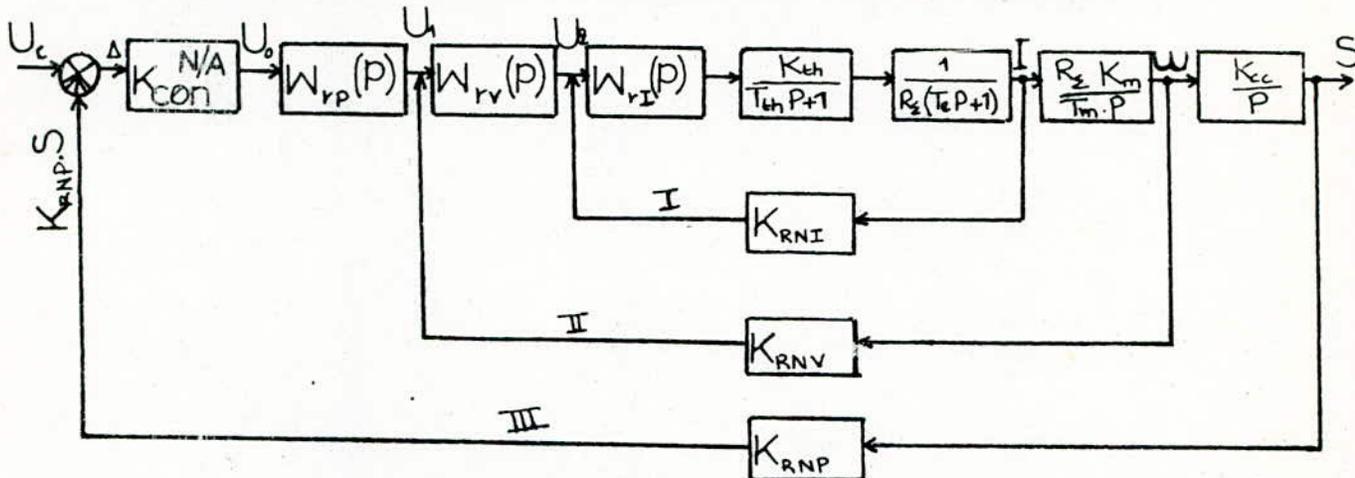


Fig.II-12-schéma fonctionnel du système subordonné

VI-1-1 Calcul du régulateur de courant (boucle I):

On sait que
$$W_{ov} = \frac{1}{2 T_{up}(T_{up}+1)} = \frac{1}{2 T_{th}(T_{th}+1)}$$

avec $T_u = T_{th}$ (appelé petite constante de temps)

La fonction de tansfert réelle de la boucle I s'écrit:

$$W_r = \frac{K_{th}}{T_{th}P+1} \cdot \frac{K_{RNI}}{R_z(T_eP+1)}$$

Pour obtenir les caractéristiques optimales de la boucle I ,on réalise l'égalité suivante:

$$\frac{1}{2 T_{th}(T_{th} P + 1)} = W_r \cdot \frac{K_{th}}{T_{th}P+1} \cdot \frac{K_{RNI}}{R_z(T_eP+1)}$$

Ensuite on tire l'expression du régulateur de courant suivante:

$$W_r(P) = \frac{(T_eP + 1)R_z}{2 T_{th} P \cdot K_{th} \cdot K_{RNI}}$$

C'est un régulateur de type PI (proportionnel integrateur)

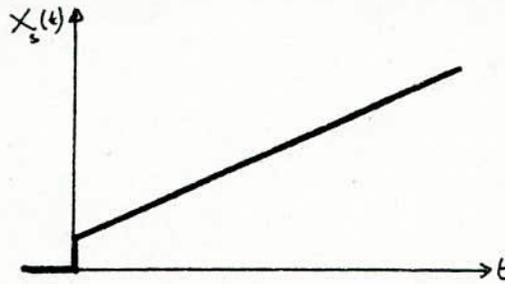


Fig.II-13-Réponse indicielle du régulateur PI.

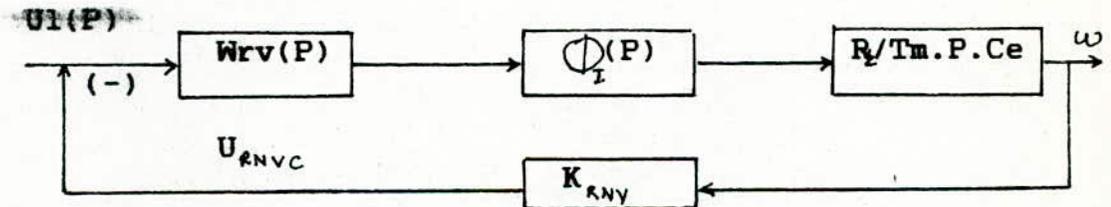
VI-1-2-Calcul du régulateur de vitesse (boucle II):

La fonction de transfert en état fermé de la boucle I s'écrit:

$$\phi_I(P) = \frac{1/K_{RNI}}{2.Tth.P + 2.Tth.P + 1}$$

Tth étant très faible, $\phi_I(P)$ se réduit à $\frac{1/K_{RNI}}{2 Tth P + 1}$

Et la boucle II devient:



$U_{RNV C}$: tension de la réaction négative de vitesse calculée.

On sait que la fonction de transfert optimale de la boucle de réglage de la vitesse II s'écrit:

$$W_{ov}(P) = \frac{1}{4 Tth.P (2Tth.P+1)}$$

La fonction de transfert réelle en boucle ouverte II s'écrit:

$$Wrv \cdot \frac{1/K_{RNI}}{2 Tth P + 1} \cdot \frac{R_z}{Tm.P.Ce} \cdot K_{RNV}$$

L'expression du régulateur de vitesse est donc:

$$W_{rv}(P) = \frac{T_m}{4 T_{th}} \cdot \frac{K_{RNI} \cdot C_e}{K_{RNV} \cdot R_\Sigma}$$

On remarque que $W_{rv}(P)$ est indépendant de la variable P , donc

$$W_{rv}(P) = K_{rv}$$

C'est un régulateur de type P

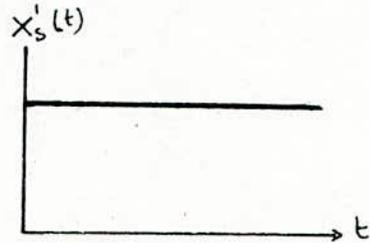


Fig.II-14- Réponse temporelle à un échelon unité du régulateur P.

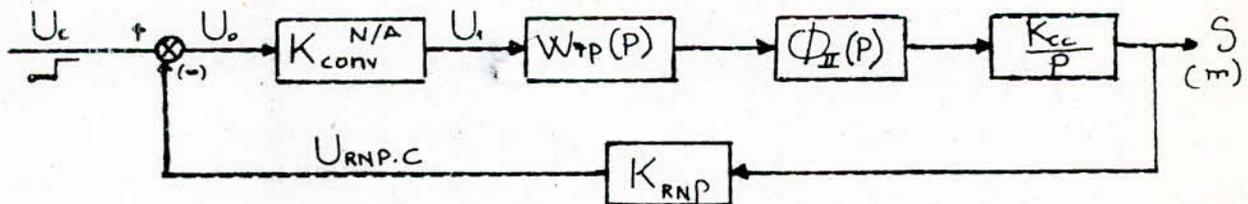
VI-1-3- Calcul du régulateur de position (boucle III):

La fonction de transfert en boucle fermée de la vitesse est:

$$\Phi_{II}(P) = \frac{1/K_{RNV}}{4 \cdot T_{th} \cdot P (2 \cdot T_{th} P + 1) + 1}$$

Comme T_{th} étant très faible $\Phi_{II}(P)$ devient $\frac{1/K_{RNV}}{4 T_{th} P + 1}$

Et le schéma fonctionnel devient:



L'objet de réglage est donné par : $W_{o_{II}}(P) = \frac{K_{conv} \cdot \Phi_{II}(P) \cdot K_{cc}}{P}$

La fonction de transfert de la boucle optimale est:

$$W_{ov_{III}}(P) = \frac{1}{8 T_{th} P (4 T_{th} P + 1)}$$

On réalise l'égalité suivante:

$$\frac{1}{8 T_{th} (4 T_{th} P + 1)} = W_{rp}(P) \cdot W_{ov_{III}}(P) \cdot K_{RNP}$$

D'ou la fonction de transfert du régulateur de position :

$$W_{rp}(P) = \frac{K_{RNV}}{8 T_{th} \cdot K_{conv} \cdot K_{cc} \cdot K_{RNP}}$$

On remarque que $W_{rp}(P)$ est égale à une constante, donc c'est un régulateur de type P.

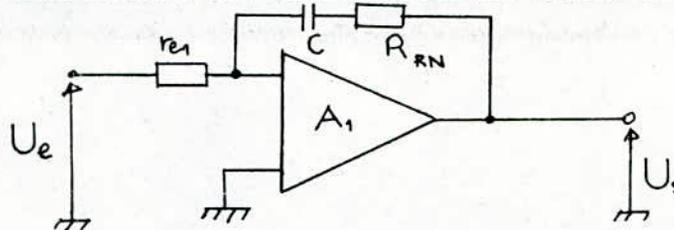
VI-2-Configuration générale d'un amplificateur de réglage:

Les régulateurs sont composés d'un amplificateur opérationnel et d'un réseau de contre réaction adéquat.

Cette contre-réaction a pour but de donner à l'amplificateur de réglage une fonction de transfert déterminée, apte à stabiliser le circuit de réglage.

En plus, on réalise sur les amplificateurs de réglage la comparaison entre valeur de consigne et valeur réelle.

VI-2-1-Schéma électrique du régulateur de type PI:

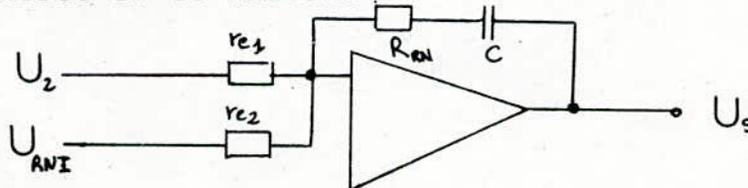


Ce régulateur possède un circuit de contre-réaction formé d'un condensateur C mis en série avec la résistance R_{RN} . Sa fonction de transfert s'écrit:

$$\frac{U_s}{U_e} = \frac{T_1 P + 1}{T_2 P} \quad \text{avec} \quad \begin{aligned} T_1 &= CR_{RN} \\ T_2 &= Cre_1 \end{aligned}$$

Schéma réel du régulateur de courant:

C'est le schéma tel il existe dans le système subordonné avec son nombre d'entrée et de sortie.



La tension de sortie est soumise aux 2 tensions superposées à l'entrée:

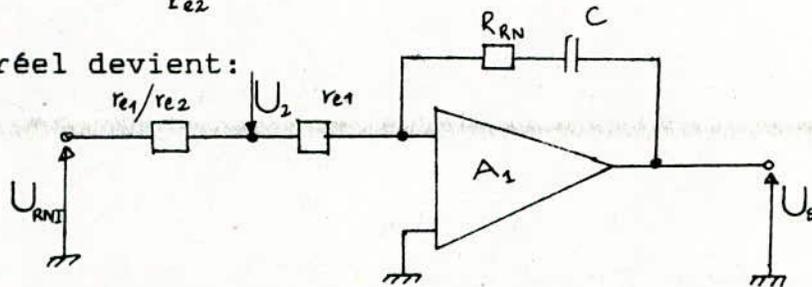
$$U_s = U_s + U_{s_1} \quad \text{avec} \quad \begin{aligned} U_{s_1} &: \text{sortie partielle pour l'entrée } U_2 \\ U_s &: \text{ " " " " " } U_{RNI} \end{aligned}$$

$$\text{Soit } U_s = U_{RNI} \cdot \frac{Z}{r_{e2}} \quad \text{avec} \quad Z = R_{RN} + 1/j\omega C$$

$$= U_{RNI} \cdot \frac{Z}{r_{e2}} \cdot \frac{r_{e1}}{r_{e1}} = U_{RNI} \cdot \frac{Z}{r_{e1}} \cdot \frac{r_{e1}}{r_{e2}}$$

$$\text{On pose } U_{RNIC} = U_{RNI} \cdot \frac{r_{e1}}{r_{e2}}$$

Et le schéma réel devient:



Calcul des paramètres du régulateur de courant:

$$U_{RNIC} = K_{RNI} \cdot I \quad \text{et} \quad U_{RNI} = K_{ci} \cdot I \quad \text{avec } K_{ci}: \text{gain du capteur de courant.}$$

$$\text{Donc, } U_{RNI} \cdot \frac{r_{e1}}{r_{e2}} = K_{RNI} \cdot I = K_{RNI} \cdot \frac{U_{RNI}}{K_{ci}}$$

$$\text{d'où } K_{RNI} = K_{ci} \cdot \frac{r_{e1}}{r_{e2}}$$

Par identification on obtient:

$$T_e P + 1 = R_{RN} C P + 1 \implies R_{RN} = T_e / C$$

$$\frac{2 T_{th} \cdot K_{RNI} \cdot K_{th}}{R_s} = r_{e1} C P \implies r_{e2} = \frac{2 T_{th} \cdot K_{ci} \cdot K_{th}}{R_s C}$$

$$U_{RNIC} = U_{RNI} \cdot \frac{r_{e1}}{r_{e2}} = K_{ci} \cdot I \cdot \frac{r_{e1}}{r_{e2}} \implies r_{e1} = \frac{U_{RNIC} \cdot r_{e2}}{K_{ci} \cdot I}$$

Applications numériques:

Les données sont:

$$T_e = 0,18s ; T_{th} = 0,0033s ; K_{th} = 100 ; R = 0,44 \Omega ;$$

$$K_{ci} = 0,056V/A ; U_{RNIC} = U_{max} = 10V ; I = I_{max} = 19,3A ;$$

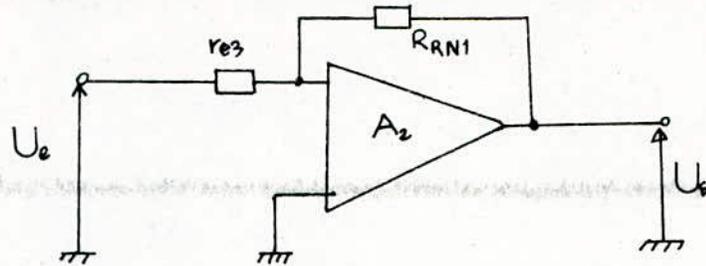
C est prise entre $1\mu F$ et $2\mu F$, on prend dans ce cas $C = 2\mu F$.

On trouve les résultats suivants :

$$R_{RN} = 90 K\Omega ; r_{e2} = 42 K\Omega ; r_{e1} = 388,6 K\Omega$$

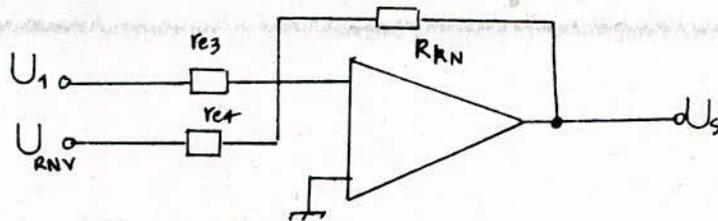
$$\text{Le gain de la boucle de réaction est: } K_{RNI} = 0,51 V/A$$

VI-2-2- Schéma électrique du régulateur de type P:



$$\frac{U_s}{U_e} = \frac{R_{RN1}}{r_{e3}}$$

Schéma réel du régulateur de vitesse:



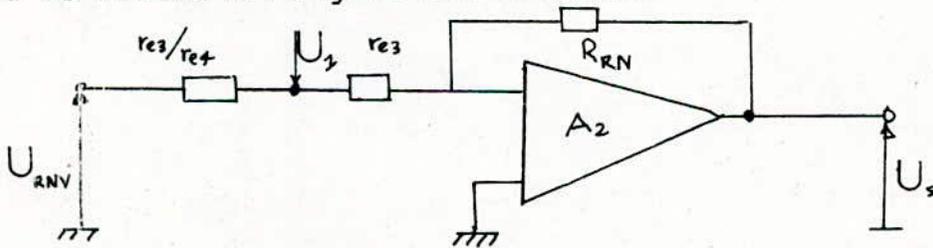
$$U_s = U_s^* + U_{s1}^*$$

avec

U_s^* : sortie partielle due à l'entrée U_1
 U_{s1}^* : " " " " " U_{RNV}

$$U_s^* = U_{RNV} \cdot \frac{R_{RN}}{r_{e4}} = U_{RNV} \cdot \frac{R}{r_{e4}} \cdot \frac{r_{e3}}{r_{e3}} = U_{RNV} \cdot \frac{r_{e3}}{r_{e4}}$$

d'ou le schéma du régulateur devient:



Calcul des paramètres:

$U_{RNV} = K_{RNV} \cdot W$ et $K_{RNV} = K_{cv} \cdot W$ avec K_{cv} : gain du capteur de vitesse

$$\frac{r_{e3}}{r_{e4}} \cdot U_{RNV} = \frac{r_{e3}}{r_{e4}} \cdot K_{cv} \cdot W = K_{RNV} \cdot W$$

d'ou
$$K_{RNV} = K_{cv} \cdot \frac{r_{e3}}{r_{e4}}$$

Par identification, on obtient:

$$\frac{T_m \cdot K_{RN2} \cdot C_e}{4 \cdot T_{th} \cdot R_2 \cdot K_{RNV}} = \frac{R_{RN1}}{r_{e3}}$$

$$R_{RN1} = \frac{T_m \cdot C_e \cdot K_{ci} \cdot r_{e1} \cdot r_{e4}}{4 \cdot T_{th} \cdot K_{cv} \cdot R_2 \cdot r_{e2}}$$

$$U_{RNVC} = K_{cv} \cdot W \cdot r_{e3} / r_{e4} \quad (r_{e3} \text{ est connu})$$

$$\text{et, } r_{e4} = \frac{K_{cv} \cdot W}{U_{RNVC}} \cdot r_{e3}$$

Applications numériques:

Les données sont:

$K_{cv} = 110/230,26 = 0,48 \text{Vs/rd}$; $T_m = 0,0027 \text{s}$; $U = 10 \text{V}$;
 $R = 0,44 \Omega$; $r_{e2} = 42 \text{K}\Omega$; $r_{e1} = 388 \text{K}\Omega$; $C_e = 0,46 \text{Vs/rd}$;
 $K_{ci} = 0,056 \text{V/A}$.

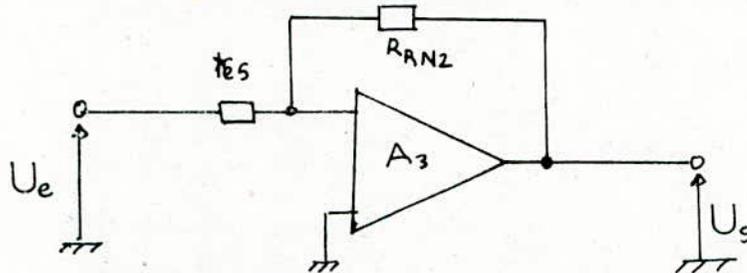
En pratique, r_{e3} est comprise entre $[50 \text{ et } 100] \text{K}\Omega$.
 On fixe r_{e3} à $50 \text{K}\Omega$.

Les applications numériques aboutissent aux résultats suivants:

$$r_{e4} = 552,6 \text{K}\Omega ; \quad R_{RN1} = 127,5 \text{K}\Omega.$$

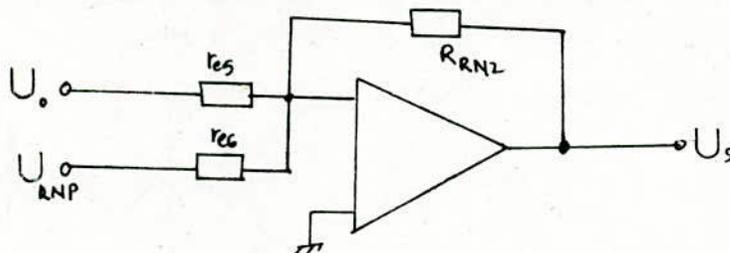
Et le gain de la réaction négative vaut: $K_{RNV} = 0,043 \text{Vs/rd}$.

VI-2-3- Schéma électrique du régulateur de position (P):



$$\frac{U_s}{U_e} = \frac{R_{RN2}}{r_{e5}}$$

Schéma réel du régulateur de position:



Le calcul est identique à celui du régulateur de courant.

On trouve:

$$K_{RNP} = K_{cp} \cdot \frac{r_{e5}}{r_{e6}} \quad \text{avec} \quad K_{cp}: \text{gain du capteur de position}$$

$$R_{RN2} = \frac{r_{e6} \cdot K_{cv} \cdot r_{e3}}{8 \cdot T_{th} \cdot K_{ci} \cdot K_{cc} \cdot K_{cp} \cdot r_{e4}}$$

$$U_{RNP.C} = K_{cp} \cdot \frac{r_{e5}}{r_{e6}} \cdot S$$

Applications numériques:

En choisissant l'une des deux résistances r_{e5} ou r_{e6} , on déterminera les autres.

On prend $r_{e5} = 50 \text{ K} \Omega$

On trouve: $r_{e6} = 50 \text{ K} \Omega$; $R_{RN2} = 5 \text{ K} \Omega$; $K_{RNP} = 0,1 \text{ V}/\mu\text{m}$

VII- ETUDE DU REGULATEUR DE POSITION UTILISE DANS LA COMMANDE DE LA MACHINE D'ENTRAINEMENT

Comme le parcours de la poupée porte-broche ou du portique se fait de faibles distances aux plus grandes, le régulateur de position (déplacement) utilisé dans la machine doit suivre de près l'évolution de ces déplacements. On peut décomposer le parcours en 3 :

- "Petit déplacement" :

Pour ce petit parcours, le courant traversant l'induit du moteur n'atteint pas le maximum, ainsi que la vitesse angulaire.

- "Moyen déplacement" :

Ici, le courant et la vitesse du moteur peuvent atteindre leurs valeurs maximales.

- "Grand déplacement" :

Le parcours tend vers son maximum (1 mètre pour la fraiseuse). Le courant et la vitesse du moteur d'entraînement sont aux valeurs limites durant un certain temps.

La fraiseuse doit assurer les 3 types de déplacement sans aucune contrainte mécanique ou électrique.

Maintenant, on va tracer la trajectoire effectuée par la machine entraînée avec les différentes gammes de vitesse et différentes valeurs de courant exploitées depuis l'origine de démarrage au point d'arrêt (voir figure II-15).

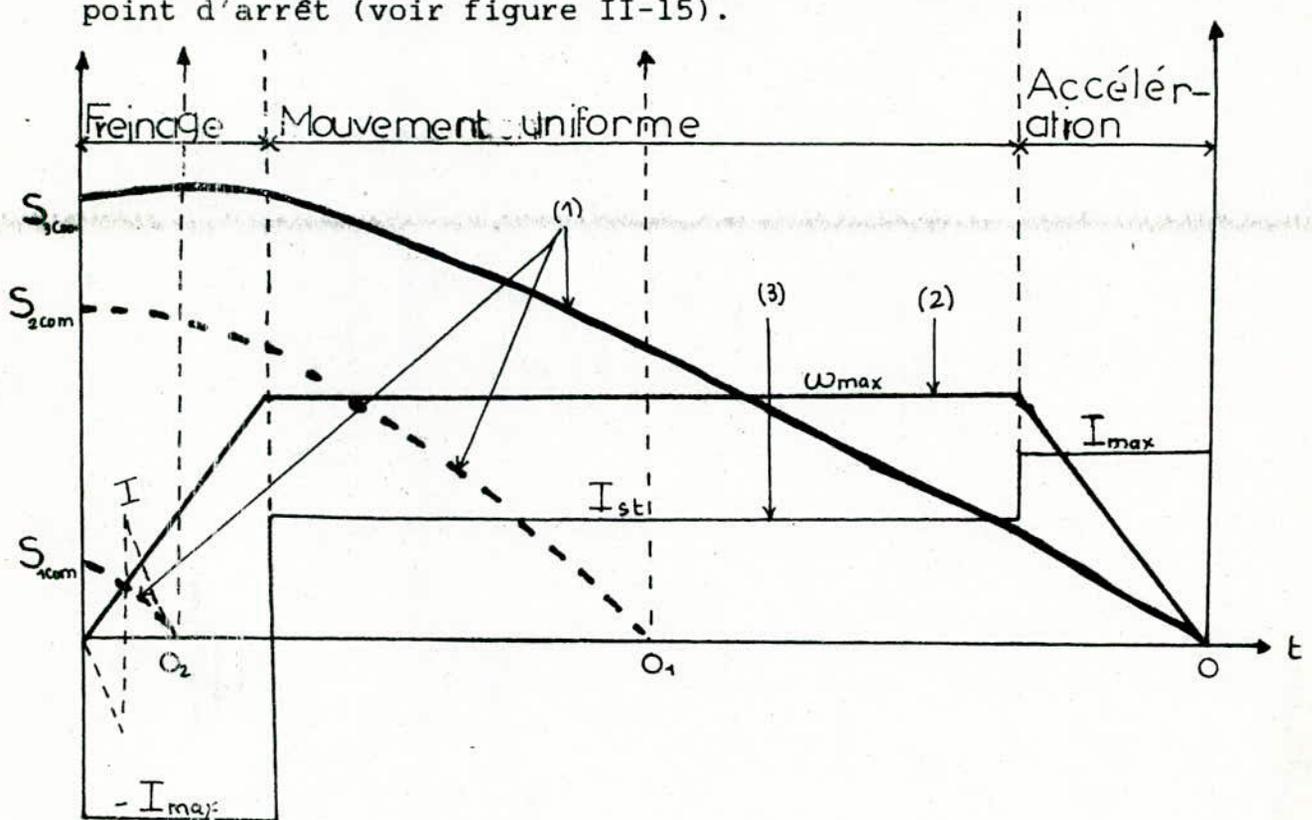


Fig. II-15

- (1) : trajectoire de déplacement variant de 0 à S_{com} .
- (2) : différents niveaux de courant absorbés par l'induit.
- (3) : trajectoire de vitesse comportant :
 - une gamme d'accélération
 - une gamme pour le mouvement uniforme
 - et une gamme de freinage.

Lorsque la poupée porte-broche atteindra le S_{com} , le système subordonné aura un écart statique et une vitesse angulaire non nulles.

Mais ce cas est différent dans le domaine pratique; car le moteur possède toujours une certaine vitesse résiduelle qui ne lui permet pas de s'arrêter là où on commande.

Ce phénomène entraîne une erreur équivalente suffisante pour faire changer le sens de rotation du rotor et provoquer un petit déplacement supplémentaire dans l'autre sens qui ne se stabilisera qu'après l'annulation de l'écart statique et la vitesse.

Il faut donc freiner le plus rapidement possible avec une grande décélération.

L'écart ΔSf est la différence entre la position de la machine entraînée au moment du début de freinage et sa position d'arrêt est noté par: ΔSf .

D'après la loi de mouvement uniformément retardé on peut écrire:

$$\Delta Sf = \frac{W_{inf}^2}{2 \cdot a_{fmax}} \quad (1)$$

avec W_{inf} : vitesse initiale avant freinage
 a_{fmax} : vitesse maximale de freinage

Le couple dynamique du moteur est donné par:

$$\Gamma = C_m (I_{ind} + I_{st}) \quad (2)$$

$$= C_m \cdot I_{max}$$

On a : $\Gamma = J_m \cdot dW/dt + F \cdot W$

Comme les frottements visqueux sont négligeables, l'équation du mouvement précédente devient:

$$\Gamma_{max} = J_m \left(\frac{dW}{dt} \right)_{max} \quad (3)$$

avec $\left(\frac{dW}{dt} \right)_{max} = a_{fmax}$

L'égalité entre les 2 relations (2) et (3) donne :

$$a_{fmax} = \frac{I_{max}}{J_m} \cdot C_m \quad (4)$$

Sachant que $T_m = \frac{J_m \cdot R_z}{C_m \cdot K_{cc}}$, on tire l'expression du moment d'inertie du moteur:

$$J_m = \frac{T_m \cdot C_m \cdot K_{cc}}{R_z}$$

La vitesse maximale de freinage s'écrit:

$$a = \frac{I_{max}}{T_m \cdot K_{cc}} R_z \quad (5)$$

et

$$C_m = \frac{C_n}{I_n}$$

Finalement, on obtient l'expression de la vitesse initiale de ralentissement :

$$W_{inf} = \sqrt{\frac{2 \cdot a_{fmax} \cdot \Delta S_f}{K_{cc}}} \quad (6)$$

avec K_{cc} le gain de la chaîne cinématique qui est reliée à la machine entraînée.

On peut tracer la courbe de la fonction $W = f(\Delta S)$ afin de voir l'évolution de la vitesse en fonction de la distance ΔS (fig.II-16).

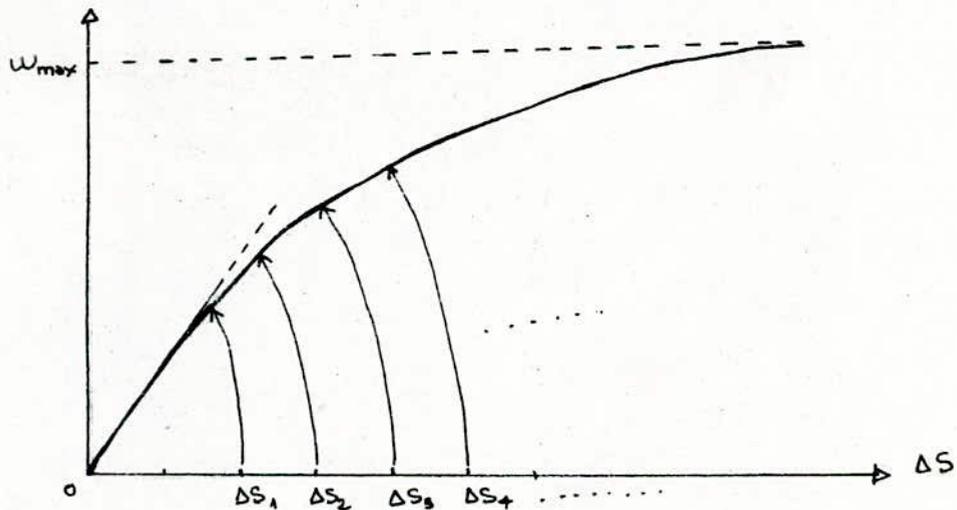


Fig.II-15- Allure de la fonction $W = f(\Delta S)$.

Conclusion:

La courbe donnée par la fonction ci-dessus est une parabole. Le circuit de régulation de position doit avoir la même allure.

Il doit avoir donc une caractéristique linéaire quand ΔS est proche de l'origine (0,0) et une caractéristique non linéaire quand ΔS s'éloigne de l'origine.

Application numérique:

Calcul du gain de la chaîne cinématique:

$$K_{cc} = \frac{h}{2\pi}$$
$$= \frac{10\,000}{6,28}$$
$$K_{cc} = 1,6 \cdot 10^3 \text{ um/rd}$$

Les données:

$$W_{max} = W_n = 230,26 \text{ rd/s} ; J_m = 1,4 \cdot 10^{-4} \text{ Nms}^2 ; C_m = 0,049 \text{ Nm/A} ;$$
$$I_{max} = 19,3 \text{ A.}$$

D'après la relation (4) la vitesse maximale de freinage vaut:

$$a_{f_{max}} = 0,67 \cdot 10^{-2} \text{ rd.s}^2$$

Et la distance nécessaire pour freiner le moteur d'entraînement vaut (d'après (1)):

$$\Delta S_f = 6,3 \text{ mm}$$

VII-1- Régulateur de position non linéaire:

On a vu précédemment (Fig.II-15) que le régulateur de position doit donner une caractéristique non linéaire lorsque la distance à parcourir est grande.

Pour cela, on doit calculer le gain nécessaire qui correspond à cette caractéristique.

L'entrée de ce régulateur est donnée par :

$$U_{erp} = K_{con} \cdot K_{RNP} \cdot \Delta S_f$$

Sa sortie est liée à son entrée par :

$$U_{srp} = K_{rnl} \sqrt{K_{con} \cdot K_{RNP} \cdot \Delta S_f}$$

ou encore

$$U_{srp} \approx K_{RNV} \cdot W_{inf}$$

En remplaçant ΔS_f par son expression (1) , on tire K_{rnl} :

$$K_{rnl} = K_{RNV} \cdot \frac{2 \cdot a_{pmax}}{K_{con} \cdot K_{RNP} \cdot K_{cc}}$$

L'application numérique de la relation ci-dessus donne:

$$K_{rnl} \approx 0,04$$

K_{rnl} est appelé facteur de régulation non linéaire.

Remarque :

Lorsque on tend ΔS_f vers 0 , K_{rnl} de la dernière expression tend vers l'infini et cela entrainera l'instabilité du système. Pour éviter cette difficulté , on remplacera la partie initiale de la caractéristique parabolique par une caractéristique linéaire ayant un gain K_{rl} .

VII-2-Régulateur de position linéaire:

A l'instant du commencement de freinage , les signaux de commande et de retour s'identifient à l'entrée du régulateur de vitesse.

$$\Delta S_f \cdot K_{RNP} \cdot K_{con} \cdot K_{rl} = W_{inf} \cdot K_{RNV}$$

avec K_{rl} : facteur de régulation linéaire

En remplaçant ΔS_f et W_{inf} par leurs expressions respectives (1) et (2) on obtient:

$$K_{rl} = \frac{2a_{pmax} \cdot K_{RNV}}{K_{cc} \cdot K_{RNP} \cdot K_{cc} \cdot W_{inf}}$$

L'application numérique donne le résultat suivant:

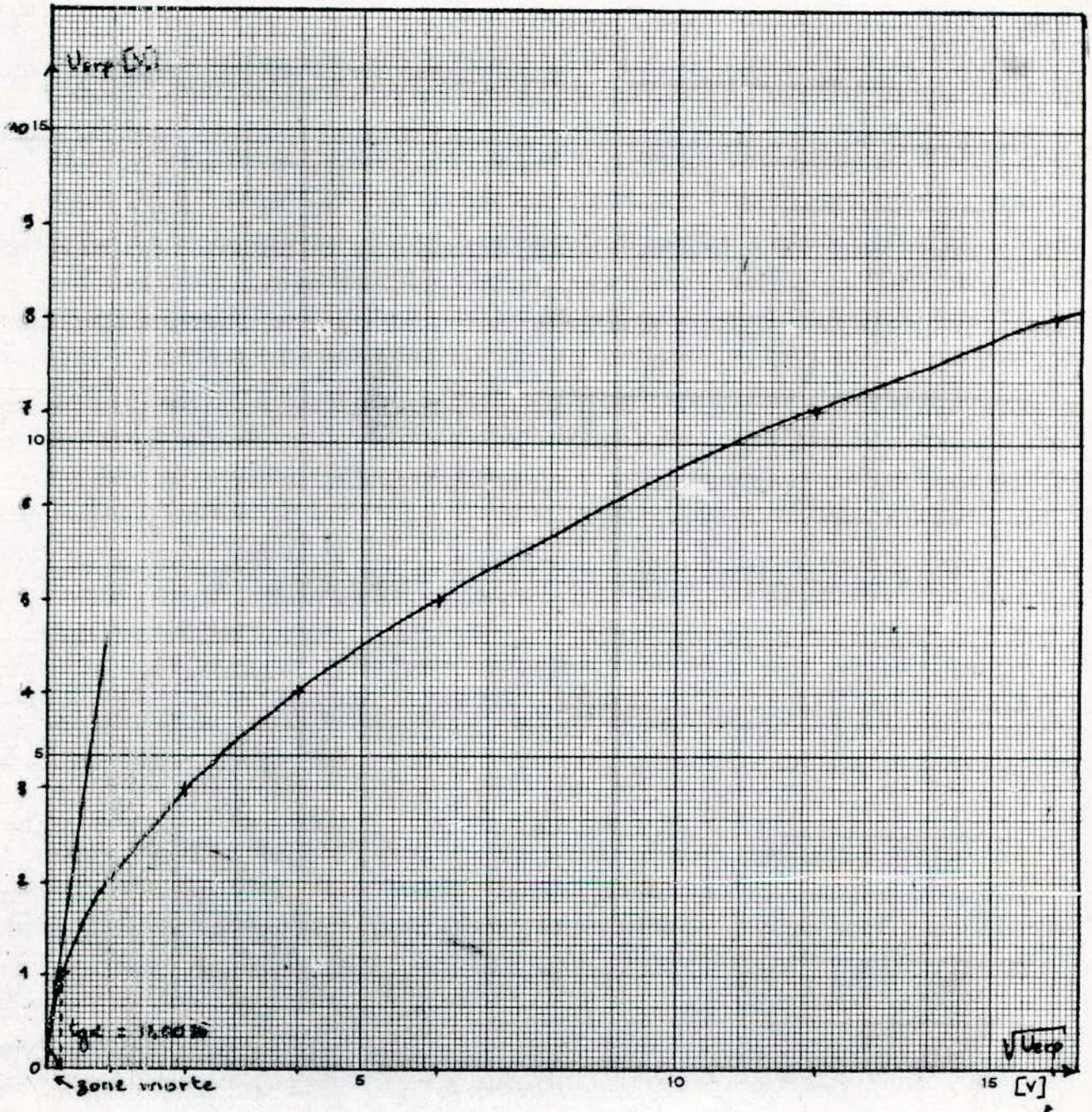
$$K_{rl} = 1,5 \cdot 10^{-4}$$

Détermination graphique du facteur de régulation linéaire:

Pour déterminer la valeur de K_{rl} graphiquement, on trace la courbe de la fonction suivante :

$$U_{srp} = K_{rnl} \sqrt{U_{erp}}$$

$K_{rnl} = 0,04$ et U_{srp} varie de : 0 à 10 V.



K_{rl} représente la pente de la courbe parabolique.

$$K_{rlg} = 1,6.10^{-3}$$

Conclusion:

Le système exige donc, l'utilisation d'un régulateur de position travaillant en régime linéaire pour les petits déplacements et en régime non linéaire pour les moyens et grands déplacements.

VII-3-Schéma électrique du régulateur de position non linéaire:

Le circuit de régulation qu'on a vu précédemment (paragraphe VI) est remplacé par le circuit proposé suivant:

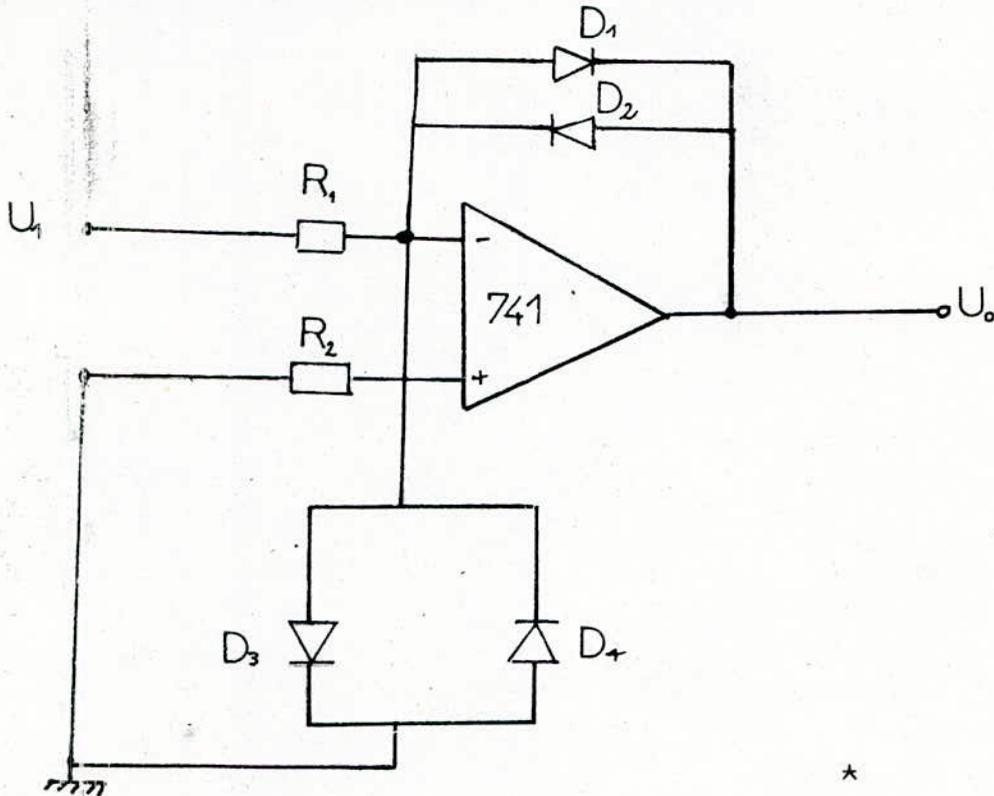


Fig.II-16-Convertisseur logarithmique.

Ce montage à diodes permet une amplification logarithmique des signaux appliqués à son entrée.

Dans ce cas, sa caractéristique peut être partagée en partie linéaire et partie non linéaire .

Ce circuit est donc apte à assurer tous les types de déplacement désirés.

* Réf: 1300 schémas et circuits électroniques.

Par SCHREIBER .H.

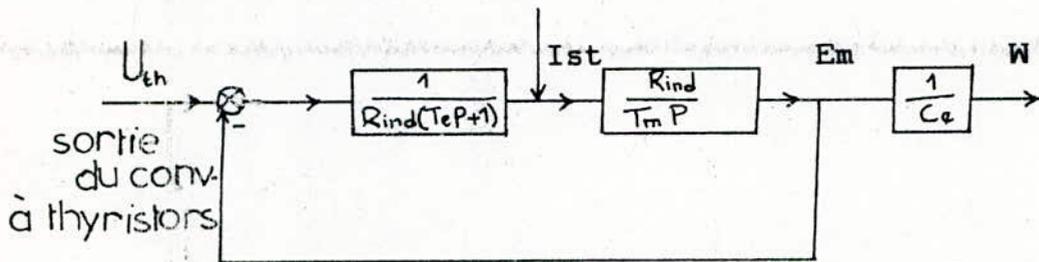
Edition Radio

VIII-ANALYSE DE L'ACTION DE F.C.E.M DU MOTEUR SUR LES REGIMES TRANSITOIRE ET PERMANENT DU SYSTEME

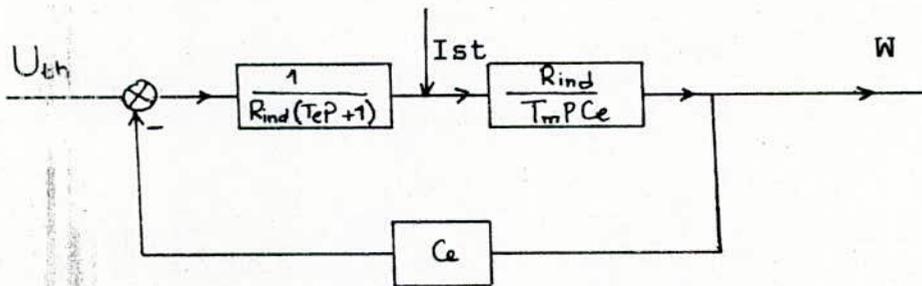
Au cours de calcul du régulateur de courant, on a négligé l'action de la force contre électro-motrice du moteur. Durant le régime transitoire la rapidité de changement de courant est tellement grande que celle de la vitesse que l'effet de cette f.c.e.m n'apparaît pas et devient par conséquent négligeable. Mais, dès que le fonctionnement du système s'établit, l'action de la f.c.e.m devient important sur les performances statiques.

VIII-1-Schéma synoptique du moteur:

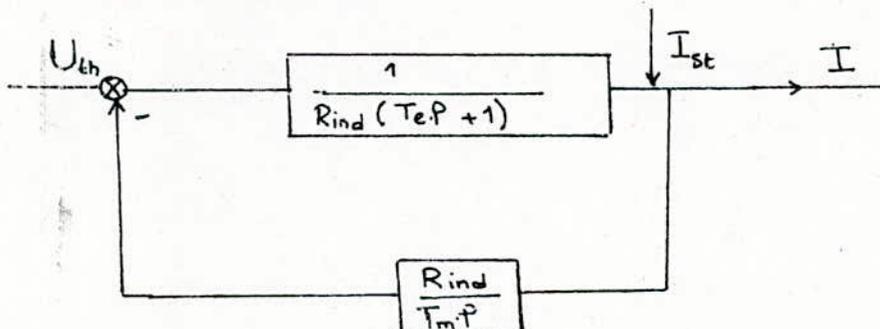
Le schéma fonctionnel du moteur présentera une boucle de réaction négative due à la f.c.e.m.



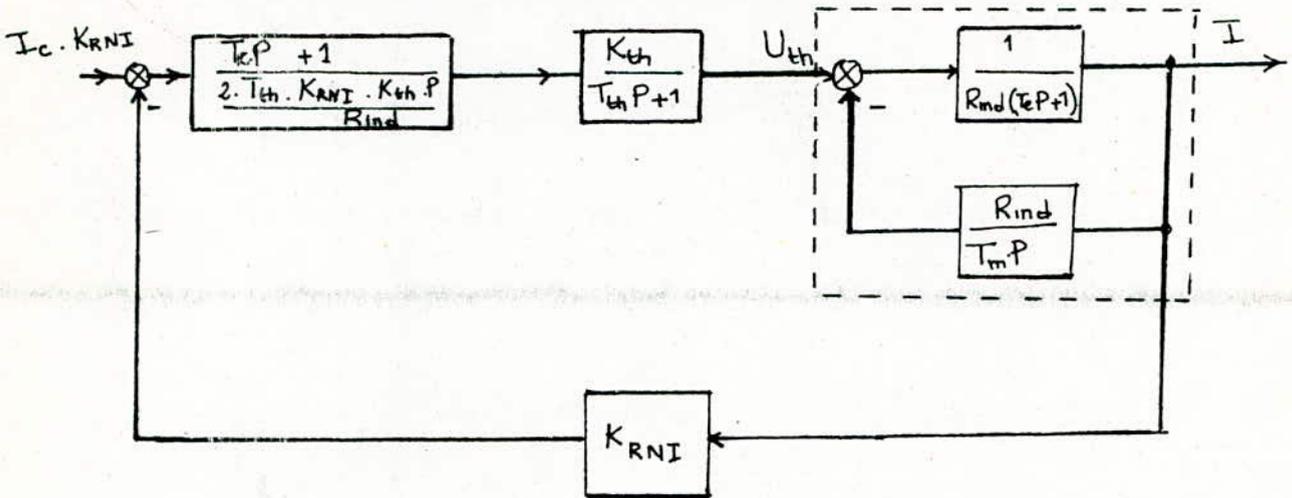
Le schéma devient aussi:



Après simplification, on a :



VIII-2-schéma du système local de réglage de courant:



La fonction de transfert de l'objet de réglage s'écrit:

$$\begin{aligned}
 W_{oi}(P) &= \frac{K_{th}}{T_{th}P + 1} \cdot \frac{R_{ind}(TeP+1)}{1 + \frac{R_{ind}}{R_{ind}(TeP+1) T_{mP}}} \\
 &= \frac{K_{th}}{R_{ind}(T_{th}P+1)} \cdot \frac{T_{mP}}{(TeP+1)(T_{mP}+1)}
 \end{aligned}$$

On sait que la fonction de transfert désirable d'une boucle est:

$$W_{ov}(P) = \frac{1}{2 \cdot T_{th}(T_{th}P+1)}$$

La fonction de transfert du système de régulation de courant est:

$$\begin{aligned}
 W_{ov}(P) &= \frac{TeP+1}{2 \cdot T_{th} \cdot \frac{K_{RNI} \cdot K_{th} \cdot P}{R_{ind}}} \cdot \frac{K_{th} \cdot T_{mP} \cdot K_{RNI}}{(T_{th}P+1)(TeP+1)(T_{mP}+1) R_{ind}} \\
 &= \frac{T_m (TeP+1)}{2 T_{th} \cdot (T_{th}P + 1)(Te T_m P^2 + T_{mP} + 1)}
 \end{aligned}$$

VIII-3-Action de la f.c.e.m sur le régime établi :

Pour trouver l'influence de la force contre électro-motrice sur le régime établi, il faut examiner la fonction de transfert du système ci-dessus en état fermé :

$$\begin{aligned} \phi_f &= \frac{I_{ind}(P)}{U_c(P)} = \frac{T_m(T_{eP+1})}{2 T_{th} (T_{thP} + 1)(T_m T_{eP}^2 + T_m P + 1) + T_m(T_{eP+1})K_{RNI}} \\ &= \frac{T_m}{(2T_{th} + T_m)K_{RNI}} \quad \text{quand } P \longrightarrow 0 \end{aligned}$$

On remplace U_c par $I_c \cdot K_{RNI}$:

$$\frac{I}{I_c} = \frac{T_m}{2 T_{th} + T_m} = \frac{T_m / 2T_{th}}{1 + T_m / 2T_{th}}$$

U_c : tension de commande

Avec I_c : courant " "

I : courant du régime permanent

On voit bien que $I = \frac{T_m}{2T_{th}}$ et $I_c = 1 + \frac{T_m}{2T_{th}}$

On aboutit finalement à l'expression de l'erreur statique de courant suivante:

$$\varepsilon_i = \frac{T_c - I}{I_c}$$

En remplaçant chaque terme par son expression on obtient:

$$\varepsilon_i = \frac{1}{1 + \frac{T_m}{2T_{th}}}$$

Remarques:

1/ L'écart statique dépend directement des constantes de temps du moteur et du convertisseur à thyristors.

2/ Si on augmente indéfiniment T_m/T_{th} , l'erreur statique tend à s'annuler.

Application numérique:

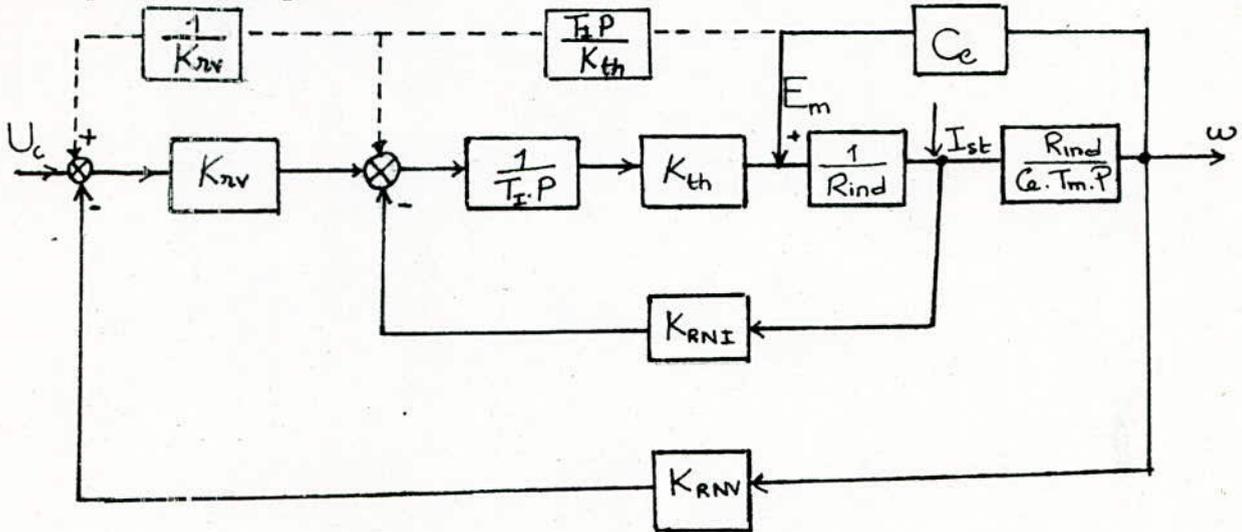
$T_m = 0,027 \text{ s}$; $T_{th} = 0,0033 \text{ s}$

On trouve une erreur de : $\varepsilon_i = 19 \%$

IX-PROPRIETES STATIQUES DU SYSTEME SUBORDONNE EN UTILISANT LE REGULATEUR DE VITESSE DE TYPE (P)

On examine maintenant le système de réglage de la vitesse en tenant compte toujours de la f.c.e.m E_m du moteur.

On trace dans ce cas le schéma fonctionnel de ce système en régime statique:



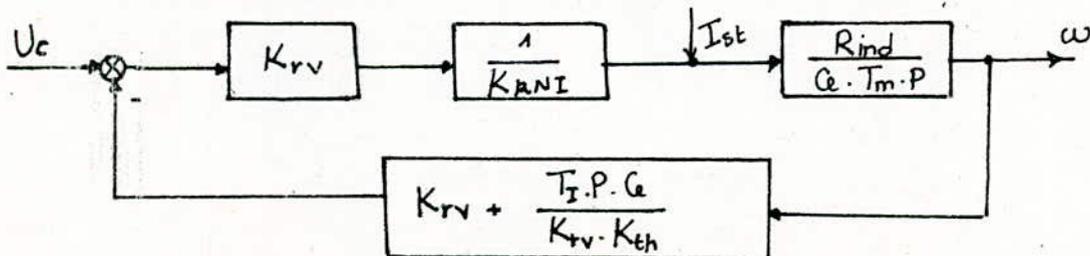
On a posé
$$T_I = \frac{2 T_{th} \cdot K_{RNI} \cdot K_{th} \cdot P}{R_{ind}}$$

La 1^{ère} boucle a pour fonction de transfert en état fermé:

$$W_{F_1}(P) = \frac{\frac{K_{th}}{T_I P \cdot R_{ind}}}{1 + \frac{K_{th} \cdot K_{RNI}}{T_I \cdot P \cdot R_{ind}}} = \frac{K_{th}}{T_I P \cdot R_{ind} + K_{th} \cdot K_{RNI}}$$

$$W_{F_1}(P) \xrightarrow[P \rightarrow 0]{} 1 / K_{RNI}$$

Le schéma précédent devient, après transformations:



Calcul de l'écart statique de la vitesse sous l'action de la charge (Ist):

$$\epsilon_v = \frac{\Delta Wf}{\Delta Wov}$$

$$\Delta Wf(P) = \frac{\text{Ist} \cdot \frac{\text{Rind}}{\text{Ce} \cdot \text{Tm} \cdot \text{P}}}{1 + \frac{\text{Rind}}{\text{Ce} \cdot \text{Tm} \cdot \text{P}} \cdot \frac{K_{PV}}{K_{RNI}} \left(K_{RNV} + \frac{T_I \cdot \text{P} \cdot \text{Ce}}{\text{Kth} \cdot K_{RY}} \right)}$$

Sachant que K_{rv} est la fonction de transfert désirable du régulateur de vitesse et qui s'écrit :

$$K_{rv} = \frac{\text{Tm} \cdot K_{RNI} \cdot \text{Ce}}{4 \cdot \text{Tth} \cdot K_{RNV} \cdot \text{Rind}}$$

On obtient :

$$\Delta Wf = \frac{\frac{\text{Rind}}{\text{Ce} \cdot \text{Tm} \cdot \text{P}} \cdot \text{Ist}}{1 + \frac{\text{Rind} \cdot \text{Tm} \cdot \text{Ce} \cdot K_{RNI}}{\text{Ce} \cdot \text{Tm} \cdot \text{P} \cdot K_{RNI} \cdot 4 \cdot \text{Tth} \cdot K_{RNV} \cdot \text{Rind}} \left(K_{RNV} + \frac{\text{Ce} \cdot T_I \cdot \text{P}}{\text{Tm} \cdot \text{Ce} \cdot K_{RNI} \cdot \text{Kth}} \right)}$$

$$\Delta Wf = \frac{\frac{\text{Rind}}{\text{Ce} \cdot \text{Tm} \cdot \text{P}} \cdot \text{Ist}}{1 + \frac{1}{4 \cdot \text{Tth} \cdot \text{P} \cdot K_{RNV}} \left(K_{RNV} + \frac{T_I \cdot \text{P} \cdot 4 \cdot \text{Tth} \cdot K_{RNV} \cdot \text{Rind}}{\text{Tm} \cdot K_{RNI} \cdot \text{Kth}} \right)}$$

$$\Delta Wf = \frac{\frac{\text{Rind}}{\text{Ce} \cdot \text{Tm} \cdot \text{P}} \cdot \text{Ist}}{\frac{4 \cdot \text{Tth} \cdot \text{P} + 1}{4 \cdot \text{Tth} \cdot \text{P}}}$$

$$\Delta Wf = \frac{\text{Rind}}{\text{Ce}} \cdot \frac{4 \cdot \text{Tth}}{\text{Tm}} \cdot \text{Ist} \quad \text{pour } P \rightarrow 0$$

Sous l'effet de la charge du moteur on a :

$$\Delta W_{ou} = \frac{I_{st} \cdot R_{ind}}{C_e}$$

d'où

$$\Delta W_{if} = W_{ov} \cdot \frac{4 \cdot T_{th}}{T_m}$$

Finalement , l'expression de l'écart statique de la vitesse s'écrit :

$$\varepsilon_v = \frac{W_f}{W_{ov}}$$

$$\varepsilon_v = \frac{4 \cdot T_{th}}{T_m}$$

Application numérique:

Pour $T_{th} = 0,0033$ s et $T_m = 0,027$ s , on trouve:

$$\varepsilon_v = 48 \%$$

Conclusion:

$$\varepsilon_i = 19 \%$$

$$\varepsilon_v = 48 \%$$

Ces deux écarts ont des valeurs importantes. Ils montrent nettement l'influence de la force contre électro-motrice sur le régime permanent. Donc, cette dernière contribue fortement sur les performances statiques du système de déplacement de la machine -outil et elle n'est absolument pas négligeable si celle-ci exige une grande précision comme dans notre cas.

CHAPITRE III

REPONSES TEMPORELLES DU GROUPE MOTEUR-MACHINE ENTRAINEE

I-INTRODUCTION

Pour assurer un meilleur fonctionnement et garantir un bon rendement de travail de la fraiseuse, il faut qu'il y ait une bonne adaptation des propriétés mécaniques de tous les moteurs et de toutes les masses tournantes. En effet, le fonctionnement en régime transitoire (au démarrage, freinage et pendant le réglage de la vitesse) dépend de la variation du couple résistant (statique) due aux charges et aux masses entraînées en fonction de la vitesse de rotation des moteurs qui leur sont associées. Pour notre fraiseuse à double montant , ce cas est extrêmement délicat , surtout lorsqu'il s'agit de déplacer la poupée porte-broche sur la table d'usinage pour entamer une coupe quelconque d'une pièce.

II-DETERMINATION DE LA CONSTANTE DE TEMPS ELECTRO-MECANIQUE DU GROUPE MOTEUR-POUPEE PORTE-BROCHE ET PORTIQUE

La constante de temps T_m est aussi appelée temps de lancement parceque cette grandeur est égale au temps nécessaire pour accélérer les masses tournantes, par exemple de l'arrêt à la vitesse nominale et l'inverse.

Comme le moteur est constamment associé à la poupée porte-broche et au portique la constante électromagnétique dépend donc proportionnellement du moment d'inertie total de l'ensemble, dont l'un est du au couple du moteur, le second au couple de la poupée porte-broche et le troisième au couple du portique.

II-1-Expression de la constante de temps de l'ensemble moteur-portique+poupée porte-broche:

La constante électromagnétique de l'ensemble cité ci-dessus représente la constante de temps de son régime transitoire. Elle s'écrit comme suit:

$$T_{mi} = \frac{\left[Jm_i + \left(\frac{m_p}{2} + m_{pb} \cdot \frac{1-x}{1} \right) \frac{h_i^2}{4 \cdot \pi^2} \right] R_{ind}}{K_i \cdot K_e \cdot \phi^2} \quad (1)$$

Avec

- $K_i \cdot \phi = C_m$: constante du couple utile du moteur
- $K_e \cdot \phi = C_e$: couple électromagnétique du moteur
- Jm_i : moment d'inertie du moteur
- m_p : masse globale du portique
- m_{pb} : masse de la poupée porte-broche
- l : distance totale du parcours de la poupée porte-broche
- x : position actuelle de la poupée porte-broche de son déplacement sur la table d'usinage.
- h_i : pas de la vis d'avance
- R_{ind} : résistance totale d'induit du moteur

II-2-Tracé de la courbe $T_m = f(x)$:

La seule variable présente dans l'expression de la constante de temps T_m c'est x .

On peut donc, tracer la caractéristique donnée par la fonction $T_m = f(x)$ afin de voir l'évolution de la constante de temps du système qu'on a en fonction du déplacement horizontal.

Les données sont:

$$\begin{aligned} K_i &= C_m = 0,049 \text{ Kg.m/A} \\ K_e &= C_e = 0,46 \text{ v.s /rd} \\ Jm_1 = Jm_2 &= Jm_3 = 1,4 \cdot 10 \text{ Kg.s} \\ m_p &= 1600 \text{ Kg} \\ m_{pb} &= 800 \text{ Kg} \\ h_i &= 10 \text{ mm} \\ l &= 1 \text{ m} \end{aligned}$$

En remplaçant chaque terme de l'expression (1) par sa valeur ,on

obtient l'équation simple suivante:

$$T_m = 0,81 + 0,39 x \quad (2)$$

$T_m = f(x)$ est une droite linéaire qui coupe l'axe des ordonnées en un point (Fig.II-1).

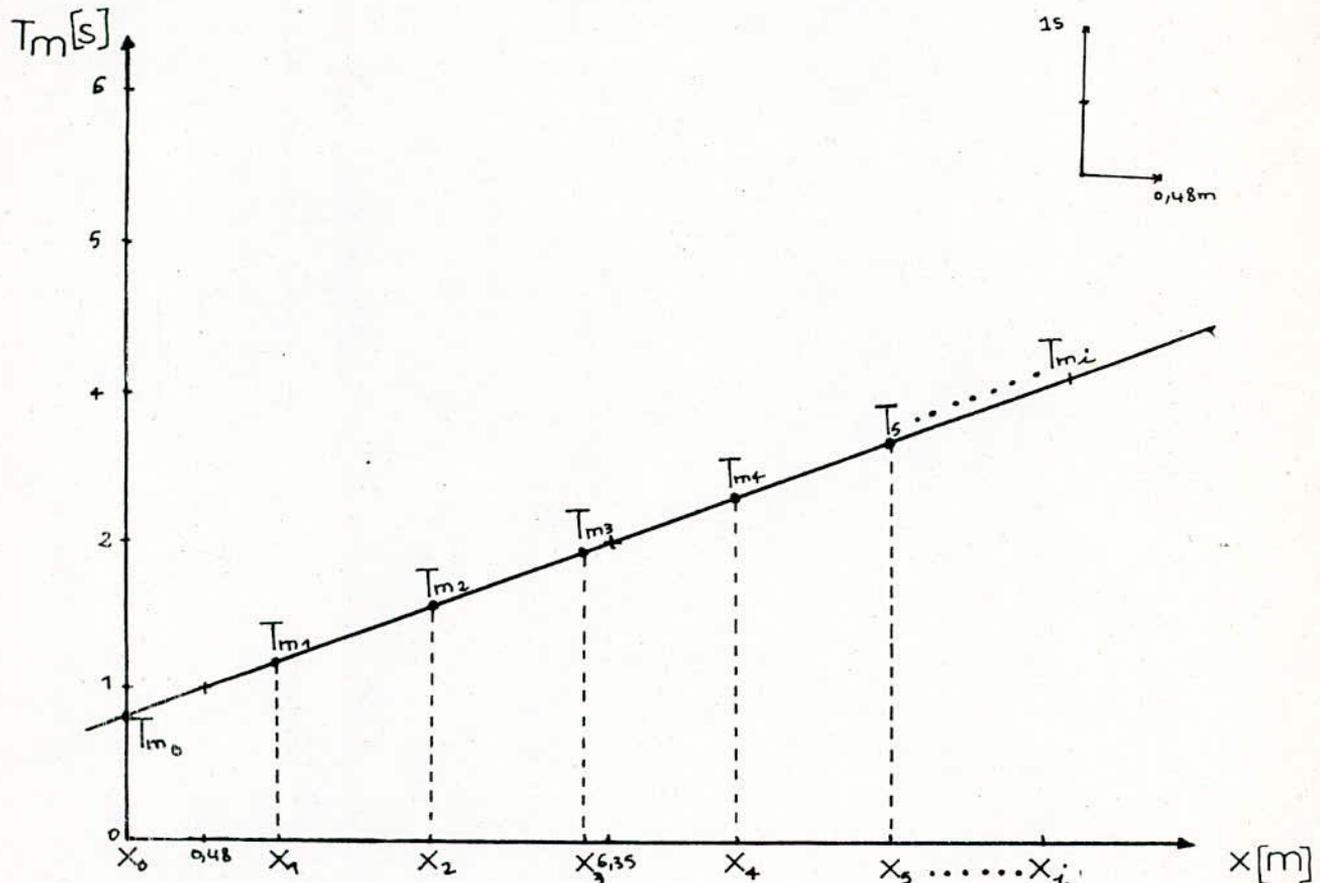


Fig.II-1-Tracé de $T_m = f(x)$.

Conclusion:

La constante électromagnétique du système varie linéairement avec le déplacement progressif de la poupée porte-broche .

Interprétation physique:

Du fait que la poupée porte-broche se déplace d'un point x_i à x_{i+1} suivant l'axe horizontal de la table (loin de l'axe de symétrie du système), cela entraîne l'apparition d'un déséquilibre dans la répartition de charge ,de part et d'autre de l'axe vertical de l'outil de coupe.ce déséquilibre crée à son tour deux couples

d'inertie différents sur l'arbre des moteurs M1 et M2. Malgré que cette différence est faible, elle est d'une grande importance pour l'obtention des pièces mécaniques de haute qualité (précision de l'ordre des micro-mètres).

III-REponses TEMPORELLES DU SYSTEME

La réponse temporelle du système de commande est donnée par la variation de la vitesse angulaire W dans l'espace temps. On a besoin donc, de présenter le schéma bloc simplifié du système contrôlant la vitesse déjà vu dans le chapitre précédent.

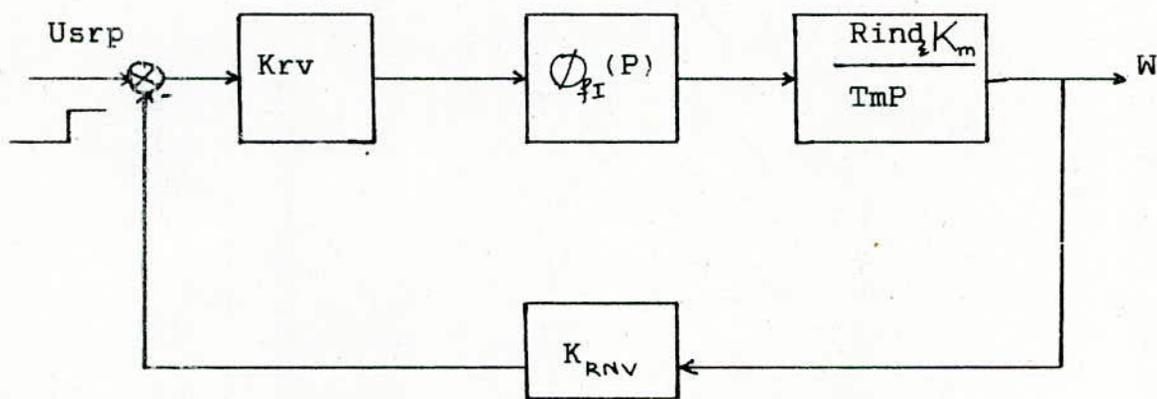


Fig.II-2-système de régulation de la vitesse.

$\Phi_{fI}(P)$ représente la fonction de transfert de la boucle de régulation de courant (voir chapitre II):

$$\Phi_{fI}(P) = \frac{1}{K_{RNI} \cdot (2 \cdot T_{th} \cdot P + 1)}$$

En boucle ouverte, le système a pour fonction de transfert :

$$K_{rv} \cdot \Phi_{fI}(P) \cdot \frac{R_{ind} \cdot K_m}{T_m \cdot P} \cdot K_{RNV}$$

La fonction de transfert optimale d'un système à 2 boucles s'écrit :

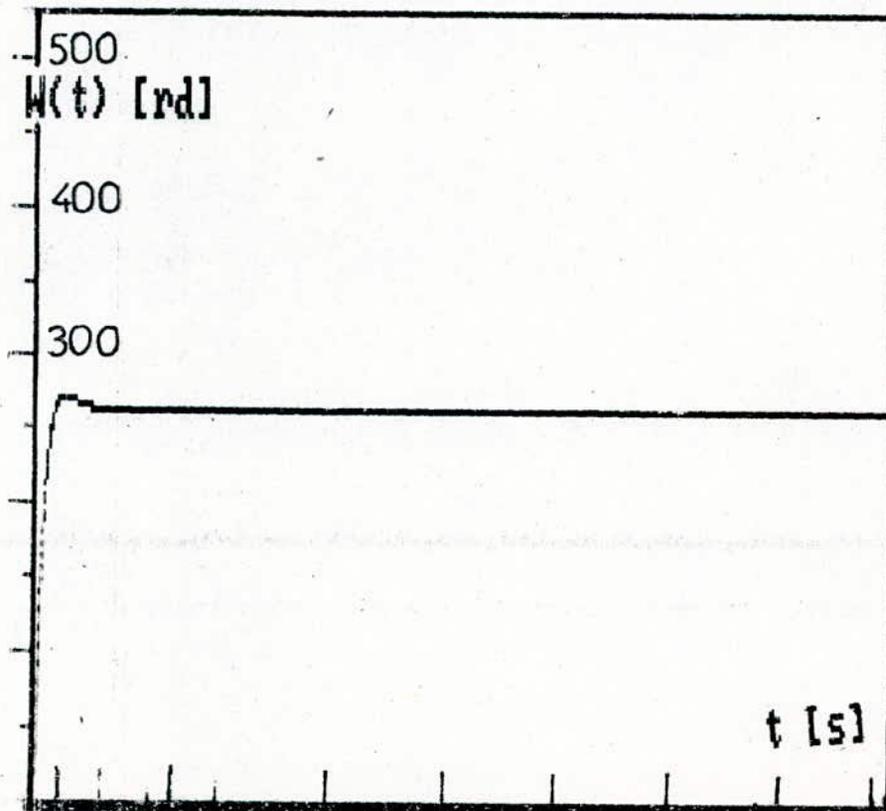
$$W_{ov}(P) = \frac{1}{4 \cdot T_{th} (2 T_{th} \cdot P + 1)} \quad (\text{voir chapitre II})$$

On égalise entre les deux fonctions de transfert réelle et optimale et on cherche la réponse temporelle à un échelon unité. L'expression de cette dernière a été déjà déterminée (voir chapitre II _ page 9) :

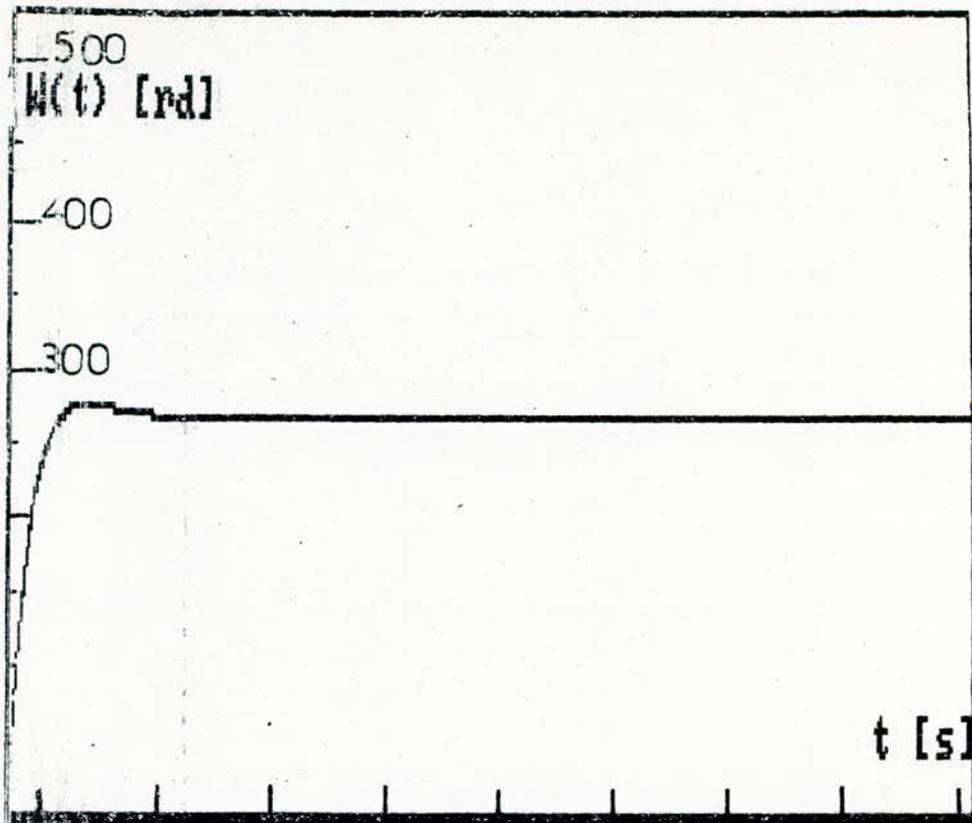
$$W_i(t) = 1 - \exp(-t/T_{m_i}) \cdot (\sin(t/2T_{m_i}) + \cos(t/2T_{m_i})) \quad (3)$$

Le tracé de cette fonction (3) se fait en faisant varier tour à tour la constante de temps et en choisissant convenablement sa valeur ,afin de voir l'effet de la variation de la charge sur le régime transitoire de la vitesse :

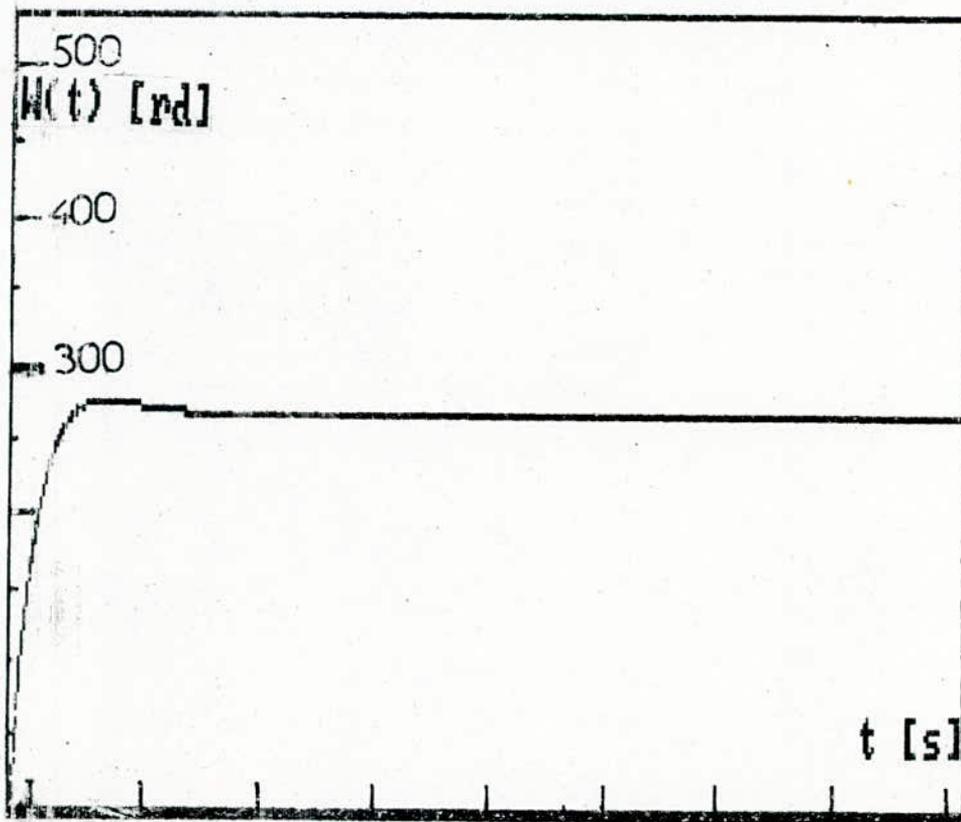
Réponse indicielle pour $T_{M1} = .01s$



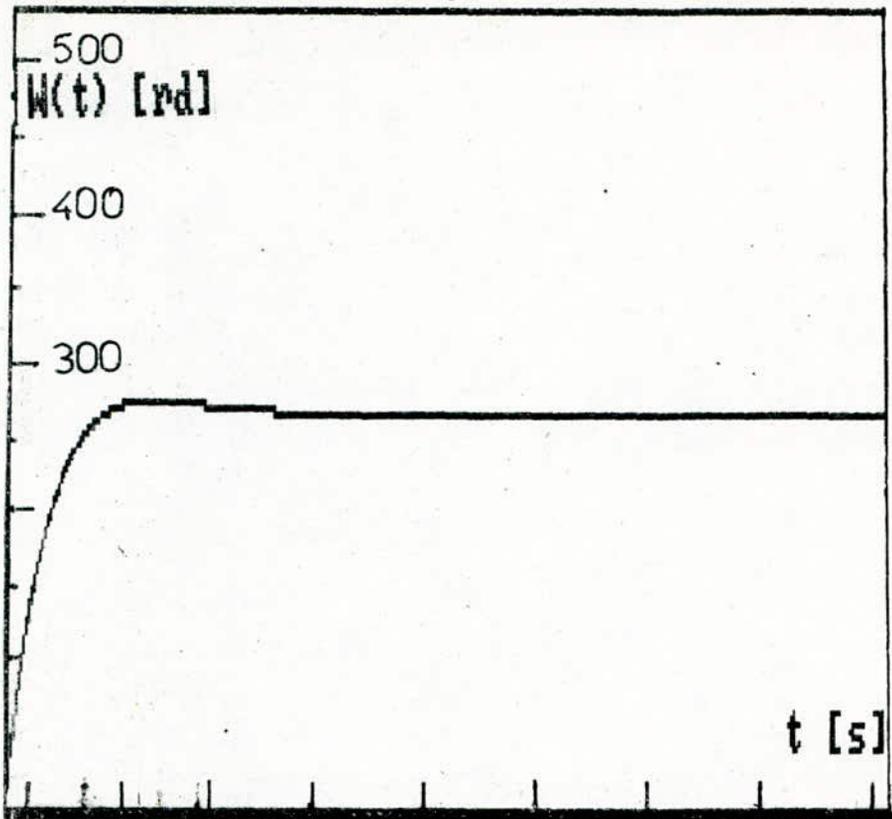
Réponse indicielle pour $TM1 = .027s$



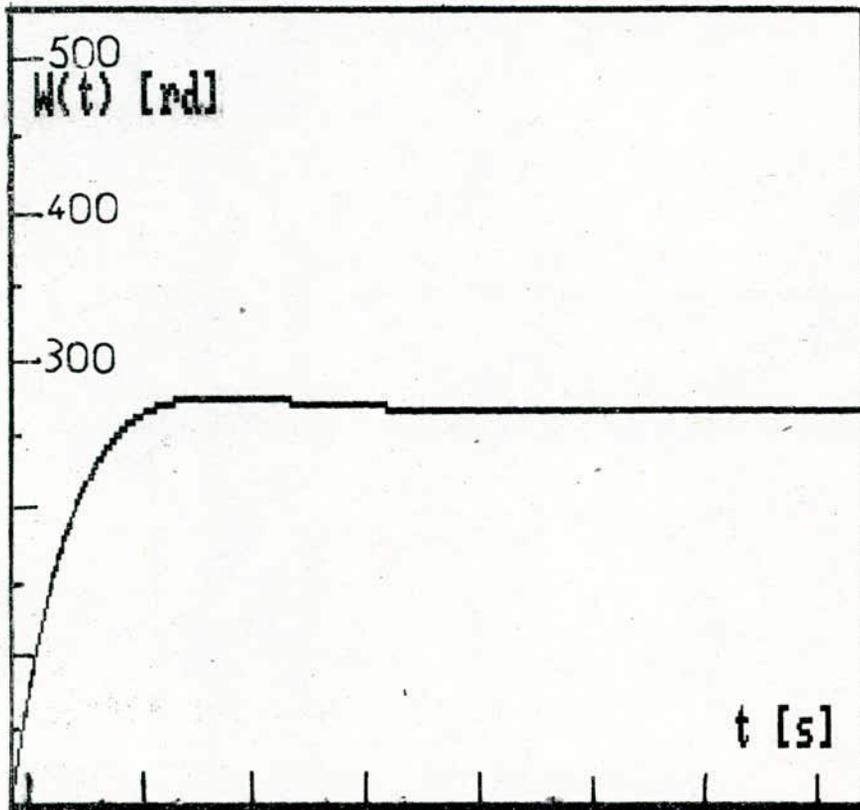
Réponse indicielle pour $TM1 = .032s$



Réponse indicielle pour $TM1 = .05s$



Réponse indicielle pour $TM1 = .07s$



Conclusion:

On peut constater maintenant, que le régime transitoire du système de commande n'est pas stationnaire puisqu'il change suivant la constante électromagnétique $T_m = f(x)$, c'est à dire suivant la charge entraînée par le moteur.

Donc, on peut dire qu'un simple déplacement linéaire de la poupée porte-broche peut donner des paramètres dynamiques instables tels que: temps de réponse, dépassement, écart dynamique...

Ce qui n'est pas conforme à un système optimal.

CHAPITRE IV

STABILISATION DES PARAMETRES DYNAMIQUES

ET

CREATION D'UN SYSTEME AUTO-ADAPTATIF

I-INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, on a vu le problème d'instabilité du régime transitoire durant le fonctionnement de la machine.

Dans la pratique, il est impossible de connaître toutes les masses des pièces à usiner et les charges associées au moteur.

Pour résoudre ce problème on a opté à l'utilisation d'un dispositif d'adaptation qui a pour rôle de stabiliser toutes les régimes transitoires et d'obtenir des performances dynamiques constantes de façon permanente, quelles que soient les perturbations infligées sur le système, les charges du moteur et les masses des pièces d'usinage.

Remarque:

On peut voir l'insertion de ce dispositif dans le système sur la figure I-3 de la page 3 .

II-LE DISPOSITIF D'ADAPTATION

II-1-Schéma électrique:

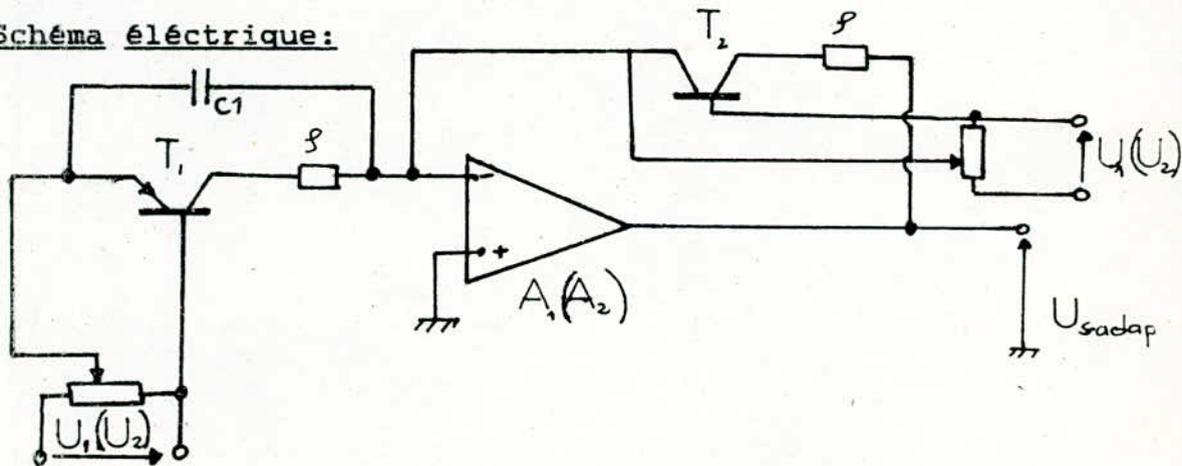


Fig. IV-1-schéma électrique du dispositif d'adaptation.

Le schéma électrique comprend les éléments suivants:

- * Un amplificateur opérationnel muni d'un gain constant (A1 pour le moteur M1 ou A2 pour le moteur M2).
- * Un étage constitué d'un transistor T1 à base commune, relié à la borne inverseuse de l'ampli-op. L'émetteur et le collecteur sont branchés aux bornes d'une capacité C1.
- * Un deuxième étage constituant le réseau de la réaction négative de l'ampli-op. Il comporte un transistor T2 à base commune identique au premier.

On note que T1 et T2 sont des transistors de commutation et que les 2 étages sont attaqués par une même tension U1 (U2) et cela dans le but de maintenir constant le gain de l'ampli-op.

II-2-Principe:

La constante de temps du circuit est déterminée à partir du premier étage constitué par T1 et C1.

De point de vue technologique, la jonction émetteur-collecteur peut être représenté par une résistance équivalente prenant une valeur suivant l'état de conduction ou de fermeture du transistor.

Cette constante de temps a la forme suivante:

$$T_1 = R_1 \cdot C_1 \quad (2)$$

avec

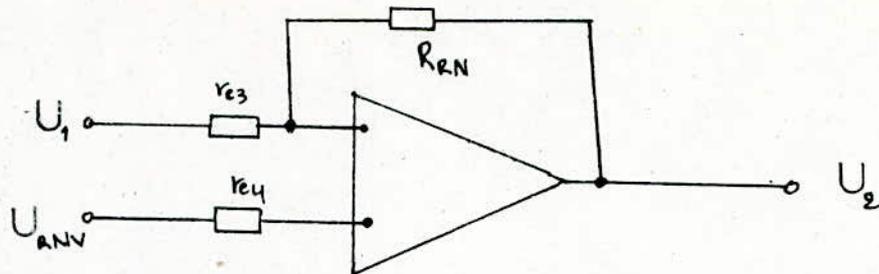
$$R_1 = R_{o,e} \quad (3)$$

$R_{o,e}$ et η : ce sont la résistance de la jonction E-C et son coefficient de conduction, donc ils dépendent du type de transistor choisi.

U_s : tension de sortie du circuit.

II-3-Stabilisation de la constante de temps T_m :

Soit le circuit électrique du régulateur de vitesse étudié dans le chapitre II:



Sa fonction de transfert s'écrit :

$$W_{rv}(P) = \frac{T_m}{4 \cdot T_{th}} \cdot \frac{K_{RNI} \cdot C_e}{K_{RNV} \cdot R_{ind}} = K_{rv}$$

Les quantités contenant dans $W_{rv}(P)$ sont toutes constantes: c'est un régulateur optimal.

Mais comme on l'a vu, T_m n'est plus constant réellement. Par conséquent, la fonction de transfert du régulateur de vitesse change et devient:

$$W_{rv}(P) = \frac{T_m}{4 \cdot T_{th}} \cdot K$$

En posant $K = \frac{K_{RNI} \cdot C_e}{K_{RNV} \cdot R_{ind}}$

ou encore

$$\text{Wrv}(P) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{T_m}{4.T_{th}}.K$$

Cette dernière égalité montre que la tension de sortie est aussi affectée par l'instabilité de T_m .

U_2 suit toutes les variations de la constante de temps T_m . Elle est donc instable durant le fonctionnement du système.

Pour réduire au maximum ces variations et maintenir U_2 à un niveau stationnaire, on connaît deux manières de brancher le dispositif d'adaptation dans le système de réglage de la vitesse :

- En série, entre les 2 régulateurs de vitesse et de courant.
- En cascade, dans la réaction négative du régulateur de vitesse.

Le dispositif, qui est un élément différentiel, donne une tension supplémentaire (dûe à la première dérivée de sa fonction de transfert) à la tension de commande et suffisante pour stabiliser le régime transitoir du système.

Par exemple, si le temps de réponse devient faible au fûr et à mesure que la poupée porte-broche se déplace, cette tension supplémentaire le fait augmenter très rapidement et ramène le régime transitoir à sa position désirable ou de départ.

Le dispositif d'adaptation suit donc de près tous les parcours effectués durant le travail de la machine et cela grâce aux signaux électriques générés par le capteur de position en sa sortie et qui viennent à l'entrée de ce dispositif pour lui fournir régulièrement toutes les informations possibles.

Dans ce travail, on a choisi le deuxième type de branchement. Dans ce cas, c'est la tension U_{rv} de la réaction négative qui est affectée.

La sortie U_{sada} est reliée au même point que celui du réseau de la réaction négative de la vitesse (voir figure IV-2).

III-SCHEMA -BLOC DU SYSTEME DE REGULATION DE LA VITESSE EN INTRODUISANT LE DISPOSITIF D'ADAPTATION:

Sur le schéma qui va suivre, on va représenter la disposition du circuit d'adaptation dans le système :

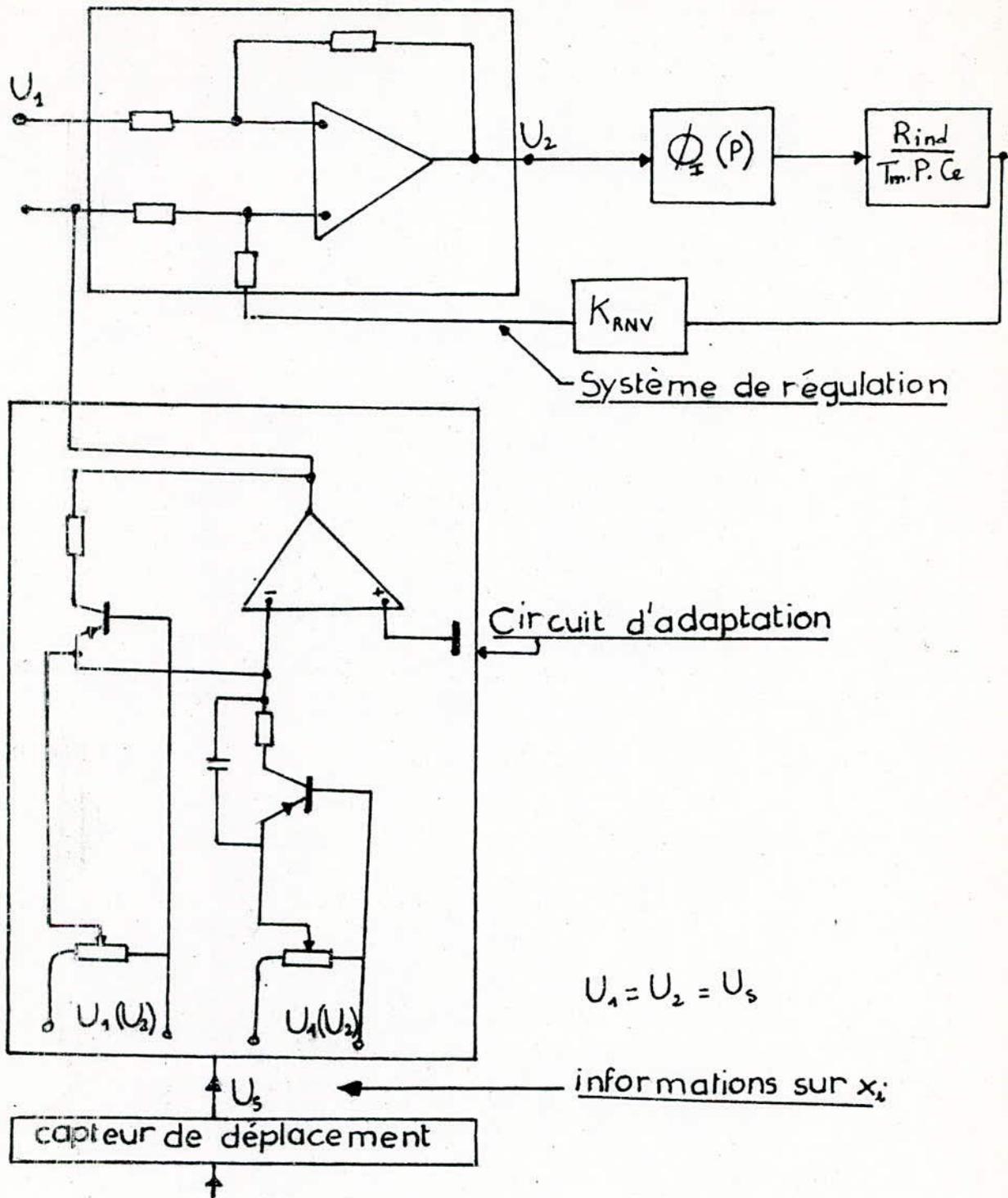


Fig.IV-2-Système de régulation de la vitesse avec le circuit auto-adaptatif.

IV-PLAGE DE VARIATION DE LA TENSION DE SORTIE DU CAPTEUR DE DEPLACEMENT

Le phénomène de compensation des variations dynamiques du système se fait en égalisant les 2 constantes de temps (1) et (3):

$$\left[Jm_1 + \left(\frac{m_p}{2} + m_{pb} \cdot \frac{1-x}{1} \right) \frac{h_1^2}{4 \cdot \pi^2} \right] \cdot \frac{Rind_1}{Cm \cdot Ce} = C_1 \cdot Ro_1 \cdot \exp(\varrho \cdot Us)$$

(4)

A partir de l'égalité (3), on pourra calculer la tension nécessaire qui permet d'attaquer le régulateur de vitesse et de stabiliser sa sortie durant tout le déplacement de la poupée porte-broche en fonction de la commande externe.

L'expression de Us en fonction de la position x de la poupée porte-broche s'écrit:

$$Us = \frac{1}{\varrho} \cdot \ln \left[Jm_1 + \left(\frac{m_p}{2} + m_{pb} \cdot \frac{1-x}{1} \right) \frac{h_1^2}{4 \cdot \pi^2} \right] \frac{Rind_1}{Cm \cdot Ce \cdot Ro_1 \cdot C_1}$$

(5)

Valeurs numériques des différents paramètres:

Jm_1	=	$1,4 \cdot 10^{-4}$	Kg.m.s ²
m_p	=	1600	Kg
m_{pb}	=	800	Kg
l	=	1	m
h_1	=	10	mm

$$R_{ind} = 0,44 \Omega$$

$$C_e = 0,46 \quad v.s/rd$$

$$C_m = 0,049 \quad Kg.m/A$$

$$\zeta \approx 1$$

$$T_1 = T_2 \quad ?$$

$$R_{o_1} = \quad ?$$

$$C_1 = \quad ?$$

Transistor T choisi:

On va prendre comme transistor pour les 2 étages du circuit d'adaptation:

BU 109 (transistor de puissance métallique):

$$\begin{aligned} V_{cemax} &= 330 \text{ v} \\ I_{cmax} &= 10 \text{ A} \\ P_t &= 85 \text{ W} \\ \text{typique} &= 15 \text{ pour } I_c = 5 \text{ A} \\ V_{ces} &= 2 \text{ v} \\ I_{cs} &= 7 \text{ A} \\ I_{bs} &= 1 \text{ A} \end{aligned}$$

* Réf.: SHORT FORM CATALOGUE . THOMSON-CSF.
division-semiconducteurs
1983-84

$$D'où R_{o_1} = R_{ec} \approx 0,3 \Omega$$

En calculant la valeur moyenne de la constante de temps T , on pourra avoir la grandeur de la capacité C1:

$$\bar{T}_1 = \bar{R}_{o_1} \cdot \bar{C}_1$$

$$\text{Pour } \bar{T}_1 \approx 0,2 \text{ m.s} , \text{ on trouve } C_1 \approx 3 \text{ m.F}$$

Tracé de la courbe $U_s = f(x)$:

Après avoir remplacé chaque paramètre par sa valeur numérique dans (5), on trouve la fonction finale de $U_s = f(x)$ suivante:

$$U_s = \ln (206,26 - 100,8)$$

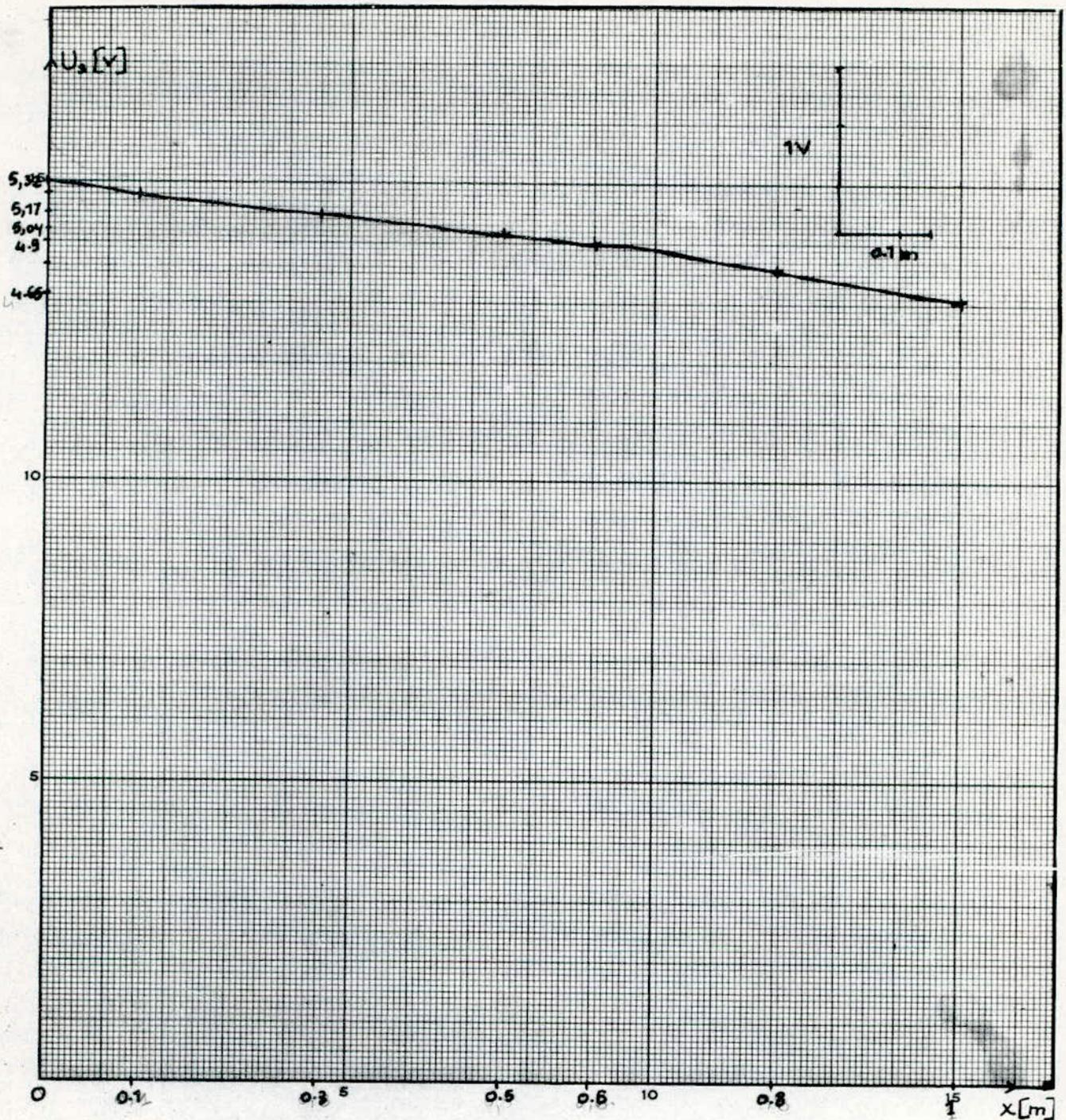


Fig.IV-3- Tracé de $U_s = f(x)$.

D'après la courbe tracée ci-dessus, on constate que quand la poupée porte-broche est dans sa position initiale, c'est à dire à $x = 0$ m, la tension de sortie de l'organe d'adaptation est de 5,32 v et quand elle est dans sa position finale la tension nécessaire pour l'adaptation vaut 4,65 v.

Donc, la plage de variation de la tension d'adaptation est de :

$$U_s = 0,66 \text{ v.}$$

CHAPITRE V

SCHEMA ELECTRIQUE DE LA COMMANDE AUTOMATIQUE

D'UN

MOTEUR D'ENTRAINEMENT D'UNE MACHINE-OUTIL

I-INTRODUCTION

Dans ce chapitre, on donnera un exemple d'ordre pratique d'un système de commande automatique utilisé dans une machine-outil et cela dans le but de montrer de quelle manière se fait la liaison électrique entre les différents organes du système et comment se déroule le fonctionnement de la commande depuis son entrée avant le comparateur jusqu'à sa sortie sur l'arbre du moteur.

On prévient en outre, qu'aucun calcul mathématique ou autre ne sera fait.

Pour faciliter l'étude et la compréhension du schéma du système (voir planche), on a préféré le partager en 8 grands blocs, suivant la tâche qu'ils accomplissent durant le fonctionnement.

II-CIRCUIT DE REGULATION DE VITESSE (VOIR SCHEMA N°1)

Ce circuit a pour rôle de régler et stabiliser la vitesse de rotation du moteur M à un niveau déterminé suivant la tension de la consigne.

Ils comporte 2 étages d'amplificateurs opérationnels avec leurs réactions négatives, dont le premier est formé par A301 et le second, par A303.

Le A301 est utilisé pour l'amplification, par contre le A303 pour obtenir le facteur de régulation de la vitesse nécessaire.

Un réseau correcteur est placé dans le circuit afin d'assurer sa stabilité.

Le régulateur présente également 2 entrées numérotées par 91 et 90:

*91 pour la tension de commande (sortie du régulateur de position) qui est relié directement à la borne non inverseuse de l'ampli-op A301.

*90 pour la réaction négative, dont la tension est donnée par le tachygénérateur TG.

La valeur de cette tension est donc dépendante de la vitesse de rotation du moteur.

R303 et R324 servent à polariser les ampli-op.
R302 et R307 sont utilisées pour le réglage de la valeur limite de la vitesse du TG.
R320, C315, C316 ou C317: ce sont les éléments du réseau correcteur.
R19 est un potentiomètre de réglage du gain de A301.

III-CIRCUIT DE REGULATION DE COURANT (VOIR SCHEMA N°2)

Ce régulateur représenté par l'ampli-op A601, est muni d'un réseau correcteur constitué par les éléments suivants: R604, C603 ou C604, C602.

Le circuit du régulateur est directement relié au capteur de courant qui donne une chute de tension proportionnelle au courant d'induit du moteur M.

Ce capteur est composé de 2 diodes magnétiques D501 et D502, dont les anodes sont reliées à l'ampli-op A501 pour l'amplification en tension.

Un circuit de limitation de la tension de sortie du régulateur est prévu. Son fonctionnement se déroule de la manière suivante:

La sortie du régulateur de courant est appliquée à la branche d'entrée de l'ampli-op A701 contenant C704 et R705.

A la sortie de A701, se trouve 2 diodes Zéner montées en tête bêche D701.

Si la tension de sortie de A701 est supérieure à la tension de seuil de D701, elle sera appliquée à l'entrée non-inverseuse de l'ampli A601. Si elle est inférieure, aucune tension ne lui sera appliquée.

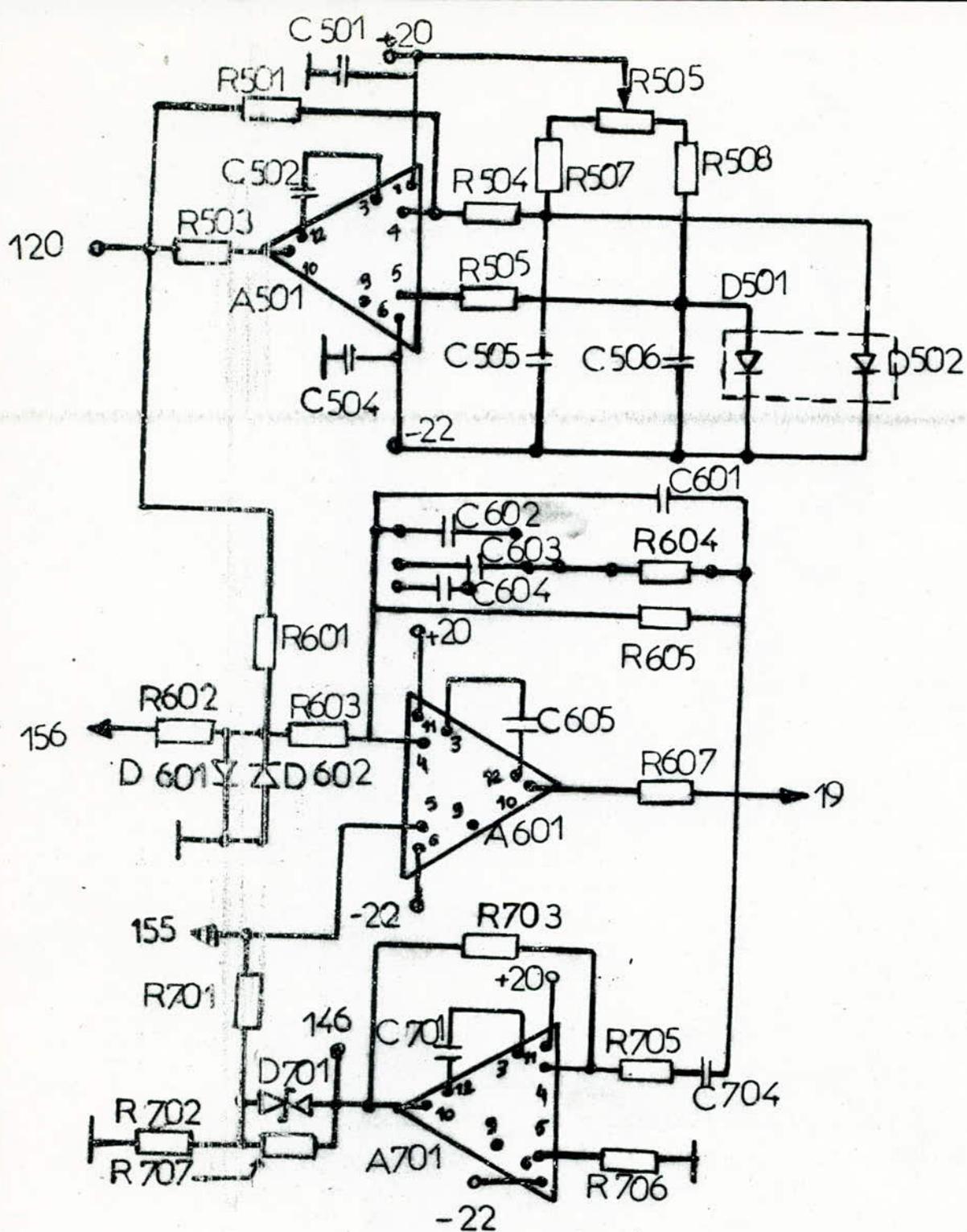
IV-CIRCUIT DE PUISSANCE (VOIR SCHEMA N°3)

C'est le circuit où circule le courant nominal du moteur.

Il est composé essentiellement d'un transformateur triphasé de puissance Tr13, muni de deux enroulements (primaire et secondaire).

D'après le schéma on voit que:

- * le 1^e enroulement est monté en Δ
- * le 2^e " " " " Y



2. Circuit de régulation de courant

V-CIRCUIT DE FORMATION DES IMPULSIONS POUR LA COMMANDE DES THYRISTORS (VOIR SCHEMA N°4)

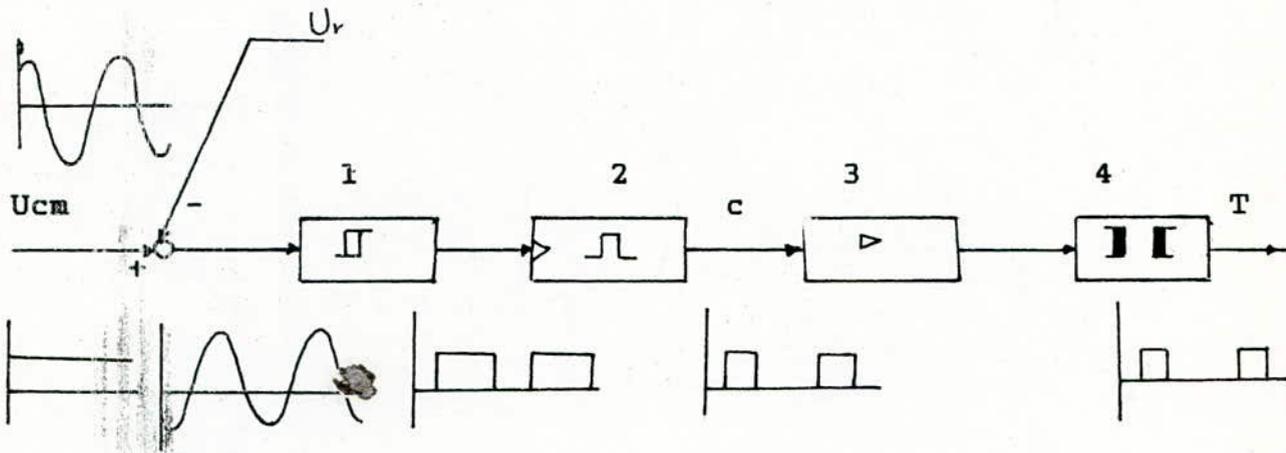
Toute la commande du moteur dépend de la génération de ces impulsions.

Pour allumer les thyristors du convertisseur, il est nécessaire d'appliquer des impulsions électriques très brèves à leurs gâchettes.

Elles doivent avoir un certain angle de retard d'allumage par rapport au point d'intersection de tension alternative alimentant le convertisseur.

Il est indispensable de pouvoir faire varier cet angle à l'aide d'une tension de commande continue.

Le principe est le suivant:



Soit une tension de référence U_r appliquée à l'entrée de l'amplificateur -op A101 et soit une tension de commande U_{cm} venant du régulateur de courant à travers R104.

Le A101 compare U_r et U_{cm} à son entrée.

$U_{cm} - U_r$ est appliquée à l'entrée de la bascule de Schmitt 1 représentée par les 2 transistors T101 et T102.

Le basculement de ces 2 derniers s'effectue à la tension de différence $U_{cm} - U_r = 0$.

La bascule convertit la tension alternative décalée verticalement en une tension rectangulaire 2.

Le flanc montant de cette tension est déphasé par rapport au passage par la valeur crête de U_r .

Une fois amplifiée 3, la tension rectangulaire passe à travers les 2 transformateurs Tro2 et Trol 4.

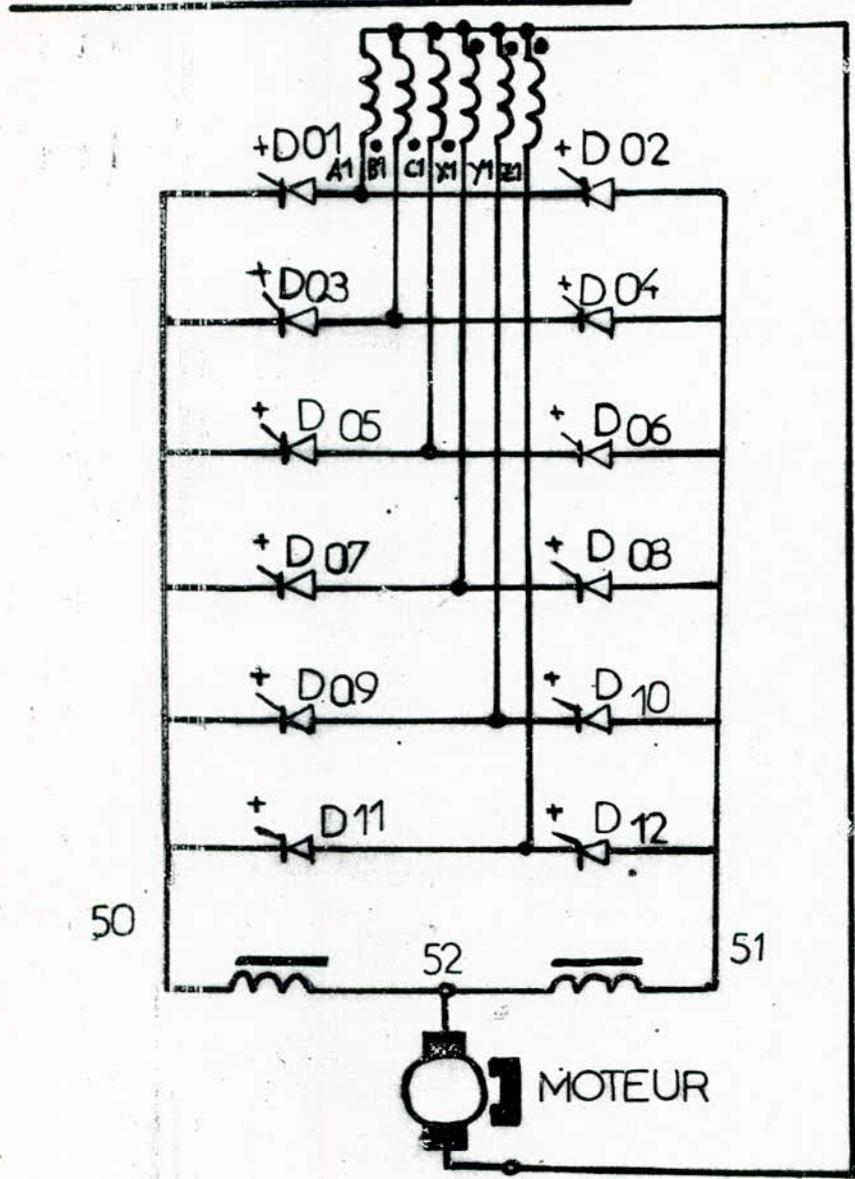
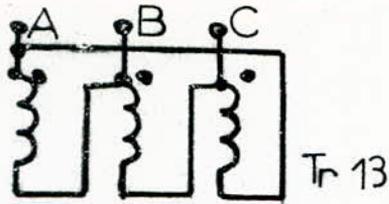
Ces derniers sont indispensables pour garantir une séparation galvanique entre les circuits de commande et les gâchettes.

Les impulsions sont donc, aptes à allumer les deux thyristors.

R13 et R14 servent à limiter les courants dans les transformateurs.

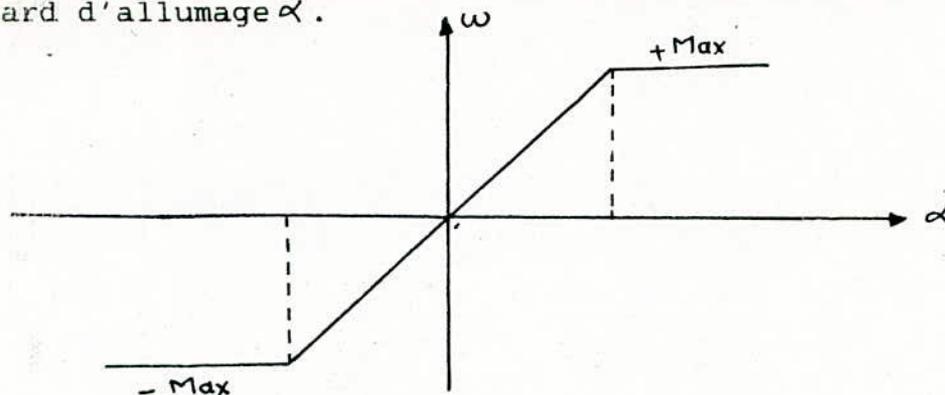
La présence des 6 paires de thyristors permet d'avoir un courant quasi continu.

Celui-ci est rendu tout à fait continu grâce aux 2 bobines de lissage L1 et L2 placées à l'entrée du moteur M.



3 - Circuit de puissance

La vitesse de rotation du rotor est réglée par action de l'angle de retard d'allumage α .



VI-CIRCUIT DE LIMITATION DE L'ANGLE D'AMORCAGE DES THYRISTORS (VOIR SCHEMA N°5)

La limitation de l'angle d'amorçage des gachettes est extrêmement importante pour le bon fonctionnement du moteur à courant continu M.

Les tensions des points 17A à 17E sont appliquées au pont redresseur à la sortie du filtre R410, C405, R414 et C406 attaquent le diviseur de tension R409, R411, R413, R415 et R416.

Les résistances R411 et R415 sont utilisées pour régler le niveau de tension du circuit.

Les chutes de tensions à la sortie des deux potentiomètres R411 et R415 sont appliquées respectivement aux entrées de A401 et A402.

En même temps que ces chutes de tensions, il y a la tension de sortie du régulateur de courant qui vient se brancher aux amplificateurs A401 et A402 par l'intermédiaire des résistances R408, R406, R407 et R405.

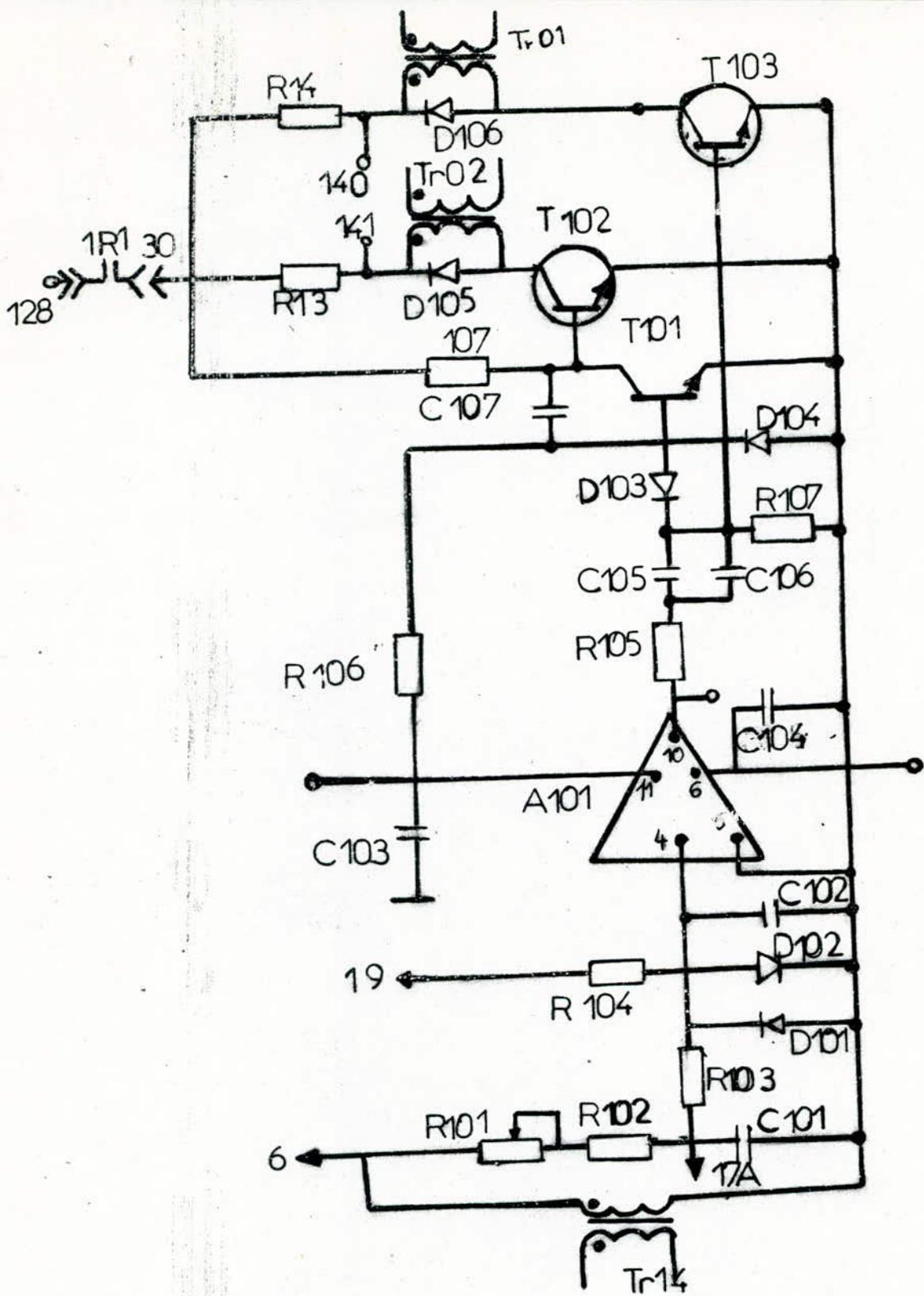
Les sorties de ces deux ampli-op sont appliquées à D401 en série avec R401 et D402 en série avec R402, ensuite se réunissent à un point commun pour attaquer l'ampli-op A601 du régulateur de courant.

DDans ce cas, les ampli A401 et A402 réalisent la réaction négative du régulateur de courant.

Lorsque le diviseur de tension atteint sa valeur limite, le régulateur ne peut augmenter sa sortie.

VII-CIRCUIT LIMITEUR DE COURANT D'INDUIT DU MOTEUR (VOIR SCHEMA N°6)

Ce circuit joue un rôle considérable dans la protection du moteur contre les grands courants et prolonger sa fiabilité.



4 - Circuit de génération des impulsions de commande des thyristors

Si par exemple, le moteur entraîne une charge très élevée, le couple statique appliqué sur son arbre sera élevé également. Le tachygénérateur TG qui est relié mécaniquement au moteur, donne une chute de tension proportionnelle à cette charge et attaque la borne non-inverseuse de l'ampli A301 du régulateur de vitesse. En outre, une chute de tension, dépendante de la vitesse de TG aux bornes du potentiomètre R203, attaque les deux diodes D201 et D202.

Cette grandeur positive débloque la diode D201 et y passe pour être amplifiée par le A201.

La sortie amplifiée est comparée avec la tension aux bornes de la résistance R213 par le A202.

Une fois l'opération terminée, la tension de différence attaque les deux diodes D205 et D206.

Arrivée au point 156 (point de rencontre avec la sortie du régulateur de vitesse), une des deux diodes se débloque et permet le passage du courant dans les circuits suivants: celui de la réaction négative du régulateur de vitesse (R320) et celui du régulateur de courant (A601).

Celui-ci donne le signal de commande Ucm au convertisseur de courant qui contrôle le courant d'induit et le fait diminuer.

C'est de cette manière que la vitesse de rotation décroît et peut même s'annuler pour faire arrêter le moteur.

L'ampli A203 fonctionne pour la vitesse arrière.

VIII - CIRCUIT DE PROTECTION DU SYSTEME DE COMMANDE (VOIR SCHEMA N°7)

Il a pour rôle de protéger toute la commande électrique en cas :

- d'une coupure de phase dans le circuit d'alimentation.
- d'une élévation de température dans le moteur.

Il comporte une capacité C909, deux transistors T905 et T906 fonctionnant en porte tout ou rien, des relais R1 et R2 et une diode utilisée comme indicateur lumineux.

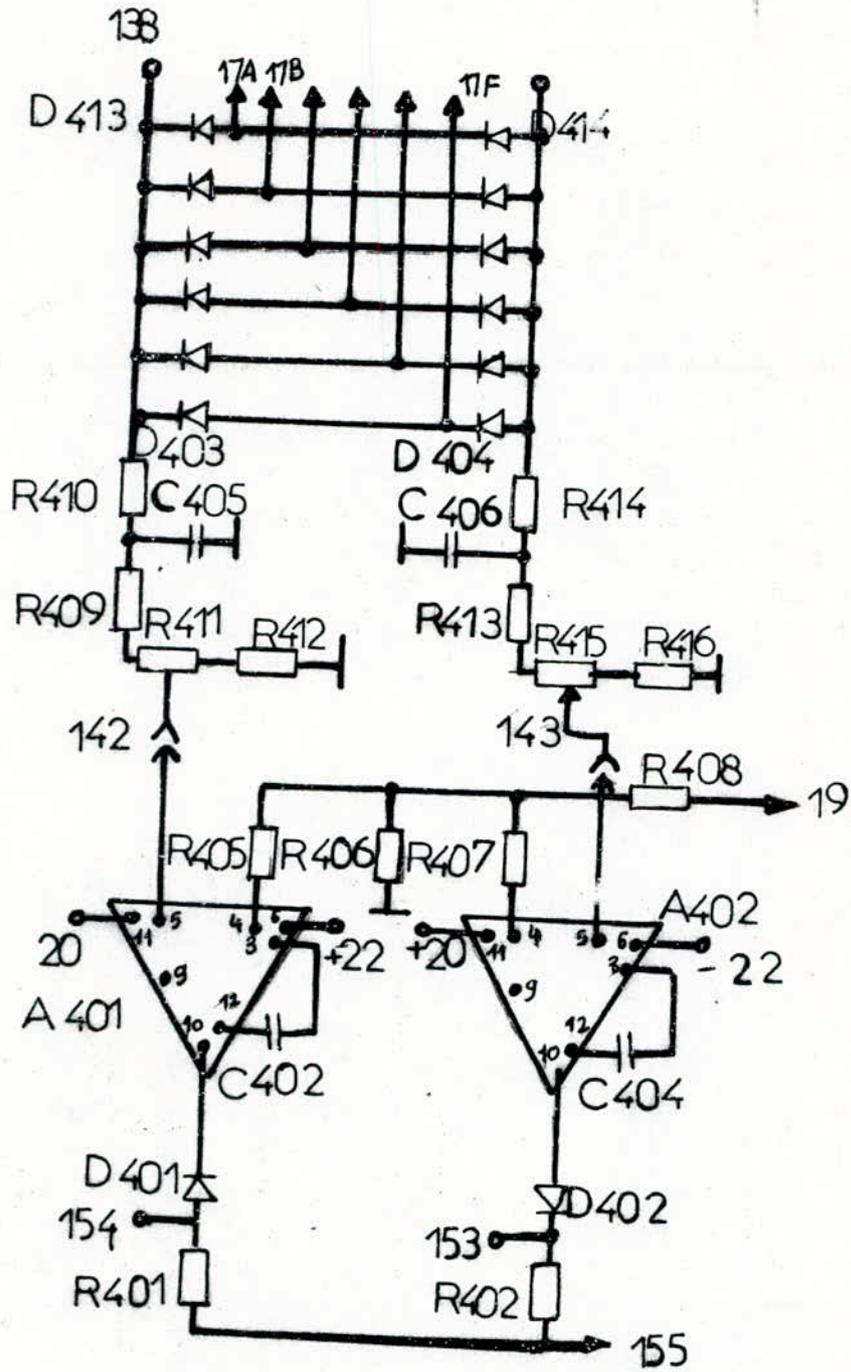
Quand l'interrupteur MARCHE est fermé, R1 et R2 commencent à fonctionner et l'indicateur D914 s'allume.

L'ouverture de R1 permet le fonctionnement du régulateur de vitesse et de l'amorçage des thyristors par les impulsions de commande qui entraînent le démarrage du moteur.

VIX - CIRCUIT D'ALIMENTATION (VOIR SCHEMA N°8)

L'alimentation utilisée doit être convenablement stabilisée contre toute perturbation.

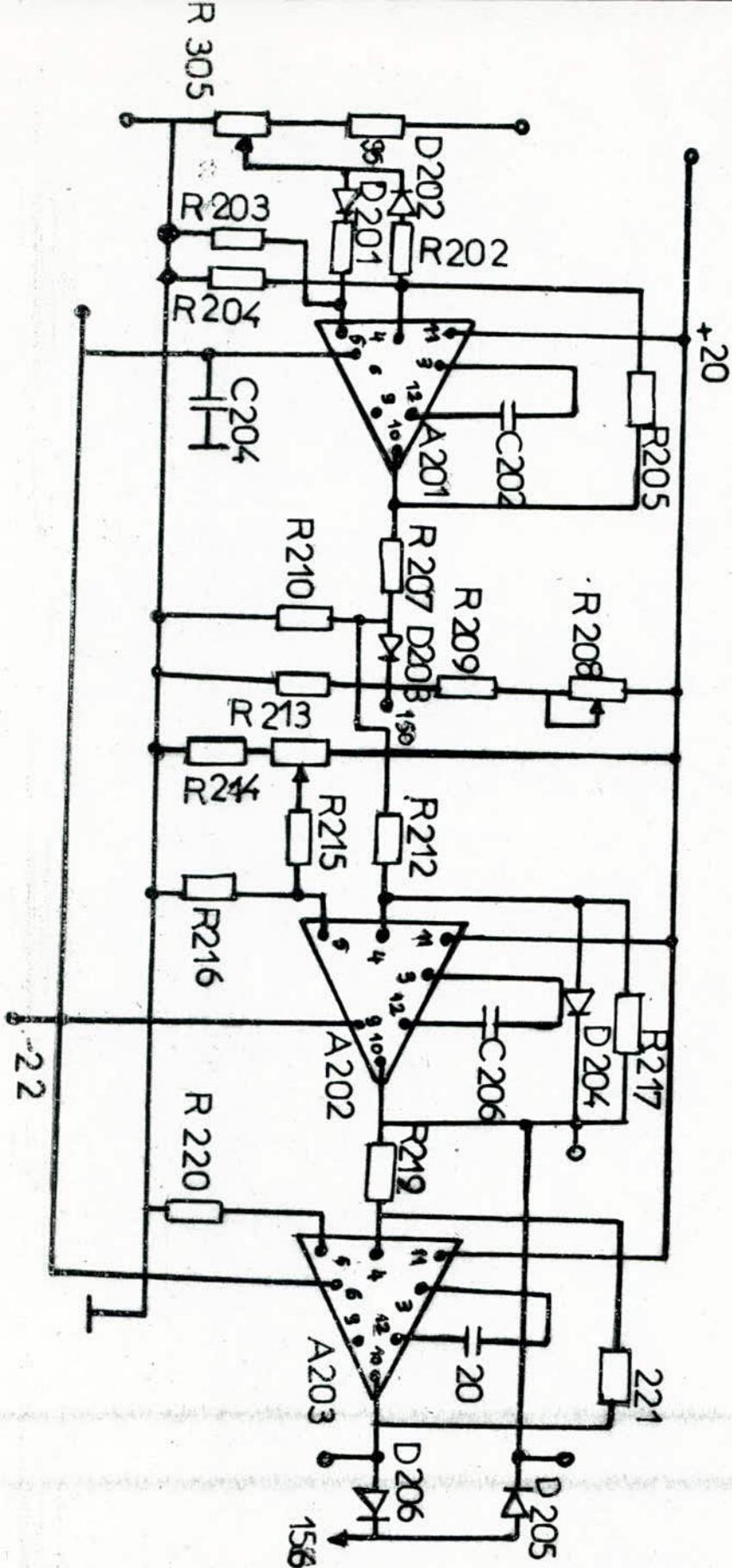
On utilise dans ce cas, les amplificateurs opérationnels A901 et A902 et les transistors de réglage T901 à T904.



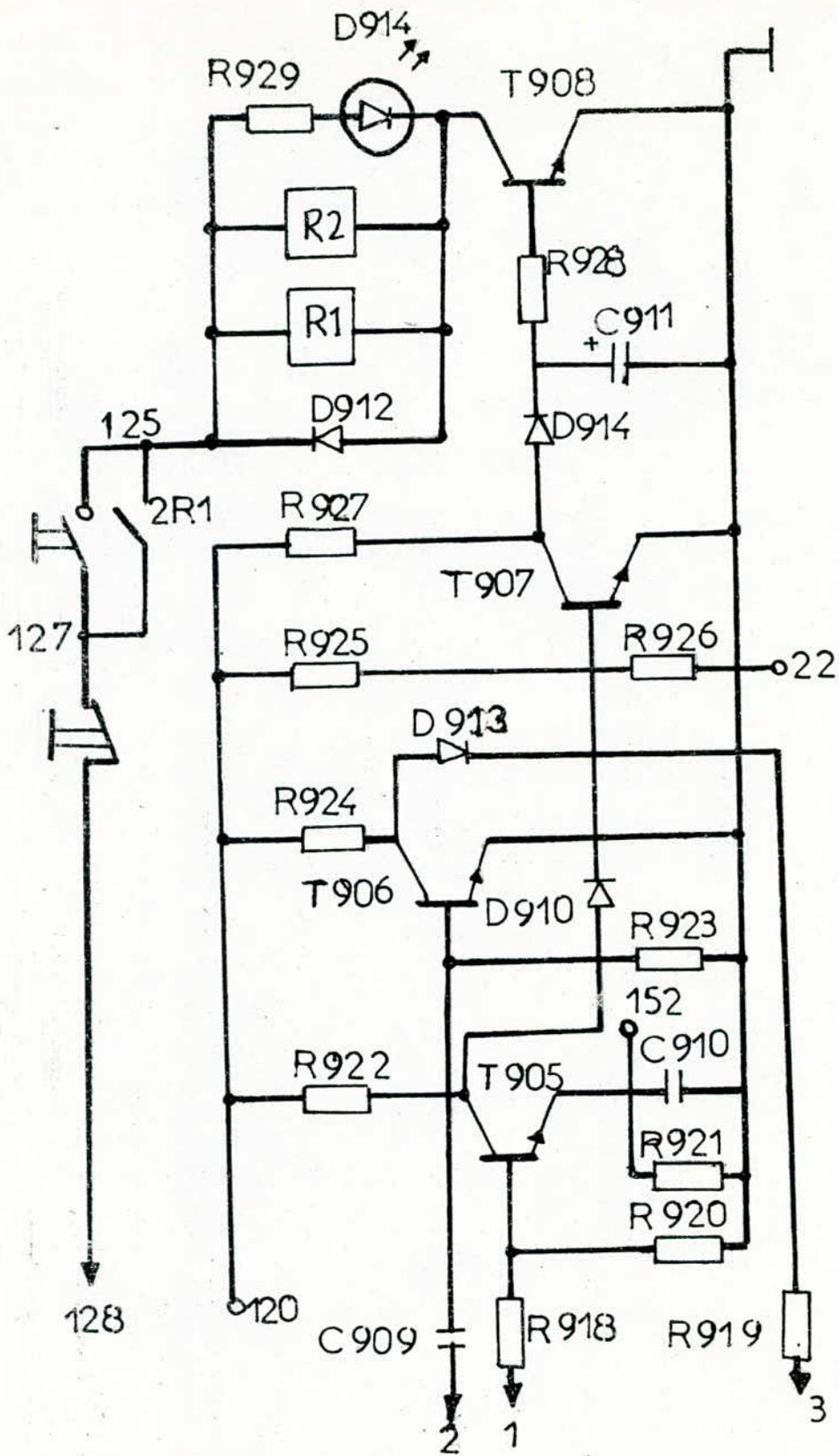
5. Circuit de limitation de l'angle d'amorçage des thyristors

Avec ce type de circuit, l'alimentation est fortement stabilisée, assurant un démarrage du moteur sans aucune contrainte .

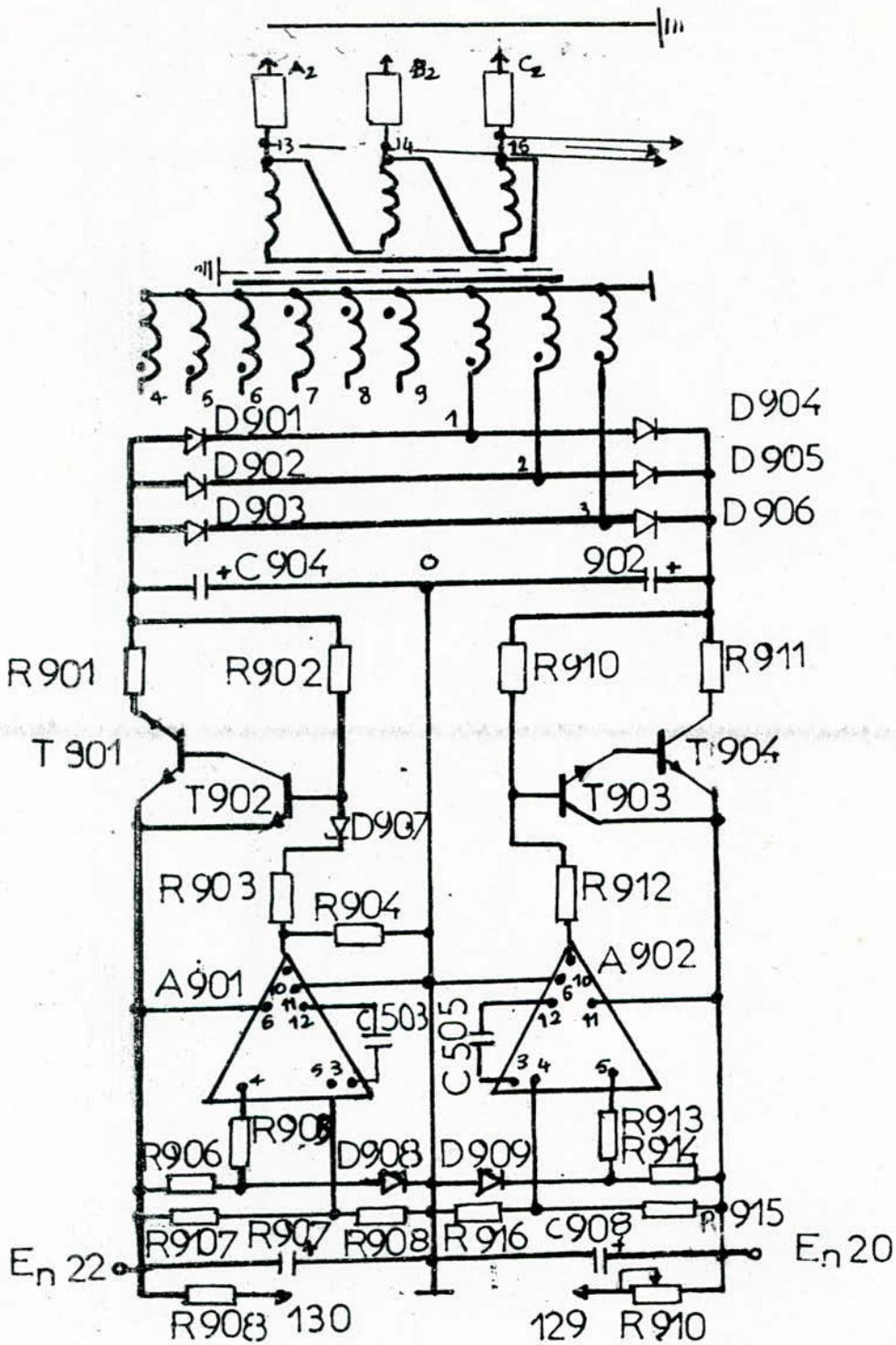
NB:Le schéma du système (présenté sur la planche) a été complété par l'insertion du régulateur de position (vu à la page 39) à l'entrée du régulateur de vitesse et du dispositif d'adaptation (vu à la page 54).



6- Circuit de limitation de courant dans le moteur.



7. Schéma de protection de la commande électrique.



8 - Circuit d'alimentation

C O N C L U S I O N

Le système de déplacement du portique et de la poupée porte-broche de la fraiseuse est un système de régulation à trois boucles superposées: de courant, de vitesse et de position.

L'augmentation du temps d'exécution de la machine nécessite la compensation de toutes les constantes de temps et un choix optimal des réseaux de régulation utilisés dans le système.

Les différents types de déplacement effectués pour l'usinage de la pièce, sont assurés grâce à l'utilisation d'un régulateur de position non-linéaire très simple.

Au régime établi, la force contre électromotrice du moteur d'entraînement influe fortement sur l'écart statique du système.

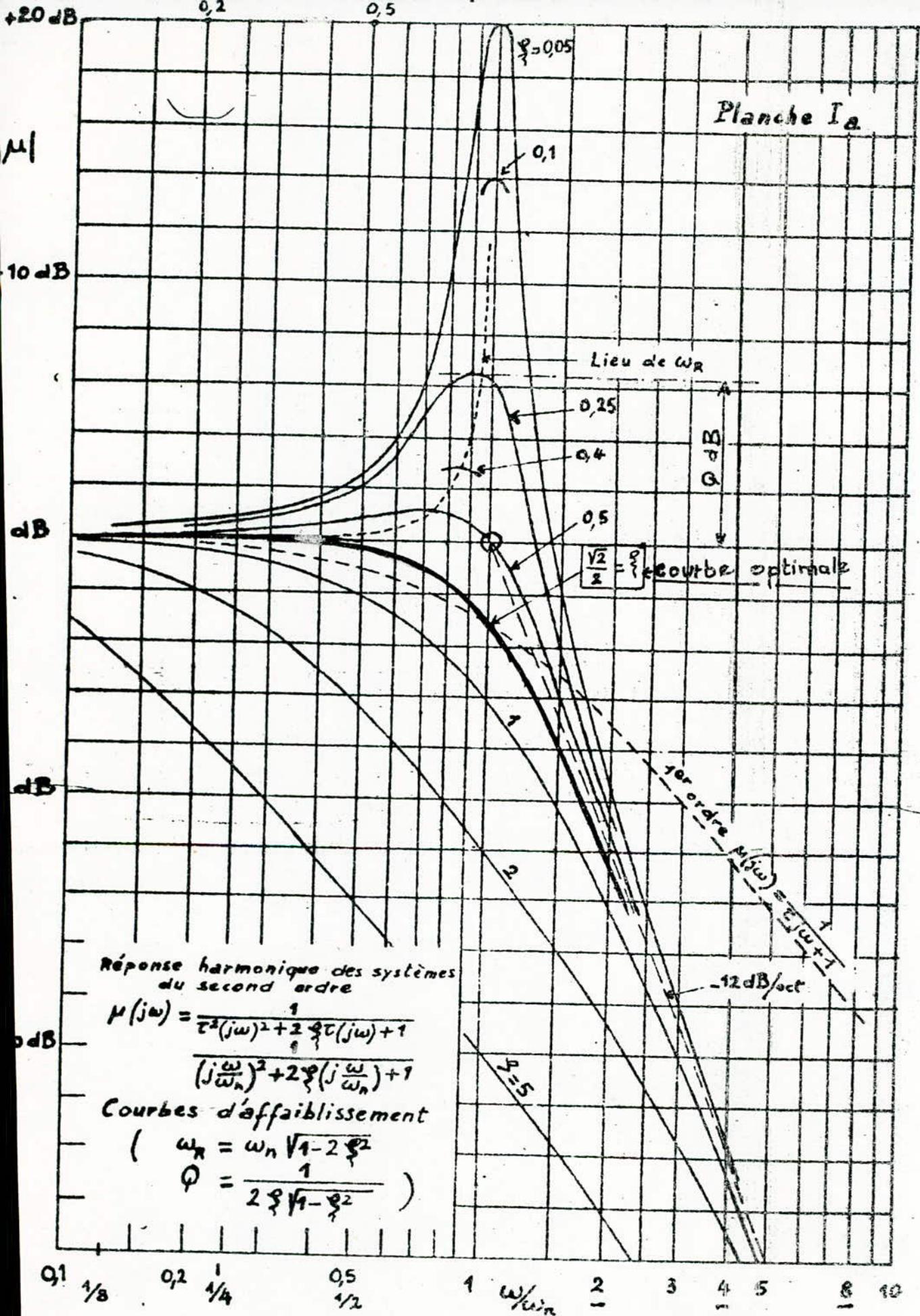
La variation de la charge du moteur lors du déplacement de la poupée porte-broche entraîne une variation du régime transitoire de la machine-outil.

Bien que ce problème n'apparait qu'au démarrage, freinage et réglage de vitesse, il est d'une extrême importance pour une machine qui travaille fréquemment selon ces régimes et qui exige une très grande précision (1/100 de millimètre, voire du micron pour la machine à pointer).

Le dispositif d'adaptation qu'on a placé dans le système de déplacement a supprimé ce problème et cela, en stabilisant les paramètres dynamiques tels que : temps de réponse, écart dynamique, dépassement ...

On donc crée un système à commande automatique autoadaptatif présentant des performances dynamiques optimales.

Planche Ia



Réponse harmonique des systèmes du second ordre

$$\mu(j\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + 2\xi\tau(j\omega) + \tau^2(j\omega)^2}}$$

$$\frac{1}{\sqrt{(j\frac{\omega}{\omega_n})^2 + 2\xi(j\frac{\omega}{\omega_n}) + 1}}$$

Courbes d'affaiblissement

$$\left(\begin{aligned} \omega_R &= \omega_n \sqrt{1 - 2\xi^2} \\ \varphi &= \frac{1}{2\xi\sqrt{1 - \xi^2}} \end{aligned} \right)$$

B I B L I O G R A P H I E

1. Thèse d'ingénieur 1985.
" Programmation des machines outils à commande numérique."
Département de génie-mécanique.
2. J.J.DISTEFANO ; A.R.STUBBERUD ; I.J.WILLIAMS.
" Systèmes asservis 1 "
Série Schaum.
3. Cours de Magister de la robotique.
M. LYSSOV.V (maître de conférences à l'E.N.P)
4. R. CHAUPRADE
" Commande des moteurs à courant continu "
Edition Eyrolles - 1984.
5. GEORGES ASCH
" Les capteurs en instrumentation industrielle "
Dunod - 1983.
6. SIMON WILHELM
" Commande numérique des machines outils "
Edition Eyrolles
7. H.BUHLER
" Électronique de réglage et de commande "
Dunod - 1987.
8. R.TOULLIE
" Commande des machines outils automatisées "
Delagrave.
9. Thèse d'ingénieur 1977.
" Etude et synthèse de l'unité de commande d'une machine-
outil "
Département d'électronique.

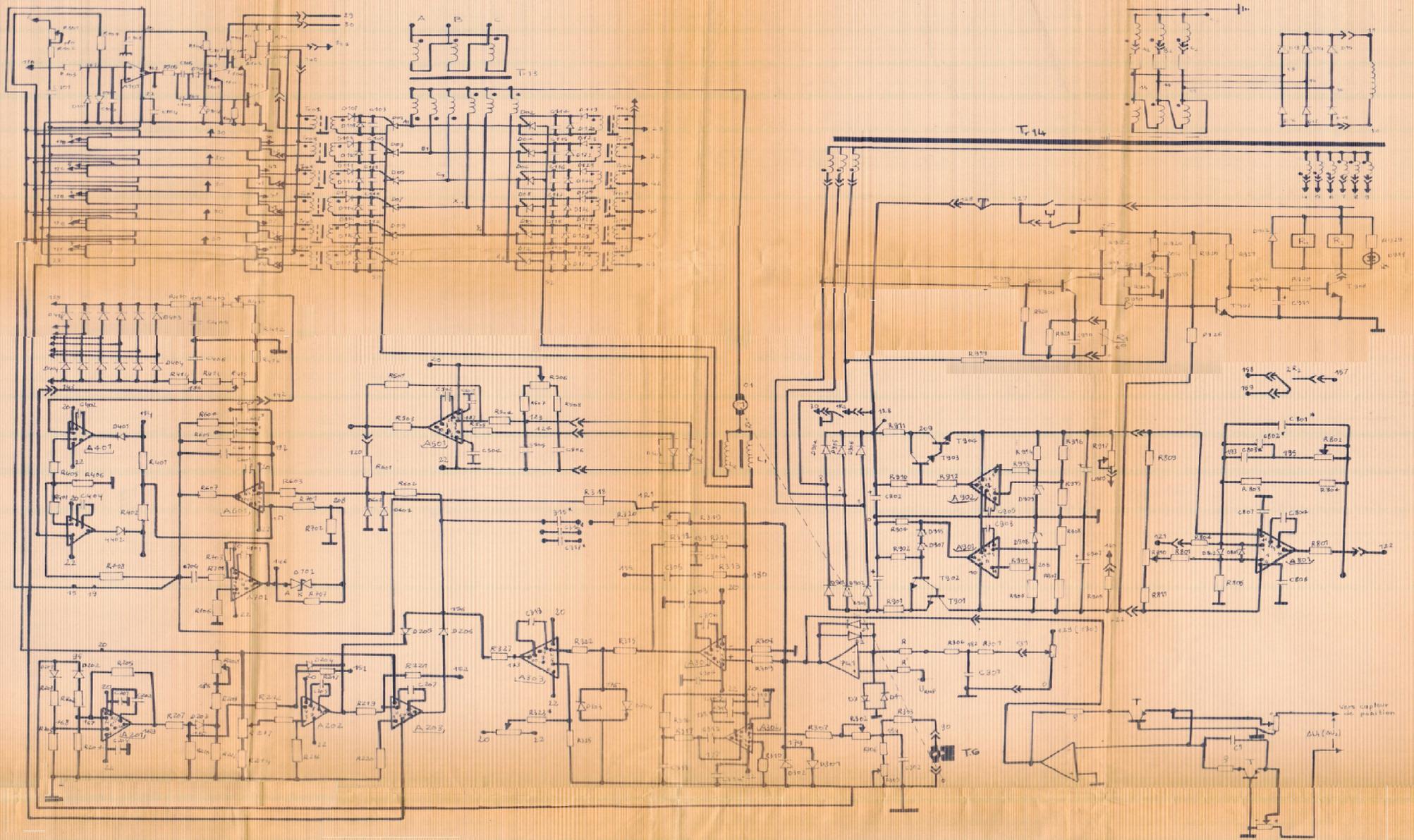


SCHÉMA ÉLECTRONIQUE DE LA COMMANDE AUTOMATIQUE D'UNE MACHINE-OUTIL