

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
وزارة التعليم والبحث العلمي
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : **ELECTRONIQUE**

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Commande
par microprocesseur de la vitesse d'un
moteur à courant continu utilisant la
technique P. L. L.

Proposé par :
Mr TAYEB-CHERIF R.
C. E. N. (C. D. T. A.)

Étudié par :
Mr HARABI Achour
Mr BOUZAR Salah

Dirigé par :
Mr TAYEB CHERIF
Mr OUGUINI



PROMOTION : Janvier 1985

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : **ELECTRONIQUE**

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Commande
par microprocesseur de la vitesse d'un
moteur à courant continu utilisant la
technique P. L. L.

Proposé par :
Mr TAYEB-CHERIF R.
C. E. N. (C. D. T. A.)

Etudié par :
Mr HARABI Achour
Mr BOUZAR Salah

Dirigé par :
Mr TAYEB CHERIF
Mr OUIGUINI



PROMOTION : Janvier 1985

oooooooooooooooooooo
D E D I C A C E S
oooooooooooooooooooo

A mes parents,
A mes frères,
A mes soeurs,
A mes ami(e)s.
Salah.

A mes parents,
A mes enfants.
Achour.

INTRODUCTION

CHAPITRE I/ PRINCIPE ET FONCTIONNEMENT D'UNE BOUCLE P.L.L

1/FONCTIONNEMENT DE LA BOUCLE.

2/DESCRIPTION DES ELEMENTS CONSTITUANTS LA BOUCLE P.L.L

2.1.LES DETECTEURS DE PHASE.

2.2.LES FILTRES PASSE-BAS.

2.3.L'OSCILATEUR A TENSION COMMANDEE (V.C.O).

CHAPITRE II/APPLICATION DE LA P.L.L A L'ASSERVISSEMENT DE LA VITESSE

D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU.

1.ETUDE STATIQUE DE LA BOUCLE.

1.1.LE MOTEUR A COURANT CONTINU.

1.2.LE CODEUR OPTIQUE INCREMENTAL.

2.PERFORMANCES DE LA BOUCLE P.L.L.

2.1.STABILITE DU SYSTEME.

2.1.1.STABILITE DANS LE CAS D'UNE FONCTION DE TRANSFERT LINEAIRE
DU DETECTEUR DE PHASE.

i)METHODE DU LIEU DES RACINES.

ii)ANALYSE PAR LES DIAGRAMMES DE BODE.

iii)COMPARAISON DES DEUX METHODES.

2.1.2.ANALYSE DE LA STABILITE DANS LE CAS DISCRET DU DETECTEUR
DE PHASE.

2.2.ETUDE DYNAMIQUE DU SYSTEME.

2.2.1.REPONSE A UN ECHELON UNITAIRE.

CHAPITRE III/ CONTROLE NUMERIQUE DE LA VITESSE D'UN MOTEUR A COURANT
CONTINU/

.SYSTEME DE CONTROLE PAR MICROPROCESSEUR

I..METHODE DE COMPARISON DE FREQUENCE/

II.LE MICROPROCESSEUR MC 6800.

III.LE TEMPORISATEUR PROGRAMMABLE (P.T.M)

IV. L'INTERFACE D'ADAPTATION PERIPHERIQUE (P.I.A)

CHAPITRE IV/REALISATION PRATIQUE/

: TESTS ET DIFFERENTS RESULTATS

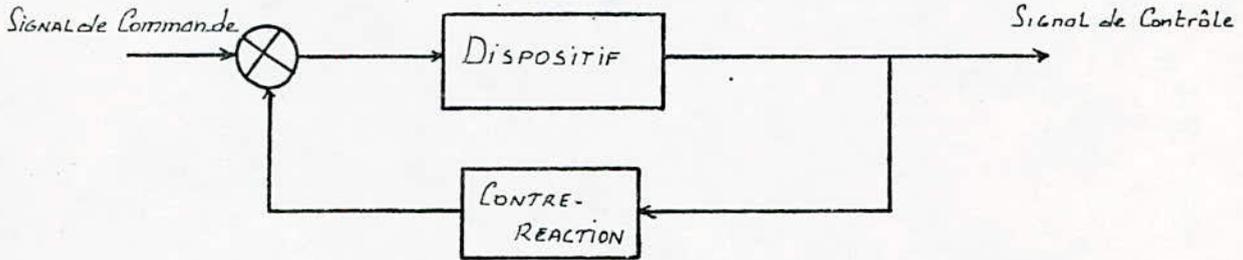
• CONCLUSION

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

- INTRODUCTION -

Avant l'avènement des techniques modernes, on a remarqué qu'il n'existait pas une relation proportionnelle entre le signal de commande et l'exécution des systèmes de contrôle. On constatait en particulier que la précision et la résolution restaient faibles.

Pour améliorer celles-ci, on a été amené à utiliser des systèmes bouclés (ou systèmes asservis) dont le principe général est donné sur la figure (I).



Le signal de commande agit sur le dispositif et une partie du signal de contrôle est réinjectée sur l'entrée à travers la contre réaction et comparée au signal de référence.

Dans le domaine de la robotique, où l'utilisation des actionneurs (moteurs électriques) s'avère nécessaire pour contrôler les différentes articulations d'un manipulateur, il est indispensable de connaître à tout moment avec précision la vitesse ainsi que la position. Dans ce but, nous avons été amené à étudier un asservissement en vitesse d'un moteur à courant continu.

Il existe deux grands types d'asservissements en vitesse:

A/ Les asservissements faisant appel à des capteurs analogiques tels que les génératrices tachymétriques, les potentiomètres, les capteurs inductifs (les resolvers) etc...

B/ Les asservissements faisant appel à des capteurs numériques du type codeur incrémental ou absolu associés à un processeur.

L'avantage certain des techniques numériques nous permet de nous affranchir de certains problèmes inhérents aux méthodes analogiques tels que la non linéarité des capteurs, les dérives thermiques des composants, les perturbations (les bruits) etc...

Pour tirer profit des avantages énumérés ci-dessus, et pour gagner encore plus en précision et en coût, nous avons eu recours à une technique récemment introduite dans les asservissements d'un moteur à courant continu et qui consiste à verrouiller la phase instantanée de celui-ci avec une phase de référence (P.L.L: Phase-Locked-Loop).

Comme depuis longtemps dans les domaines aussi divers que la radio et la télévision (Réf:1), cette technique prend de l'ampleur dans les applications de pointe tels que l'aéronautique, les satellites, le métro (Réf:2) et dans l'industrie d'une façon générale.

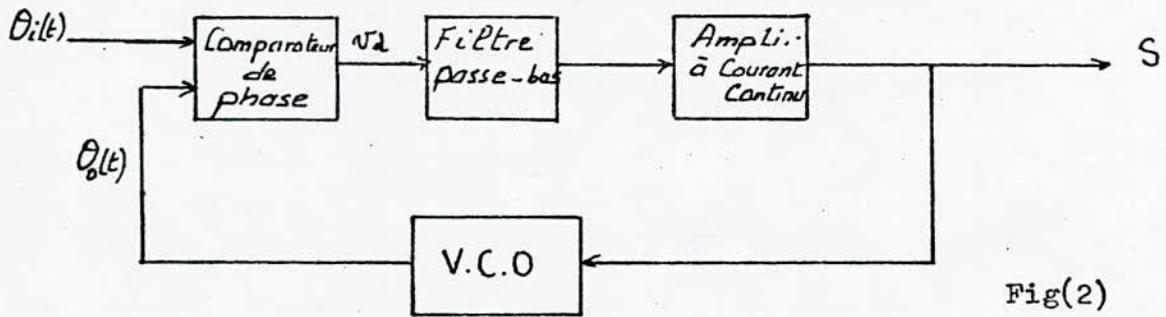
Notre travail se divise en quatre grandes parties dont la première sera consacrée à l'étude théorique des différents composants de l'asservissement de vitesse avec la P.L.L. Les problèmes de stabilité de la boucle seront étudiés en détail dans le deuxième chapitre. L'introduction d'un microprocesseur et son influence sur la stabilité seront abordés dans le troisième chapitre et nous exposerons en dernier lieu la réalisation pratique et les résultats obtenus.

CHAPITRE I

PRINCIPE ET FONCTIONNEMENT D'UNE BOUCLE P.L.L

I. FONCTIONNEMENT D'UNE BOUCLE P.L.L.

Le schéma de principe est le suivant:



Fig(2)

Le comparateur de phase (C.P) mesure la différence de phase existante entre le signal d'entrée $v_i(t)$ et le signal de retour $v_o(t)$ en fournissant à sa sortie une composante $v_d(t)$ telle que:

$$v_d(t) = K \cdot [\theta_i(t) - \theta_o(t)]$$

où $\theta_i(t)$ et $\theta_o(t)$ représentent respectivement les phases instantanées des signaux $v_i(t)$ et $v_o(t)$.

Cette tension d'erreur est appliquée à un filtre passe-bas qui permet d'éliminer la composante haute fréquence et de réduire les bruits.

Le signal recueilli à la sortie du filtre et amplifié agit sur le V.C.O (Voltage-Controlled Oscillator) en déplaçant sa fréquence de repos de telle façon à minimiser le plus possible l'erreur de phase détectée.

En effet, supposons que les signaux d'entrée sont sinusoidaux et s'écrivent respectivement:

$$v_i(t) = A \cdot \sin(\omega_i t + \varphi_i)$$

$$v_o(t) = B \cdot \cos(\omega_o t + \varphi_o)$$

où A et B sont les amplitudes de $v_i(t)$ et $v_o(t)$

φ_i et φ_o sont les déphasages de $v_i(t)$ et $v_o(t)$

La différence des phases est donnée par:

$$\Delta\theta = \theta_i(t) - \theta_o(t)$$

Si la fréquence f_i (correspondant à ω_i) est égale à f_o (fréquence liée à ω_o), c'est à dire, si la boucle entre en verrouillage, la différence de phases sera alors égale à la différence des déphasages qui est constante, c'est à dire:

$$\Delta\theta = \varphi_i - \varphi_o = \text{Constante}$$

Par ailleurs, le (C.P) jouant le rôle d'un multiplicateur analogique, l'erreur en sortie est donnée par l'expression :

$$v_d(t) = \frac{A \cdot B}{2} \cdot \sin \left[(\omega_i + \omega_o)t + (\varphi_i + \varphi_o) \right] + \frac{A \cdot B}{2} \cdot \sin \left[(\omega_i - \omega_o)t + (\varphi_i - \varphi_o) \right]$$

le filtre se chargeant d'éliminer la composante située à $(\omega_i + \omega_o)$, le signal de contrôle du V.C.O devient:

$$v_d(t) = K \cdot \sin \left[(\omega_i - \omega_o)t + (\varphi_i - \varphi_o) \right] \quad \text{avec } K = A \cdot B / 2$$

En supposant que la différence de phase est faible, nous pouvons confondre le sinus avec son angle. Ce qui donne:

$$v_d(t) = K \cdot \left[(\omega_i - \omega_o)t + (\varphi_i - \varphi_o) \right]$$

et, au synchronisme, lorsque $\omega_i = \omega_o$,

$$v_d(t) = K \cdot (\varphi_i - \varphi_o) = K \cdot \Delta\theta$$

C'est cette tension qui agit sur le V.C.O et qui le force à délivrer un signal dont la fréquence va se verrouiller sur celle du signal de référence (commande).

La constante K apparait comme étant la sensibilité du comparateur de phase et se mesure en volts/radians (V/Rad).

2.1.LES COMPARETEURS DEPHASE/

Comme mentionné antérieurement, le comparateur de phase (C.P) détecte toute différence de phase entre les signaux qui lui sont appliqués à l'entrée et donne en sortie une tension qui lui est proportionnelle.

Il existe essentiellement deux types de comparateurs de phase:

- Les comparateurs de phase analogiques
- Les comparateurs de phase digitaux

2.1.1. LES COMPARETEURS DE PHASE ANALOGIQUES/

Ces comparateurs sont généralement constitués de ponts à deux ou à quatre diodes attaqués par des transformateurs pris à point milieu ou autres...Ceux-ci possèdent une caractéristique qui est souvent sinusoidale en ce sens que si l'on applique deux signaux sinusoidaux à l'entrée, on obtient à la sortie un signal également sinusoidal se composant des fréquences $(\omega_1 - \omega_2)$ et $(\omega_1 + \omega_2)$ résultant de la multiplication analogique des deux signaux d'entrée.

Si, par filtrage, on élimine la fréquence $(\omega_1 + \omega_2)$ et si la différence de phase est suffisamment petite pour assimiler le sinus à son angle, on trouve que le (C.P) a un comportement linéaire.

Ces comparateurs sont décrits en détail dans la littérature (Ref:II)

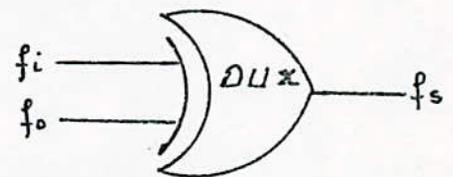
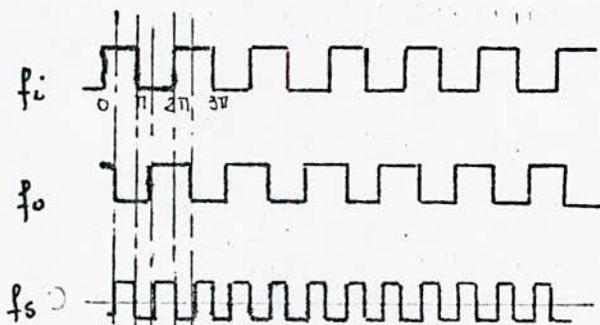
Dans notre cas nous étudierons de plus près les comparateurs de phase digitaux puisqu'ils font l'objet de notre application.

AI.2 LES COMPARETEURS DE PHASE DIGITAUX/

Ils sont conçus à base de circuits logiques tels que les portes AND, OUEX, NAND....

A/LE "OU EXCLUSIF":

Les entrées f_i et f_o sont envoyées sur celles d'une porte logique OUEXCLUSIF donnant en sortie un signal noté f_s (Fig:3)



Fig(3)

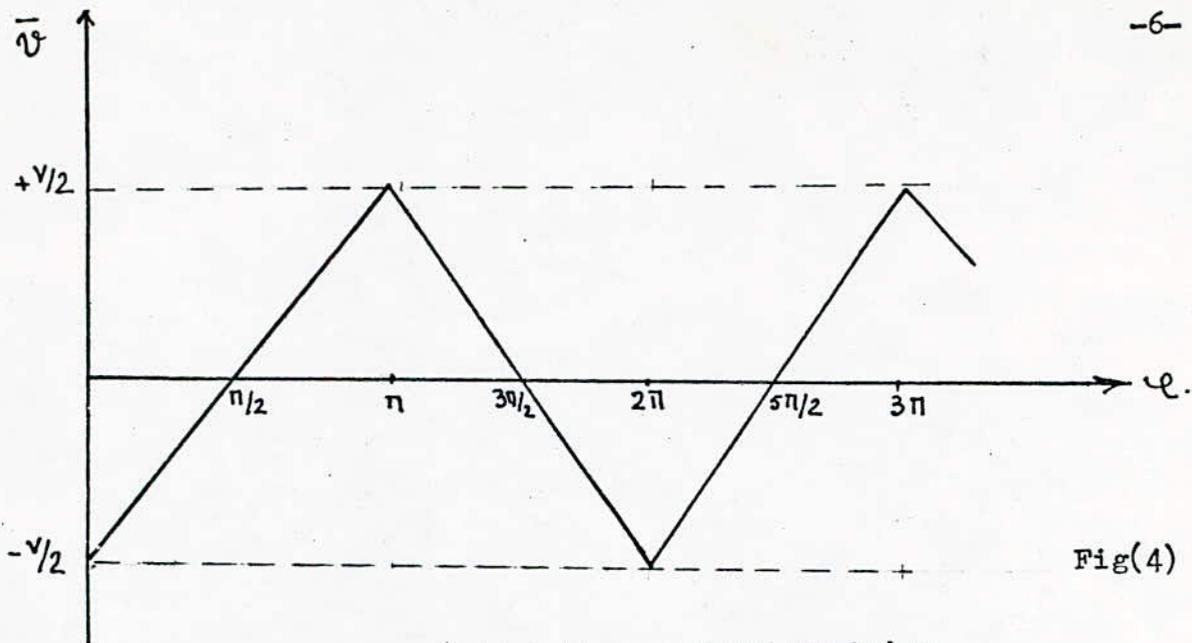
La caractéristique $\bar{V}(\varphi)$ est calculée comme suit:

$$\bar{V}(\varphi) = \frac{I}{T} \int_0^{t_0} \frac{V}{2} dt + \frac{I}{T} \int_{t_0}^{\pi, 2\pi} \frac{-V}{2} dt = \frac{I}{T} \left[\int_0^{t_0} \frac{V}{2} dt + \int_{t_0}^{\pi} \frac{-V}{2} dt + \int_{\pi}^{t_0} \frac{V}{2} dt + \int_{t_0}^{2\pi} \frac{-V}{2} dt \right]$$

Après avoir posé $t_0 = \frac{\varphi}{\omega}$ et $T = 2\pi$, on obtient;

x
$$\bar{V}(\varphi) = V \left(\frac{\varphi}{\pi} - \frac{I}{2} \right)$$

dont la représentation est donnée sur la figure (4)



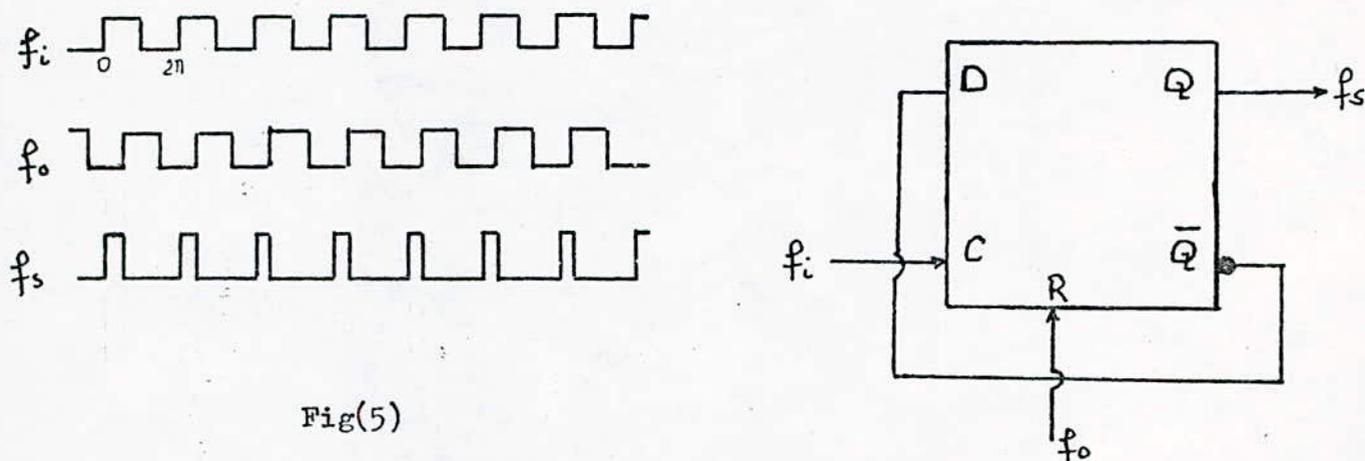
Fig(4)

On remarque que la caractéristique est triangulaire.

B/ LE TRIGGER FLIP-FLOP.

Ce comparateur est réalisé à l'aide d'un circuit FLIP-FLOP (bascule D) attaqué par deux signaux (CLOCK et RESET), la sortie réagissant aux fronts montants de ceux-ci.

La figure(5) illustre le fonctionnement de ce dernier:



Fig(5)

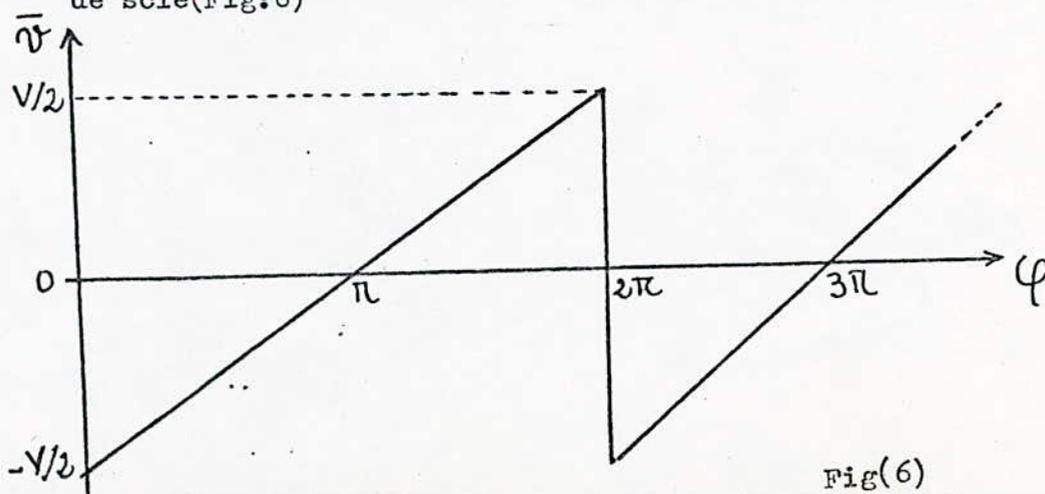
Sa caractéristique $\bar{v}(\varphi)$ est donnée par l'expression suivante:

$$\bar{v} = \frac{I}{T} \int_0^{t_0} (V/2) dt + \frac{I}{T} \int_{t_0}^T -(V/2) dt$$

En posant $t = \frac{\varphi}{\omega}$, v devient;

$$\bar{v} = -(V/2) \left(1 - \frac{\varphi}{\pi} \right)$$

la représentation de cette équation donne une caractéristique en dents de scie (Fig:6)



Fig(6)

REMARQUE:

Le comparateur de phase FLIP-FLOP possède une plus grande zone de linéarité ($0, 2\pi$) que le comparateur utilisant la porte logique OUEX(0, π) et laisse prévoir une meilleure utilisation en P.L.L relative à la plage de capture et de verrouillage qui se verront ainsi élargies. La fréquence de retour pourra disposer d'un domaine plus étendu en fréquence pour permettre le synchronisme.

LE CIRCUIT P.L.L MC4046(C.MOS):

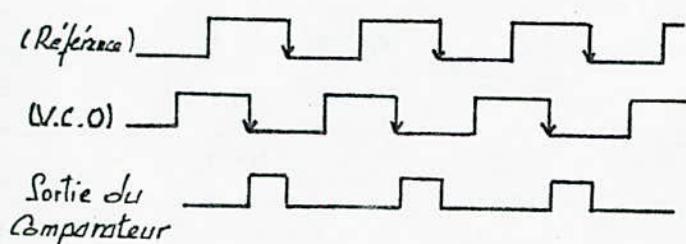
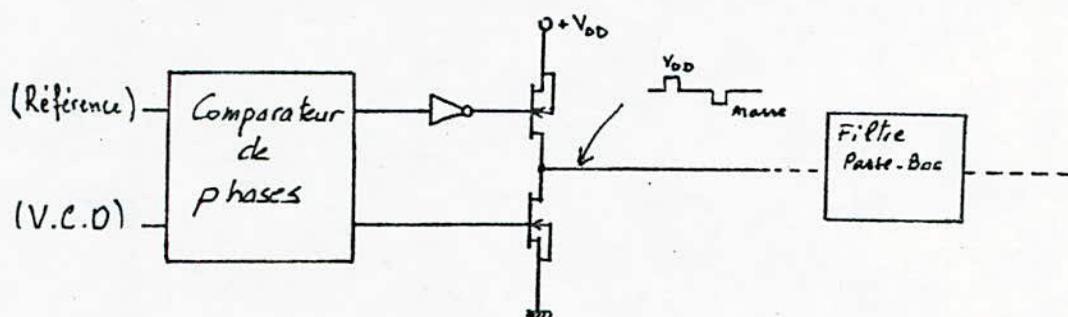
Nous utiliserons ce circuit intégré dans notre application pratique.

Il est composé d'un V.C.O, d'un étage tampon, d'un circuit de polarisation et de deux comparateurs de phase intégrés sur la même pastille de semi-conducteur.

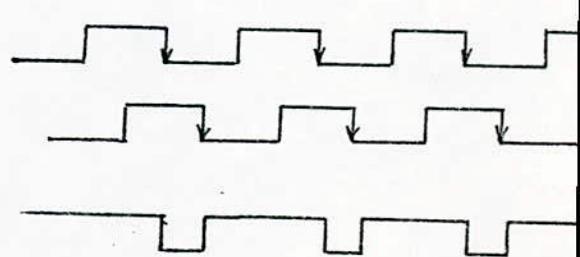
Le premier comparateur est constitué d'un OUEXCLUSIF (comme étudié précédemment) et le deuxième d'une porte logique inverseuse en plus de transistors FET fonctionnant en commutation.

Ce (C.P) est sensible aux fronts descendants des signaux d'entrée selon que le signal issu du V.C.O est en avance ou en retard par rapport au signal de référence. La largeur des impulsions à la sortie de ce comparateur dépend de la durée entre deux fronts descendants.

Lorsque le signal de référence est en retard par rapport au signal du V.C.O, la sortie sera inversée grâce à la porte NOT (Figure: 7).



le signal de référence est en avance par rapport au signal V.C.O



le signal de référence est en retard par rapport au signal V.C.O

Fig(7)

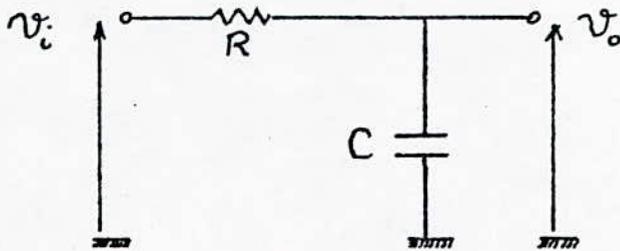
2.2. LES FILTRES PASSE-BAS/

Un signal $v(t)$ périodique peut être décomposé en série de FOURIER en donnant une composante continue en plus des différentes harmoniques aux fréquences $f, 2f, 3f, \dots$

Le filtre passe-bas est destiné à atténuer toutes les composantes au delà de la fréquence de coupure.

En P.L.L, trois filtres sont généralement utilisés:

a) Le filtre RC:



Fig(8)

La fonction de transfert de ce filtre en notation de LAPLACE s'écrit:

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{I}{I + RCs}$$

En regime sinusoidal, cette fonction devient:

$$\frac{v_o(j\omega)}{v_i(j\omega)} = \frac{I}{I + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

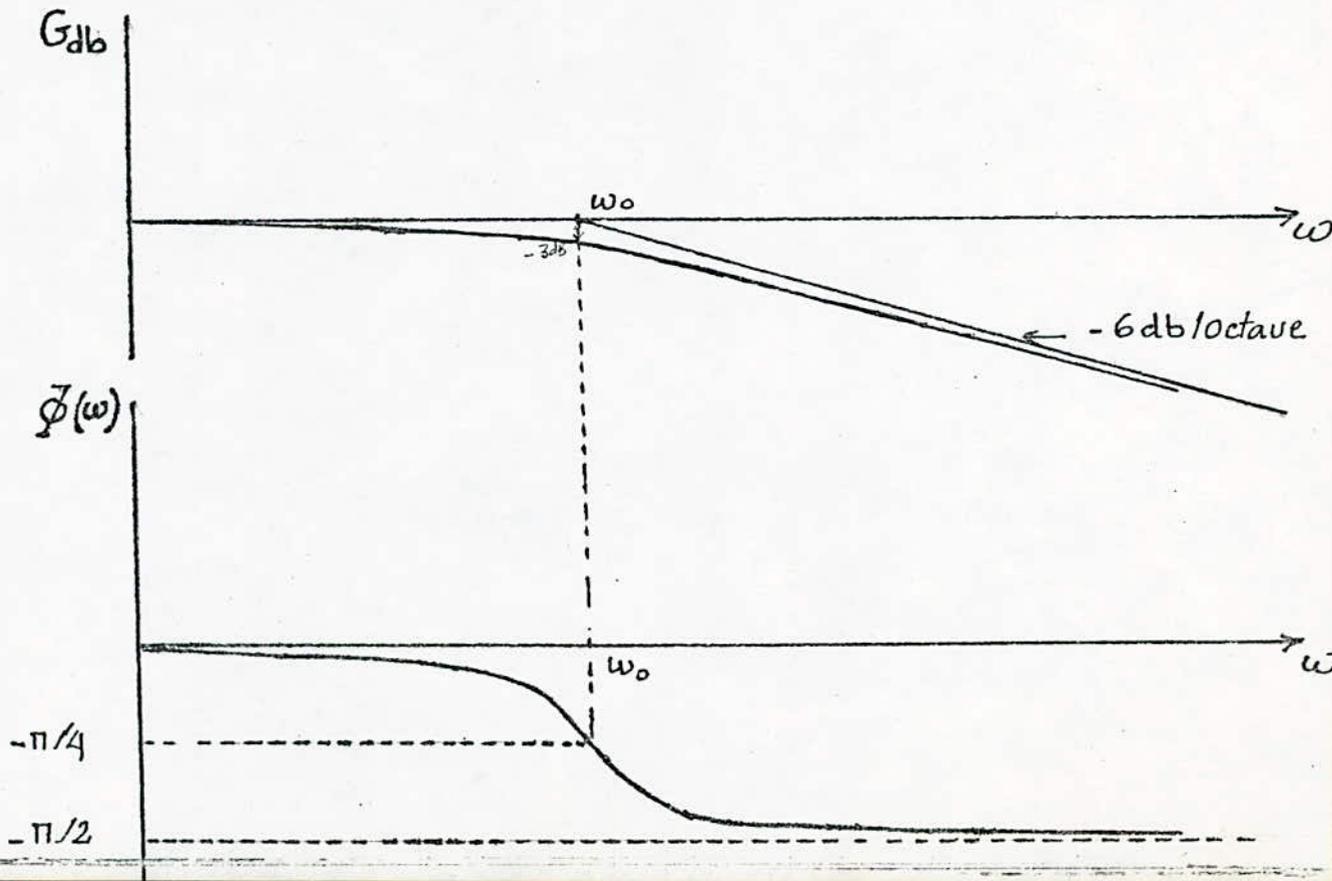
avec $\omega_0 = \frac{I}{RC}$

Le gain en decibels est donné par:

$$G_{db} = 20 \log \sqrt{\frac{I}{I + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}$$

et l'argument par $\text{Arg } G = -\text{Arctg } \frac{\omega}{\omega_0}$

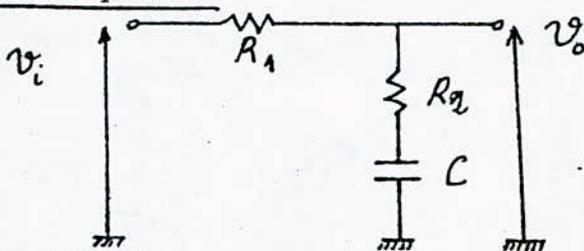
Les diagrammes de BODE en amplitudes et en phases sont donnés ci-dessous



CONCLUSION:

Le déphasage ne pouvant pas dépasser la valeur $-\pi/2$, ce filtre peut être inséré dans une boucle d'asservissement à condition que le déphasage global ne dépasse pas la valeur $-\pi$.

b) Le filtre à retard de phase:



Fig(9)

La fonction de transfert s'écrit:

$$\frac{v(s)}{v(s)} = \frac{R_2 + I/Cs}{R_1 + R_2 + I/Cs} = \frac{I + RCs}{I + (R_1 + R_2)Cs}$$

En régime sinusoïdal,

$$\frac{v(j\omega)}{v(j\omega)} = \frac{I + j\omega/w_1}{I + j\omega/w_2} \quad \text{avec} \quad \begin{aligned} w_1 &= I / (R_1 + R_2)C \\ w_2 &= I / RC \end{aligned}$$

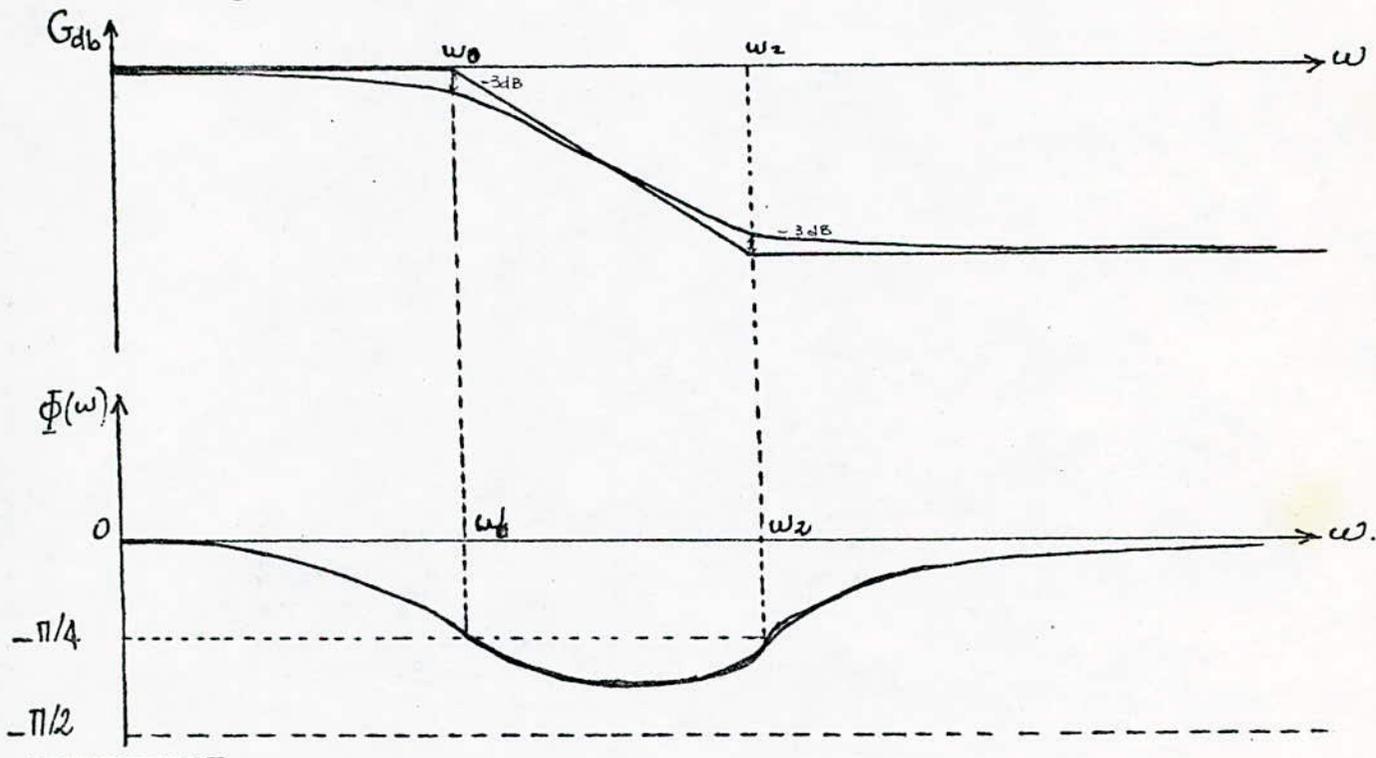
Le gain en decibels est donné par:

$$G_{db} = 20 \log \sqrt{\frac{I + \omega^2/w_1^2}{I + \omega^2/w_2^2}}$$

L'argument de la fonction de cette fonction de transfert est:

$$\text{Arg } g = \text{Arctg}(\omega/w_1) - \text{Arctg}(\omega/w_2)$$

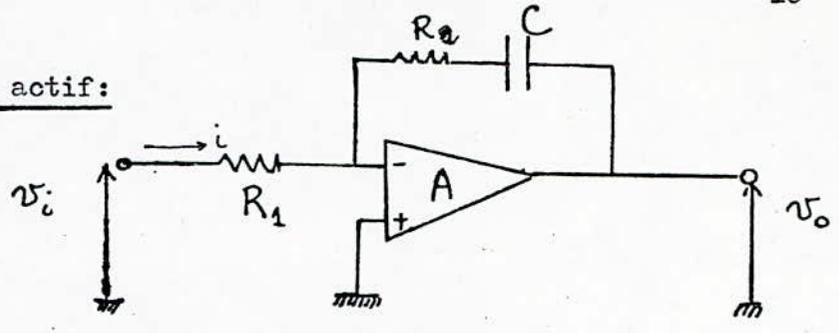
Les diagrammes de BODE sont représentés ci-dessous:



CONCLUSION:

Le déphasage introduit par le filtre à retard de phase est nettement inférieur à $-\pi/2$, et, pratiquement nul pour les fréquences hautes son introduction dans une boucle d'asservissement est plus appropriée que le filtre précédent.

c) Le filtre actif:



Fig(I

L'amplificateur opérationnel est considéré parfait

Le courant i s'écrit: $i = \frac{v_i}{R_1}$ (masse fictive)

Posons $Z = R_2 + 1/Cs$

La relation liant l'entrée à la sortie est:

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = -Z/R_1 = \frac{1 + R_2 C s}{R_1 C s}$$

le gain en décibels est donné par:

$$G_{db} = 20 \log \sqrt{\frac{1 + \omega^2/\omega_0^2}{\omega^2/\omega_2^2}} = 10 \log(1 + \omega^2/\omega_0^2) - 10 \log(\omega^2/\omega_2^2)$$

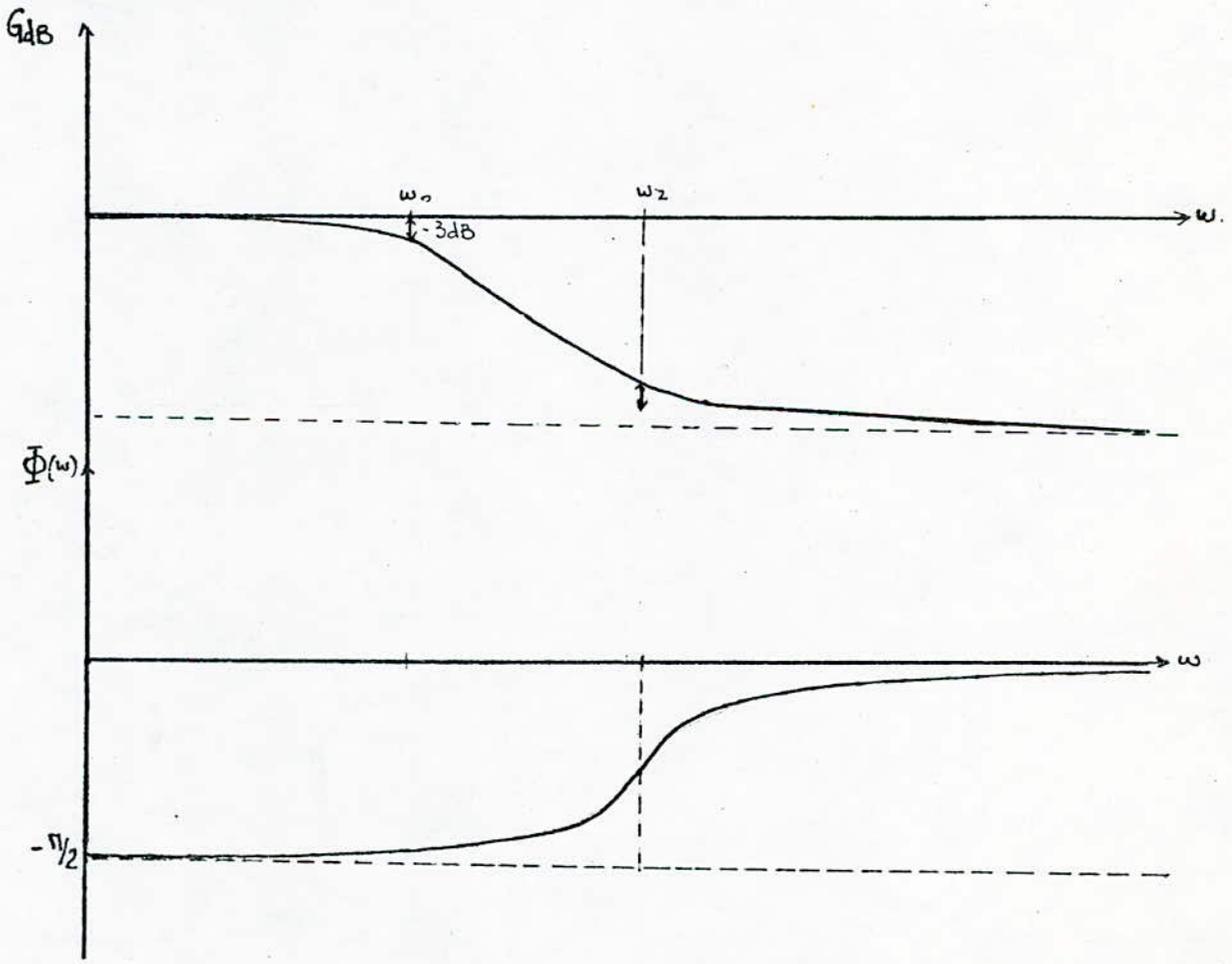
$\omega_0 = \frac{1}{R_1 C}$
 $\omega_2 = \frac{1}{R_2 C}$

L'argument est donné par:

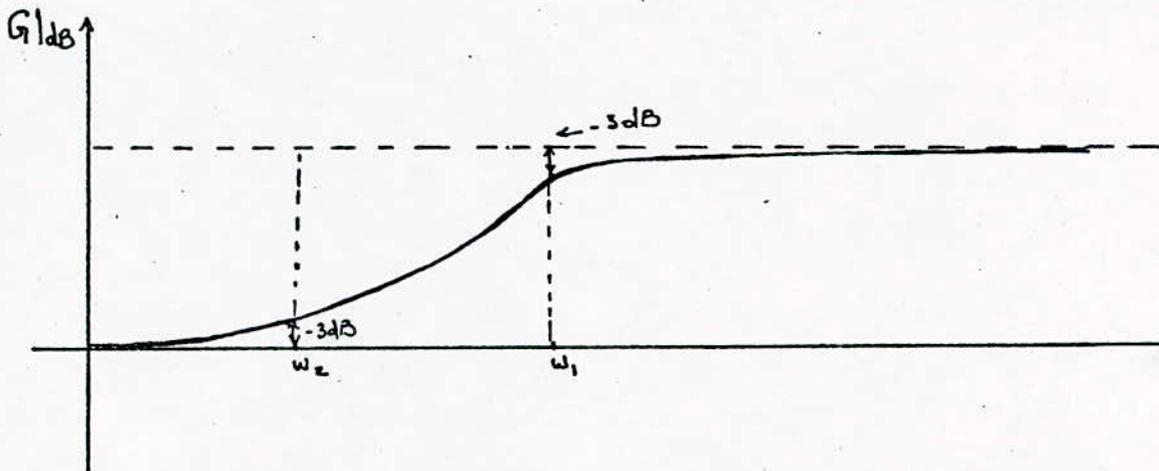
$$\text{Arg } G = -\text{Arctg} \omega/\omega_2 - \pi/2$$

Trois cas sont à envisager selon les valeurs de ω_0 et ω_2 ;

a) Cas où $\omega_0 \ll \omega_2$ ($R_1 \gg R_2$):



b) Cas où $w_0 \gg w_2$ ($R_1 \ll R_2$)



Dans ce cas, le filtre atténue toutes les composantes inférieures à la fréquence de coupure et ne joue plus le rôle de filtre passe-bas contrairement au cas précédent.

c) Cas où $w_0 = w_2$ ($R_1 = R_2$)

Ce cas n'est pas intéressant car le filtre se comporte comme un suiveur puisqu'il laisse passer toutes les harmoniques qui sont présentes à l'entrée.

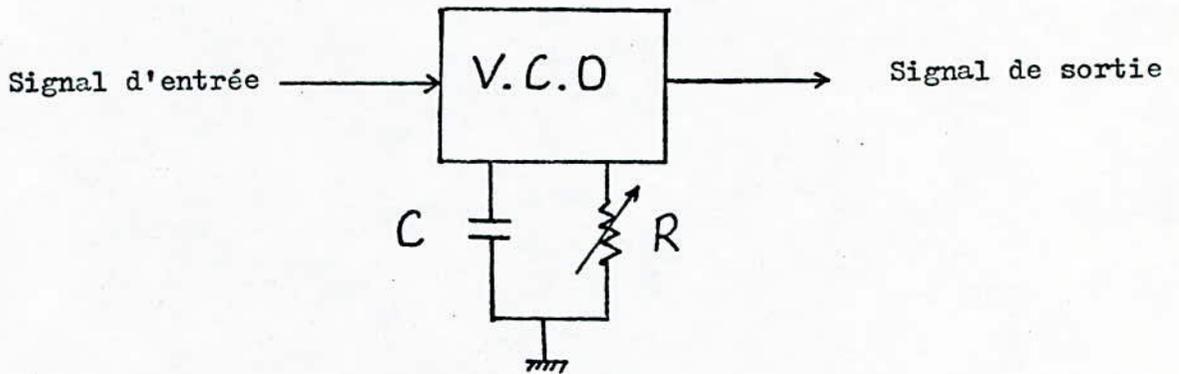
Conclusion:

Le filtre actif présente de meilleures performances que les précédents car il peut être utilisé de diverses façons et, lorsqu'il joue son rôle de filtre passe-bas, son flanc de coupure est très raide.

2.3. L'OSCILLATEUR A TENSION COMMANDEE (V.C.O).

C'est un oscillateur dont la frequence de repos est controlée par le signal de sortie du comparateur de phase .La frequence du V.C.O peut se deplacer sur une plage dite "plage de verrouillage" et ceci autour de sa frequence libre d'oscillation c'est à dire de sa frequence d'oscillation lorsqu'il n'y a aucune tension de commande à l'entrée.

Dans le cas simple d'une boucle P.L.L,cette frequence est fonction des éléments Ret C. (Fig:II).



Fig(II)

X

C H A P I T R E I I

APPLICATION DE LA P.L.L A L'ASSERVISSEMENT DE LA VITESSE D'UN
MOTEUR A COURANT CONTINU

Y

I. ETUDE STATIQUE DE LA BOUCLE/

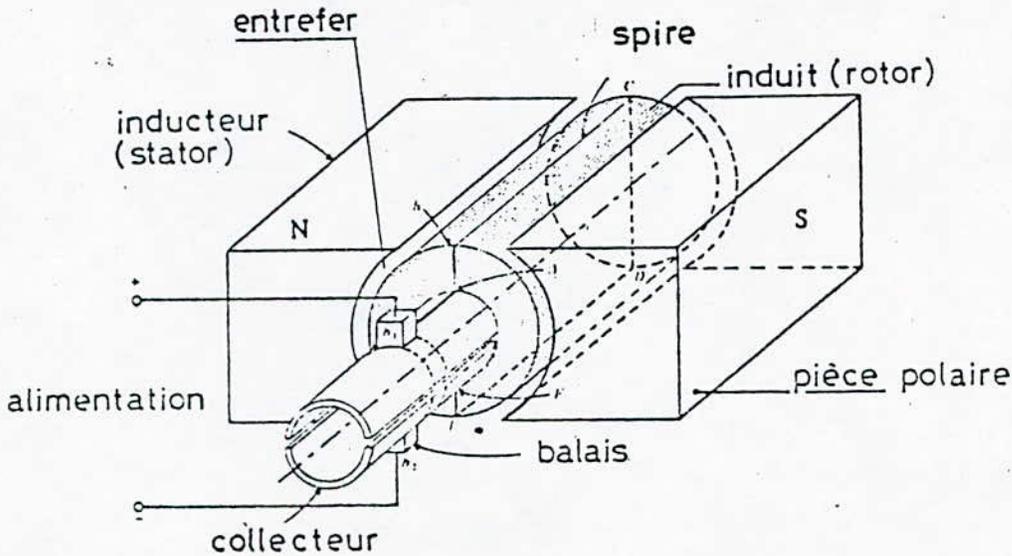
I.I. MOTEURS A COURANT CONTINU/

I.I.I. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT:

Un moteur à courant continu (C.C) comprend essentiellement:

-Un inducteur créant un champ magnétique constant.

-Un induit constitué de N spires disposées régulièrement sur un cylindre selon les plans diamétraux et réunies les unes aux autres par l'intermédiaire d'un collecteur. Sur la ligne équidistante des deux pôles sont calés deux balais comme le montre la figure (I2).



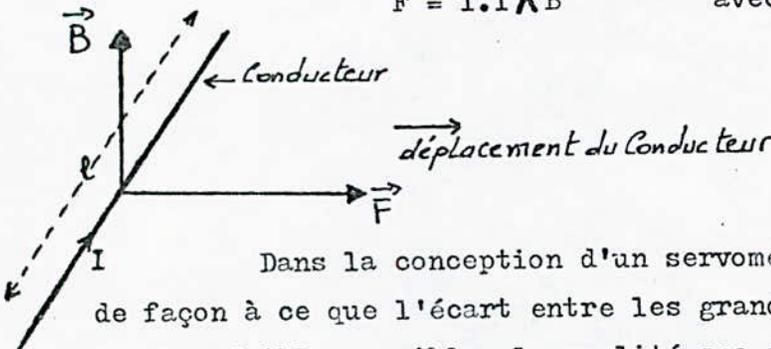
Fig(I2)

Le principe de fonctionnement de ces moteurs repose sur la loi de LAPLACE qui s'annonce comme suit:

"Un conducteur de longueur "l" parcouru par un courant "I" placé dans un champ d'induction "B" est soumis à une force "F" telle que:

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

avec \vec{F} : force de LAPLACE.
 I: intensité dans le conducteur.
 l: longueur du conducteur.
 B: induction magnétique traversant le conducteur.

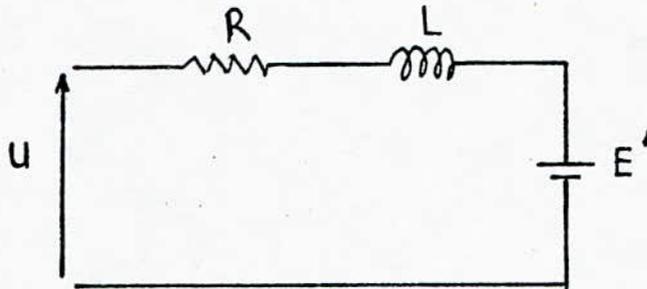


Dans la conception d'un servomécanisme, nous concevons le moteur de façon à ce que l'écart entre les grandeurs d'entrée et de sortie soit le plus faible possible. La qualité que nous rechercherons sera la rapidité de réponse du système à une action ou un ordre à partir de l'entrée.

Un servomoteur doit posséder les qualités suivantes:

- Une faible inertie
- Des frottements négligeables
- Une constante de temps mécanique faible
- Une gamme de vitesse étendue
- Un seuil de démarrage très faible
- Un encombrement réduit

SCHEMA ELECTRIQUE D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU:



Fig(I3)

Le fonctionnement du moteur est régi par un certain nombre d'équations qui lient entre eux les différents paramètres et variables relatifs au moteur et qui sont les suivants:

- Le moment d'inertie J_m
- La vitesse angulaire Ω_m (position angulaire)
- Les frottements visqueux f_m (négligeables)
- La tension d'alimentation U ; L'intensité d'induit I
- La résistance d'induit R
- L'inductance L (négligeable)
- La force contre électro-motrice $E' = K' \cdot I$
- Le couple électromagnétique $C_m = K'' \cdot I$

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

$$U = RI + E' \quad \text{avec} \quad E' = K' \Omega_m$$

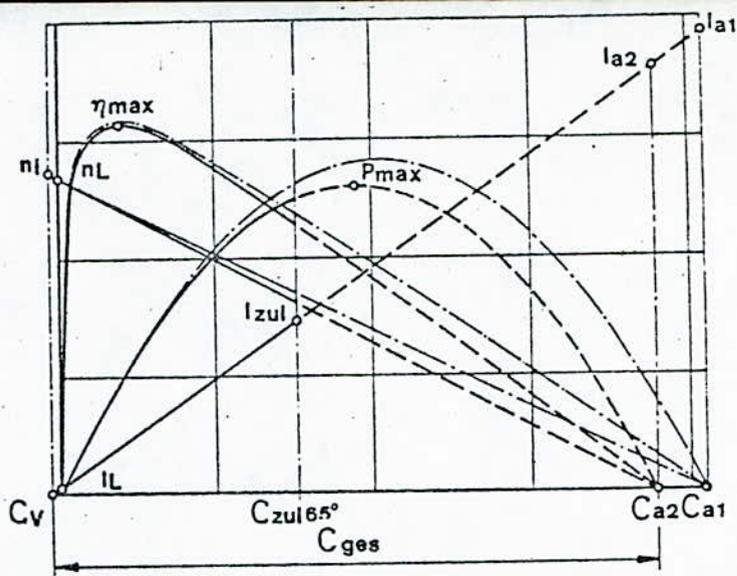
$$C_m = K'' I$$

De ces deux relations, on tire;

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

La figure (I4) illustre les différentes caractéristiques statiques déduites de ces relations et donne les courbes d'évolution du rendement et de la puissance développée par le moteur

La figure (I5) montre les différents éléments entrant dans la constitution d'un servomécanisme, utilisé en robotique:



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

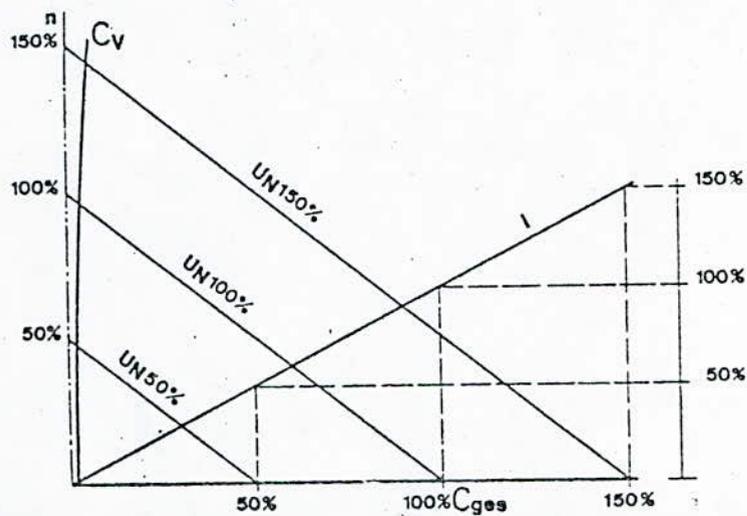
n_1 Vitesse idéale ($C_V = 0$)
 n_l Vitesse à vide
 I_l Courant à vide
 I_{zul} Courant admissible

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

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

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

Fig: (14)



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

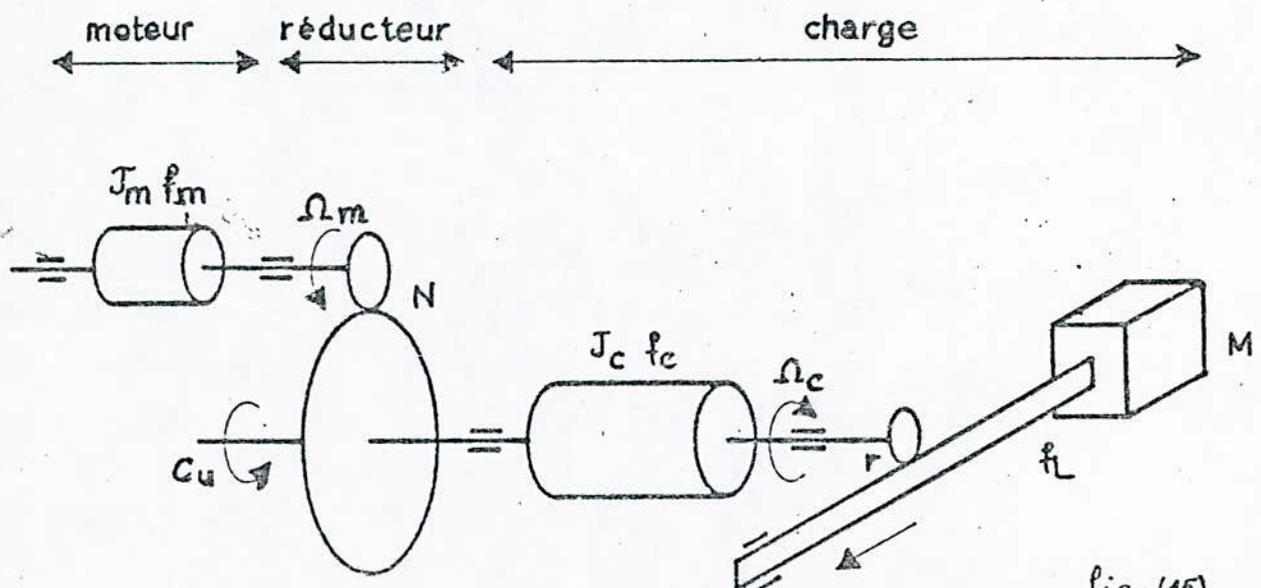


fig: (15)

Eléments entrants dans la conception d'un servo-mécanisme

La relation fondamentale de la dynamique donne les équations ci-dessous:

Sur l'arbre-moteur:

$$C_m = J_m \frac{d\Omega_m}{dt} + f_m \cdot \Omega_m + C_c / N \quad N: \text{ rapport de réduction}$$

Sur l'arbre-récepteur:

$$C_c = J_c \cdot d\Omega_c/dt + f_c \cdot \Omega_c + f_L \cdot r \cdot d\Omega_c/dt + f_L \cdot r \cdot \Omega_c + C_u$$

où C_u représente le couple résistant de la charge (couple utile)
-de ces deux équations, on en déduit;

$$C_m = J_T \cdot d\Omega_m/dt + f_T \cdot \Omega_m + C_u/N.$$

En posant

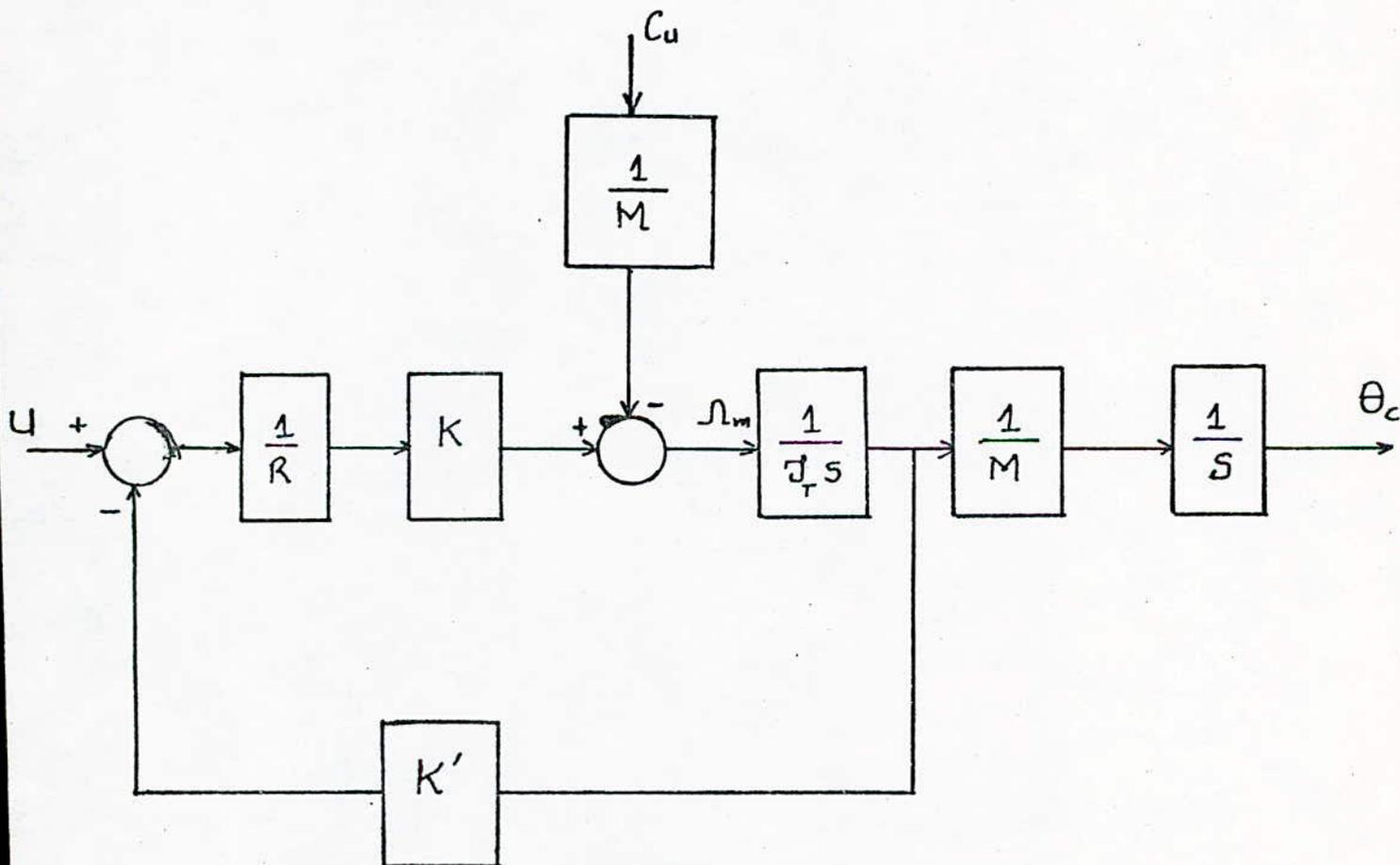
$$f_T = f_m + f_c/N^2 + f_L \cdot r^2/N^2$$

$$J_T = J_m + J_c/N^2 + M r^2/N^2$$

où

f_T est le coefficient de frottement visqueux ramené sur l'arbre moteur et J_T l'inertie totale ramenée sur l'arbre-moteur .

Cette dernière équation associée aux précédentes permet d'établir le diagramme fonctionnel de l'ensemble. Fig(I6)



Fig(I6)

En supposant que les frottements sur l'ensemble de la transmission sont négligeables, le système possède les fonctions de transfert suivantes selon que l'on s'intéresse à la vitesse de rotation ou à la position de la charge :

$$\frac{\Omega_c(s)}{U(s)} = \frac{I/NK'}{I + (RJ_T/KK')s}$$

$$\frac{\theta_c(s)}{U(s)} = \frac{I/NK'}{s(I + (RJ_T/KK')s)}$$

Nous remarquons que la constante de temps $T_m = RJ_T/KK'$ du moteur est proportionnelle au moment d'inertie J_T de l'ensemble moteur-charge à vide c'est à dire que T_m dépendra uniquement de J_m .

L'apport d'une charge augmentera le moment d'inertie, ce qui a pour effet de rendre T_m plus important.

Du point de vue de la fonction de transfert, le pôle $-1/T_m$ introduit par le moteur se rapprochera beaucoup plus du zéro et va donc affecter le comportement de la boucle du point de vue de la stabilité.

I.2. LE CODEUR OPTIQUE INCREMENTAL/

Dans le cadre de l'asservissement de la vitesse d'un moteur, il est impératif de connaître à tout instant sa vitesse d'où la nécessité de disposer sur l'arbre de celui-ci d'un organe de captation de cette vitesse.

Il existe deux grandes catégories de capteurs de vitesse qui fournissent un signal proportionnel à la vitesse du moteur:

LES CAPTEURS ANALOGIQUES

- à variation de résistance ou résistifs
- à variation d'inductance mutuelle
- à force électromotrice induite par mouvement.

LES CAPTEURS DIGITAUX

- le codeur incrémental optique.
- le codeur absolu.

Dans le cadre de notre étude, nous examinerons uniquement le codeur incrémental optique encore appelé générateur d'impulsions qui présente les meilleures performances (précision, résolution...) .

Le codeur à disque:

Le codeur à disque est un exemple typique de capteur qui effectue directement la conversion d'une grandeur physique en son expression numérique. Cette grandeur est dans ce cas la rotation d'un axe et deux variables importantes sont généralement à détecter:

- la position angulaire
- la vitesse angulaire

Le codeur incrémental:

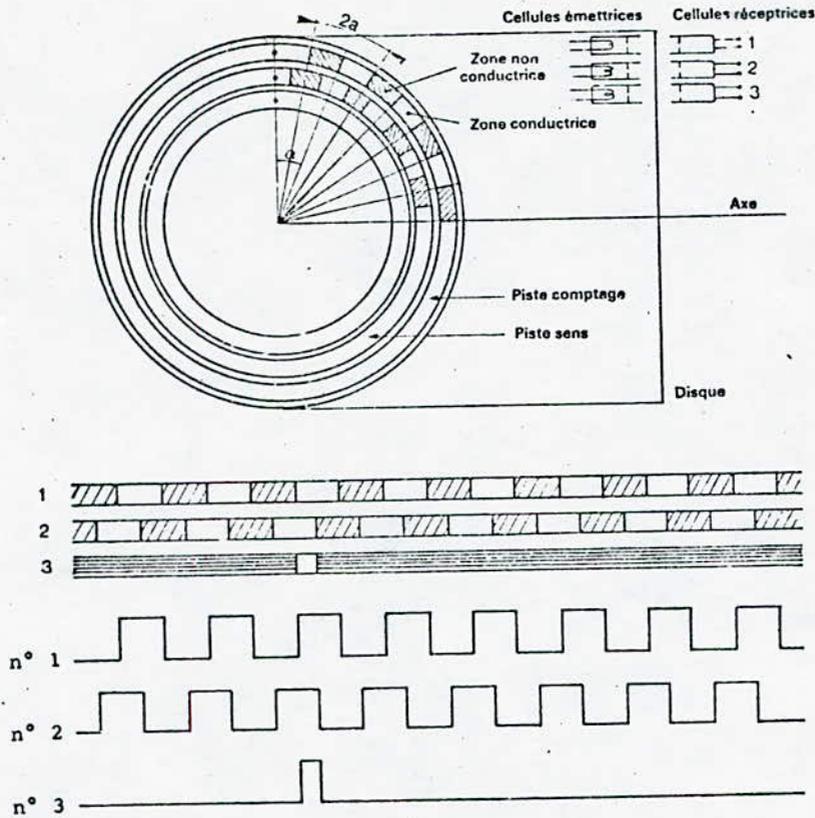
Le codeur incrémental est un disque mobile autour d'un axe perpendiculaire à son plan, divisé en N secteurs égaux de longueur $2a$ à la périphérie. L'angle d'ouverture α de ceux-ci est de $360^\circ/N$ degrés.

Il délivre une impulsion chaque fois que l'angle θ subit une variation de $21.000/N$ minutes d'arcs dans un sens ou dans l'autre. Le paramètre N est selon les modèles, compris entre 2^8 et 2^{12} .

La figure(I7) présente schématiquement la constitution d'un codeur à disque incrémental à deux phases.

Une couronne pour les codeurs à une phase (rare) et deux couronnes pour les codeurs à deux phases sont découpées comme le précise la figure en zones alternativement conductrices ou non de lumière (opaque ou transparent).

Dans ce cas, on dispose d'émetteurs de lumière à filaments ou optoélectroniques d'un côté du disque et de récepteurs photoélectriques de l'autre côté (ceci pour chaque piste).



Fig(I7)

Pour chaque passage d'un secteur au suivant, il y'a une transition de niveau d'un front de courant dans le cas d'une photodiode. Pour éviter que la durée de la transition ne dépende de la vitesse de rotation, on utilise généralement un circuit de remise en forme ou un Trigger de SCHMIDT.

La fréquence délivrée sera N fois supérieure à celle de rotation du disque. En effet, si n_t est le nombre de tours par seconde, on aura:

$$\Omega = 2 \cdot \pi \cdot n_t \quad (\text{rad/sec}) \quad \text{et} \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot f = N \cdot \Omega$$

Pour exploiter l'information fournie, il faut nécessairement un accumulateur pour stocker chaque transition.

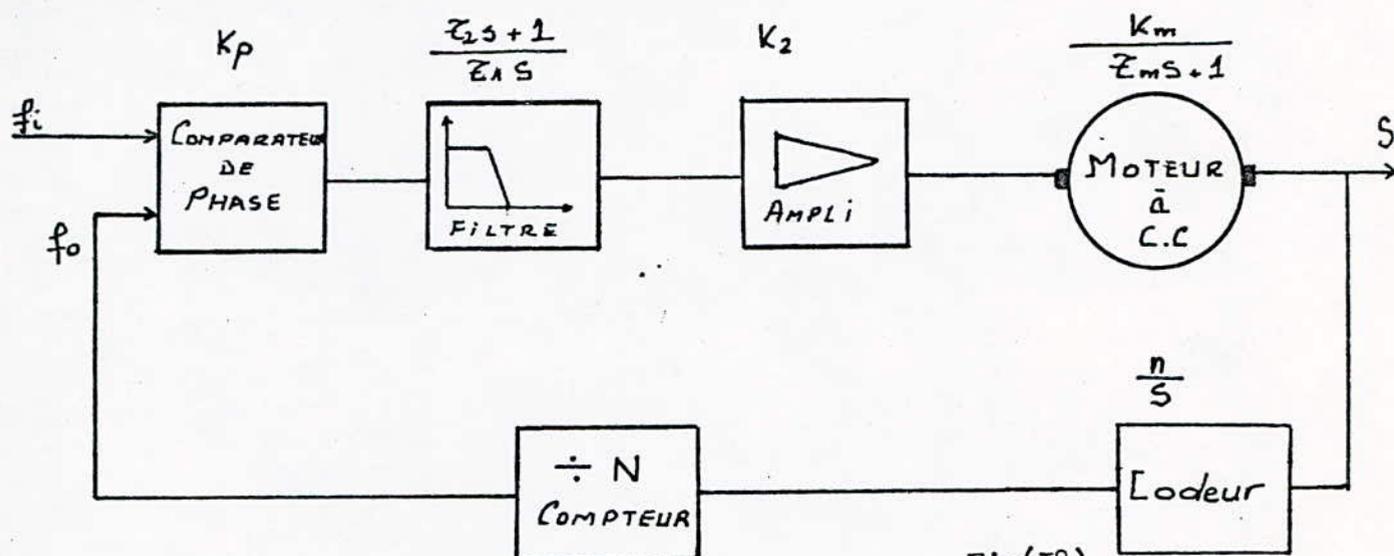
Un compteur électronique constitué de X étages peut enregistrer jusqu'à $2^X - 1$ impulsions. Ainsi, un déplacement angulaire Θ repéré par rapport à une position d'origine à laquelle correspond par exemple une remise à zéro du compteur donnera un contenu numérique B dans le compteur tel que:

$$\Theta = B \cdot \alpha = B \cdot \frac{2 \pi}{N}$$

2.I.I. STABILITE DANS LE CAS D'UNE FONCTION DE TRANSFERT LINEAIRE DU COMPAREUR DE PHASE

i) ANALYSE PAR LA METHODE DU LIEU DES RACINES

Nous nous proposons de déterminer les conditions de stabilité du système donné sur la figure suivante:



Ce système est caractérisé par sa fonction de transfert en boucle ouverte $GH(s)$ telle que :

$$GH(s) = K \cdot \frac{(s + 1/z_2)}{s^2(s + 1/z_m)} \quad K: \text{gain total de la boucle}$$

La résolution de l'équation caractéristique $1 + GH(s) = 0$ permet de déterminer les pôles de la fonction de transfert en boucle fermée;

$$1 + GH(s) = 0 \Rightarrow s^3 + \frac{1}{z_m} s^2 + K \cdot s + K \cdot \frac{1}{z_2} = 0$$

Construction du lieu des racines:

La construction du lieu des racines obéit à certaines règles et notamment:

- 1°) la détermination des portions appartenant au lieu des racines sur l'axe réel du plan des s .
- 2°) la détermination du centre et des angles des asymptotes et le tracé de celles-ci.
- 3°) l'esquisse d'un graphe approximatif des branches formant le lieu
- 4°) la détermination des angles de départ et d'arrivée aux pôles ou aux zéros du plan complexe (s'ils existent).
- 5°) l'application du critère d'angle pour les points du plan.
- 6°) la détermination des points coalescents (ou points de cassure).
- 7°) l'application du critère du module afin de déterminer les valeurs de K le long des branches.

Nous allons appliquer ces règles à la construction du lieu des racines du système proposé précédemment:

a) Lieu sur l'axe réel:

τ_m est fixé à 0,25 secondes et τ_2 à 1 seconde (comme nous le verrons ultérieurement). La fonction de transfert en boucle ouverte devient:

$$GH(s) = K \cdot \frac{(s+1)}{s^2(s+4)}$$

Donc le lieu sur l'axe réel sera compris entre -1 et -4.

b) Centre des asymptotes:

Il est calculé à partir de la formule suivante:

$$\sigma_c = - \frac{\sum p_i - \sum z_i}{n - m} \quad \begin{array}{l} n: \text{nombre de pôles} \\ m: \text{nombre de zéros} \end{array}$$

Dans notre cas, $\sigma_c = -1,5$

c) Détermination de l'angle des asymptotes:

Pour $K > 0$, les angles seront donnés par;

$$\beta = \frac{(2\lambda + 1) \cdot \pi}{n - m} \quad \text{c'est à dire} \quad \begin{array}{l} \lambda = 0, \beta_1 = \pi/2 \\ \lambda = 1, \beta_2 = 3\pi/2 \end{array}$$

d) Détermination des points coalescents:

Ces points sont donnés par l'expression:

$$\sum_{i=1}^n \frac{1}{\sigma_c + p_i} = \sum_{i=1}^m \frac{1}{\sigma_c + z_i}$$

Suivant notre cas, on aboutit à la résolution de l'équation

$$2X^2 + 7X + 8 = 0 \quad \text{avec} \quad X = \sigma_c$$

le discriminant étant négatif, les solutions réelles n'existent pas.

Construction du lieu des racines/

Dans notre cas, l'équation caractéristique s'écrit:

$$s^2 (s + 1/\tau_m) + K \cdot s + K/\tau_2 = 0 \quad \text{avec} \quad K = \frac{K_m \cdot K_2 \cdot V_s \cdot n \cdot R_2 \cdot C}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C}$$

Si on pose $K' = \frac{K_m \cdot K_2 \cdot V_s \cdot n}{2 \cdot \pi \cdot \tau_m}$ et $\alpha = R_2/R_1$, on a : $K = K' \cdot \alpha$.

L'équation caractéristique devient;

$$s^3 + 4s^2 + K' \cdot \alpha \cdot s + K' \cdot \alpha = 0$$

Il suffit de résoudre celle-ci en fonction des différentes valeurs de K' pour situer le lieu des racines. On utilise pour cela une méthode de résolution d'une équation algébrique du troisième degré (Ref: Angot);

Faisons le changement de variable $s = z - 4/3$; on obtient:

$$z^3 - z(16/3 - K' \cdot \alpha) - [K' \cdot (4\alpha/3 - \alpha) - 128/27] = 0$$

En posant $p = 16/3 - K'$ et $q = K' \cdot (4/3 -) - 128/27$, on obtient :

$$z^3 - p \cdot z - q = 0$$

Nous avons établi un programme en langage BASIC sur microordinateur (le H.P 250) qui nous permet de calculer toutes les racines de l'équation caractéristique lorsque K' varie de 0 à 500 suivant que α est égal respectivement à 1, 1/5 et 1/10. Ceci nous a permis de tracer quatre courbes différentes (Fig: 19, 20, 21, 22). Le programme est donné en annexe.

Remarque:

La constante α dépendant de R_1 et R_2 , montre l'influence du zéro introduit par le filtre ($-1/\tau_z$) dans la fonction de transfert en boucle ouverte du point de vue de la stabilité du système.

La figure (19) représente le lieu des racines pour un zéro de la fonction de transfert égal à 1. La figure (20) est tracée pour un zéro égal à 0,2 et la figure (21 et 22) pour un zéro égal à 0,5 pour un rapport α de 0,1 et 0,2.

Le pôle $-1/\tau_m$ étant fixe, lorsque le zéro de la fonction de transfert se rapproche de l'origine, le lieu des racines se referme et le système est d'autant plus stable que lorsqu'il s'en éloigne.

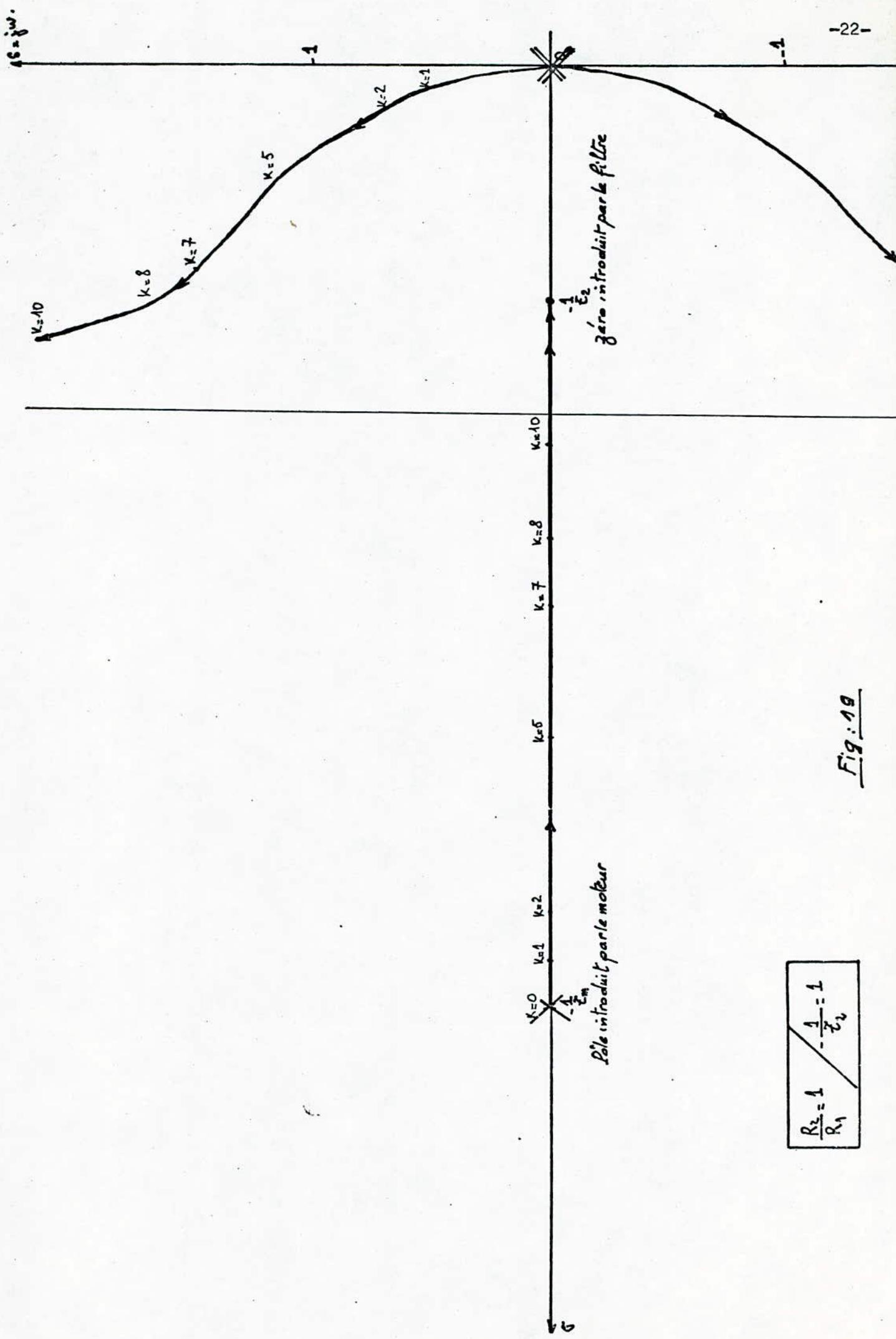
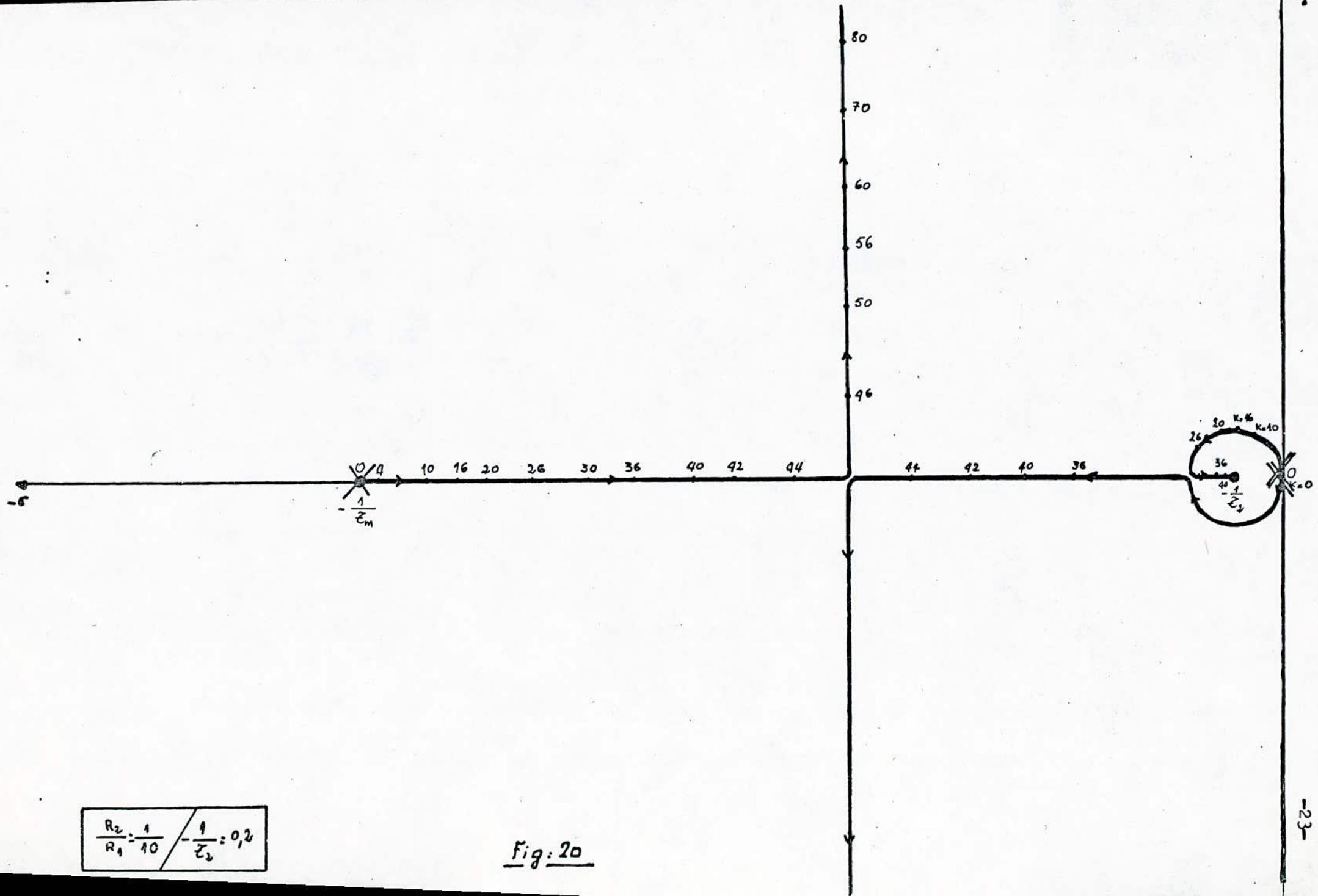
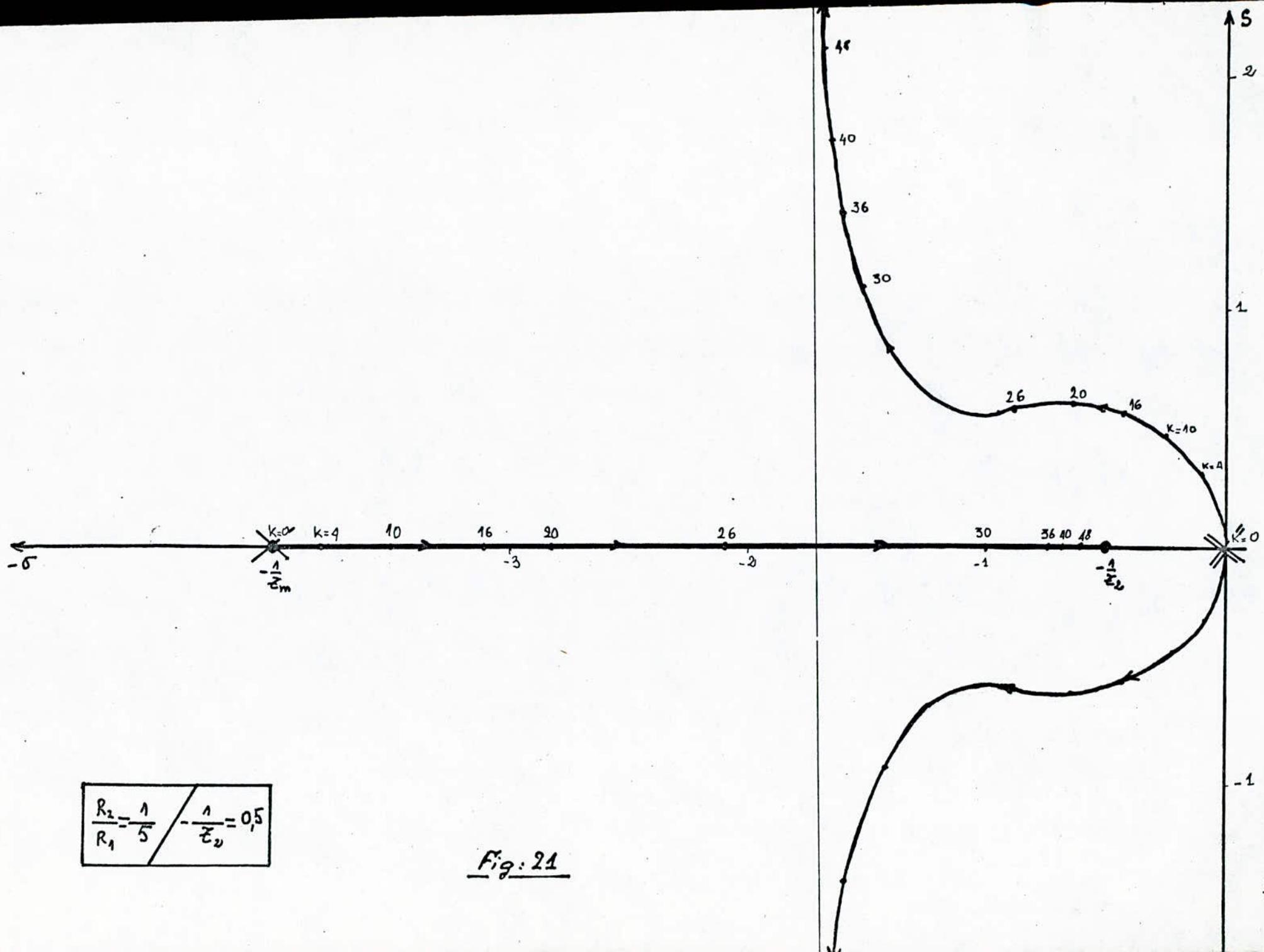


Fig. 19



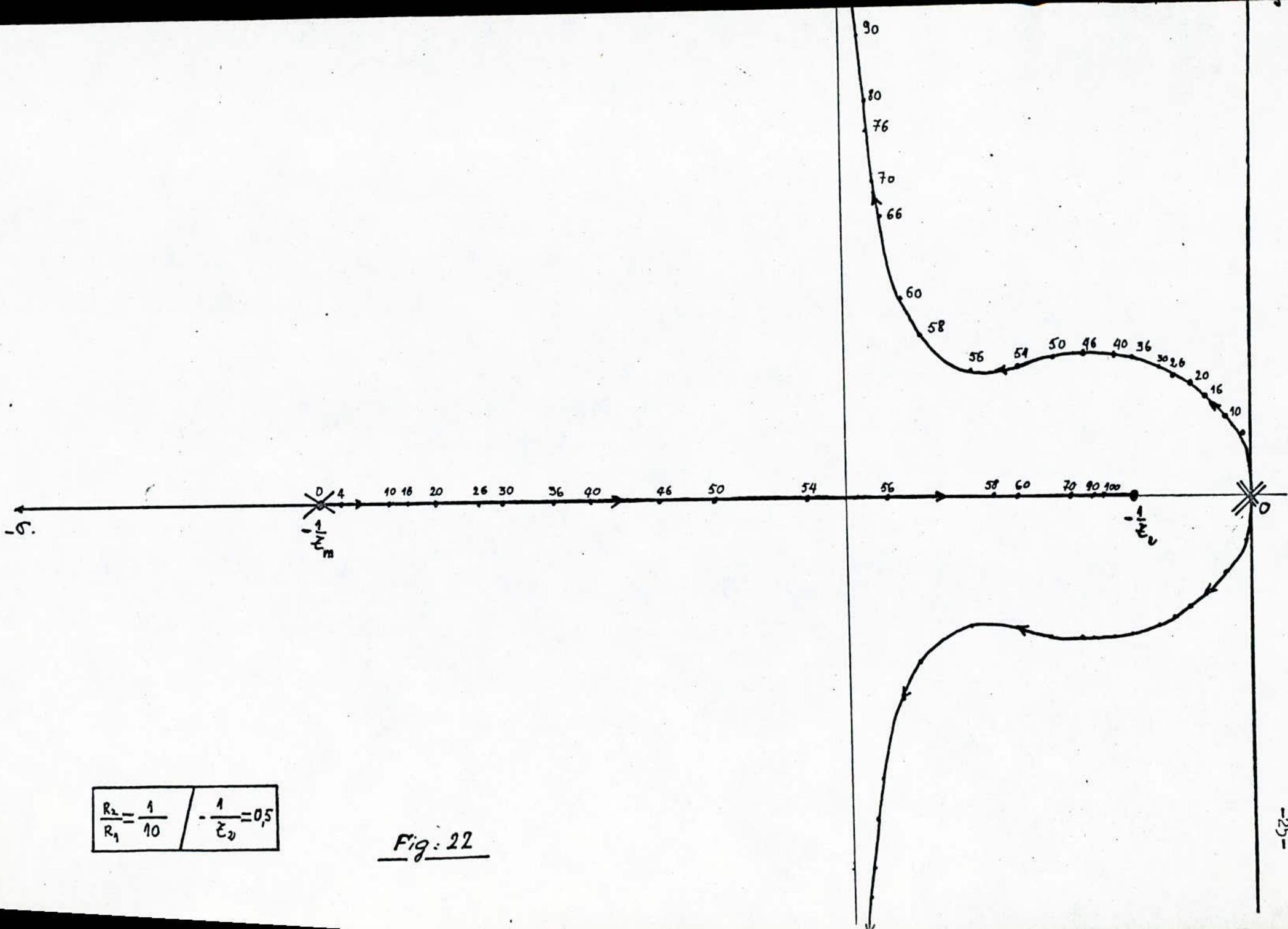
$\frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{10}$	$\frac{1}{z_2} = 0,2$
----------------------------------	-----------------------

Fig: 20



$\frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{5}$	$-\frac{1}{z_v} = 0,5$
---------------------------------	------------------------

Fig. 21



$\frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{10}$	$-\frac{1}{\epsilon_2} = 0,5$
----------------------------------	-------------------------------

Fig: 22

ii) ANALYSE DE LA STABILITE PAR LES DIAGRAMMES DE BODE/

L'étude de la stabilité de la boucle d'asservissement par le tracé des courbes de BODE nous permettra de déterminer la marge de gain, la marge de phase ainsi que la plage de verrouillage du système:

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit:

$$GH(s) = K' \cdot \frac{\tau_2 s + 1}{s^v (\tau_m s + 1)} \quad \text{avec } K' = \frac{V_s \cdot K_m \cdot K_2 \cdot n}{2 \tau_1}$$

En régime harmonique, cette fonction devient:

$$GH(j\omega) = K' \cdot \frac{1 + j(\omega/\omega_2)}{(j\omega)^v (1 + j(\omega/\omega_m))} \quad \text{tel que } \begin{matrix} \omega_2 = 1/\tau_2 \\ \omega_m = 1/\tau_m \end{matrix}$$

D'où l'expression en décibels;

$$GH(j\omega)_{db} = G_0 + 10 \cdot \log [1 + (\omega/\omega_2)^2] - 40 \cdot \log(\omega) - 10 \cdot \log [1 + (\omega/\omega_m)^2]$$

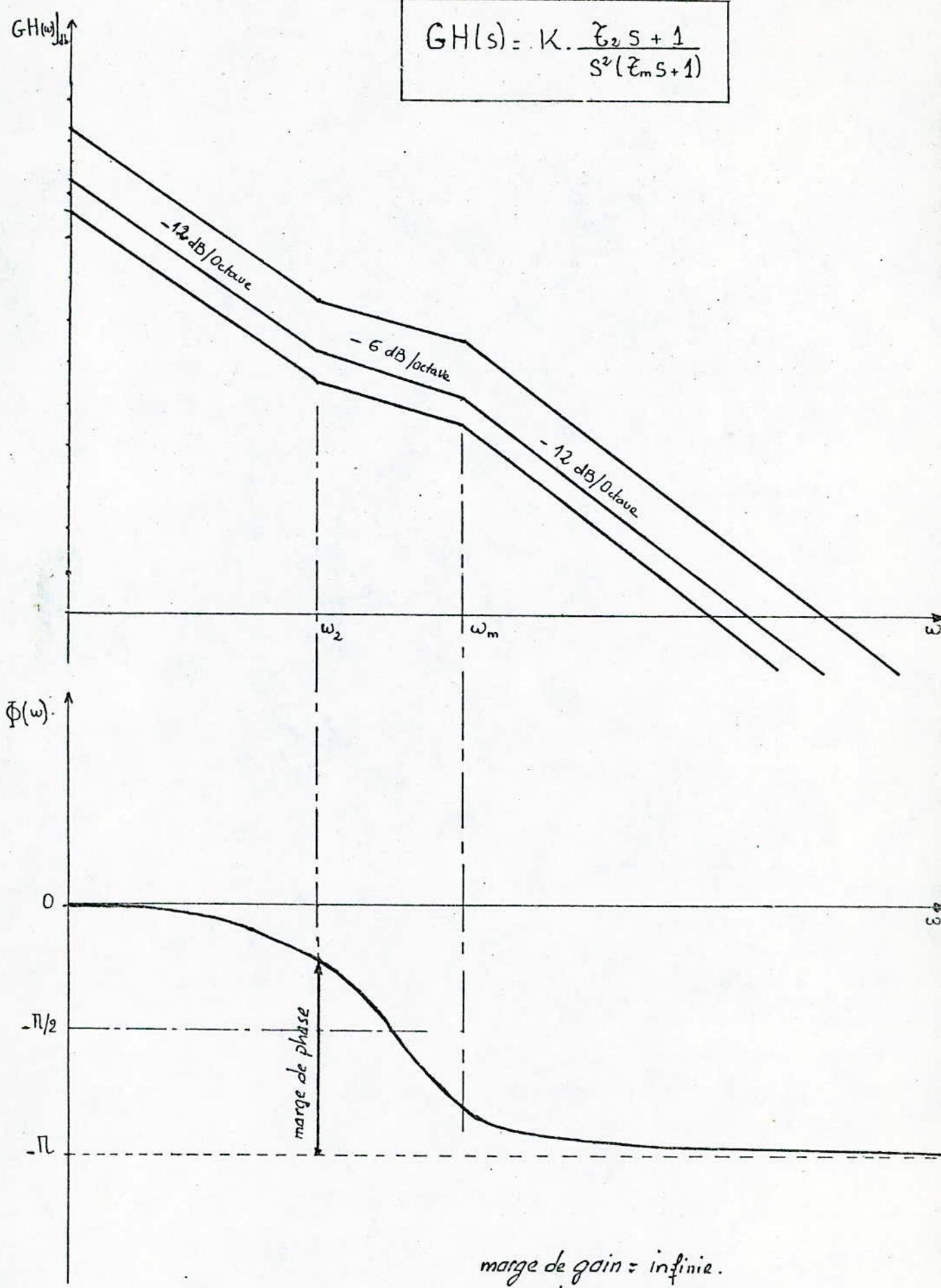
$$\text{avec } G_0 = 20 \cdot \log K'$$

Le diagramme des phases est donné par:

$$\text{Arg } GH(j\omega) = \text{Arg}(K') + \text{Arg} [1 + j\omega/\omega_2] - \text{Arg}(j\omega)^v - \text{Arg} [1 + j(\omega/\omega_m)]$$

La figure(33) représente ces diagrammes en amplitude et en phase du système possédant la fonction de transfert proposée antérieurement.

$$GH(s) = K \cdot \frac{\zeta_2 s + 1}{s^2 (\zeta_m s + 1)}$$



marge de gain = infinie.
marge de phase = 48°
bande passante = 10 hertz

Fig(23)

iii) COMPARAISON DES DEUX METHODES//

L'étude de la stabilité du système par la méthode du lieu des racines nous a permis de voir que celui-ci est stable et de comprendre l'influence du zéro introduit par le filtre dans la fonction de transfert par rapport au pôle du moteur.

Le diagramme de BODE nous a permis d'évaluer la bande passante du système de contrôle, la marge de gain ainsi que la marge de phase.

2.1.2 ANALYSE DE LA STABILITE DANS LE CAS DISCRET DU COMPAREUR DE PHASE//

En pratique, l'asservissement de la vitesse d'un moteur à courant continu par la technique P.L.L se révèle plus délicate du point de vue de la stabilité que ne le prévoit la théorie.

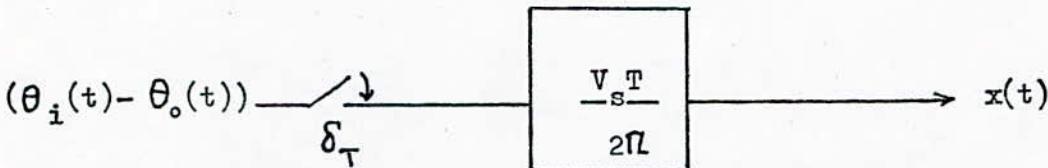
Un modèle mathématique proposé par JACOB TAL (Réf:IV) nous permettra d'établir les conditions de stabilité de la boucle, d'expliquer son comportement instable aux vitesses faibles et d'en déduire la plage de verrouillage ainsi que les limites de la fréquence du signal de référence (commande).

Pour cela, un modèle linéarisé du détecteur de phase est proposé comme suit:

Lorsque le signal de référence est périodique (de période T), la sortie du comparateur de phase x(t) est obtenue en échantillonnant la différence de phase $(\theta_i(t) - \theta_o(t))$ par un train d'impulsions de période T et d'amplitude $V_s T / 2\pi$; c'est à dire:

$$x(t) = \frac{V_s T}{2\pi} \sum_{k=0}^{\infty} (\theta_i(t) - \theta_o(t)) \cdot \delta(t - kT) \quad (\text{Réf:V})$$

Le schéma équivalent de celui-ci devient le suivant:



Le système continu se verra ainsi modifié en un système linéaire discret.

On voit apparaitre un terme en e^{-kTs} ; de ce fait, l'utilisation de la transformée de LAPLACE s'avère très délicate à employer pour des systèmes discrets.

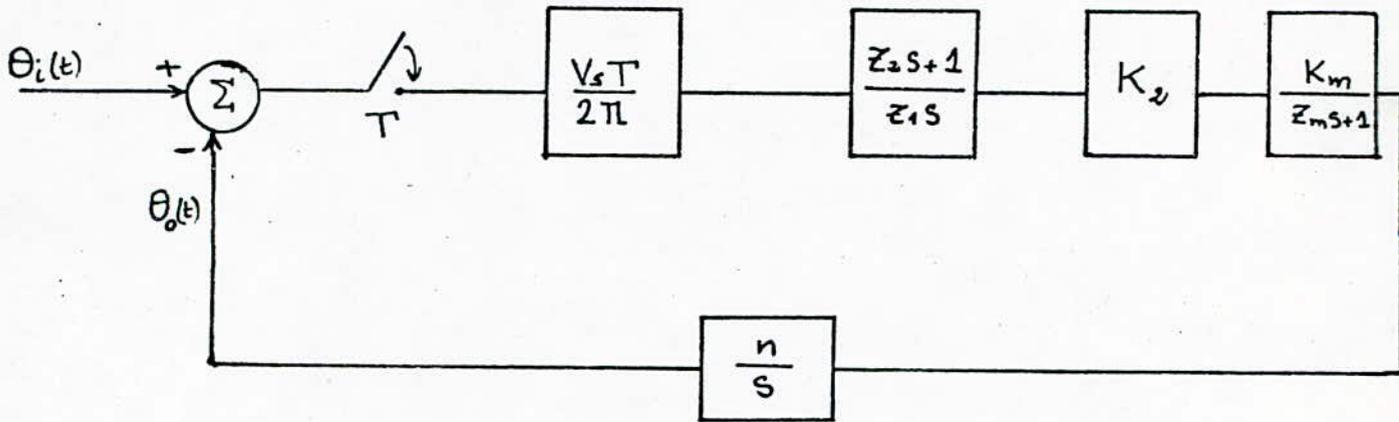
La transformée en Z qui permet de passer de fonctions transcendentes en s ont leur équivalents algébriques en Z en posant $z = e^{Ts}$ ($s = 1/T \cdot \text{Log}z$) et, d'utilisation beaucoup plus adéquate à cet effet.

Remarque:

Dans le plan des s, la boucle est stable quand les racines de l'équation caractéristique $1 + H(s) = 0$ sont à partie réelle négative. Dans le plan des z, la condition de stabilité est remplie lorsque les racines de l'équation caractéristique $1 + H(z) = 0$ se situent dans le cercle de rayon unitaire ($|z| = 1$).

ANALYSE DE LA STABILITE/

Le problème de la stabilité peut être étudié à partir de ce modèle représenté sur la figure suivante:



La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit:

$$H(s) = \frac{V_s \cdot T}{2\pi} \cdot \frac{z_2 s + 1}{z_1 s} \cdot \frac{K_m}{z_m s + 1} \cdot \frac{n}{s} \cdot K_2$$

ou encore

$$H(s) = K \cdot \frac{s + I/z_2}{s^2(s + I/z_m)} \quad \text{avec } K = \frac{n \cdot V_s \cdot T \cdot K_m \cdot K_2 \cdot z_2}{2\pi \cdot z_1 \cdot z_m}$$

La décomposition de H(s) en éléments simples donne:

$$H(s) = \frac{K(1 - z_m/z_2)z_m}{s} + \frac{K(z_m/z_2)}{s^2} + \frac{K(z_m/z_2 - 1)z_m}{s + I/z_m}$$

La nature discrète du système nous ramène à la transformée en Z tel que:

$$H(z) = \frac{K(1 - z_m/z_2)z_m}{1 - z^{-1}} + \frac{K(z_m/z_2)}{(1 - z^{-1})^2} + \frac{K(z_m/z_2 - 1)z_m}{1 - z^{-1} \cdot e^{-T/z_m}}$$

Etude de l'équation caractéristique $1 + H(z) = 0$:

Cette équation est de la forme $A \cdot z^3 + B \cdot z^2 + C \cdot z + E = 0$ où A, B, C, E sont définies par:

$$A = 1$$

$$B = K z_m (1 - z_m/z_2) (1 - e^{-T/z_m}) - e^{-T/z_m} K z_m / z_2 - 2$$

$$C = K(z_m/z_2) \cdot e^{-T/z_m} (z_2 - z_m - 1 + 2 z_2 / K z_m) \frac{z_m}{z_2} - K(z_m/z_2) \cdot (z_2 - z_m) + 1$$

$$E = -e^{-T/z_m}$$

En utilisant la transformation conforme $z = \frac{\lambda + 1}{\lambda - 1}$ qui transforme l'intérieur du cercle de rayon unité dans le plan complexe de la variable λ , nous pourrons appliquer le critère de ROUTH-HERWITZ (Ref: Schau)

Après avoir posé $z = \frac{\lambda + 1}{\lambda - 1}$, l'équation caractéristique devient:

$$(A+B+C+E)\lambda^3 + (3A+B-C-3E)\lambda^2 + (3A-B-C+3E)\lambda + (A-B+C-E) = 0$$

En utilisant le critère de ROUTH-HERWITZ, à l'équation caractéristique précédente, on obtient les conditions suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} A + B + C + E > 0 \\ 3A + B - C - 3E > 0 \\ \frac{(3A + B - C - 3E)(3A - B - C + 3E) - (A + B + C + E)(A - B + C - E)}{3A + B - C - 3E} > 0 \\ A - B + C - E > 0 \end{array} \right.$$

Condition (1):

$$A + B + C + E > 0 \implies K \tau_m / \tau_2 (1 - e^{-T/\tau_m}) > 0$$

Comme le terme $(1 - e^{-T/\tau_m})$ est toujours compris sur l'intervalle $(0, 1)$ et que les constantes τ_m et τ_2 sont positives, alors, on en déduit que $K > 0$.

Condition (2):

$$3A + B - C - 3E > 0 \implies 2(1 - \tau_m/\tau_2) - 2e^{-T/\tau_m}(1 - \tau_m/\tau_2) + 1/\tau_2(1 + e^{-T/\tau_m}) > 0$$

Comme $\tau_m = 0,25 \text{ Sec} = I/4 \text{ Sec}$, après arrangement on aboutit à :

$$e^{-T/\tau_m}(2 - 3/2\tau_2) < 2 + 1/2\tau_2.$$

Puisque le deuxième membre de l'inéquation est positif et, si le premier l'est aussi, alors, on peut en déduire la relation suivante:

$$|T| < \tau_m \log \left| \frac{2 - 3/2\tau_2}{2 + 1/2\tau_2} \right|$$

$$\text{avec } \tau_2 > 0,75 \text{ Sec}$$

Remarque:

Cette condition sur la période T du signal d'entrée est nécessaire mais pas suffisante pour assurer la stabilité du système.

Condition (3):

Après simplification de l'expression, on obtient:

$$-8C + 8BE - 8E + 8 > 0$$

ou encore,

$$8K \tau_m (1 - \tau_m/\tau_2) (e^{-T/\tau_m} - 1)^2 > 0$$

Cette relation ne nous renseigne aucunement sur les limites du gain K et de la période du signal d'entrée T .

Condition (4):

La relation $A - B + C - E > 0$ devient;

$$K \tau_m \left[2e^{-T/\tau_m} (1 - \tau_m/\tau_2 - 1/2\tau_2) - 2(1 - \tau_m/\tau_2 + 1/2\tau_2) \right] > -4(e^{-T/\tau_m} + 1)$$

Si nous choisissons $\tau_m = 0,25 \text{ Sec}$ et $\tau_2 > 0,75 \text{ Sec}$, nous remarquons que le premier membre de l'inéquation est négatif quel que soit la valeur de T .

On peut en déduire la limite supérieure du gain K tel que:

$$K < \frac{2(e^{-T/\tau_m} + I)}{\tau_m \left[\tau_m/\tau_2 + I/2\tau_2 - I \right] \cdot e^{-T/\tau_m} + (I + I/2\tau_2 - \tau_m/\tau_2)}$$

L'inégalité précédente montre que la stabilité du système asservi est satisfaite pour un gain en boucle ouverte K borné supérieurement par une expression qui dépend du signal d'entrée (T), de la constante de temps mécanique du moteur τ_m et de la constante de temps du filtre actif τ_2 .

Dans notre cas, on utilisera un moteur dont la constante de temps mécanique vaut 0,25 secondes et si τ_2 est fixé à une seconde, alors ;

$$K < \frac{2(e^{-4T/\tau_m} + I)}{(0,4375 - 0,0625 \cdot e^{-T/\tau_m})}$$

Détermination de la période d'entrée maximale:

Comme nous l'avons constaté précédemment, le facteur de gain en boucle fermée K étant borné, à ce dernier va correspondre la période maximale de la période d'entrée. En effet;

Reprenons l'expression donnant K et posons a et b tels que:

$$a = \tau_m (\tau_m / \tau_2 + 1 / 2\tau_2 + 1)$$

$$\text{et } K = \frac{n \cdot V_s \cdot T \cdot K_2 \cdot K_m \cdot \tau_2}{2 \cdot \pi \cdot \tau_1 \cdot \tau_m}$$

$$b = \tau_m (1 / 2\tau_2 - \tau_m / \tau_2 + 1)$$

La relation () devient ,

$$\frac{n \cdot V_s \cdot K_m \cdot K_2 \cdot \tau_2}{\tau_1} < \frac{4\pi \cdot \tau_m (1 + e^{T/\tau_m})}{T \cdot (a + b \cdot e^{T/\tau_m})}$$

Si on pose $x = T/\tau_m$ et en supposant que $T/\tau_m \ll 1$, on procède à un développement limité au voisinage de zéro de la fonction $f(x)$ telle que:

$$f(x) = \frac{4\pi (1 + e^x)}{x \cdot (a + b \cdot e^x)} = \frac{N(x)}{D(x)}$$

Après division de $N(x)$ par $D(x)$, on obtient:

$$f(x) \simeq \frac{8\pi}{a + b} \cdot \frac{1}{x}$$

A la limite, on déduit

$$\frac{n \cdot V_s \cdot K_m \cdot K_2 \cdot \tau_2}{\tau_1} = \frac{8\pi \tau_2}{T_{\max}}$$

d'où,

$$T_{\max} = \frac{8 \cdot \pi \cdot \tau_1}{n \cdot V_s \cdot K_m \cdot K_2 \cdot \tau_m}$$

Application numérique:

$$\tau_1 = 1/10$$

$$V_s = 5 \text{ Volts}$$

$$K_m = 28,5 \text{ Rad/V} \cdot \text{Sec}$$

$$K_2 = 5$$

$$\tau_m = 0,25 \text{ Secondes.}$$

$$n = 60$$

$$T_{\max} = 0,023 \text{ Sec.}$$

$$F_{\min} = 43,5 \text{ Hertz}$$

Le gain correspondant est:

$$K < 10,4$$

$$K_{db} = 20,4 \text{ db}$$

Détermination de la vitesse de rotation minimale du moteur:

La vitesse minimale correspondant à T_{\max} c'est à dire la vitesse la plus faible pour laquelle la boucle reste dans sa plage de verrouillage est donnée par la relation suivante:

$$\omega_{\min} = \frac{I}{n \cdot T_{\max}} = \frac{V_s \cdot K_m \cdot K_L \cdot Z_m}{8 \pi Z_1} \quad (\text{tours/secondes})$$

Application numérique:

$$\omega_{\min} = 42,5 \text{ tours/min.}$$

ANALYSE TRANSITOIRE DU SYSTEME/

Dans l'analyse transitoire, on s'intéresse à la réponse du système auquel on applique un signal d'entrée typique (échelon, impulsion, rampe...)

Néanmoins, la réponse considérée ne permet pas de retrouver la fonction de transfert.

Expérimentalement, l'analyse transitoire est rapide et facile à tester dans la plupart des cas. De plus, les signaux théoriques considérés et les signaux réels sont différents et la réponse obtenue en sortie manque ainsi de précision.

La réponse temporelle d'un système peut être considérée comme étant la somme d'une réponse transitoire et d'une réponse en régime établi (régime permanent) c'est à dire:

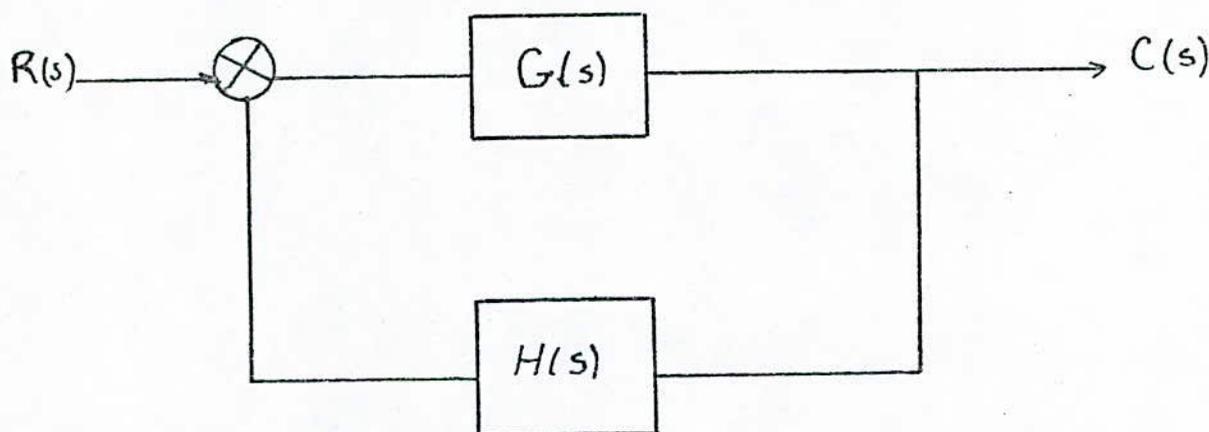
$$C(t) = C_t(t) + e_{ss}(t)$$

l'erreur en régime permanent $e_{ss}(t)$ est définie comme étant nulle lorsque t tend vers l'infini. C'est à dire:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} C_t(t) = 0$$

Une fois le régime transitoire terminé, la réponse temporelle tendra vers l'erreur en régime permanent $e_{ss}(t)$ qui indique la précision finale du système.

Supposons un système tel que:



L'erreur en régime permanent est donnée par:

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \cdot R(s)}{1 + G(s) \cdot H(s)}$$

Constante d'erreur K_p :

Ici, l'entrée est un échelon unitaire, c'est à dire: $R(s) = I/s$

Dans ce cas, l'erreur est:

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{I}{1 + G(s) \cdot H(s)} = \frac{I}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} G(s) \cdot H(s)} = \frac{I}{1 + K_p}$$

$K_p = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) \cdot H(s)$ est appelée "constante d'erreur de position".

Constante d'erreur de vitesse K_v :

Ici, l'entrée est une rampe c'est à dire: $R(s) = I/s^2$

l'erreur en régime permanent est donnée par:

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{I}{s + s \cdot G(s) \cdot H(s)} = \frac{I}{\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot G(s) \cdot H(s)} = \frac{I}{K_v}$$

où K_v est dite "constante d'erreur de vitesse".

La figure (23bis) illustre les réponses typiques d'un système de contrôle linéaire à un échelon unitaire et à une rampe.

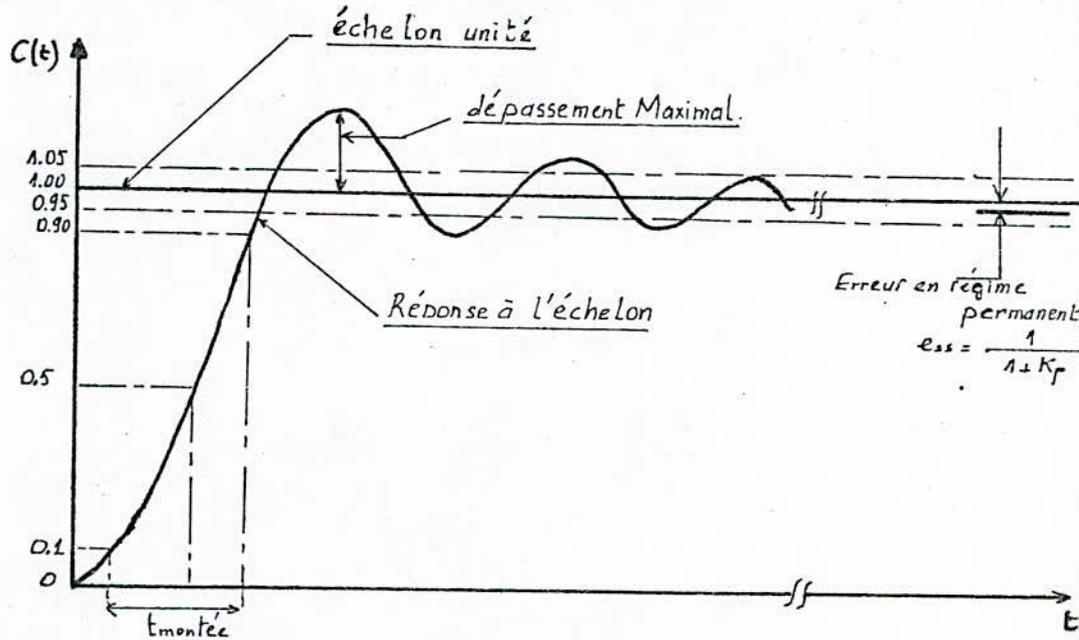


fig 23 bis / (a) : Réponse à l'échelon unitaire.

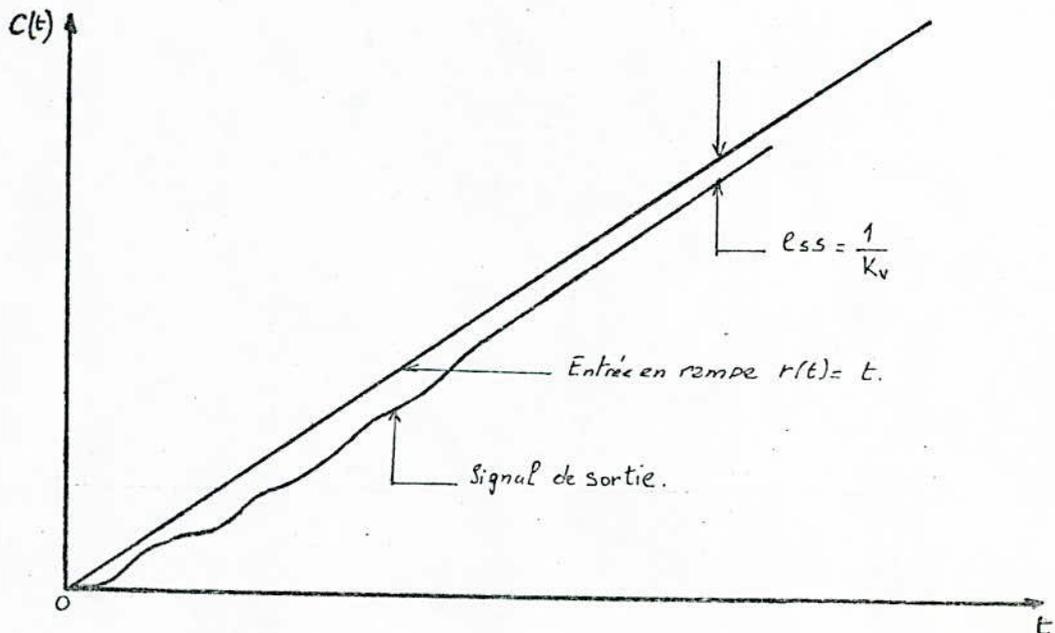
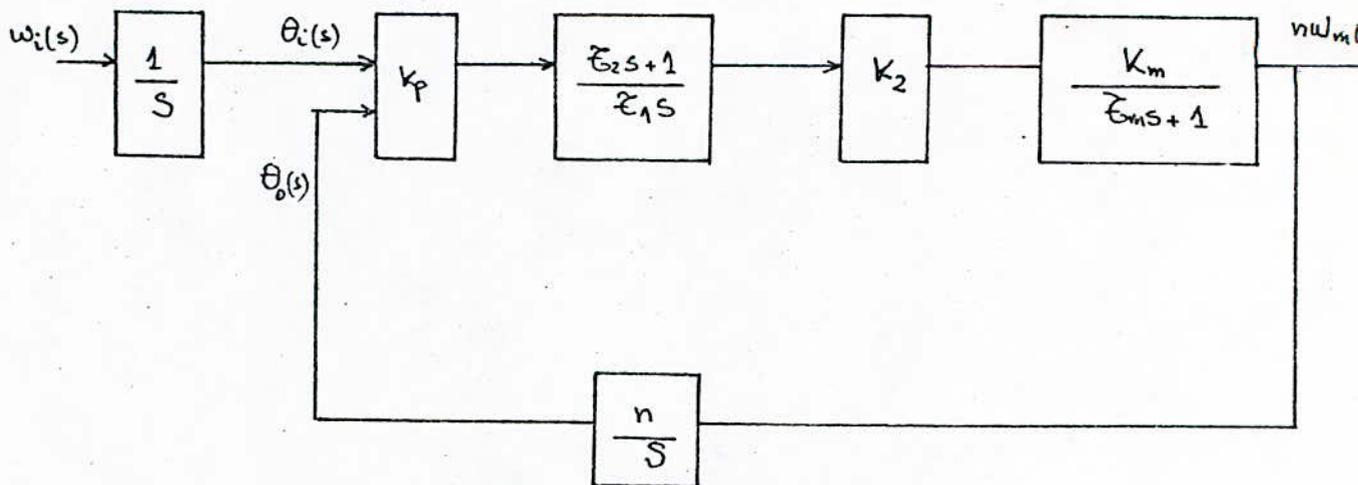


fig 23 bis / (b) : Réponse à une rampe

REPONSE DU SYSTEME A UN SIGNAL A L'ENTREE:

Dans le système proposé, le signal d'entrée est une phase $\theta_i(t)$ et la sortie est une fréquence (w_m).

La sortie et l'entrée n'étant pas homogènes, le système peut être considéré comme suit:



La fonction de transfert globale peut s'écrire:

$$\frac{w_m(s)}{w_i(s)} = \frac{K \cdot (s + 1/\zeta_2)}{(s + s_1)(s + s_2)(s + s_3)}$$

où s_1, s_2, s_3 , sont les racines de l'équation $s^3 + I/\zeta_m s^2 + Kns + K/\zeta_2 = 0$

et $K = \frac{K_p \cdot K_2 \cdot K_m \cdot \zeta_2}{\zeta_1 \zeta_m}$

* REPONSE A L'ECHELON UNITE: $w_i(s) = I/s$

La sortie est exprimée par:

$$w_m(s) = \frac{K \cdot (s + 1/\zeta_2)}{s \cdot (s + s_1)(s + s_2)(s + s_3)}$$

Nous remarquons qu'après calcul de la transformée inverse de LAPLACE de cette fonction, la limite de la réponse temporelle lorsque t tend vers l'infini est égale à un.

Ainsi, nous pouvons dire que le système répond à un échelon à l'entrée avec un certain dépassement.

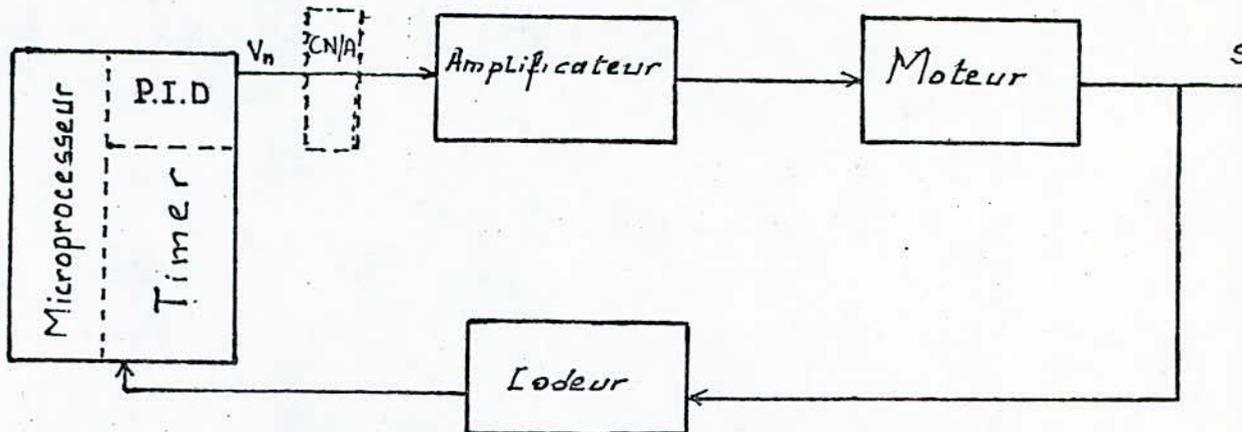
CHAPITRE IV

CONTROLE NUMERIQUE DE LA VITESSE D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU.

SYSTEME DE CONTROLE PAR MICROPROCESSEUR/

I. METHODE DE LA COMPARAISON DE FREQUENCE UTILISANT L'ALGORITHME P.I.D

Le schéma de principe est le suivant:



Le comparateur de phase et le filtre sont supprimés et remplacés par un algorithme P.I.D pour des raisons de stabilité et de précision.

Un temporisateur programmable (Timer MC6840) est utilisé pour élaborer l'écart existant entre le signal de référence et le signal provenant du codeur incrémental optique.

Le microprocesseur traite l'information provenant du Timer et le résultat obtenu est envoyé après conversion (CN/A) vers l'amplificateur de puissance.

L'expression générale de l'algorithme de contrôle digital P.I.D est de la forme: (Ref:V)

$$V_n = V_{n-1} + K_p \cdot (e_n - e_{n-1}) + K_I \cdot e_n + K_D \cdot (e_n + e_{n-2} - 2e_{n-1})$$

où

V_n est le signal de sortie du timer,

e_n l'erreur à l'entrée,

K_p la constante de proportionnalité,

K_I la constante d'intégration,

K_D la constante de dérivation.

La transformée en Z de cette fonction est obtenue à partir de:

$$V(z) = z^{-1} \cdot V(z) + K_p \cdot [E(z) - z^{-1} \cdot E(z)] + K_I \cdot E(z) + K_D \cdot [E(z) + z^{-2} \cdot E(z) - 2z^{-1} \cdot E(z)]$$

Posons $G_C(z) = \frac{V(z)}{E(z)}$; d'où la fonction de transfert du P.I.D :

$$G_C(z) = K_p + K_I \cdot \frac{z}{z-1} + K_D \cdot \frac{z-1}{z}$$

Le moteur étant à excitation séparée, la fonction de transfert qui lui est associée s'écrit comme précédemment, c'est à dire:

$$G_m(s) = \frac{K_m}{1 + \tau_m s} \quad K_m: (\text{Rad/Sec} \cdot \text{Volts})$$

La fonction de transfert de l'amplificateur à courant continu est exprimée par:

$$G_a(s) = K_0$$

Le signal provenant du microprocesseur est un signal digital qui sera traité à travers un P.I.A par un convertisseur numérique-analogique et le tout pouvant être traité comme un bloqueur d'ordre I.

Sa fonction de transfert peut s'écrire:

$$G_b(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s}$$

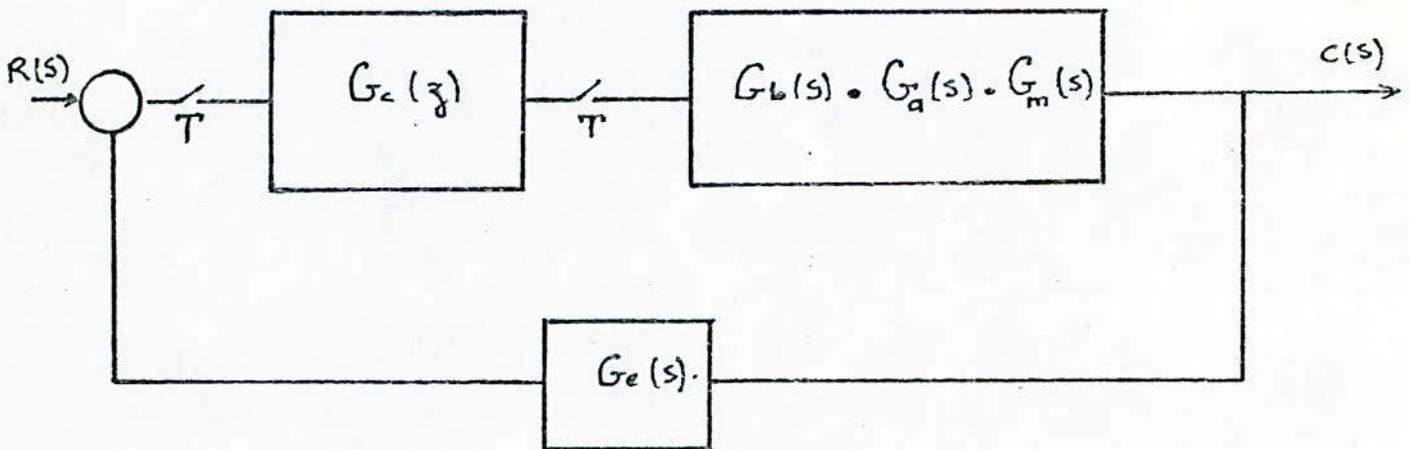
La fonction de transfert du codeur incrémental optique est exprimée par:

$$G_e(s) = n$$

Remarque:

Dans le cas de la boucle P.L.L, l'information débitée par la chaîne de retour est une phase (d'où $G_e(s) = n/s$). Par contre, pour la comparaison de fréquence, le signal de feedback est de nature fréquentielle.

Le synoptique suivant résume les fonctions de transferts des différents blocs mis en jeu dans notre système.



Nous établirons la fonction de transfert en boucle fermée et chercherons à déterminer les limites de la période T en fonction des coefficients K_p, K_I, K_D pour lesquelles le système reste stable.

Fonction de transfert et equation caractéristique:

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par:

$$\frac{C(z)}{R(z)} = \frac{G_c(z) \cdot G_b(z) \cdot G_a(z) \cdot G_m(z) \cdot G_e(z)}{I + G_c(z) \cdot G_b(z) \cdot G_a(z) \cdot G_m(z) \cdot G_e(z)}$$

La transformée en Z de la fonction $HG(z) = G_b(z) \cdot G_a(z) \cdot G_m(z) \cdot G_e(z)$ s'écrit:

$$HG(z) = K \cdot \frac{I - e^{-T/\tau_m}}{z - e^{-T/\tau_m}} = K \cdot \frac{I - A}{z - A} \quad \text{avec } K = K_0 \cdot K_m \cdot n \text{ et } A = e^{-T/\tau_m}$$

L'équation caractéristique en boucle fermée est calculée à partir de:

$$Q(z) = I + G_c(z) \cdot HG(z) = 0$$

c'est à dire;

$$Q(z) = I + \left[K_p + K_I \frac{z}{z-1} + K_D \frac{z-1}{z} \right] \cdot K \cdot \left[\frac{I - A}{z - A} \right] = 0$$

et qui peut s'écrire finalement:

$$z^2 + \left[K(I-A)(K_p + K_I + K_D) - (I+A) \right] z + \left[A - K(I-A)(K_p + 2K_D) \right] z + K(I-A)K_D = 0 \quad (1)$$

Nous utilisons le critère de JURY pour déterminer les conditions de stabilité de notre système discret.

Rappel du critère de JURY:

Soit l'équation caractéristique suivante:

$$P(z) = a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 z + a_0 = 0 \quad \text{où } \{a_0, a_1, \dots, a_n\} \in \mathbb{R}^n$$

Supposons que $a_n > 0$ (dans le cas contraire, on change le signe de l'équation en multipliant par -1).

Etablissons le tableau suivant:

Rang	z^0	z^1	z^2	\dots	z^{n-K}	\dots	z^{n-1}	z^n
1	a_0	a_1	a_2	\dots	a_{n-K}	\dots	a_{n-1}	a_n
2	a_n	a_{n-1}	a_{n-2}	\dots	a_K	\dots	a_1	a_0
3	b_0	b_1	b_2	\dots	b_{n-K}	\dots	b_{n-1}	
4	b_{n-1}	b_{n-2}	\dots	b_K	\dots	b_0		
5	c_0	c_1	\dots	c_{n-2}				
6	c_{n-2}	c_{n-3}	\dots	c_0				
\vdots								

avec:

$$b_K = \begin{vmatrix} a_0 & a_{n-K} \\ a_n & a_K \end{vmatrix} \quad c_K = \begin{vmatrix} b_0 & b_{n-1} \\ b_{n-1} & b_K \end{vmatrix}$$

La condition nécessaire et suffisante pour que $P(z)=0$ ne possède pas de racines à l'extérieur du cercle unité s'annonce comme suit:

$$1^{\circ} / P(1) > 0$$

$$2^{\circ} / P(-1) \begin{cases} > 0 & \text{si } n \text{ est pair} \\ < 0 & \text{si } n \text{ est impair} \end{cases}$$

$$3^{\circ} / \left. \begin{array}{l} |a_0| < a_n \\ |b_0| > |b_{n-1}| \\ |c_0| > |c_{n-2}| \\ \vdots \\ |q_d| > |q_2| \end{array} \right\} \quad (n-1) \text{ contraintes}$$

En appliquant ce critère à l'équation (1), on en déduit:

$$1^{\circ} / K(I-A) \cdot K_I > 0$$

$$2^{\circ} / K(I+A)(2K_p + K_I + 4K_D) - 2(I+A) < 0$$

$$3^{\circ} / a) |K(I-A) \cdot K_D| < I$$

$$b) |K(I-A) K_D - I| > |K(I-A)^2 (K_p + K_I + K_D) K_D - K(I-A) K_D - A + K(I-A)(K_p + 2K_D)|$$

A partir de ces conditions, nous rechercherons les limites de la période du signal d'entrée ou encore celles de $A = e^{-T/z_m}$

La première condition ne donnant aucune précision sur A contrairement à la seconde qui donne après calcul:

$$I - \frac{4}{2 + K(2K_p + K_I + 4K_D)} < A < I$$

La troisième condition donne:

$$a) \quad I - \frac{I}{K \cdot K_D} < A < I$$

et,

$$b) \quad I - K \cdot K_D \cdot (I-A)^2 > [K \cdot K_D \cdot (K_p + K_I + K_D) + K K_D] \cdot (I-A)^2 + (K K_p + I)(I-A) - I \quad (2)$$

$$\text{et} \quad K K_p + I + [K K_D (K_p + K_I) + K K_D] \cdot (I-A) > 0$$

Cette dernière relation ne donnant aucune information sur A,

L'inéquation (2) n'existe que si;

$$[K \cdot K_D \cdot (K_p + K_I + K_D) + K \cdot K_D] (I-A)^2 + (K \cdot K_p + I)(I-A) - I > 0 \quad (3)$$

En combinant les relations (2) et (3), on en déduit en définitif:

$$I - x < A < I - y$$

où x et y sont données par:

$$x = \frac{\sqrt{(K \cdot K_p + I) + 8 K \cdot K_D (K_p + K_I + 2K_D) + KK_D} - (KK_p + I)}{2 \cdot [KK_D (K_p + K_I + 2K_D) + KK_D]}$$

$$y = \frac{\sqrt{(K \cdot K_p + I) + 4 \cdot KK_D (K_p + K_I + K_D) + K \cdot K_D} - (KK_p + I)}{2 [KK_D (K_p + K_I + K_D) + KK_D]}$$

Le résultat final étant, après calcul :

$$\tau_m \log \left| \frac{I}{I - y} \right| < T < \tau_m \log \left| \frac{K(2K_p + K_I + 4K_D) + 2}{K(2K_p + K_I + 4K_D) - 2} \right|$$

Conclusion:

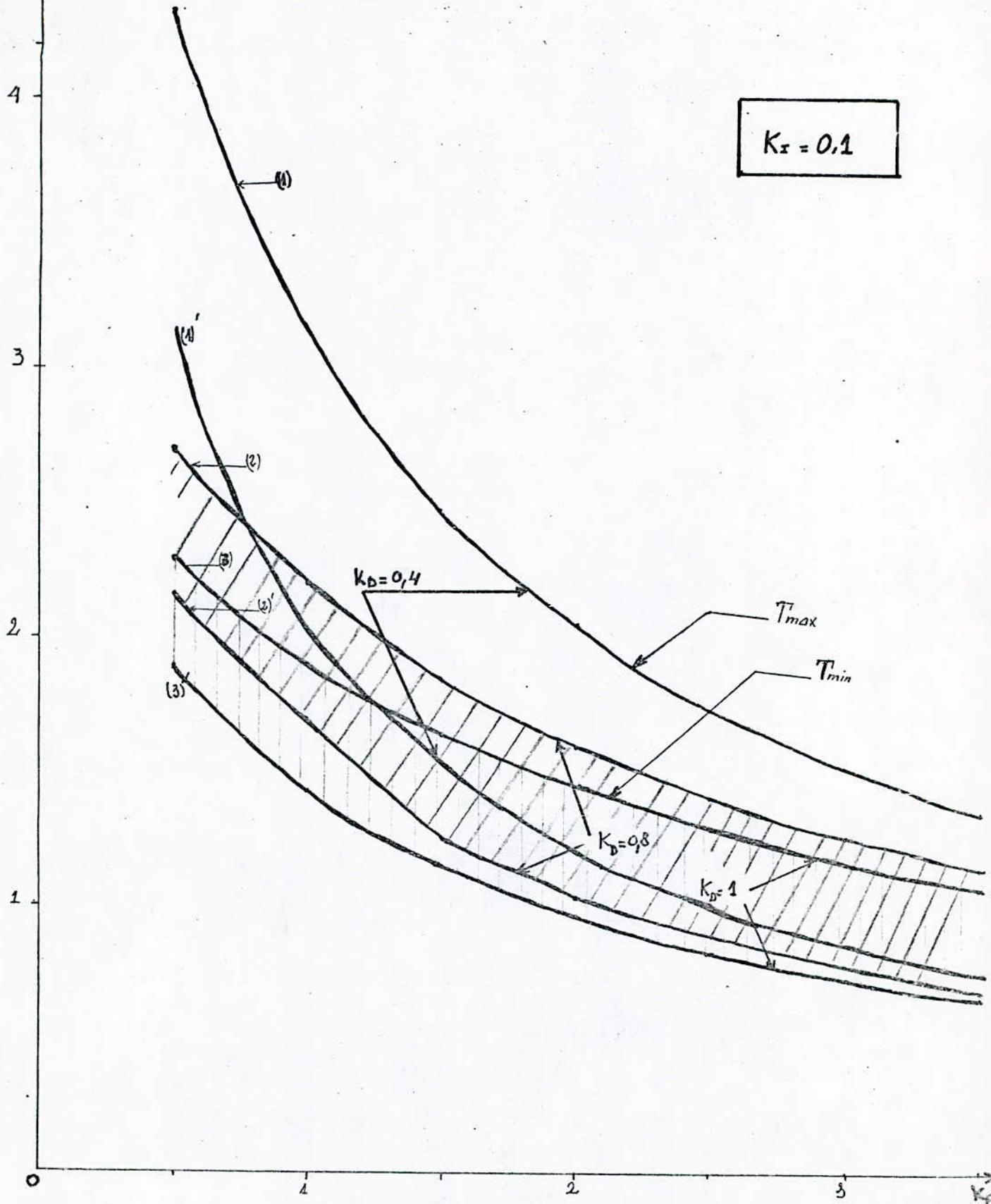
Cette double inéquation nous montre que le système proposé précédemment reste stable à condition que T soit comprise entre T_{\min} et T_{\max} qui dépendent directement des valeurs des paramètres K, K_p, K_I, K_D ainsi que de la constante mécanique du moteur τ_m .

Nous avons établi un graphe représentant les variations de T en fonction de ces différents paramètres Fig(24).

T
(10^{-5} sec)

- 1 < Points < (1)' $\Rightarrow K_D = 0,4$
- 2 < Points < (2)' $\Rightarrow K_D = 0,8$
- 3 < Points < (3)' $\Rightarrow K_D = 1$

$K_r = 0,1$



Figure(24)

II. LE MICROPROCESSEUR MC6800/ [Réf. VII]

Le MC6800 étant un microprocesseur ayant fait l'objet de thèses d'ingénieur et déjà connu depuis longtemps, nous nous limiterons à un bref rappel de ce que nous pensons être indispensable à la compréhension du travail que nous présenterons.

I/ GENERALITES SUR LE MC6800:

Le MC6800 est un circuit intégré, réalisé en technologie N.MOS, compatible T.T.L. Il est commandé par un programme (mis en ROM) et constitue l'unité centrale de traitement. Il se présente sous la forme d'un boîtier de 40 broches dont les caractéristiques sont les suivantes:

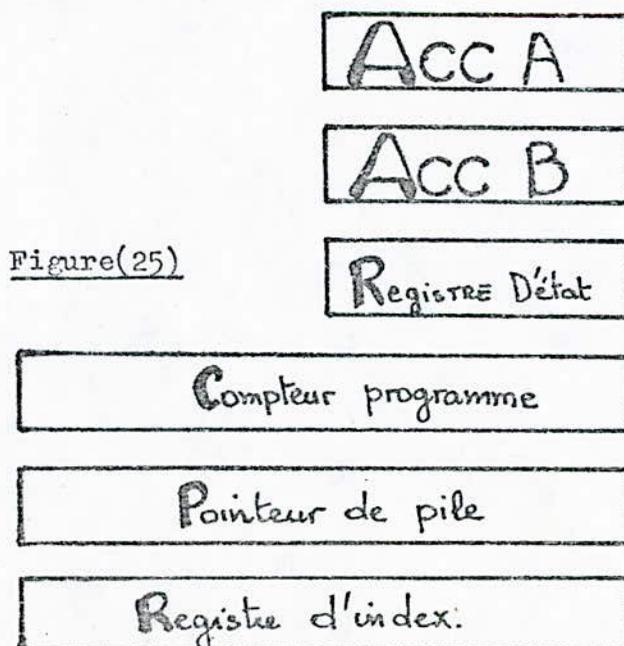
- Un bus de données bi-directionnel (8 lignes)
- Un bus d'adressage de 16 lignes sur un espace d'adressage de 64 Koctets.
- Une ligne d'accès en mémoire direct (D.M.A)
- Une ligne d'interruption non masquable (N.M.I)
- Possibilités d'arrêt de programme et exécution pas à pas.
- Tension d'alimentation de +5V.

II/ CONSTITUTION INTERNE DU MC6800:

Le MC6800 est géré essentiellement par:

- Deux accumulateurs A et B (AccA et AccB)
- Un compteur programme
- Un registre d'index
- Un registre d'état
- Un pointeur de pile

La figure (25) montre les différents registres internes du microprocesseur.



Figure(25)

III/PROGRAMMATION DU MC6800:

Le logiciel du MC6800 se résume en 72 instructions qui permettent néanmoins les opérations suivantes:

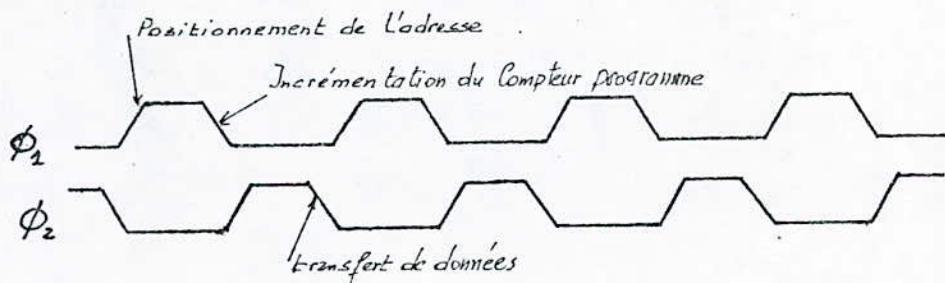
- arithmétiques
- logiques
- le stockage
- le chargement de registres
- les décalages(à droite et à gauche)
- le branchement conditionnel d'interruption ou inconditionnel

Le MC6800 peut accéder aux mémoires contenant les programmes et les données à l'aide de 7 modes d'adressage:

- a)L'adressage direct:il consiste à utiliser les adresses disponibles sur le bus d'adresses pour accéder directement aux données dans la position qui correspond à la mémoire.
- b)L'adressage immédiat: selon que l'on s'adresse aux accumulateurs ou aux registres,l'opérande se trouvera dans le 2^{ème} ou 3^{ème} octêt de l'instruction.
- c)L'adressage indéxé:l'accès à la mémoire se fait par l'adresse résultante de l'adresse du bus et de l'adresse se trouvant dans le registre d'index.
- d)L'adressage étendu: ce mode d'adressage permet de balayer toutes les mémoires de 0000 à FFFF.
- e)L'adressage implicite: ici, c'est le code opération de l'instruction qui indique l'opérande.
- f)L'adressage relatif: Le contenu de l'adresse qui suit l'instruction indique de combien le compteur programme doit avancer.
- g)L'adressage d'accumulateur: la donnée est contenue dans l'un des accumulateurs.

ROLE DES HORLOGES ϕ_1 ET ϕ_2 :

Le diagramme des cycles d'horloges est donné sur la figure(26)



Fig(26)

Durant la première phase de ϕ_1 , l'adresse de l'instruction est positionnée sur le bus d'adresses par le MPU et pendant la deuxième phase, ($\phi_2 = I$), le bus de données bidirectionnel est actif. Le premier octêt de l'instruction est transféré dans le registre interne d'instruction et décodé par le MPU. Il contiendra donc l'information à lire sur l'octêt (ou 2 octêts) suivant. Lorsque toute l'instruction est lue, elle sera exécutée.

Le MPU prendra séquentiellement les octêts d'instruction du programme et les enregistrera dans le registre d'instruction.

III/ LE TIMER 6840 (P.T.M) [Ref: VII]

Il est constitué de trois temporisateurs indépendants que l'on peut utiliser comme un astable, un monostable, en compteur d'incrément, en générateur... et, si nécessaire, les trois pouvant fonctionner en même temps.

Le P.T.M est en liaison avec le M.P.U grâce aux bus de données et d'adresses ainsi que les lignes de contrôle.

La communication avec la périphérie se fait par l'intermédiaire des entrées-sorties OX, GX et CX.

Chaque temporisateur est associé à un registre de commande et un registre tampon. Il existe un septième registre qui est le registre d'état.

ORGANISATION INTERNE DU P.T.M/ (Fig: 29)

.Les registres de contrôle(8 bits)

Ils permettent de déterminer le mode de fonctionnement de chaque temporisateur. Leur contenu n'est pas accessible en lecture.

.Les registres tampons(16 bits)

Ils sont chacun associés à un compteur de 16 bits. Ils contiennent les paramètres qui permettront à l'utilisateur de faire fonctionner le compteur dans le mode voulu. Ils sont à écriture seulement et divisés en deux registres de 8 bits: le L.S.B et le M.S.B.

L.S.B/ Octet de poids faible

M.S.B/ Octet de poids fort.

.Le registre d'état(S.R)

C'est un registre de 8 bits à lecture seulement. Son contenu nous renseigne sur le fonctionnement en interruptions des temporisateurs et de l'état de la ligne I.R.Q.

ORGANISATION EXTERNE DU P.T.M/

I°) Connexions avec le MPU:

a) Le bus de données: (D₀...D₇)

Ces sont des lignes bi-directionnelles permettant au P.T.M de recevoir et de transmettre des données vers le MPU. Elles seront portées à l'état haute impédance si il n'y a pas utilisation.

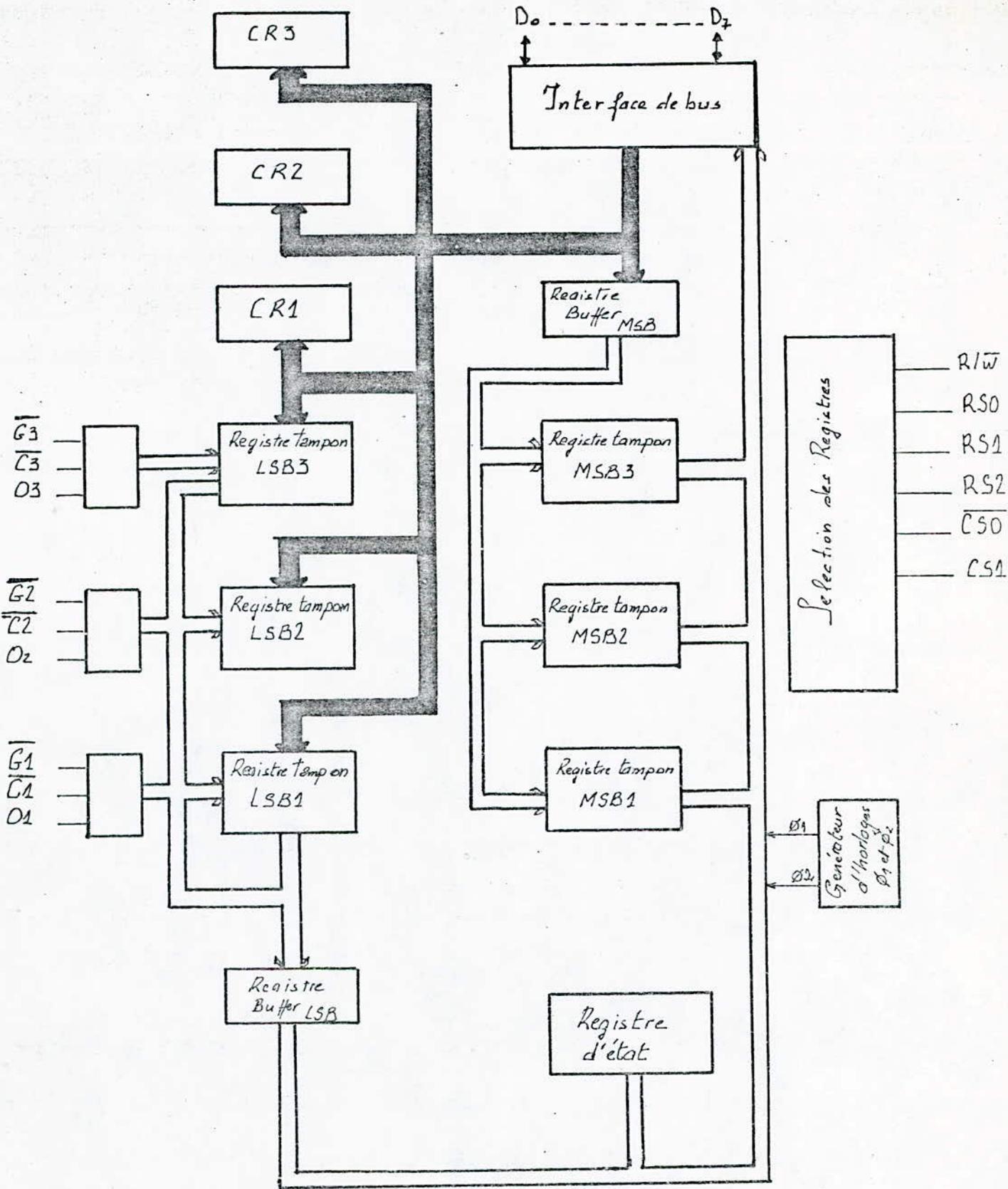
b) Le bus d'adresses: (RS0,RS1,RS2)

Ces trois lignes d'adresses permettent de sélectionner les registres internes.

c) Les lignes CS0,CS1 :

Ces sont les lignes de sélection de boîtier. Elles permettent l'adressage physique du P.T.M:

d) La ligne R/ \bar{W}



FONCTIONNEMENT INTERNE DU P.T.M.

Fig: 29

d) La ligne R/W: (lecture-écriture)
si R/\bar{W} est à l'état 1, il y'a lecture.
si R/\bar{W} est à l'état 0, il y'a écriture.

2°) Connexions avec la périphérie:

a) $\bar{C}1, \bar{C}2, \bar{C}3$:

Les compteurs du P.T.M sont activés à l'aide de l'horloge du MPU ou d'une horloge externe.

b) Les entrées G1, G2, G3:

Elles reçoivent généralement un signal à mesurer.

c) Les sorties O1, O2, O3:

Elles délivrent un signal lorsque le temporisateur fonctionne en mode monostable ou en astable. Elles ne sont pas définies si les modes précédents n'existent pas.

PROGRAMMATION DES REGISTRES DE CONTROLE/

Chaque registre de contrôle CR1, CR2, CR3. doit être programmé afin de déterminer le mode de fonctionnement des temporisateurs, de valider les interruptions, la sortie des temporisateurs, de choisir le mode de fonctionnement des compteurs ainsi que son horloge d'activation.

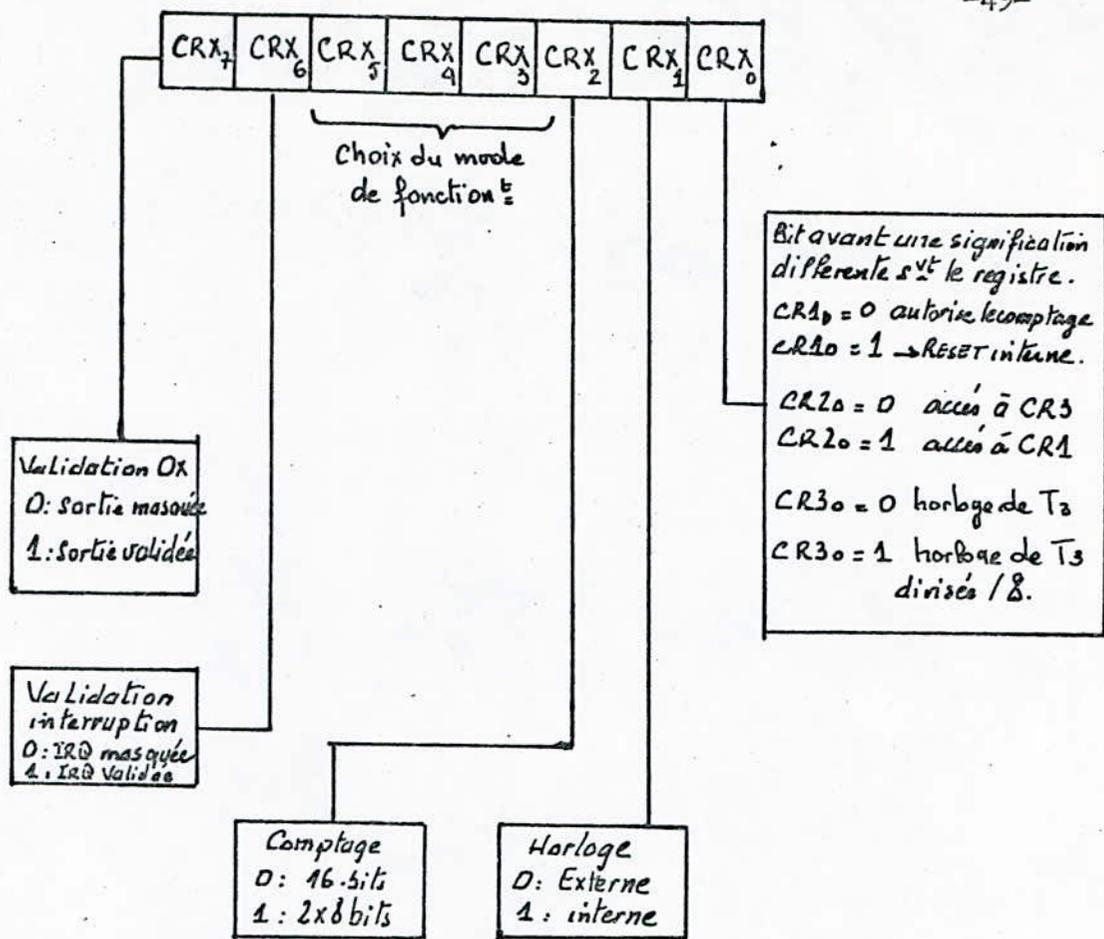
La figure (27) permet de choisir le contenu de CRX en conséquence.

Initialisation des registres tampons:

La durée de comptage d'un compteur est fonction du contenu du registre tampon (16 bits).

Les données étant sur 8 bits, un registre de stockage est indispensable afin que l'octet MSB du registre tampon d'un Timer soit transféré dans celui-ci et envoyé dans le registre tampon MSB lorsqu'on écrit son LSB.

Quand le compteur est initialisé, il est décrémenté à la vitesse du signal d'horloge. Lorsqu'il arrive à une valeur nulle, il est automatiquement réinitialisé avec le contenu de son registre tampon.



Choix du mode de fonctionnement

Figure(27)

CRx ₅	CRx ₄	CRx ₃	Mode de fonctionnement
0	0	0	Multivibrateur (1)
0	0	1	fréquence mètre (>)
0	1	0	Multivibrateur. (2)
0	1	1	Intervale mètre (<)
1	0	0	Monostable (1)
1	0	1	fréquence mètre (<)
1	1	0	Monostable (2)
1	1	1	Intervale mètre (>)

- (1) réinitialisation du compteur sur RESET ou \bar{G}
 (2) réinitialisation du compteur sur RESET, \bar{G} ou écriture registre.
 (>) interruption si la période du compteur est > à la période \bar{G} .
 (<) interruption si la période du compteur est < à la période de \bar{G} .

LE MC6821 (P.I.A) [Réf: VIII].

L'interface d'adaptation périphérique (P.I.A) permet la liaison avec le microprocesseur via le bus de données bi-directionnel (8 bits), trois lignes de sélection de boîtier, deux registres de sélection, deux lignes d'interruption, une ligne de lecture-écriture ainsi qu'une ligne de validation et de remise à zéro. Il possède en outre quatre lignes de contrôle assurant la synchronisation des transferts et peut être interfacé avec:

- Un clavier,
- Une imprimante,
- Une table tracante,
- Un convertisseur N/A,
- Des afficheurs LED à 7 segments....

Le PIA possède deux ports de communication A et B comportant chacun 8 lignes en entrées/sorties.

Les lignes de contrôle CA₁ et CA₂ ainsi que CB₁ et CB₂ permettent les échanges avec l'extérieur, le sens des transferts étant conditionné par le contenu des registres de direction de données (DDRA et DDRB).

FONCTIONNEMENT INTERNE DU P.I.A:

Registres de contrôle CRA et CRB:

Ils sont à 8 bits et contiennent les paramètres de fonctionnement du P.I.A. Parmi ces bits, six d'entre eux sont accessibles en lecture et écriture, les deux autres uniquement en lecture.

Registres de direction de données DDRA et DDRB:

Ils sont aussi à 8 bits et leur rôle est de préciser le sens de transfert des lignes de données.

Registres de sorties ORA et ORB:

Ils permettent de mémoriser une donnée uniquement en sortie du P.I.A.

Parmi ces différents registres, il existe des circuits internes amplificateurs, de commande d'interruption, de sélection de boîtier ainsi qu'un registre d'entrée du bus de données comme le montre la figure (30).

ORGANISATION EXTERNE DU P.I.A:

Les signaux qui vont vers le MPU sont:

a) Le bus de données : D₀...D₇

Il permet l'échange de données entre le microprocesseur et le P.I.A.

b) Le bus d'adresses:

bi) CS₀, CS₁, CS₂: les lignes de sélection du P.I.A. Le P.I.A est sélectionné quand CS₀, CS₁, CS₂ = 1, 1, 0.

bii) RS₀, RS₁: lignes permettant de sélectionner les registres internes du P.I.A.

biii) Le bus de contrôle:

- E : signal enable
- RESET : remise à zéro des registres internes du P.I.A
- R/ \bar{W} : ligne de lecture -écriture
- IRQA et IRQB : ligne d'interruption de programme.

Le brochage est donné sur la figure (28).

Les signaux qui vont vers la périphérie sont:

a) Le port A: PA₀...PA₇

Ces lignes permettent l'échange de données entre le P.I.A et la périphérie selon le contenu du registre DDRA.

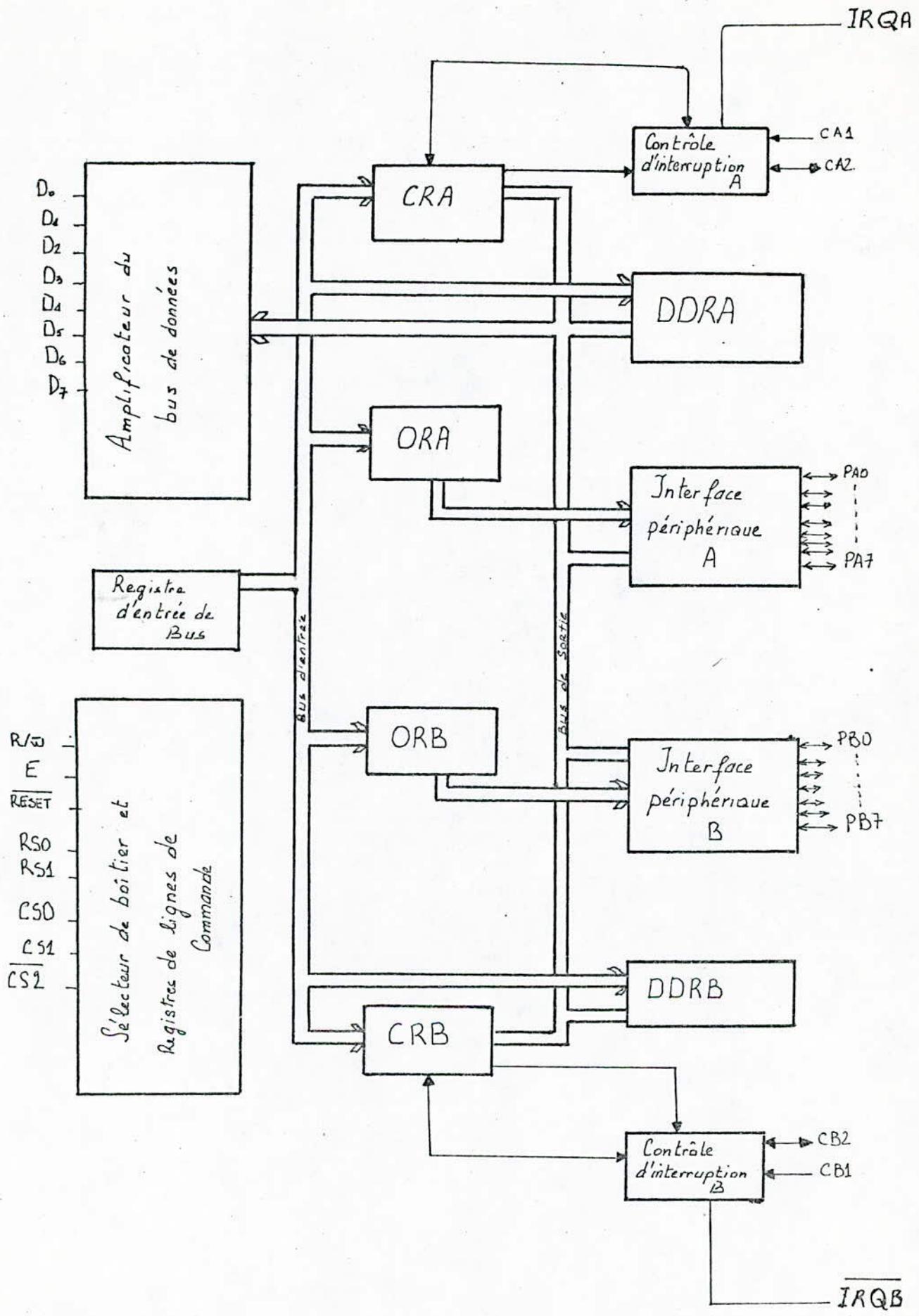
b) Le port B: PB₀...PB₇

Ce port joue le même rôle que le port A à l'exception que ces lignes sont en logique 3 états.

c) CAI et CBI: ces entrées sont actives suivant la programmation des registres de contrôle associés.

d) CA2/permet le contrôle d'échanges à travers le P.I.A.

e) CB2/peut servir de source de courant en sortie.



Fonctionnement Interne du P.I.A.

Fig: 30

REALISATION PRATIQUE

REALISATION DE LA CARTE P.L.L./I. Asservissement de la vitesse d'un moteur à courant continu en mode P.L.L./

Le circuit nous permettant de réaliser l'asservissement de vitesse du moteur par mode P.L.L. est représenté sur le schéma global donné en annexe. Il comprend essentiellement:

a) Un comparateur de phase qui engendre un signal proportionnel à la différence de phase de telle manière que la tension de sortie (comme déjà vu dans la partie théorique) sera:

$$v_d = K_p \cdot (\theta_i - \theta_o)$$

où K_p est la sensibilité du détecteur de phase exprimée en Volts/Radians.

Pour le MC 4046, choisi dans notre réalisation, K_p vaut:

$$K_p = \frac{V_s}{2\pi} = \frac{5}{2\pi} \approx 0,80$$

b) Un filtre passe-bas dont le rôle, rappelons-le, est d'atténuer tous les parasites pouvant accompagner le signal en sortie du comparateur et de rejeter les hautes fréquences ($\omega_i + \omega_o$).

Après avoir essayé un filtre actif, conçu autour d'un amplificateur opérationnel ($\mu A741$) et après avoir rencontré de nombreux problèmes, notamment de dérives, de saturation, de tensions d'offset... etc.: notre choix s'est porté en définitif sur un filtre passif dont les constantes de temps $\tau_1 = R_1 C$ et $\tau_2 = R_2 C$ sont fixées respectivement à 10 Sec. et 0,1 Seconde, conformément à ce qui a été montré en théorie.

c) Le signal filtré possède une tension moyenne dont le niveau est faible. Dans ce but, nous avons inséré un amplificateur de tension dont le gain peut varier de 0 à 4.

Un transistor T_I (2N2905) monté en émetteur suiveur permet à la fois d'isoler l'étage de puissance (montage DARLINGTON) du préamplificateur, d'autre part, de fournir une puissance en courant de façon à faire passer un courant de 0,1 mA sur la base du transistor DARLINGTON (MJ900). Ce courant sera amplifié par le gain du MJ900 (de l'ordre de 1000) qui va donner naissance à un courant collecteur qui va traverser le moteur.

d) Une résistance R_f de contre réaction permet d'éviter les risques de dérives dues aux variations de température (stabilisation en température).

e) La vitesse du moteur sera détectée par le codeur incrémental optique qui fournira en sortie un train d'impulsions dont la fréquence est n fois supérieure à celle de l'arbre moteur.

Le codeur comportant 60 segments transparents; ce qui nous oblige à avoir un ensemble de compteurs types

*74LS90 Diviseur par 10
 74LS92 Diviseur par 06

qui assurent une division totale par 60 et ce, pour retrouver le signal de référence qui sera comparé au signal de référence à l'entrée du (C.P.).

Le démarrage (START) et l'arrêt (STOP) du moteur sont commandés manuellement à partir d'une bascule RS. Sur la position START, la sortie Q de la bascule se met à un niveau logique haut suivant les portes NAND n° 1 et 2 qui laissent passer les signaux de fréquence f_i et f_o .

La sortie \bar{Q} attaque un transistor T_2 (2N2905) qui devient bloqué (impédance infinie). Quand on commute l'interrupteur en position STOP, on bloque les portes NAND sur la sortie Q, on aura un niveau logique bas tandis que \bar{Q} sature le transistor (court-circuit) qui ordonne l'arrêt du moteur.

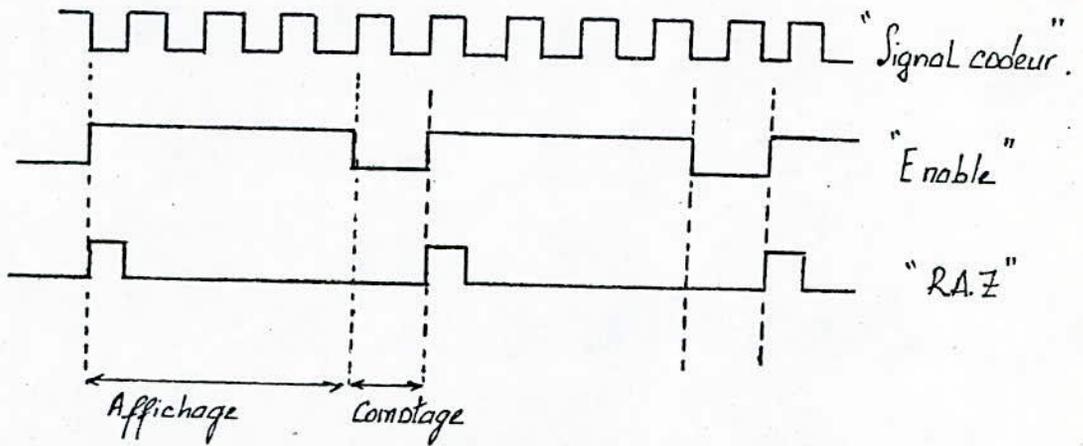
Pour éviter une influence du filtre et les perturbations qui en découlent sur le bon fonctionnement à la fois de la P.L.L et de l'étage de puissance, nous avons inséré des Buffers (amplificateurs opérationnels) montés en "suiveurs".

Du fait que nous avons alimenté le MC 4046 avec du $+5^V$, en principe, il n'y a pas lieu d'assurer l'adaptation de niveau entre les portes TTL NAND et les entrées du comparateur conçu en technologie C.MOS. Néanmoins, il faut rappeler que les niveaux logiques hauts ne sont pas les mêmes pour une porte TTL et C.MOS. Par précaution, nous avons connecté en sortie des portes NAND TTL une résistance de 50 Ohms à la tension V_{cc} (porte à collecteur ouvert).

2. AFFICHAGE DE LA VITESSE DU MOTEUR/

En vue de connaître la mesure de la vitesse du moteur, nous avons pensé utile de prévoir un système d'affichage qui nous permettra à tout moment de lire la valeur de celle-ci.

Dans un premier temps, nous avons réalisé un circuit qui rend possible la mesure de la vitesse moyenne du moteur. Le principe repose sur le comptage du nombre d'impulsions issues du codeur optique pendant un intervalle de temps ΔT fixé par un oscillateur local (voir le schéma global). Ce dernier se compose de six portes inverseuses chargées de fournir les signaux de commande des TTL 306 (voir le chronogramme).



Chronogramme des signaux d'attaque des TIL-306.

FONCTIONNEMENT DE L'OSCILLATEUR ET DES AFFICHEURS(TIL306):

La sortie du codeur incrémental va sur l'entrée "serial-count" des TIL306 .L'entrée "Enable " n'est validée que pendant une seconde grâce au potentiomètre de 47K qui permet de faire varier cette durée.La sortie de la porte inverseuse n°3 donne un signal monostable de RAZ des compteurs.

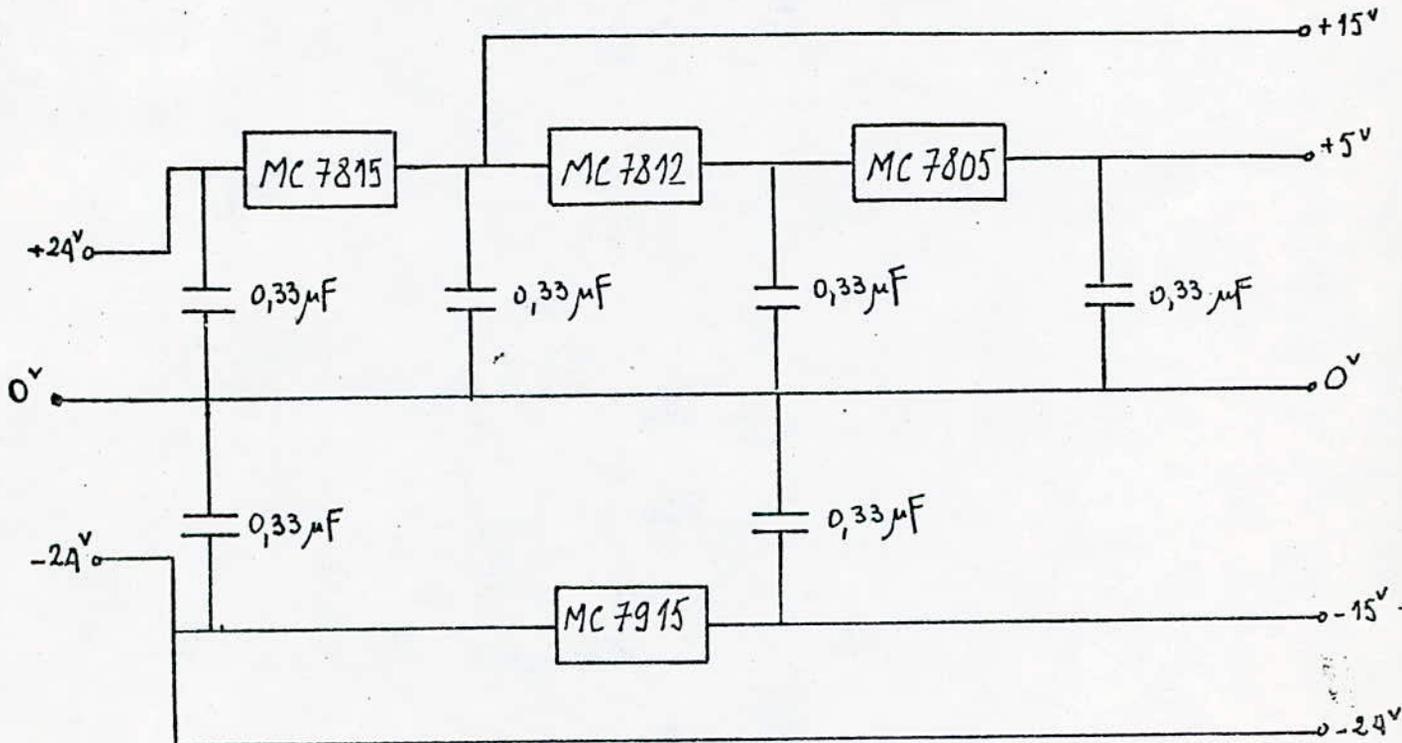
La led alimentée à travers une résistance de 100 Ohms donne des pulses de contrôle du bon fonctionnement de l'oscillateur.

Alimentation/

Notre réalisation exige diverses sources d'alimentation continues, notamment:

- l'alimentation du moteur sur -24 Volts
- l'alimentation des amplificateurs opérationnels ± 15 Volts
- l'alimentation des portes et circuits logiques +5 Volts

Nous avons par conséquent réalisé ces différentes sources à partir d'une source unique de ± 24 Volts stabilisée dont le schéma de montage est donné tel que:



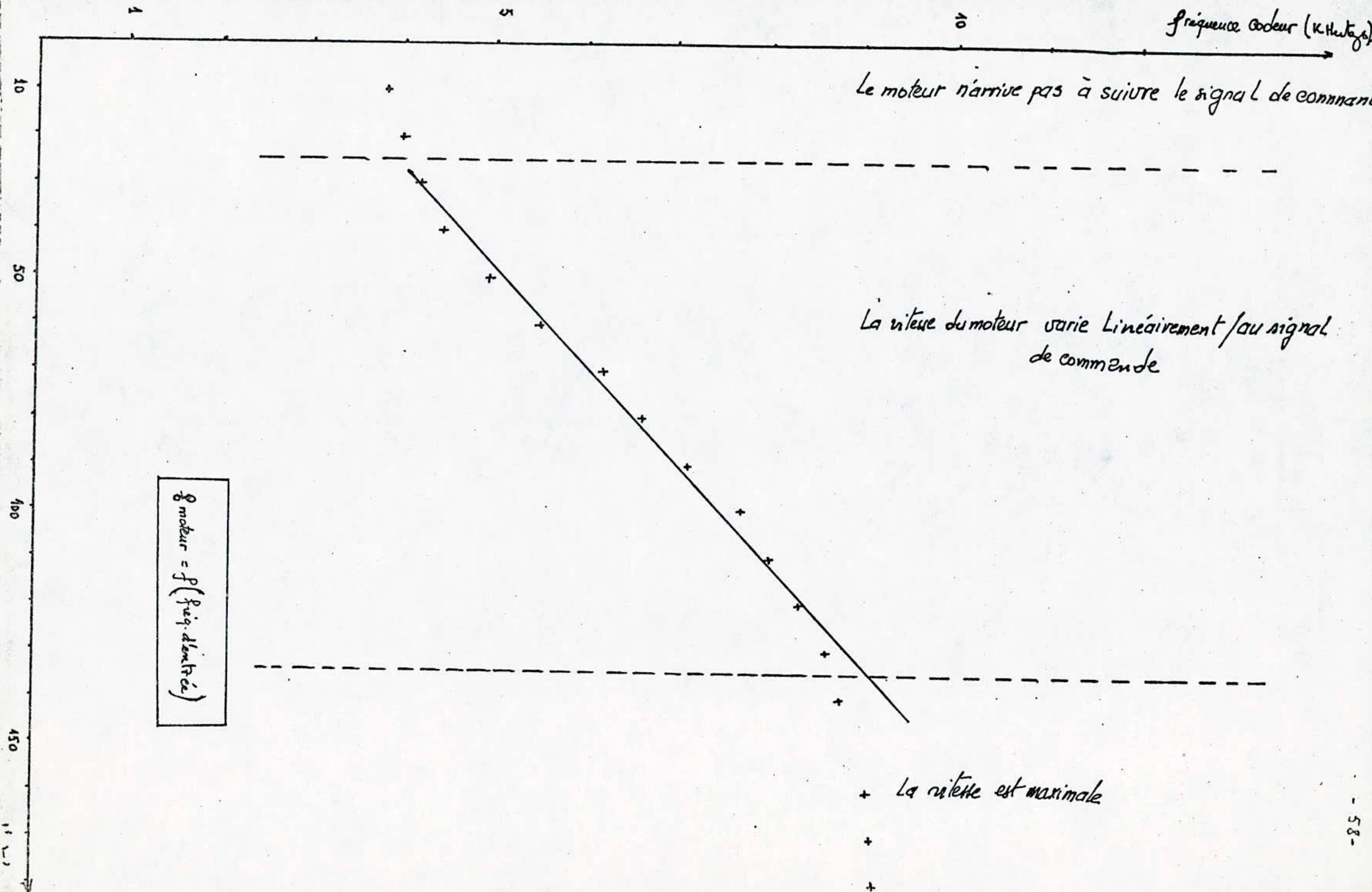
fréquence codeur (к.Нит/с)

Le moteur n'arrive pas à suivre le signal de commande

La vitesse du moteur varie linéairement / au signal de commande

$\omega_{\text{moteur}} = f(\text{freq. de commande})$

+ La vitesse est maximale



CONCLUSION

L'élaboration de ce système de contrôle nous a été très bénéfique sur le plan pratique.

En effet, à l'inverse de l'étude théorique, la réalisation ne s'est pas déroulée sans problèmes. En particulier en analogique où les circuits se sont avérés très délicats à mettre au point.

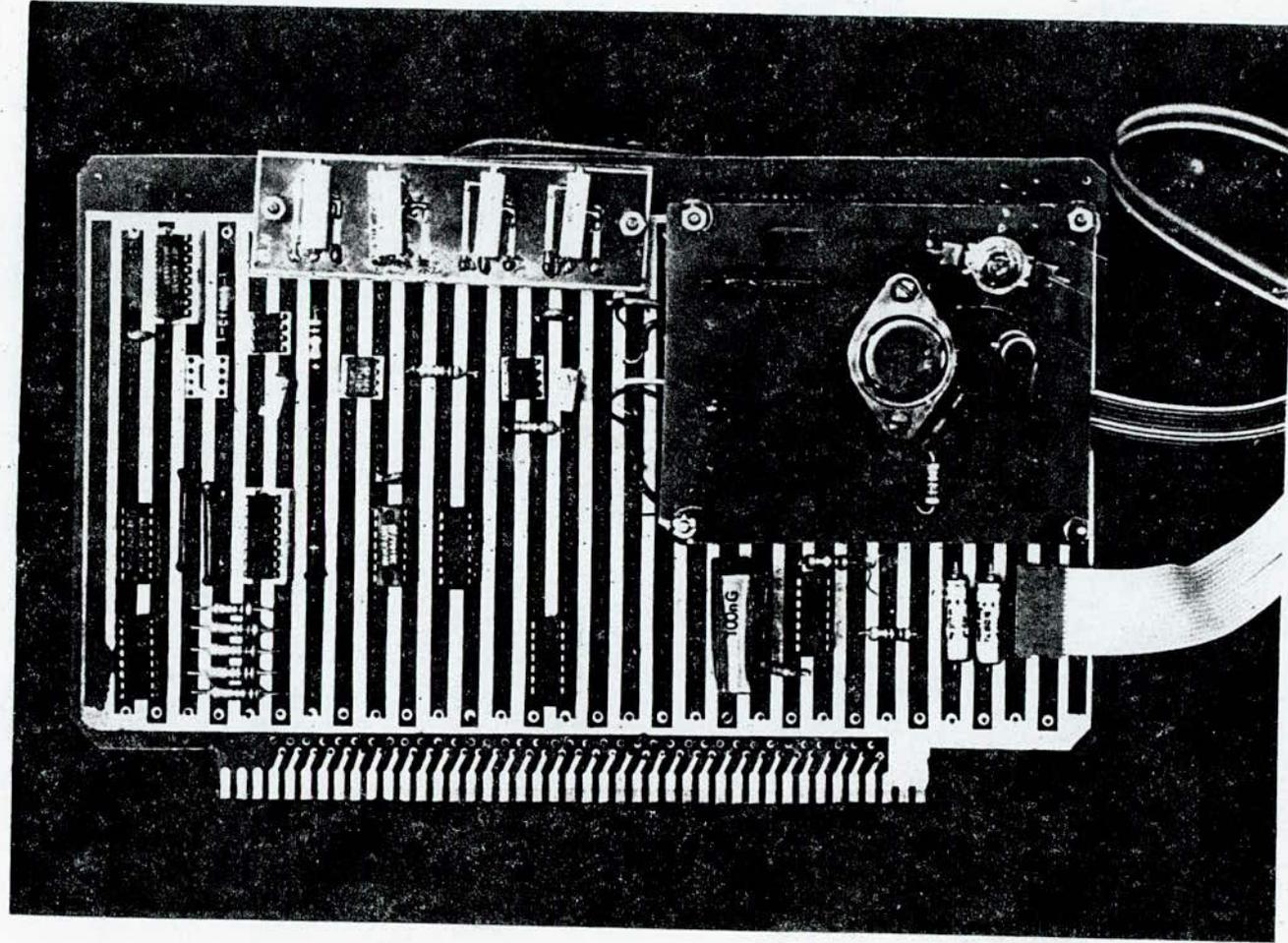
La technique du wrapping que nous avons adoptée n'est pas la meilleure car aux essais, nous avons constaté des perturbations dues aux influences externes. Il aurait fallu poser la carte P.L.L sur un circuit imprimé avec des circuits d'entrées blindés.

Les résultats prélevés confirment la théorie (voir la courbe représentant la vitesse du moteur en fonction de la fréquence d'entrée).

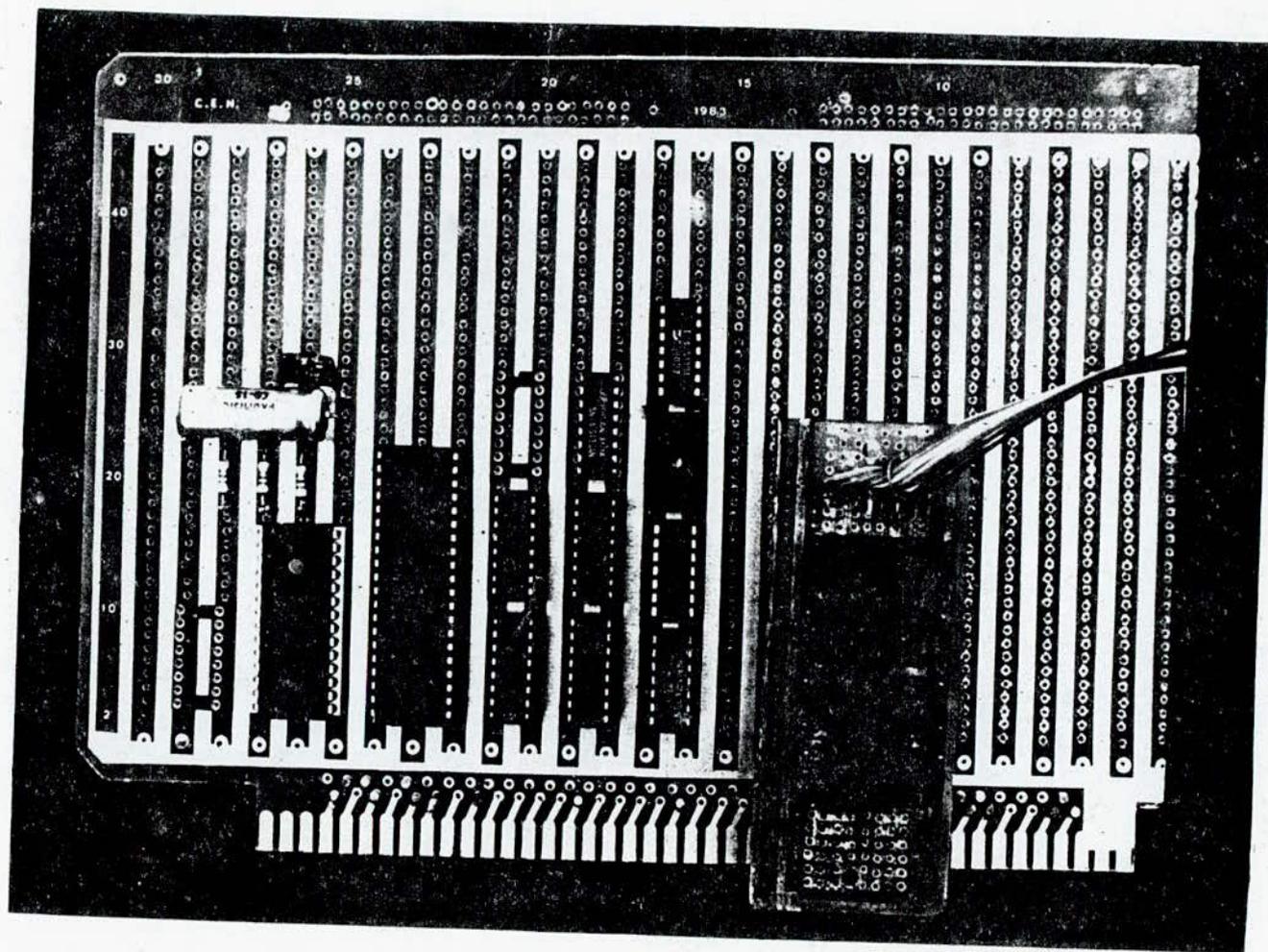
La vitesse du moteur est pratiquement incontrôlable aux basses fréquences (jusqu'à environ 10 K.Hz) et devient ensuite linéaire de la fréquence d'entrée.

Pour terminer, nous souhaitons que le travail que nous avons accompli rendra service au laboratoire de robotique.

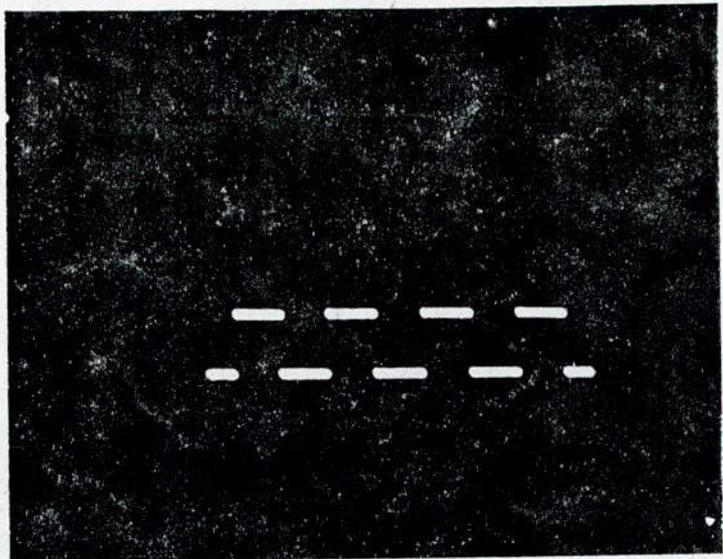
— ANNEXES —



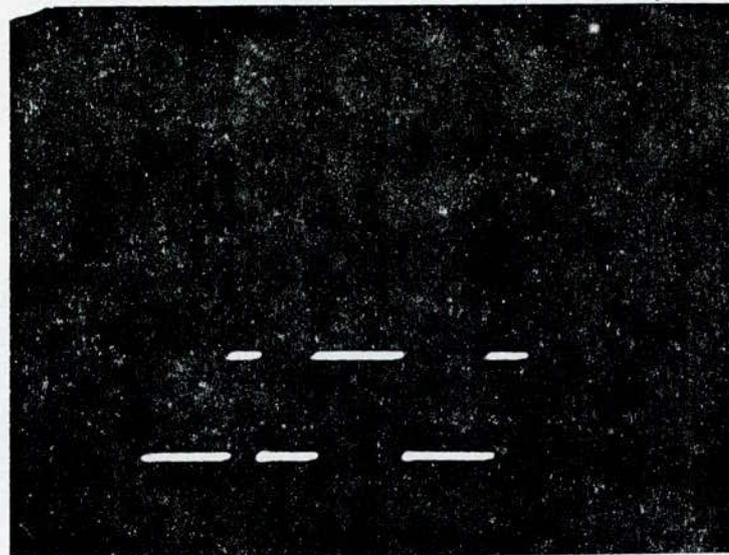
- Vue de la maquette P.L.L. -



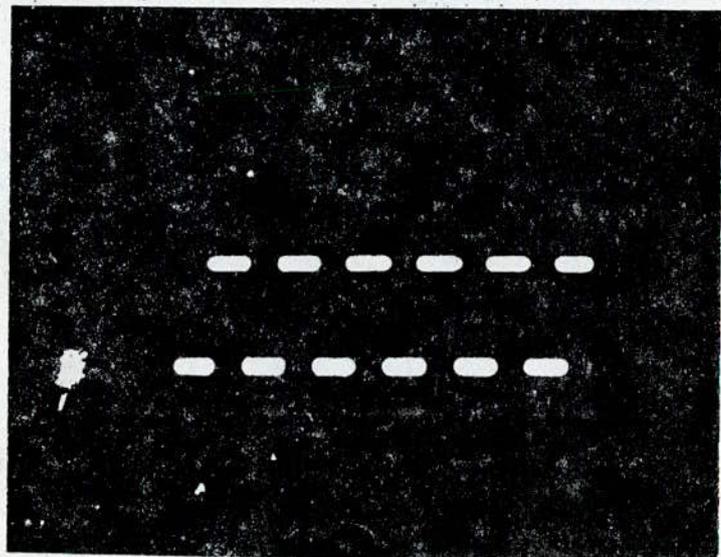
- Commande numérique de la P.L.L. -



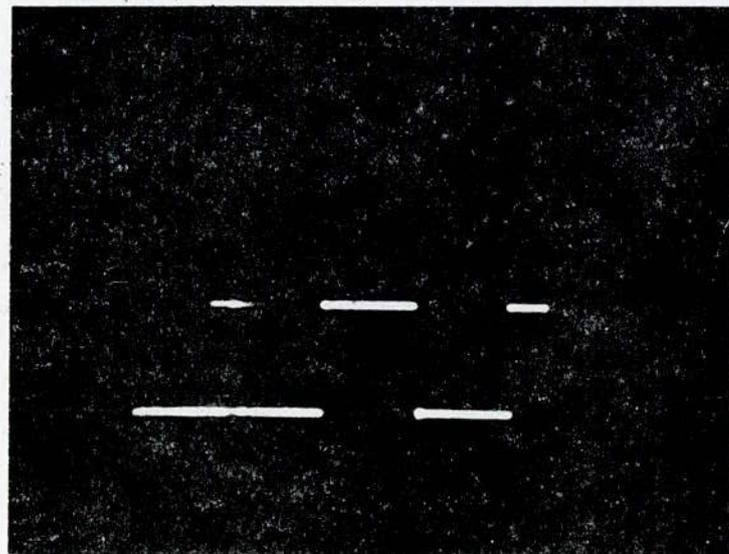
SIGNAL de Référence $f_{in} = 0,5 \text{ KHz}$ $V_{cc} = 5\text{V}$



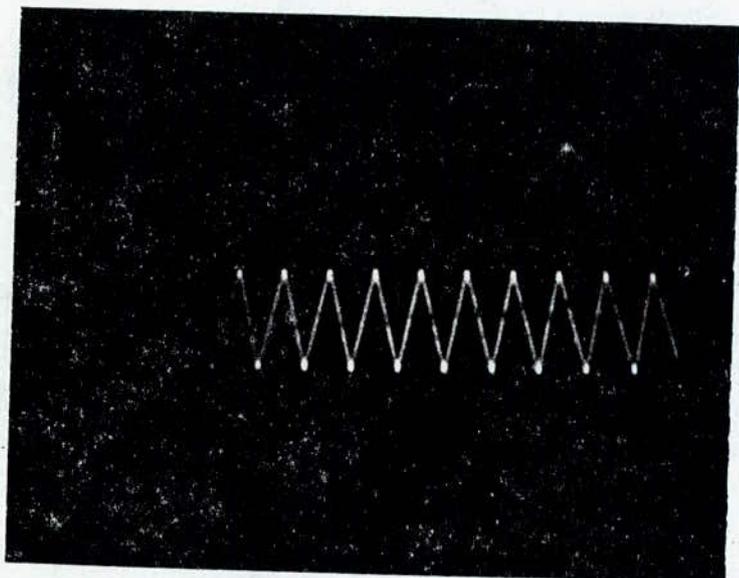
Sorties P.L.L - 500 Hz - $V_{cc} = 5\text{V}$



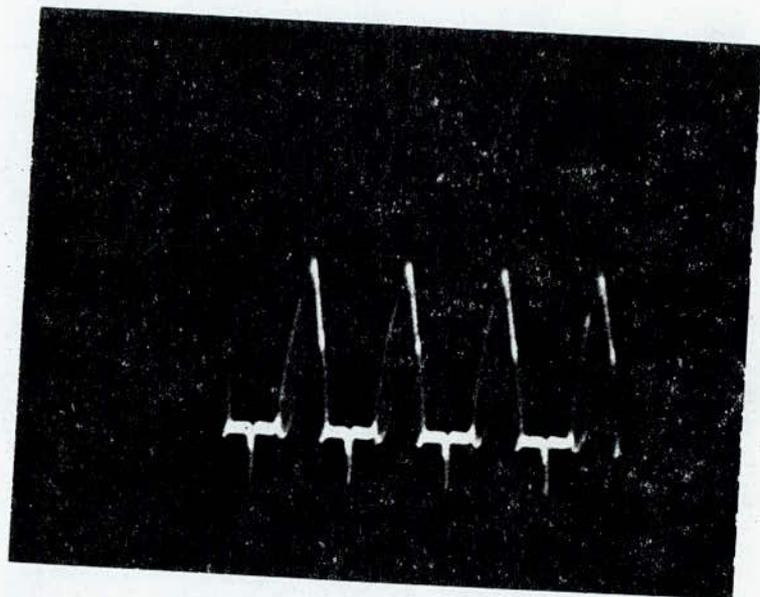
SIGNAL Codeur $f_{ref} = 500 \text{ Hz}$ $V_{cc} = 5\text{V}$



A cause de la variation de la vitesse du moteur, le signal à la sortie du comparateur de phase est variable.



Signal à la sortie du filtre passe-bas
fréquence = 1KHz - $V_{moy} = 4\text{Volts}$



Signal d'attaque du moteur à C.C.
 $V_{moy} = -8\text{Volts}$

moteurs directs à courant continu - 12V - 24V - 48V

PRÉSENTATION

Type

82 760 0

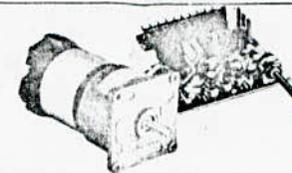


82 770 0



variateur de vitesse

84 855 001



DESCRIPTION

- Rotor feuilleté bobiné
- Stator constitué de 2 aimants ferite en forme de tige
- Axe rotor acier
- Corps tubulaire métallique

- Collecteur 8 lames
- Coussinets en bronze fritté

- Collecteur 14 lames
- Palier avec roulement à billes
- Ensembles porte-balai moulé (auto-extinguible pour les normes UL)

FONCTION

Dispositif électronique destiné à alimenter le moteur à courant continu à vitesse réglable et réglée à la valeur affichée.

CARACTÉRISTIQUES

- Alimentation : 24 volts alternatif ou continu indifféremment (polarité quelconque)
- Courant maximum admissible : 4 A.
- Stabilité de vitesse en fonction de la charge :
 - de 500 à 2000 tr/min -- - 4 %
 - de 2000 à 3000 tr/min -- - 6 %
 - ± 11 % en fonction de la température entre - 10°C et + 40°C.
- Plage utile de variation de vitesse : 300 à 3000 tr/min
- Protection au court-circuit
- Commande de vitesse par potentiomètre fixé au circuit ou câblé à distance.

CARACTÉRISTIQUES

(à tension nominale)

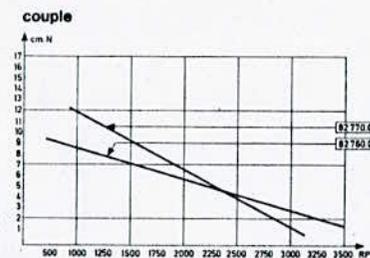
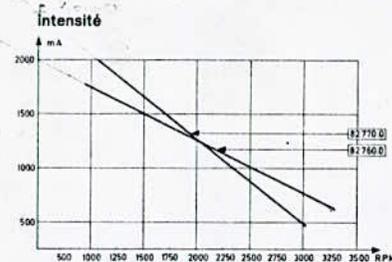
	Symbole	24 V
• Vitesse nominale - tr/min	N	3000
• Puissance absorbée en charge - W	Pa	22
• Puissance mécanique - W	P	13,3
• Courant nominal - A	I	0,9
• Couple de démarrage - mN	Cd	0,11
• Couple nominal - mN (tension et courant nominaux)	C	0,04
• Constante de couple - mN/A		0,05
• F.E.M./1000 tr/min - V	E/1000	7
• Résistance rotorique - m (environ)	R	8
• Inertie du rotor - m ² kg · 10 ⁻⁷	J	384
• Constante de temps mécanique - s	Y	0,25
• Masse - g		600

	12 V	24 V	48 V
	3200	3000	3400
	24	32	33
	15,5	16	14,5
	2	1	0,5
	0,14	0,19	0,19
	0,05	0,05	0,04
	0,03	0,06	0,12
	3	6	13
	3,1	8	28
	300	300	300
	0,17	0,17	0,17
	600	600	600

* Valeurs données pour une température ambiante maxi de 50 °C et un Δt de 70 °C. Pour des températures ambiante de 20 °C, la puissance maxi et le courant nécessaire admissible peuvent

être augmentés d'environ 22 %.

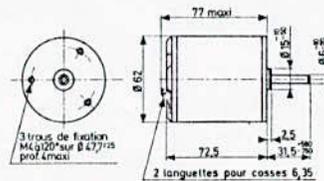
COURBES



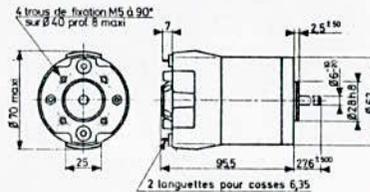
Autres réalisations en courant continu : voir nos moteurs synchrones et onduleur (page 31), ainsi que le moteur c.c. à pilotage électronique (page 50).

ENCOMBREMENTS

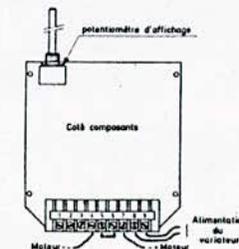
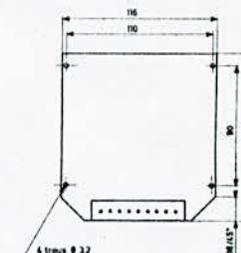
type 82 760 0



type 82 770 0



ENCOMBREMENT - BRANCHEMENT



- Bornes 8-8 :** Alimentation du variateur. Tension 24 V courant continu ou alternatif. Pour le courant continu, la polarité est indifférente.
- Bornes 5-6 :** Ces deux bornes sont à ponter dans le cas d'une alimentation du variateur en 24 V continu.
- Bornes 4-7 :** Alimentation du moteur 12 V : - borne 4 -- - -
- borne 7 -- +.

Autres réalisations : nous consulter

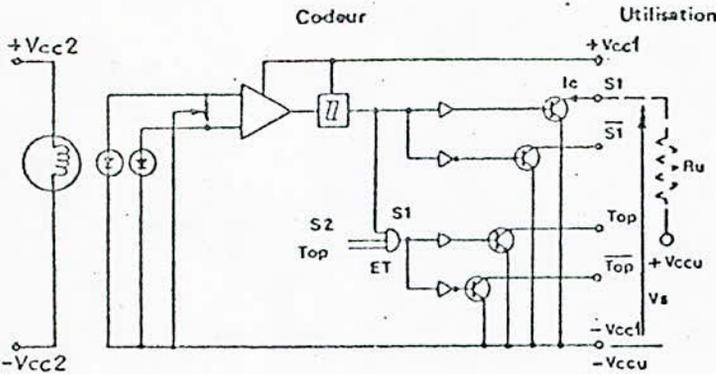
Pour passer commande : préciser dans l'ordre les points ① ②

Définition

Code : incrémental
 Nbre de périodes : 512
 Résolution : 42'
 Précision moyenne : ± 11'

Caractéristiques électriques
Composition de l'appareil

- 2 voies décalées de 1/4 de période + Top 0.
- Sortie : pour chaque voie signal S et \bar{S} sur transistors en collecteur ouvert.
- Fréquence maximale de lecture : 50 kHz

Schéma électrique d'une voie

Alimentation Vcc2

- Tension : 5 V ± 5%
- Tension (si top 0 utilisé) : 5 V ± 1%
- Consommation : 120 mA

Alimentation Vcc1

- Tension : 5 V ± 5%
- Ondulation max. crête à crête : 2%
- Consommation : 20 mA

Conditions limites d'emploi des transistors de sortie

- Protection des sorties en cas de court circuit de Ru :
 - Permanent pour un défaut sur une seule voie et pour Vccu = 5 V.
 - 5 s pour un défaut simultané sur les 3 voies avec Vccu = 16,5 V
- Ic max. : 20 mA
- Vccu : < 16,5 V

Caractéristiques des niveaux

- Etat haut : Vs = Vccu
- Etat bas (pour Ic absorbé < 14 mA) : Vs < 0,45V

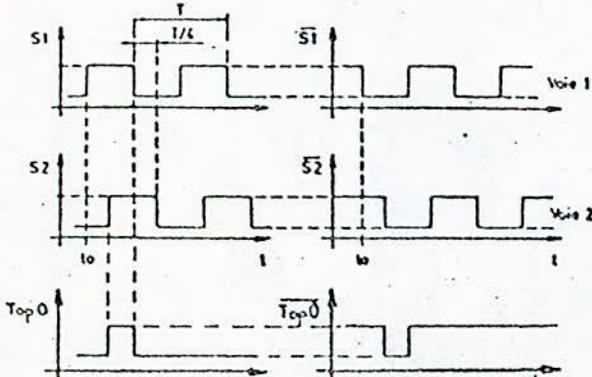
Signaux de sorties


Diagramme pour une rotation de l'axe en sens anti-horaire, appareil vu côté sortie d'axe.

Caractéristiques mécaniques

- Couple de rotation : < 40 cm.cN
- Moment d'inertie : 3 g.cm²
- Vitesse maximale de rotation : 6000 tr/min
- Charge maximale admissible sur l'axe (1N ≈ 0,1 kgf)
 - Axiale et radiale : 10 N
- Durée de vie des roulements à charge maximale
 - A 100 tr/min : 2.10⁶ heures
 - A 6000 tr/min : 3.10⁴ heures
- Masse : 150 g
- Encadrement : voir dessin au verso
- Fixation : vis ou type synchro, voir au verso
- Sorties : par fils longueur 1,00 m

Environnement

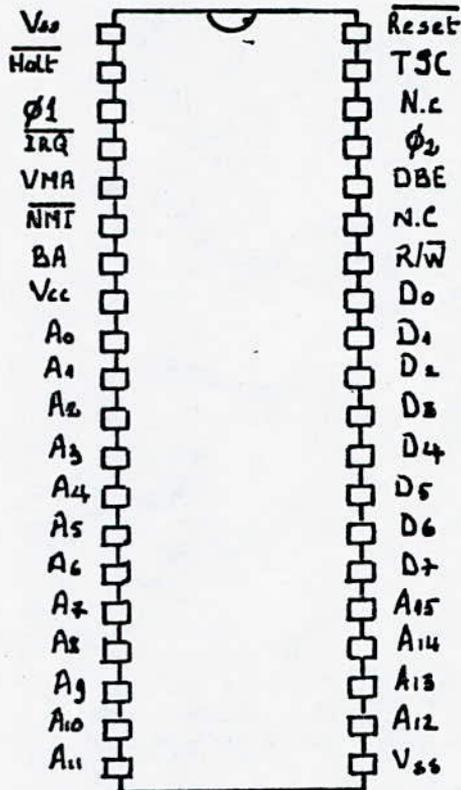
- Températures limites
 - Emploi : - 20°C à + 70°C
 - Stockage : - 20°C à + 70°C

Repérage des sorties sur le connecteur

FUNCTION	COULEUR DES FILS
+ Vcc2	Rouge/Blanc
- Vcc2	Bleu/Blanc
+ Vcc1	Rouge
- Vcc1	Bleu
Sortie S voie 1	Orange
Sortie S voie 2	Jaune
Sortie S top 0	Noir
Sortie S-bar voie 1	Orange/Blanc
Sortie S-bar voie 2	Jaune/Blanc
Sortie S-bar top 0	Noir/Blanc

les sorties non utilisées seront reliées à -Vcc1

Brochage du 6800



Commentaires:

RESET : Remise à zéro.

T.S.C : Commande des trois états (Three-State-Control).

HALT : Arrêt

I.R.Q : Interruption masquable.

N.M.I : Interruption non masquable.

B.A : Bus disponible.

R/ \bar{W} : Lecture-écriture (Read-write)

V.M.A : Validation de l'adresse mémoire

D.B.E : Activation du bus de données.

A₀...A₁₅ : Lignes d'adressages

D₀...D₇ : Lignes de données

ϕ_1 et ϕ_2 : Horloges.

Brochage du 6B21 (PIA)

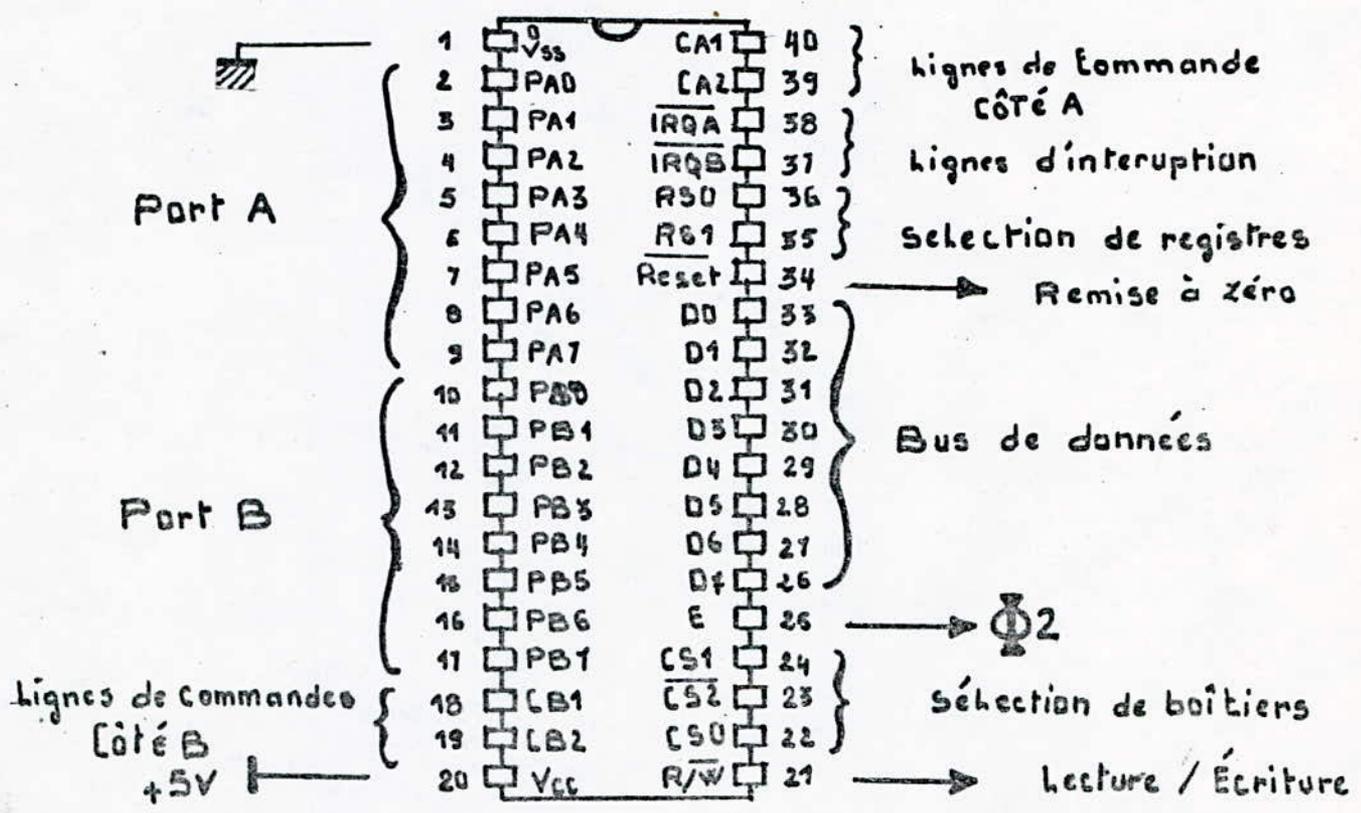
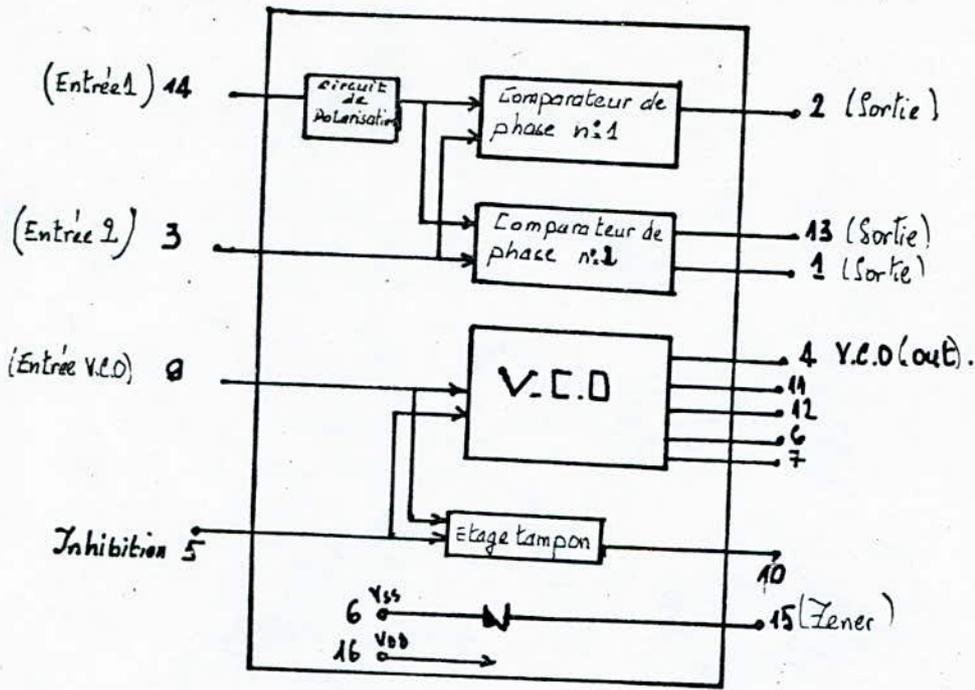
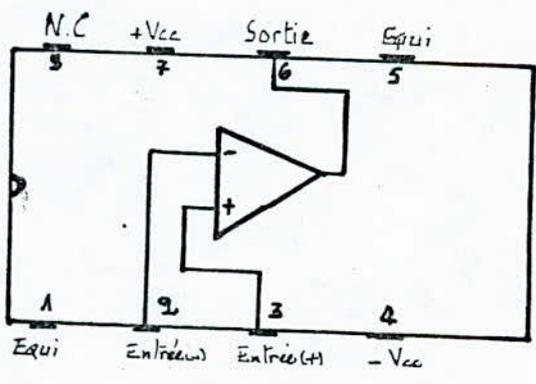


Fig : 28



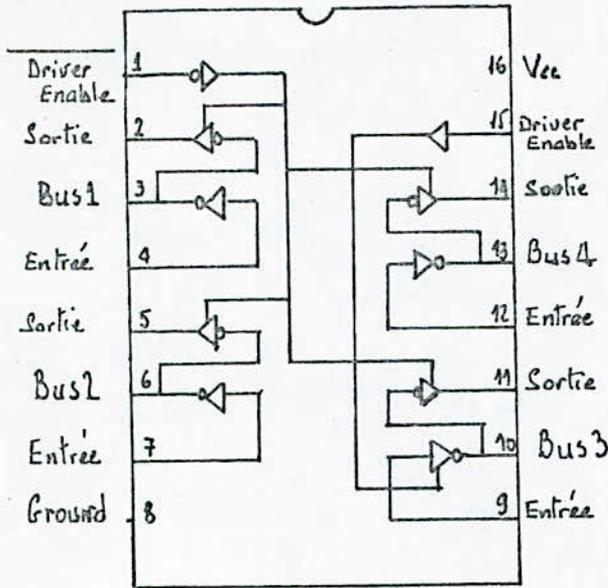
MC4046B P.L.L.C.MOS



μA 741

Brochages et tables de vérité des MC 8T26 et MC 8T95

8T26



8T95

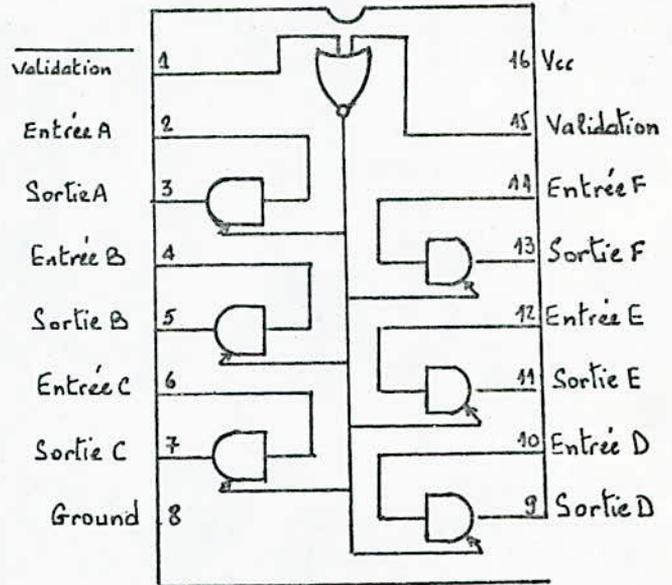


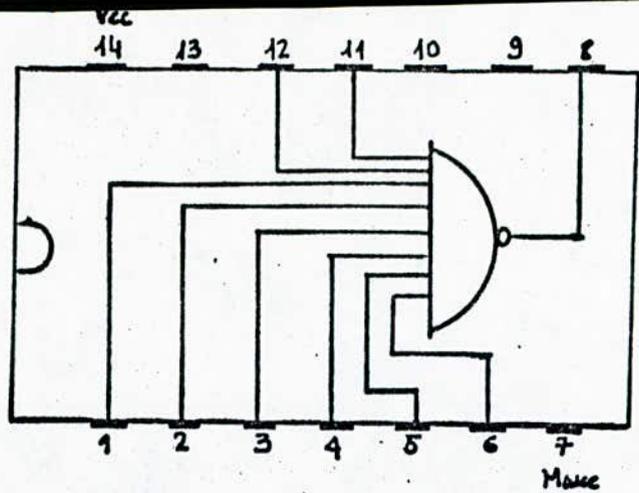
Table de vérité du 8T26

Driver Enable	Receiver Enable	Sortie	Entrée	Bus
L	L	L	X	L
L	L	H	X	H
L	H	X	X	indé
H	H	X	L	L
H	H	X	H	H

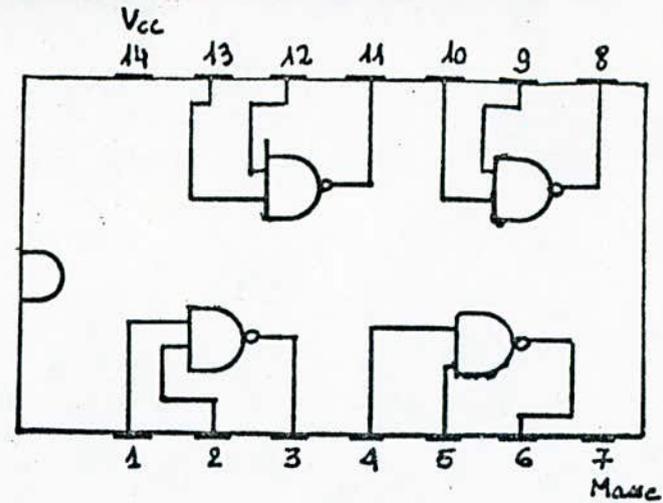
Table de vérité du 8T95

Valid	Valid 1	Entrée	Sortie
L	L	L	L
L	L	H	H
L	H	X	Z
H	L	X	Z
H	H	X	Z

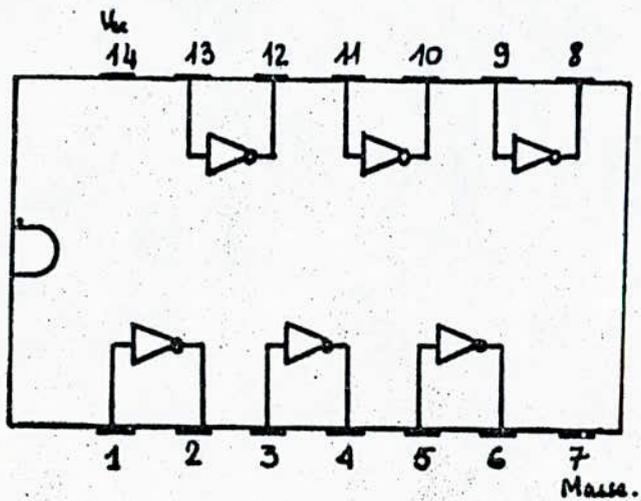
L = Etat bas (0)
 H = Etat haut (1)
 X = Etat indifférent.



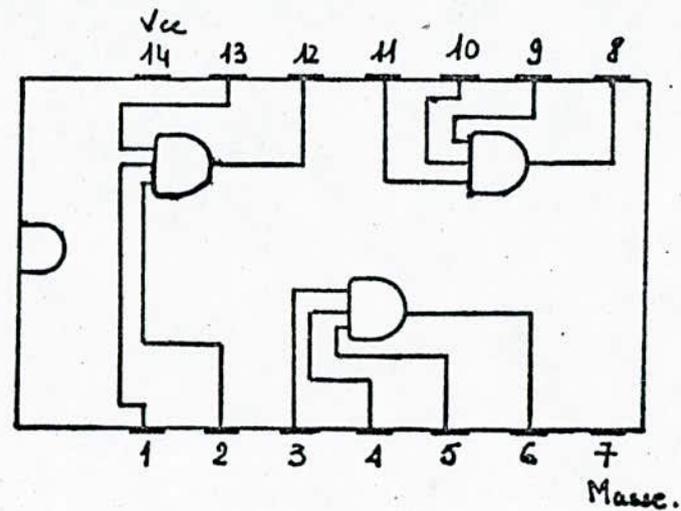
SN74LS30



SN74LS00



SN74LS04
SN74LS04



SN74LS11
SN74LS11

TYPES TIL306, TIL307 NUMERIC DISPLAYS WITH LOGIC

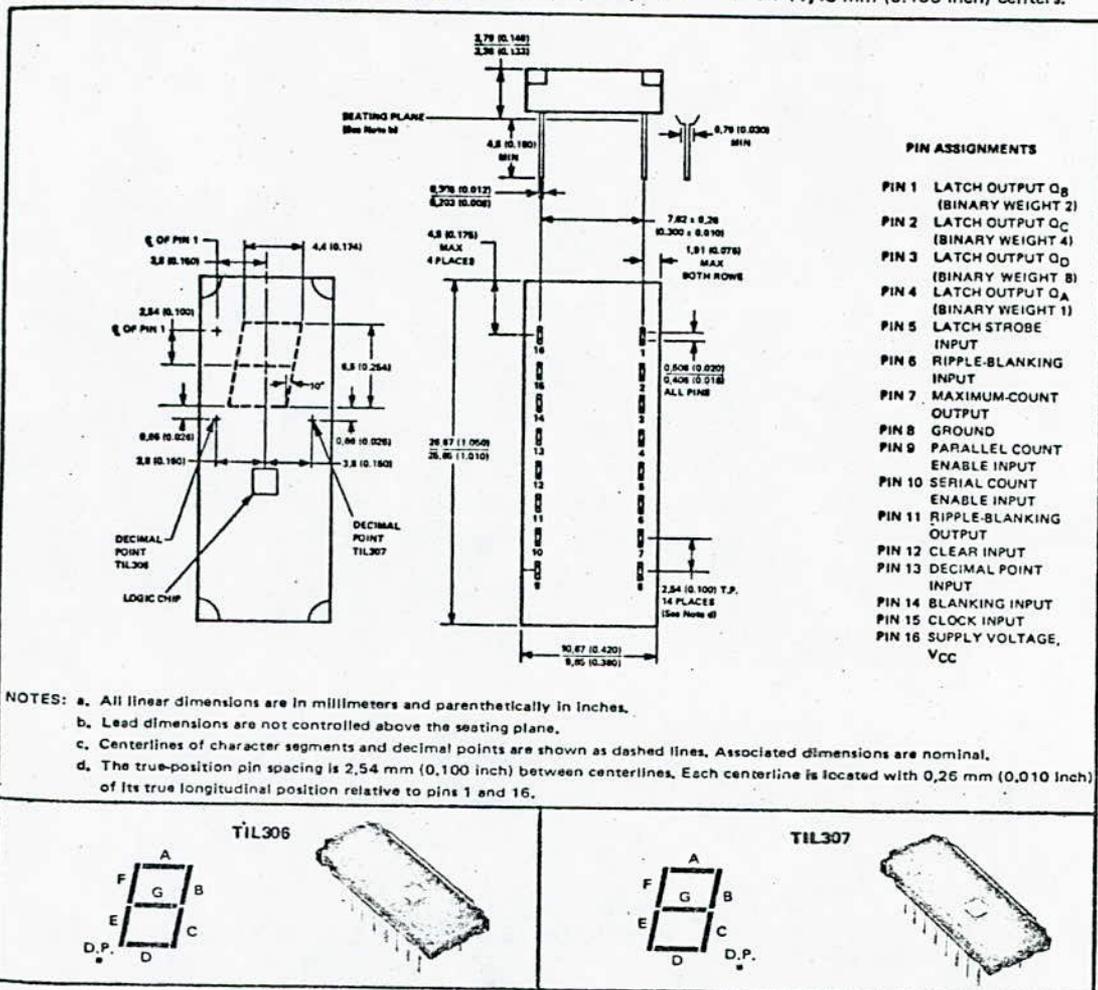
BULLETIN NO. DLS 11551, MARCH 1972—REVISED OCTOBER 1978

SOLID-STATE DISPLAYS WITH INTEGRAL TTL MSI CIRCUIT CHIP FOR
USE IN ALL SYSTEMS WHERE THE DATA TO BE DISPLAYED IS
THE PULSE COUNT

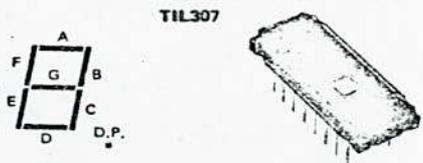
- 6,9-mm (0.270-Inch) Character Height
- High Luminous Intensity
- TIL306 Has Left Decimal
- TIL307 Has Right Decimal
- Easy System Interface
- Wide Viewing Angle
- Internal TTL MSI Chip and Counter, Latch, Decoder, and Driver
- Constant-Current Drive for Light-Emitting Diodes

mechanical data

The display chips and TTL MSI chip are mounted on a header and this assembly is then cast within a red, electrically nonconductive, transparent plastic compound. Multiple displays may be mounted on 11,43-mm (0.450-inch) centers.



NOTES: a. All linear dimensions are in millimeters and parenthetically in inches.
 b. Lead dimensions are not controlled above the seating plane.
 c. Centerlines of character segments and decimal points are shown as dashed lines. Associated dimensions are nominal.
 d. The true-position pin spacing is 2,54 mm (0,100 inch) between centerlines. Each centerline is located with 0,26 mm (0,010 inch) of its true longitudinal position relative to pins 1 and 16.

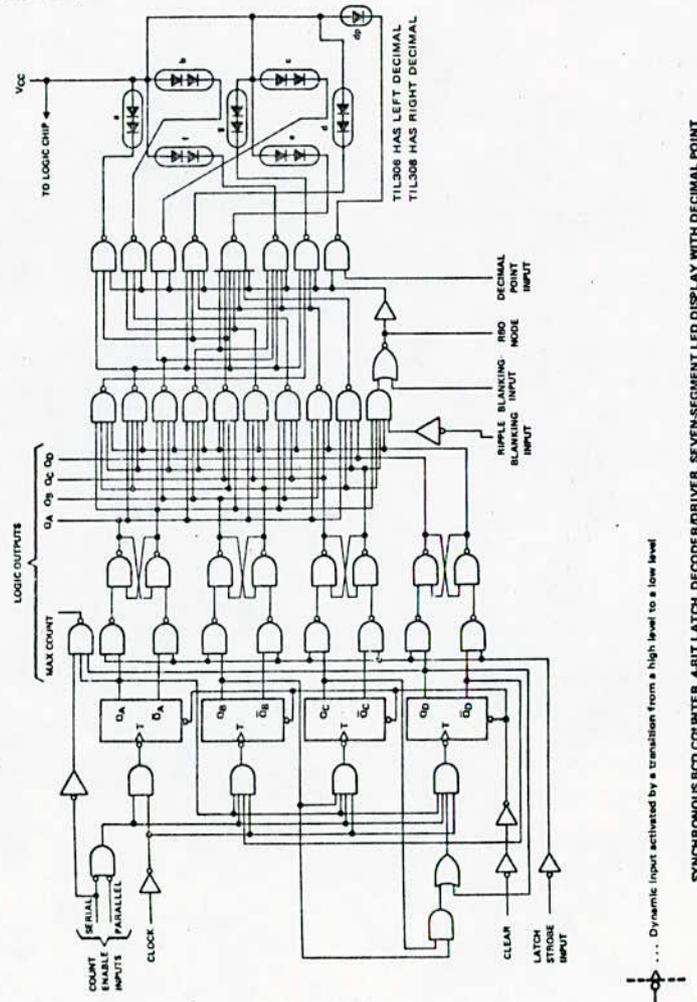


TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED

POST OFFICE BOX 225012 • DALLAS, TEXAS 75285

TYPES TIL306, TIL307
NUMERIC DISPLAYS WITH LOGIC

functional block diagram



SYNCHRONOUS BCD COUNTER, 4-BIT LATCH, DECODER/DRIVER, SEVEN-SEGMENT LED DISPLAY WITH DECIMAL POINT

TYPES TIL306, TIL307
NUMERIC DISPLAYS WITH LOGIC

description

These internally-driven seven-segment light-emitting-diode (LED) displays contain a BCD counter, a four-bit latch, and a decoder/LED driver in a single 16-pin package. A description of the functions of the inputs and outputs of these devices follows:

FUNCTION	PIN NO.	DESCRIPTION
CLEAR INPUT	12	When low, resets and holds counter at 0. Must be high for normal counting.
CLOCK INPUT	15	Each positive-going transition will increment the counter provided that the circuit is in the normal counting mode (serial and parallel count enable inputs low, clear input high).
PARALLEL COUNT ENABLE INPUT (PCEI)	9	Must be low for normal counting mode. When high, counter will be inhibited. Logic level must not be changed when the clock is low.
SERIAL COUNT ENABLE INPUT (SCEI)	10	Must be low for normal counting mode, also must be low to enable maximum count output to go low. When high, counter will be inhibited and maximum count output will be driven high. Logic level must not be changed when the clock is low.
MAXIMUM COUNT OUTPUT	7	Will go low when the counter is at 9 and serial count enable input is low. Will return high when the counter changes to 0 and will remain high during counts 1 through 8. Will remain high (inhibited) as long as serial count enable input is high.
LATCH STROBE INPUT	5	When low, data in latches follow the data in the counter. When high, the data in the latches are held constant, and the counter may be operated independently.
LATCH OUTPUTS (QA, QB, QC, QD)	4, 1, 2, 3	The BCD data that drives the decoder can be stored in the 4-bit latch and is available at these outputs for driving other logic and/or processors. The binary weights of the outputs are: QA = 1, QB = 2, QC = 4, QD = 8.
DECIMAL POINT INPUT	13	Must be high to display decimal point. The decimal point is not displayed when this input is low or when the display is blanked.
BLANKING INPUT (BI)	14	When high, will blank (turn off) the entire display and force RBO low. Must be low for normal display. May be pulsed to implement intensity control of the display.
RIPPLE-BLANKING INPUT (RBI)	6	When the data in the latches is BCD 0, a low input will blank the entire display and force the RBO low. This input has no effect if the data in the latches is other than 0.
RIPPLE-BLANKING OUTPUT (RBO)	11	Supplies ripple-blanking information for the ripple-blanking input of the next decade. Provides a low if BI is high, or if RBI is low and the data in the latches is BCD 0; otherwise, this output is high. This pin has a resistive pull-up circuit suitable for performing a wire-AND function with any open-collector output. Whenever this pin is low the entire display will be blanked; therefore, this pin may be used as an active-low blanking input.

The TTL MSI circuits contain the equivalent of 86 gates on a single chip. Logic inputs and outputs are completely TTL/DTL compatible. The buffered inputs are implemented with relatively large resistors in series with the bases of the input transistors to lower drive-current requirements to one-half of that required for a standard Series 54/74 TTL input. The serial-carry input, actually two internal loads, is rated as one standard series 54/74 load.

```

10  DEG
20  FOR K=0 TO 10 STEP 1
30  -A=-K-1
40  R=K^2-9
50  C=6
60  D=27
70  P=C/A-R^2/(3*A^2)
80  Q=2*R^3/(27*A^3)-R*C/(3*A^2)+D/A
90  IF P=0 THEN
100     IF Q=0 THEN
110         S1=S2=S3=0
120         T2=T3=0
130         GOTO Et4
140     ELSE
150         IF Q<0 THEN
160             Mq=-Q
170             S1=S2=S3=Mq^(1/3)
180             T2=T3=0
190             GOTO Et4
200         ELSE
210             S1=Q^(1/3)
220             S1=S2=S3=-S1
230             T2=T3=0
240             GOTO Et4
250         END IF
260     END IF
270 ELSE
280     IF Q=0 THEN
290         IF P<0 THEN
300             S1=0
310             S2=SQR(-P)
320             S3=-S2
330             T2=T3=0
340             GOTO Et4
350         ELSE
360             S1=S2=S3=0
370             T2=SQR(P)
380             T3=-T2
390             GOTO Et4
400         END IF
410     END IF
420 END IF
430 IF P<0 THEN GOTO Et1
440 C1=2*P/(3*Q)
450 C2=SQR(P/3)
460 D4=TAN(ATN(C1*C2)/2)
470 IF D4>0 THEN GOTO Et2
480 D5=-D4
490 D5=-D5^(1/3)
500 GOTO Et3
510 Et2: !
520 D5=D4^(1/3)
530 Et3: !
540 B2=2*ATN(D5)
550 A1=SIN(B2)
560 A2=TAN(B2)
570 S1=-2*C2*(1/A2)
580 S2=-S1/2
590 T2=SQR(P)*(1/A1)
600 S3=S2
610 T3=-T2
620 GOTO Et4
630 Et1: !
640 L=(-P/3)^3
650 M=(Q/2)^2
660 IF L=M THEN GOTO Et5
670 C1=-(2*P)/(3*Q)
680 C2=SQR(-P/3)
690 D4=TAN(ASN(C1*C2)/2)
700 IF D4>0 THEN GOTO Et7
710 D5=-D4
720 D5=-D5^(1/3)
730 GOTO Et8
740 Et7: !
750 D5=D4^(1/3)
760 Et8: !
770 B2=2*ATN(D5)
780 A1=SIN(B2)
790 A2=TAN(B2)
800 S1=-2*C2*(1/A1)
810 S2=-S1/2
820 T2=SQR(-P)*(1/A2)
830 S3=S2
840 T3=-T2
850 GOTO Et4
860 Et5: !
870 IF L=M THEN GOTO Et6
880 B4=ACS(3*Q/(2*P)*SQR(3/-P))/3
890 B5=COS(B4)
900 B6=COS(60-B4)
910 B7=COS(60+B4)
920 S3=2*SQR(-P/3)*B5
930 S1=-2*SQR(-P/3)*B6
940 S2=-2*SQR(-P/3)*B7
950 T2=T3=0
960 GOTO Et4
970 Et6: !
980 S1=-(3*Q)/(2*P)
990 S2=S1
1000 S3=-(S2*2)
1010 T2=T3=0
1020 Et4: !
1030 Te1=0
1040 Se1=S1-B/(3*A)
1050 Se2=S2-B/(3*A)
1060 Se3=S3-B/(3*A)
1070 Rac11=A*Se1^3+B*Se1^2+C*Se1+D
1080 Rac12=A*(Se2^3-3*Se2*T2^2)+B*(Se2^2-T2^2)+C*Se2+D
1090 Rac13=A*(3*T2*Se2^2-T2^3)+B*(2*Se2*T2)+C*T2
1100 PRINT "*****"
1110 PRINT " SOLUTION DE L'EQUATION :";A;"X^3+";B;"X^2+";C;"X+";D;" (POUR K=";K;")"
1120 PRINT "*****"
1130 PRINT
1140 PRINT USING "2(4A,DDDD.DDDDDDDDD,2X),11A,DD.DDD";"Se1=";Se1;"Te1=";T1;"F(Se1)=";Rac11
1150 PRINT USING "2(4A,DDDD.DDDDDDDDD,2X),11A,DD.DDD";"Se2=";Se2;"Te2=";T2;"F(Se2,Te2)=";Rac12
1160 PRINT USING "2(4A,DDDD.DDDDDDDDD,2X),11A,DD.DDD";"Se3=";Se3;"Te3=";T3;"F(Se3,Te3)=";Rac13
1170 PRINT
1180 PRINT
1190 NEXT K
1200 END

```

"RACURI"

Lc
L

*****SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 0 X+ 0 (POUR K= 0)*****
 Se1= -4.00000000001 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
 Se2= -.00000243431 Te2= 0.00000000000 F(Se2,Te2)= .000
 Se3= .00000243432 Te3= 0.00000000000 F(Se3,Te3)= 0.000

*****SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ .2 X+ .04 (POUR K= 2)*****
 Se1= -3.95195327234 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
 Se2= -.02402336382 Te2= -.09769572726 F(Se2,Te2)= .000
 Se3= -.02402336382 Te3= .09769572726 F(Se3,Te3)= -.000

*****SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ .4 X+ .08 (POUR K= 4)*****
 Se1= -3.90276070750 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
 Se2= -.04861964624 Te2= -.13466417601 F(Se2,Te2)= -.000
 Se3= -.04861964624 Te3= .13466417601 F(Se3,Te3)= .000

*****SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ .6 X+ .12 (POUR K= 6)*****
 Se1= -3.85233634316 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
 Se2= -.07383182842 Te2= -.16030841892 F(Se2,Te2)= .000
 Se3= -.07383182842 Te3= .16030841892 F(Se3,Te3)= -.000

*****SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ .8 X+ .16 (POUR K= 8)*****
 Se1= -3.80058290706 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
 Se2= -.09970854646 Te2= -.17932376047 F(Se2,Te2)= .000
 Se3= -.09970854646 Te3= .17932376047 F(Se3,Te3)= .000

*****SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 1 X+ .2 (POUR K= 10)*****
 Se1= -3.74738962003 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
 Se2= -.12630518998 Te2= -.19343599361 F(Se2,Te2)= -.000
 Se3= -.12630518998 Te3= .19343599361 F(Se3,Te3)= .000

*****SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 1.2 X+ .24 (POUR K= 12)*****
 Se1= -3.69262941499 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
 Se2= -.15368529250 Te2= -.20340886830 F(Se2,Te2)= .000
 Se3= -.15368529250 Te3= .20340886830 F(Se3,Te3)= .000

*****SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 1.4 X+ .28 (POUR K= 14)*****
 Se1= -3.63615537477 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
 Se2= -.18192231261 Te2= -.20954398667 F(Se2,Te2)= .000
 Se3= -.18192231261 Te3= .20954398667 F(Se3,Te3)= -.000

*****SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 1.6 X+ .32 (POUR K= 16)*****
 Se1= -3.57779610077 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
 Se2= -.21110194961 Te2= -.21184074830 F(Se2,Te2)= -.000
 Se3= -.21110194961 Te3= .21184074830 F(Se3,Te3)= .000

*****SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 1.8 X+ .36 (POUR K= 18)*****
 Se1= -3.51734959457 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
 Se2= -.24132520271 Te2= -.21002842351 F(Se2,Te2)= .000
 Se3= -.24132520271 Te3= .21002842351 F(Se3,Te3)= -.000

*****SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 2 X+ .4 (POUR K= 20)*****
 Se1= -3.45457501800 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
 Se2= -.27271249100 Te2= -.20351014719 F(Se2,Te2)= .000
 Se3= -.27271249100 Te3= .20351014719 F(Se3,Te3)= -.000

*****SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 2.2 X+ .44 (POUR K= 22)*****
 Se1= -3.38918136362 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
 Se2= -.30540931818 Te2= -.19118056794 F(Se2,Te2)= -.000
 Se3= -.30540931818 Te3= .19118056794 F(Se3,Te3)= .000

*****SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 2.4 X+ .48 (POUR K= 24)*****
 Se1= -3.32081148678 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
 Se2= -.33959425660 Te2= -.17093485420 F(Se2,Te2)= .000
 Se3= -.33959425660 Te3= .17093485420 F(Se3,Te3)= -.000

$\alpha = \frac{1}{10}$
 $z_L = 5$

u3- -18192231261 Te3= .20954398667 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 1.6 X+ .32 (POUR K= 16)

Se1= -3.57779610077 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -.21110194961 Te2= -.21184074830 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -.21110194961 Te3= .21184074830 F(Se3,Te3)= .000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 1.8 X+ .36 (POUR K= 18)

Se1= -3.51734959457 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -.24132520271 Te2= -.21002842351 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -.24132520271 Te3= .21002842351 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 2 X+ .4 (POUR K= 20)

Se1= -3.45457501800 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -.27271249100 Te2= -.20351014719 F(Se2,Te2)= .000
Se3= -.27271249100 Te3= .20351014719 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 2.2 X+ .44 (POUR K= 22)

Se1= -3.38918136362 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -.30540931818 Te2= -.19118056794 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -.30540931818 Te3= .19118056794 F(Se3,Te3)= .000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 2.4 X+ .48 (POUR K= 24)

Se1= -3.32081148678 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -.33959425660 Te2= -.17093485420 F(Se2,Te2)= .000
Se3= -.33959425660 Te3= .17093485420 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 2.6 X+ .52 (POUR K= 26)

Se1= -3.24901894011 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -.37549052994 Te2= -.13804048267 F(Se2,Te2)= .000
Se3= -.37549052994 Te3= .13804048267 F(Se3,Te3)= .000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 2.8 X+ .56 (POUR K= 28)

Se1= -3.17323320638 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -.41338339680 Te2= -.07476846775 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -.41338339680 Te3= .07476846775 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 3 X+ .6 (POUR K= 30)

Se1= -3.09270531471 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -.56223374480 Te2= 0.00000000000 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -.34506094049 Te3= 0.00000000000 F(Se3,Te3)= 0.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 3.2 X+ .64 (POUR K= 32)

Se1= -3.00641834829 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -.68097343302 Te2= 0.00000000000 F(Se2,Te2)= .000
Se3= -.31260821865 Te3= 0.00000000000 F(Se3,Te3)= 0.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 3.4 X+ .68 (POUR K= 34)

Se1= -2.91293039068 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -.79220907151 Te2= 0.00000000000 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -.29456053779 Te3= 0.00000000000 F(Se3,Te3)= 0.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 3.6 X+ .72 (POUR K= 36)

Se1= -2.81007465747 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -.90762803492 Te2= 0.00000000000 F(Se2,Te2)= 0.000
Se3= -.28229730767 Te3= 0.00000000000 F(Se3,Te3)= 0.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 3.8 X+ .76 (POUR K= 38)

Se1= -2.69431639804 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -1.03248262671 Te2= 0.00000000000 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -.27320097524 Te3= 0.00000000000 F(Se3,Te3)= 0.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 4 X+ .8 (POUR K= 40)

Se1= -2.55911377973 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -1.17478885549 Te2= 0.00000000000 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -.26609736481 Te3= 0.00000000000 F(Se3,Te3)= 0.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 4.2 X+ .84 (POUR K= 42)

Se1= -2.38931395045 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -1.35033113070 Te2= 0.00000000000 F(Se2,Te2)= .000
Se3= -.26035491885 Te3= 0.00000000000 F(Se3,Te3)= 0.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 4.4 X+ .88 (POUR K= 44)

Se1= -2.12158800330 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -1.62281719250 Te2= 0.00000000000 F(Se2,Te2)= 0.000
Se3= -.25559480414 Te3= 0.00000000000 F(Se3,Te3)= 0.000

Se1= -2.12158800330 Te1= 0.00000000000
Se2= -1.87421380602 Te2= 0.00000000000
Se3= -1.87421380602 Te3= 0.00000000000
F(Se2,Te2)= 0.000
F(Se3,Te3)= 0.000

-0,2

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 4.6 X+ .92 (POUR K= 46)

Se1= -.25157238796 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -1.87421380602 Te2= -.37989699115 F(Se2,Te2)= .000
Se3= -1.87421380602 Te3= -.37989699115 F(Se3,Te3)= .000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 4.8 X+ .96 (POUR K= 48)

Se1= -.24812099789 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -1.87593950105 Te2= .59154968212 F(Se2,Te2)= .000
Se3= -1.87593950105 Te3= -.59154968212 F(Se3,Te3)= 0.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 5 X+ 1 (POUR K= 50)

Se1= -.24512233376 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -1.87743883312 Te2= .74486176663 F(Se2,Te2)= 0.000
Se3= -1.87743883312 Te3= -.74486176663 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 5.2 X+ 1.04 (POUR K= 52)

Se1= -.24248966509 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -1.87875516745 Te2= .87127584501 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.87875516745 Te3= -.87127584501 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 5.4 X+ 1.08 (POUR K= 54)

Se1= -.24015770959 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -1.87992114520 Te2= -.98129576319 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.87992114520 Te3= .98129576319 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 5.6 X+ 1.12 (POUR K= 56)

Se1= -.23807624217 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -1.88096187891 Te2= -1.07998043431 F(Se2,Te2)= .000
Se3= -1.88096187891 Te3= 1.07998043431 F(Se3,Te3)= .000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 5.8 X+ 1.16 (POUR K= 58)

Se1= -.23620589980 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -1.88189705010 Te2= -1.17022780715 F(Se2,Te2)= 0.000
Se3= -1.88189705010 Te3= 1.17022780715 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 6 X+ 1.2 (POUR K= 60)

Se1= -.23451533871 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -1.88274233064 Te2= -1.25388093758 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.88274233064 Te3= 1.25388093758 F(Se3,Te3)= .000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 6.2 X+ 1.24 (POUR K= 62)

Se1= -.23297925354 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -1.88351037323 Te2= -1.33219780525 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.88351037323 Te3= 1.33219780525 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 6.4 X+ 1.28 (POUR K= 64)

Se1= -.23157696558 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -1.88421151721 Te2= -1.40608214091 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.88421151721 Te3= 1.40608214091 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 6.6 X+ 1.32 (POUR K= 66)

Se1= -.23029139427 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -1.88485430286 Te2= -1.47620893031 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.88485430286 Te3= 1.47620893031 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 6.8 X+ 1.36 (POUR K= 68)

Se1= -.22910829556 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -1.88544585222 Te2= -1.54309797714 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.88544585222 Te3= 1.54309797714 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 7 X+ 1.4 (POUR K= 70)

Se1= -.22801568815 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -1.88599215592 Te2= -1.60715980287 F(Se2,Te2)= .000
Se3= -1.88599215592 Te3= 1.60715980287 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 7.2 X+ 1.44 (POUR K= 72)

Se1= -.22700341549 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -1.88649829225 Te2= -1.66872438763 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.88649829225 Te3= 1.66872438763 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 7.4 X+ 1.48 (POUR K= 74)

Se1= -.22606280640 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -1.88696859680 Te2= -1.72806327468 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.88696859680 Te3= 1.72806327468 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 7.2 X+ 1.44 (POUR K= 74)

Se1= -.22700341549 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -1.88647829225 Te2= -1.86872438763 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.88647829225 Te3= 1.86872438763 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 7.4 X+ 1.48 (POUR K= 74)

Se1= -.22606280640 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -1.88696859680 Te2= -1.72800327468 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.88696859680 Te3= 1.72800327468 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 7.6 X+ 1.52 (POUR K= 76)

Se1= -.22518641025 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -1.88740679487 Te2= -1.78540159876 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.88740679487 Te3= 1.78540159876 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 7.8 X+ 1.56 (POUR K= 78)

Se1= -.22436778700 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -1.88781610650 Te2= -1.84092914142 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.88781610650 Te3= 1.84092914142 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 8 X+ 1.6 (POUR K= 80)

Se1= -.22360133927 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -1.88819933036 Te2= -1.89480750752 F(Se2,Te2)= .000
Se3= -1.88819933036 Te3= 1.89480750752 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 8.2 X+ 1.64 (POUR K= 82)

Se1= -.22288217838 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -1.88855891081 Te2= -1.94717564492 F(Se2,Te2)= 0.000
Se3= -1.88855891081 Te3= 1.94717564492 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 8.4 X+ 1.68 (POUR K= 84)

Se1= -.22220601353 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -1.88889699323 Te2= -1.99815404989 F(Se2,Te2)= 0.000
Se3= -1.88889699323 Te3= 1.99815404989 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 8.6 X+ 1.72 (POUR K= 86)

Se1= -.22156906312 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -1.88921546844 Te2= -2.04784801950 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.88921546844 Te3= 2.04784801950 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 8.8 X+ 1.76 (POUR K= 88)

Se1= -.22096797987 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -1.88951601006 Te2= -2.09635020364 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.88951601006 Te3= 2.09635020364 F(Se3,Te3)= 0.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 9 X+ 1.8 (POUR K= 90)

Se1= -.22039979056 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -1.88980010472 Te2= -2.14374263134 F(Se2,Te2)= .000
Se3= -1.88980010472 Te3= 2.14374263134 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 9.2 X+ 1.84 (POUR K= 92)

Se1= -.21986184461 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -1.89006907769 Te2= -2.19009833885 F(Se2,Te2)= 0.000
Se3= -1.89006907769 Te3= 2.19009833885 F(Se3,Te3)= .000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 9.4 X+ 1.88 (POUR K= 94)

Se1= -.21935177054 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -1.89032411473 Te2= -2.23548269022 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.89032411473 Te3= 2.23548269022 F(Se3,Te3)= -.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 9.6 X+ 1.92 (POUR K= 96)

Se1= -.21886744053 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -1.89056627973 Te2= -2.27995445926 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.89056627973 Te3= 2.27995445926 F(Se3,Te3)= 0.000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 9.8 X+ 1.96 (POUR K= 98)

Se1= -.21840693936 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= .000
Se2= -1.89079653032 Te2= -2.32356672267 F(Se2,Te2)= .000
Se3= -1.89079653032 Te3= 2.32356672267 F(Se3,Te3)= .000

SOLUTION DE L'EQUATION : 1 X^3+ 4 X^2+ 10 X+ 2 (POUR K= 100)

Se1= -.21796853890 Te1= 0.00000000000 F(Se1)= -.000
Se2= -1.89101573055 Te2= -2.36636760353 F(Se2,Te2)= -.000
Se3= -1.89101573055 Te3= 2.36636760353 F(Se3,Te3)= -.000

°°° BIBLIOGRAPHIE °°°

(Ref:I) Rêvue générale de l'UICF.

(Ref:II) A. BLANCHARD .Boucles à verrouillage de phase.

(Ref:III) JACOB TAL IEEE TRANS.INDUST.ELECTRO.CONTR.INSTRUM.

Vol IECI 24 n°I Fevrier1977.

(Ref:V) Microprocessors in instruments and control

ROBERT.J.BIBBERO EDIT/JOHN WILEY and SONS.

(Ref:VI) RIVELAIN EDIT/ DUNOD.

(Ref:VII) DARDANNE.

Autres...

.NARESH.K.GINHA

.Speed control of a DC servo systems .IEEE IECI Janvier1977.

A.W.MOORE

.Phase-Looched for Motors-speed control

IEEE Spectrum Avril 1973.

.BENJAMIN.C.KUO

.Digital control systems

.Schaüm Systèmes asservis. Tome:II

.Angot .Calcul algebrique.

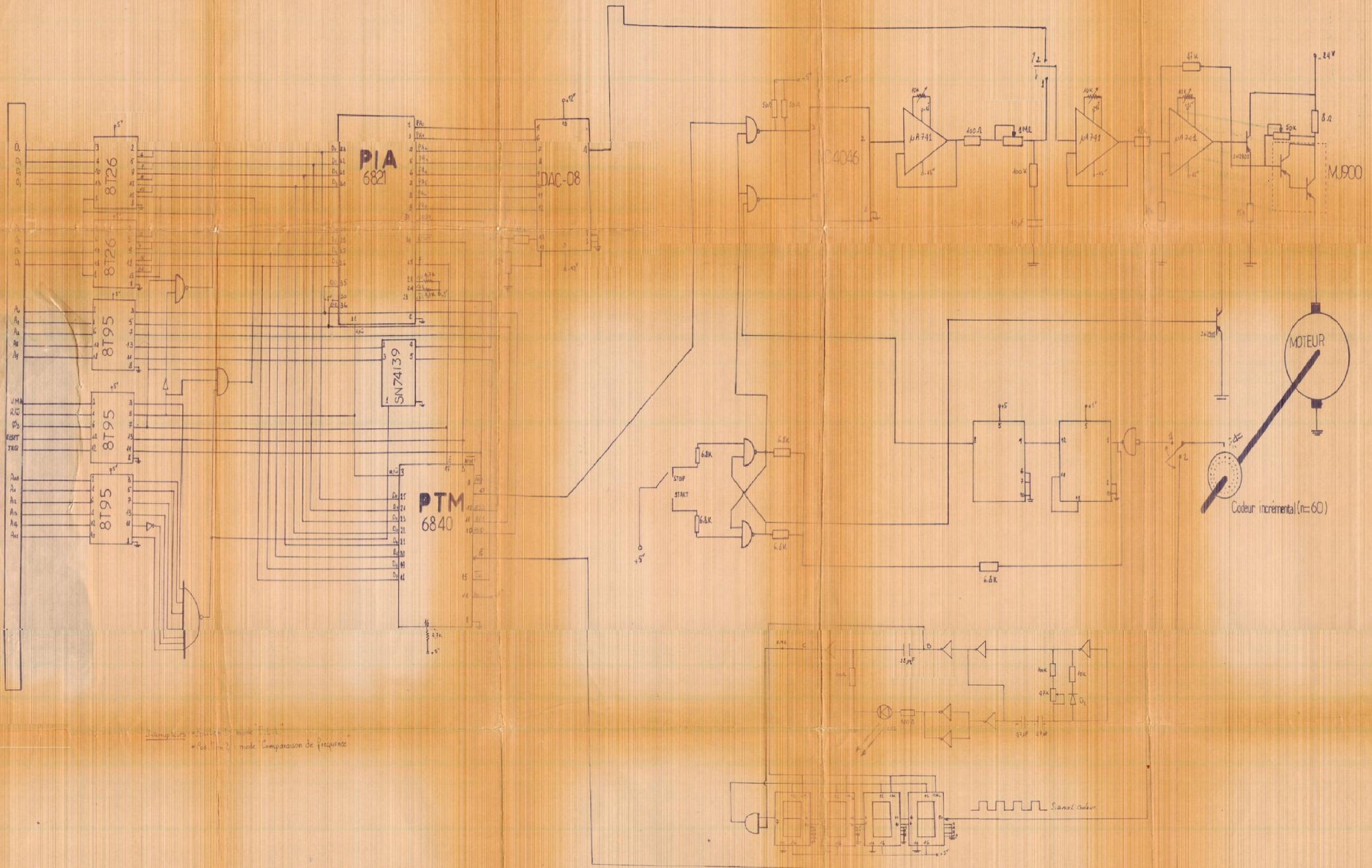


Diagramme de la partie de commande
 * Pic 1701 mode Comparaison de fréquence

