

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

22/88

وزارة التعليم و البحث العلمي  
Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

1 seul  
ca

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

**SUJET**

ETUDE D UN SYSTEME DE

COMMANDE AUTOMATIQUE

POUR ROBOTS

Proposé par :

Mr LYSSOV

Etudié par :

N ABROUS

Dirigé par :

Mr LYSSOV

PROMOTION juin 1988

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

DEDICACES

DEDICACES.

oOo

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

A mes parents à qui je dois tout.

A la mémoire de "mi fatima ", et de mon oncle Abdenmour.

A ma sœur Dalila, et mes frères; en particulier Tewfiq.

A samah.

A mes amies (is).

Nadya. A

" Durant la trêve hivernal, unissant les mystères  
de la nature aux lois de la mathématique, il osa  
espérer qu'il pourrait ouvrir avec la même clé  
ce qui est caché en chacune."

- Epitaphe de la tombe de DESCARTES-

REMERCIEMENTS

---

REMERCIEMENTS.

oOo

Je tiens à remercier mon promoteur Mr LYSSOV,  
pour l'aide qu'il m'a apporté dans l'élaboration de  
ce travail.

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

Enfin, je remercie mes amis(ies) et, tous ceux  
qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration  
de ce projet.

# SOMMAIRE

---

SOMMAIRE.

oOo

CHAPITRE PREMIER: GENERALITES.

PARTIE I: STRUCTURE ET COMPOSANTS DU ROBOT.

I.1. STRUCTURE ET DOMAINE DE LA ROBOTIQUE.....	I
I.1.1. LES DOMAINES DE LA ROBOTIQUE.....	I
I.1.2. CARACTERISTIQUES DES ROBOTS.....	2
I.1.3. STRUCTURE DU ROBOT.....	3
I.2. REPRESENTATION DES ROBOTS.....	4
I.2.1. NOTION DE DEGRE DE LIBERTE.....	4
I.2.2. ARCHITECTURE DU ROBOT.....	5
I.3. EXEMPLES DE DIFFERENTS TYPES DE ROBOTS.....	8
I.4. BUT DU PROJET.....	10

PARTIE 2: PRINCIPES GENERAUX & MODELISATION DE LA COMMANDE..

I.1. PRINCIPES GENERAUX DE LA COMMANDE.....	12
I.1.1 GRANDEURS IMPLIQUEES DANS LA COMMANDE.....	12
I.1.2 LES DIFFERENTS NIVEAUX DE COMMANDE.....	13
I.2. MODELISATION DE LA COMMANDE (NOTIONS).....	16

CHAPITRE DEUX: MOTEURS A COURANT CONTINU.

II.1 INTRODUCTION.....	18
II.2 FONCTIONNEMENT D'UN ENSEMBLE MACHINE MOTEUR.....	18
II.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	19
II.4 ETABLISSEMENT DES FONCTIONS DE TRANSFERTS DE L'OBJET DE REGLAGE.....	21

II.4.1 FONCTION DE TRANSFERT DU MOTEUR.....	21
II.4.2 FONCTION DE TRANSFERT DU CONVERTISSEUR A THYRISTOR.....	22
II.4.3 CALCUL DES PARAMETRES DU SYSTEME.....	24

**CHAPITRE TROIS: ETUDE DE LA STABILITE DU SYSTEME.**

III.1 CONCEPTION DU SYSTEME PAR LA METHODE DE ROUTH.....	30
III.2 CONCEPTION DU SYSTEME PAR LA METHODE DE BODE.....	31
III.3 DETERMINATION DU RESEAU CORRECTEUR.....	32

**CHAPITRE QUATRE: STRUCTURE ET CARACTERISTIQUES GENERALES DES**

SYSTEMES SUBORDONNES.....	39
IV.1 LA REGULATION.....	39
IV.2 PRINCIPE DE LA REGULATION.....	41
IV.3 SYSTEME SUBORDONNES ACOMMANDE AUTOMATIQUE.....	43
IV.4 CONDITIONS D'OPTIMISATION.....	44

**CHAPITRE CINQ: REALISATION DES REGULATEURS.**

V.1 REALISATION DU REGULATEUR DE COURANT.....	50
V.2 REALISATION DU REGULATEUR DE VITESSE.....	56
V.3 CALCUL DES REGULATEURS COURANT ET VITESSE.....	58
V.3.1. CALCUL DU REGULATEUR DE COURANT.....	58
V.3.2. CALCUL DU REGULATEUR DE VITESSE.....	59
V.4. ANALYSE DE L'INFLUENCE DE LA F.C.E.M DU MOTEUR DANS LE REGIME TRANSITOIRE ET PERMANENT.....	60



V.5. PROPRIETES STATIQUE DU SYSTEME SUBORDONNE.....64

CHAPITRE SIX: EXEMPLE DE SYSTEME A COMMANDE AUTOMATIQUE "BTU 360I".

VI.1.LE SYSTEME DE COMMANDE.....68

VI.2.CONSTITUTION DU SYSTEME DE COMMANDE.....71

VI.3.CIRCUIT DE LIMITATION DE COURANT.....72

VI.4. CIRCUIT DE LIMITATION DE L'ANGLE D'AMORCAGE DU THYRISTOR....73

VI.5. CIRCUIT DE FORMATION DES IMPULSIONS.....75

VI.6. ORDRE DE FONCTIONNEMENT.....77

ANNEXE I.

I. TRACE DES DIFFERENTES REPONSES INDICIELLES EN FONCTION DE LA  
CHARGE POUR LE SYSTEME OPTIMISE ET NON OPTIMISE.

ANNEXE II.

I. REPRESENTATION DES LIAISONS MECANIQUES.

II. LES CINQ STRUCTURES DE PORTEURS COMMUNEMENT UTILISEES REPRESENTES  
AVEC LE SYMBOLISME DU TABLEAU PRECEDENT (I).

ANNEXE III.

I. PLANCHE I: LE SCHEMAS DE COMMANDE.

II. PLANCHE II: SCHEMAS ELECTRIQUE DE LA PLAQUE EI

III. PLANCHE III: SCHEMAS ELECTRIQUE DE LA PLAQUE E2.

IV. SCHEMAS DU CIRCUIT DE PUISSANCE.

CONCLUSION.

BIBLIOGRAPHIE.

## CHAPITRE PREMIER:

---

### GENERALITES

Première partie: Structure & composants  
du robot

## GENERALITES.

Les robots constituent une réalité pratique dans l'univers de la technique, en effet ils sont utilisés dans une large variété d'applications industrielles.

Désormais dans les usines ; ils soudent, peignent, assemblent et aident l'Homme aux tâches pénibles ou dangereuses de ; forge, de fonderie ou de l'industrie nucléaire.

Ils ont également fait leurs entrées dans l'agriculture, la construction, l'exploitation du fond des mers ou de l'espace.

Les robots sont des machines de complexité variable. Ils existe évidemment une grande différence technologique entre les manipulateurs à un ou deux degrés de liberté; qui sont en réalité des automates industriels, et les robots proprement dit, doués d'une intelligence artificielle , basée sur l'utilisation de capteurs sensoriels d'environnement; tels que la vue et le sens tactile. En effet, les recherches récentes sont orientées vers la création d'un robot qui peut "entendre" , "voir" , et "toucher".

## I- STRUCTURE DES ROBOTS.

### I- Les domaines de la robotique.

La robotique contemporaine permet deux types d'intervention:

#### a- Le robot autonome.

Programmé et envoyé dans les milieux hostiles, comme par exemple inspecter les soudures d'une centrale nucléaire.

b- La téléopétation.

Le robot est envoyé dans le milieu hostile et est contrôlé à distance à partir d'un poste maître aux commandes duquel se trouve l'opérateur : l'Homme.

Un autre domaine où la robotique d'assistance individuelle se développe, est celui de la robotique médicale, permettant d'améliorer les conditions de vie des paralysés (paraplégiques et tétraplégiques) ou des amputés. En effet, la robotique recouvre le domaine des:

b1- Prothèses. Mains et jambes artificielles par exemple.

b2- Orthèses : Ce sont des structures rigides, motorisées que l'on met autour du membre paralysé, et qui entraînent ce dernier dans son mouvement .

c- Téléthèses.

Elles sont destinées aux paralysés des quatre membres ( tétraplégiques ) et, sont des robots que l'handicapé commande à distance à partir des zones de motricité volontaire qu'il a conservées.

2- Caractéristiques des robots.

Les robots ont deux caractéristiques primordiales:

a- La versatilité.

C'est la potentialité qu'a le robot à exécuter des tâches diversifiées et / ou à exécuter une même tâche de manière diversifiée. Ceci impose au robot une structure mécanique à géométrie variable.

### b-L'Autoadaptation à l'environnement.

Un robot doit pouvoir exécuter tout seul sa tâche, malgré les perturbations imprévues (mais limitées) de l'environnement au cours de l'exécution de la tâche.

Cette propriété suppose que le robot possède des sens artificiels, et c'est de ce côté que les recherches sont les plus actives.

On cherche à créer des robots, ayant la même puissance d'appréhension que l'Homme.

### 3- Structure du robot.

Le robot industriel est un manipulateur mécanique programmable pouvant s'orienter suivant plusieurs directions, équipé à son extrémité d'un outil.

Les systèmes de robots modernes sont constitués de trois parties essentielles .

- Le manipulateur qui a la structure mécanique et mobile.
- Les commandes pour mettre en action les articulations du manipulateur
- L'ordinateur comme contrôleur et mémorisateur des programmes relatifs aux tâches

Bien que toute comparaison ait ses limites et qu'il n'y ait pas lieu d'accentuer le caractère anthropomorphique qu'on attribue trop souvent au robot, on doit reconnaître qu'au niveau fonctionnel, ce dernier peut se comparer utilement au système "bras+cerveau" de l'Homme.

## II- REPRESENTATION DES ROBOTS.

Pour qu'un système mécanique s'adapte bien aux différentes tâches inconnues qu'il doit accomplir, on doit passer par certaines approximations.

### I- Notion de degré de liberté.

Pour définir les propriétés de positionnement et d'orientation d'un objet ou d'un outil quelconque (partie terminale du robot) qui aura à accomplir une quelconque tâche, on s'est donc basé sur la notion de degré de liberté voir l'annexe (fig.I.I).

#### a- Pour un solide.

Si l'on considère un solide  $S$  isolé indéformable, quelconque auquel, on associe un repère cartésien  $XYZ$ , le solide peut se mouvoir:

Selon un mouvement de translation  $T_1T_2T_3$ , autorisant le solide à se positionner à un endroit quelconque de l'espace.

Selon un mouvement de rotation  $R_1R_2R_3$ , autorisant l'orientation quelconque du trièdre lié à  $S$  vis à vis d'une orientation quelconque prise comme référence.

Les deux mouvements se font suivant  $XYZ$ .

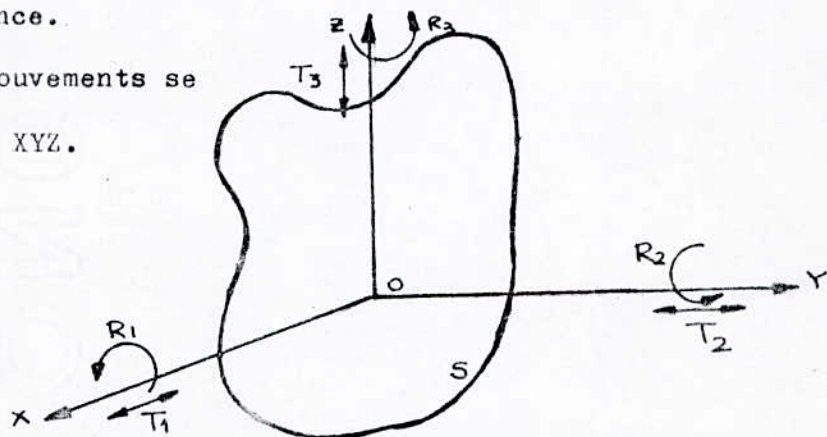


Fig I.2 - Les 6 degrés de liberté d'un solide indéformable.

## 2- Architecture du robot.

BOREL a associé un graphe orienté

au mécanisme dont:

. Les arcs sont les changements de repères ( $P_j$ ) exemple de fig.I.1 où deux types de changements de repères sont utilisés

.Rotation d'un corps le long d'un des axes du repère lié au corps précédent.

.Translation d'un corps le long d'un axe du repère lié au corps précédent.

Cette hypothèse implique le passage par plusieurs repères intermédiaires pour passer du repère d'un corps au repère de son prédécesseur.

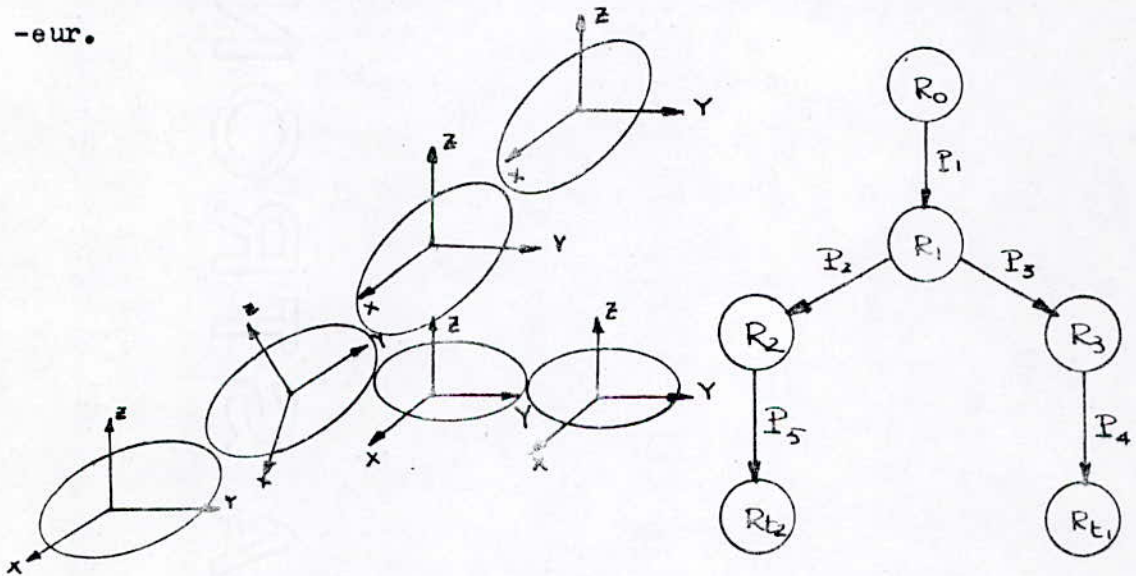


Fig I.4

-- Exemple d'association graphe-mécanisme. --

### 2.1- Definition d'une chaîne.

Une chaîne est décrite par la succession des changements de repères associés aux arcs du graphe

b- Pour un robot.

En considérant les trois grandes parties du robot: véhicule-bras-organe terminal, chacune d'elle assure une fonction basée, en particulier sur ses propres caractéristiques de mobilité. Donc le robot pourra avoir au maximum les 6 degrés de liberté d'un solide .

Le bras ayant pour fonction d'amener l'organe terminale dans une zone de l'espace, 3 degrés de liberté lui suffisent.

L'organe terminal devant s'orienter convenablement, 3 degrés de liberté en rotation lui suffiront également.

Le robot universel a dans la pratique industrielle 6 degrés de liberté puisque le véhicule est absent.

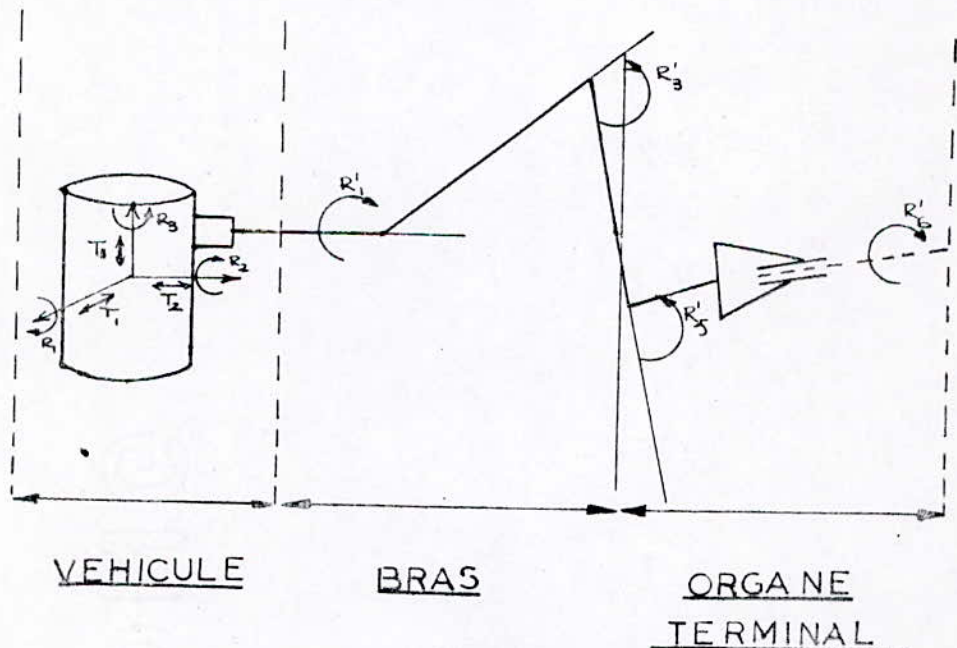


Fig 1.3 - LES DEGRES DE LIBERTE D'UN ROBOT.



CK = PI P2 ... Pj ... Pn.

Si la chaîne est décrite par n changements de repères.

### 2.2- Description d'une chaîne.

Elle est donnée par l'association de la description de chacun des mécanismes qui le compose; le sous mécanisme étant une partie du mécanisme auquel est associé un sous graphe issu d'un nœud de divergence ainsi le mécanisme dont le graphe est donné par la fig I. peut s'écrire:

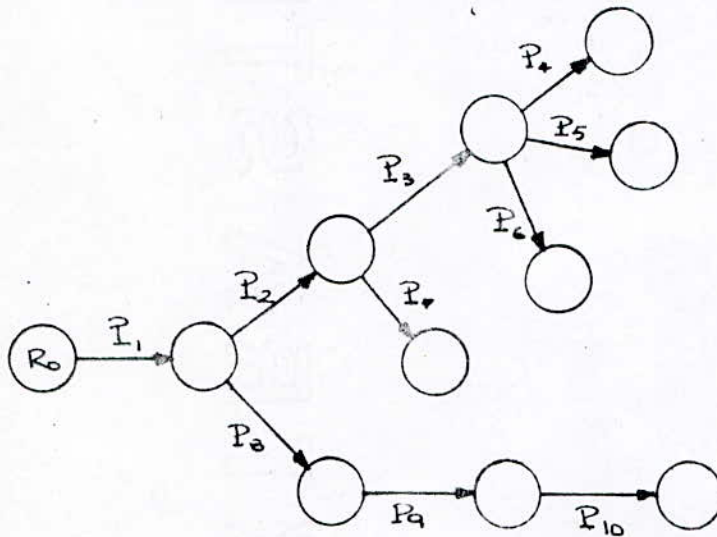


Fig I.5

Les chaînes associées sont

C1 = P1    C2 = P2    C3 = P3    C4 = P4 ;

C5 = P5 ;

C6 = P6 ;

C7 = P7 ;

C8 = P8 P9 P10;

Le graphe du mécanisme sera alors:

$$\begin{aligned}
 M &= C1 \left[ C8 \left[ C2 \left[ C7 \right] C3 \left[ C4 \left[ C5 \left[ C6 \right] \right] \right] \right] \right] \\
 &= P1 \left[ \left[ P8, P9, P10 \right] \left[ P2 \left[ P7, P3 \left[ P4; P5; P6 \right] \right] \right] \right] .
 \end{aligned}$$

### III- EXEMPLES DE DIFFERENTS TYPES DE ROBOT.

Les différents types de robots existants peuvent être classés :

#### . Suivant leurs mouvements:

Les robots sont dit:

- A coordonnées cartésiennes, dans le cas où le mouvement des trois maillons est translationnel (TTT).
- A coordonnées cylindriques dans le cas où le mouvement du premier maillon est rotationnel, le second et le troisième sont translationnel (RTT).
- A coordonnées sphériques dans le cas où les deux premiers maillons sont rotationnel, le dernier est translationnel (RRT)
- Articulés dans le cas où les trois maillons sont rotationnels (RRR)

La fig I.6 représente différents types de robots:

- . Robot pivotant ----->(TTRRRR) , à 6 D.D.L
- . Robot rectiligne ----->(TTTRRR) , à 6 D.D.L
- . Robot portique ----->(TTTRR) , à 5 D.D.L
- . Robot en console ----->(TTRR) , à 4 D.D.L

#### . Suivant leurs performances.

Les robots de la fig I.6 (b, c, et d) sont des robots rigides.

Le robot en portique - est très précis, de l'ordre du m.

- a une bonne rapidité d'exécution des mouvements.

Le robot en console outre son élasticité

lui infligeant un régime transitoire très grand, il est moins précis que les robots en portique.

Sa précision est de l'ordre du millimètre.

N.B : L'inconvénient des robots en portique est le fait qu'ils coûtent cher par rapport aux robots en console.

## BUT DU PROJET.

Le but principal de ce projet est l'étude de la commande automatique d'un moteur à courant continu, utilisé dans diverses machines outils.

Le moteur à courant continu permet une variation continue de sa vitesse avantageusement au moteur asynchrone.

On a choisi, le cas où le courant de l'inducteur est maintenu constant (cas du moteur shunt ou à excitation séparée.)

Le système est dérivé d'un système subordonné, comprenant plusieurs boucles, en général on se limite à trois boucles, car plus le nombre de boucles augmente, plus le temps de réponse augmente, et donc, la rapidité du système diminue, Le dernier devient alors moins performant.

Dans notre cas le système comprend deux boucles: celle du régulateur de courant et du moteur, et celle du régulateur de vitesse.

Après avoir étudié l'objet de réglage, on a calculé les paramètres de stabilité du système.

On a dû faire appel à des réseaux correcteurs dont on a calculé les éléments, pour rendre le système stable.

On a défini, ensuite la régulation en général, établi les fonctions de transferts du système à boucle ouverte pour la première boucle, et pour la deuxième (boucle de régulation de vitesse); On a tracé les réponses indicielles pour chaque cas, et fait ainsi la comparaison et noté les performances du système de régulation

de vitesse.

On a pu calculer les éléments constituant les régulateurs de courant et de vitesse.

La constante de temps électromécanique varie. Cette variation est due à la charge c'est à dire à l'inertie totale du robot. Un tracé de courbes donnant les différentes réponses indicielles en fonction de la constante de temps  $T_m$ , a été fait.

Enfin un exemple de système de commande automatique a été donné, on a expliqué d'une manière assez général son fonctionnement dans le chapitre VI.

---

Deuxième partie : Principes généraux & modélisation  
de la commande

## INTRODUCTION.

Un système de commande est un assemblage de constituants physiques, branchés ou reliés les uns aux autres, de telle sorte qu'il puisse se commander lui même, ou bien commander un autre système.

### I- PRINCIPES GENERAUX DE LA COMMANDE.

Faire suivre une trajectoire donnée à l'organe terminal d'un robot présuppose en particulier la maîtrise de la coordination de tous les degrés de liberté, en position, en vitesse ainsi qu'en accélération.

Lorsqu'on est amené à concevoir une commande de robot, on doit donc considérer quelques principes généraux qui priment.

#### I- Grandeur impliquées dans la commande.

Pour entraîner les six articulations du robot, on a besoin de six moteurs dans le cas de la fig I.5. Ces six moteurs sont excités par six tensions ou (courants) de commande.

Pour générer un mouvement désiré du robot, on a besoin des grande-  
-ures suivantes.

.a- Vecteur commande ayant pour composants, les six valeurs de tensions de commande.

$$V(t) = \left[ V_1(t) \quad V_2(t) \quad \dots \quad V_6(t) \right]$$

.b- Vecteur des couples moteurs ayant pour composants les couples sur l'arbre de sortie des six moteurs de transmission.

$$\Gamma(t) = \left[ \Gamma_1(t) \quad \Gamma_2(t) \quad \dots \quad \Gamma_6(t) \right]$$

.c- Vecteurs des couples articulaires, où  $C_i(t)$  est le couple s'exerçant sur l'articulation "I".

$$C(t) = \begin{bmatrix} C_1(t) & C_2(t) & \dots & C_6(t) \end{bmatrix}$$

.d- Vecteur des variables articulaires ou variables généralisées.

Il correspond aux valeurs des angles prise en fonction du temps par les six articulations. Dans le cas où un degré de liberté est constitué par une translation, la variable articulaire est alors une longueur.

$$\theta(t) = \begin{bmatrix} \theta_1(t) & \theta_2(t) & \dots & \theta_6(t) \end{bmatrix}$$

.e- Vecteur des variables opérationnelles, qui est une grandeur du robot connu dans le repère de la tâche.

$$X(t) = \begin{bmatrix} X_1(t) & X_2(t) & \dots & X_6(t) \end{bmatrix}$$

Donc commander un robot c'est être capable de maîtriser l'équation qui fait passer d'un vecteur à l'autre et ceci dans les deux sens soit;

$$V(t) \rightleftharpoons \Gamma(t) \rightleftharpoons C(t) \rightleftharpoons \theta(t) \rightleftharpoons X(t) \begin{matrix} \xrightarrow{\text{Execution de la tâche.}} \\ \xleftarrow{\text{description de la tâche.}} \end{matrix}$$

## 2- Les différents niveaux de commande.

Commander les articulations

d'un robot par un simple boîtier et commander un assemblage de carburateurs à partir d'un tas de pièces en vrac dont certaines présentent des défauts. Cette croissance dans la complexité de la commande est traduite en niveaux de commande.

Ces derniers dépendent d'une hiérarchie technologique. voir fig I.6.



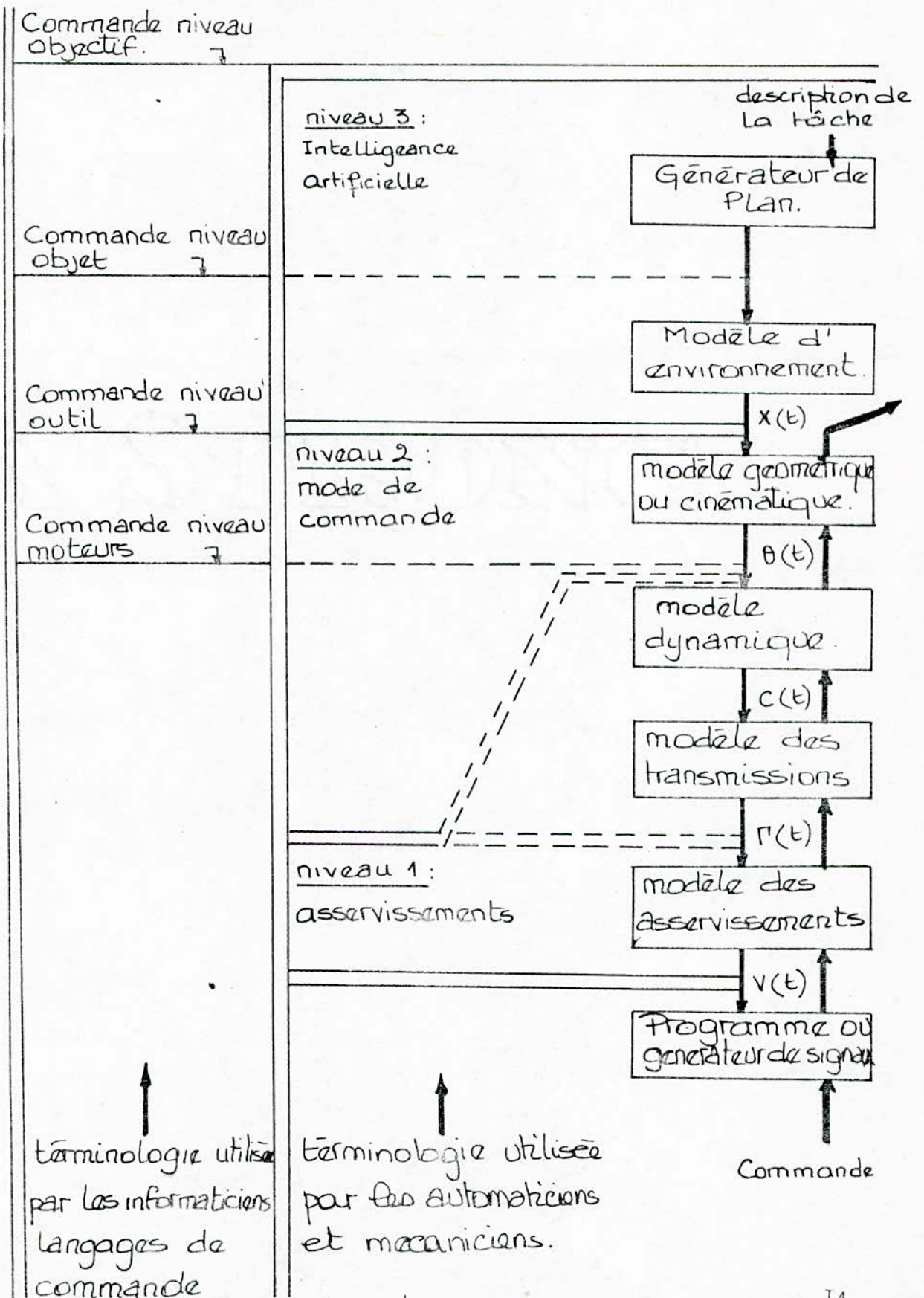


Fig I.7 - Les différents niveaux de commande.

a- Niveau "I"- Asservissement.

En général, on cherche à asservir soit la position, soit la vitesse des moteurs ou des articulations. Nous utilisons dans ce cas alors le schéma de principe pour l'asservissement d'un moteur suivant

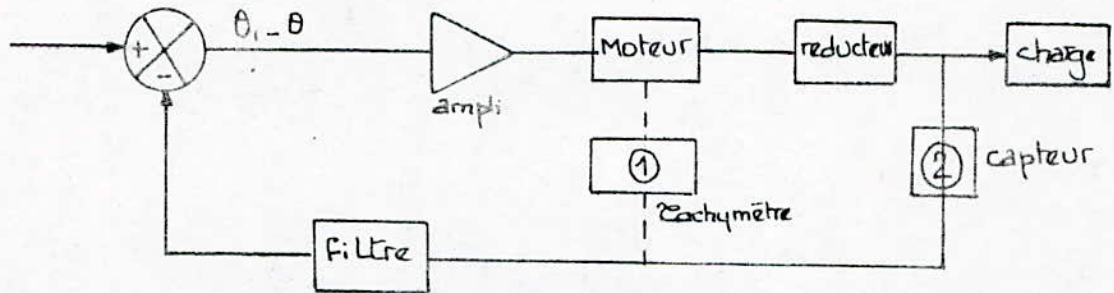


Fig I.8 - Asservissement en position et/ou vitesse d'une articulation.

Suivant les valeurs de  $\theta_1 - \theta$  soit:

- ① en marche  $\implies$  boucle de contrôle de vitesse.
- ② en marche  $\implies$  boucle de contrôle en position.

Cette commande classique n'est pas parfaitement adaptée au robot pour les raisons suivantes:

- On ne tient pas compte des frottements qui ne sont pas négligeable sur les robots réels.
- On a affaire à des systèmes non linéaires (du fait que l'inertie du robot, en mouvement varie), et on applique les techniques des asservissements linéaires.

b- Niveau "2"- Mode de commande.

Alors que le niveau I tente donc de répondre à la question comment atteindre au mieux une

valeur connue à l'avance pour chaque articulation, le niveau 2 nous permet de relier entre la valeur de chaque articulation et la tâche représentée  $X(t)$ .

### III- MODÉLISATION DE LA COMMANDE (NOTIONS.)

Pour améliorer chaque partie du robot asservissement, transmissions, structure mécanique par des équations mathématiques on doit pouvoir utiliser ce modèle dans les deux sens.

- . Sens direct  $\longrightarrow$  Calcul de la sortie du modèle connaissant l'entrée.
- . Sens inverse  $\longleftarrow$  Calcul de l'entrée du modèle connaissant la sortie.

#### a- Modèle direct.

Où les entrées sont connues (comme par exemple les tensions de commande des moteurs  $V(t)$ ).  
Comment calculerons nous alors les évolutions du robot sujet à trois catégories de caractéristiques.

- Suivant les hypothèses physiques; négliger ou pas les frottements etc..., donc possibilités de plusieurs modèles (géométrie, cinématique etc...)

- Suivant les différentes façons d'établir les modèles mathématiques correspondants (matrice 3.3, représentation de l'orientation d'un solide par les angles d'Euler ou par les cosinus directeurs etc...)

- Suivant les différentes façons de définir les sorties.

#### b- Modèle inverse.

Il doit à partir des modèles directs, choisir le meilleur modèle en fonction des trois (03) critères simultanés suivants:

- On doit pouvoir trouver mathématiquement les entrées connaissant les sorties.

- Le temps de calcul pris par l'ordinateur, pour faire cette inversion doit être compatible avec la vitesse de déplacement recherchée du robot

- Le modèle doit rester le plus proche de la réalité, que possible.

CHAPITRE DEUX :

---

LES ACTIONNEURS

Moteur a courant continu

## INTRODUCTION.

Chaque axe du manipulateur du robot est commandé par un moteur qui convertit, le signal de commande électrique de l'ordinateur en des mouvements mécaniques.

La commande des robots se fait généralement par des servomoteurs hydrauliques pour robots "lourds", ou par des servomoteurs électriques pour des moteurs de poids "moyen" ou "léger".

Les servomoteurs à courant continu prmettent une excellente régulation de la vitesse et un bon rendement.

Le réglage de la vitesse de ces moteurs demeure , cependant difficile quand on dispose d'une tension continue fixe, c'est pourquoi on est amené à les alimenter par des variateurs de tensions qui actuellement , sont des dispositifs électroniques à thyristors ou à transistors suivant la puissance du moteurs.

## II - FONCTIONNEMENT D'UN ENSEMBLE MACHINE - MOTEURS ENTRAINEE

En général , le couple moteur ou résistant d'une machine varie avec la vitesse de cette dernière .

Il est donc très intéréssant et important de connaître la caractéristique mécanique de la courbe du couple en fonation de la vitesse.

En effet soit:

$$C_m = f(N) \quad \text{Pour un moteur.}$$

$$C_r = g(N) \quad \text{Pour une machine entraînée.}$$

Avec  $N$  nombre de tours par seconde

$C_m$  le couple moteur.

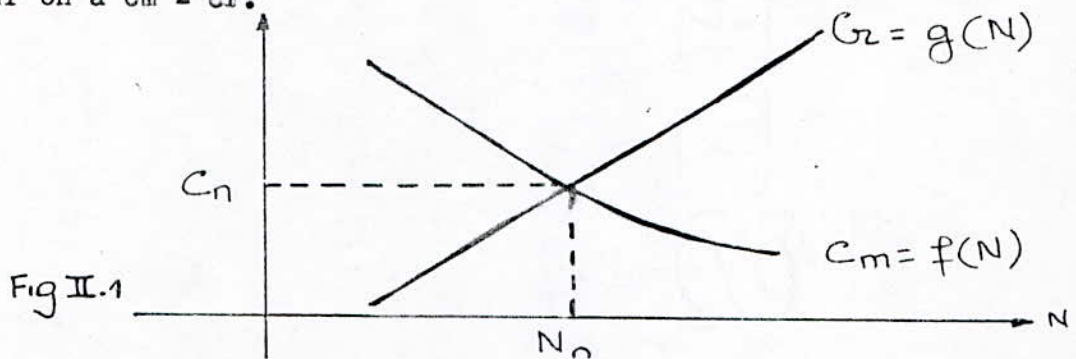
$C_r$  le couple résistant.

Cette caractéristique permet, et de comparer deux moteurs (ou deux machines entraînées) de types différents, et de déterminer les points de fonctionnement d'un ensemble moteur machine entraînée.

\* - Point de fonctionnement.

On trace sur un même diagramme les caractéristiques mécaniques des deux machines. (fig II.1).

Le point d'intersection I donne le point de fonctionnement du groupe car on a  $C_m = C_r$ .



A ce point I correspond le couple nominale et la vitesse nominale du groupe.

III - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

Ce qui caractérise les moteurs à courant continu est le fait que le champ inducteur occupe une direction fixe.

Les caractéristiques diffèrent suivant la façon dont le circuit inducteur est alimenté.

Le moteur utilisé dans cette étude est du type à excitation séparée. (fig III.2).

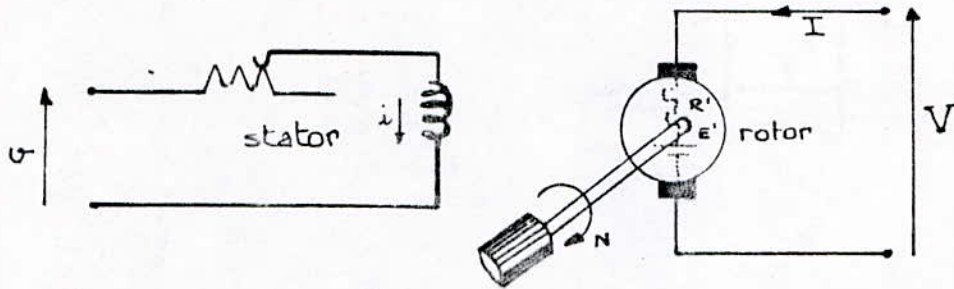


Fig II.2 I- Expression générale du couple.

Soit le moteur à

excitation séparée ( fig II.2 ).

SI les deux tensions  $V$  et  $v$  désignent des tensions continues appliquées respectivement à l'armature (ou induit) et à l'excitation (ou inducteur). On a d'après la loi d'ohm:

$$V = E' + RI \quad (1)$$

Multiplions l'équation (1) par  $I$ .

$$VI = E'I + RI.I \quad (2)$$

Or  $P = VI$  représente la puissance absorbée par l'induit.

$P_j = RI$  représente les pertes joules.

Donc par conséquent  $P_e = P - P_j = E'I$  représente la puissance électrique qui a été transformée intégralement en puissance mécanique.

Cette puissance appelée aussi puissance électromagnétique engendre un couple électromagnétique :

$$C_e = KI\phi \quad (3)$$

$$C_m = C_e - C_p \quad (4)$$

$C_p$  étant le couple de pertes (pertes fer et mécaniques).

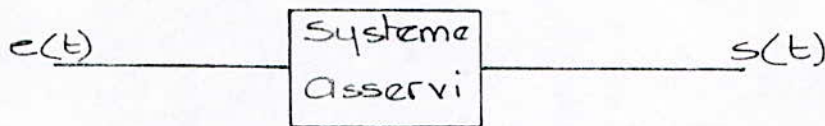
En pratique il ne dépasse pas quelques pour cent de  $C_e$  d'où :

$$C_m = C_e = KI\phi \quad (5)$$



### III - ETABLISSEMENT DES FONCTIONS DE TRANSFERTS DE L'OBJET DE DE REGLAGE.

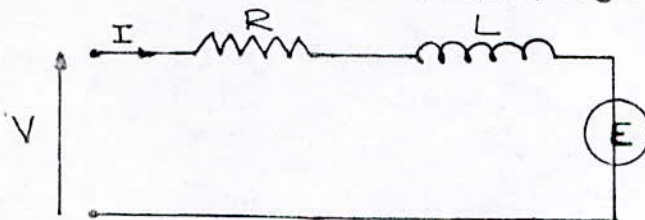
Si l'on considère un système asservi qui réalise la commande d'une grandeur de sortie  $S(t)$  par une entrée  $e(t)$  et si  $S(t)$  et  $e(t)$  sont liées par une équation différentielle linéaires à coefficient constants, on pourra alors définir une fonction de transfert



#### I- Fonction de transfert du moteur.

Le schémas équivalent

de l'induit du moteur est le suivant ( fig II.3.).



Il est régit par les équations suivantes:

$$V = RI + L \frac{di}{dt} + E \quad (6)$$

$$Jm \frac{dN}{dt} = T_m - C_m I \quad (7)$$

$$E = C_e \omega \quad (8)$$

En combinant les équations 6,7,8 , on peut écrire dans le plan de Laplace

$$\frac{W(p)}{U(p)} = \frac{I}{\frac{C_e L J_m p + R J_m p + I}{C_e C_m}}$$

En posant :  $T_m = J_m R / C_e C_m$

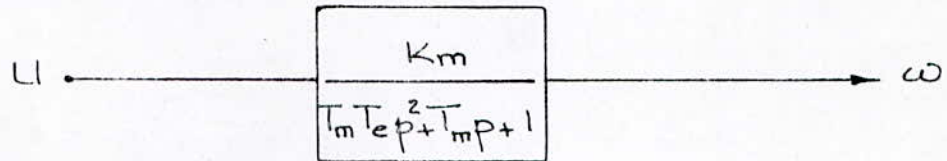
$T_e = L/R$

$K_m = I / C_e$

$$W(p) = \frac{K_m}{T_e T_m p + T_m p + I} \quad (9)$$

Ce qui nous permet de dresser le diagramme bloc du moteur (fig II.4).

Ce diagramme bloc du moteur peut être aussi représenté en boucle ouverte comme suit:



La fig II.4. nous montre que le moteur possède sa propre boucle de retour, causée par la force contre électromotrice, qui physiquement représente la contre réaction d'un signal proportionnel au retour négatif de la vitesse du moteur.

## 2- Fonction de transfert du convertisseur à thyristors.

On suppose que la fonction de transfert du thyristor est représentée sous la forme:

$$W_{th}(p) = \frac{E_{th}(p)}{V_{th}(p)} = \frac{K_{th}}{I + T_{th} p}$$

avec  $T_{th} = 1/2mf$

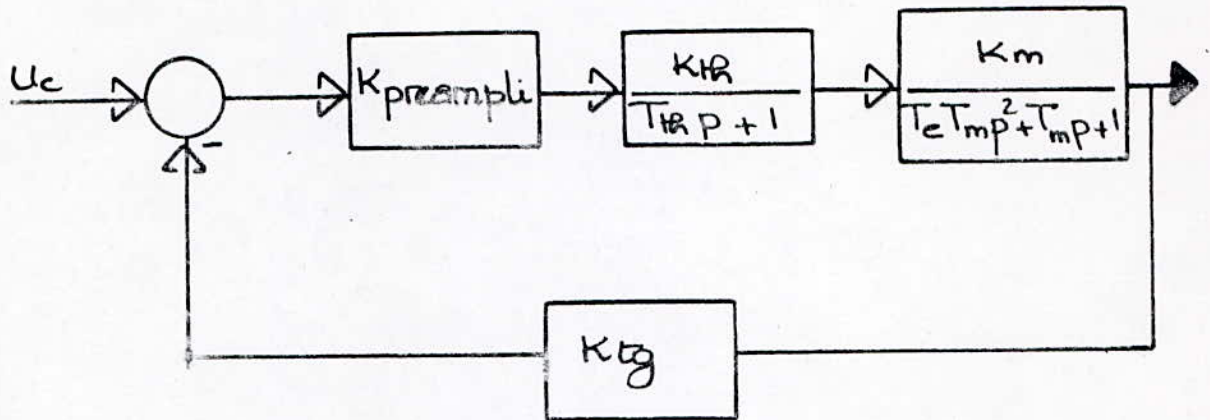


Fig II.4.

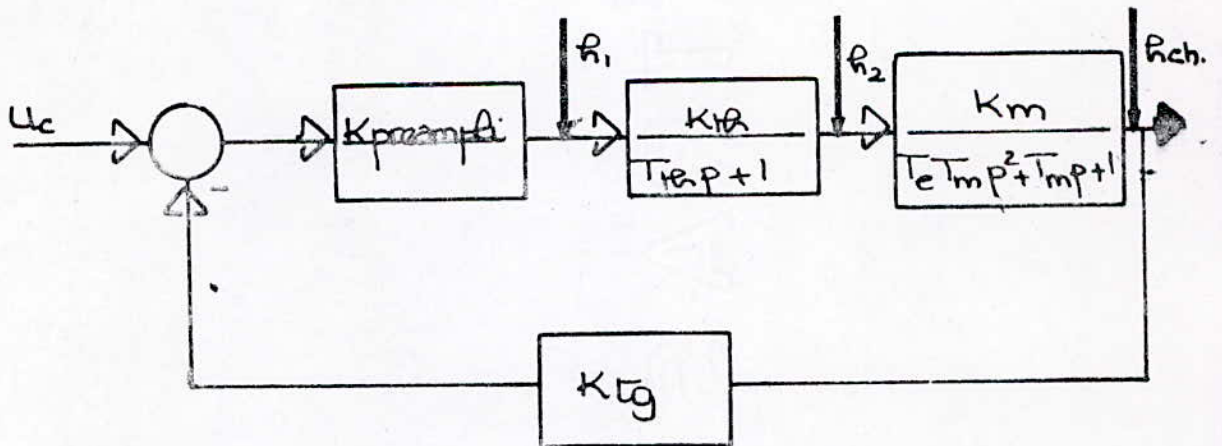
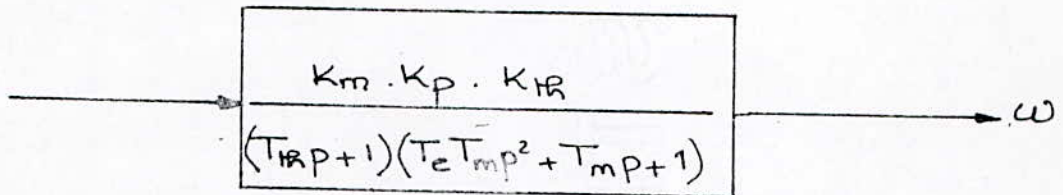


Fig II.5.

m étant le nombre de phases

f étant la fréquence du réseau.

On déduit alors la fonction de transfert globale du système en boucle ouverte:



Où  $K_p$  représente le gain du préamplificateur.

Le diagramme bloc total est représenté sur la fig II.5.

$K_{tg}$  représentant le gain du tachygénérateur.

### 3- Calcul des paramètres du système.

Le calcul des paramètres se fait à partir du cahier de charge et des informations qu'on possède sur les éléments. (voir fig II.5).

#### 3.1- Cahier de charge.

On se fixe les critères de performances désirées.

- $\mathcal{E}$  : Erreur permise sur la stabilité du système  $\mathcal{E} = 2$  à  $3\%$ .
- $R_1$  : Erreur due aux perturbations engendrées par le préampli  $R_1 = 0.2$  V.
- $R_2$  : Erreur due aux perturbations engendrées par le thyristor ;  
 $R_2 = 2$  à  $3$  V.
- $R_{ch}$  : Erreur due aux perturbations engendrées par le moteur ;

$$R_{ch} = R \cdot I_m \cdot K_m$$

$$K_m = I/C_e.$$

(10)

### 3.1.1- Le moteur

Le moteur à courant continu utilisé dans le système de commande BTU 360I est du type universel (MI 42).

.Pn : Puissance nominale  $P_n=1.6$  Kw

.In : Courant nominale d'induit  $I_n=8$  A.

. $\omega_n$  : Vitesse nominale  $\omega_n=1000$  trs/mn.

.Pe : Puissance d'excitation du moteur  $P_e=85$  W.

#### .PARTIE ELECTRIQUE:

##### -Résistance et inductance de l'induit.

.Rind : Resistance de l'induit  $R_{ind}=2.35$  .

.Lind : Inductance de l'induit  $L_{ind}=C.U_n/P.I_n$ .

Où C est la constante pour machine à enroulement de compensation  $C=0.1$

P est le nombre de pôle du moteur  $P=6$ .

$$L_{ind}=0.04. H.$$

##### -Constante électrique du moteur $C_e$ .

Des équations régissant le moteur soit:

$$U = R.I + E \quad (I1)$$

$$E = C_e.w \quad (I2)$$

nous pouvons déduire la valeur de  $C_e$  ,

. $C_e$  étant la constante électrique du

moteur.

. U La tension d'entrée.

. E La force contre électromotrice du

moteur.

#### .PARTIE MECANIQUE

##### -Moment d'inertie.

L'induit du moteur est assimilé à un cylindre en Cu plein et homogène et d'une certaine densité volumique

d.

un cylindre en Cu plein et homogène et d'une certaine densité volumique  $d$ .

$$J_m = m \cdot R / 2 = h \cdot T \cdot R \quad \text{Où } h: \text{ est la hauteur de l'induit.}$$

$R$ : est le rayon de l'induit.

$$J_m = 40.8 \text{ IO} \quad \text{Kg m /s.}$$

-Constante du couple  $C_m$ .

$$P = W. \quad (I3)$$

$$C_m \cdot I \quad (I4)$$

:représente le couple mécanique.

De là on a  $C_m = P/W \cdot I$

On trouve  $C_m = 0.62 \text{ N/m.}$

Des équations précédentes I1 et I2 nous déduisons la valeur de  $C_m$

$$C_m = 0.62 \text{ V/(rd/s).}$$

#### REMARQUE.

Dans le système SI les valeurs des constantes électrique et mécanique ( $C_e$  et  $C_m$ ), sont identiques, si  $C_m$  est donné en (V/(rd/s)).

Nous pouvons donc déduire de l'équation I0 la valeur du gain du moteur

$$K_m, \quad K_m = 1/C_e = 1.6.$$

#### 3.1.2-Calcul du gain du tachygénérateur.

$$E = K_t \cdot \omega$$

$$E_{\max} = 4.1 \text{ V}$$

$$\text{D'où} \quad K_t = 0.013 \text{ V/(rd/s).}$$

#### 3.1.3-Calcul du gain du thyristor.

La constante de temps du

thyristor est donné par  $T_{th} = I/2 \cdot m \cdot f$

Où  $m$  est le nombre de phase  $m=6$ .

$f$  est la fréquence du système.

.Tth=0.00166.

.Kth etant le gain du tachygénérateur  $K_{th} = U_0 / \varepsilon = 220 / 15 = 15$ .

3.1.4- gain du préamplificateur.

Soit le système représenté

en fig II.6 avec les perturbations engendrées par l'existence des différents blocs.

En régime permanent  $p \rightarrow 0$

Nous pouvons écrire alors:

$$\omega = \left[ \begin{array}{l} \frac{U_{ic} \cdot K_p \cdot K_{th} \cdot K_m}{1 + K_p \cdot K_{th} \cdot K_m \cdot K_{tg}} - \frac{R_1 \cdot K_{th} \cdot K_m}{1 + K_p \cdot K_{th} \cdot K_m \cdot K_{tg}} \\ - \frac{R_2 \cdot K_m}{1 + K_p \cdot K_{th} \cdot K_m \cdot K_{tg}} - \frac{R_{ch}}{1 + K_p \cdot K_{th} \cdot K_m \cdot K_{tg}} \end{array} \right]$$

. soit:  $\omega_0 = \frac{U_{ic} \cdot K_p \cdot K_{th} \cdot K_m}{1 + K_p \cdot K_{th} \cdot K_m \cdot K_{tg}}$

.  $K = K_p \cdot K_{th} \cdot K_m \cdot K_{tg}$ .

$$\varepsilon = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_{0inf}} = - \frac{1}{\omega_{0inf}} \left[ \frac{h_1 K_{th} K_m + h_2 K_m + h_{ch}}{1 + K} \right] \quad (15)$$

.  $\Delta \omega = \omega - \omega_0 = 2\%$

.  $\omega_{0inf} = \frac{\omega_n}{2000} = 0.157 \text{ rd/s}$

De l'équation (15) on déduit la valeur du gain du préamplificateur:

$$K_p = \frac{K_{th} \cdot R_1 \cdot K_m + R_2 \cdot K_m + R_{ch} - \varepsilon}{\varepsilon \cdot K_{th} \cdot K_m \cdot K_{tg}}$$

On trouve  $K_p=784$

Connaissant les valeurs des deux constantes de temps  $T_e$  et  $T_m$  nous pouvons écrire la fonction de transfert du système en boucle ouverte.

D'après les équations donnée en (I) :

$$\bullet T_e = L_e / R_t$$

$$L = L(\text{transformateur}) + L(\text{thyristor}) + L(\text{self}) + L(\text{induit}).$$

$L(\text{thyristor})$  est choisi entre 0.003 et 0.006 H.

$$L(\text{thyristor}) + L(\text{transfo.}) + L(\text{self}) = 0.03 \text{ H.}$$

$$\text{Donc : } L = 0.07 \text{ H.}$$

$$R = R(\text{induit}) + R(\text{transfo.}) + R(\text{self}) + R(\text{thyristor}).$$

$$R(\text{self}) = 0.2 \Omega.$$

$$R(\text{induit}) = 1.6 \Omega.$$

$$R(\text{transfo.}) = 0.1 \Omega.$$

$$R(\text{thyristor}) = 0.3 \Omega.$$

$$\text{Donc : } R = 2.35 \Omega.$$

$$\bullet T_e = 0.03 \text{ s}$$

$$\bullet T_m = J_t \cdot R / C_e \cdot C_m$$

$$J_t = J(\text{moteur}) + J(\text{mécanique}).$$

$$J(\text{mécanique}) = 20 / \text{de } J(\text{moteur}).$$

$$J_t = 57.12 \text{ IO Kg.m / s.}$$

$$\bullet T_m = 0.04 \text{ s.}$$

$$w(p) = \frac{K_p \cdot K_m \cdot K_{tr}}{(T_{tr} p + 1) (T_e T_m p^2 + T_m p + 1)} \quad (16)$$

Connaissant les valeurs de  $T_{th}, T_e, T_m$  l'équation (16) s'écrit:



$$w(p) = \frac{8780}{(0,00166p+1)(1,2 \cdot 10^{-3}p^2 + 0,04p + 1)} \quad (I7)$$

Qui représente la fonction de transfert globale du système considéré.

Nous pouvons ainsi étudier la stabilité du régulateur de vitesse.

CHAPITRE TROIS :

---

ETUDE DE LA STABILITE  
DU SYSTEME

## INTRODUCTION.

On dit qu'un système est stable lorsque, écarté de sa position d'équilibre, il tend à y revenir, alors que le système instable tend à s'en écarter davantage.

La condition fondamentale de stabilité d'un système est que les pôles de sa fonction de transfert aient leurs parties réelles négatives c'est à dire; soient situées dans le demi plan complexe gauche.

Il y a instabilité dès qu'un pôle a sa partie réelle positive.

Il existe plusieurs critères algébriques permettant de savoir si les racines d'une équation (17) ont leurs partie réelle négative sans résoudre pour cela l'équation.

### I- CONCEPTION DU SYSTEME PAR LA METHODE DE ROUTH.

Il y a stabilité si tous les termes de la première colonne sont positifs.

S'il y a "n" changements de signes dans cette colonne, l'équation a alors "n" racines à partie réelle positive.

$$A_n p^n + A_{n-1} p^{n-1} + \dots + A_1 p + A_0 = 0 \quad (17)$$

Considérons donc pour cette étude le système obtenu dans la fig II.6.

On peut déduire donc la fonction de transfert du système en boucle fermée.

$$W(p) = \frac{K_p \cdot K_R \cdot K_m}{(T_{IR} p + 1) (T_e T_m p^2 + T_m p + 1)} \quad (18)$$
$$1 + \frac{K_p \cdot K_R \cdot K_m \cdot K_{tg}}{(T_{IR} p + 1) (T_e T_m p^2 + T_m p + 1)}$$

D'où en remplaçant les constantes par leurs valeurs respectives :

$$W(p) = \frac{8784}{2 \cdot 10^{-6} p^3 + 0.0013 p^2 + 4,2 \cdot 10^{-2} p + 115}$$

Vérifions la stabilité par le critère de ROUTH.

P	$2 \cdot 10^{-6}$	$4.2 \cdot 10^{-2}$
P	$0.0013 \cdot 10^{-1}$	115
P	$-43.4 \cdot 10^{-2}$	0
P	115	0

Puisque dans la première colonne, il existe un chiffre négatif il y a deux changements de signes de  $0.0013$  à  $-43.4 \cdot 10^{-2}$  et de  $-43.4 \cdot 10^{-2}$  à 115. Il y a donc deux racines instables.

## II- CONCEPTION DU SYSTEME PAR LA METHODE DE BODE.

La méthode de bode permet d'étudier la stabilité pour un système particulier avec moins de calculs, surtout dans le cas où les données dont on dispose sur la réponse fréquentielle sont de nature expérimentale, comme dans notre cas..

Les courbes de bode comprennent deux tracés: l'amplitude ou gain de  $W(p)$ , et la phase de  $W(p)$ . toutes deux en fonction de la fréquence sont tracées à partir de la fonction de transfert de la boucle ouverte du système. ( voir fig III.I ).

La stabilité du système dépend de la marge de gain et de la marge de phase.

.La marge de gain est le nombre de dB dont se trouve au deçà de 0dB, à la fréquence d'inversion de la phase.

.La marge de phase est le nombre de degrés dont se trouve au delà de à la fréquence de coupure.

Dans la plupart des cas les marges de gain et de phase assurent la stabilité de système en boucle fermée (stabilité relative.)

Calculons la marge de phase.(voir fig III.I).

$$\Delta\phi_{\text{phase}} = -\pi - \Delta\phi'$$

$$\cdot \text{ avec } \Delta\phi' = -\pi/2 - \arctg \omega T_p.$$

$$\cdot = -\pi - (-\pi/2 - \arctg \omega T_p).$$

$$\cdot = -180^\circ - (-90^\circ - 46.67) = -43.33$$

$$\text{avec } \omega =$$

$$= T_p = 0.04 \text{ s}$$

On remarque que  $\Delta\phi_{\text{phase}}$  est négative, le système est donc instable et confirme le résultat obtenu par la méthode de Routh.(la marge de gain étant positive.

Pour palier à cet inconvénient, nous utiliserons alors des réseaux correcteurs.

### III- DETERMINATION DU RESEAU CORRECTEUR.

La conception d'un quelconque système par la méthode de Bode consiste à modéliser et à remodeler les courbes de bode (de gain et de phase), jusqu'à ce que les conditions précédemment imposées au système soient vérifiées.

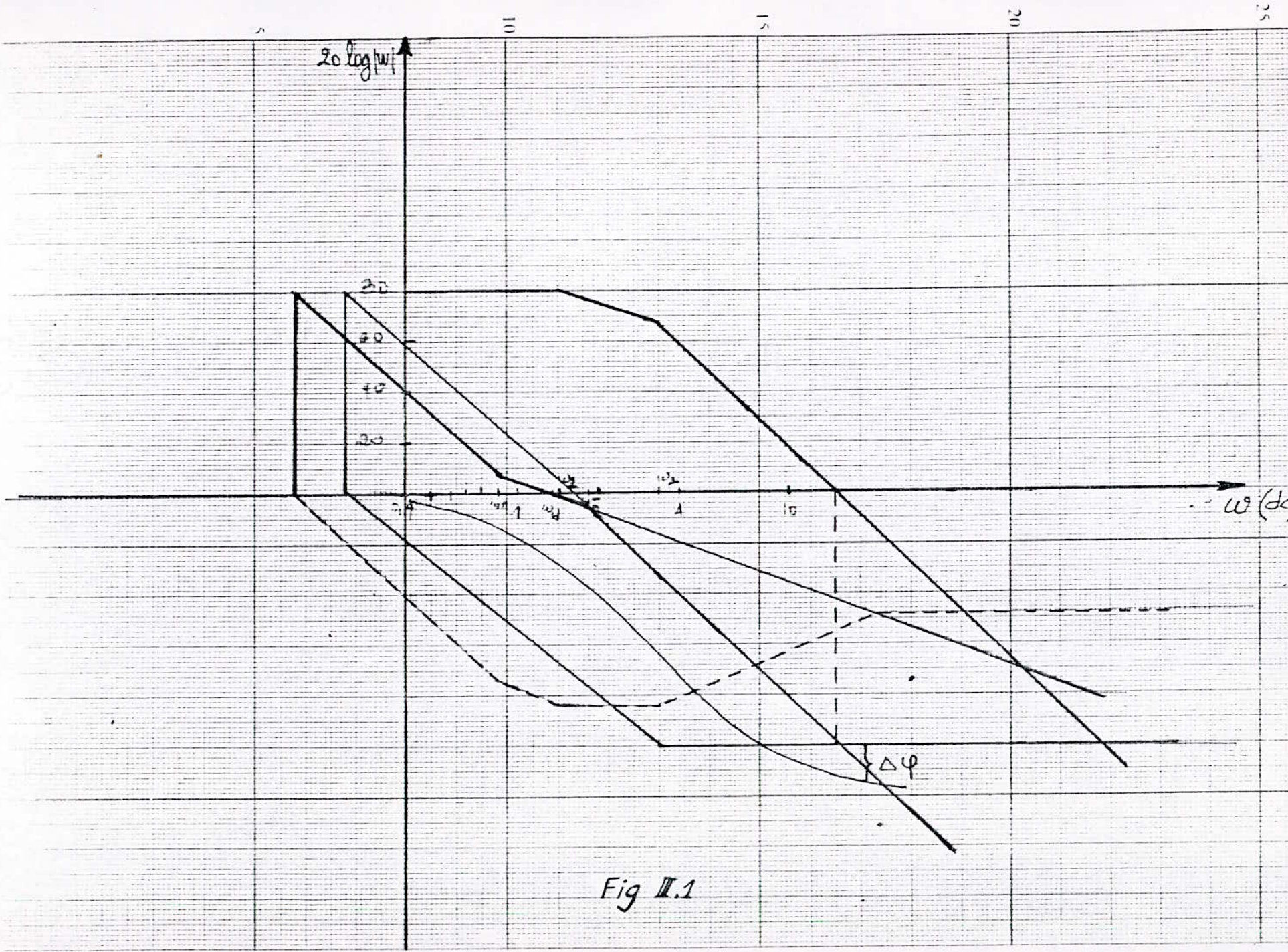


Fig II.1

$W_{cd}$  est exigée techniquement avant la construction du système.

Pour  $b = 1.7$  et  $\epsilon = 15\%$   $trt = 5\%$ . on trouve pour  $W_{cd}$  la valeur  $W_{cd} = 2,03$  dc.

D'où  $W = 2.5$  dc.

$W = 1.55$  dc.

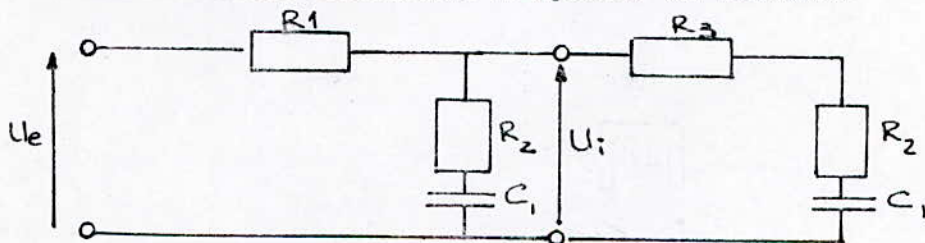
Les deux fréquences de coupures sont  $W_1$  et  $W_2$ ;

$W_1 = 1/T_{th} = 2,75$  dc.

$W_2 = 1/T = 1.46$  dc.

Après avoir tracer la caractéristique idéale d'un reseau correcteur, on peut alors déterminer ses éléments et ceci en relevant  $T_1$  et  $T_2$  de la courbe fig. III, 2.

La courbe corrigée a la forme suivante, on en déduit alors le schéma du reseau correcteur à ajouter au circuit.



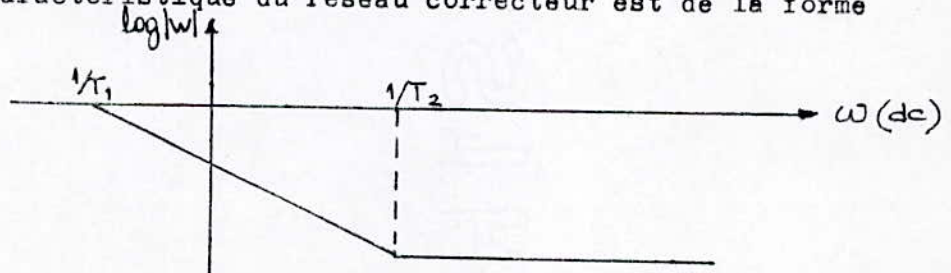
La fonction de transfert du reseau correcteur a la forme suivante:

$$F(p) = \frac{R_2 \cdot C_1 p + 1}{(R_1 + R_2) \cdot C_1 p + 1} = \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}$$

avec  $T_1 = R_2 \cdot C_1$

$$T_2 = (R_1 + R_2) \cdot C_1$$

La caractéristique du réseau correcteur est de la forme suivante.



On trouve .  $T_1 = 1.69 \text{ ms.}$

.  $T_2 = 5.025 \text{ s.}$

Choisissons  $C_1 = \mu 2 \text{ F.}$

.  $R_2 = 0.845 \text{ K}\Omega$

.  $R_1 = 250 \text{ K}\Omega$

.  $R_3 = 10 R_1 = 2.5 \text{ M}\Omega$



Ceci est fait grâce à l'addition de correcteurs en cascade ou en parallèle.

Le principe des correcteurs en cascade peut s'énoncer comme suit:

Connaissant la courbe de gain du système non corrigé et celle du système corrigé en vue de satisfaire simultanément les conditions de précision et de stabilité, on en déduit simplement par différence la courbe de gain du correcteur en cascade.

Le problème est alors ramené à celui de la détermination d'un filtre électrique ou mécanique -selon la nature du système- doué d'une courbe de gain donnée.

En effet certains problèmes, pour être résolus, en particulier lorsque certains éléments sont définis expérimentalement, les méthodes graphiques de l'analyse harmonique constituent un utile complément aux méthodes numériques citées précédemment.

Dans le schéma général d'un système asservi corrigé voir fig III.3.

le système  $C_e(p)$  calcule l'action, à partir du signal d'écart.

Il fixe la précision, alors que  $C_a(p)$  n'apporte le plus souvent qu'une contribution transitoire par exemple, dans un asservissement de position avec signal auxiliaires de tachymétrie.

Il est dit correcteur série ou cascade.

Le signal  $C_a(p)$  illustre l'utilisation possible et fréquente de signaux auxiliaires mesurés par des capteurs. Ces signaux peuvent améliorer le comportement de l'asservissement en particulier en participant au calcul de l'action.

Il est dit correcteur parallèle.

Dans la fig III. , les signaux  $R(p)$  représente la consigne ou la référence.

$E(p)$  étant l'erreur.

$U(p)$  représente le signal de commande.

$S(p)$  le signal de sortie du capteur.

#### TRACE DE LA COURBE .

Pour la détermination du réseau correcteur , on trace en premier la caractéristique logarithmique désirable du système. Cette dernière dépend des exigences techniques, elle se compose de trois parties.

.-La première est à moyenne fréquences ( $\omega_1 < \omega_c < \omega_2$ ).

.-La deuxième est à basse fréquences.

.-La troisième est à hautes fréquences.

On doit réaliser l'adaptation de la caractéristique  $-20\text{dB}/\text{dc}$  (M.F) avec la caractéristique initiale , pour cela on

trace une pente de -40 dB/dc.

On opère de la même manière en H.F, on adopte la caractéristique désirable avec une pente de -60 dB/dc.

$$L_{\text{désir.}} = L_{\text{res.corr.}} + L( W1 + W2 + W3 )$$

$$L_{\text{res.corr.}} = L_{\text{des.}} - L( W1 + W2 + W3 )$$

Plus la partie fréquence moyenne est réduite de la caractéristique désirable, plus on réduit les éléments du réseau correcteur.

#### METHODOLOGIE DE CALCUL DU RESEAU CORRECTEUR.

- 1- Il faut construire  $L_{\text{initiale}}$ .
- 2- Il faut trouver  $L_{\text{désirable}}$ .
- 3-  $L_{r.c} = L_{\text{des}} - L_{\text{ini}}$ .
- 4- On choisit le schémas du reseau correcteur , d'après la caractéristique logarithmique de ce dernier.

Nous notons  $W_{cd}$  , la fréquence de coupure désirable.

$$W_{cd} = \frac{b}{\pi \tau_{trt}} \quad \text{avec } b: \text{valeur de dépassement.}$$

$\tau_{trt}$ : temps du régime transitoire.

b	1.7	2.5	3.0
	15	20	25

$$\text{Soient } W = 3. W_{cd}$$

$$W = W_{cd}^2 / W_.$$

CHAPITRE QUATRE :

---

STRUCTURE & CARACTERISTIQUES

DES SYSTEMES

SUBORDONNES

## INTRODUCTION.

Les systèmes subordonnés sont des systèmes caractérisés par la superposition de plusieurs boucles.

Leurs structures générale est représentée en fig IV.I.

Les éléments  $w_{rn}(p)$  représentent les fonctions de transferts des régulateurs alors que les  $w_{on}(p)$  représentent les fonctions de transfert des éléments du système local.

Cette méthode présentent plusieurs avantages entre autres l'unification, en effet elle permet au constructeur d'utiliser un même montage électro-nique pour tout le système de réglage.

Le système qu'on a à étudier est un système subordonné qui comprend deux boucles :

..Celle de la régulation de vitesse.

..Celle de la regulation de courant.

La seconde boucle étant l'objet de réglage de la première.

En premier lieu, nous définissons la régulation puis nous donnerons le calcul détaillé des régulateurs de courant et de vitesse.

### I- LA REGULATION.

Un système de régulation nous permet d'obliger les sorties du système à conserver des valeurs proches des valeurs théoriques qui sont en fonction des grandeurs d'entrées du système dit de ""Référence."".

La boucle fermée ou commande à rétroaction est crée en utilisant comme entrée supplémentaires, les fonctions des grandeurs de sortie.

Cette commande à rétroaction présente plusieurs avantages dont:

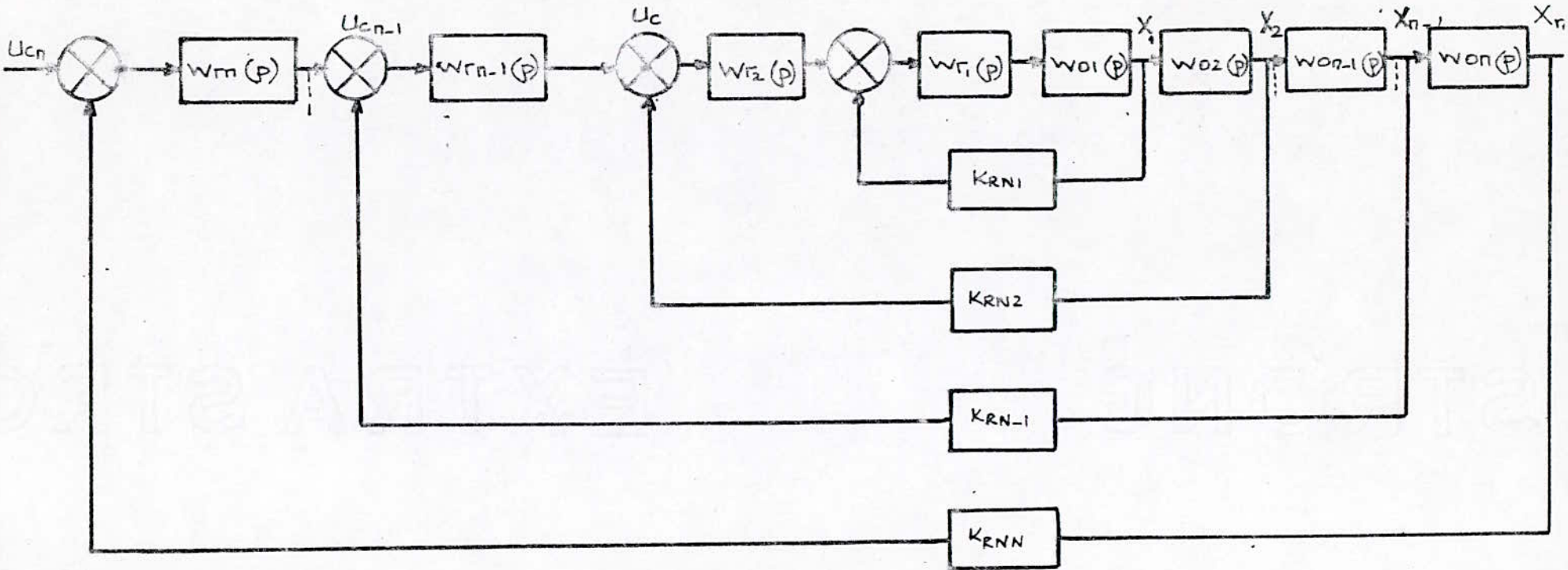


Fig IV.1 Structure générale d'un système subordonné

- . Une relation entre entrée - sortie est créée.
- . Les imprécisions peuvent être compensées.
- . Les effets de perturbations qui sont créés hors du système et affectant ainsi la sortie de ce dernier, sont minimisés.

En conclusion nous dirons que la régulation présente les fonctions suivantes :

- Elle concorde la variable primaire avec la grandeur de référence.
- Elle limite les variables secondaires perturbant le système.
- Les grandeurs critiques n'évoluent pas rapidement.
- Nous pouvons obtenir aisément l'optimisation et ajuster éventuellement une boucle de commande indépendamment des autres.

## II- PRINCIPES DE LA REGULATION.

Soit par exemple l'étude d'une régulation de vitesse assortie d'une limitation de courant d'induit du moteur (voir fig IV.2 ).

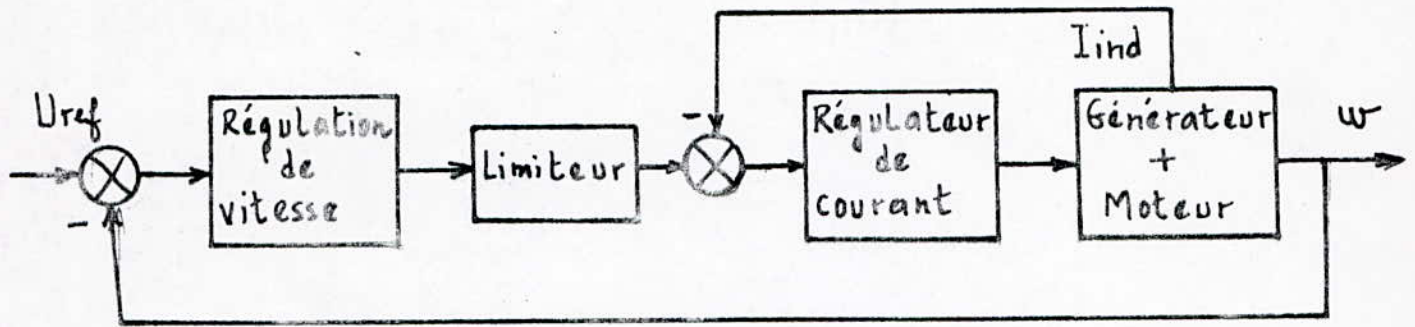
Le régulateur en cascade comporte :

- .Un régulateur pour vitesse.
- .Un régulateur pour courant.

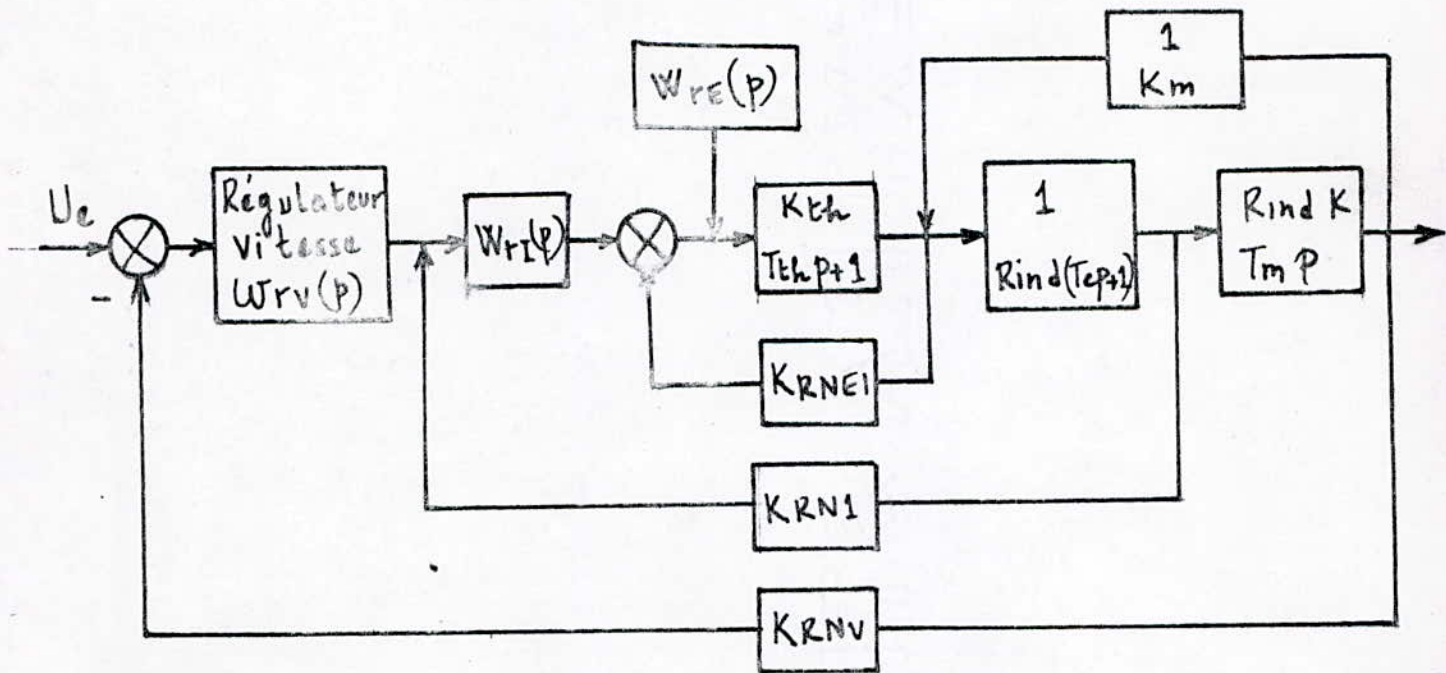
La variable asservie principale (vitesse) est par la boucle extérieure .

La sortie du régulateur de vitesse sert comme entrée à la boucle intérieure de courant, il lui sert donc comme signal de référence.

La boucle extérieure est déterminée de façon à être deux fois moins rapide que la boucle qui lui est immédiatement



- Fig IV.2 - Régulation en cascade.



- Fig IV.3 - Système subordonné à commande automatique par la vitesse d'un moteur à C.C.



intérieure ce qui permet une "séparation dynamique" de ces deux boucles.

Si on a trop de boucles internes (une boucle régulant la position par exemple, et d'autres ...) Cela peut conduire à une réponse relativement lente de la boucle la plus externe.

Les aspects caractéristiques de la régulation en cascade montre que cette dernière est facile et rationnelle puisque les caractéristiques statistiques et dynamiques des différentes boucles sont indépendantes les unes des autres.

### III- SYSTEMES SUBORDONNES A COMMANDE AUTOMATIQUE PAR LA VITESSE D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU.

Le diagramme de la fig IV.3 représente la commande de la vitesse d'un moteur à courant continu.

Le convertisseur à thyristor ainsi que le moteur jouent le rôle d'objet de réglage.

représente la fonction de transfert du régulateur, de la force contre électromotrice, et du convertisseur à thyristors.

$T_{th}$  est la petite constante de temps. ( $T_{th} = 0.0016$  s.)

Le schéma est simplifié sur la fig IV.4, dans ce schéma la réaction négative de la force contre électromotrice  $E_m$ , a été négligée.

Ceci, parce que le passage de  $E_m$  à  $I_{ind}$  est plus rapide dans la chaîne directe.

Dans le calcul d'erreur statique et de la précision, nous considérons le schéma de la fig IV.3, c'est à dire qu'on tiendra compte de l'action de Em.

La division en "n" éléments type de l'objet de réglage est réalisée de telle façon à obtenir le nombre minimal de constantes de temps. Dans chaque fonction de transfert, cette constante de temps est appelée grande-constante de temps.

On doit compenser ces grandes constantes de temps pour obtenir la rapidité du système.

### III- CONDITIONS D'OPTIMISATION DU REGIME TRANSITOIRE.

Dans le cas idéal; pour avoir une rapidité maximale, il faudrait exclure les constantes de temps dans chaque système local en état ouvert. Dans ce cas, la fonction de transfert sera égale au gain du système local en boucle ouverte.

$$W_{or}(p) = W_r(p) \cdot W_o(p) = K \quad (1)$$

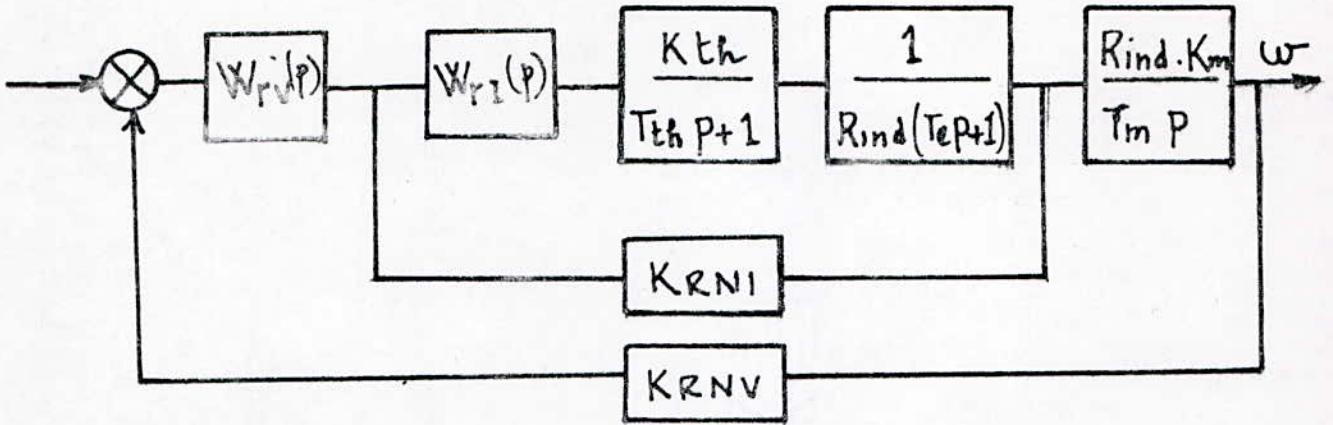
où  $W_r(p)$  : fonction de transfert du régulateur

$W_o(p)$  : fonction de transfert des éléments du système local (ou boucle superposée)

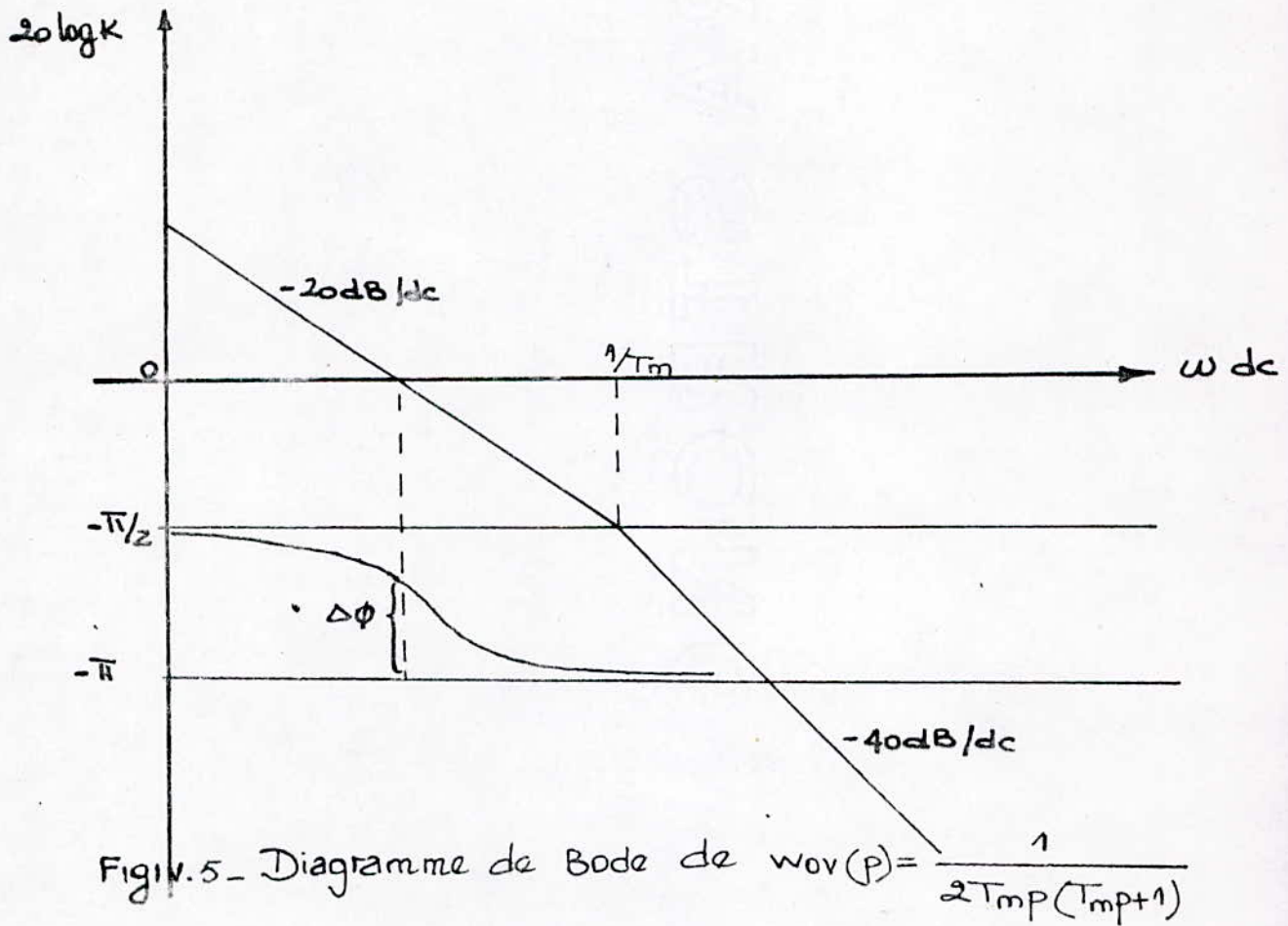
L'expression analytique de  $W_o(p)$  est

$$W_o(p) = -\frac{F(p)}{Q(p)} \quad (2)$$

$F(p)$  et  $Q(p)$  sont des polynômes en "p" respectivement de degrés "m" et "n".



- Fig IV.4 - Après la simplification de la Fig. IV.3 -



Comme  $n > m$ ,

Pour réaliser (I), il est nécessaire que 
$$W_r(p) = \frac{K}{W_o(p)} = \frac{K \cdot Q(p)}{F(p)} \quad (3)$$

Réaliser un régulateur de ce type (3) n'est pas toujours possible. Un tel système présente une bande passante infinie et sera assujéti aux perturbations.

Dans le cas idéal, le processus le plus proche serait:

$$W_{ov}(p) = \frac{I}{T_{op}} = \frac{K}{p} \quad (4)$$

En boucle fermée le système local a pour équation:

$$\phi I(p) = \frac{I}{T_{op} + I} = \frac{W_{ov}(p)}{W_{ov}(p) + I} \quad (5)$$

Plus  $T_o$  est petite, plus le système est rapide et meilleure sont les performances de ce dernier.

Dans le cas où  $W_r(p) = \frac{K \cdot Q(p)}{p \cdot F(p)} \quad (6)$

le système reste toujours difficile à réaliser, on peut augmenter le degré du dénominateur de  $W_{ov}(p)$  par exemple :

$$W_{ov}(p) = \frac{I}{T_{op} \cdot (T_{mp} + I)} \quad (7)$$

Pour que le nouveau système choisi assure toujours une bonne rapidité de ce dernier, il faut choisir le rapport entre  $T_o$  et  $T_m$  convenable.

Dans ce cas ci ; en boucle fermée:

$$\phi^2(p) = \frac{I}{T_{op} \cdot (T_{mp} + I) + I} = \frac{I}{T_o \cdot T_m \cdot p^2 + T_o \cdot p + I} \quad (8)$$

$$\phi^2(p) = \frac{I}{T_o \cdot p^2 + 2 \cdot T_o \cdot p + I} \quad (9)$$

En identifiant les équations (8) et (9) on a

$$\begin{aligned} \cdot T &= T_o \cdot T_m & \cdot T &= \sqrt{T_o \cdot T_m} \\ \cdot 2\xi T &= T_o & \cdot \xi &= 1/2 \cdot (T_o / T_m). \end{aligned} \quad (10)$$

$$\text{La valeur optimale est } \xi = \sqrt{2}/2 = 0.707. \quad (11)$$

Des équations (10) et (11) nous obtenons le rapport entre  $T_o$  et  $T_m$ , réalisant la réponse optimale du système.

$$1/2 \sqrt{T_o / T_m} = 2/2 \quad T_o = 2 \cdot T_m \quad (12)$$

L'équation peut s'écrire sous la forme:

$$\begin{aligned} \phi(p) &= \frac{I}{2 \cdot T_m \cdot p (T_m \cdot p + 1)} \\ \phi(p) &= \frac{I}{2 \cdot T_m \cdot p^2 + 2 \cdot T_m \cdot p + 1} \quad \text{en boucle fermée.} \end{aligned} \quad (13)$$

Le temps du régime transitoire dépend directement de la valeur de  $T_m$ .

Le diagramme de bode correspondant à l'équation 7

$$Wov(p) = \frac{I}{2 \cdot T_m (T_m \cdot p + 1)} \quad \text{Voir fig IV.5}$$

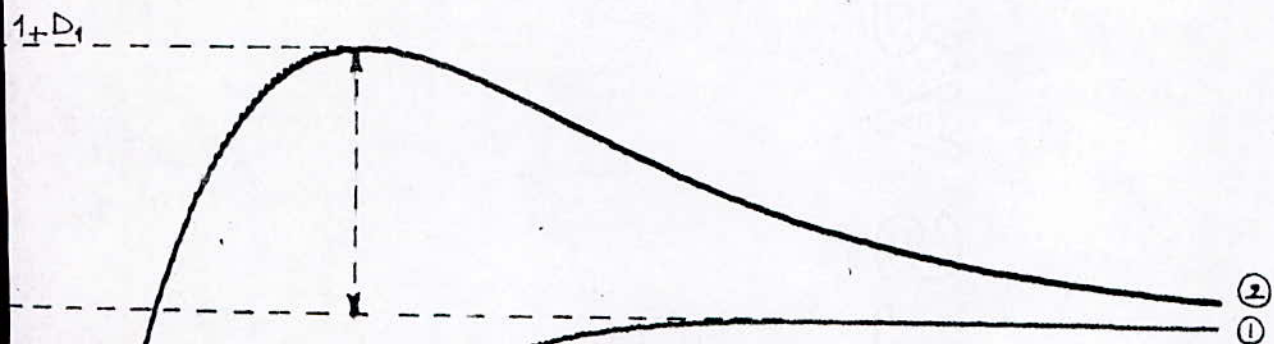
De cette figure nous déduisons le déphasage :

$$\phi = - 180^\circ - ( 90^\circ + \text{Arctg } \omega c \cdot T_m ).$$

$$\cdot \text{ avec } \omega c \text{ la fréquence de coupure. } \omega c = \frac{1}{2 \cdot T_m}$$

$$\phi = - 180^\circ - ( 90^\circ + \text{Arctg } 0.5 ) = - 63.5^\circ$$

Si l'on veut que le système local soit optimal tout en ayant un système subordonnée à plusieurs boucles, nous pouvons tirer pour chacune d'entre elles l'équation de la fonction de transfert à l'état ouvert de  $Wov(p)$ .



① Réponse indicielle du système optimisé

$$X(t) = 1 - \exp(-t/T_m) \left( 2 \sin t/T_m + \cos t/2.T_m \right)$$

② Réponse indicielle du système non optimisé.

$$X(t) = 1 + \exp(-t/2.T_m) - 2 \cdot \exp(-t/T_m) \cdot \cos 3 \cdot t/4.T_m$$

généralement :

$$Wov(p) = \frac{K}{2 \cdot Tm \cdot p (Tm \cdot p + I)} = \frac{1}{2 \cdot a \cdot p (a \cdot p + I)}$$

$$Wov(p) = \frac{I}{2 \cdot a \cdot p (a \cdot p + I)} = Wr(p) \cdot Wo(p) \cdot \phi(p). \quad (I4)$$

$$Wr(p) = \frac{Wov(p)}{Wr(p) \cdot \phi(p)} \quad \text{si } Wrn(p) = Krn = I.$$

$$Wr(p) = \frac{I}{2 \cdot a \cdot p \cdot Wo(p)} \quad (I5)$$

$$Wo(p) = \frac{I}{2 \cdot a \cdot (a \cdot p + I)} \quad (I6)$$

Si  $a = 2 \cdot Tm$

$$(I6) \text{ devient alors } Wo(p) = \frac{I}{4 \cdot Tmp \cdot (2 \cdot Tmp + I)}$$

$$(I5) \quad Wr(p) = \frac{I}{4 \cdot Tm \cdot p (2 \cdot Tm \cdot p + I) \cdot Wo(p)}$$

$$\text{et } \phi(p) = \frac{I}{8 \cdot Tm \cdot p^2 + 4 \cdot Tmp + I} = \frac{I}{4 \cdot Tm \cdot p + I}$$

$Tm$  étant égale à la somme des petites constantes de temps, on néglige  $Tm \cdot p$  devant  $a \cdot Tmp$ . Par analogie pour la 3ième on a alors :

$$Wo(p) = \frac{I}{8 \cdot Tm \cdot p (4 \cdot Tmp + I)}$$

$$Wov(p) = \frac{I}{8 \cdot Tm \cdot p (4 \cdot Tmp + I) \cdot Wo(p)}$$

$$\phi(p) = \frac{I}{8 \cdot Tm \cdot p + I}$$

Et ainsi de suite...

CHAPITRE CINQ :

---

REALISATION DES  
REGULATEURS



1- REALISATION DU REGULATEUR DE COURANT.

$i_{ind}$  étant la grandeur de sortie du système local en boucle fermée., l'objet de réglage de ce système est composé de deux éléments; le convertisseur à thyristors et le moteur (voir fig V.I ).

La fonction de transfert de l'objet de réglage est sous la forme

$$\begin{aligned} W_{OI}(P) &= W_{TR}(P) \cdot W_m(P) \\ &= \frac{K_{TR}}{T_{TR}P + 1} \cdot \frac{1}{R_{ind}(T_e P + 1)} \end{aligned} \quad (14)$$

avec  $T_{th}$ : petite constante de temps  $T_{th} = T_p$ .

$T_e$  : grande constante de temps dont on doit compenser l'action.

De l'équation (14) on trouve le régulateur ;

$$W_{OI \text{ désirable}}(P) = W_{RI}(P) \cdot W_{OI}(P) \cdot K_{RNI} \quad (15)$$

$$= \frac{1}{2T_p P (T_p P + 1)} \quad (16)$$

$W_{RI}(P)$  étant le régulateur de courant.

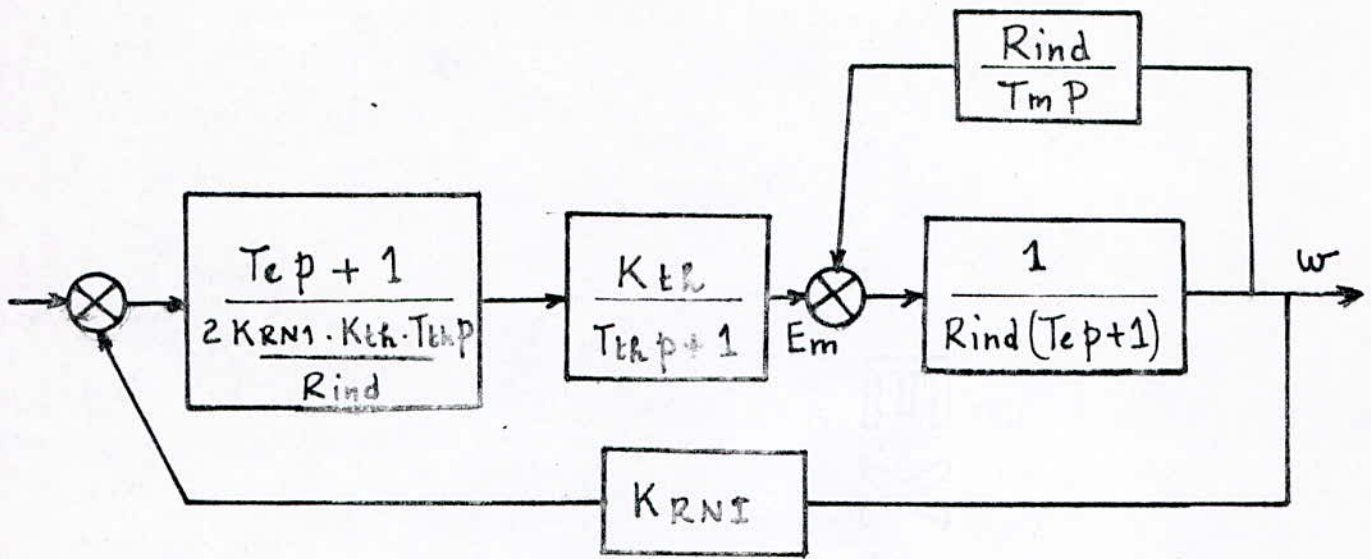
de l'équation (15) on a  $W_{RI}(P) = \frac{W_{OI \text{ désirable}}(P)}{W_{OI}(P) \cdot K_{RNI}} \quad (17)$

et en tenant compte que  $T_{th} = T_p$  :

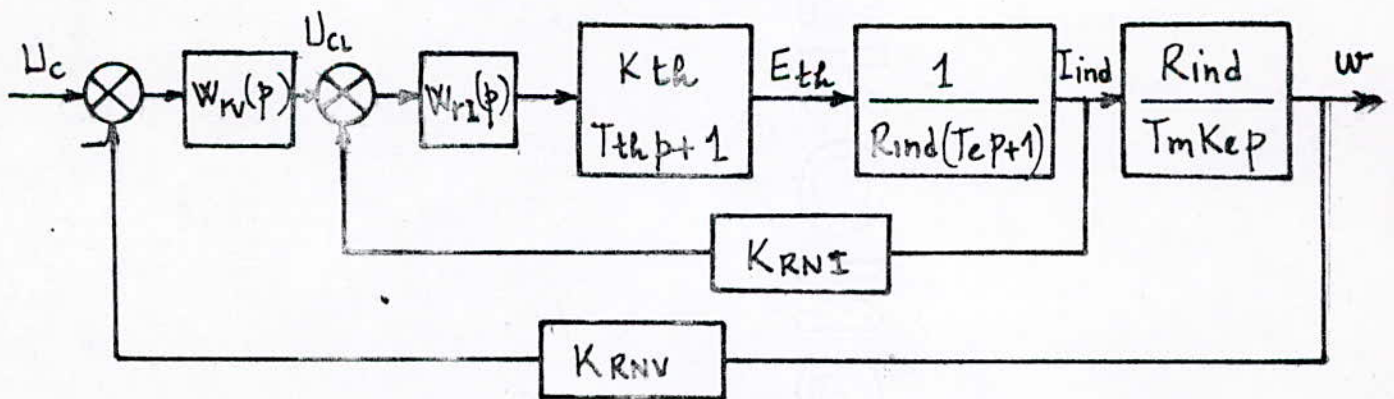
$$W_{RI}(P) = \frac{1}{2T_p P (T_p P + 1) \cdot W_{OI}(P) \cdot K_{RNI}} \quad (18)$$

Après simplification nous obtenons:

$$W_{RI}(P) = \frac{T_e P + 1}{2T_p P \left( \frac{K_{TR} \cdot K_{RNI}}{R_{ind}} \right)} \quad (19)$$



- Fig V.8 Système de réglage du courant.



- Fig V.1 - Régulation de vitesse

D'après cette fonction de transfert du régulateur de courant obtenue, nous en déduisons que ce dernier est du type PI.

Le schéma qui lui est correspondant est sur la fig V.3, et la fonction de transfert lui correspondant est:

$$W(p) = \frac{R_{RN} \cdot C_{RN} p + I}{R_{ent1} \cdot C_{RN}} \quad (20)$$

Les deux correcteurs associés Pet I (PI) apportent deux avantages essentiels au système, à savoir la rapidité et la précision respectivement.

$$U_{S1} = \frac{Z_{RN}}{R_{ent1}} \cdot U_e$$

On doit donc choisir, pour réaliser un tel régulateur, les éléments  $R_{ent}$ ,  $R_{RN}$ , et  $C_{RN}$ .

Comparons pour cela, les deux équations (19) et (20). Soit;

$$W_{RI}(p) = \frac{T_e p + 1}{2 T_{IA} p \cdot \frac{K_{IR} \cdot K_{RN}}{R_{ind}}} = \frac{R_{RN} C_{RN} p + 1}{R_{ent1} \cdot C_{RN} p}$$

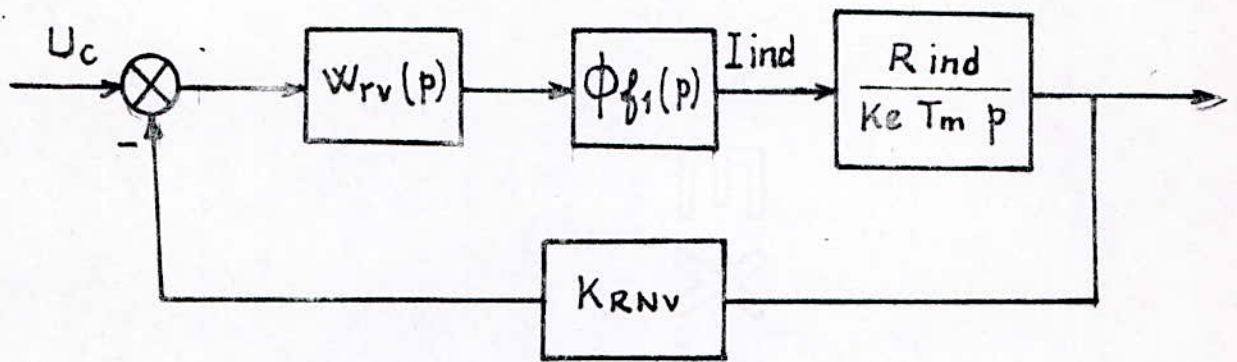
Mais pratiquement, le calcul du système se fait à l'aide du régulateur (fig V.4) où on a deux entrées de tension  $U_e$  et  $U_{RN}$ . Nous devons donc ramener le schéma de la fig V.4 à celui de la fig V.3 (avec une seule entrée.)

$$U_{S1}^*(p) = U_{RN}(p) \cdot \frac{Z_{RN}(p)}{R_{ent2}} \quad (21)$$

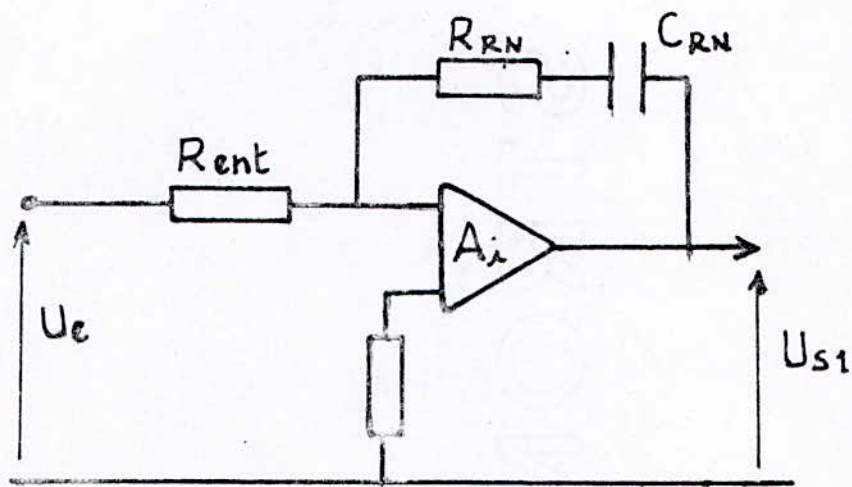
Multiplions l'équation (20) par  $R_{ent1}$  :

$$U_{S1}^*(p) = U_{RN}(p) \cdot \frac{Z_{RN}(p)}{R_{ent1}} \cdot \frac{R_{ent1}}{R_{ent2}}$$

A partir de  $U_s(p)$  (équation 22), on voit bien que  $U_s$  aura lieu sur la sortie de l'amplificateur et aura la même valeur si, la tension  $U_{RN}$  est appliquée à la première entrée par l'intermédiaire d'autres éléments multiplié par le facteur  $K$ .



- Fig V.2 - Régulation de vitesse  
(Schema simplifié)



- Fig V.3 - Régulation de courant  
à une entrée

$$K = \frac{R_{ent_1}}{R_{ent_2}}$$

Remplaçons la valeur réelle  $U_{rni}$  par la valeur calculée.

$$U_{rnic} = U_{rni} \cdot K \quad (23).$$

$$U_s(p) = U_{rnic} \cdot \frac{Z_{rn}}{R_{ent_1}}$$

Si nous supposons que le capteur du courant a le gain égal à  $K_{ci}$ , dans ce cas ;

$$U_{rni} = K_{ci} \cdot I_{ind} \quad (24).$$

$$U_{rnic} = K_{rni} \cdot I_{ind} = U_{rni} \cdot \frac{R_{ent}}{R_{ent_1}}$$

$$= K_{ci} \cdot I_{ind} \cdot \frac{R_{ent}}{R_{ent_1}} \quad (25)$$

En comparant les équations (19) et (20) on obtient :

$$T_e p + I = R_{rn} \cdot C_{rn} p + I \quad (26)$$

$$\frac{2 \cdot T_{th} \cdot K_{rni} \cdot K_{th} p}{R_{ind}} = R_{ent_1} \cdot C_{rn} p \quad (27).$$

Les valeurs  $T_e, T_{th}, R_{ind}$  et  $K_{th}$  étant connues.

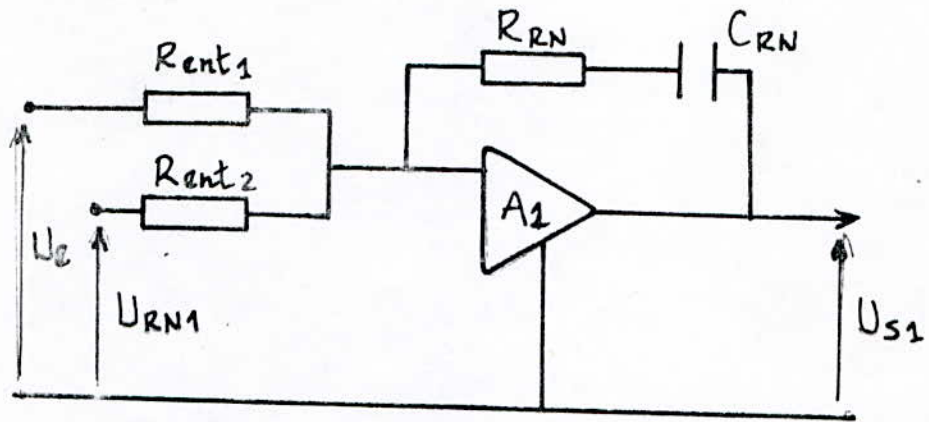
En combinant les équations (25), (26), et (27) nous obtenons :

$$2 T_{th} \cdot K_{ci} \cdot p \cdot \frac{R_{ent}}{R_{ent_1}} \cdot \frac{K_{th}}{R_{ind}} = R_{ent_1} \cdot C_{rn} p$$

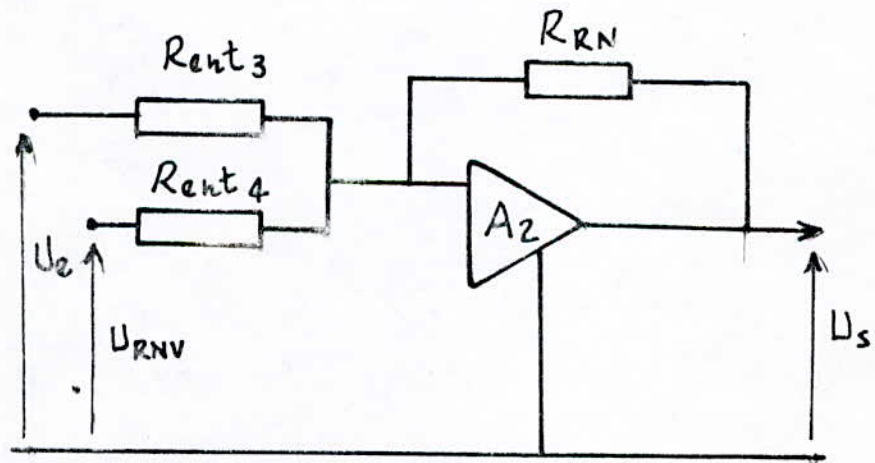
$$R_{ent_1} = \frac{2 \cdot T_{th} \cdot K_{th} \cdot K_{ci}}{R_{ind} \cdot C_{rn}} \quad (28).$$

$$\text{et } R_{rn} = \frac{T_e}{C_{rn}} \quad (29).$$

La valeur de  $C_{rn}$  est choisie de l'ordre de  $I$  à  $2 \mu$  Farads, car on peut régler plus aisément la valeur du gain du



- Fig V.4 - Régulateur de courant à deux entrées



- Fig V.5 - Régulateur de vitesse à deux entrées

régulateur à l'aide des résistances  $R_{ent}$ ,  $R_{ent}$  et  $R_{rn}$  :

Pour trouver la valeur de  $R_{ent}$  ;

$$U_{ei \max} = U_{rn} = K_{ci} \cdot \frac{R_{ent_1}}{R_{ent_2}} \cdot I_{ind \max} \quad (30).$$

$I_{ind \max}$  est la valeur nominale du courant d'induit du moteur .

$$U_{ei \max} = 10 \text{ V.}$$

$$R_{ent_1} = \frac{U_{ei \max} \cdot R_{ent}}{K_{ci} \cdot I_{ind \max}} \quad (31)$$

## II- REALISATION DU REGULATEUR DE VITESSE.

Considérons le schémas de

la fig V.5 l'objet de réglage dans ce cas est :

$$w_{o2}(p) = \phi_{fz}(p) \cdot \frac{R_{ind}}{T_e K_{ep}}$$

$$w_{ov1}(p) = \frac{1}{2 T_{1R} (T_{1R} p + 1)}$$

$$\phi_{fz}(p) = w_{11}(p) \cdot \frac{K_{1R}}{T_{1R} p + 1} \cdot \frac{1}{R_{ind} (T_e p + 1)}$$

$$= \frac{(T_e p + 1) R_{ind}}{2 T_{1R} K_{1R} K_{RNI}} \cdot \frac{K_{1R}}{T_{1R} p + 1} \cdot \frac{1}{R_{ind} (T_e p + 1)}$$

$$= \frac{1 / K_{RNI}}{2 T_{1R} (T_{1R} p + 1)}$$

$$w_{o2}(p) = \frac{1 / K_{RNI}}{2 (T_{1R} p + 1) T_{1R}} \cdot \frac{R_{ind}}{T_m K_{ep}} \quad (32).$$

$$\frac{1 / K_{RNI} \cdot R_{ind}}{(2 T_{1R} p + 1) T_m K_{ep}} \quad (33).$$

En boucle ouverte on peut écrire : 
$$W_{OVII}(P) = \frac{1}{4T_{II}P(2T_{II}P+1)} \quad (34)$$

$$W_{OVII}(P) = W_{rv}(P) \cdot W_{O2}(P) \cdot K_{RNV} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} W_{rv}(P) &= \frac{W_{OVII}(P)}{W_{O2}(P) \cdot K_{RNV}} \\ &= \frac{T_m \cdot K_e \cdot K_{RNI}}{4T_{II} \cdot R_{ind} \cdot K_{RNV}} \end{aligned} \quad (36)$$

Donc l'on a que le régulateur est du type P. Ce dernier permet d'assurer la rapidité du système.

Le schéma de la fig V.5 correspond à ce type de correcteur. On doit donc transformer ce schéma en un autre (fig V.3), avec une seule entrée.

Procédons de la même manière que pour le régulateur de courant.

$$.Us = Urnv \cdot \frac{Rrn}{Rent}$$

Multiplions par Rent .

$$.Us = Urnv \cdot \frac{Rrn}{Rent} \cdot \frac{Rent}{Rent}$$

Or

$$.Urnv \cdot \frac{Rrn}{Rent} = Urnvc \quad (37).$$

$$\text{D'autre part : } Urnvc = .Krnv = .Ktg \cdot \frac{Rent}{Rent}$$

$$\text{D'où } Krnv = Ktg \cdot \frac{Rent}{Rent} \quad (38).$$

Remplaçons dans l'équation (36);

$$W_{rv}(P) = \frac{T_m \cdot K_e \cdot K_{RNI} \cdot Rent_1 \cdot Rent_2}{4T_{II} \cdot R_{ind} \cdot K_{RNV} \cdot K_{tg} \cdot Rent_2 \cdot Rent_3} \quad (39).$$



$$U_{RNVC \max} = \frac{\omega_{\max} \cdot K_{t3} \cdot R_{ent3}}{R_{ent4}} \quad (40)$$

R3 est de l'ordre de 30 K $\Omega$  (résistance d'entrée de l'étage amplificateur)

On trouve à partir de l'équation (38) la valeur de R<sub>ent4</sub>.

$$R_{ent4} = \frac{\omega_{\max} \cdot K_{t3} \cdot R_{ent3}}{U_{RNVC \max}} \quad (41)$$

Et de (37), (38) nous obtenons la valeur de R<sub>rn</sub>.

$$R_{RN} = \frac{T_m \cdot K_e \cdot K_{c1} \cdot R_{ent4} \cdot R_{ent1}}{4 T_{th} \cdot R_{ind} \cdot K_{t2} \cdot R_{ent2}} \quad (42)$$

### III- CALCUL DES REGULATEURS COURANT ET VITESSE.

#### I- Calcul du régulateur de courant.

Des équations trouvées

précédemment, nous pouvons déterminer les éléments du régulateur de courant.

- K<sub>c1</sub> = 0.056 V/A.
- C = 2  $\mu$ F.
- T<sub>th</sub> = 1/2.m.f = 0.00166 s.
- K<sub>th</sub> = U<sub>s</sub>/U<sub>e</sub> = 220/15 = 15.

$$R_{ent} = \frac{2 \cdot T_{th} \cdot K_{th} \cdot K_{c1}}{R_t \cdot C}$$

$$R_{ent} = \frac{U_{c1 \max} \cdot R_{ent}}{K_{c1} \cdot I_{ind \max}}$$

$$R_{rn} = T_e / C$$

$$R_t = R_{total} = R(\text{induit}) + R(\text{transfo}) + R(\text{self}) + R(\text{thyristor.})$$

$$= 1.6 + 0.1 + 0 + 0.99 = 2.69 \Omega$$

$$= 2.35 \Omega$$

On trouve :  $R_{ent} = 0.595 \text{ K}\Omega$ .

$U_{ci \text{ max}} = U_e = 10 \text{ V}$ .

$I_{nominale} = 8 \text{ A}$ .

On trouve :  $R = 13,28 \text{ K}\Omega$ .

$R = 1.5 \text{ K}\Omega$ .

## 2- Calcul du régulateur de vitesse.

D'après les équations

démonstrées, nous pouvons déterminer les éléments du régulateur de vitesse.

En effet sachant que :

$R$  est de l'ordre de  $30 \text{ K}\Omega$ .

$K_t = 0.013 \text{ V}/(\text{rd/s})$

on peut calculer  $R_{ent}$  d'après l'équation (37)

On trouve :  $R_{ent} = 12.25 \text{ K}\Omega$ .

De l'équation (38) on trouve  $R_{rn}$ .

$$K_e = \frac{U_m - R_t \cdot I_n}{\omega} = 0.123 \text{ V}/(\text{rd/s}).$$
$$= 1000 \text{ trs/mn.}$$

On trouve :  $R_{rn} = 40.7 \text{ K}\Omega$ .

Les résistances normalisées seront donc :

- Pour le régulateur de courant;

$R_{ent} = 0.68 \text{ K}\Omega$ .

$R = 13 \text{ K}\Omega$ .

$R_{rn} = 1.5 \text{ K}\Omega$ .

- Pour le régulateur de vitesse;

$$\bullet \text{ Rent} = 30 \text{ K}\Omega$$

$$\bullet \text{ Rent} = 12 \text{ K}\Omega$$

$$\bullet \text{ Rru} = 40 \text{ K}\Omega$$

IV- ANALYSE DE L'INFLUENCE DE LA FORCE CONTRE ELECTROMOTRICE  
DU MOTEUR DANS LE REGIME TRANSITOIRE ET PERMANENT.

Lors des calculs précédents, l'action de  $E_m$  a été négligée, vue la rapidité de changement de la vitesse est inférieure à celle du courant  $I$ .

Analysons les résultats que l'on obtiendrait, si l'on tenait compte de  $E_m$ ; du point de vue écart statique, que ça soit pour le régulateur de courant ou de vitesse.

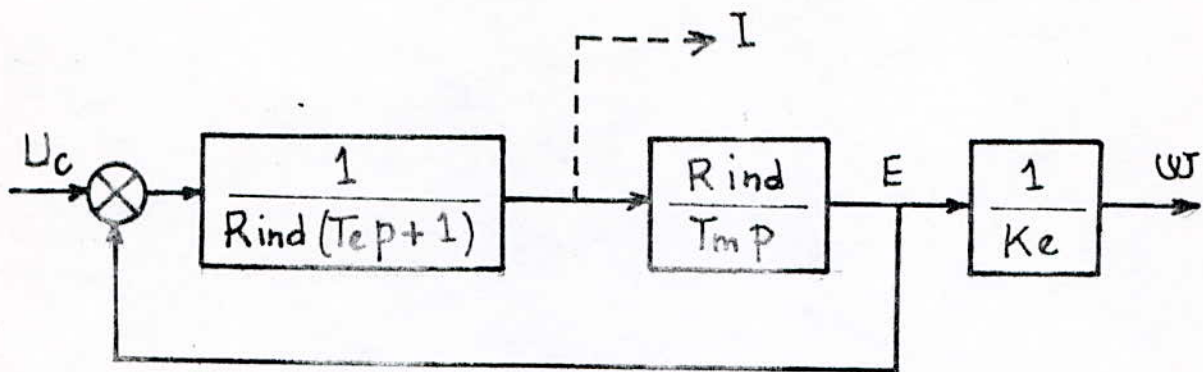
Soit le schéma de la fig V.5. qui représente le schéma structurel du moteur, les fig b et c représentent les schémas simplifiés de a. Le schéma de réglage de courant est représenté dans la fig V.6.

L'objet de réglage a donc pour fonction de transfert:

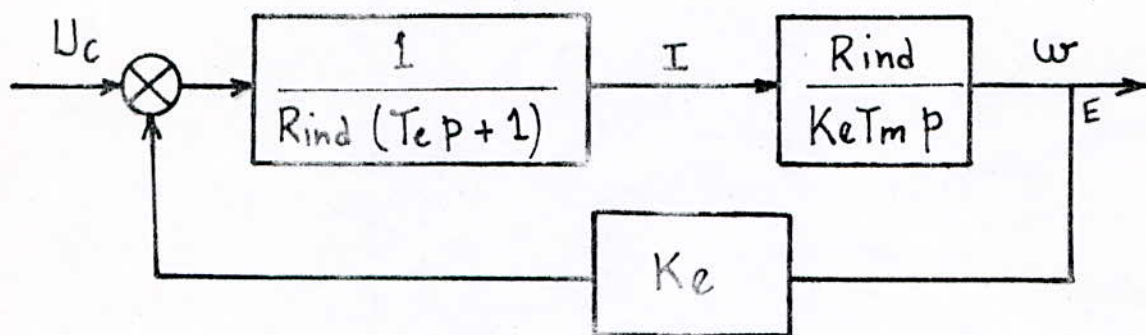
$$\begin{aligned} w_{oi}(p) &= \frac{K_{ra}}{T_{ra}p+1} \cdot \frac{\frac{1}{R_{ind}(T_{ep}+1)}}{1 + \frac{1}{R_{ind}(T_{ep}+1)} \cdot \frac{R_{ind}}{T_m p}} \\ &= \frac{K_{ra} \cdot T_m \cdot p}{(T_{ra}p+1)(T_m T_e p^2 + T_{mp}+1) R_{ind}} \end{aligned}$$

Le système de réglage a pour fonction de transfert en boucle ouverte:

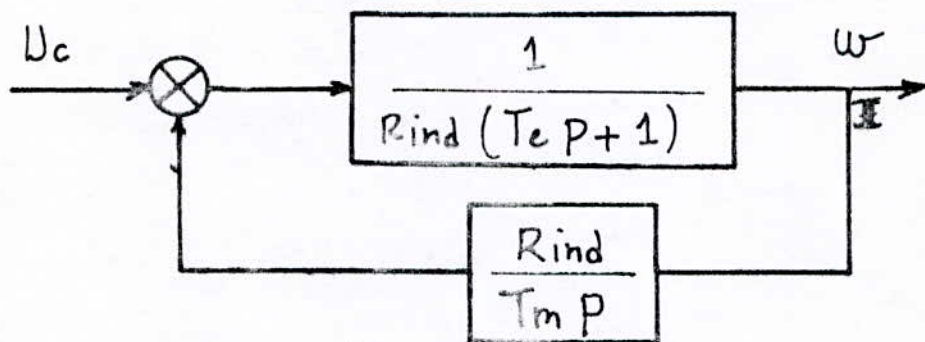
$$\begin{aligned} w_{oi}(p) &= w_{ri}(p) \cdot w_{oi}(p) \cdot K_{rni} \\ &= \frac{(T_{ep}+1) K_{ra} \cdot T_m \cdot K_{rni}}{2 T_{ra} \cdot p \cdot \frac{K_{ra} K_{rni}}{R_{ind}} R_{ind} (T_{ra}p+1) (T_m T_e p^2 + T_{mp}+1)} \\ &= \frac{T_m (T_{ep}+1)}{(T_{ra}p+1) (T_m T_e p^2 + T_{mp}+1)} \end{aligned}$$



- Fig V.6 - a/



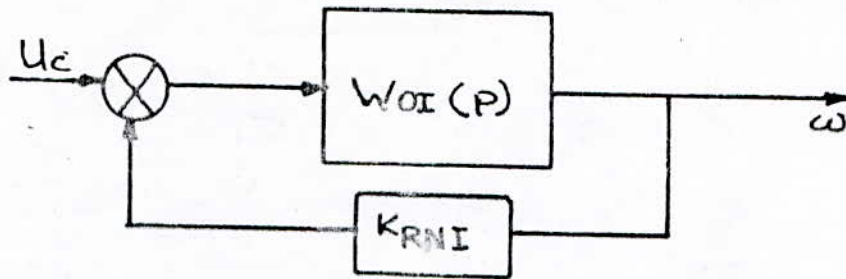
- Fig V.6 - b/



- Fig V.6 - c/

schémas structurel du moteur.

$$W_{oi}(p) = \frac{T_m \cdot (T_e p + 1)}{2 \cdot T_{th} \cdot (T_{th} p + 1) \cdot (T_e \cdot T_m p + T_m p + 1)} \quad (44).$$



Pour le même régulateur, la fonction de transfert désirable dans le cas où la force contre électromotrice a été négligée; a la forme suivante:

$$W_{oiv}(p) = \frac{I}{2 \cdot T_{th} p \cdot (T_{th} p + 1)} \quad (45)$$

La valeur de  $I_{ind}$  diminue par rapport à  $I_{comm}$ .

D'autre part nous avons :  $U_e = I_{cd} \cdot K_{rni}$

D'où  $I_{cd} = U_e / K_{rni}$ . (46).

L'influence de la f.c.e.m sur le système peut être connue, en examinant ce dernier en boucle fermée.

$$\phi_f I(p) = \frac{T_m \cdot (T_e p + 1)}{2 \cdot T_{th} \cdot (T_{th} p + 1) \cdot (T_m \cdot T_e p + T_m p + 1) + (T_e p + 1) \cdot T_m \cdot K_{rni}} \quad (47)$$

Dans le cas du régime permanent c.à.d  $p \rightarrow 0$

$$\phi_f I = I / U_e I = \frac{T_m}{(2 \cdot T_{th} + T_m) \cdot K_{rni}} \quad (48)$$

Remplaçons  $U_e$  par sa valeur eq46 dans l'eq 48

$$\frac{I}{I_{cd} \cdot K_{rni}} = \frac{T_m}{(2 \cdot T_{th} + T_m) \cdot K_{rni}}$$

$$\frac{I}{I_{cd}} = \frac{T_m}{2 \cdot T_{th} + T_m} = \frac{T_m / 2 \cdot T_{th}}{1 + T_m / 2 \cdot T_{th}} \quad (49)$$

d'où l'on a  $I = T_m/2.T_{th}$

$$I_{cd} = I + T_m/2.T_{th}$$

L'écart statique est donné par:  $\mathcal{E} = \frac{I_{cd} - I}{I_{cd}} = \frac{I}{I + T_m/2.T_{th}}$  (50)

De là, on conclue que l'écart statique du rapport des deux constantes du temps (mécanique pour le moteur et celle du thyristor).

.Si  $T_m/T_{th} \rightarrow \infty$  ;  $\mathcal{E} \rightarrow 0$

.Si  $T_m/T_{th} \rightarrow 0$  ;  $\mathcal{E} \rightarrow I$ .

Application numérique:

$$T_m = 0.04 \text{ s}$$

$$T_{th} = 0.00166 \text{ s}$$

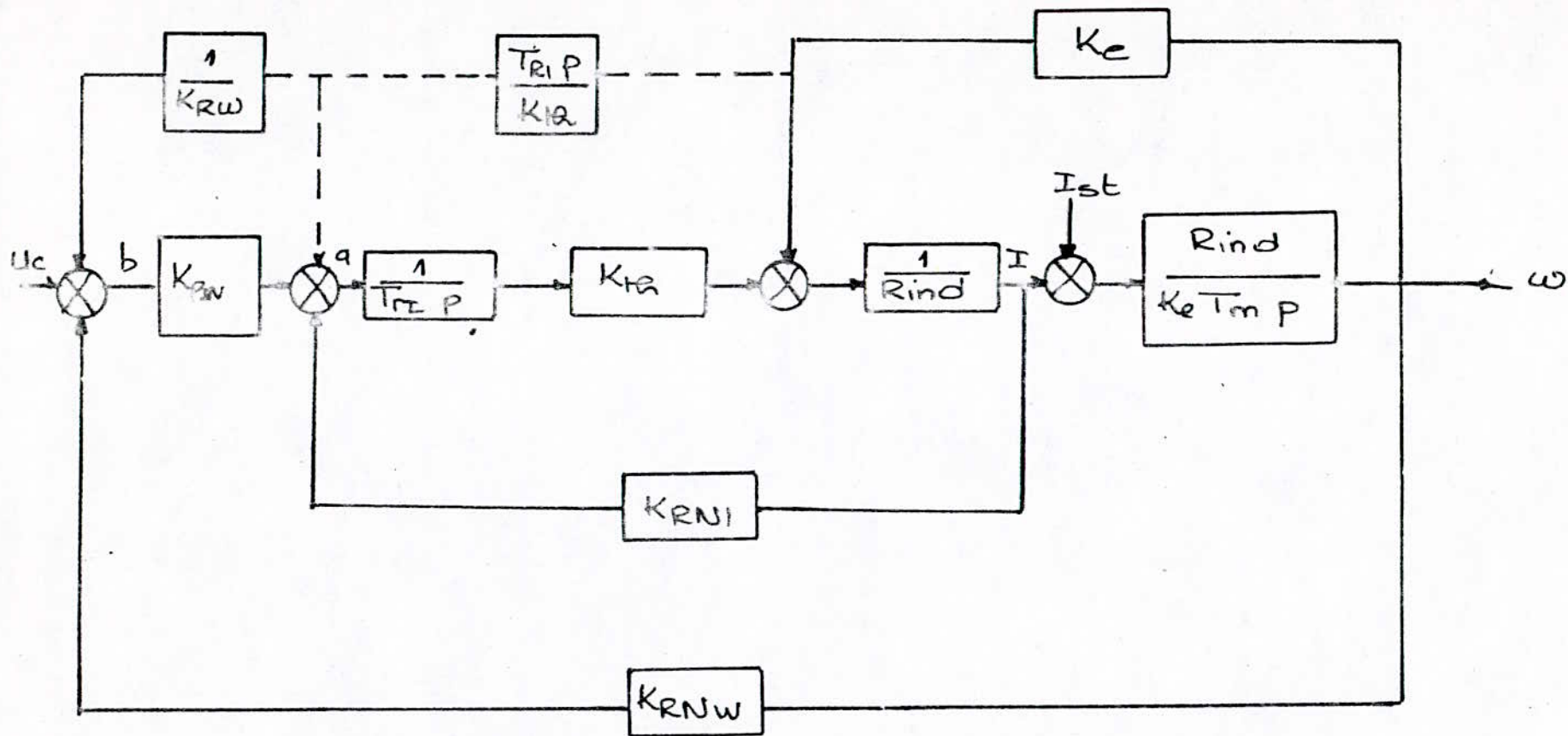
On trouve :

$$\mathcal{E} = \frac{I}{I + T_m/2.T_{th}} = 0.08 = 8 \%$$

#### V- PROPRIETES STATIQUE DU SYSTEME SUBORDONNE.

Examinons le régime du système en considérant la f.c.e.m du moteur pour la régulation de vitesse.

Le diagramme du système subordonné au régime permanent c'est à dire statique est le suivant voir Fig V.7.



→ Fig v.7 →

Système subordonné de réglage de la  
vitesse en fonction de la f.c. err.

où  $T_{ri}$  représente le régulateur de courant

$$T_{ri} = \frac{2 \cdot T_{th} \cdot K_{th} \cdot K_{rni}}{R_{ind}}$$

La vitesse diminue, sous l'action de la charge.

soit:

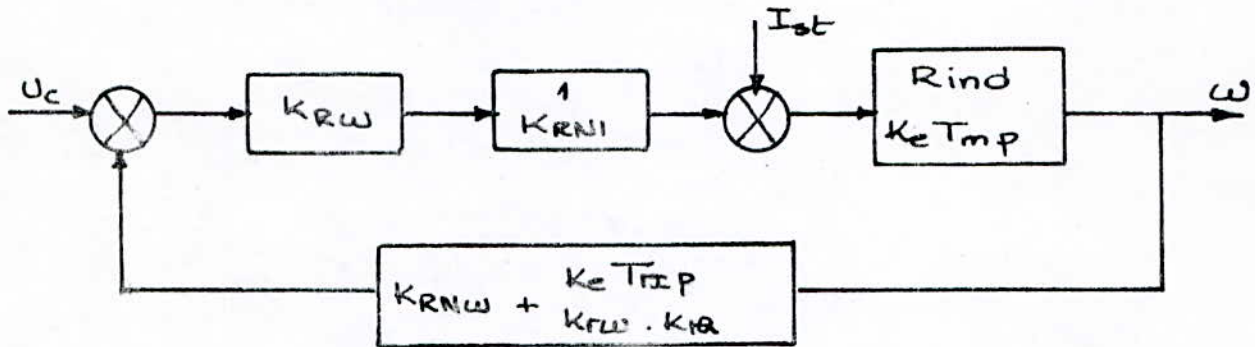
$$\phi(p) = \frac{I/T_{ri} \cdot K_{th} \cdot I/R_{ind}}{I + I/T_{ri} \cdot K_{th} \cdot I/R_{ind} \cdot K_{rni}}$$

En régime permanent:  $p \rightarrow 0$

$$\phi(p) \rightarrow I/K_{rni}$$

$$p \rightarrow 0$$

Pour une simplicité de calcul, on ramène a en b nous obtenons le schéma suivant



Sous l'action de la charge  $I_{st}$  on aura:

$$\Delta \omega_p = \frac{I_{st} \cdot R_{ind}/K_e \cdot T_m \cdot p}{I + R_{ind}/K_e \cdot T_m \cdot p \cdot K_{rni} \cdot (K_{rnw} + K_e \cdot T_{ri} \cdot p / K_{rw} \cdot K_{th})}$$

En tenant compte que:

$$K_{rw} = \frac{T_m \cdot K_e \cdot K_{rni}}{4 \cdot T_{th} \cdot K_{rnw} \cdot R_{ind}}$$

On obtient alors :

$$\Delta \omega_p = \frac{I_{st} \cdot R_{ind}/K_e \cdot T_m \cdot p}{(4 \cdot T_{th} \cdot p + I) / 4 \cdot T_{th} \cdot p}$$

Quand  $p \rightarrow 0$ ,  $\Delta \omega \rightarrow \frac{I_{st} \cdot R_{ind} \cdot 4 \cdot T_{th}}{K_e \cdot T_m}$

$$\Delta \omega = \Delta \omega_{ov} \cdot \frac{4 \cdot T_{th}}{T_m}$$



$\omega = (U - R.I)/K_e$  avec R.I la chute de tension sous l'action de la charge.

étant la chute de vitesse due aux caractéristiques propres du moteur, c'est à dire dès que le moteur est branché.

Quand  $\omega = 0 \Rightarrow U = R.I$  donc très forte chute de tension, le moteur s'arrête donc.

$$\Delta\omega_f = \Delta\omega_{ov} \cdot \frac{4 \cdot T_{th}}{T_m}$$

$$\delta = \frac{\Delta\omega_f}{\Delta\omega_{ov}} = \frac{4 \cdot T_{th}}{T_m} = 0.166 = 17 \%$$

La précision du système peut augmenter à l'aide du thyristor dont on doit diminuer au maximum la constante de temps  $T_{th}$ . Ceci peut se faire tout en tenant compte du calcul économique, en augmentant le nombre de phases.

Dans le cas où  $\delta$  n'est pas nulle, comme dans ce cas ci, on place un intégrateur dans la branche directe, avant le point de perturbation, due au courant statique.

CHAPITRE SIX :

---

**B.T.U** 3601

## INTRODUCTION.

Le type BTU 360I est utilisé pour réguler les vitesses du moteur à partir d'une puissance de 0.5 Kw jusqu'à 18.5Kw. Ces moteurs sont utilisés dans les systèmes à commande automatique pour robots et machines outils à commande numérique.

### I- LE SYSTEME DE COMMANDE.

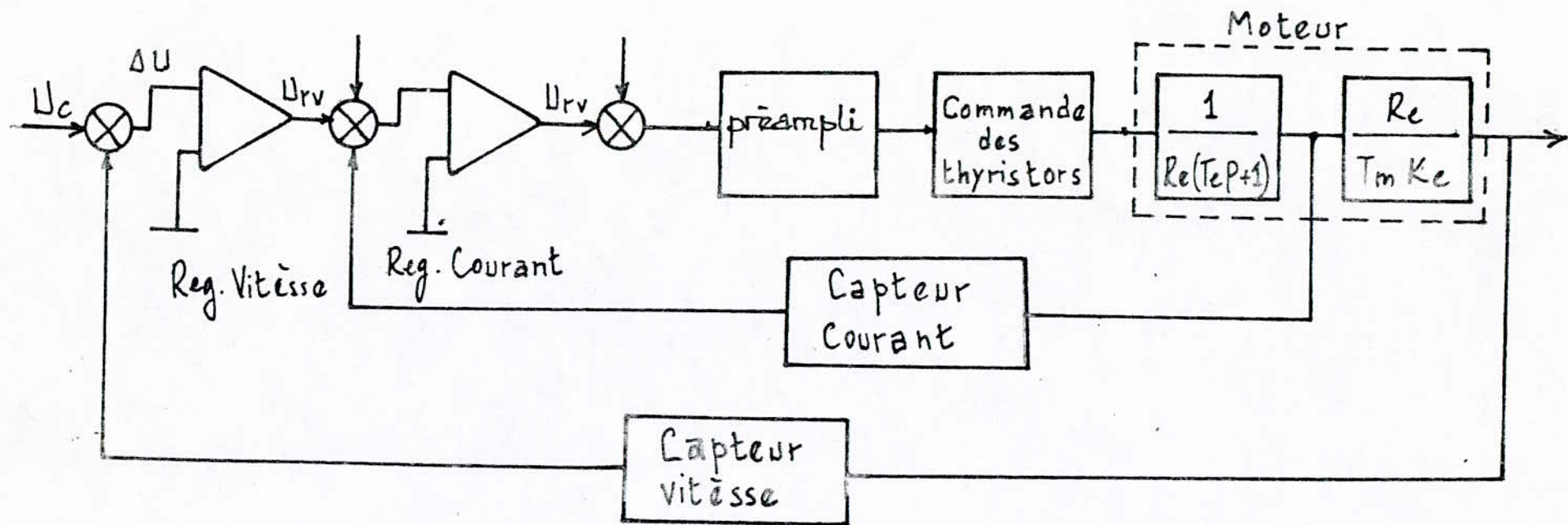
Le BTU 360I est un convertisseur à thyristor réalisant la régulation de tension qui est appliquée au moteur à courant continu réalisant ainsi la régulation de vitesse. L'excitation du moteur est maintenue à une valeur constante, alors que l'on jouera sur la valeur de la tension d'induit par l'intermédiaire d'un convertisseur à thyristor.

Ces convertisseurs sont triphasés vu la puissance assez considérable du moteur.

Le BTU 360I fonctionne d'après le principe de commande séparée par les convertisseurs avant arrière; quand le bloc avant fonctionne, le deuxième est bloqué et vis versa.

Pour exclure le fonctionnement simultané des deux groupes de convertisseurs on utilise un bloc de protection (le schéma de protection est constitué d'un schéma logique, d'un timer, et d'éléments X.)

Les capteurs de courant sont reliés à la sortie du convertisseur réalisant ainsi la boucle de retour de la régulation de courant. Un disjoncteur automatique est ensuite placé pour protéger le circuit contre les courts circuits et les surcharges durable.



- Fig VI.1 - Schema de la commande électrique

Le BTU 360I est alimenté par un réseau alternatif à 50 Hz grâce au Transformateur T5.

Le schéma de commande présente deux systèmes subordonnés avec deux boucles superposées.

-- La première réalise la régulation de courant.

-- La deuxième réalise la régulation de la vitesse du moteur.

La régulation est réalisée comme suit:

A la sortie du régulateur de vitesse se trouve une tension  $U_{rv}$ , proportionnelle à la tension d'entrée voir fig V.I.

$U_{rv}$  est ensuite comparée au courant instantané issu du circuit d'induit du moteur grâce au capteur de courant, qui amplifie cette différence et donne ainsi, la tension de commande au circuit de formation des impulsions qui distribue ces dernières, aux thyristors, qui permettent donc de réguler la vitesse du moteur, elle même proportionnelle à la tension de commande  $U_c$ .

Les convertisseurs à thyristors fonctionnent en avant ou en arrière. Le choix du mode de fonctionnement est dirigé comme cité précédemment par le Bloc de protection (le dispositif logique permet de brancher le moteur en avant ou en arrière.)

Vue la caractéristique du thyristor, les convertisseurs fonctionnent suivant deux régimes

--> Régime de conduction continu.

--> Régime de conduction discontinu.

L'existence de ces deux régimes entraînent un changement de gain de la boucle de régulation

de courant, et donc une évolution de courant différente, d'où la nécessité de faire une linéarisation juste à la sortie du régulateur de courant.

## II- CONSTITUTION DU SYSTEME DE COMMANDE.

Le système de commande est composé de deux plaques EI et E2.

Le schéma de la plaque EI comprend les éléments nécessaires pour la réalisation de la commande du moteur, ces composants sont;

1- Un système de commande par des convertisseurs à thyristors des deux régulateurs, courant et vitesse.

2- Des éléments non linéaires permettant d'assurer un gain constant, pour les deux régimes ; continu et discontinu.

Il se compose d'un amplificateur opérationnel à réaction négative (A4).

3- La force contre électromotrice du moteur.

4- Des convertisseurs fonctionnels (C.F.E): la tension de commande à l'entrée de l'élément non linéaire est la somme des signaux proportionnelles au courant; ( $U_1$ ) et à la f.e.m du moteur; ( $U_e$ ).

En effet  $U_{c\ nl} = U_1 + U_e$ .

$U_e$  est réalisé grâce aux C.F.E (ampli A3).

5- Un bloc d'alimentation BA.

6- Un bloc de protection et de signalisation B.P.S.

7- Un capteur de courant CI réalisant la réaction négative en fonction du courant (clé VI6), alimenté par les transformateurs T2 et T4.

Le schéma de la plaque E2 permet l'obtention des deux réglages du gain du système ; soient  $I/1000$  et  $I/10000$ .

• Pour le gain de  $I/10.000$ .

Dans ce cas la plaque E2 comprend les éléments suivant :

- Un dispositif d'alimentation du courant.
- Un préamplificateur dont le gain  $A_v$  est de 100. Il est réalisé par deux amplis opérationnels A4 et A5 placés en série.
- Des modulateurs V10 et V11 grâce à qui la tension d'entrée est appliquée aux amplis indiqués précédemment A4 et A5.
- Des démodulateurs V14 et V15 permettant l'amplification de cette tension qui est appliquée à l'entrée de l'ampli A1.

Ce dernier est un ampli à réaction négative ; il comprend R10 et C4, C3 étant débranchées.

Les modulateurs et démodulateurs fonctionnent sur la fréquence  $f = 2.3$  KHz, donnée par le générateur de fréquence ampli A3.

Le réseau correcteur dans cette gamme est composé de la résistance R18 et de la capacité C11.

• Pour le gain de  $I/1000$ .

Dans ce cas on a les mêmes éléments que pour la gamme  $I/10000$ , sauf que le préamplificateur est exclu.

### III- CIRCUIT DE LIMITATION DE COURANT.

La tension  $U_i$  n'est proportio-

-nnelle au courant du moteur que si la vitesse nominale, et la vitesse de marche à vide est idéale, de telle manière à ce que la tension à la sortie du régulateur de courant  $U_i = 0$ .

Ainsi, le courant est limité sur le niveau maximum du courant par R33.

La tension aux bornes des redresseurs est  $U_{de} = I_d \cdot R$ . Cette égalité détermine le courant d'induit. On peut réaliser la limitation du courant supplémentaire du moteur appelée aussi limitation du courant en avance.

Elle réalise, enfin la limitation du courant du régime de démarrage.

Dans le dispositif de commande par les thyristors, le courant est limité à l'aide de la tension de commande  $U_{cv}$  (R17).

Pour changer la limitation de courant en fonction de la vitesse du moteur, on utilise les dispositifs de limitation de courant LI, dont  $U_{max}$  est limité par R6 et  $U_{min}$  est limité par R5. La résistance R3 réalise le réglage de la pente de la caractéristique entrée / sortie du dispositif limiteur de courant LI.

#### IV- CIRCUIT DE LIMITATION DE L'ANGLE D'AMORÇAGE DU THYRISTOR.

L'amorçage du thyristor est réalisé par l'électrode supplémentaire du thyristor appelée "gâchette".

Le courant nécessaire à l'amorçage est de quelques Amperes avec une durée minimale de quelques microsecondes, aussi pour réduire la consommation d'énergie à la commande a-t-on intérêt à utiliser des



impulsions très brèves.

Une impulsion positive permet la fermeture de l'interrupteur, l'ouverture de ce dernier ne se ferait que si la tension d'alimentation descend au dessous du seuil du thyristor (soit  $U_0 - I V.$ )

- Considérons un thyristor fig VI.3 commandé par des impulsions intervenant dans chaque période avec un retard par rapport à la tension sinusoïdale ( $e = E_m \sin \theta t$ , avec  $\theta = \omega t$ ) Après l'amorçage, le thyristor se comporte comme un interrupteur fermé, et l'on a la relation:

$$E_m \sin \omega t = R_i + E_0 \quad (\text{avec } E_0 = I V.)$$

L'interrupteur s'ouvre de nouveau et le courant d'anode s'annule dès que la tension  $e$  est égale au seuil  $E_0$  ce qui a lieu pour un angle d'extinction très voisin de .

Pour limiter l'angle d'amorçage et régler de ce fait l'angle d'amorçage initial, on utilise le dispositif de commande par les thyristors.

Ce dispositif est réalisé à l'aide de l'ampli A5 de la plaque EI.

L'angle d'amorçage est égal à  $120^\circ$ , il est réglé à l'aide de R4I.

. max =  $150^\circ$  est réglée à l'aide de R49.

. min =  $110^\circ$  est limitée de  $5^\circ$  à  $10^\circ$  degrés électriques; il est réglé à l'aide de R50.

La résistance R50 peut être réglée d'après la formule suivante:

$$\text{Où} \quad R_{50} = \frac{540 \cdot U_{\text{alim}}}{U_{\text{générateur en dent de scie}}} = 3 \text{ K}\Omega$$

$U_{\text{alimentation}} = -15 \text{ V.}$

$U_{\text{générateur en dent de scie}} = 9 \text{ à } 10 \text{ V.}$

La résistance R49 peut être réglée d'après ;

$$R49 = \frac{(180 \cdot U_{alim} - \max.U_{gen}) \cdot R50}{\max.U_{gen} (1 + 0.45 \cdot R50) - U_{alim} \cdot (180 + 21 \cdot R50)}$$

= 2 K $\Omega$ .

#### V- CIRCUIT DE FORMATION DES IMPULSIONS.

Venant du régulateur de courant , la tension de commande est appliquée au circuit de formation des impulsions de commande, qui assure la formation des impulsions, les distribue aux thyristors , qui réalisent la variation de la tension d'induit et par conséquent, la régulation de vitesse du moteur.

Il est composé des éléments suivants

(voir fig VI. ):

- Une source d'énergie.
- Trois dispositifs de formation des impulsions.
- L'organe de commande .
- Six (6) amplis d'impulsions.
- Douze (12) sorties appliquées au thyristor.

Le schéma de formation des impulsions

lui même , est composé des dispositifs suivant :

- 1- Un filtre F : composé de; R1, R2, R20 et C1.
- 2- Deux éléments sensibles à la variation de tension (ESI et ES2 ) composé de V1, V3, R3, R5 et de V2, V4, R4, et R6.
- 2- Un élément de synchronisation des impulsions composé de deux éléments logiques DI et RI2.

4- Un générateur de tension en dent de scie: composé des éléments V8, ampli A1, C3, C4, C5, et des résistances; R8, R9, R11, R13 et R16.

5- Un élément très sensible à la variation de tension (ES3): composé de l'ampli A2, des diodes V9, V10, des résistances R17, R18, et R19.

6- Un trigger.

7- Un dispositif de réalisation de largeurs des impulsions (S): composé des éléments suivants: R89, R82, R93, V57, V69, V75.

8- D'éléments logiques (trois portes & ----- D2.)

#### . Fonctionnement.

Quand le courant est nul dans le circuit de puissance la sortie du capteur est à l'état "I".

Si les impulsions de commande sont inexistantes, la tension est égale à "I", et le trigger prend un nouvel état.

Grâce à ce dernier, on a la réalisation du blocage des dispositifs de commande par les thyristors (le premier groupe, ensuite après un temps t égale à 1 ms, le deuxième groupe des thyristors est déclenché.).

Si à la sortie de ESI et ES2 le signal est "0", à la sortie du synchronisateur le signal serait "I", et nous avons le début d'une décharge de la capacité du générateur en dent de scie et donc passage de la tension de "I" à "0".V .

Quand on n'a pas d'impulsions aux bornes de ESI et ES2, on a une augmentation de la valeur de la tension au borne du générateur en dent de scie de "0" à "10" V.

Dés que cette valeur  $U_{sg}$   $U_{commde.}$ , la valeur est alors enregistrée par ES3 qui bascule de "I" à "0". On a déclenchement du trigger qui

affiche "0" à sa sortie. Le signal est ensuite appliqué à l'élément "S" qui donne des impulsions de commandes d'une largeur de 10 à 15 degrés électrique.

Cette impulsion est appliquée à l'entrée des amplis d'impulsions UIx elle est ensuite appliquée à l'entrée des dispositifs de commande U2x des convertisseurs à thyristors et dépendamment du signal de ESI et ES2. Le fonctionnement des groupes de thyristors est en arrière ou en avant.

Les dispositifs Uv servent à séparer le schéma de puissance et le schéma de commande.

#### VI- ORDRE DE FONCTIONNEMENT.

Le disjoncteur F6 doit être débranché, et dans ce cas, il faut mesurer les circuits suivants:

- Le câble de l'oscilloscope, connecté aux bornes 52-34 de la plaque EI, et vérifier qu'il y a les impulsions. Si le curseur de Ue se déplace dans la position avant ou arrière, et si la tension Ue est nulle, les impulsions disparaissent après un certain temps de retard.

- Connecter l'oscilloscope aux bornes 8 et 34, et vérifier la possibilité de réglage des impulsions de commande.

- Vérifier la polarité du signal de réaction négative de la sortie du générateur.

- Poser le curseur dans la position neutre et brancher le disjoncteur F6, Le moteur ne marche pas. Si le curseur se déplace de cette position neutre, le moteur tourne dans le sens avant ou arrière.

## CONCLUSION.

L'approche de la robotique industrielle de l'ère moderne consiste, elle, à développer des langages de programmation spécialisées qui permettent de décrire au robot la façon d'accomplir les tâches.

Ces robots industriels ont permis de réduire les coûts, d'améliorer la qualité des produits.

Et, c'est pour cela que leur étude est d'un très grand intérêt quant au développement technologique.

L'une des bases de leur étude est l'amélioration des performances du système utilisé, et assurant ainsi la rapidité de réponse de ce dernier.

La régulation en cascade qui est utilisée pour le contrôle de la vitesse et du courant d'induit du moteur, est de principe très simple, en effet la réalisation des régulateurs ne demande que des composants commercialisés sur le marché, et par conséquent leur conception est facile.

TRACE DES DIFFERENTES REPONSES INDICIELLES EN FONCTION DE LA CHARGE  
POUR LE SYSTEME OPTIMISE ET NON OPTIMISE.

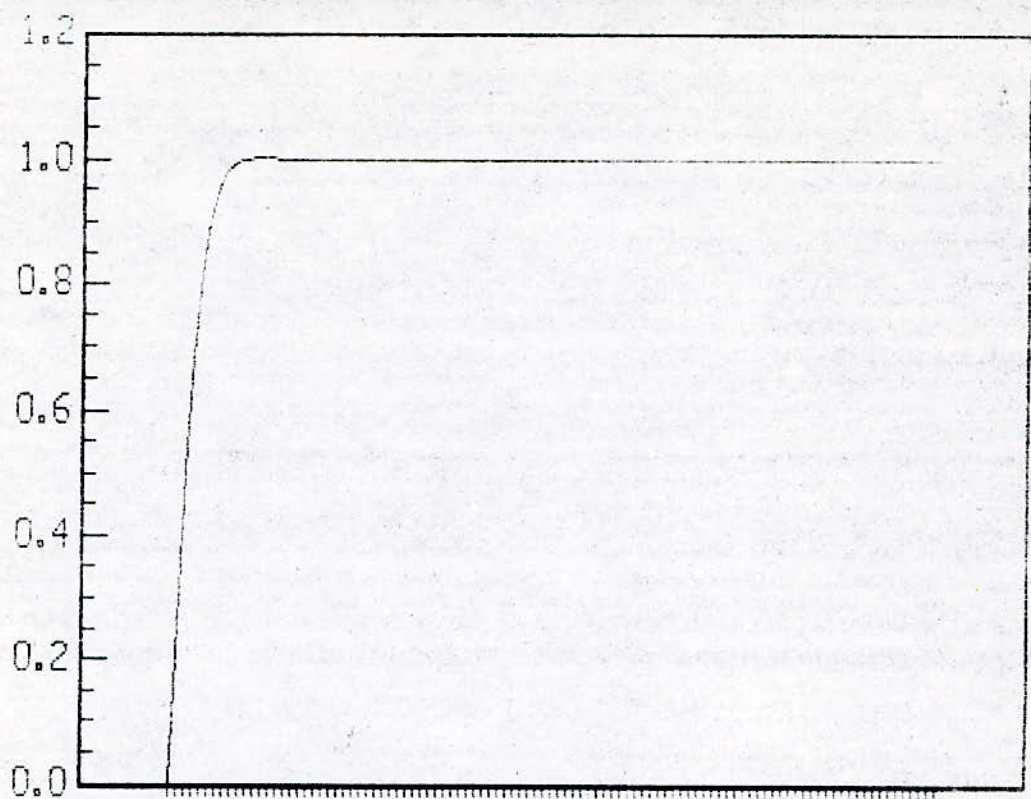
Ayant pris différentes valeurs du moment d'inertie "J", nous obtenons des valeurs correspondantes de la constante de temps mécanique  $T_m$ .

Les graphes "Ai" obtenus représentent les réponses indicielles de système non optimisés, dans ces cas ci, on place alors des régulateurs après avoir choisi les fonctions de transferts désirables, pour optimiser les systèmes.

On remarque que plus la constante de temps électrique augmente et donc, le moment d'inertie J augmente, ainsi que le temps du régime transitoire. Par conséquent la perte en énergie augmente dans le système.

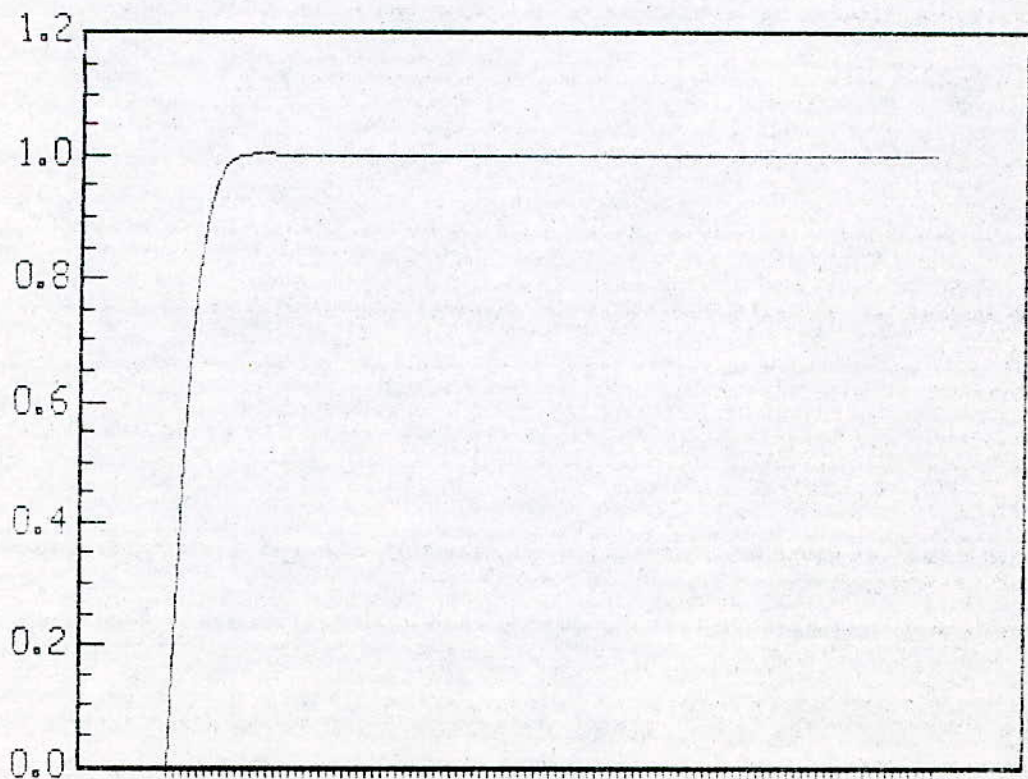
Cet inconvénient peut- être évité en branchant dans le circuit d'induit du moteur, un élément de gain  $T_m$  et  $I/T_m$  dans la boucle de retour.

Les graphes "Bi" représentent les réponses indicielles de systèmes optimisés, c'est à dire après avoir placé les régulateurs (de courant et de vitesse).



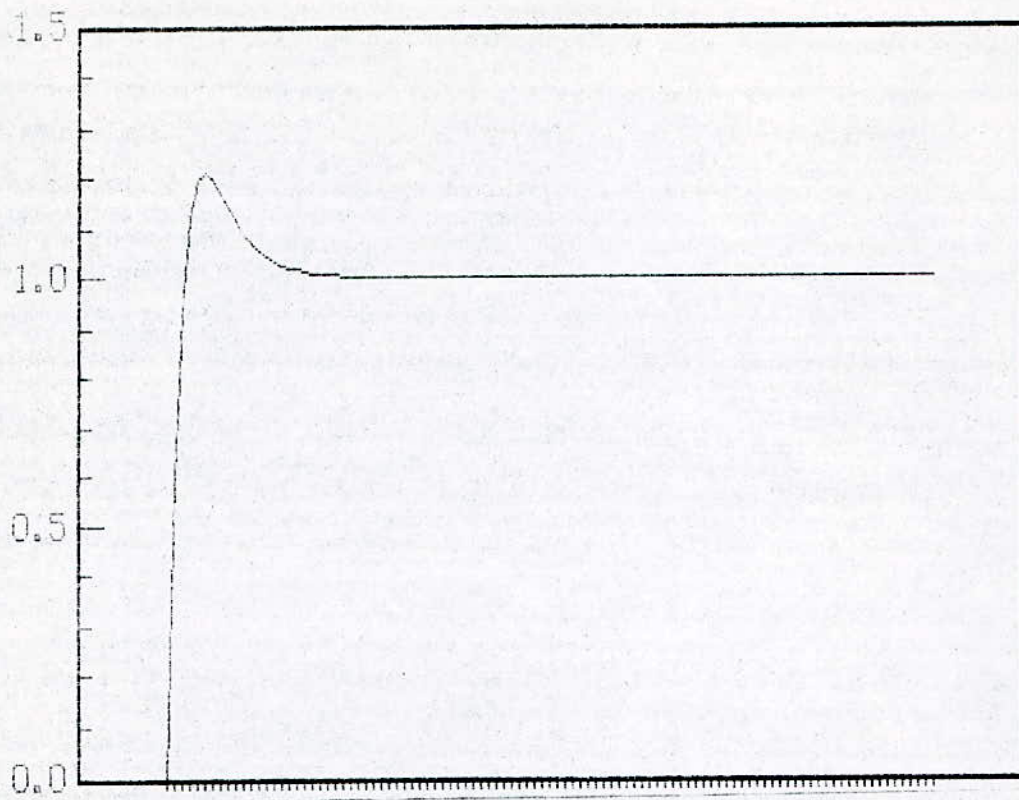
— Graphe 1

Réponse indicielle  $x_1(t)$  pour  
 $T_{B1} = 0.05s$



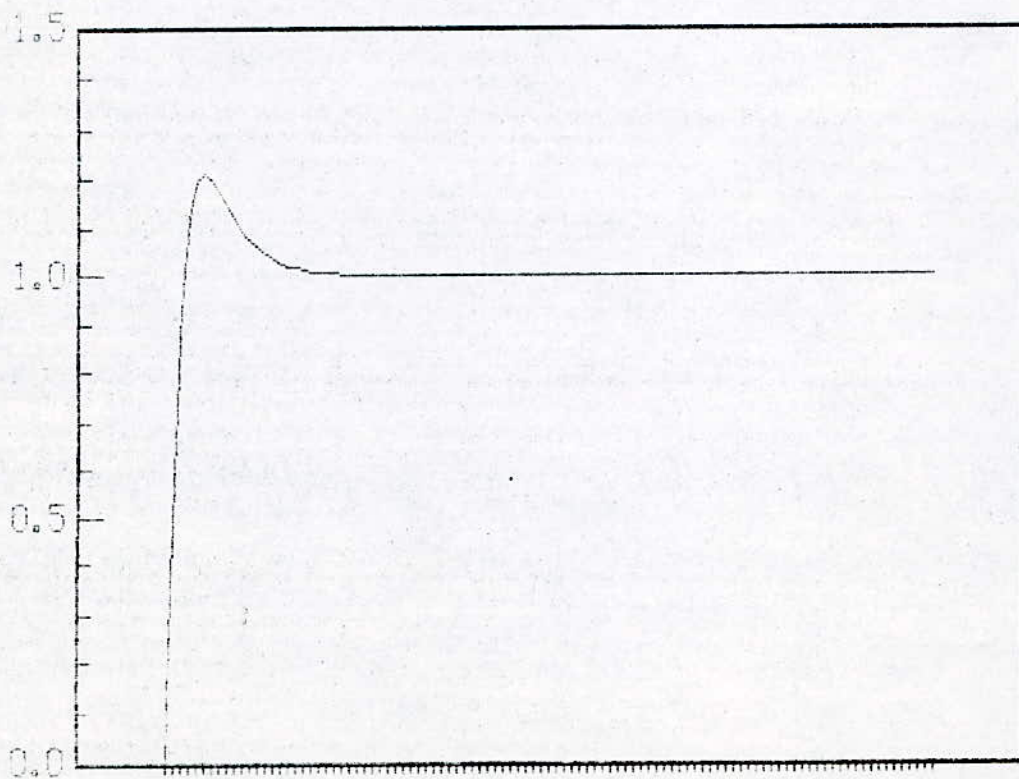
— Graphe 2

Réponse indicielle  $x_2(t)$  pour  
 $T_{B2} = 0.04s$



— Graphe A,

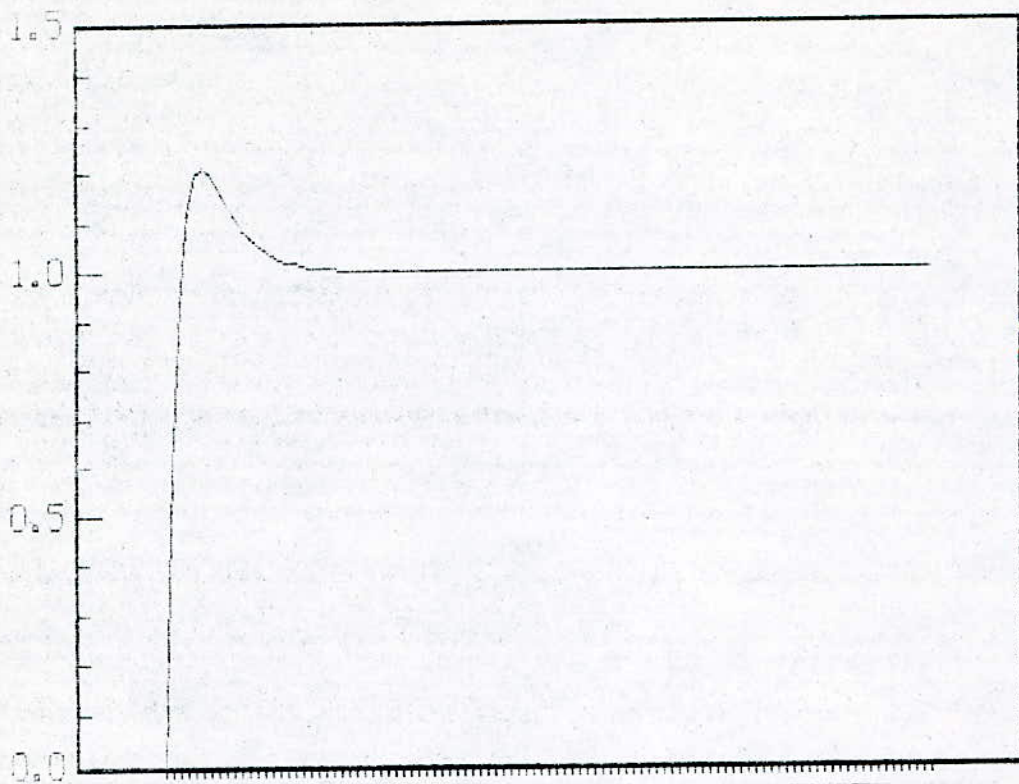
Réponse impulsionnelle  $x_3(t)$  pour  
 $T_{B_3} = 0.02$  s



— Graphe B

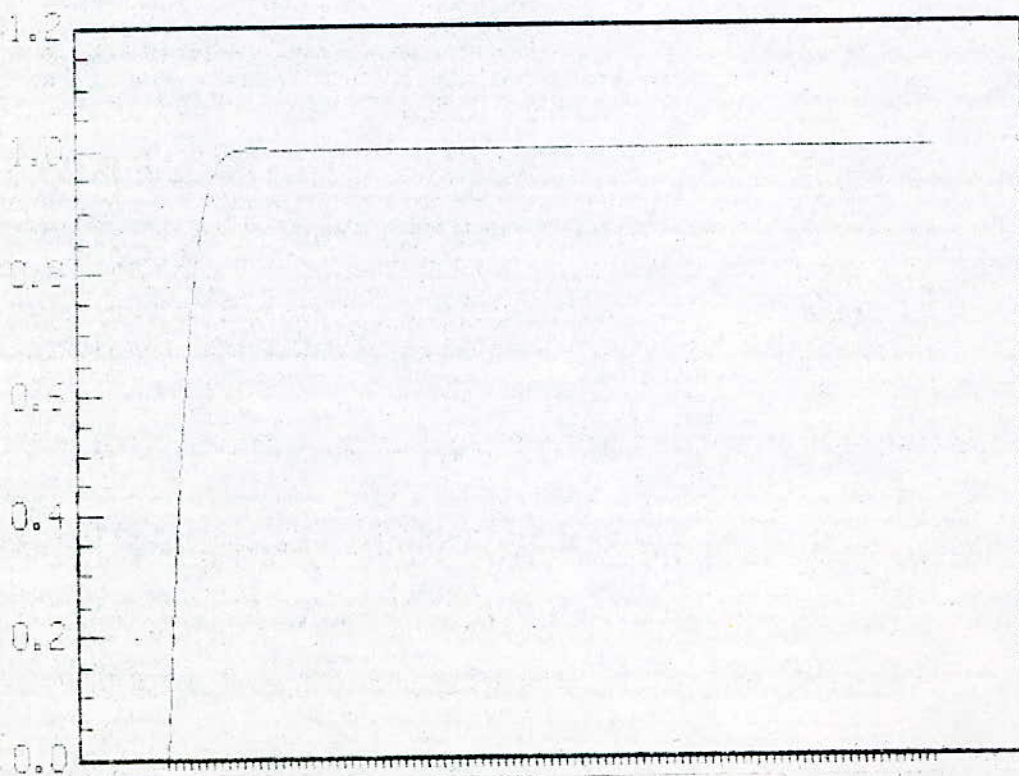
Réponse impulsionnelle  $x_4(t)$  pour  $T_{B_4} = 0.1$  s





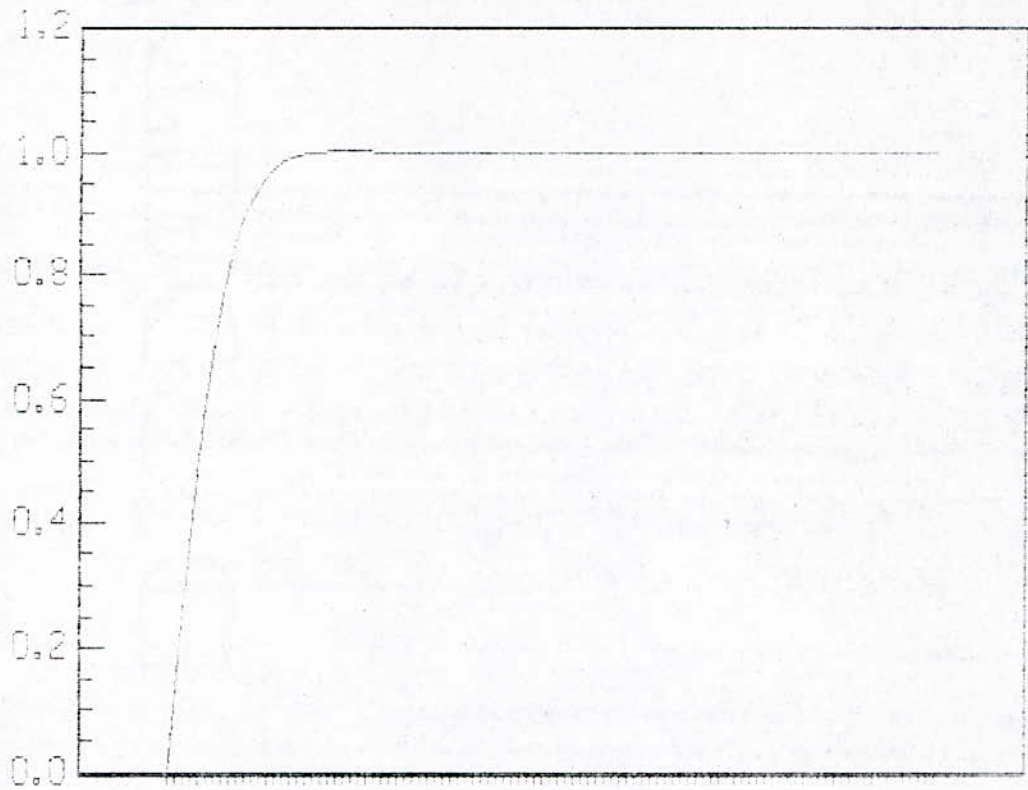
— Graphe B

Réponse indicielle  $x_s(t)$  pour  $T_{B_s} = 0.4$  s

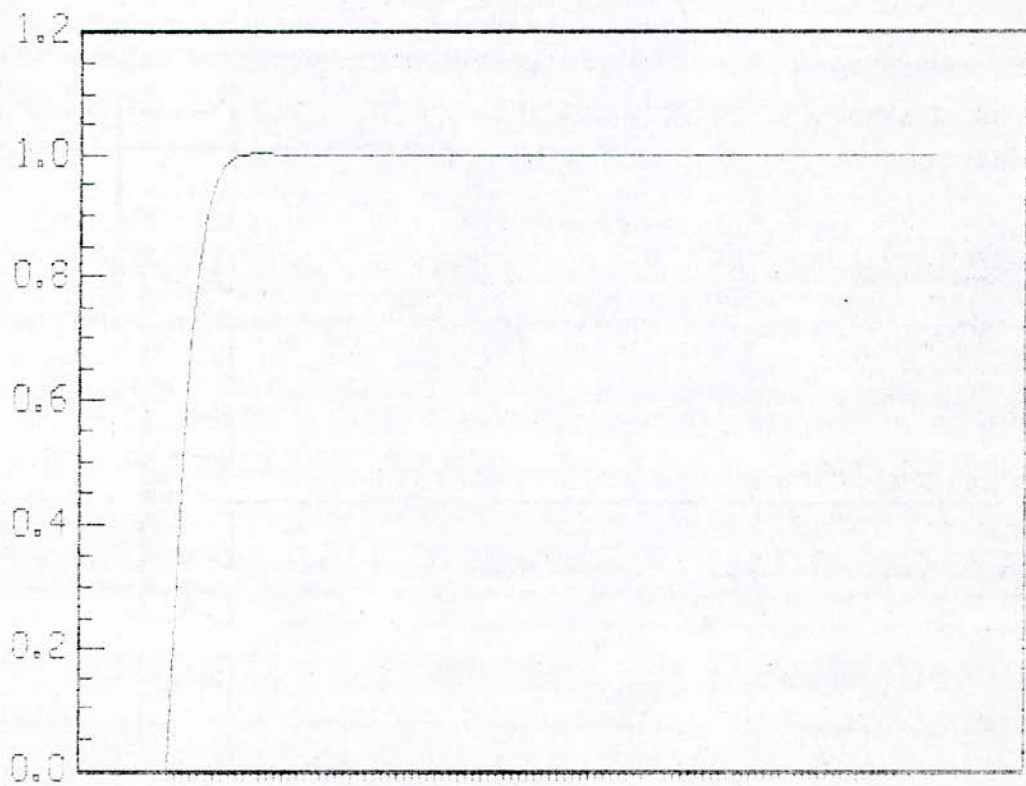


— Graphe P

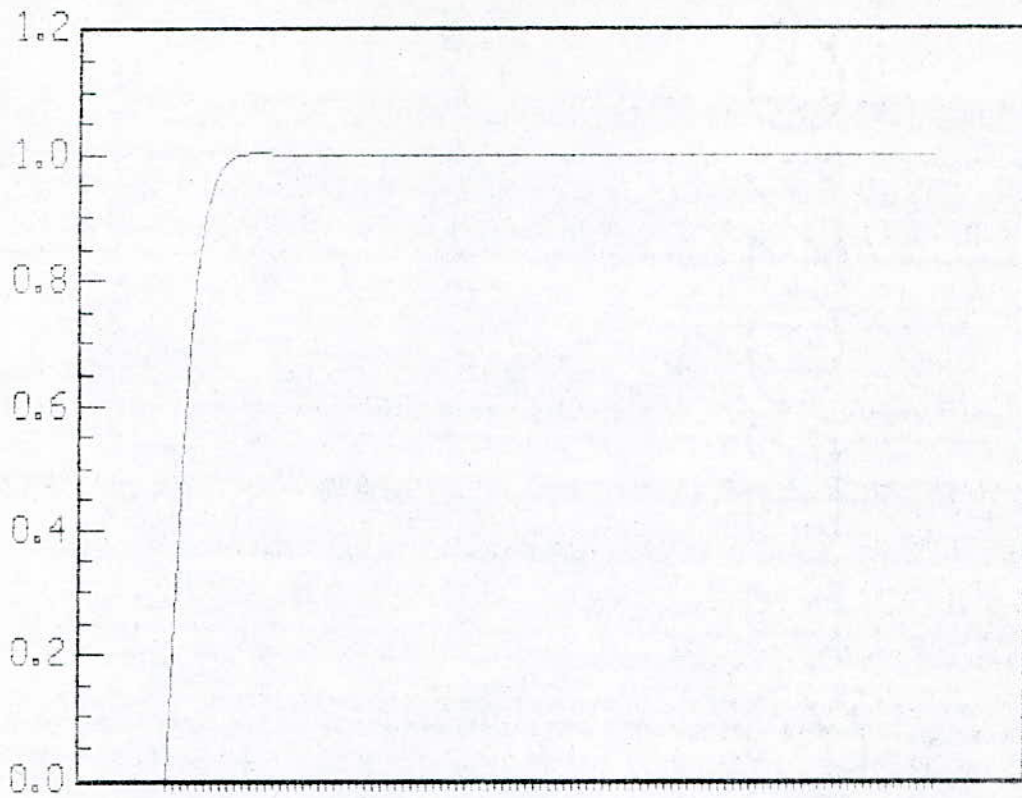
Réponse indicielle  $x_i(t)$  pour  $T_{A_1} = 0.05$  sec.



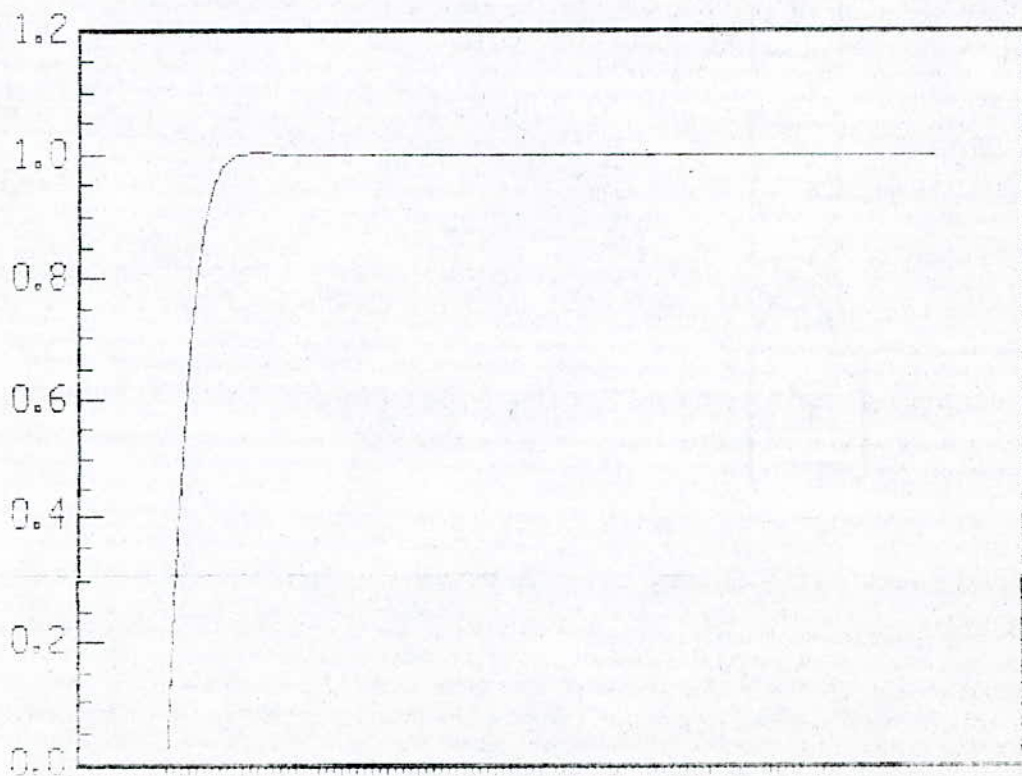
Réponse indicielle  $x_2(t)$  pour  
 $T_{A_2} = 0.04\text{s}$



Réponse indicielle  $x_3(t)$  pour  
 $T_{A_3} = 0.02\text{s}$



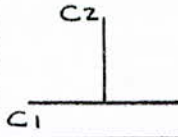
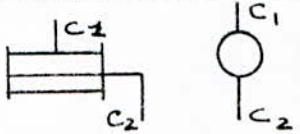
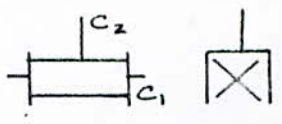
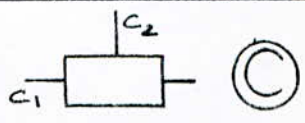
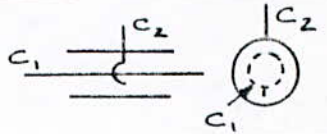
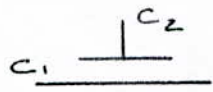

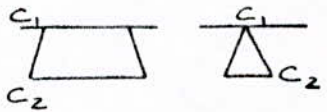
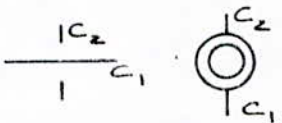
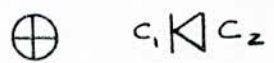
Réponse indicielle pour  $T_{A_4} = 0.1s$



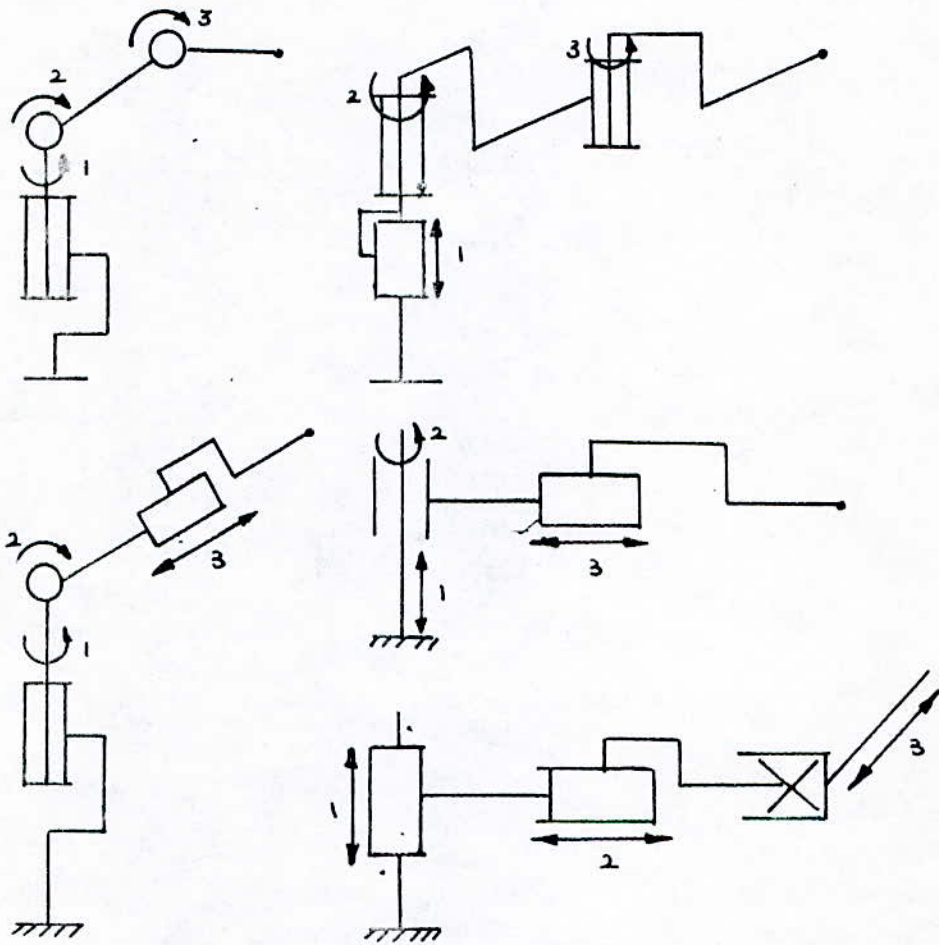
Réponse indicielle  $x_5(t)$  pour  $T_{A_5} = 0.4s$ .

# ANNEXE

---

Nom de la Liaison	Mouvements relatifs	Nombre de d.d.l	Symboles
Liaison encastrement	0 rotation 0 translation	0	 C1: corps 1 C2: corps 2
Liaison pivot	1 rotation 0 translation	1	
Liaison glissière	0 rotation 1 translation	1	
Liaison glissière hélicoïdale	1 rotation 1 translation conjuguées	1	
Liaison pivot glissant	1 rotation 1 translation	2	
Liaison appui plan	1 rotation 2 translations	3	
Liaison rotule	3 rotations 0 translation	3	
Liaison linéaire rectiligne.	2 rotations 2 translations	4	
Liaison linéaire annulaire	3 rotations 1 translation	4	
Liaison ponctuelle	3 rotations 2 translations	5	
Liaison libre	3 rotations 3 translations	6	Pas de symbole Pas de contact entre les 2 corps.

Tab1 : Représentation des liaisons mécaniques



- les cinq structures des porteurs représentées avec le symbolisme du tableau I

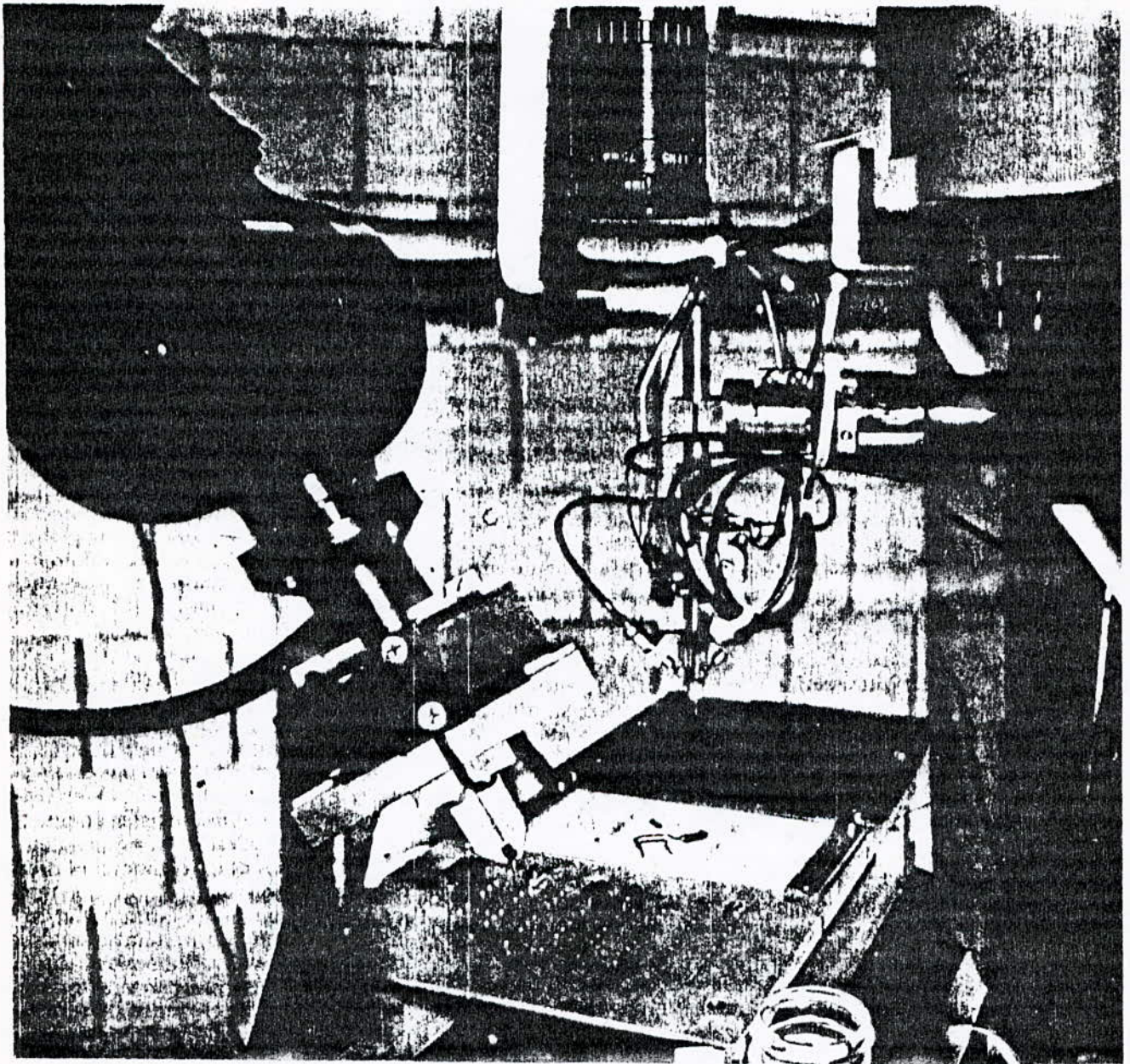


Fig. I.1 -

Ces robots , réalisant des circuits imprimés supposent des capacités logicielles très élevées ouvrant ainsi une nouvelle ère des machines.

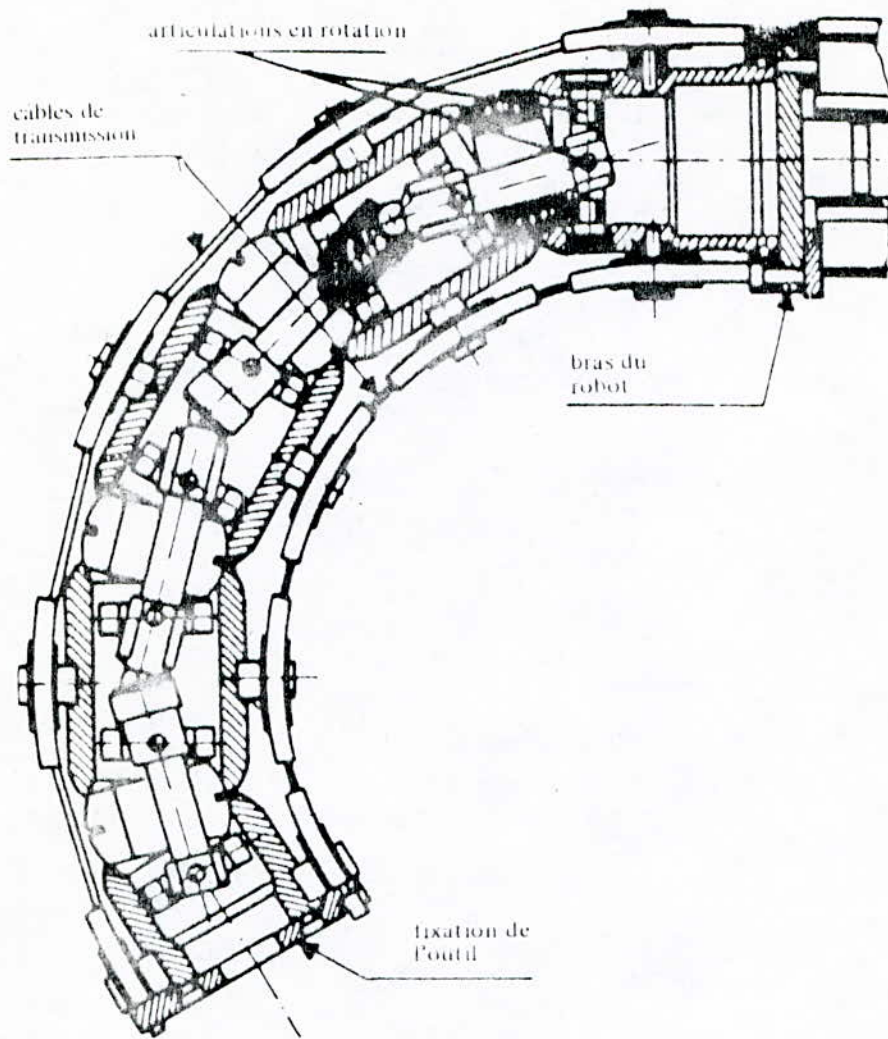
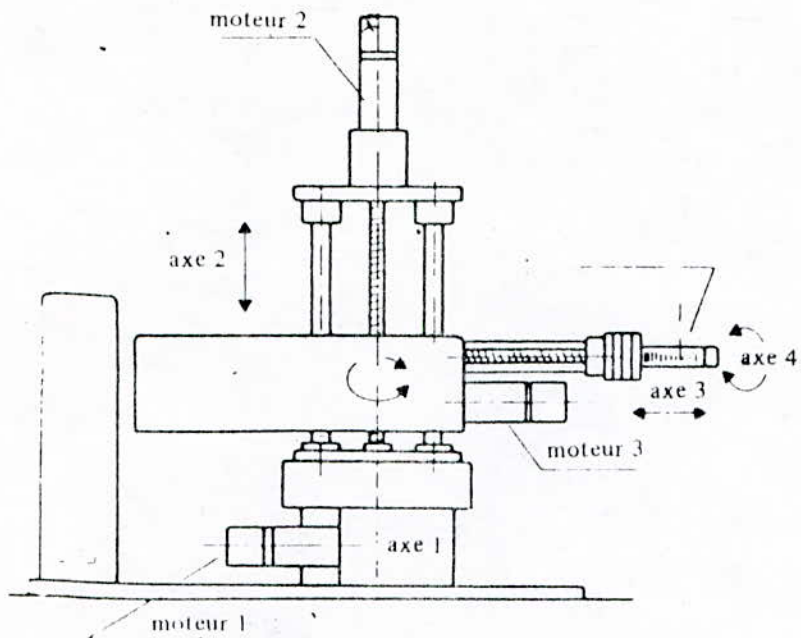


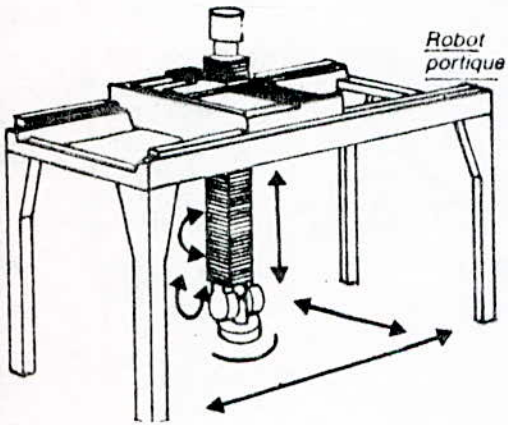
Fig .1.3

"Trompe d'éléphant" qu'on place à l'extrémité d'un robot augmentant le nombre de degré de liberté (d.d.l), pour contourner des obstacles (ici, il s'agit d'une application à la projection de peinture.)

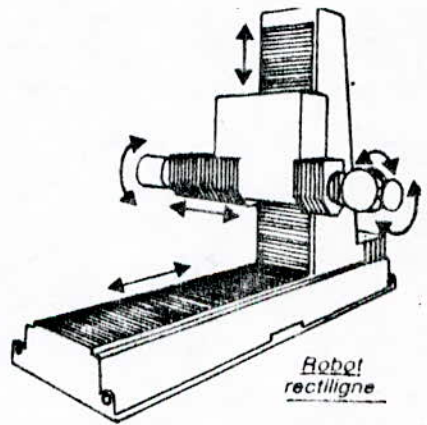




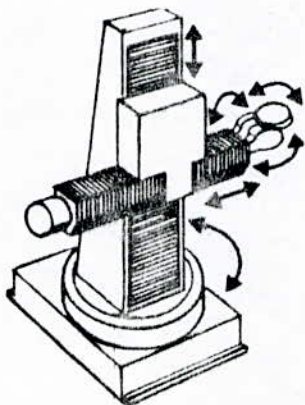
Robot en console (à 4ddl)



Robot portique

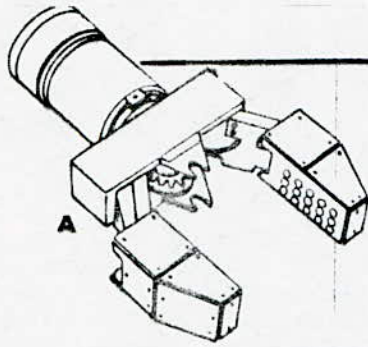


Robot rectiligne



Robot pivotant

Fig I. 6.



**ORGANES  
DE PRÉHENSION**  
**A : organe de  
préhension évolué**  
**B : pinces**  
**C : ventouses**  
**D : aimants**

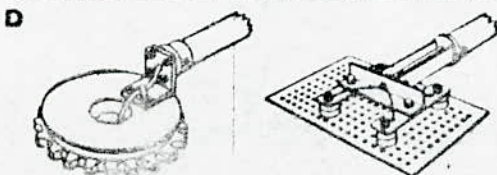
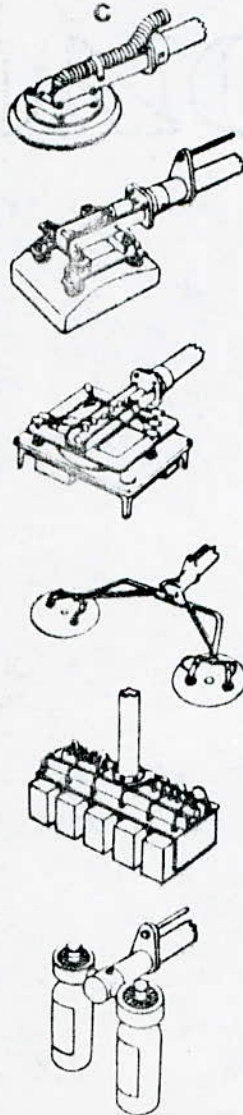
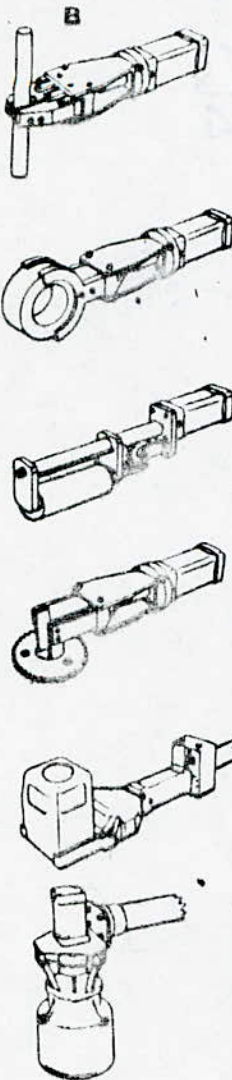


Fig 1.4 -  
des différents organes  
terminaux existants

```
100 PRINT "LREPONSE INDICIELLE A UN ECHELON DE TENSION"  
110 PRINT "::::::::::::::::::::::::::::::::::::"  
120 PRINT "JJJJJJJ"  
130 PRINT "PAS"  
140 INPUT P  
150 PRINT "VALEUR FINALE"  
160 INPUT F  
170 PRINT "LTRACE EN COURS D'EXECUTION"  
180 VIEWPORT 0,65,0,100  
200 AXIS a1:P*10,0.1  
210 MOVE a1:0,0  
220 FOR T=0 TO F STEP P  
230     Y=1+EXP(-100*T)-2*EXP(-200*T)*COS(86.6*T)  
240     DRAW a1:T,Y  
250 NEXT T
```

```
100 PRINT "LREPONSE INDICIELLE A UN ECHELON DE TENSION"  
110 PRINT "::::::::::::::::::::::::::::::::::::"  
120 PRINT "JJJJJJJ"  
130 PRINT "PAS"  
140 INPUT P  
150 PRINT "VALEUR FINALE"  
160 INPUT F  
170 PRINT "LTRACE EN COURS D'EXECUTION"  
180 VIEWPORT 0,65,0,100  
190 WINDOW 0,F,0,1.5  
200 AXIS a1:P*10,0.1  
210 MOVE a1:0,0  
220 FOR T=0 TO F STEP P  
230     Y=1-EXP(-200*T)*(SIN(100*T)+COS(100*T))  
240     DRAW a1:T,Y  
250 NEXT T
```

## BIBLIOGRAPHIE

- I- P.COIFFET - "La robotique principes et application."  
ED: HERMES (86)
- 2- P.COIFFET & M.CHIROUZE - "Elements de robotique"  
ED: HERMES
- 3- J.THILLIEZ - "La commande numerique des machines."  
ED: DUNOD.
- 4- R.CHAUPRADE - "Commande électronique des moteurs à courant continu."  
ED: EYROLLES.
- 5- R.CHAUPRADE - "Électronique de puissance." Tome I.  
ED: EYROLLES.
- 6- J.-CH.GILLE P.DECAULNE M.PELEGRIEN. - "Théorie et calcul des asservissements linéaires."  
ED: DUNOD.
- 7- H.BÜHLER - "Électronique de réglage et de commande."  
ED: DUNOD.
- 8- H.BÜHLER - "Électronique de puissance."  
ED: DUNOD
- 9- G.SEGUIER & F.NOTELET - "Électronique industrielle."  
ED: EYROLLES.
- 10- Y.KOREN - "Robotics for engineers."  
ED:
- II- F.MILSANT - "Cours d'électronique" Tome 5  
ED: EYROLLES.

I2- Thèse de fin d'étude.

- B.ZOHEIR.

I3- Thèse de fin d'étude.

M.ADJERAD.

S.TERBAOUI.

I4- Cours de Mr LYSSOV.

I5- Revue russe traduite par Mr LYSSOV.

I6- Revue mensuelle :SCIENCE & VIE.

-Numéro:138 MARS 82

I7- J.J.DI STEFANO,A.R.STUBNERUD,I.J.WILLIAMS -"Système asservis."

"Cours et problèmes" TOME I &2 .

I8- P.NASLIN - "Technologie et calcul pratique des systèmes asservis".

- Bibliothèque de l'automaticien.(31)

-ED. DUNOD - 1968.