

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

المدرسة الوطنية للتقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

en vue d'obtention du diplôme d'ingénieur d'état

SUJET

**Commande de Position
d'un Moteur à Courant
Continu Alimenté par
Hacheur à Transistors**

Proposé par :

Mr H. CHEKIREB

Etudié par :

R. BOUAOU

S. OUKALI

Dirigé par :

Mr H. CHEKIREB

Promotion : Janvier 1988

1875

1875

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

»O«

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

en vue d'obtention du diplôme d'ingénieur d'état

SUJET

Commande de Position d'un Moteur à Courant Continu Alimenté par Hacheur à Transistors

Proposé par :

Mr H. CHEKIREB

Etudié par :

R. BOUAOU

S. OUKALI

Dirigé par :

Mr H. CHEKIREB

Promotion : Janvier 1988

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

»O«

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

»O«

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

en vue d'obtention du diplôme d'ingénieur d'état

SUJET

**Commande de Position
d'un Moteur à Courant
Continu Alimenté par
Hacheur à Transistors**

Proposé par :

Mr H. CHEKIREB

Etudié par :

R. BOUAOU

S. OUKALI

Dirigé par :

Mr H. CHEKIREB

Promotion : Janvier 1988

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

لَمَّا تَبَيَّنَ لَنَا أَنَّا لَكُمُ الْغَائِبُونَ
قَالُوا يَا أَيُّهَا الَّذِينَ آمَنُوا
أَتُحَدَّثُونَ كَذِبًا

أَنَّمَا تَذَكَّرُونَ الْآيَاتِ

~~صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمُ~~

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier notre promoteur M^r. H. CHEKIREB pour avoir accepté de diriger ce travail.

Nous n'oublierons pas tous les efforts qu'il a fournis avec nous et les multiples conseils qu'il nous a prodigués

Que tous ceux qui ont contribué à notre formation trouvent ici toute notre reconnaissance.

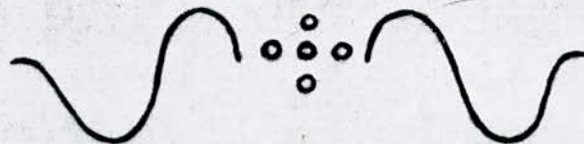
DEDICACES

Je tiens à dédier ce modeste travail à mes enfants, à ma famille.

SAÏD

أهدى لهذا العمل المتواضع إلي كل الذين يشهدون أنه لا إله إلا الله
الله وأن محمدًا رسول الله . وإلى الذين يجاهدون في
سبيل الله لتكون كلمة الله هي العليا

عبد الرشيد



SOMMAIRE

Introduction	1
Chapitre 1 : Organes entrant dans une commande de position	3
1.1 Synoptique de la commande	3
1.2 Potentiomètre comme capteur de position	4
1.3 Moteur	8
Détermination du coefficient "K" de la f.c.e.m du moteur	8
1.4 Réducteur	9
1.4.1 Description	9
1.4.2 Rapport de réduction	10
1.4.3 Relations entre grandeurs d'entrée et grandeurs de sortie	10
1.5 Association moteur-réducteur-potentiomètre de sortie	10
1.5.1 Schéma de l'ensemble	10
1.5.2 Détermination du coefficient " K_f " relatif aux frottements	12
1.5.3 Détermination du moment d'inertie "J" de l'ensemble en rotation	14
Chapitre 2 : L'amplificateur de puissance	17
2.1 Généralités	17
2.2 Hacheur à transistors	17
2.2.1 Définition	17
2.2.2 Modèle d'un hacheur à transistors	17
a) Principe du hacheur	17
b) Générateur de dents de scie	18
c) Générateur de signaux carrés	21
d) Cellule de commutation	23
2.2.3 Fonctionnement avec le moteur	24

Chapitre 3 : Commande par signal tout ou rien	28
3.1 Principe et schéma de la commande	28
3.2 Détermination de la tension d'entrée " V_e " du comparateur	29
3.3 Mécanisme de la commande	29
3.4 Essais.	31
Chapitre 4 : Commande avec hacheur	33
4.1 Principe et schéma de la commande	33
4.2 Mécanisme de la commande	34
4.3 Essais.	35
Chapitre 5 : Régulation	37
5.1 Diagramme fonctionnel du système non corrigé	37
5.2 F.T. des différents blocs du système	38
5.2.1 F.T. du potentiomètre	38
5.2.2 F.T. du hacheur	38
5.2.3 F.T. du groupe moteur-réducteur	40
5.3 F.T. en boucle ouverte du système	41
5.4 Régulateur "P"	44
5.4.1 Etude théorique	44
5.4.2 Etude pratique	48
Conclusion	51

INTRODUCTION

Avec le développement de l'électronique de puissance, discipline utilisant des composants tels que transistors de puissance, diodes, thyristors, etc... la commande des machines électriques est de plus en plus améliorée.

Les systèmes de commande sont des convertisseurs statiques dotés de leur commande. Ces systèmes présentent l'avantage d'être fiables, moins encombrants et peu coûteux.

La commande des machines à courant continu peut se faire par des ponts à redresseurs ou un hacheur.

Le hacheur à thyristors est utilisé même pour les machines de grande puissance tandis que le hacheur à transistors n'est réservé qu'aux faibles puissances à cause de sa limite en courant direct, en outre ce dernier convient parfaitement pour les servomécanismes rapides (cas de petites machines), c'est celui-ci qui a été choisi pour notre commande vu que le transistor, contrairement au thyristor, permet de monter en fréquence, ce qui entraîne une action rapide sur le système.

Dans le cadre de notre travail on utilise un hacheur simple quadrant intervenant uniquement dans la variation de la vitesse du moteur.

La conduite d'un processus industriel, d'un véhicule ou d'une machine, implique toujours la mise en position d'organes mécaniques dont le déplacement constitue, soit l'objet même de la commande, soit un objectif intermédiaire.

Les problèmes de positionnement sont étroitement liés à ceux que pose l'automatisation croissante de l'industrie mécanique.

Il existe diverses méthodes de positionnement : il y en a qui sont applicables aux déplacements linéaires, d'autres aux déplacements rotatifs, d'autres encore à ces deux cas. En fonction des opérations à réaliser on trouve, entre autres, la méthode utilisant les comes, celle utilisant les

copieurs avec gabarit ou les copieurs photo-électriques (cas des pièces de petites dimensions), et enfin celles utilisant les commandes numériques.

Quant à la commande que nous avons étudiée, elle concerne la position de l'arbre d'un moteur et, par là-même, la position d'une éventuelle charge entraînée par ce dernier. C'est donc une commande à déplacement rotatif ou commande de position angulaire.

Pour la réalisation de cette commande nous avons utilisé deux méthodes dont la première est la commande par signal tout ou rien et la seconde est la commande par hacheur pour laquelle nous avons dimensionné un régulateur P,

CHAPITRE 1

ORGANES ENTRANT DANS UNE COMMANDE DE POSITION

1.1 SYNOPTIQUE DE LA COMMANDE

Une commande de position a comme schéma fonctionnel :

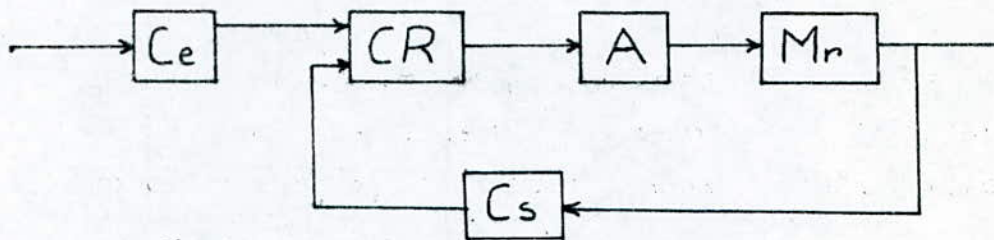


fig.1.1

Ce et Cs : capteurs de position (respectivement d'entrée et de sortie). Dans le cas de notre commande ce sont des potentiomètres circulaires.

CR : bloc jouant à la fois le rôle de comparateur (ou détecteur d'écart) et de régulateur; en prenant un régulateur P de gain 1 CR se ramène tout simplement à un comparateur. L'étude du régulateur apparaît dans le dernier chapitre (chap. régulation)

A: bloc amplificateur de puissance.

Dans notre cas c'est un hacheur à transistors. Un chapitre complet est réservé à l'étude de ce bloc.

Mr: groupe moteur-réducteur de vitesse.

Dans le cas d'une commande de position angulaire le bloc CR commande le système de telle sorte qu'à un angle de consigne θ_e corresponde un angle de sortie θ_s égal à θ_e .

1.2 POTENTIOMETRE

Il sert à convertir une position angulaire en une tension continue; cette dernière doit être proportionnelle à la position occupée par le curseur; en effet, si θ_T représente la course du potentiomètre et θ la position occupée par le curseur, la tension V_s à la sortie (voir fig 1.2) est donnée par :

$$V_s = \frac{V_e}{\theta_T} \theta$$

avec $V_e = \rho \theta_T$ et $V_s = \rho \theta$,
 ρ étant la résistance linéique du potentiomètre

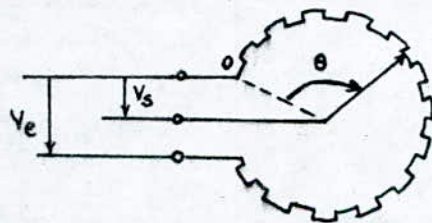


fig1.2

Cette relation de proportionnalité est d'autant plus vérifiée que la résistance linéique est uniforme sur toute la course du potentiomètre.

Le curseur du potentiomètre de sortie est entraîné par le moteur à travers un réducteur. Le repérage de la position est obtenu par l'intermédiaire d'un carton gradué, le zéro degré étant centré avec le zéro de la tension de sortie (voir fig. 1.3)

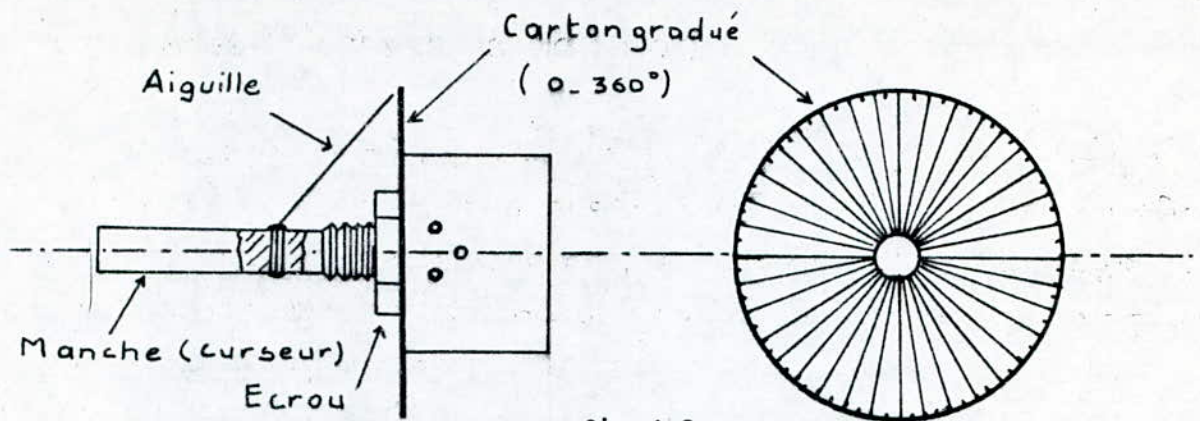


fig.1.3

Dans la chaîne de réglage interviennent deux potentiomètres : l'un de consigne, l'autre de retour. Pour une bonne qualité de réglage il est nécessaire que ces deux potentiomètres soient identiques. La vérification de leur similitude se fait en relevant la caractéristique $v_s(\theta)$ pour chacun d'eux (voir fig.1.4)

Remarques relatives à la fig.1.4

Les caractéristiques relevées ne sont pas linéaires le long de la course des potentiomètres suite, bien sûr à un défaut de fabrication ; il y a lieu de noter également la non similitude des potentiomètres à certains endroits de la course

Tableau 1.1

Angle (degrés)	Pot. consigne	Pot. sortie	Ecart	
	U_c (V)	U_s (V)	$\Delta U = U_c - U_s$ (V)	$\Delta \theta$ (degrés)
5	0.03	0.00	0.03	1.5
10	0.11	0.06	0.05	2.5
20	0.24	0.18	0.06	3.0
30	0.46	0.39	0.07	3.5
40	0.60	0.54	0.06	3.0
50	0.71	0.71	0.00	0.0
60	0.84	0.82	0.02	1.0
70	0.94	0.92	0.02	1.0
80	1.35	1.30	0.05	2.5
90	1.50	1.45	0.05	2.5
100	1.65	1.65	0.00	0.0
110	1.80	1.80	0.00	0.0
120	2.00	1.95	0.05	2.5
130	2.15	2.10	0.05	2.5
140	2.30	2.30	0.00	0.0
150	2.45	2.40	0.05	2.5
160	2.65	2.60	0.05	2.5
170	2.80	2.75	0.05	2.5
180	3.40	3.40	0.00	0.0
190	3.60	3.60	0.00	0.0
200	3.75	3.70	0.05	2.5
210	4.05	4.00	0.05	2.5
220	4.30	4.20	0.10	5.0
230	4.50	4.50	0.00	0.0
240	4.70	4.70	0.00	0.0
250	5.00	4.90	0.10	5.0
260	5.20	5.10	0.10	5.0
270	5.50	5.40	0.10	5.0
280	5.70	5.60	0.10	5.0
290	5.90	5.90	0.00	0.0
300	6.00	6.00	0.00	0.0

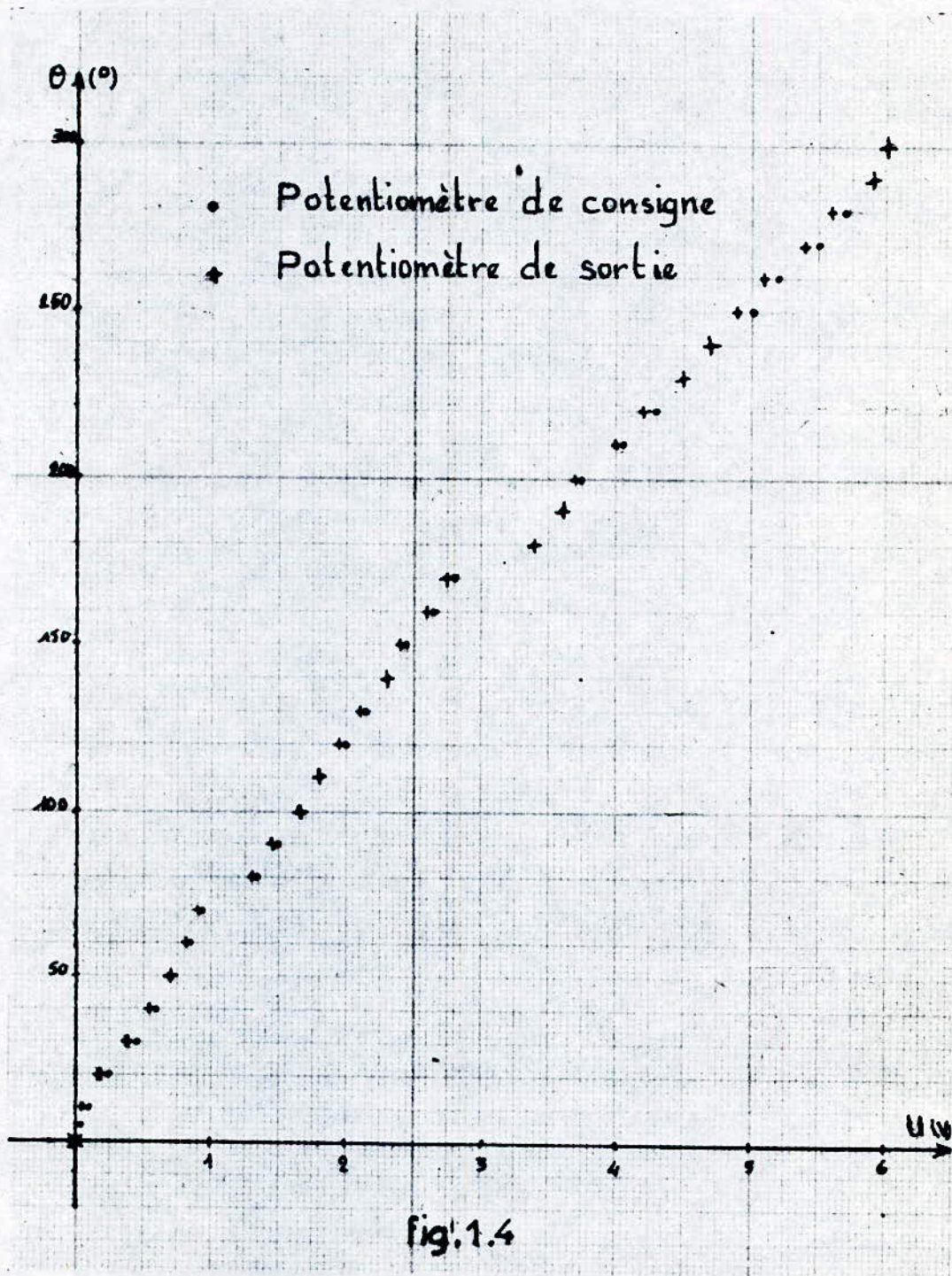


fig.1.4

1.3 MOTEUR

C'est un petit moteur à c.c ayant les caractéristiques suivantes :

Induit : $U_n = 24\text{V}$

$I_n = 1,3\text{A}$

Enroulements : $r = 3,82\ \Omega$ (à froid)

$L = 32,23\text{ mH}$

Inducteur : $U_n = 24\text{V}$

$r = 46\ \Omega$ (à froid)

$\Rightarrow J_n = 0,52\text{A}$

Détermination du coefficient 'K' de la f.c.e.m du moteur

A excitation constante et par action sur la tension U on fait varier la vitesse et on relève le courant d'induit I_a absorbé par le moteur. Le coefficient de la f.c.e.m K est donné par :

$$K = \frac{E}{\Omega} = \frac{U - R_a I_a}{\Omega}$$

Schéma

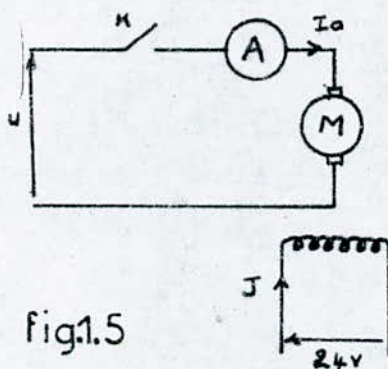


Tableau 1.2

N (tr/min)	U (V)	I_a (A)	$E = U - R_a I_a$ (V)	$\Omega = 2\pi N$ (rad/s)	$K = \frac{E}{\Omega}$ (V/rad.s ⁻¹)
2325	24	0.165	23.37	243.47	0.096
2100	20	0.155	19.41	219.91	0.088
1700	16	0.145	15.45	178.02	0.087
1415	12	0.135	11.48	148.18	0.077
1020	10	0.132	9.50	106.81	0.089

La moyenne des valeurs trouvées ci-dessus représentera le coefficient K cherché.

On calcule :

$$K = 0,087 (v / \text{rad. s}^{-2})$$

1.4 REDUCTEUR

1.4.1 Description

C'est un boîtier mécanique lié au moteur par des boulons et contenant sept roues dentées formant quatre étages de réduction avec la roue d'attaque du réducteur, cette huitième roue est justement le bout d'arbre du moteur qui est taillé à cet effet.

Schéma intérieur (vu en coupe)

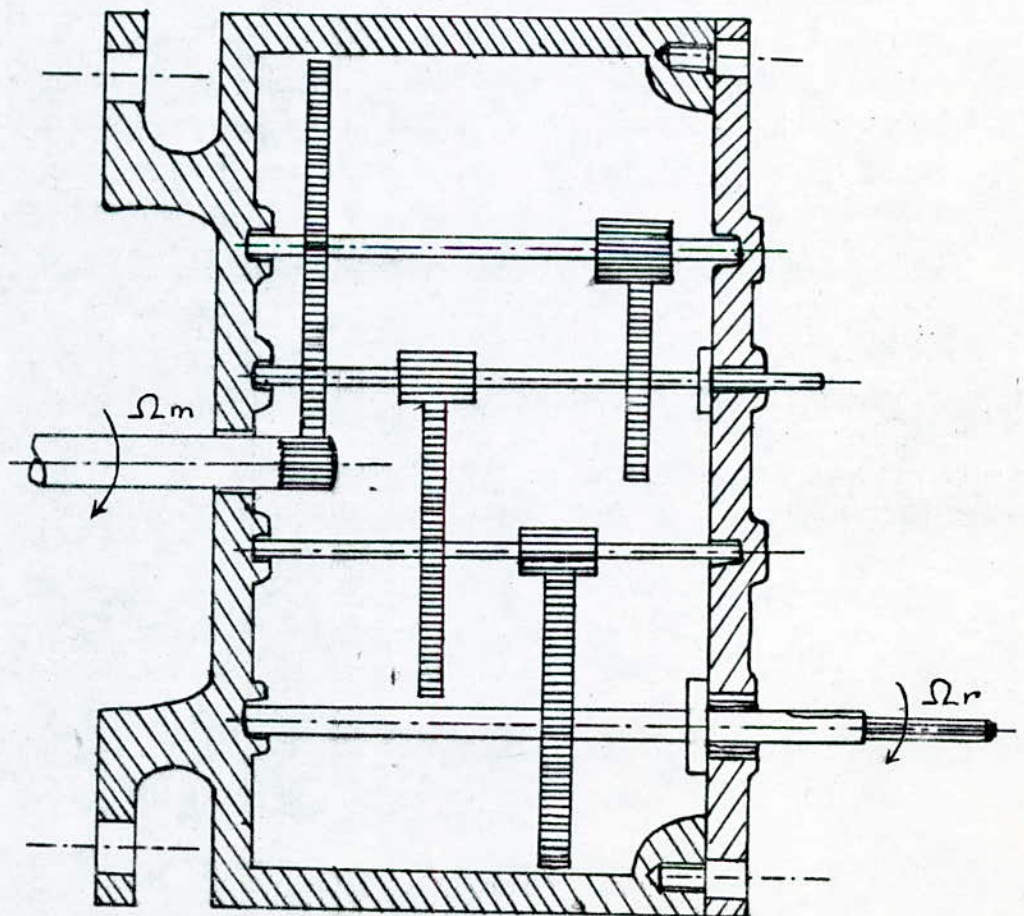


fig.1.6

1.4.2 Rapport de réduction

$$\frac{1}{h} = \frac{1}{339}$$

1.4.3 Relations entre grandeurs d'entrée et grandeurs de sortie

En négligeant les pertes au niveau du réducteur il découle du principe de conservation de la puissance :

$$\left. \begin{array}{l} P_m = C_m \Omega_m \\ P_r = C_r \Omega_r \\ P_m = P_r \end{array} \right\} \Rightarrow C_m \Omega_m = C_r \Omega_r$$

P_m : puissance sur l'arbre du moteur

P_r : " " " " réducteur

C_m et Ω_m : respect[≡] couple et vitesse sur l'arbre du mot.

C_r et Ω_r : " " " " " " " " réduct.

$$C_m \Omega_m = C_r \Omega_r \Rightarrow C_r = \frac{\Omega_m}{\Omega_r} C_m = n C_m$$

1.5 ASSOCIATION MOTEUR - REDUCTEUR - POTENTIOMETRE DE SORTIE

1.5.1 Schéma de l'ensemble

Le manche du curseur du potentiomètre et l'arbre du réducteur doivent avoir le même axe (axe horizontal). Pour cela on a réalisé une pièce mécanique pour relier les deux arbres (voir fig. 1.7)

Comme on a tout juste besoin de faire tourner le curseur du potentiomètre on a donc immobilisé le corps de ce dernier sur une plaque métallique en forme de L laquelle est fixée avec le réducteur sur une même planche en bois (voir fig. 1.8)

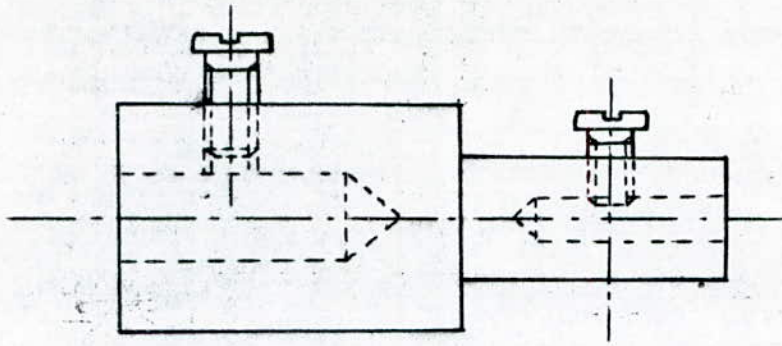
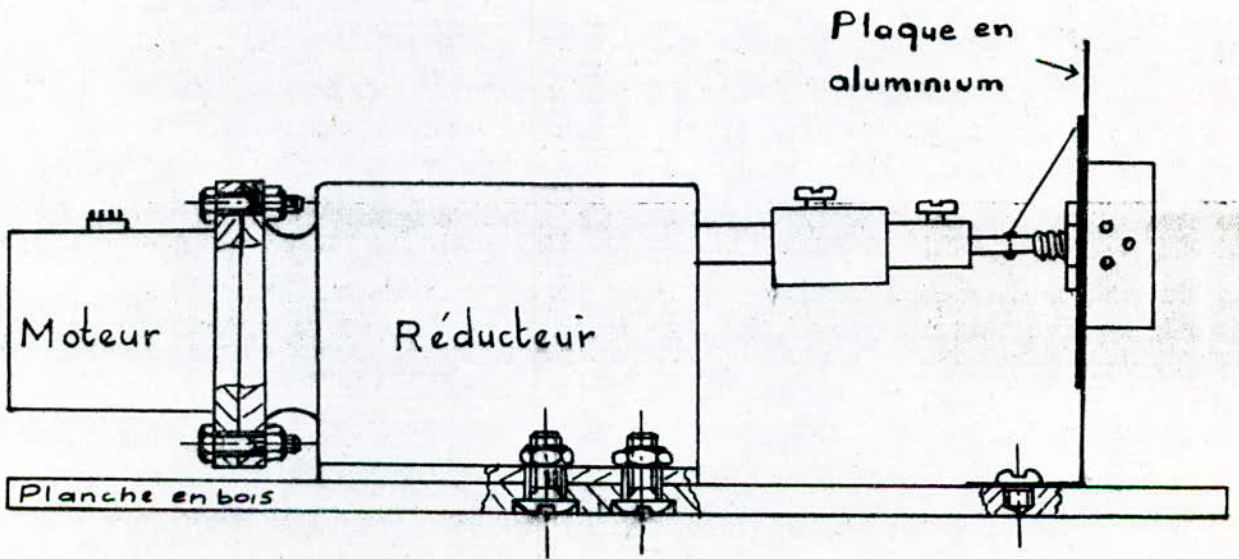


fig.1.7



- fig.1.8

1.5.2 Détermination du coefficient "K_f" relatif aux frottements

Pour tenir compte des pertes mécaniques au niveau du groupe moteur-réducteur nous introduisons le coefficient constant k_f , par là les pertes sont du type par frottements.

La séparation des pertes mécaniques des pertes fer est obtenue en effectuant l'essai à vide du moteur à la vitesse constante $N = N_n$ et à excitation variable de $1,2 J_n$ à $0,2 J_n$.

Schéma

fig.1.9

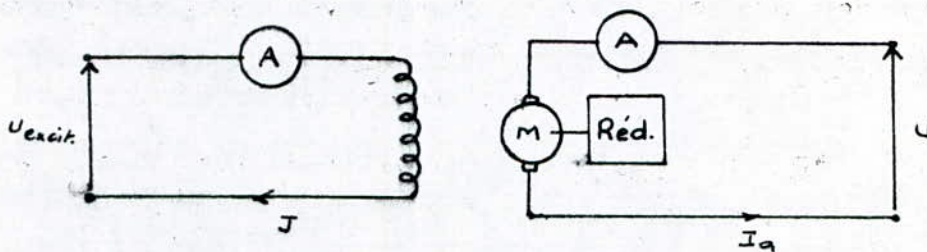


Tableau 1.3

J (A)	U (v)	I _a (A)	E = U - R _a I _a (v)	P _{fer+méc} = UI _a - R _a I _a ² (w)	E ² (v ²)
0.625	25.5	0.180	24.81	4.47	615.54
0.520	24.0	0.175	23.33	4.08	544.29
0.420	23.0	0.175	22.33	3.91	498.63
0.260	20.0	0.185	19.29	3.57	372.10
0.150	15.5	0.215	14.68	3.16	215.50

Du graphe $P_{méc+fer} = f(\Phi^2)$ (voir Fig. 1.10) on tire :

$$P_{méc} = 2,55 w.$$

K_f est donné par la relation: $P_{méc} = K_f \cdot \Omega^2$

Dans notre cas $\Omega = \Omega_{rn}$: vitesse nominale du côté du réducteur

Valeur approximative de Ω_{rn} :

10t \rightarrow 68,5 s (chronomètre)

on déduit : $\Omega_{rn} = 0,92 \text{ rad/s}$

D'où : $K_f = 3 \text{ kg. m}^2/\text{s}$

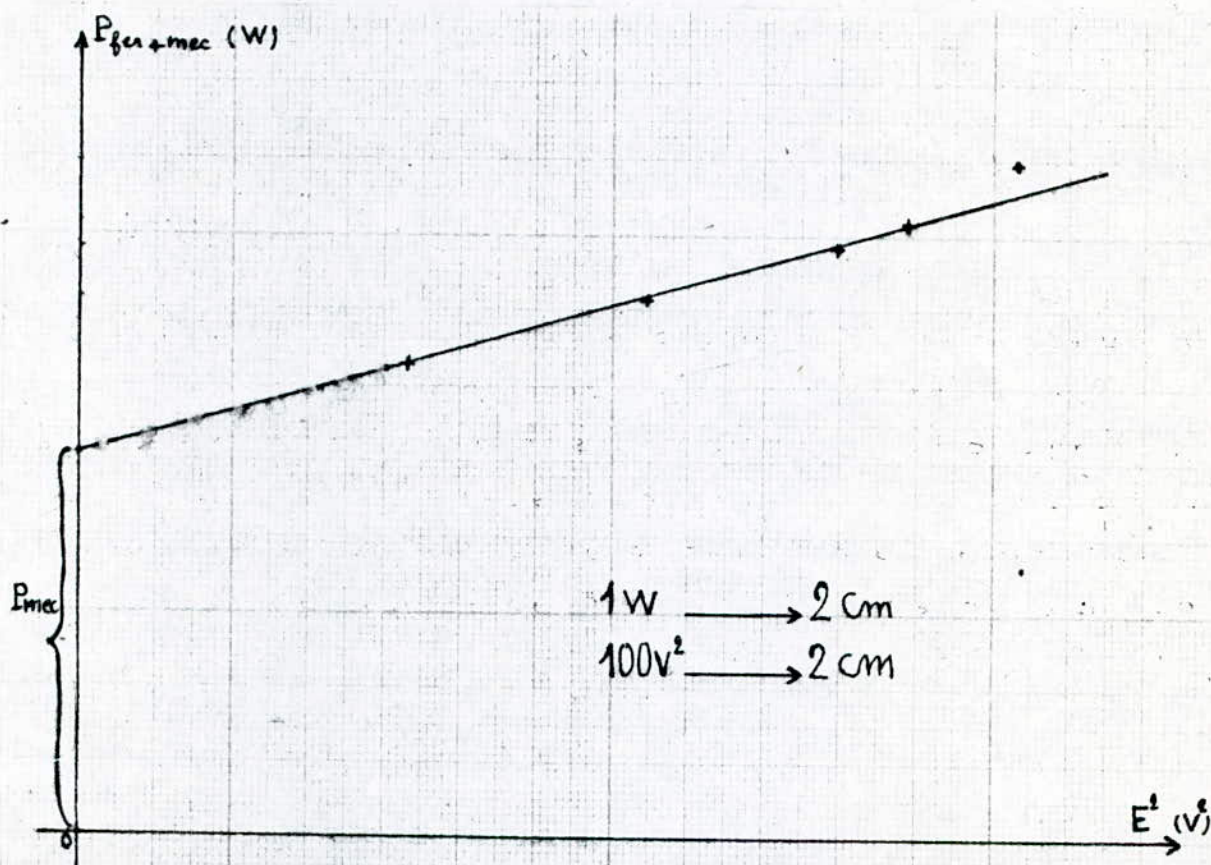


fig.1.10

Remarque

La mesure de la vitesse à la sortie du réducteur a posé des problèmes du fait qu'elle est très basse. Le problème a été contourné en utilisant un potentiomètre rotatif ne présentant pas de butée mécanique à la rotation complète, le potentiomètre dont on dispose a une course de 300° ; les 60° restants sur sa

circconférence représentent un vide.
 L'image de la tension entre une borne et le curseur de ce potentiomètre apparaît sur l'oscilloscope comme suit :

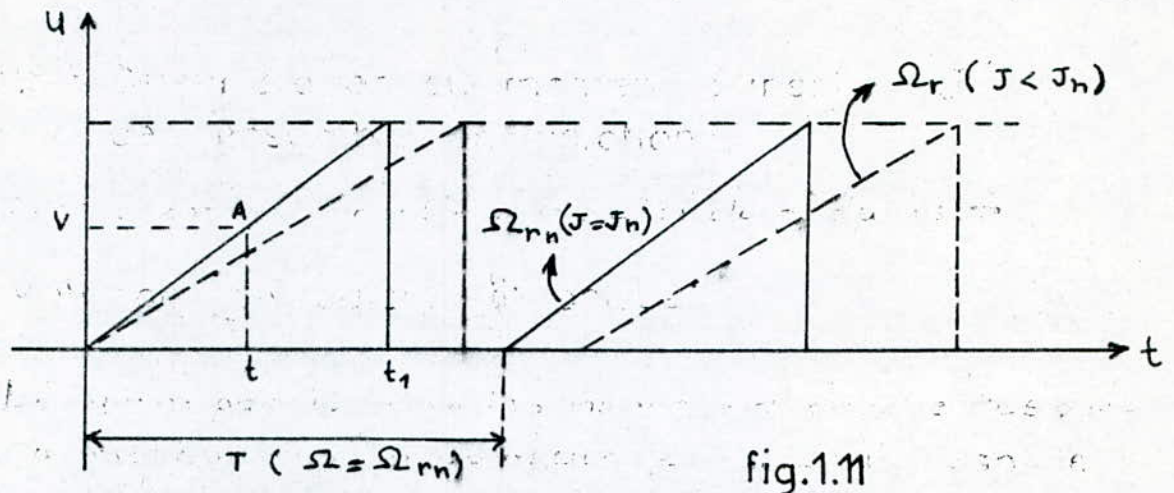


fig.1.11

Pour $\Omega = \Omega_{rn}$ on a $T = 6,85s$.

Sur l'oscilloscope la période maximale est 5s. Ainsi on ne peut pas visualiser une période complète du signal. Donc, pour savoir si on est à Ω_{rn} il faut viser un temps t correspondant à un point de fonctionnement situé sur la partie linéaire du signal périodique (point A sur la fig.1.11)

1.5.3 Détermination du moment d'inertie "J" de l'ensemble en rotation

J est le moment d'inertie vu du côté du réducteur

Méthode de calcul théorique

Désignons par J_m et J_n les moments d'inertie respectifs du moteur seul et du réducteur seul. Utilisant le principe de conservation de l'énergie cinétique on peut écrire :

$$\frac{1}{2} J \omega_r^2 = \frac{1}{2} J_m \omega_m^2 + \frac{1}{2} J_n \omega_r^2$$

On déduit alors : $J = J_n + J_m \left(\frac{\omega_m}{\omega_r}\right)^2 = J_n + J_m \cdot n^2$

La connaissance de J_m, J_n et n entraînera celle de J .

Méthode pratique

C'est celle-ci, dite "méthode de ralentissement", que nous avons utilisée pour la détermination de J .

Schéma:

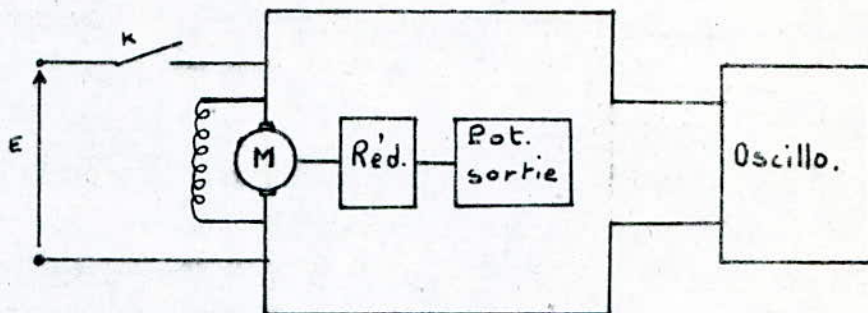


fig.1.12

Expression donnant " J "

Après avoir entraîné le moteur à vide, à sa vitesse nominale, on coupe l'alimentation de l'induit. On provoque ainsi la décélération du moteur jusqu'à l'arrêt.

$$J \text{ intervient dans l'équation: } J \frac{d\Omega_r}{dt} = r_m - r_n \quad (1)$$

$$\text{avec } r_m = 0 \text{ et } r_n = K_f \Omega_r$$

$$\text{Ainsi l'équation s'écrit: } \frac{d\Omega_r}{\Omega_r} = - \frac{K_f}{J} dt$$

Après intégration et passage à l'exponentielle on tire:

$$\Omega_r = A e^{-\frac{K_f}{J} t}$$

La constante A dépend des conditions initiales:

$$\text{à } t = 0, \Omega_r = \Omega_{rn}$$

$$\text{ceci donne: } A = \Omega_{rn}, \text{ et } \Omega_r = \Omega_{rn} e^{-\frac{K_f}{J} t}$$

La courbe $\Omega_r = f(t)$ est relevée sur oscilloscope (voir fig.1.13)

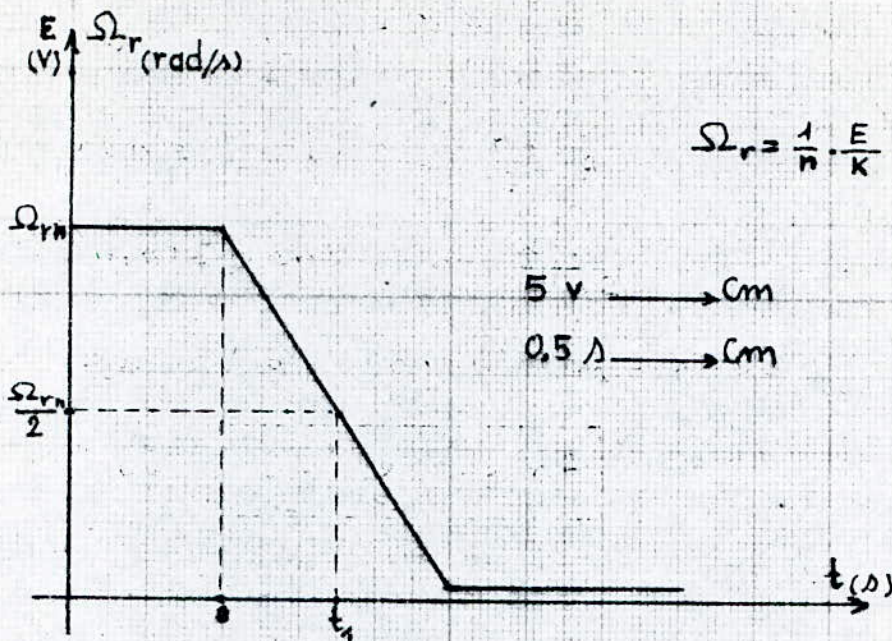


fig.1.13

Pour $\Omega_r = \frac{\Omega_{rn}}{2}$ on a $t = t_1$

$$\text{D'où : } \frac{1}{2} = e^{-\frac{K_f}{J} t_1}$$

$$\text{ou bien : } -\ln 2 = -\frac{K_f}{J} t_1$$

$$\text{Finalement : } J = \frac{K_f \cdot t_1}{\ln 2}$$

Sur la fig.1.13 on lit : $t_1 = 0,75 \text{ s}$

$$\text{D'où : } \boxed{J = 3,25 \text{ Kg.m}^2}$$

CHAPITRE 2

L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

2.1 GENERALITES

L'amplificateur est un organe qui assure la transmission des signaux avec amplification de la puissance mise en jeu. On trouve, outre les amplificateurs électriques dont les principaux sont : l'amplificateur à transistors, l'amplificateur à thyristors, l'amplificateur magnétique et la génératrice amplificatrice, mais aussi des amplificateurs hydrauliques et pneumatiques. Les convertisseurs à c.c ou hacheurs (hacheurs à transistors ou hacheurs à thyristors) sont des amplificateurs délivrant des tensions variables.

2.2 HACHEUR A TRANSISTORS

2.2.1 Définition

Comme indiqué ci-dessus, le hacheur est un convertisseur qui, alimenté sous une tension continue constante, fournit à l'utilisation (un moteur à c.c dans notre cas) une tension continue variable en valeur moyenne. C'est en fait un interrupteur placé entre la source de c.c et l'utilisation. On distingue le hacheur série et le hacheur parallèle. Le premier est un dévolteur et le second est un survolteur. C'est le premier qui convient à notre commande.

2.2.2 Modèle d'un hacheur

a) Principe du hacheur à transistors

Il est basé sur le schéma global suivant :

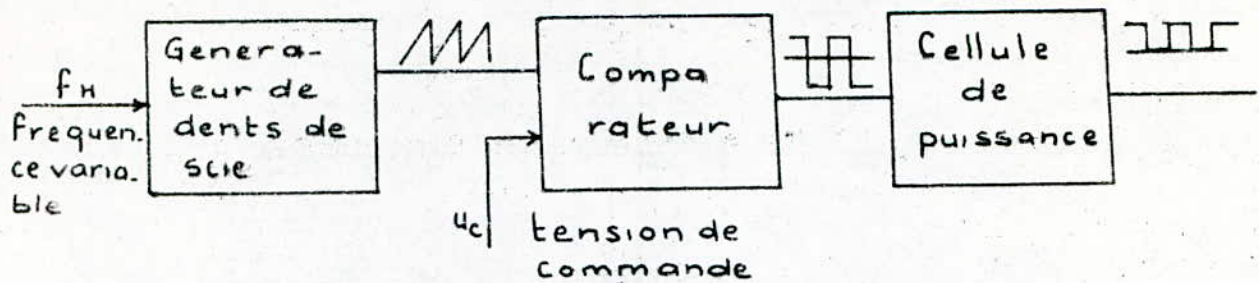


fig.2.1

- La réalisation d'un hacheur nécessite trois éléments fondamentaux :

- un générateur de dents de scie à fréquence variable par action sur f_H ;
- un comparateur qui fournit des créneaux à largeur variable par action sur une tension de commande U_c ;
- une cellule de puissance ou de commutation qui permet d'amplifier le signal.

b) Générateur de dents de scie

C'est un ensemble constitué de deux étages :

- 1°) un ampli. op (UA 742) monté en intégrateur

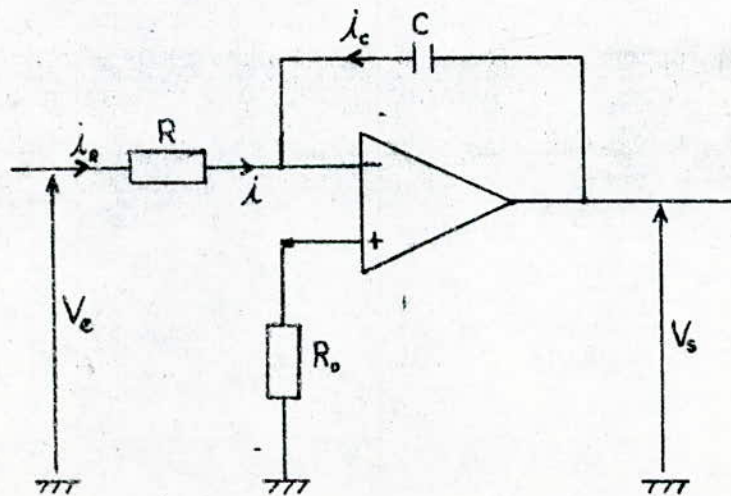


fig. 2.2

En admettant les hypothèses suivantes :

- impédance d'entrée du μA infinie,
- courant d'entrée nul,
- tension différentielle nulle,

on peut déduire le schéma équivalent suivant :

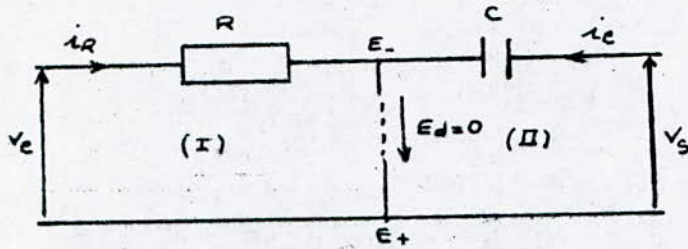


fig.2.3

Appliquons la loi aux mailles (I) et (II) :

$$(I) : v_e = R i_R$$

$$(II) : v_s = \frac{1}{C} \int_0^t i_c d\tau$$

$$i_R + i_c = 0 \Rightarrow i_R = -i_c$$

$$\text{D'où : } v_s = -\frac{1}{C} \int_0^t \frac{v_e}{R} d\tau = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_e d\tau$$

Si v_e est une tension d'entrée continue (un échelon) on tirera : $v_s = -\frac{v_e}{RC} t$.
 v_s est donc une rampe de pente $-\frac{v_e}{RC}$

2°) Un ampli-op ($\mu A 741$) monté en trigger de Schmitt :

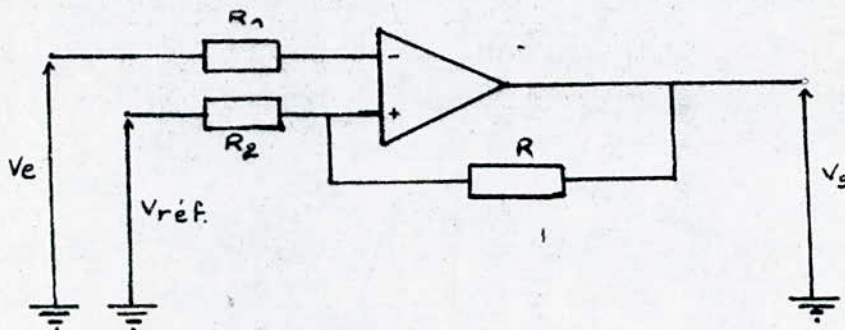


fig.2.4

Il diffère du montage en comparateur par la contre-réaction que provoque la sortie sur l'entrée (+) à travers la résistance R.

Dans ce cas la caractéristique de transfert $V_s = f(v_e)$ est une hystérésis ; cette dernière fait que le basculement de V_s de $+V_{cc}$ à $-V_{cc}$ (ou de $-V_{cc}$ à $+V_{cc}$) ne se fait pas exactement pour la même tension d'entrée.

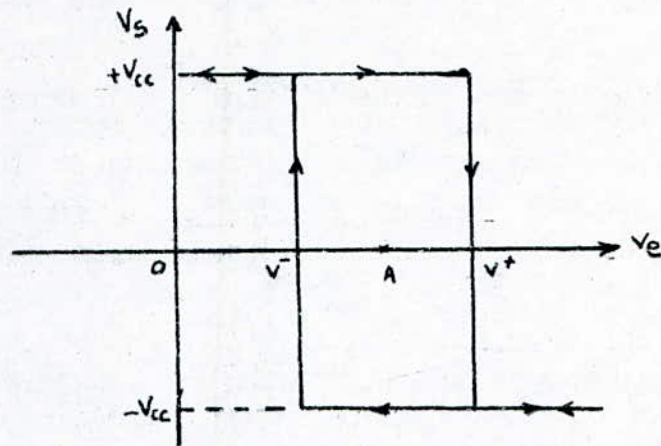


fig.2.5

Schéma de l'ensemble

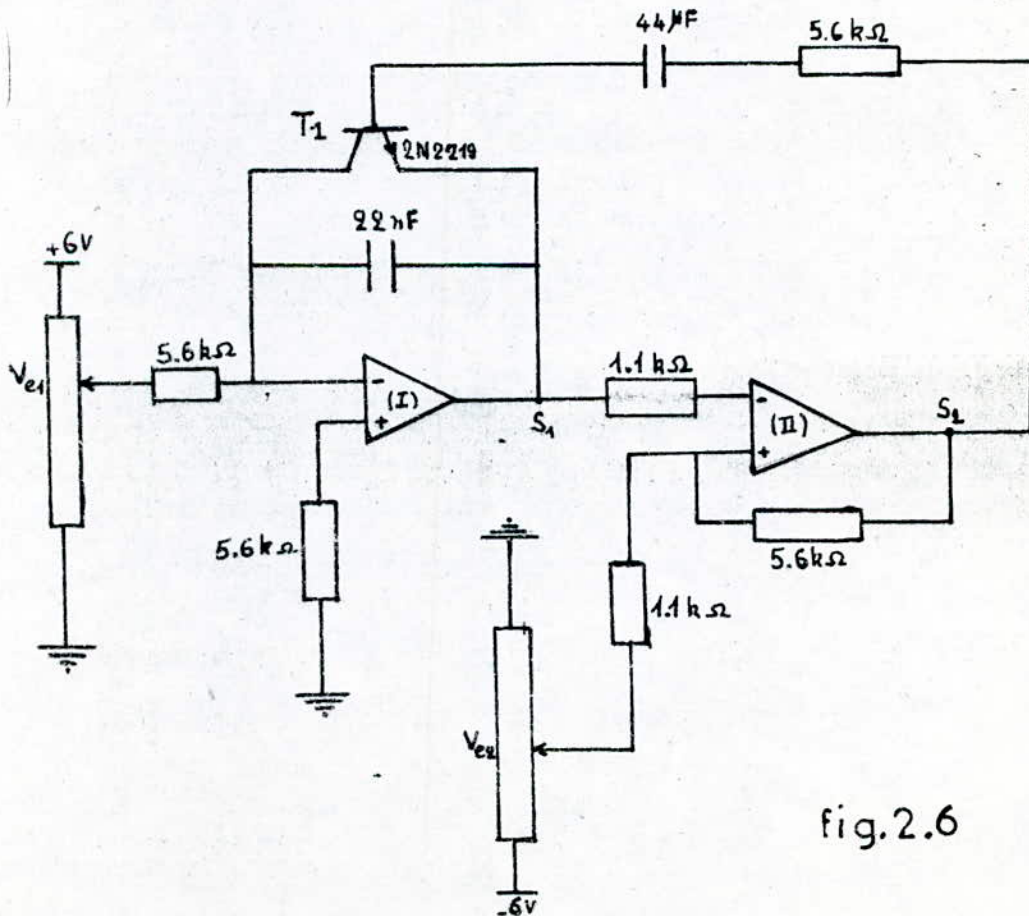


fig.2.6

Comme on l'a vu précédemment, à une entrée V_{e1} continue (positive dans notre cas) correspond une sortie V_{s1} qui est une rampe de pente $-\frac{V_{e1}}{RC}$.

V_{s1} va être comparée à une tension de référence V_{e2} (une tension négative) par l'ampli (II).

Tant que $V_{s1} > V_{e2}$, c-à-d $(V_{s1} - V_{e2}) > 0$, la sortie V_{s2} est négative et on a alors le blocage du transistor T_1 ; ceci fait que le condensateur continue à se charger normalement.

Dès que $(V_{s1} - V_{e2})$ devient négative, après être passée par zéro, V_{s2} bascule de $-V_{cc}$ à $+V_{cc}$, entraînant ainsi la conduction du transistor T_2 lequel court-circuite la capacité à ses bornes; on décharge alors brusquement le condensateur et ceci fait revenir le signal à zéro.

À la prochaine charge du condensateur on observe de nouveau le même phénomène et ainsi, avec le temps, V_{s2} se présentera comme une succession de dents de scie.

c) Générateur de signaux carrés

Il est composé du générateurs de dents de scie précédent et d'un comparateur (numéroté III).

La dent de scie V_{s1} attaque une des entrées du comparateur (III); sur l'autre entrée on applique une tension de référence V_{e3} .

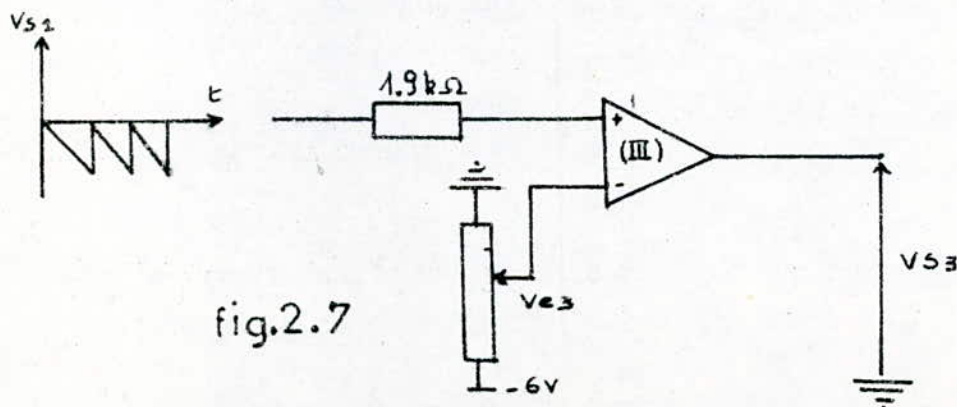


fig.2.7

Le comparateur (III) fonctionnant en suiveur, on a alors:

$$\text{si } V_{s1} > V_{e3} \Rightarrow V_{s3} = +V_{cc}$$

$$\text{si } V_{s1} < V_{e3} \Rightarrow V_{s3} = -V_{cc}$$

Chronogrammes

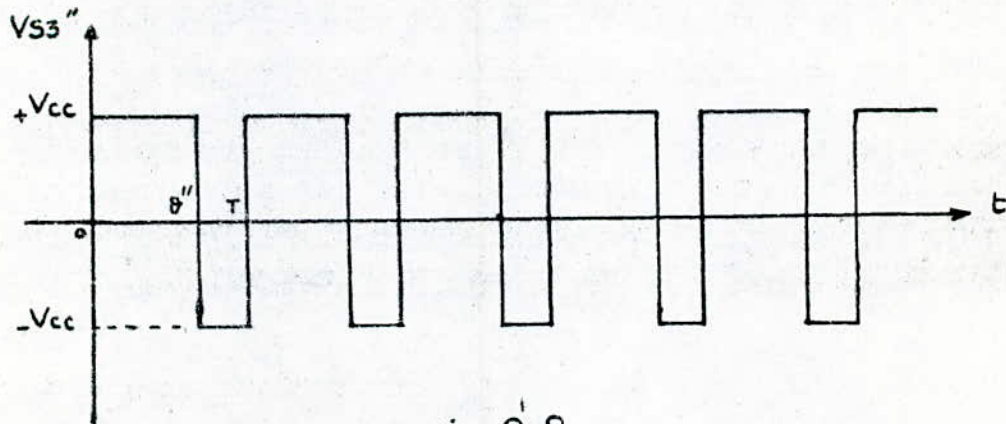
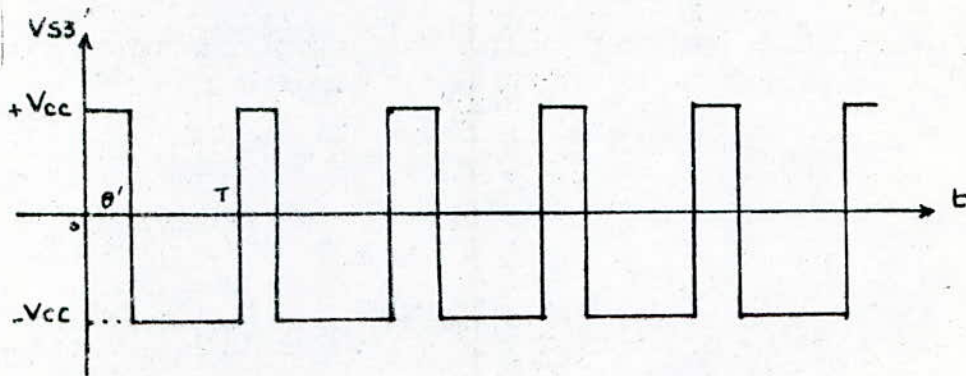
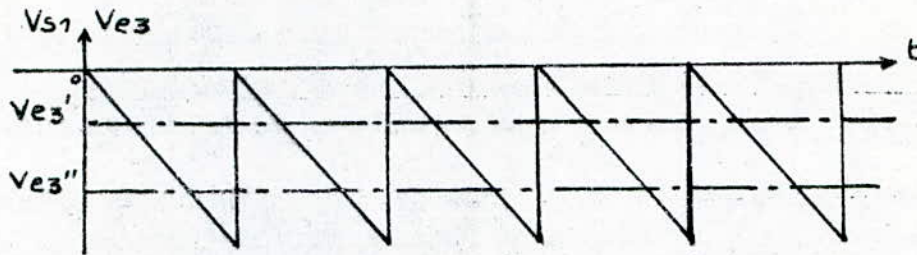
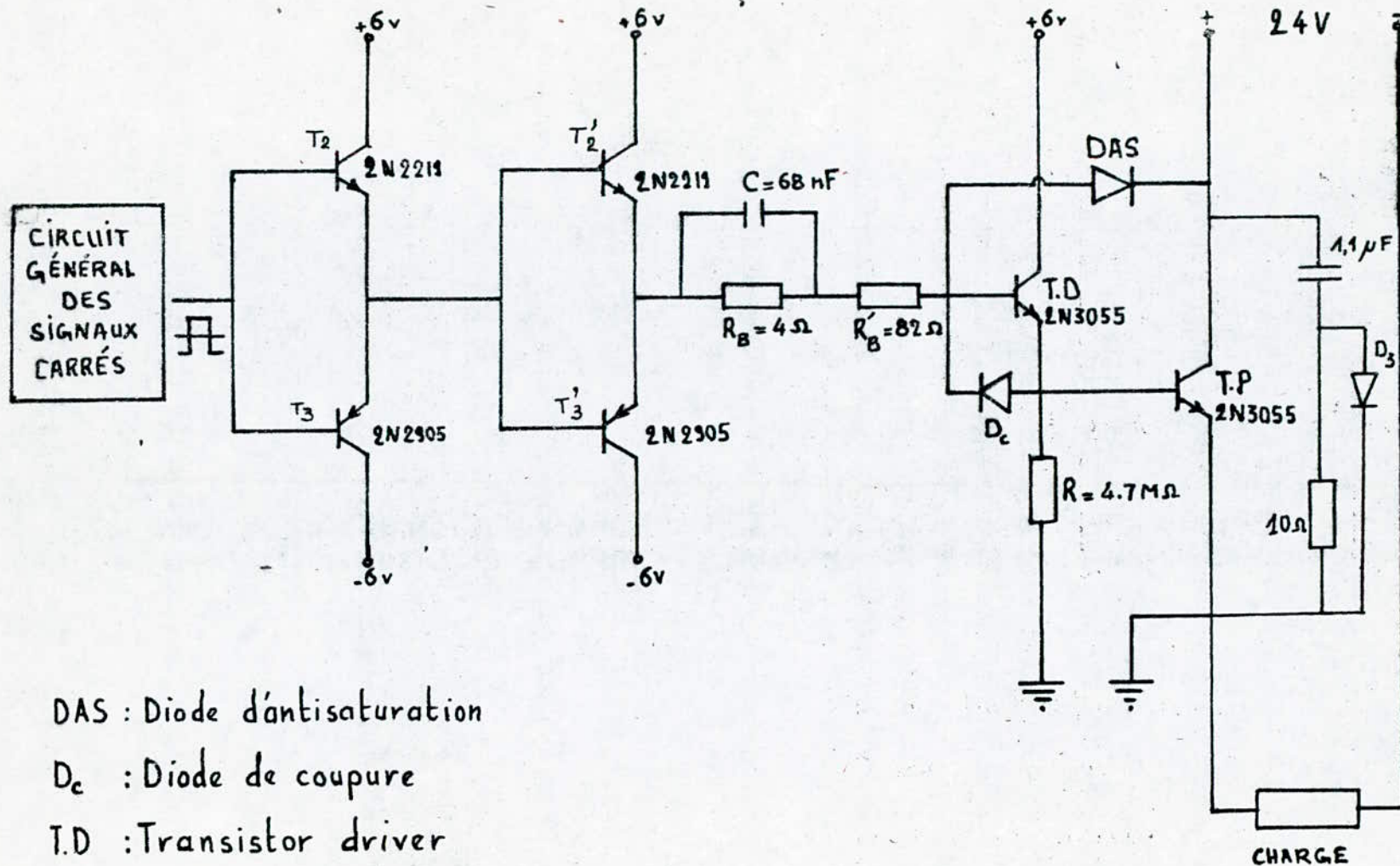


fig.2.8

$$\alpha = \frac{\theta}{T} : \text{ rapport cyclique}$$

$$\left. \begin{array}{l} \alpha' = \frac{\theta'}{T} \\ \alpha'' = \frac{\theta''}{T} \end{array} \right\} \Rightarrow \alpha'' > \alpha'$$



d) Cellule de commutation

DAS : Diode d'antisaturation

D_c : Diode de coupure

T.D : Transistor driver

T.P : Transistor de puissance

Fig. 2.9

Fig.

- 23 -

Allure de la tension aux bornes de la charge

La partie positive du signal carré met en conduction progressivement les deux transistors NPN (T_2 et T_2'), puis le transistor driver TD, puis le transistor principal TP; la partie négative du signal alimente quant à elle les deux transistors PNP (T_3 et T_3') et on obtient donc le blocage des transistors TD et TP car ils reçoivent une tension de base négative.

Dans le temps on aura alternativement saturation et blocage du TP

Ainsi la tension U_s aux bornes de la charge variera en fonction du temps comme suit :

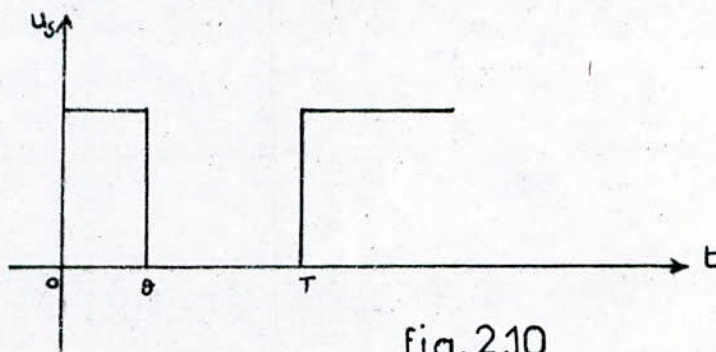


fig.2.10

2.2.3 Fonctionnement avec le moteur

Schéma de principe

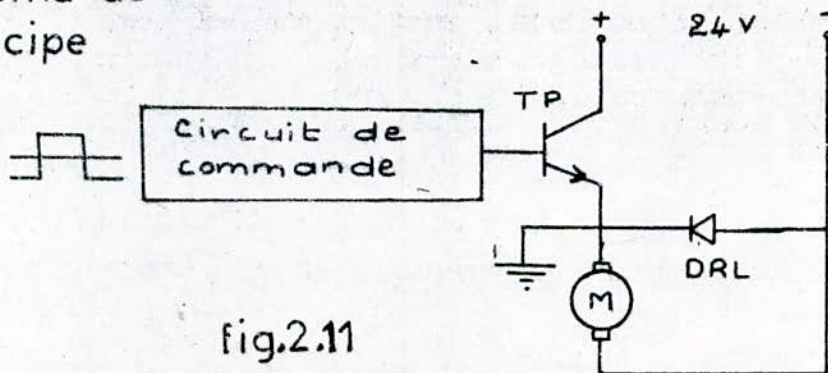


fig.2.11

On a placé la DRL dans le circuit afin d'éviter les surtensions aux bornes du TP au blocage de celui-ci.

Equations:

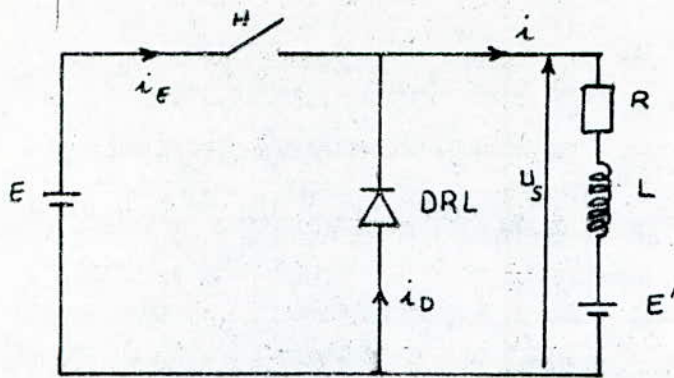


fig.2.12

$E = 24V$ (tension de la source)

i_E : courant de l'émetteur

Nous allons établir ces équations dans les intervalles $]0, 0L$ et $]0, TL$

a) $0 < t < \theta$: H fermé

$U_s = E$; DRL bloquée; donc $i_D = 0$ et $i_E = i$

L'équation du courant s'écrit:

$$U_s = Ri + L \frac{di}{dt} + E'$$

ou bien: $\frac{U_s - E'}{R} = i + \frac{L}{R} \cdot \frac{di}{dt}$

solution: $i = \frac{U_s - E'}{R} + A e^{-t/\tau}$
avec $\tau = \frac{L}{R}$

La ~~constante~~ A va dépendre des conditions initiales

à $t = 0$, $i = I_m$ (valeur minimale de i)

D'où: $A = I_m - \frac{U_s - E'}{R}$

Ainsi: $i = \frac{U_s - E'}{R} + \left(I_m - \frac{U_s - E'}{R} \right) e^{-t/\tau}$

à $t = \theta$, $i = I_M$ (valeur maximale de i)

D'où: $I_M = \frac{U_s - E'}{R} + \left(I_m - \frac{U_s - E'}{R} \right) e^{-\theta/\tau}$ (1)

Dans ce qui suit nous remplacerons θ par αT

b) $0 < t < T$: Houvert

$u_s = 0$; DRL conduit, donc $i = i_0$

L'équation du courant devient:

$$Ri + L \frac{di}{dt} + E' = 0$$

$$\text{ou bien: } Ri + L \frac{di}{dt} = -E'$$

$$\text{Solution: } i = -\frac{E'}{R} + \left[I_m - \left(-\frac{E'}{R} \right) \right] e^{-\frac{t-\alpha T}{\tau}} = i_D$$

En régime permanent continu:

$$I_m = i_D(T) = -\frac{E'}{R} + \left(I_m + \frac{E'}{R} \right) e^{-\left(\frac{1-\alpha}{\tau} \right) T} \quad (2)$$

Des relations (1) et (2) on déduira les valeurs de I_m et I_m .

$$I_m = \frac{u_s - E'}{R} + \left[-\frac{E'}{R} + \left(I_m + \frac{E'}{R} \right) e^{-\left(\frac{1-\alpha}{\tau} \right) T} - \frac{u_s - E'}{R} \right] e^{-\alpha T / \tau}$$

$$\text{D'où: } \boxed{I_m = \frac{u_s}{R} \left[\frac{1 - e^{-\alpha T / \tau}}{1 - e^{-T / \tau}} \right] - \frac{E'}{R}}$$

$$I_m = -\frac{E'}{R} + \frac{u_s}{R} \frac{1 - e^{-\alpha T / \tau}}{1 - e^{-T / \tau}} \cdot e^{\frac{\alpha-1}{\tau} T}$$

$$\text{D'où: } \boxed{I_m = -\frac{E'}{R} + \frac{u_s}{R} \cdot \frac{1 - e^{\alpha T / \tau}}{1 - e^{T / \tau}}}$$

Valeurs moyennes:

u_s est la tension aux bornes de la charge

$$u_s = Ri + L \frac{di}{dt} + E' \Rightarrow u_s dt = Ri dt + L di + E' dt$$

Si on intègre les deux membres sur une période on aura:

$$\int_0^T u_s dt = R \int_0^T i dt + \int_{I_m}^{I_m} L di + E' T$$

$$\text{ou bien: } E\theta = R I_{\text{moy}} \times T + 0 + E' T$$

$$\text{on déduit: } I_{\text{moy}} = \frac{E\theta}{RT} - \frac{E'}{R}$$

$$\text{et: } u_{\text{moy}} = \frac{E\theta}{T} = R I_{\text{moy}} + E'$$

Chronogrammes

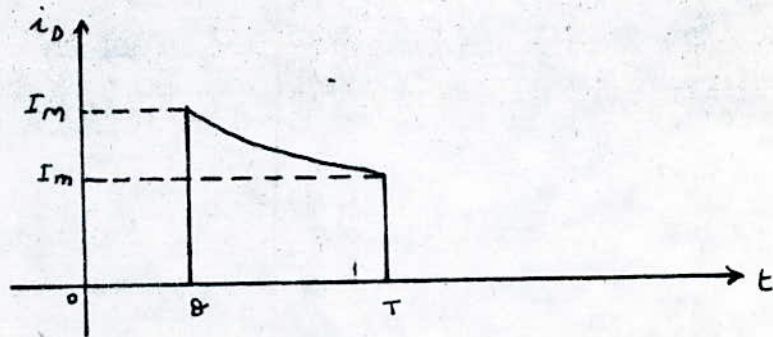
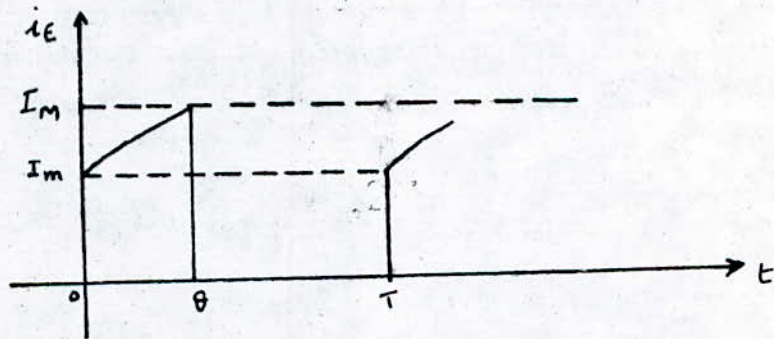
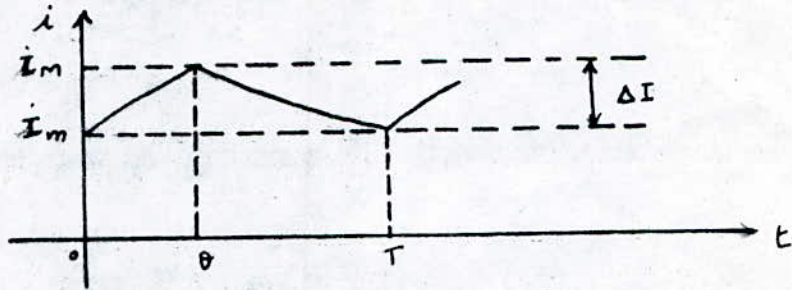
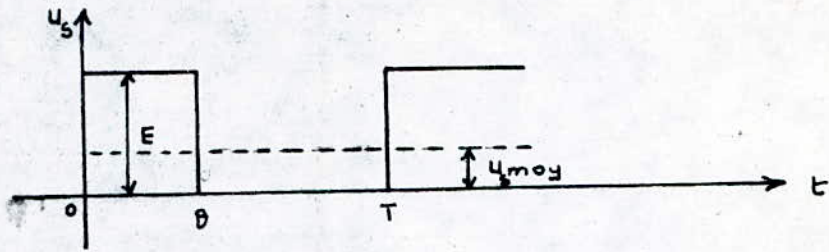


fig.2.13

CHAPITRE 3

COMMANDE PAR SIGNAL TOUT OU RIEN

3.1 PRINCIPE ET SCHEMA DE LA COMMANDE

Principe

Vu la conception de la cellule de commutation, si on attaque celle-ci par un signal positif on mettra en conduction les transistors TD et TP et alors on provoquera la rotation du moteur qui démarre à pleine tension ; si, par contre, on attaque cette cellule par un signal négatif on obtiendra l'arrêt du moteur suite au blocage des transistors TD et TP. C'est suivant ce principe que fonctionnera la commande par signal tout ou rien.

Schéma

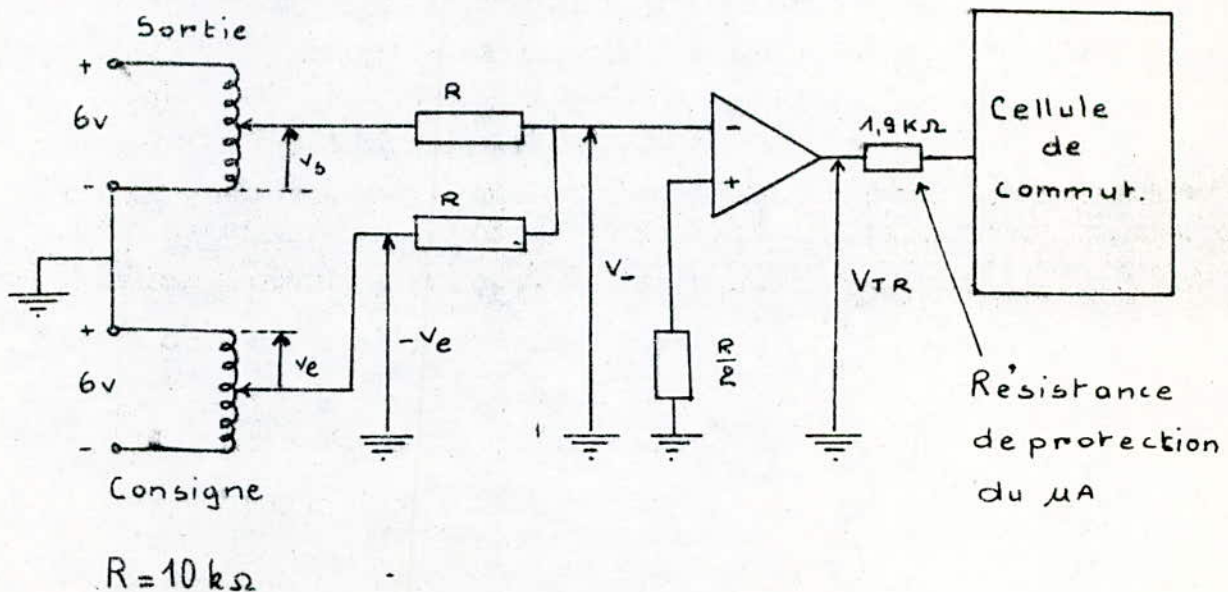


fig.3.1

3.2 DETERMINATION DE LA TENSION D'ENTREE V_- DU COMPAREUR

Reprenons le schéma du comparateur ci-dessus:

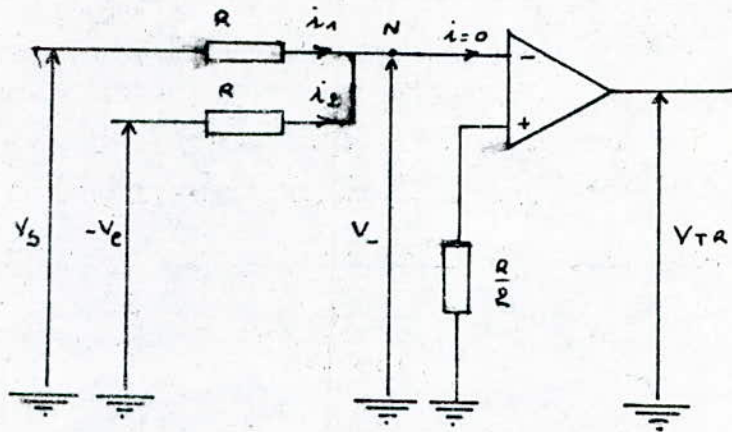


fig.3.2

La loi aux mailles donne :

$$\begin{cases} V_s = R i_1 + V_- \\ -V_e = R i_2 + V_- \end{cases}$$

La loi au nœud N donne: $i_1 + i_2 = 0$

De ces trois équations on déduit:

$$V_- = \frac{V_s - V_e}{2}$$

3.3 MECANISME DE LA COMMANDE

En recevant à son entrée (-) le signal $\frac{V_s - V_e}{2}$, le comparateur fonctionnant en inverseur aura à sa sortie une tension V_{TR} de signe contraire que $\frac{V_s - V_e}{2}$, c.à.d le signe contraire de l'écart $(V_s - V_e)$

Si on désigne par ϵ cet écart, on écrira :

$$\text{si } \epsilon < 0, \quad V_{TR} = +V_{CC}$$

$$\text{si } \epsilon > 0, \quad V_{TR} = -V_{CC}$$

CHRONOGRAMME

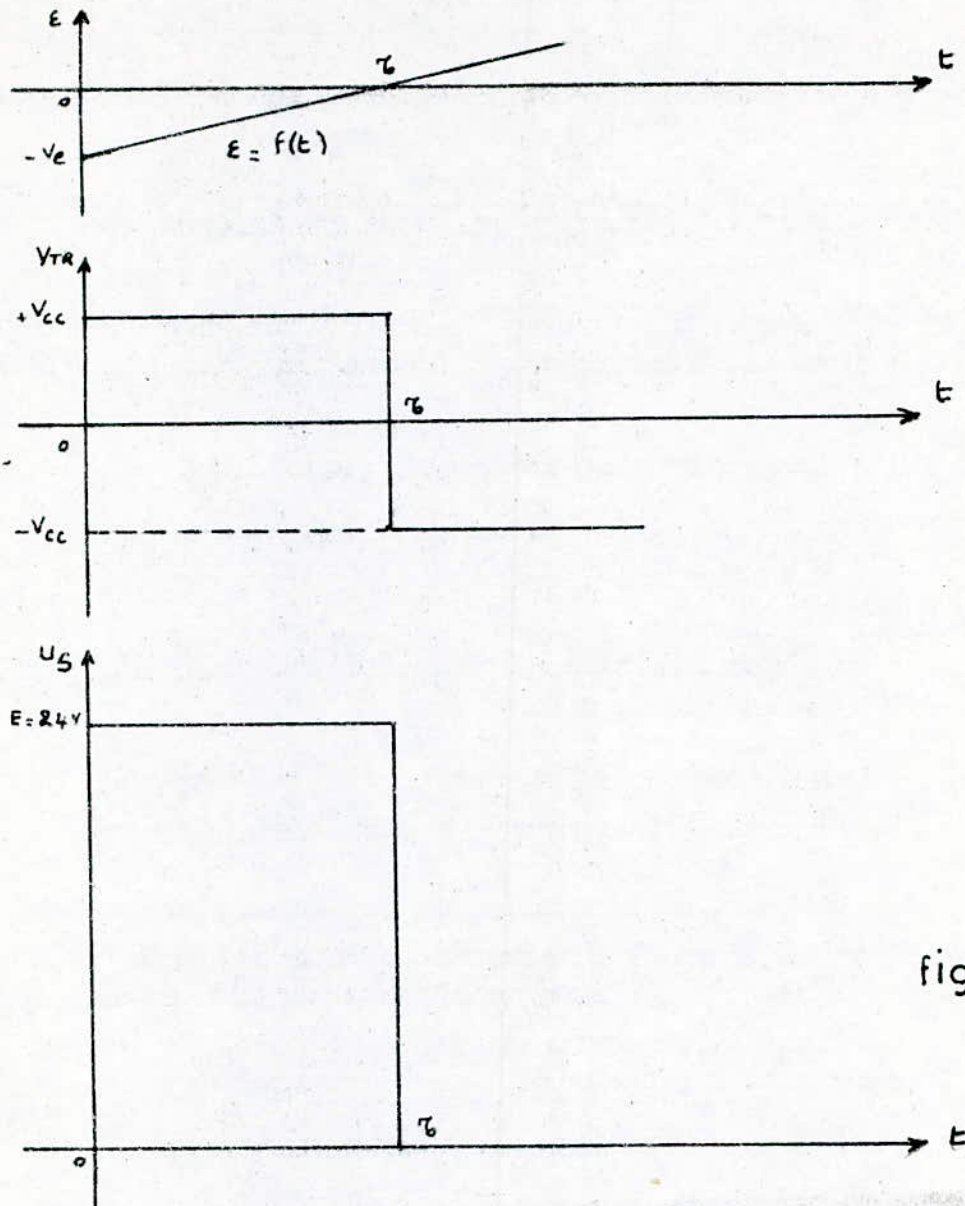


fig. 3.3

A $t=0$, on ferme K ($V_S = 0$)

$0 < t < \tau$, $E < 0 \Rightarrow V_{TR} = +V_{cc}$

Dans ce cas le moteur démarre à pleine tension et se met en rotation, entraînant ainsi le curseur du potentiomètre P_s .

A $t = \tau$, E s'annule.

A $t = \tau + \Delta\tau$, E devient positif et alors la tension V_{TR} bascule de $+V_{cc}$ à $-V_{cc}$. V_{TR} devenant négative, le moteur voit sa tension chuter de E à zéro.

Ainsi le moteur est appelé à s'arrêter dès que l'aiguille du potentiomètre θ_s atteint l'angle fixé sur le potentiomètre de consigne.

Mais, à cause de son énergie cinétique, le moteur ne s'arrête pas instantanément; en effet, un écart constant est toujours observé entre l'angle de sortie et celui de l'entrée.

3.4 ESSAIS

Le moteur étant alimenté sous 24V (fonctionnement en shunt) on a relevé le tableau suivant :

θ_e (deg.)	10	20	40	60	80	100	120	140	160	180	200	220	240	260
v_e (v)	0,12	0,23	0,51	0,68	0,82	1,20	1,40	1,57	1,80	2,12	2,40	2,80	3,55	4,30
θ_s (deg.)	33	43	63	83	103	124	144	163	182	202	223	243	263	283
v_s (v)	0,40	0,50	0,65	0,82	0,94	1,35	1,63	1,68	1,96	2,25	2,56	2,98	3,70	4,45
$v_s - v_e$ (v)	0,28	0,27	0,14	0,14	0,12	0,15	0,23	0,11	0,16	0,18	0,16	0,18	0,15	0,15
$\Delta\theta = \theta_s - \theta_e$	23	23	23	23	23	24	24	23	22	22	23	23	23	23

tab. 3.1

Remarques

1°) L'écart observé est important; il faut le réduire le plus possible; pour cela il faut diminuer l'énergie cinétique du moteur et ce en réduisant sa vitesse de rotation N .

L'expression de N est: $N = \frac{U_s - R_a I_a}{k \phi}$ ($k = \text{cste}$)

Si on néglige la chute de tension dans l'induit, N se réduit à: $N = \frac{U_s}{k \phi}$

Ainsi, à flux constant ($U_{\text{induct.}} = c \frac{d\theta}{dt} = 24\text{V}$) la réduction de la vitesse N du moteur revient à une diminution de la tension d'induit U_s du moteur.

C'est ainsi qu'on a relevé le tableau suivant:

Tableau 3.2

U (tension d'induit) (v)	$\Delta\theta$: écart observé (degrés)	ΔT (Secondes)
24	23	7'5
20	15	8'5
15	8	12'5
10	3	20"

ΔT : durée de rotation du moteur (temps correspondant à une consigne de 250°)

2°) Pour une consigne de position $\theta_c = 250^\circ$ nous avons relevé l'écart statique et le temps mis par le système pour se positionner à la consigne. Il apparaît (tableau ci-dessus) que pour une tension de 10v l'écart n'est que de 3° mais le temps est de 20s, pratiquement 3 fois plus que pour la tension de 24v. Donc il y a un compromis à faire entre le temps de réglage et la précision.

CHAPITRE 4

COMMANDE AVEC HACHEUR

4.1 PRINCIPE ET SCHEMA DE LA COMMANDE

Principe

Avec la commande précédente le moteur ne reçoit le signal d'arrêt que suite à l'atteinte de la valeur de consigne : il en a résulté un écart important dû à l'énergie cinétique du moteur.

Avec le montage en hacheur il est possible de réduire cet écart grâce à la modulation de la tension. En effet cette modulation diminue la vitesse du moteur, donc son énergie cinétique, avant même d'atteindre la valeur de consigne.

Schéma

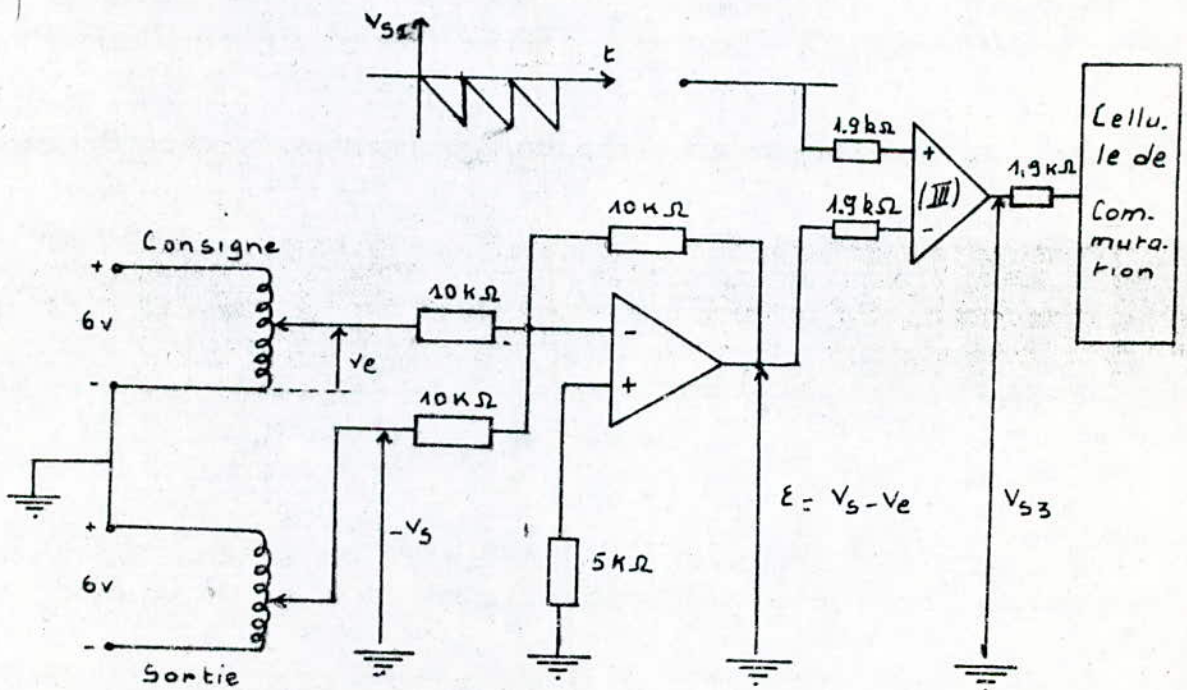


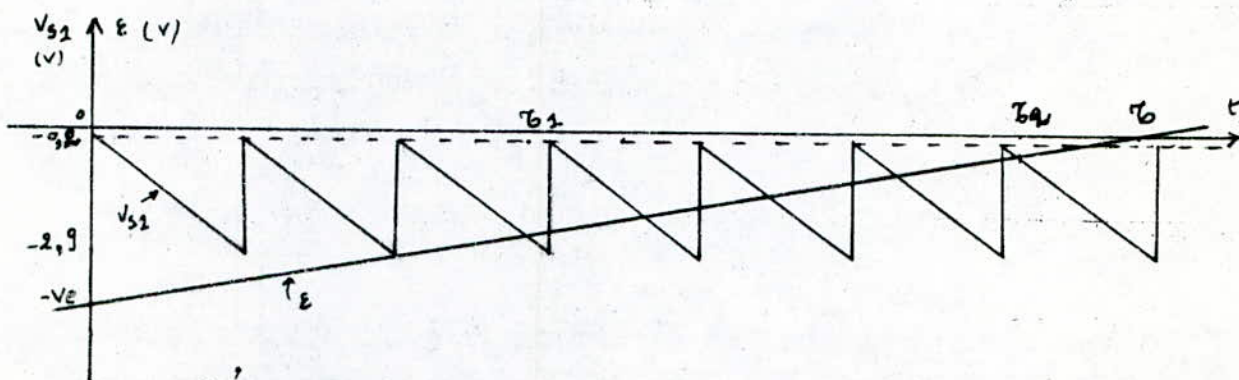
fig.4.1

4.2 MECANISME DE LA COMMANDE

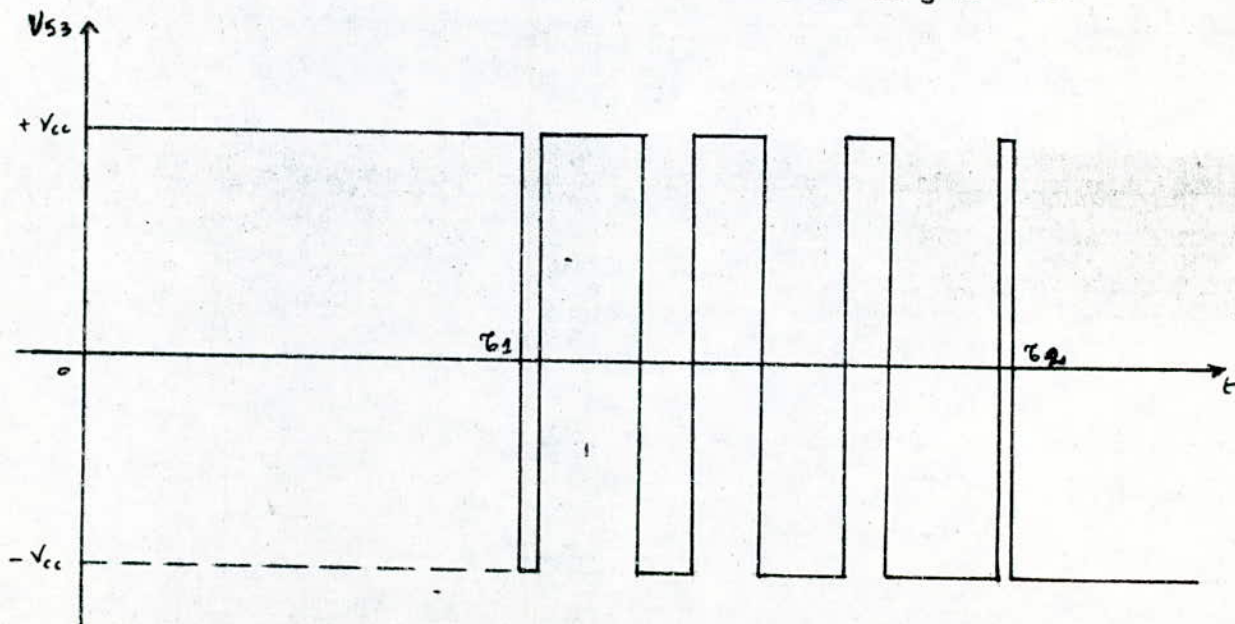
La dent de scie v_{s2} attaque l'entrée (+) du comparateur (III) ; l'entrée (-) reçoit, quant à elle, l'écart de tension ϵ . Le comparateur (III) génère des signaux carrés dont la polarité est la même que le signe de la différence ($v_{s1} - \epsilon$).

Chronogramme

La fréquence de v_{s1} est 5 KHz; sa période est donc : $T = 0,2 \text{ ms}$. Le temps τ que met le moteur pour décrire un angle correspondant à une consigne donnée se compte en secondes. D'où : $\tau \gg T$.



Démarrage : $t=0, v_s=0 \Rightarrow \theta_s=0$
on affiche une consigne θ_e .



Voir suite du chronogramme (Page 35)

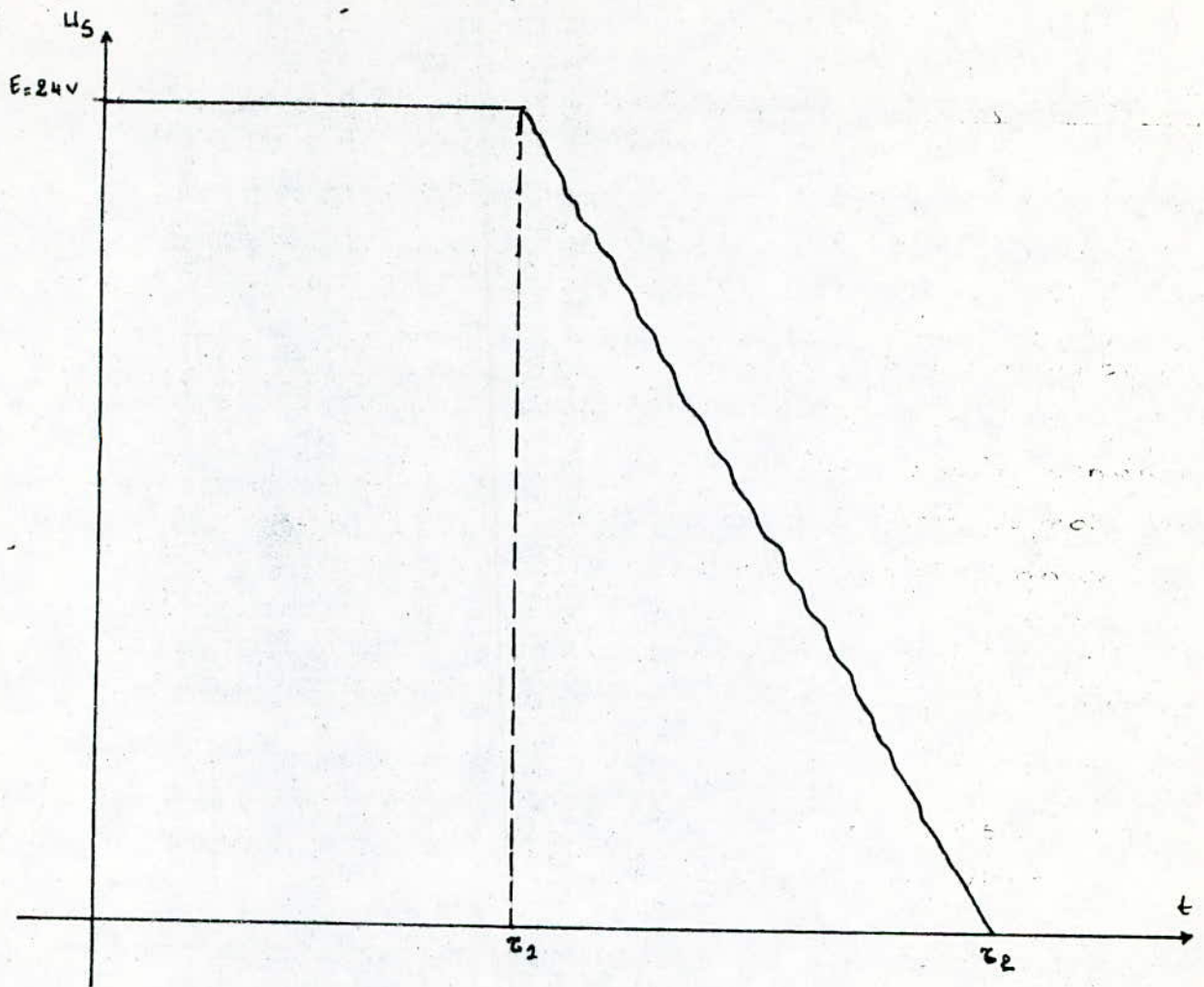


fig.4.2

- $0 < t < \tau_1$: le moteur reçoit la pleine tension.
- A partir de l'instant $t = \tau_1$ la tension d'induit du moteur devient variable ; la valeur moyenne de cette tension décroît progressivement jusqu'à l'instant τ_2 pendant lequel elle s'annule ; en ce moment on a arrêt du moteur. Il est à remarquer que la diminution de la tension U_s suit celle du créneau positif du signal carré.

4.3 ESSAIS

Le moteur fonctionnant en shunt avec une tension d'alimentation de 24V, on a relevé le tableau suivant :

Tableau 4

θ_e (degrés)	35	40	60	90	120	150	180	200	230	260
θ_s (degrés)	6	9	18	35	61	93	133	161	205	247
$\Delta\theta = \theta_e - \theta_s$ (deg.)	29	31	42	55	59	57	47	39	25	13

Durée approximative de la commande (pour 2 positions)

$$\theta_e = 60^\circ \Rightarrow t \approx 4s$$

$$\theta_e = 280^\circ \Rightarrow t \approx 8s$$

Remarques

- 1°) On ne peut pas décrire une position dont l'angle est inférieur à 35°
- 2°) Contrairement à la commande par signal tout ou rien avec laquelle on a toujours obtenu un dépassement de la valeur de consigne, on constate qu'avec cette deuxième commande l'angle de sortie est inférieur à celui de la consigne (l'écart est surtout élevé dans le cas des petits angles).

Remède

: Amplification de l'écart
 Voir pour cela la correction du système dans le chapitre régulation.

CHAPITRE 5

REGULATION

La régulation d'un système signifie, d'une part, la comparaison de la valeur réelle avec la valeur de consigne (comprendre par là un rapprochement le plus serré que possible entre ces valeurs) et, d'autre part, la stabilisation du circuit de réglage.

Dans le cas de notre système on désire qu'à un angle de consigne constant corresponde un angle de sortie égal à cette consigne en dépit des perturbations qui peuvent intervenir.

5.1 DIAGRAMME FONCTIONNEL DU SYSTEME NON CORRIGE

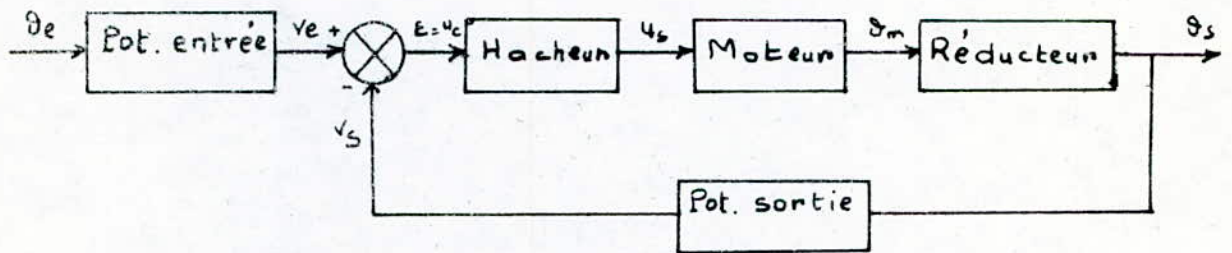


fig.5.1

Les potentiomètres jouant le rôle de capteurs de position sont identiques et ont donc même F.T; celle-ci est une constante et on la notera alors C_p .

Nous désignerons par $H(p)$ et $M_r(p)$ respectivement la F.T du hacheur et celle du groupe moteur-réducteur.

Le réducteur est caractérisé par son rapport de réduction $\frac{1}{n}$.

5.2 F.T. DU DIFFERENTS BLOCS DU SYSTEME

5.2.1 F.T. du potentiomètre

La course du potentiomètre est égale à 300° ; ceci correspond, en radians, à $\frac{5\pi}{3}$.

$$\left. \begin{array}{l} E = 6V \longrightarrow \frac{5\pi}{3} \\ V \longrightarrow \theta \end{array} \right\} C_p = \frac{V}{\theta} = \frac{3E}{5\pi} = 1,146 (V/o)$$

5.2.2 F.T. Du hacheur

Elle a comme expression :

$$H(p) = \frac{K_{cm}}{1 + T_{cm} \cdot p} \quad |4|$$

K_{cm} : gain ou facteur de transfert.

T_{cm} : constante de temps.

K_{cm} est donné par la caractéristique statique du hacheur : $U_s = f(U_c)$ laquelle a été relevée en utilisant le montage suivant :

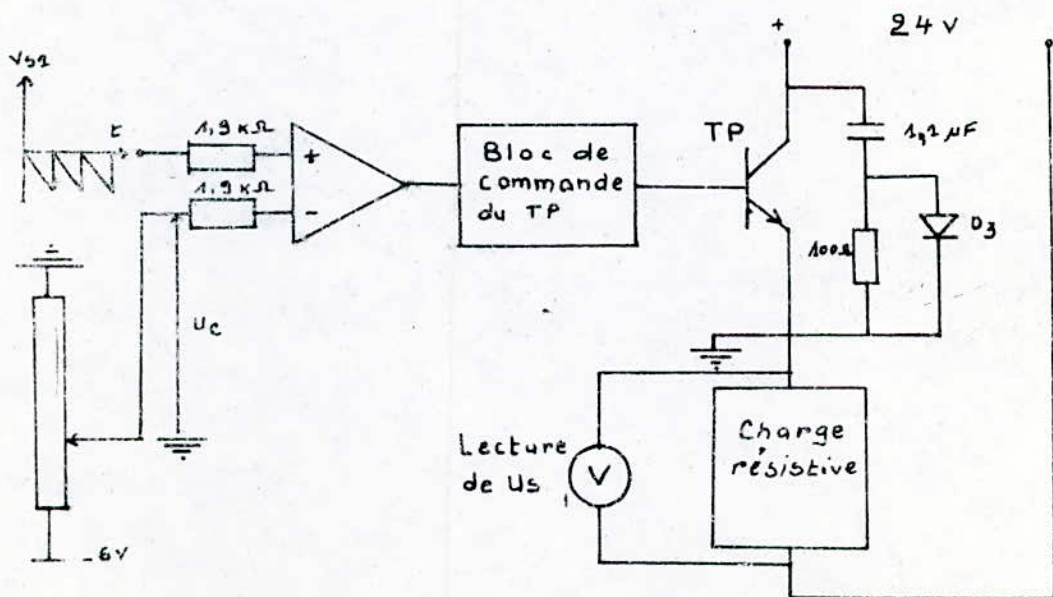


fig.5.2

Tbleau.5.1

$U_c (V)$	0.1	0.2	0.3	0.4	0.45	0.5	1	1.5	2	2.5	3	4	4.5	5	6
$U_s (V)$	0.00	0.00	0.00	0.00	1.60	2.35	6.50	10.75	14.75	18.75	21.00	21.20	21.20	21.20	21.20

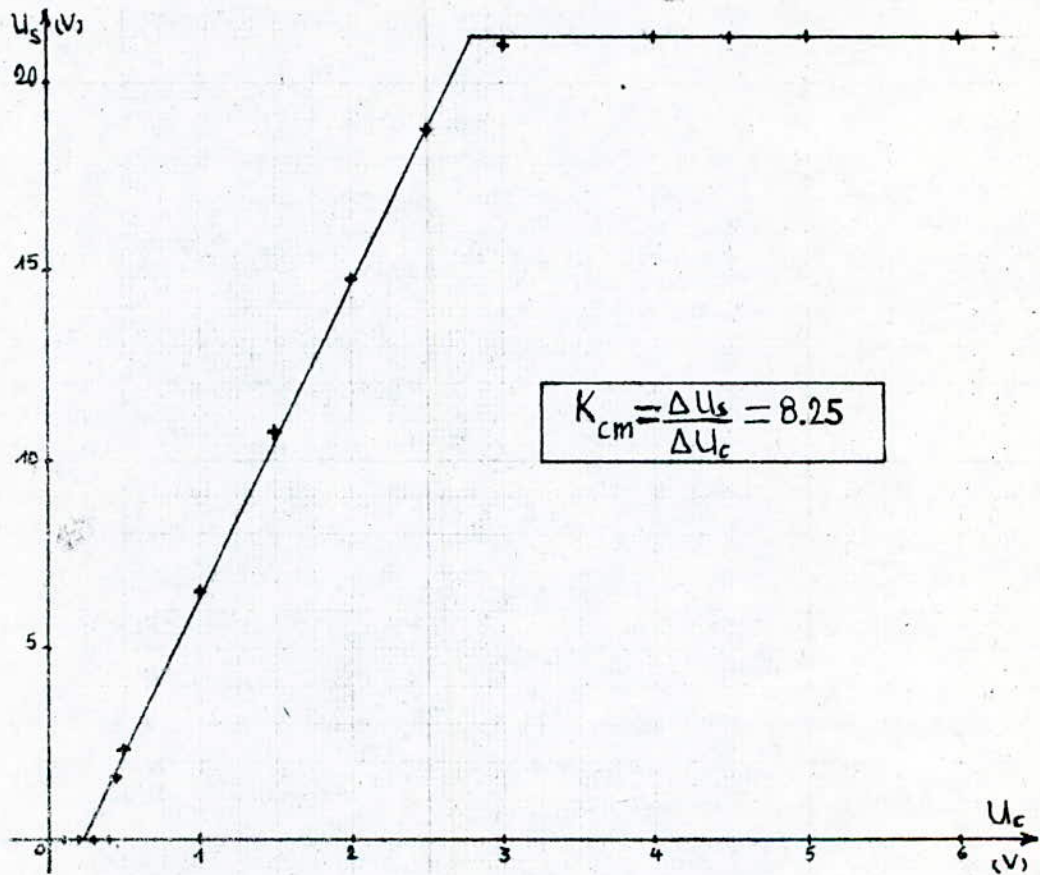


fig.5.2

T_{cm} est le retard mis par le convertisseur pour fournir la tension à sa sortie :

$$T_{cm} = \frac{1}{2f}, \quad /4/.$$

f étant la fréquence de hachage qui est égale à 5 KHz.

On déduit alors : $T_{cm} = 100 \mu s$.

Ainsi $H(p)$ s'écrit : $H(p) = \frac{8,25}{1 + 10^{-4} p}$

5.2.3 F.T. du groupe moteur réducteur

On la déduit à partir des équations électriques (du moteur) et mécaniques (du groupe moteur-réducteur)

Equations temporelles

$$J \frac{d\Omega_s}{dt} = \Gamma_e - \Gamma_r$$

Γ_e : couple moteur du côté du réducteur

Γ_r : couple résistant du groupe moteur-réducteur

J : moment d'inertie de l'ensemble en rotation (moteur-réducteur) vu du côté du réducteur

$$\Gamma_e = n K i(t)$$

$$\Gamma_r = K_f \Omega_s \quad (K_f: \text{coef}^e \text{ des frottements visqueux})$$

$$U_s(t) = r_a i(t) + E(t)$$

(La chute de tension due à la self inductance est négligée)

$$E(t) = K n \frac{d\theta_s(t)}{dt}$$

(K : coef^e de la f.c.e.m et du couple du moteur)

Equations en 'P'

$$\begin{cases} J p \Omega_s(p) = n K I(p) - K_f \Omega_s(p) \\ U_s(p) = r_a I(p) + K p n \theta_s(p) \\ \Omega_s(p) = p \theta_s(p) \end{cases}$$

$$\text{D'où: } \begin{cases} J p^2 \theta_s(p) = n K I(p) - K_f p \theta_s(p) \\ U_s(p) = r_a I(p) + K p n \theta_s(p) \end{cases}$$

$$\text{On déduit: } (J p + K_f) p \theta_s(p) = n K \left[\frac{U_s(p) - K p n \theta_s(p)}{r_a} \right]$$

$$\text{Ou bien: } \left[J p + K_f + \frac{n^2 K^2}{r_a} \right] p \theta_s(p) = \frac{n K}{r_a} U_s(p)$$

$$\begin{aligned}
 \text{D'où : } \frac{\theta_s(p)}{U_s(p)} &= \frac{nK/r_a}{\left(\frac{n^2K^2}{r_a} + K_f\right) p \left(1 + \frac{J}{\frac{n^2K^2}{r_a} + K_f} p\right)} \\
 &= \frac{nK / (n^2K^2 + r_a K_f)}{p \left(1 + \frac{J r_a}{n^2K^2 + r_a K_f} p\right)}
 \end{aligned}$$

$$\text{Finalement : } M_r(p) = \frac{\theta_s(p)}{U_s(p)} = \frac{A}{p(1 + \tau p)}$$

$$\text{avec } A = \frac{nK}{n^2K^2 + r_a K_f} \quad \text{et } \tau = \frac{J r_a}{n^2K^2 + r_a K_f}$$

$$\text{A.N : } A = 0,033 \quad \text{et } \tau = 0,014 \text{ s}$$

$$\text{Ainsi : } \boxed{M_r(p) = \frac{0,033}{p(1 + 0,014 p)}}$$

Le schéma bloc correspondant est :

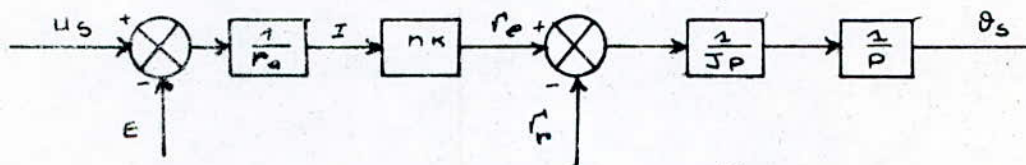


fig.5.4

5.3 F.T. EN BOUCLE O. DU SYSTEME

Le schéma bloc du système est :

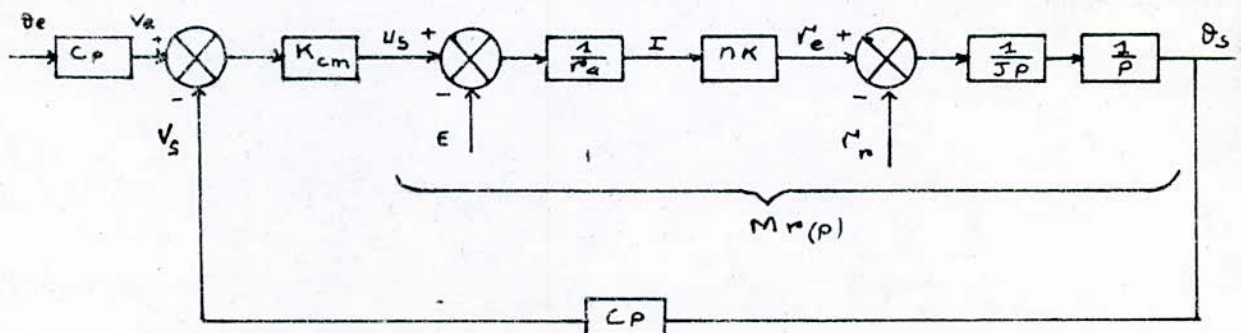


fig.5.5

La F.T du convertisseur se réduit à la constante K_{cm} (la constante de temps T_{cm} est négligeable devant celle du groupe moteur-réducteur).

La F.T en boucle ouverte du système, notée $K_G(p)$, est donc :

$$K_G(p) = K_{cm} \times M_r(p) \times C_p.$$

c.à.d :

$$K_G(p) = \frac{0,312}{p(1 + 0,014p)}$$

Réponse harmonique

$$A_{dB} = 20 \log 0,312 - 20 \log \omega - 20 \log (1 + 0,014^2 \omega^2)$$

$$\varphi^\circ = -90^\circ - \text{Arctg } 0,014 \omega$$

$$\text{On a une fréquence de coupure : } \omega_c = \frac{1}{0,014} = 71,4 \text{ rad/s}$$

$$\omega < \omega_c : A_{dB} = 20 \log 0,312 - 20 \log \omega$$

$$\varphi^\circ = -90^\circ$$

$$\omega > \omega_c : A_{dB} = 20 \log 0,312 - 20 \log \omega - 20 \log 0,014 \omega$$

$$= 26,96 - 40 \log \omega.$$

$$\varphi^\circ = -90^\circ - 90^\circ = -180^\circ.$$

$$\omega = \omega_c : A_{dB} = -50,2.$$

$$\varphi^\circ = -90^\circ - 45^\circ = -135^\circ.$$

voir courbes de gain et de phase à la figure 5.6

Remarque

Pour un amortissement optimum du système on doit choisir une marge de phase voisine de 60° [4].

Avec le diagramme obtenu, on ne peut même pas définir une marge de phase $\Delta\varphi$ (la courbe de gain ne rencontre pas l'axe zéro dB)

Conclusion: nécessité de corriger notre système.

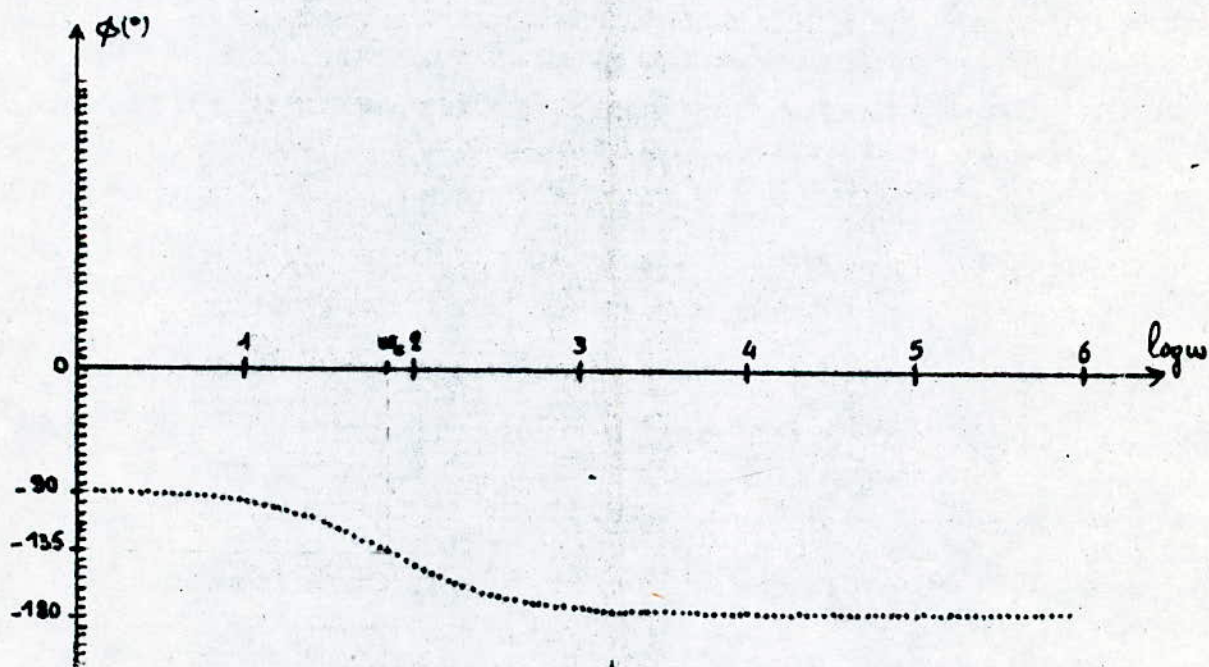
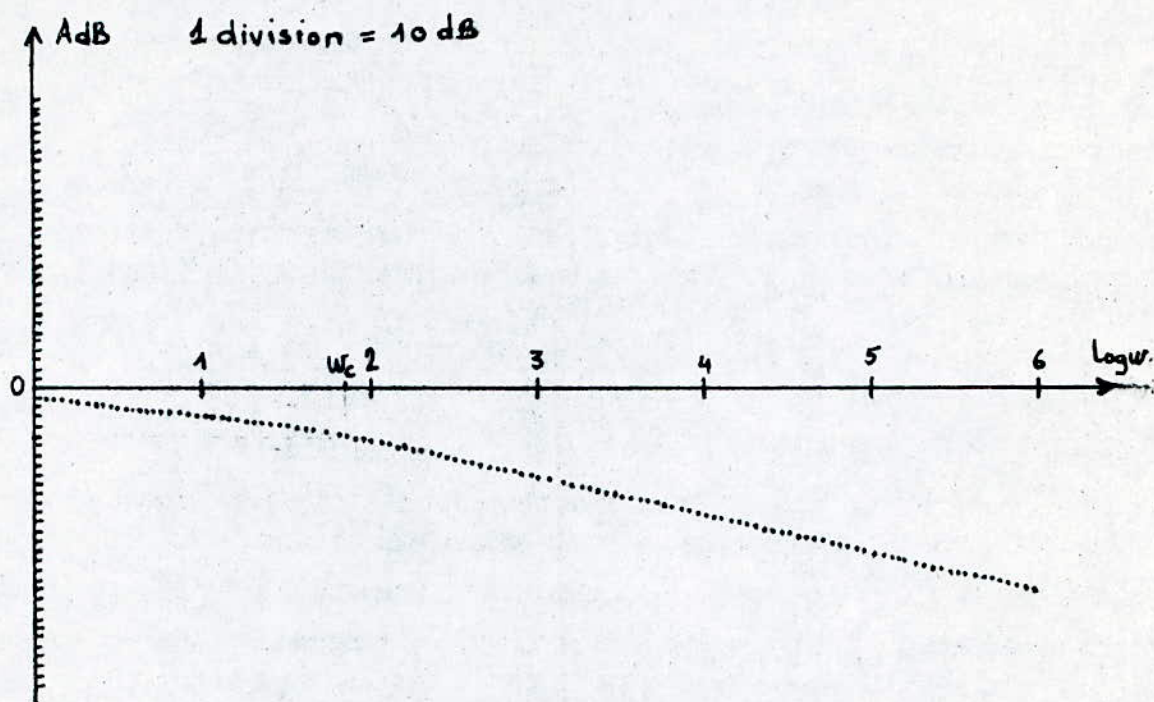


fig. 5.6

5.4 REGULATEUR "P"

5.4.1 Etude théorique

Si on désigne par A_1 le gain caractérisant ce régulateur le système corrigé aura donc comme F.T en boucle ouverte :

$$KG_c(P) = \frac{0,312 A_1}{P(1 + 0,014 P)}$$

a) Réponse harmonique

Le module et la phase de la réponse harmonique sont donnés par le diagramme de Bode

Posons $|KG_c(j\omega)|_{dB} = A_c \text{ dB}$: gain

φ_c° : phase

$$\begin{aligned} \text{On a alors : } A_c \text{ dB} &= 20 \log 0,312 + 20 \log A_1 - 20 \log \omega - 10 \log(1 + 0,014^2 \omega^2) \\ \varphi_c^\circ &= -90^\circ - \text{Arctg } 0,014 \omega \end{aligned}$$

Par rapport au système non corrigé la phase n'a pas changé tandis que le gain subit une translation vers le haut de $20 \log A_1$.

Déterminons A_1 de façon à satisfaire à la condition :

$$\Delta\varphi = 60^\circ$$

Pour cela on doit avoir :

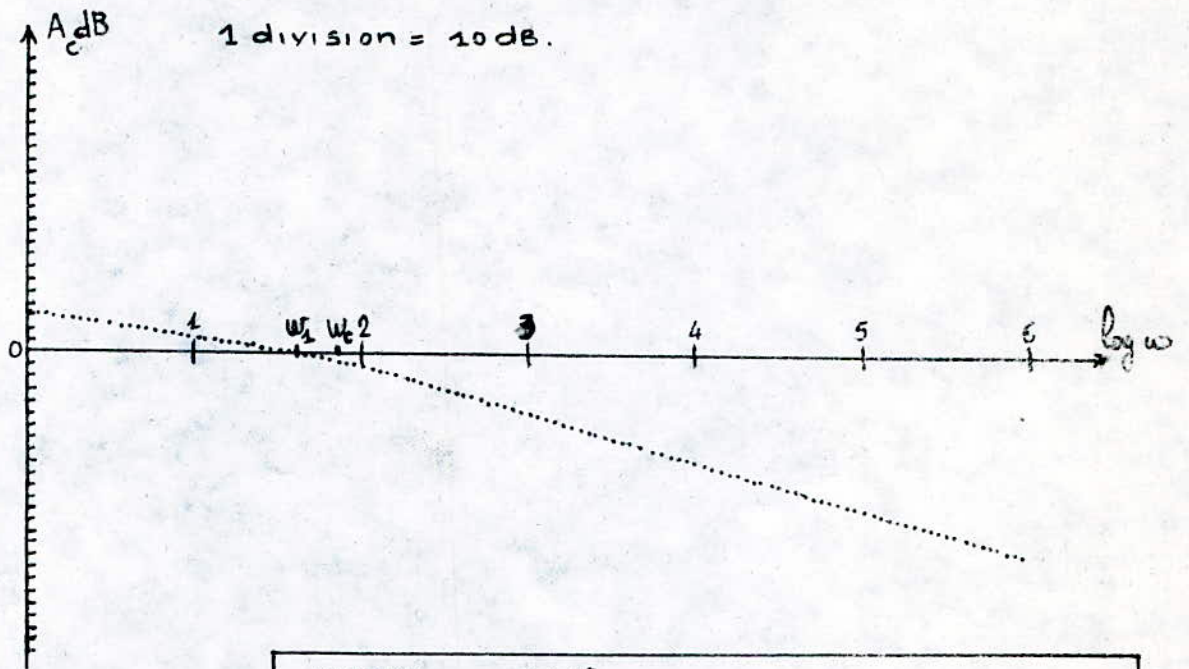
$$\begin{cases} A_c \text{ dB} = 0 \\ \Delta\varphi = 180^\circ + \varphi(\omega_1) = 60^\circ \end{cases}$$

ou bien :

$$\begin{cases} 20 \log \frac{0,312 A_1}{\omega_1 \sqrt{1 + 0,014^2 \omega_1^2}} = 0 \\ \text{Arctg } 0,014 \omega_1 = 30^\circ \end{cases}$$

$$\begin{aligned} \text{On tire alors : } \omega_1 &= 41,24 \text{ rad/s} \\ A_1 &\approx 252 \end{aligned}$$

Voir tracé de Bode (fig. 5.7)



$\varphi(\omega_1) = -120^\circ$
 $\varphi(\omega_1) > -180^\circ \Rightarrow$ système stable
 (d'après critère de Bode de stabilité)

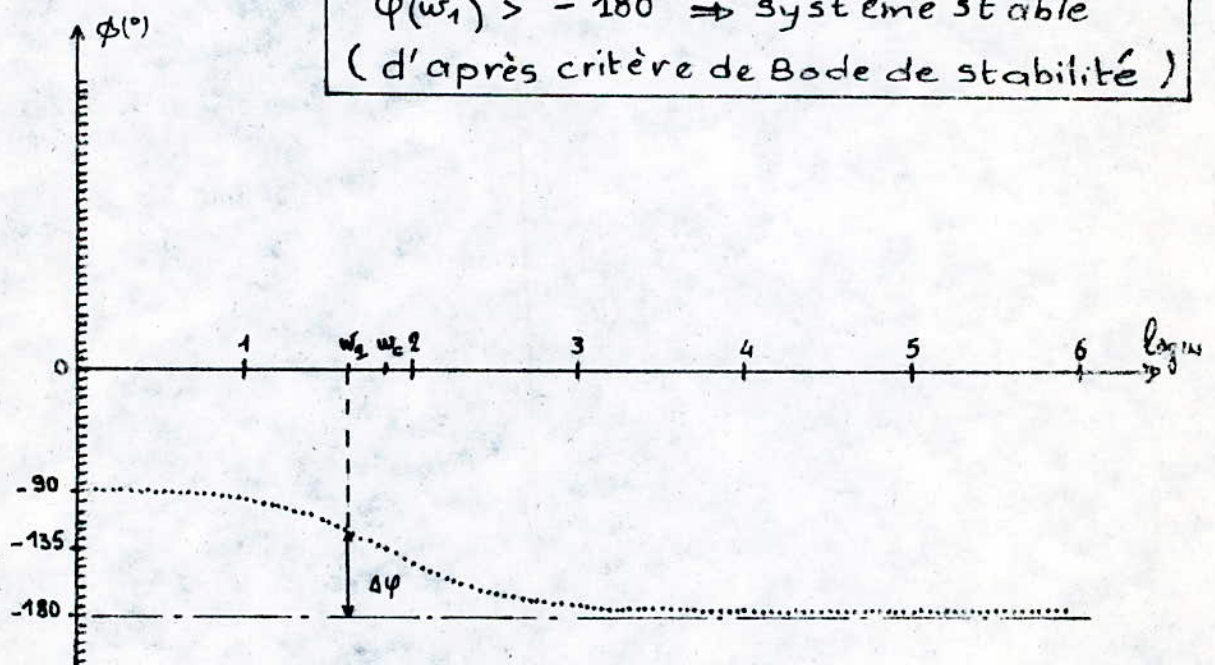


fig.5.7

b) Réponse indicielle du circuit de réglage fermé

C'est la réponse du signal de sortie à un saut de la valeur de consigne.

Le schéma bloc en boucle fermée (avec retour unitaire) se présente comme suit :

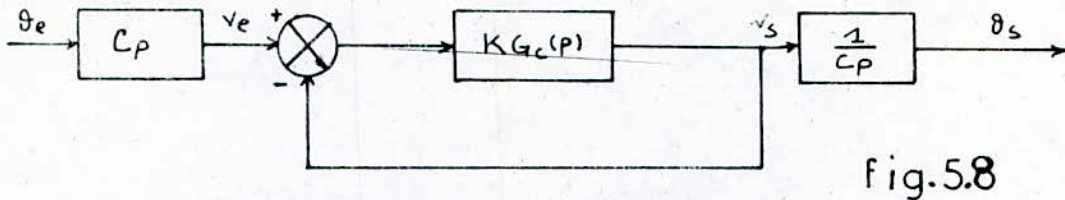


fig.5.8

La F.T de la boucle fermée, notée $H_c(p)$, est :

$$H_c(p) = \frac{\theta_s}{\theta_e} = \frac{\theta_s}{v_s} \times \frac{v_s}{v_e} \times \frac{v_e}{\theta_e} = \frac{1}{C_p} \times \frac{K G_c(p)}{1 + K G_c(p)} \times C_p$$

$$\text{Donc : } H_c(p) = \frac{K G_c(p)}{1 + K G_c(p)}$$

L'expression de $H_c(p)$, connaissant celle de $K G_c(p)$ est :

$$H_c(p) = \frac{1}{2,95 \cdot 10^{-4} p^2 + 0,022 p + 1} \quad (1)$$

Pour une réponse rapide mais quand même suffisamment amortie il faut que le système possède un comportement oscillatoire amorti / 4 /.

Dans ce cas la F.T peut s'écrire sous la forme :

$$H_c(p) = \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{2\delta}{\omega_0} p + 1} \quad (2)$$

ω_0 étant la pulsation ^{propre} et δ le coefficient d'amortissement. La comparaison des expressions (1) et (2) nous permet de déterminer ω_0 et δ .

$$\text{On calcule : } \omega_0 = 58,22 \text{ rad/s}$$

$$\delta = 0,62$$

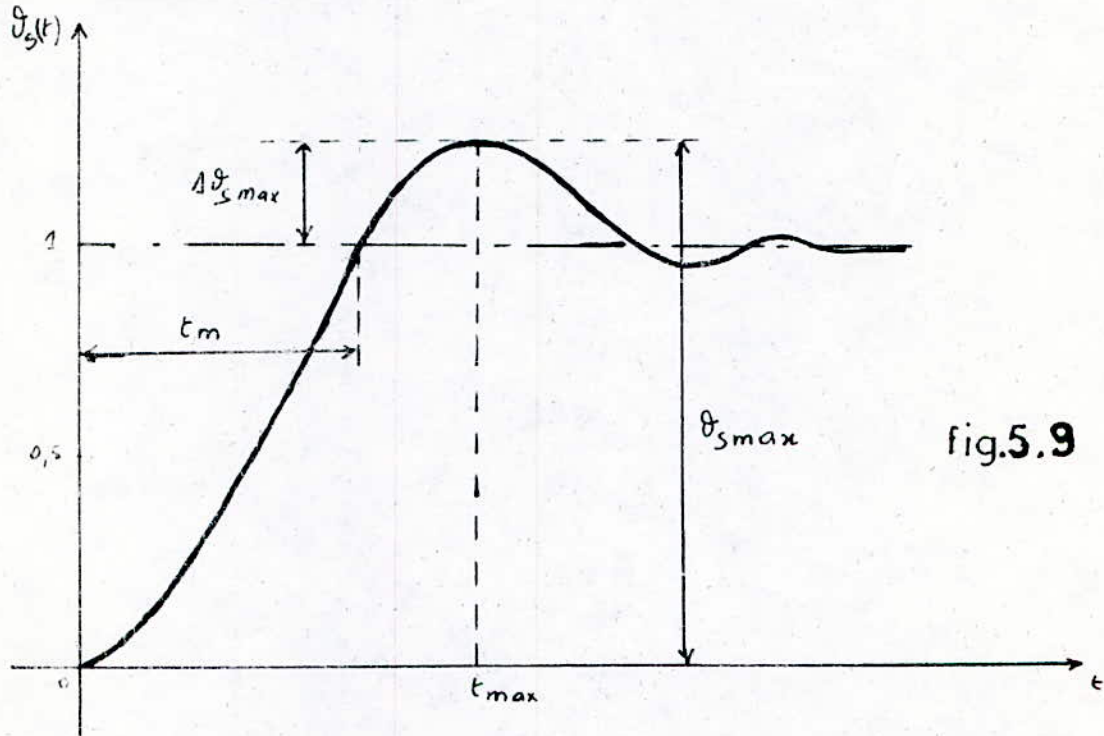
La réponse indicielle, notée $\theta_s(t)$, est la transformée inverse de $\frac{1}{p} H_c(p)$

$$\theta_s(t) = 1 - \left(\cos \omega t + \frac{d}{\sqrt{1-d^2}} \sin \omega t \right) e^{-d\omega_0 t}$$

avec $\omega = \omega_0 \sqrt{1-d^2}$.

On calcule: $\omega = 46,23 \text{ rad/s}$.

Allure de $\theta_s(t)$:



Le dépassement maximum, noté $\Delta \theta_{s \max}$, est atteint en $t = t_{\max}$.

$$t_{\max} = \frac{\pi}{\omega} = 68 \text{ ms} \Rightarrow \Delta \theta_{s \max} = \theta_{s \max} - 1 = e^{-d\omega_0 t_{\max}}$$

$$\Rightarrow \Delta \theta_{s \max} = 8,93 \%$$

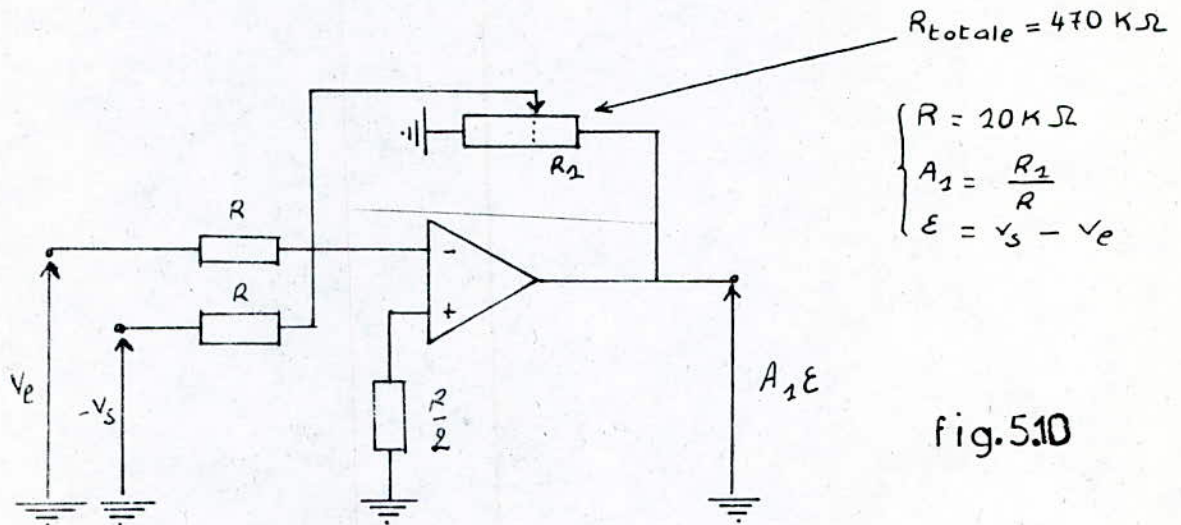
Le temps de montée, noté t_m , découle de la condition $\theta_s(t) = 1$

On calcule: $t_m = 48 \text{ ms}$.

5.4.2 Etude pratique

Un régulateur P est un ensemble qui fait la fonction d'amplification d'un signal. Sa F.T est une constante appelée gain du régulateur

Le montage que nous proposons (fig. ci-dessous) joue à la fois le rôle d'amplificateur et de détecteur d'écart /4/.



Le moteur étant alimenté sous une tension de 24 v (fonctionnement en shunt), on a relevé le tableau 5.2 (voir page 49) dans lequel on a fait varier le gain de 2 à 15.

- Les nombres figurant à l'intérieur de ce tableau représentent θ_s .
- Concernant la première colonne, le nombre de gauche correspond au plus petit angle d'entrée pour lequel on a la rotation du moteur; le nombre de droite n'est autre que l'angle de sortie.

Tableau 5.2

θ_e (deg) Gain	Seuil θ_s	30	60	90	120	150	180	200	230	260	280
2	17 / 4	12	33	58	88	120	156	180	216	253	286
3	12 / 5	18	57	68	98	129	163	186	220	265	293
4	10 / 5	22	45	74	104	134	168	190	230	275	/
5	7 / 4	24	48	76	106	137	169	190	227	266	/
6	6 / 5	33	52	78	109	139	172	176	235	273	/
7	6 / 7	35	55	81	109	138	173	198	236	276	/
8	6 / 11	38	59	84	113	143	181	203	239	275	/
9	5 / 12	44	65	92	116	150	184	210	246	280	/
10	6 / 16	45	67	93	122	150	183	210	244	278	/
11	5 / 14	44	71	96	125	154	185	206	240	272	/
12	6 / 18	44	68	96	124	149	184	209	243	276	/
13	6 / 16	38	65	92	124	155	187	209	241	275	/
14	6 / 8	44	69	92	124	153	186	196	241	276	/
15	5 / 18	47	72	100	127	157	189	211	244	276	/

Remarque

Dans le cas d'une commande telle que l'alimentation permette au moteur de tourner dans les deux sens la réponse indicielle, avant de s'aligner sur la valeur de consigne, oscille autour de celle-ci.

Au début cette réponse dépasse la valeur de consigne (dépassement $\Delta\theta_{s,max}$).

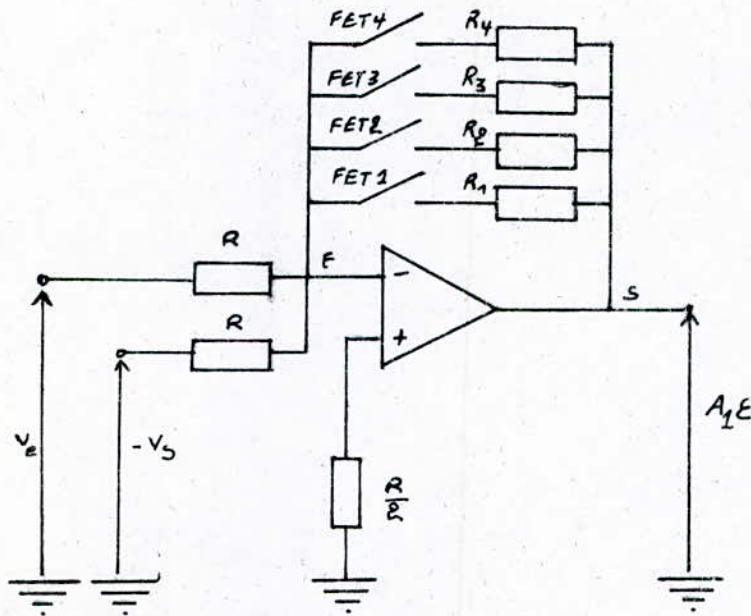
Sur le tableau ci-dessus on remarque qu'à partir de la valeur 9 du gain et, pour des valeurs de consigne approximativement supérieures à 30° , on réussit à avoir $\theta_s > \theta_e$.

Ainsi, pour de grands écarts d'angles il n'est pas nécessaire d'amplifier davantage. Mais, pour les faibles écarts d'angles une grande amplification est indis-

pensable (théoriquement on doit atteindre un gain égal à 152)

Pour satisfaire à ces deux exigences il y a lieu de monter, à la place d'un régulateur P classique un régulateur P adaptatif. Nous proposons un schéma simplifié de ce régulateur et le principe de fonctionnement.

Schema

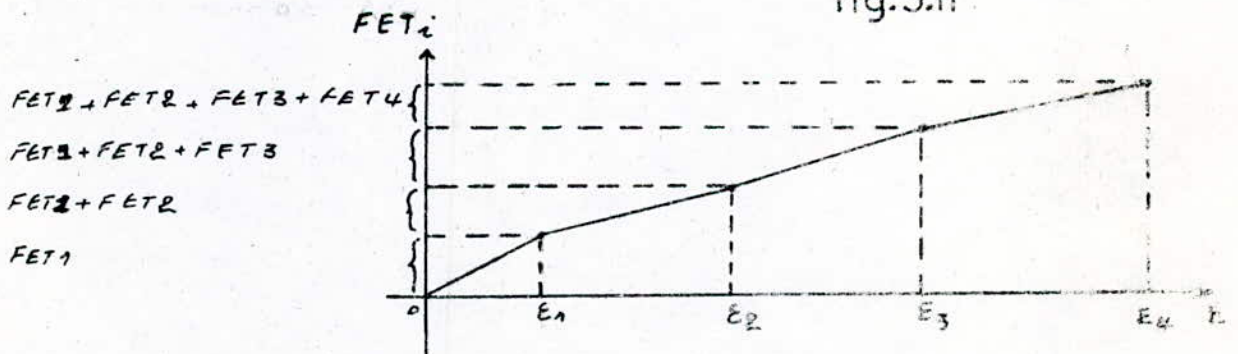


Les FET_i sont des transistors à effet de champ.

$$\begin{cases} E = V_2 - V_5 \\ A_1 = \frac{R_{ES}}{R} \text{ (gain)} \end{cases}$$

R_{ES} est la résistance équivalente entre les points E et S

fig.5.M



Principe

Le plus grand gain correspond à la fermeture de FET 1 seul: $A_1 = \frac{R_1}{R}$; ce gain convient pour le plus faible écart. Lorsque l'écart augmente le gain doit diminuer. Il suffit pour cela de diminuer la résistance équivalente R_{ES} et ce en fermant un à un les transistors FET.

CONCLUSION

Dans le cadre de ce projet nous avons d'abord déterminé les paramètres et caractéristiques de fonctionnement des principaux organes entrant dans notre commande puis, après avoir cité les différents amplificateurs, nous avons donné un modèle de hacheur à transistors; afin de montrer l'utilité d'un hacheur nous avons étudié l'association de celui-ci avec le moteur.

Du côté pratique nous avons réalisé la commande par signal tout ou rien et la commande par hacheur simple quadrant.

Alors que la première a donné lieu à de grands écarts entre la valeur de consigne et la valeur réelle, la deuxième a permis d'avoir de meilleurs résultats grâce à la modulation de la tension d'induit du moteur par le hacheur mais aussi surtout après avoir ajouté un régulateur "P" au système de régulation.

Une commande améliorée nécessite l'utilisation d'un régulateur tout ou rien (cas de la commande par signal tout ou rien) et d'un régulateur "P" adaptatif (cas de la commande par hacheur).

La commande de position, technique souvent utilisée dans les processus de fabrication automatisés, ne pourra être précise que si on conçoit un montage permettant au moteur de tourner dans les deux sens. C'est dans ce sens que nous souhaitons voir ce travail repris et complété.

BIBLIOGRAPHIE

1. A.P. MALVINO, Ph.D
Principes d'électronique (1978)
McGraw-Hill, Montréal - Canada.
2. C. VERBEEK
Les fonctions essentielles en commutation (1985)
Dunod, Paris.
3. C. VERBEEK
Les composants actifs en commutation, caractéristiques
essentiels, mode de fonctionnement (1980)
Dunod, Paris.
4. H. BUHLER
Electronique de réglage et de commande (1979)
Dunod, Paris.
5. G. SEGUIER
L'électronique de puissance (1979).
Dunod, Paris.
6. R. CHAUPRADE
Commande électronique des moteurs à courant
continu (1975)
Eyrolles, Paris.
7. P. NASLIN
Technologie et calcul pratique des systèmes asservis (1963)
Dunod, Paris.
8. J. THURIN
Systèmes asservis (1971)
Eyrolles, Paris.
9. J.-Ch. GILLE P. DECAULNE M. PELEGRIN
Théorie et calcul des asservissement linéaires (1967)
Dunod, Paris.
10. F. de CARFORT C. FOULARD J. CALVET
Asservissements linéaires continus (1976)
Dunod, Paris.

11 - F. MILSANT

Cours d'électronique

5 - diodes, thyristors, commande des moteurs (1981)

Eyrolles - Paris -

12 - C. DJESSAS B. MEZIANE

Thèse d'ingénieur d'état : Commande d'un micro-moteur à courant continu par hacheur à transistors.

E.N.P.A. : Janvier (1987)

EXTRA STROONG

EXTRA STROONG